Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» Міністерство освіти і науки України

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» Міністерство освіти і науки України

> Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису

Карбівська Тетяна Олексіївна

УДК 621.314: 621.311.6

ДИСЕРТАЦІЯ

Перетворювачі електроенергії з модульною структурою та зниженим рівнем пульсацій для контактного зварювання

171 – Електроніка

17 – Електроніка та телекомунікації

Подається на здобуття наукового ступеня доктора філософії

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

_Т. О. Карбівська

Науковий керівник

Бондаренко Олександр Федорович, кандидат технічних наук, доцент

Київ – 2021

АНОТАЦІЯ

Карбівська Т.О. Перетворювачі електроенергії з модульною структурою та зниженим рівнем пульсацій для контактного зварювання. – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора філософії за спеціальністю 171 – Електроніка. – Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» МОН України, Київ, 2021.

Дисертація присвячена дослідженню перетворювачів електроенергії з модульною структурою та зниженим рівнем пульсацій для контактного зварювання.

Контактне зварювання широко застосовується для з'єднання металевих деталей в електронній промисловості, приладобудуванні, машинобудуванні, автомобіле- та літакобудуванні, космічній техніці, медицині та інших галузях.

Контактне зварювання здійснюється шляхом затискання двох металевих деталей між двома електродами з необхідною силою стиснення та пропускання крізь них імпульсу електричного струму необхідної форми, амплітуди та тривалості. У місці проходження струму деталі нагріваються до рівня температури плавлення та з'єднуються між собою. Такий процес зварювання є досить складним, оскільки електричний опір зони зварювання має складний, нелінійний характер та залежить від матеріалу, товщини і шорсткості поверхні деталей та електродів. Такі властивості контактного зварювання ускладнюють процес проектування джерел живлення для його реалізації.

В більшості випадків основною і єдиною вимогою, що виставляється до зварних з'єднань – їх міцність. Однак є галузі промисловості, де з'єднуються деталі відповідального призначення і відсутність виплесків часточок розплавленого металу, а також висока повторюваність відтворення параметрів зварних точок має критично важливе значення. Вимога до відсутності виплесків при зварюванні мініатюрних деталей, або деталей компонентів відповідального призначення пов'язана з тим, що часточки металу, які застигли після процесу зварювання, можуть викликати короткі замикання в функціональних елементах електронних приладів, спотворення сигналів, шуми і т.п. Висока повторюваність з'єднань необхідна під час виготовлення складних виробів, за наявності великої кількості зварних точок, від якості кожної з яких значною мірою залежить якість готового виробу.

Основне завдання формування необхідних для зварювання параметрів покладається на джерело живлення (також відоме як формувач імпульсів струму), яке забезпечує необхідну форму, амплітуду та тривалість імпульсу зварного струму. На практиці використовують різні форми імпульсів зварного струму, наприклад імпульси постійного чи змінного струму, імпульси пульсуючого струму, або ж комбінації вищезгаданих форм імпульсів струму. Використання імпульсів постійного струму дозволяє покращити якість отриманих з'єднань, особливо у випадках зварювання мініатюрних деталей. Ряд досліджень показує, що при зварюванні деталей товщиною до 0,5 мм, важливу роль відіграє рівень пульсацій зварного струму. Малий розмах пульсацій дозволяє отримати зварні з'єднання високої міцності без виплесків металу. Також додаткові елементи фільтрів для зниження пульсацій струму вносять значну інерційність в контур зворотного зв'язку, що може погіршити якість роботи системи керування та відобразитися на точності відтворення струму.

На сьогоднішній день відома велика кількість способів побудови джерел живлення для контактного зварювання. Найбільш перспективним вбачається побудова джерела живлення на базі транзисторного перетворювача, який здатний забезпечити високу точність формування струму в навантаженні, а також вищий рівень енергоефективності порівняно з іншими видами джерел живлення. Відомо, що транзисторні перетворювачі з безперервним керуванням дозволяють отримати високу точність відтворення кривої зварювального струму, однак забезпечують досить низьку енергоефективність. Транзисторні перетворювачі з імпульсним керуванням забезпечують більш високий коефіцієнт корисної дії, однак точність формування струму на виході знижується. Дещо знизити потужність втрат одночасно зі збереженням високої точності формування струму дозволяє використання перетворювачів зі спільним використанням безперервного та імпульсного режимів керування транзисторами. Однак для подібних рішень питання поліпшення показників енергоефективності все ще залишається актуальним. Використання понижуючого перетворювача зі зниженим рівнем пульсацій, що працює в імпульсному режимі, дозволить забезпечити високу точність формування зварювального струму одночасно з низькою потужністю втрат, властивою транзисторним перетворювачам з імпульсним керуванням.

Використання модульного способу побудови джерела живлення з *n* уніфікованими модулями перетворювачів, що підключені паралельно та працюють на спільне навантаження, дозволить покращити точність формування струму, підвищити рівень потужності в навантаженні без використання громіздких компонентів, а також технологічність, гнучкість перебудови та рівень уніфікації перетворювача.

У вступі обґрунтовано актуальність обраної теми дослідження, сформульовано мету та задачі наукових досліджень, наведено дані про зв'язок роботи з науковими програмами, викладено наукову новизну, практичне значення та наведено дані про апробацію результатів дисертації та публікацій.

У першому розділі розкрито особливості перебігу процесу контактного зварювання, проведено аналітичний огляд наукових публікацій з метою дослідження існуючих технічних рішень та принципів побудови джерел живлення для контактного зварювання, обґрунтовано вибір транзисторного перетворювача використанням імпульсного способу 3 керування транзисторами. Також розкрито особливості побудови перетворювачів з структурою, які дозволяють виконати побудову більш модульною енергоефективних та надійних джерел живлення для контактного зварювання, обгрунтовано вибір модульної топології перетворювача.

У другому розділі розглянуто топології транзисторних перетворювачів, які можуть бути використані як базовий модуль джерела живлення з модульною структурою для контактного зварювання. Проведено оцінку енергоефективності транзисторних перетворювачів під час роботи на імпульсне навантаження з високою амплітудою струму, характерною для контактного розділі наведено формули, зварювання. У які описують процеси у транзисторних перетворювачах, а також проілюстровано діаграми їх роботи. Обґрунтовано вибір перетворювача зі зниженим рівнем пульсацій як базового модуля джерела живлення для контактного зварювання, в якому використання додаткового конденсатора дозволяє знизити рівень пульсацій струму навантаження.

У третьому розділі побудовано математичні моделі базового модуля перетворювача зі зниженим рівнем пульсацій та перетворювача, що складається з *n* уніфікованих модулів перетворювачів зі зниженим рівнем пульсацій. Показано, що модель перетворювача з модульною структурою для контактного зварювання та зниженим рівнем пульсацій є універсальною та може бути використана для *n*-ї кількості базових модулів, що працюють на спільне навантаження. Крім того, наведено логарифмічні амплітудно-фазові частотні характеристики перетворювачів, що демонструють їх роботу та запаси стійкості.

У четвертому розділі наведено імітаційну модель базового модуля перетворювача зі зниженим рівнем пульсацій та діаграми його роботи. Також наведено схему електричну принципову та фізичну модель базового модуля перетворювача зі зниженим рівнем пульсацій. Імітаційне моделювання та результати практичних досліджень підтверджують висунуті припущення про значне зниження рівня пульсацій струму на виході перетворювача. Також у розділі наведено рекомендації з вибору конденсатора вторинної гілки перетворювача, параметри якого впливають на рівень пульсацій струму навантаження.

У загальних висновках автором представлені наукові та практичні результати дисертаційного дослідження та рекомендації щодо їх використання.

Наукова новизна отриманих результатів полягає в наступному:

1. Вперше показано, що використання топології перетворювача для контактного зварювання в якому за рахунок додавання ланки компенсації пульсацій струму навантаження та використання модульної структури забезпечується отримання високих показників енергоефективності та точності формування імпульсів струму.

2. Вперше побудовано математичну модель одного модулю перетворювача з модульною структурою та зниженим рівнем пульсацій, яка враховує паразитні опори елементів схеми, дозволяє виконувати аналіз динамічних характеристик та визначення прийнятних з практичної точки зору параметрів налаштувань регулятора.

3. Вперше побудовано математичну модель перетворювача для довільної кількості модулів, яка дозволяє виконувати аналіз її динамічних характеристик та визначення прийнятних з практичної точки зору параметрів налаштувань регулятора.

4. Вдосконалено методику синтезу регулятора, яка базується на запропонованій моделі одного модуля перетворювача та дозволяє отримати опорні налаштування регулятора і шляхом поступового наближення забезпечити його прийнятні з практичної точки зору параметри.

Практичне значення отриманих результатів дисертації:

1. Розроблена схема електрична принципова одного модуля на основі запропонованої топології перетворювача з додатковою ланкою компенсації пульсацій струму навантаження, а також експериментальний зразок перетворювача зі зниженим рівнем пульсацій для контактного зварювання, які можуть бути використані при побудові джерел живлення для контактного зварювання, а також інших застосувань, коли важливе значення має точність вихідного струму за умови мінімізації потужності втрат. Відхилення сформованого струму навантаження від заданого не перевищило 3%.

2. Розроблена імітаційна модель одного модуля перетворювача зі зниженим рівнем пульсацій для контактного зварювання, яка може бути використана розробниками при проектуванні джерел живлення для контактного зварювання з *n*-модулями, коли важливе значення має точність вихідного струму за умови мінімізації потужності втрат, а також гнучкість при зміні конфігурації джерела живлення.

3. Вдосконалено методику розрахунку втрат в імпульсному понижуючому перетворювачі для контактного зварювання з врахуванням втрат на індуктивних елементах схеми, яка може бути використана під час проектування.

Ключові слова: перетворювач електроенергії, модульна структура, пульсації струму, контактне зварювання, формувач імпульсів струму, математична модель.

SUMMARY

Tetiana Karbivska Modular Power Converters with Low Ripple Level for Resistance Welding Application. – Qualifying scientific work on the rights of the manuscript.

Thesis for the degree of Philosophy Doctor, in specialty 171 "Electronics". – National Technical University of Ukraine "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute", Ministry of Education and Science of Ukraine, Kyiv, 2021.

The thesis is devoted to the research of electric power converters with modular structures and reduced ripple levels for resistance welding.

Resistance welding is widely used for joining metal parts in the electronics industry, instrumentation, mechanical engineering, automotive and aircraft construction, space technology, medicine, and other industries.

Resistance welding is carried out by clamping two metal parts between two electrodes with the required compression force and passing through them a pulse of electric current of the desired shape, amplitude, and duration. At the point of current flow, the parts are heated to the melting point and connected to each other. The welding process is quite complex because the electrical resistance of the welding zone is complex, nonlinear, and depends on the material, thickness, and surface roughness of parts and electrodes. Such properties of resistance welding complicate the process of designing power supplies for its implementation.

In most cases, the strength of welded joints is the main and only requirement. However, there are industries where precision miniature parts have to be connected, and the absence of splashes of molten metal particles, as well as the high frequency of reproduction of weld point parameters, is critical. The requirement to avoid splashes when welding miniature parts or parts of responsible components is due to the fact that metal particles that have hardened after the welding process can cause short circuits in the functional elements of electronic devices, signal distortion, noise, etc. High repeatability of joints is necessary for the manufacture of complex products while performing a large number of welds, which predominantly affects the quality of the finished product. A power supply (also called current pulse shaper) is supposed to provide the necessary parameters for welding – the required shape, amplitude, and pulse duration of the weld current. In practice, various shapes of weld current pulses are used, such as DC or AC pulses, pulsating current pulses, or a combination of the abovementioned current pulse shapes. The use of DC pulses can improve the quality of the connections, especially in the case of welding miniature parts. A number of studies show that the level of weld current ripples plays a significant role when welding parts up to 0.5 mm thick. The small amplitude of the ripples allows obtaining high-strength welded joints without metal splashes. Also, additional filter elements to reduce current ripple bring significant inertia to the feedback loop, which can degrade the quality of the control system and affect the accuracy of current reproduction.

To date, there are many ways to build power supplies for resistance welding equipment. The most promising is the construction of a power supply based on a transistor converter, which is able to provide high accuracy of the current generation in the load, as well as a higher level of energy efficiency compared to other types of power supplies. It is known that transistor converters with continuous control allow obtaining high accuracy of the reproduction of the welding current curve, but provide fairly low energy efficiency. Pulse-controlled transistor converters provide higher efficiency, but the accuracy of the output current is reduced. The use of converters with the joint use of continuous and pulse transistor control modes allows reducing the power loss at the same time while maintaining the high accuracy of the current generation. However, for such solutions, the issue of improving energy efficiency remains relevant. The use of a step-down converter with low ripple, operating in pulse mode, will provide high accuracy of welding current generation at the same time with low power loss, inherent in transistor converters with pulse control.

The use of a modular topology of a power supply with n unified converter modules connected in parallel and working for a common load will improve the accuracy of the current generation, increase the power level in the load without the use of bulky components, as well as increase manufacturability, flexibility, and unification of the converter.

In the introduction the relevance of the chosen research topic is substantiated, the purpose and tasks of scientific researches are formulated, data on connection of work with scientific programs are resulted, scientific novelty, practical value is stated and data on approbation of dissertation results and publications are given.

The first section reveals the features of the process of resistance welding, an analytical review of scientific publications to study existing technical solutions and principles of constructing power supplies for resistance welding, the choice of a transistor converter using the pulse control method of transistors is substantiated. The construction features of converters with a modular structure, which allows building more energy-efficient and reliable power supplies for resistance welding, are also revealed, the choice of the modular topology of the converter is substantiated.

The second section considers topologies of transistor converters that can be used as a basic module of power supply with modular structure for resistance welding. The energy efficiency of transistor converters during operation on pulse load with high current amplitude, typical for resistance welding, is estimated. The section presents formulas that describe the processes in transistor converters, as well as illustrate diagrams of their operation. The choice of the converter with the reduced ripple level as the basic module of the power supply for resistance welding in which use of the additional capacitor allows to reduce the ripple level in load current is substantiated.

In the third section, the mathematical models of the basic converter module with the reduced ripple level and the converter consisting of n unified modules with the reduced ripple level are built. It is shown that the converter model with a modular structure for resistance welding and low ripple is universal and can be used for the n number of basic modules operating for a common load. In addition, the Bode plots for the converters are demonstrated, showing their operation and stability margins.

The fourth section presents a simulation model of the basic converter module with a reduced ripple level and diagrams of its operation. The circuit diagram and physical model of the basic converter module with the reduced ripple level are also shown. Simulation modeling and the results of practical research confirm the assumptions about a significant reduction in the level of current ripple at the output of the converter. The section also provides recommendations for choosing a capacitor in the secondary branch of the converter, the parameters of which affect the level of load current ripple.

In the general conclusions, the author presents the scientific and practical results of the thesis research and recommendations for their use.

The scientific novelty of the obtained results is as follows:

1. It is shown for the first time that the use of the topology of the converter for resistance welding in which by adding a link to compensate for load current ripple and the use of a modular topology provides high energy efficiency and accuracy of current pulses.

2. For the first time, a mathematical model of one converter module with modular structure and low ripple level was built, which takes into account the parasitic resistances of circuit elements, allows to analysis dynamic characteristics and determine acceptable from a practical point of view parameters of controller settings.

3. For the first time, a mathematical model of the converter for any number of modules was built, which allows to perform the analysis of its dynamic characteristics and to determine the practically acceptable parameters of the controller settings.

4. The technique of synthesis of the regulator which is based on the offered model of one module of the converter and allows to receive basic settings of the regulator and by gradual approximation to provide its parameters acceptable from the practical point of view is improved.

The practical significance of the results of the thesis:

1. The electrical circuit of one module based on the proposed topology of the converter with an additional link to compensate load current ripple, as well as an experimental sample of the converter with low ripple level for resistance welding, which can be used in the construction of power supplies for resistance welding and other applications, when the accuracy of the output current is important provided that

the power loss is minimized, was developed. The deviation of the generated load current from the set did not exceed 3%.

2. The simulation model of one converter module with low ripple for resistance welding, which can be used by developers in the design of power supplies for resistance welding with *n*-modules, when the accuracy of the output current is important while minimizing power loss and flexibility in changing the power supply configuration, was developed.

3. The technique of calculation of losses in the pulse step-down converter for resistance welding taking into account losses on inductive elements of the circuit which can be used during designing is improved.

Key words: electric power converter, modular structure, current ripple, resistance welding, current pulse shaper, mathematical model.

Список публікацій здобувача

1. O. Bondarenko *et al.*, "Modular Power Supply for Micro Resistance Welding," *Electr. Control Commun. Eng.*, vol. 12, no. 1, pp. 20–26, Jul. 2017, doi: 10.1515/ecce-2017-0003 (Закордонне періодичне видання, Латвія, індексується в Web of Science).

2. О. Ф. Бондаренко, Т. О. Рижакова, та Ю. В. Кожушко, "Вдосконалена методика оцінки втрат в імпульсних перетворювачах установок контактного мікрозварювання," *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*, № 3, ст. 38–42, 2018, doi: 10.15222/TKEA2018.3.38 (Фахове видання).

3. Т. О. Карбівська, Ю. В. Кожушко, та О. Ф. Бондаренко, "Аналіз потужності втрат джерела живлення для контактного мікрозварювання," *Мікросистеми, Електроніка та Акустика*, vol. 25, №. 3, ст. 41–47, грудень 2020, doi: 10.20535/2523-4455.mea.208874 (Фахове видання).

4. Y. Kozhushko, T. Karbivska, D. Zinchenko, D. Pavković, E. Rosolowski, and O. Bondarenko, "Charging Device of Capacitive Energy Storage for Micro Resistance Welding," Present Probl. Power Syst. Control, vol. 9, pp. 5–17, 2018 (Закордонне періодичне видання, Польща).

5. О. Ф. Бондаренко, Ю. В. Кожушко, Т. О. Карбівська, Є. О. Желязков, та П. С. Сафронов, "Стійкість комбінованої системи накопичення енергії на основі суперконденсатора та акумуляторної батареї," Електротехніка і Електромеханіка, № 5, ст. 31–37, жовтень 2020, doi: 10.20998/2074-272X.2020.5.05 (Індексується в Web of Science, фахове видання категорії А).

6. Ю. В. Кожушко, О. Ф. Бондаренко, Д. О. Зінченко, та Т. О. Рижакова, "Ефективне використання гібридного ємнісного накопичувача енергії джерела живлення для контактного мікрозварювання," Мікросистеми Електроніка та Акустика, vol. 23, № 2, ст. 14–18, квітень 2018, doi: 10.20535/2523-4455.2018.23.2.130391 (Фахове видання).

7. Y. Kozhushko, D. Pavkovic, T. Karbivska, P. Safronov, and O. Bondarenko, "Robust Control of Battery-Supercapacitor Energy Storage System

Using Kharitonov Theorem," in 2020 IEEE 14th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG), Jul. 2020, pp. 550–555, doi: 10.1109/CPE-POWERENG48600.2020.9161569 (Закордонне періодичне видання, Португалія, індексується в Scopus).

8. O. Bondarenko, T. Ryzhakova, and Y. Kozhushko, "Power Supply with Modular Structure for Micro Resistance Welding," in *16th International Symposium «Topical Problems in the Field of Electrical and Power Engineering» and «Doctoral School of Energy and Geotechnology III»*, 2017, pp. 2–5.

9. T. Karbivska and Y. K. O. Bondarenko, "Evaluation of The Total Losses in Principal Units of Micro Resistance Welding Machine Power Supplies," in *18th International Symposium «Topical Problems in the Field of Electrical and Power Engineering» and «Doctoral School of Energy and Geotechnology III»*, 2019, pp. 215–216.

10. T. Karbivska, Y. Kozhushko, J. G. Nataraj Barath, and O. Bondarenko, "Split-Pi Converter for Resistance Welding Application," *2020 IEEE KhPI Week Adv. Technol. KhPI Week 2020 - Conf. Proc.*, pp. 391–395, 2020, doi: 10.1109/KhPIWeek51551.2020.9250113.

11. Y. Kozhushko, D. Pavkovic, T. Karbivska, and O. Bondarenko, "Stability Analysis of Battery-Supercapacitor Energy Storage System for Resistance Welding," in 2019 IEEE 2nd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON), Jul. 2019, pp. 349–354, doi: 10.1109/UKRCON.2019.8879850.

12. Y. Kozhushko, D. Pavkovic, D. Zinchenko, T. Karbivska, V. Sydorets, and O. Bondarenko, "Hybrid Energy Storage System of Power Supply for Micro Resistance Welding," in 2019 IEEE 39th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO), Apr. 2019, pp. 584–589, doi: 10.1109/ELNANO.2019.8783890.

13. Y. Kozhushko, T. Ryzhakova, O. Bondarenko, and Z. Stević, "Supercapacitor Battery Charger with Voltage Equilizing," in Međunarodna konferencija o obnovljivim izvorima električne energije, Oct. 2017, doi: 10.24094/mkoiee.017.1.5.127.

14. Y. Kozhushko, T. Karbivska, D. Pavkovic, and O. Bondarenko, "Peak Current Control of Battery-Supercapacitor Hybrid Energy Storage," in 2020 IEEE KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek), Oct. 2020, pp. 396–401, doi: 10.1109/KhPIWeek51551.2020.9250086.

15. Т. О. Карбівська, Ю. В. Кожушко, та О. Ф. Бондаренко, "Вдосконалена методика оцінки втрат в імпульсних перетворювачах установок контактного мікрозварювання," XIV Міжнародна конференція Контроль і управління в складних системах (КУСС-2018), 2018, ст. 67.

16. Т. О. Рижакова та Ю. В. Кожушко, "Енергоефективність формувача імпульсів струму для контактного мікрозварювання," Х Міжнародна науковотехнічна конференція молодих вчених "Електроніка-2017," 2017, ст. 55–58.

17. Т. О. Рижакова, "Формувач імпульсів для контактного зварювання з багатокомірковою структурою" VIII Міжнародна науково-технічна конференція молодих вчених «Електроніка-2015», 2015, ст. 202–204.

18. Т. О. Рижакова, "Зниження потужності втрат в імпульсному перетворювачі постійної напруги першого роду," ІХ Міжнародна науковотехнічна конференція молодих вчених «Електроніка-2016», 2016, ст. 314–317.

19. R. Baraniuk, T. Ryzhakova, Y. Kozhushko and O. Bondarenko, "Thermal and Surge Current Protection Means for Semiconductor Non-Isolated Power Converters," in IEEE Standards Education e-Magazine, March 2018, vol. 8(1) (5G & 802.11).

20. Є. О. Желязков, Ю. В. Кожушко, Т. О. Карбівська, та О. Ф. Бондаренко, "Покращення характеристик безпровідних зарядних пристроїв для медичних застосувань," *XXI міжнародна науково-практична конференція «Сучасні інформаційні та електронні технології» («СІЕТ–2020) 25-29 травня 2020 року*, 2020, ст. 50–51.

3MICT

| ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ | 18 |
|--------------------------------------------------------------------|---------------------|
| ВСТУП | 19 |
| Розділ 1. КОНТАКТНЕ ЗВАРЮВАННЯ ТА ПРИНЦИПИ ПОБУД | ЭВИ |
| ДЖЕРЕЛ ЖИВЛЕННЯ ДЛЯ КОНТАКТНОГО ЗВАРЮВАННЯ | 26 |
| 1.1 Технологія та обладнання для контактного зварювання | 26 |
| 1.2 Принципи побудови джерел живлення для контактного зварювання. | 33 |
| 1.3 Перетворювачі з модульною структурою для контактного зварюванн | <mark>кя 4</mark> 1 |
| 1.4 Висновки за розділом 1 | 48 |
| Розділ 2. ВИБІР ТОПОЛОГІЇ БАЗОВОГО МОДУЛЯ ПЕРЕТВОРЮВАЧ | IA 3 |
| МОДУЛЬНОЮ СТРУКТУРОЮ | 50 |
| 2.1 Понижуючий перетворювач | 50 |
| 2.2 Багатофазний понижуючий перетворювач | 64 |
| 2.3 Понижуючий перетворювач зі зниженим рівнем пульсацій вихід | ного |
| струму | 67 |
| 2.4 Висновки за розділом 2 | 70 |
| Розділ 3. МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ПЕРЕТВОРЮВА | ۹ЧА |
| ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ ЗІ ЗНИЖЕНИМ РІВНЕМ ПУЛЬСАЦІЙ ВИХІДН | ОГО |
| СТРУМУ 72 | |
| 3.1 Розробка математичної моделі базового модуля перетворювач | а зі |
| зниженим рівнем пульсацій | 72 |
| 3.2 Аналіз замкненої системи базового модуля перетворювача | 83 |
| 3.3 Розробка математичної моделі перетворювача з модульною структу | рою |
| 85 | |
| 3.4 Висновки за розділом 3 | . 126 |

| Розділ 4. МОДЕЛЮВАННЯ ПРОЦЕСІВ ЗАПРОПОНОВАНОГО |
|---------------------------------------------------------------------|
| ПЕРЕТВОРЮВАЧА128 |
| 4.1 Імітаційна модель перетворювача 128 |
| 4.2 Схема електрична принципова та фізична модель перетворювача 132 |
| 4.3 Рекомендації з застосування139 |
| 4.4 Висновки за розділом 4 140 |
| ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ |
| СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ144 |
| ДОДАТОК А РОЗРАХУНОК ЕЛЕМЕНТІВ МАТРИЦІ W1 156 |
| ДОДАТОК Б РОЗРАХУНОК ЕЛЕМЕНТІВ МАТРИЦІ А ₁ |
| ДОДАТОК В ПЕРЕЛІК ПУБЛІКАЦІЙ АВТОРА ЗА ТЕМОЮ |
| ДИСЕРТАЦІЙНОГО ДОСЛІДЖЕННЯ ТА ВІДОМОСТІ ПРО АПРОБАЦІЮ |
| РЕЗУЛЬТАТІВ ДИСЕРТАЦІЇ169 |
| ДОДАТОК Г ВІДЗНАКИ, ЯКІ ОТРИМАНІ ЗА РЕЗУЛЬТАТАМИ АПРОБАЦІ |
| ДИСЕРТАЦІЙНОЇ РОБОТИ174 |
| ДОДАТОК Д АКТИ ВПРОВАДЖЕННЯ РЕЗУЛЬТАТІВ ДИСЕРТАЦІЙНОГО |
| ДОСЛІДЖЕННЯ 176 |

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

ШІМ – широтно-імпульсна модуляція;

ЛАФЧХ – логарифмічна амплітудно-фазова частотна характеристика;

ЛФЧХ – логарифмічна фазова частотна характеристика;

АФЧХ – амплітудно-фазова частотна характеристика;

ККД – коефіцієнт корисної дії;

ПІД – пропорційно-інтегрально-диференціюючий;

АБ – акумуляторна батарея;

СК – суперконденсатор;

ДС – давач струму;

MOSFET – metal–oxide–semiconductor field-effect transistor – польовий транзистор з ізольованим затвором;

ВАХ – вольт-амперна характеристика

вступ

Обґрунтування вибору теми дослідження.

Сучасний розвиток науки та техніки невідривно пов'язаний з використанням електроенергії, а також з її перетворенням за допомогою перетворювачів електроенергії. Контактне зварювання не є винятком. Джерело живлення є основним елементом обладнання для здійснення процесу контактного зварювання. Роботи провідних спеціалістів у даній сфері показали, що від якості та технологічних можливостей джерела живлення залежить якість та міцність отриманих з'єднань, а також продуктивність та якість процесу зварювання.

Контактне зварювання широко застосовується для з'єднання металевих деталей в електронній промисловості, приладобудуванні, машинобудуванні, автомобіле- та літакобудуванні, космічній техніці, медицині та інших галузях. В автомобільній промисловості понад 90% монтажних робіт у кузові автомобіля виконується за допомогою контактного зварювання. Зазвичай кожне сучасне авто, яке сходить з конвеєра на виробництві, містить в собі від 2000 до 5000 зварних точок. Контактне зварювання також застосовується для з'єднання м'яких тканин при хірургічних втручаннях, коли різноманітні розрізи органів та інших м'яких тканин з'єднуються за допомогою нагрівання їх у місці з'єднання струмом високої частоти.

Основною перевагою контактного зварювання є те, що його процес можна автоматизувати і роботизувати для виробництва значних об'ємів продукції без використання витратних матеріалів, таких як припої, флюси і т.д. Також контактне зварювання є безпечним способом з'єднання металів за рахунок низьких робочих напруг. Однак, процес контактного зварювання включає в себе складні електромагнітні, теплові та механічні процеси, які досить важко контролювати, що ускладнює завдання побудови джерел живлення для контактного зварювання.

В багатьох випадках, при зварюванні великогабаритних деталей, основною і єдиною вимогою до зварювання є міцність отриманого з'єднання. Однак, при зварюванні мініатюрних деталей відповідального призначення, мішності з'єднання, необхілно забезпечити окрім високої високу повторюваність з'єднань, а також відсутність виплесків часточок розплавленого металу. Тому для забезпечення високої якості отриманих з'єднань, постає питання побудови джерела живлення, яке і буде забезпечувати необхідну форму, амплітуду та тривалість протікання струму, а також частоту відтворення заданих параметрів.

Відомо, що при зварюванні мініатюрних деталей, важливу роль відіграє рівень пульсацій зварного струму. Малий розмах пульсацій дозволяє отримати зварні з'єднання високої міцності без виплесків металу. Тому зниження рівня пульсацій струму навантаження відіграє важливу роль при проектуванні джерел живлення для контактного зварювання.

Значний внесок в дослідження процесів контактного зварювання та розвиток теорії побудови перетворювачів для контактного зварювання зробили Б.Є. Патон, В.Е. Моравський, Д.С. Ворона, І.В. Пентегов, В.М. Сидорець, О.Ф. Бондаренко, В.Є. Атауш, В.П. Леонов, Е.Г. Москвин, Б.Д. Орлов, М.Д. Банов, В.Я. Володін, В.К. Лебедєв, Э.В. Бумбиерис, Kang Zhou, H. Zhang, J. Senkara, Mikio Watanabe.

Питаннями побудови математичних моделей та розробки систем керування перетворювачами займалися В.Я. Жуйков, І.Є. Коротєєв, В.М. Рябенький, М.М. Юрченко, О.М. Юрченко, Ю.І. Драбович, С.К. Поднебенна, В.А. Лукас, В.А. Бесекерський, N. Mohan, R.D. Middlebrook та інші.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами. Дослідження за темою дисертаційної роботи виконувалися в Національному технічному університеті України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» Міністерство освіти і науки України відповідно до пріоритетного напряму розвитку науки і техніки України "Енергетика та енергоефективність" і планів виконання науково-дослідних робіт кафедри електронних пристроїв та 0116U006924 ДБ № "Підвищення систем за темами: показників енергоефективності та ресурсозбереження засобами силової електроніки для високонадійних зварюваних з'єднань технології отримання різнорідних матеріалів"; ДБ № 0119U100189 "Науково-технічні засади створення приладів контактного зварювання біологічних тканин імпульсами постійного струму"; ДБ № 0120U101285 "Енергоефективні системи швидкого заряду комбінованих ємнісних накопичувачів енергії типу суперконденсатор-акумуляторна батарея"; а також в рамках виконання гранту від міжнародної організації ІЕЕЕ - ІЕЕЕ Student Application Papers Implementing Industry Standards «Thermal and Surge Current Protection Means for Semiconductor Power Non-Isolate Converters». При виконанні цих робіт автор провів аналітичний огляд літератури та наукових на тему дослідження способів побудови джерел живлення для праць контактного зварювання та транзисторних перетворювачів 3 низьким енергоспоживанням та високою точністю відтворення струму навантаження, розробку потужності втрат моделей розрахунки та транзисторних перетворювачів, що працюють на імпульсне навантаження високої амплітуди.

Мета і завдання досліджень. Метою даної роботи є розвиток принципів побудови перетворювачів електричної енергії для контактного зварювання в частині забезпечення високих показників енергоефективності та точності формування зварювального струму.

Для досягнення поставленої мети в роботі вирішуються такі задачі:

1) Аналіз електрофізичних процесів контактного зварювання, а також сучасних топологій, особливостей та алгоритмів керування джерел живлення з урахуванням особливостей перебігу процесу контактного зварювання.

2) Дослідження енергоефективності транзисторних перетворювачів для контактного зварювання з урахуванням таких особливостей, як високий імпульсний струм навантаження, висока частота роботи схеми та низька напруга навантаження. 3) Вибір топології схеми джерела живлення з модульною структурою для контактного зварювання.

4) Побудова уточненої математичної моделі базового модуля перетворювача зі зниженим рівнем пульсацій для контактного зварювання для перевірки розрахунків, оцінки впливу параметрів схеми на імпульс зварного струму та енергоефективність перетворювача.

5) Побудова математичної моделі перетворювача, що складається з *n* уніфікованих модулів запропонованої топології базового модуля транзисторного перетворювача для контактного зварювання зі зниженим рівнем пульсацій для перевірки розрахунків, оцінки впливу параметрів схеми на імпульс зварного струму та енергоефективність перетворювача.

6) Проведення експериментальної перевірки ефективності
запропонованих технічних рішень, порівняння експериментальних осцилограм
з результатами моделювання, висновки за отриманими результатами.

Об'єктом дослідження є електромагнітні процеси в перетворювачах електроенергії для контактного зварювання.

Предметом дослідження є перетворювачі електроенергії для контактного зварювання.

Методи дослідження. При розв'язанні поставлених у роботі завдань з побудови джерела живлення для контактного зварювання використано чисельні методи при розробці моделі перетворювача, теорію електричних та електронних кіл для аналізу роботи перетворювача; теорію лінійних та нелінійних імпульсних систем при розрахунку стійкості, теорію автоматичного регулювання для розробки системи керування, а також операторний метод, метод усереднення змінних стану. Математичні розрахунки, та асимптотичні графіки передавальних функцій перетворювачів виконані на персональному комп'ютері з використанням пакету Matlab, моделювання процесів у транзисторному перетворювачі проводилося з використанням програмних пакетів LTSpice та Matlab Simulink.

Наукова новизна отриманих результатів полягає в наступному:

1. Вперше показано, що використання топології перетворювача для контактного зварювання в якому за рахунок додавання ланки компенсації пульсацій струму навантаження та використання модульної структури забезпечується отримання високих показників енергоефективності та точності формування імпульсів струму.

2. Вперше побудовано математичну модель одного модулю перетворювача з модульною структурою та зниженим рівнем пульсацій, яка враховує паразитні опори елементів схеми, дозволяє виконувати аналіз динамічних характеристик та визначення прийнятних з практичної точки зору параметрів налаштувань регулятора.

3. Вперше побудовано математичну модель перетворювача для довільної кількості модулів, яка дозволяє виконувати аналіз її динамічних характеристик та визначення прийнятних з практичної точки зору параметрів налаштувань регулятора.

4. Вдосконалено методику синтезу регулятора, яка базується на запропонованій моделі одного модуля перетворювача та дозволяє отримати опорні налаштування регулятора і шляхом поступового наближення забезпечити його прийнятні з практичної точки зору параметри.

Практичне значення отриманих результатів дисертації:

1. Розроблена схема електрична принципова одного модуля на основі запропонованої топології перетворювача з додатковою ланкою компенсації пульсацій струму навантаження, а також експериментальний зразок перетворювача зі зниженим рівнем пульсацій для контактного зварювання, які можуть бути використані при побудові джерел живлення для контактного зварювання, а також інших застосувань, коли важливе значення має точність вихідного струму за умови мінімізації потужності втрат. Відхилення сформованого струму навантаження від заданого не перевищило 3%.

2. Розроблена імітаційна модель одного модуля перетворювача зі зниженим рівнем пульсацій для контактного зварювання, яка може бути використана розробниками при проектуванні джерел живлення для контактного

зварювання з n-модулями, коли важливе значення має точність вихідного струму за умови мінімізації потужності втрат, а також гнучкість при зміні конфігурації джерела живлення.

3. Вдосконалено методику розрахунку втрат в імпульсному понижуючому перетворювачі для контактного зварювання з врахуванням втрат на індуктивних елементах схеми, яка може бути використана під час проектування понижуючих перетворювачів на високі струми навантаження та частоту.

Особистий внесок здобувача. Наукові положення та результати, викладені в дисертаційній роботі, отримані автором особисто. Автору належать обгрунтування задачі, проведення досліджень, аналіз і обробка результатів, висновки за отриманими результатами роботи, а саме: розрахунки потужності втрат у понижуючому перетворювачі, перетворювачі з розділеним П-подібним фільтром, з врахуванням особливостей контактного зварювання, розробка математичної моделі базового модуля перетворювача зі зниженим рівнем імітаційне пульсацій, моделювання понижуючого перетворювача, перетворювача з розділеним П-подібним фільтром [1] та перетворювача зі зниженим рівнем пульсацій, розробка прототипу перетворювача зі зниженим рівнем пульсацій. У працях [2]-[8], опублікованих у співавторстві, здобувачем розроблено методику аналізу та результати обчислення втрат потужності в понижуючому перетворювачі, проведено імітаційне моделювання, отримано діаграми його роботи та обґрунтовано використання модульної топології перетворювача. У працях [9]-[11] автором розроблено імітаційні моделі, що ілюструють роботу перетворювача. Здобувачем проведено оцінку потужності втрат перетворювача для контактного зварювання у публікаціях [12]–[15]. У роботах [16]-[18] автором проведено аналітичний огляд науково-технічної літератури та наукових праць, що націлені на дослідження перетворювачів електричної енергії зі зниженим рівнем пульсацій для контактного зварювання а також проведено аналіз їх енергетичних характеристик.

Апробація роботи. Основні положення дисертаційної роботи обговорювались на Міжнародних науково-технічних конференціях: молодих вчених «Електроніка» 2015, 2016, 2017 pp.; International Symposium «Topical Problems in the Field of Electrical and Power Engineering» and «Doctoral School of Energy and Geotechnology III» 2017; 2019; IEEE KhPI Week on Advanced Technology, 2020; IEEE 39th International Conference on Electronics and Nanotechnology ELNANO-2019, IEEE 2nd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering UKRCON-2019, IEEE CPE-POWERENG 2020 «The 14th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering», International Conference on Renewable Electrical Power Sources -ICREPS, Smart-технології в енергетиці та електроніці - 2018, 2020, 2021, Контроль і управління в складних системах КУСС-2018, а також на семінарах наукової ради Національної Академії Наук України з комплексної проблеми «Наукові основи електроенергетики», секція «Перетворення параметрів електричної енергії» (м. Київ, 2018, 2019, 2020).

Публікації. Основний зміст роботи відображено у 20 публікаціях: 7 статей у наукових фахових виданнях, з них 3 статті у періодичних наукових виданнях інших держав та 3 статті, що входять до наукометричних баз даних Web of Science та Scopus; 13 тез доповідей в збірниках матеріалів конференцій.

Структура та обсяг дисертації. Дисертація складається зі вступу, чотирьох розділів, висновків, списку використаних джерел із 106 найменувань та 5 додатків. Загальний обсяг дисертаційної роботи становить 179 сторінок, у тому числі 124 сторінки основного тексту, 55 рисунків та 1 таблиця.

РОЗДІЛ 1. КОНТАКТНЕ ЗВАРЮВАННЯ ТА ПРИНЦИПИ ПОБУДОВИ Джерел живлення для контактного зварювання

1.1 Технологія та обладнання для контактного зварювання

Процес точкового контактного зварювання був винайдений у 1856 році Вільямом Томсоном (лордом Кельвіном) _ англійським фізиком, основоположником термодинаміки, який вперше запропонував стикове контактне зварювання. Пізніше в 1877 році професор Еліху Томсонон розробив спосіб і обладнання для стикового контактного зварювання оплавленням. У цьому ж році російський інженер Микола Бенардос запатентував точкове і шовне контактие зварювания. З тих пір контактие зварювания широко застосовується в обробній промисловості у всьому світі [19]-[22].

Контактне зварювання – це термоелектричний процес, під час якого деталі з'єднуються шляхом пропускання електричного струму через них протягом чітко контрольованого часу та під контрольованим тиском (силою стискання). Контактне зварювання ще називають зварюванням опором, за рахунок того, що саме опір деталей та електродів використовується для отримання з'єднання. З'єднання зварюваних деталей здійснюється за рахунок утворення зв'язків між атомними шарами в зоні контактування цих деталей. При цьому, для утворення фізичного контакту та активації з'єднуваних поверхонь, витрачається теплова та механічна енергія, яка прикладається ззовні [19], [23]–[27].

Методи контактного зварювання класифікують за наступними ознаками:

- за технологічним методом отримання з'єднань точкове, рельєфне, шовне, стикове;
- за конструкцією з'єднання з'єднання внапуск, стикове з'єднання, хрестоподібне з'єднання;
- за станом металу в зоні зварювання з розплавленням металу і без розплавлення;

- 4) за способом підводу зварювального струму одно- та двостороннє;
- 5) за родом зварного струму зварювання змінним струмом промислової частоти, конденсаторне зварювання, високочастотне зварювання;
- за кількістю одночасно отримуваних з'єднань одноточкове, багатоточкове, зварювання одним або кількома швами;
- 7) за характером переміщення роликів при шовному зварюванні безперервне (з постійним обертанням роликів), крокове (з зупинкою роликів на час зварювання) [19], [28], [29].

Основні переваги контактного зварювання:

- короткий період процесу зварювання;

відсутність витратних матеріалів, таких як припой або зварювальні стрижні;

- безпека оператора через низьку напругу зварювання;
- чистота та екологічність;
- формування надійного електромеханічного з'єднання.

Точкове зварювання – це спосіб контактного зварювання, при якому деталі з'єднуються в окремих обмежених ділянках торкання (в одній чи декількох точках). При точковому зварювання використовують з'єднання внапуск. Попередньо деталі стискаються електродами (мідь або мідні сплави) та нагріваються електричним струмом необхідної амплітуди до появи всередині деталей розплавленої зони – ядра або точки (Рис. 1.1). Розплавлений метал утримується в ядрі від виплеску та надійно захищається від навколишнього середовища поясом ущільнення. Пояс ущільнення – це зона пластичної деформації, яка безпосередньо прилягає до ядра. За методом підведення струму точкове зварювання може бути двостороннім та одностороннім. В першому випадку струм підводять до кожної деталі, а в іншому випадку до однієї з них. Розрізняють також одноточкове зварювання, коли за одну операцію виконують лише одну точку, та багатоточкове зварювання – з двома та більше точками, що отримують одночасно [19], [26], [30], [31].



Рис. 1.1. Схема точкового контактного зварювання

Проходження струму через деталі з високим власним опором при контактному зварюванні спричиняє генерацію тепла. При цьому важливу роль відіграє контактний опір, який залежить від стану поверхні деталей (шорсткості поверхні, чистоти, окислення та покриття) [20], [32], [33].

Загальна теплова енергія, що розсіюється в процесі зварювання, визначається законом Джоуля-Ленца:

$$Q_{33} = \int_{0}^{l_{33}} i_{33}^{2} (t_{33}) r_{33} (t_{33}) dt_{33}, \qquad (1.1)$$

де r_{33} – миттєве значення загального опору зони зварювання на інтервалі часу 0 – t_{33} , [19], [26], [34].

При стисненні деталей їх торкання відбувається лише в окремих точках, так як поверхні деталей ніколи не можуть бути ідеально рівними. Струмопровідний контакт досягається лише в окремих ділянках точок контактування – так званих α-плямах. Контактний опір однієї α-плями:

$$R_{\kappa a} = R_{na} + R_{ca} = \frac{\rho_{n1}\delta_{n1} + \rho_{n2}\delta_{n2}}{\pi a^2} + \frac{\rho_{M1} + \rho_{M2}}{4a},$$
(1.2)

де a – радіус α -плями, R_{na} – опір плівки α -плями, R_{ca} – опір стягування α плями, ρ_{n1} і ρ_{n2} – питомий опір плівок на поверхні кожного з контактуючих металів, δ_{n1} і δ_{n2} – товщина плівок на кожному металі, ρ_{M1} і ρ_{M2} – питомий опір контактуючих металів.

Опір $R_{na} \gg R_{ca}$ так як шорсткість поверхонь контактуючих металів зазвичай невелика.



Рис. 1.2. Зона зварювання та ділянки контактування деталей

Кількість генерованого тепла при контактному зварюванні залежить від величини об'ємного та контактного опору деталей, електродів та їх поверхні (Рис. 1.3) [35]. На Рис. 1.3: $r_{Д1}$, $r_{Д2}$ – власні опори деталей; $r_{ЕД1}$, $r_{ЕД2}$ – контактні опори електрод-деталь; $r_{Д1}$ – контактний опір деталь-деталь.

Загальний опір зони зварювання є змінною величиною, так як його складові змінюються в процесі нагрівання. Тому загальний опір зони зварювання можна представити як суму миттєвих значень усіх його складових:

$$r_{33} = r_{\mathcal{A}1} + r_{\mathcal{A}2} + r_{\mathcal{E}\mathcal{A}1} + r_{\mathcal{E}\mathcal{A}2} + r_{\mathcal{A}\mathcal{A}}, \qquad (1.3)$$

де r_{33} - загальний опір зони зварювання.



Рис. 1.3. Зварювані деталі, стиснуті електродами та складові опору зони зварювання

В процесі зварювання опори, що входять до формули (1.3) змінюються за доволі складними нелінійними законами, як це проілюстровано на Рис. 1.4 [19], [21], [32].

На початку проходження імпульсу зварювального струму лінії струму в зонах контактування деталей з електродами та між собою стягуються до місць із кращою провідністю, що викликає підвищення температури у цих зонах та ріст опорів *г*_{ДД} і *г*_{ЕД}. Після цього в результаті пробою оксидних плівок та зминання мікронерівностей, площі контактування вказаних y зонах збільшуються, а опори $r_{ДД}$ і $r_{EД}$ зменшуються. Прийнято вважати, що після утворення між зварюваними деталями рідкого прошарку або досягнення там температури рекристалізації (при зварюванні в твердому стані) в контакті цих деталей опір *г*_{ДД} стає рівним нулеві (зникає). Час, за який *г*_{ДД} знижується до нуля, складає 0,5-2 мс [19], [21], [28].



Рис. 1.4. Залежність опорів у зоні зварювання від часу зварювання при нагріванні

Власний опір деталей з підвищенням температури в зоні зварювання збільшується у зв'язку з ростом питомого опору ρ зварюваного матеріалу, і після того, як зникає контактний опір деталь-деталь $r_{ДД}$, характер подальшої (до кінця t_{33}) зміни загального опору зони зварювання визначається в основному зміною при нагріванні власних опорів зварюваних деталей. В цьому випадку миттєві значення $r_{Д1}$ і $r_{Д2}$ залежать тільки від ρ .

Значення 2*r*_{EД} після зникнення *r*_{ДД} зменшується несуттєво та визначається площею фізичного контакту електрод-деталь.

Інтенсивність зниження опорів $r_{ДД}$, $2r_{EД}$ і r_{33} на початковій стадії процесу зварювання залежить від температури плавлення, товщини оксидної плівки на металевих деталях та електродах, сили стиснення електродів та інтенсивності нагрівання (часу досягнення зварювальним струмом амплітудного значення) [19], [21], [28], [36].

У контактному зварюванні виділяють також два види зварювання за розміром деталей: контактне зварювання мініатюрних деталей (мікрозварювання) та контактне зварювання великогабаритних леталей. Товщина деталей при контактному мікрозварюванні зазвичай сягає не більше 0,2 – 0,5 мм, тоді як при зварюванні великогабаритних деталей їх товщина сягає більш як 0,6 – 0,8 мм. Контактне мікрозварювання зазвичай використовується компонентів для виготовлення електронних та пристроїв, медичного обладнання, ювелірних виробів та ін. На даний момент існує менша кількість праць, пов'язаних з контактним мікрозварюванням, ніж зі зварюванням великогабаритних деталей. В силу мініатюрних розмірів деталей, що застосовуються при контактному мікрозварюванні, воно має деякі відмінності у порівнянні зі зварюванням великогабаритних деталей. Наприклад, може відрізнятися сила стиснення електродів, амплітуда струму, тривалість та форма імпульсу струму [27].

Контактне мікрозварювання вимагає більш високої точності формування кривої зварювального струму, а також зменшення тривалості імпульсу зварного струму, що викликає труднощі при розробці обладнання для контактного мікрозварювання. Режими точкового контактного зварювання прийнято називати м'якими, якщо час зварювання $t_{36} \ge 0,1c$ і жорсткими, якщо $t_{36} \le 0,1c$ [28]. Однак, при застосуванні контактного мікрозварювання, час зварювання t_{36} може складати декілька мілісекунд, або навіть десяті долі мілісекунди. У зв'язку з цим автор [21] ввів поняття «наджорстких» режимів контактного зварювання, коли $t_{36} \le 0,01c$, які найбільш характерні для точкового мікрозварювання. Однак, при зменшенні часу зварювання t_{36} підвищується тепловиділення у зоні зварювання, що може спричиняти утворення різних дефектів, найбільш характерними є виплески металу, які досить помітні неозброєним оком, можливі також підпали, підгоряння, утворення пор, тріщин та ін. [21].

1.2 Принципи побудови джерел живлення для контактного зварювання

Важливе завдання формування струму необхідної амплітуди, форми та тривалості покладається на джерело живлення для контактного зварювання. Від характеристик джерела живлення залежить напряму і якість отриманих з'єднань, особливо при зварюванні мініатюрних деталей відповідального призначення, де відсутність виплесків, підпалів чи інших дефектів має визначальне значення.

У вітчизняній літературі науковці виділяють досить деталізовану класифікацію джерел живлення для контактного зварювання, яка наведена у роботах [37], [38].

Загалом, можна виділити чотири основних види джерел живлення для контактного зварювання: формувачі імпульсів змінного струму на основі тиристорних регуляторів змінної напруги (англ. *AC type*), формувачі імпульсів постійного струму на основі інверторних перетворювачів (англ. *DC type/Inverter type*), формувачі імпульсів струму на основі розрядно-конденсаторних структур (англ. Capacitive Discharge type), формувачі імпульсів постійного струму на основі транзисторних перетворювачів (англ. *Transistor type*) [37].

В англомовній літературі часто виділяють два основних види джерел живлення для контактного точкового зварювання: однофазні джерела живлення змінного струму (англ. *Single Phase AC Power Supply*) та трифазні джерела живлення постійного струму, що працюють в діапазоні середніх частот (англ. *Middle Frequency Three Phase DC Power Supply*). Обидва типи джерел живлення активно використовуються на виробництві [39]–[41].

Однофазні джерела живлення змінного струму

В однофазних джерелах живлення змінного струму застосовуються два тиристори, з'єднані паралельно, через один з яких проходить позитивна напівхвиля змінного струму, а через інший – негативна [42], [43]. На Рис. 1.5 зображено структуру джерела живлення змінного струму для контактного зварювання.



Рис. 1.5. Структура однофазного джерела живлення змінного струму для контактного зварювання

На Рис. 1.5, Т – зварювальний трансформатор (зазвичай, типовий понижуючий трансформатор), L1 та R1, відповідно, еквівалентна індуктивність та еквівалентний опір первинної обмотки трансформатора, L2 та R2, відповідно, еквівалентна індуктивність та еквівалентний опір вторинної обмотки трансформатора. В даній структурі контроль потужності, що передається на зварювальний контакт, здійснюється за рахунок зміни кута відпирання для кожного з тиристорів VS1 та VS2. Живлення системи забезпечує електрична мережа змінного струму АС з частотою 50 Ги або 60 Ги. Зварювання відбувається в проміжок часу від моменту відкриття тиристора і до моменту, коли струм електричної мережі перетинає позначку нуля. В такому разі робоча частота вдвічі перевищує частоту електричної мережі, від якої живиться схема [39], [44].

В реальних пристроях фактичний зварювальний струм не змінюється за ідеальним синусоїдальним законом, і існує пауза, коли струм не проходить через деталі, між двома сусідніми зварювальними циклами [45]. Таким чином, зварювальний струм не є синусоїдальним. Крім того, досить важко

передбачити, як саме зміна фази зварювального струму вплине на процес зварювання. Усі ці фактори суттєво впливають на якість процесу зварювання. Джерела живлення такого типу відрізняються своєю дешевизною та простою структурою, однак їх енергоефективність невисока [46].

Трифазні джерела живлення постійного струму

Трифазне джерело живлення постійного струму зображено на Рис. 1.6. Схема включає в себе трифазне джерело змінного струму, вхідний випрямляч, мостовий інвертор та зварювальний трансформатор.

Живлення схеми здійснюється від трифазної мережі змінного струму. Вхідний випрямляч представляє собою трифазний мостовий випрямляч (схема Ларіонова). Мостовий інвертор складається з чотирьох транзисторів *VT1-VT4* та забезпечує формування напруги прямокутної форми, яка подається на первинну обмотку зварювального трансформатора *T*. Дві вторинні обмотки трансформатора приєднані до вихідного діодного випрямляча (діоди *D1*, *D2*), до якого і підключене навантаження R_{μ} . Для даної структури джерела живлення частота роботи схеми може бути встановлена від 500 *Гц* до 20 *кГц* [46], [47].



Рис. 1.6. Структура трифазного джерела живлення постійного струму

У порівнянні з однофазним джерелом живлення змінного струму, трифазне джерело постійного струму може забезпечити формування зварювального струму під час усього періоду, необхідного для зварювання. Також підвищена частота роботи схеми дозволяє застосувати більш складну систему контролю, яка дозволить більш точно регулювати потужність, що передається до навантаження. Як наслідок, така структура джерела живлення має більш високу енергоефективність [48]. До недоліків можна віднести збільшену кількість компонентів у схемі та більш складну систему керування.

Джерела живлення на основі розрядно-конденсаторних структур

Джерела живлення на основі розрядно-конденсаторних структур є досить поширеними на сьогоднішній день (*Capacitive Discharge Type*). Їх робота базується на використанні батарей конденсаторів як накопичувачів енергії. Типова структура джерела живлення на основі розрядно-конденсаторних структур зображена на Рис. 1.7, де C – батарея конденсаторів, K – комутатор мережі. З рисунку видно, що коли комутатор K знаходиться у лівому положенні, конденсатори заряджаються від мережі, а коли комутатор K перемикається у праве положення, енергія, накопичена в конденсаторах, надходить до зарядного контуру та здійснюється операція зварювання [49], [50].



Рис. 1.7. Типова структура джерела живлення на основі розрядноконденсаторних структур
Заряд конденсатора до рівня напруги U обумовлює накопичення в ньому енергії:

$$W_C = \frac{C \cdot U^2}{2}.\tag{1.4}$$

З формули (1.4) випливає, що при конденсаторному зварюванні енергія W_C може регулюватися шляхом зміни ємності конденсаторів або напруги їх заряду, або одночасної зміни ємності та напруги.

підвиди Сліл також розрізняти два основних конденсаторного зварювання: безтрансформаторне зварювання, коли конденсатор розряджається безпосередньо на зварювані деталі, та трансформаторне зварювання, коли конденсатор розряджається на первинну обмотку зварювального трансформатора, а зварювані деталі знаходяться у його вторинному колі [21].

Джерела живлення на основі транзисторних перетворювачів

Джерела живлення постійного струму на основі транзисторних перетворювачів (*Transistor type*) є досить новим напрямком в побудові джерел живлення для контактного зварювання, проте вони вже зарекомендували себе як надійні та ефективні. Транзисторні перетворювачі здатні забезпечити високу точність регулювання струму, при досить низькому енергоспоживанні.

Узагальнена топологія джерела живлення для контактного зварювання на основі транзисторного перетворювача зображена на Рис. 1.8. Транзисторний перетворювач формує імпульси струму необхідної потужності, форми та тривалості. Для передачі струму в навантаження може бути використаний узгоджувальний трансформатор, однак він вносить в систему значну інерційність, є досить громіздким та нетехнологічним у виготовленні. Тому доцільним є виключення трансформатору з системи за рахунок побудови транзисторного перетворювача на потужних силових транзисторах, а також використання модульної топології схеми, яку буде розглянуто пізніше [51].



Рис. 1.8. Джерело живлення на основі транзисторного перетворювача

Живлення транзисторного перетворювача може бути виконане одним з двох способів: напряму з мережі через вхідний трансформатор і випрямляч, або ж від накопичувача енергії, який заряджається від мережі за допомогою зарядного пристрою [34], [52]. Джерело живлення, що працює напряму від мережі негативно впливає на електричну мережу та має більш низьку енергоефективність. Джерело живлення, що працює від накопичувача енергії може забезпечити автономну роботу протягом певного часу та не впливає негативно на електричну мережу [7].

Транзисторний перетворювач може працювати в імпульсному або безперервному режимі.

При безперервному режимі роботи транзистори працюють в лінійному діапазоні вольт-амперної характеристики (ВАХ), що дає можливість керувати струмом через силовий транзистор, тим самим досягаючи високої точності формування кривої струму на виході та високої швидкодії. Побудова транзисторного перетворювача, що працює в безперервному режимі не потребує реалізації складних систем керування. Однак, такі перетворювачі мають суттєвий недолік у вигляді досить низького ККД, що обумовлено значною потужністю втрат на силових транзисторах в лінійному діапазоні ВАХ.

В імпульсному режимі транзистори перетворювача почергово перемикаються з режиму насичення у режим відсічки, тобто працюють в ключовому режимі. Під час роботи в ключовому режимі потужність втрат на транзисторах перетворювача є значно нижчою, ніж при роботі у лінійному діапазоні ВАХ. Однак, недоліком є зниження точності формування струму навантаження за рахунок значної інерційності перетворювача, а також пульсації струму навантаження.

Альтернативою двом наведеним режимам роботи може бути одночасне використання безперервного та імпульсного режимів роботи. З цією метою використовується декілька транзисторних перетворювачів, частина з яких працює в імпульсному режимі, а інші – в безперервному. Перетворювачі можуть бути підключені паралельно до навантаження або ж до джерела живлення. Транзистори по черзі підключаються до навантаження – в ті проміжки часу, коли точність відтворення струму має критичне значення в роботу вмикаються транзистори з безперервним керуванням, а в інші проміжки часу працюють транзистори в ключовому режимі. Такий спосіб керування транзисторними перетворювачами дозволяє знизити потужність втрат на транзисторах, однак втрати на транзисторах, що працюють в лінійному режимі залишаються високими.

Джерела живлення з використанням гібридного накопичувача енергії типу акумуляторна батарея-суперконденсатор

Гібридні накопичувачі енергії для різноманітних застосувань у промисловості останнім часом все більш активно вивчаються [53].

Як електрохімічні накопичувачі енергії зазвичай використовують різні типи батарей, такі як літій-іонні, нікель-кадмієві, свинцево-кислотні та ін. Літій-іонні акумуляторні батареї широко використовуються для автономних джерел живлення завдяки їх високій щільності енергії, малим розмірам та надійній роботі. Однак, імпульсні нелінійні навантаження зі струмом високої амплітуди, що властиві для контактного зварювання, значно погіршують характеристики батарей та скорочують їх термін служби [54]–[56].

3 іншого боку суперконденсатор може працювати з високими амплітудами струму без негативного навантаження впливу на його характеристики та термін служби. Щільність потужності суперконденсаторів у декілька разів вища, ніж у літій-іонних акумуляторів, але при цьому їх щільність енергії є нижчою, ніж у акумуляторів, що є їх основним недоліком. Крім того напруга на виводах суперконденсатора може значною мірою змінюватися залежно від стану його заряду, що також є недоліком порівняно з У зв'язку літій-іонними акумуляторами. такою властивістю 3 суперконденсаторів енергоефективність перетворювачів, що живляться від них, може значною мірою варіюватися залежно від рівня заряду суперконденсатора. Отже, доцільним може бути використання гібридного накопичувача енергії, де б використовувались і літій-іонна батарея, і суперконденсатор [7], [9]–[12], [15], [16].

Така система накопичення енергії використовує переваги обох накопичувачів та здатна ефективно працювати на нелінійне імпульсне навантаження з високими амплітудами струму протягом тривалого проміжку часу без підключення до електричної мережі, а також без здійснення негативного впливу на мережу [10], [56]–[58]. Також є відомості про використання гібридного накопичувача енергії типу акумуляторна батареясуперконденсатор і для контактного зварювання [10], [12], [15], [16].

На Рис. 1.9 зображено структуру гібридного накопичувача енергії типу акумуляторна батарея-суперконденсатор.



Рис. 1.9. Гібридний накопичувач енергії типу акумуляторна батареясуперконденсатор для контактного зварювання

Акумулятор використовується допоміжне джерело енергії ЯК та попередньо заряджається до номінального рівня напруги після кожного зварювального циклу за допомогою зарядного пристрою. Суперконденсатор енергії використовується як основне джерело ЛЛЯ транзисторного перетворювача – формувача імпульсів струму. *DC-DC* перетворювач підтримує необхідний струм заряду суперконденсатора та забезпечує стабільний рівень напруги на його виводах [12], [13], [15], [16].

1.3 Перетворювачі з модульною структурою для контактного зварювання

Як уже згадувалось раніше, потужність зварювального імпульсу є досить високою, що створює додаткові складнощі в проектуванні джерела живлення. Одним з відомих методів побудови потужних перетворювачів є використання модульних (багатокоміркових) топологій [51], [59]–[65].

При побудові перетворювача за модульною топологією він ділиться на окремі модулі, що алгебраїчно додаються по входу чи по виходу. За видом з'єднання вхідних та вихідних кіл модулів перетворювачі діляться на три групи:

 з розбиванням на однакові модулі, у яких виходи і входи з'єднані паралельно, або можуть перемикатися з послідовного з'єднання в паралельне і навпаки;

- з додаванням вихідних напруг, коли вихідні кола модулів з'єднані послідовно, а входи паралельно;
- з діленням вхідної напруги, коли вихідні кола модулів з'єднані паралельно, а на вході послідовно з'єднані або модулі, або силові транзистори, або елементи дільників напруги [63].

Перетворювачі, що відносяться до першої групи, як правило, дозволяють вирішити задачі ділення струму і потужності, резервування, матричної та модульної побудови систем електроживлення, а перетворювачі другої та третьої групи дозволяють, окрім перерахованих задач, додатково реалізовувати багатоступінчате регулювання вихідної напруги, зниження пульсацій вихідної напруги, забезпечення високого ККД при зміні навантаження чи вхідної напруги.

Перетворювачі з додаванням вихідних напруг виконуються з окремими вхідними трансформаторами чи з окремими вихідними випрямлячами. Перетворювачі з діленням вхідної напруги виконуються з послідовним з'єднанням модулів по входу і паралельним по виходу, а також з трансформаторними чи конденсаторними дільниками напруги [63], [65].

Використання *n*-уніфікованих модулів перетворювача дозволяє збільшити потужність вихідного сигналу, та забезпечити взаємозамінюваність кожного з модулів.

На практиці використовують такі методи взаємного ввімкнення базових модулів, джерела живлення та навантаження: всі модулі ввімкнені паралельно до джерела живлення та працюють паралельно на спільне навантаження (Рис. 1.10); модулі ввімкнені послідовно між собою в колах живлення та до джерела живлення, та працюють паралельно на спільне навантаження (Рис. 1.11); модулі підключені паралельно до джерела живлення та з'єднані між собою послідовно в колах навантаження та їх напруги додаються для живлення спільного навантаження (Рис. 1.12); модулі ввімкнені послідовно в колах живлення спільного навантаження (Рис. 1.12); модулі ввімкнені послідовно в колах живлення спільного навантаження (Рис. 1.12); модулі ввімкнені послідовно в колах живлення, а їх вихідні напруги додаються для живлення спільного навантаження (Рис. 1.13) [59], [60], [65].

Перший зi способів підключення (Рис. 1.10) практиці на використовується при порівняно низьких напругах живлення для розподілення потужності навантаження між результуючої модулями, що працюють синхронно. В такому разі напруга, прикладена до транзистора кожного окремого модуля, не перевищує порогового допустимого рівня.



Рис. 1.10. Топологія перетворювача з модульною структурою, модулі з'єднані паралельно по входу і по виходу



Рис. 1.11. Топологія перетворювача з модульною структурою, модулі з'єднані послідовно по входу і паралельно по виходу

Другий спосіб підключення базових уніфікованих модулів (Рис. 1.11) використовується, коли напруга живлення U_{in} перевищує гранично допустиме значення напруги на закритих транзисторах модулів. При цьому напруга розподіляється між послідовно ввімкненими по входу модулями таким чином,

що на вході кожного модуля прикладена напруга дорівнює $\frac{U_{in}}{N}$, де N – кількість задіяних модулів.



Рис. 1.12. Топологія перетворювача з модульною структурою, модулі з'єднані паралельно по входу і послідовно по виходу

Третій спосіб підключення (Рис. 1.12), де модулі перетворювачів з'єднані паралельно по входу, а по виходу їх напруги сумуються на спільне побудові навантаження, поширеним при високовольтних € досить перетворювальних пристроїв з вихідною напругою до 10 кВ або вищою та потужності від сотень ват до одиниць кіловат. При цьому типові значення вихідних напруг кожного базового модуля складають приблизно (0,5 – 2) кВ. Таке ввімкнення базових модулів також використовується при побудові багатофазних транзисторних інверторів з синусоїдальною вихідною напругою, коли вихідні напруги інверторних модулів, що мають прямокутну форму та зсунуті одна відносно одної на дискретний фазовий кут, сумуються в навантаженні для отримання заданої форми напруги.

Ввімкнення базових модулів за схемою Рис. 1.13 може бути використане при побудові перетворювачів, що живляться від джерел електроенергії з порівняно високою напругою та забезпечують на виході високу постійну напругу ($U_{\mu} \ge 5 - 10\kappa B$) або змінну напругу синусоїдальної форми [63], [65].



Рис. 1.13. Топологія перетворювача з модульною структурою, модулі з'єднані послідовно по входу і по виходу

При побудові перетворювачів з модульною структурою можливі також різноманітні комбінації перерахованих вище способів у вигляді послідовнопаралельного ввімкнення базових модулів.

Відомі також способи побудови модульних структур перетворювачів, де з'єднання модулів змінюється з паралельного у послідовне та навпаки, або ж з відмиканням частини модулів від навантаження з наступним їх ввімкненням. При організації систем керування такими перетворювачами в процесі зміни струму навантаження або вхідної напруги забезпечується робота кожного модуля з навантаженням за струмом чи вихідною напругою, близькою до номінальної, завдяки чому зберігається високий ККД перетворювача в цілому при зміні його навантаження чи вхідної напруги в широкому діапазоні. Також використовуються модульні структури перетворювачів, в яких один модуль є регульованим, а решта нерегульованими [51], [63].

На Рис. 1.14 зображено модульну структуру перетворювача, де модулі з'єднані паралельно по входу та по виходу, один з яких є регульованим, а решта нерегульованими. Дана структура дозволяє реалізувати ступінчате наростання струму на виході за заданим законом [51], [61], [62], [64], [66].

На Рис. 1.15 зображено діаграму струму на виході перетворювача з модульною структурою з почерговим підключенням модулів до навантаження.



Рис. 1.14. Топологія перетворювача з модульною структурою, почерговим ввімкненням модулів

До перетворювача входить *n*-модулів, кожен з яких формує на виході струм однакового рівня I_{out} . Модулі по черзі підключаються до навантаження, де їх струми додаються, а регульований модуль зі струмом I_{per} підключається періодично для забезпечення точності відпрацювання кривої вихідного струму необхідної форми та амплітуди.

Таким чином загальний струм на виході перетворювача в поточний момент часу дорівнюватиме сумі струмів всіх працюючих модулів [51], [62]:

$$I_{out} = I_{per} + k \cdot I_{out}, \qquad (1.5)$$

де k - кількість модулів, підключених до навантаження у встановлений момент часу, $k \le n-1$.



Рис. 1.15. Діаграма струму на виході перетворювача з модульною структурою з почерговим ввімкненням модулів

Модульна побудова перетворювальних пристроїв розглядається як спосіб підвищення їх технологічності та надійності, зниження трудомісткості виготовлення та можливої гнучкої трансформації силових схем, підвищення рівня уніфікації та стандартизації, а також як основних фактор для переходу до повністю автоматизованого спеціалізованого виробництва стандартизованих за електричними та конструктивними параметрами базових перетворювальних модулів.

При модульній побудові вирішується проблема резервування шляхом введення мінімальної надлишковості і, як результат, підвищення надійності перетворювачів, покращення масогабаритних характеристик при організації багатофазного режиму роботи базових модулів, адаптації структур перетворювачів до зміни умов їх експлуатації та режимів роботи, економії електроенергії та ін.

Недоліком модульної побудови перетворювача є зниження ККД окремого модуля внаслідок зменшення його розрахункової потужності, що в значній мірі

компенсується підвищенням частоти роботи та пов'язаного з цим підвищення ККД [7], [51], [63], [65].

1.4 Висновки за розділом 1

Проведений у першому розділі огляд особливостей технології контактного зварювання та принципів побудови джерел живлення для контактного зварювання дозволяє стверджувати про необхідність подальшого дослідження та розвитку принципів побудови джерел живлення для контактного зварювання.

1. При побудові джерел живлення для контактного зварювання необхідно враховувати, що найбільш серйозний вплив на якість зварних з'єднань мають форма та амплітуда імпульсу струму, проходить крізь деталі. Загальний опір зони зварювання, який і впливає на форму та амплітуду струму, має складний нелінійний характер та залежить від матеріалу деталей і електродів, гладкості чи шорсткості їх поверхні.

2. Аналіз існуючих топологій джерел живлення для контактного зварювання показав, що відомі топології мають ряд недоліків, таких як низька енергоефективність, електромагнітна сумісність, низька точність формування імпульсу струму, що впливає на якість отриманих зварних з'єднань. Найбільш перспективним вбачається спосіб побудови джерела живлення на базі транзисторного перетворювача, який поєднує в собі здатність формування струму навантаження з високою точністю та високу енергоефективність.

3. Використання накопичувача енергії в якості джерела живлення для контактного зварювання дозволить покращити енергетичні показники перетворювача та дозволить використовувати його в польових умовах без підключення до мережі живлення протягом тривалого часу. Гібридний накопичувач енергії типу акумуляторна батарея-суперконденсатор дозволить одночасно використати переваги АБ і СК для роботи на імпульсне нелінійне високоамплітудне навантаження, яким є контактне зварювання.

4. Модульний спосіб побудови джерел живлення для контактного зварювання дозволить вирішити ряд важливих задач, а саме підвищення технологічності та надійності джерела живлення шляхом резервування ідентичних модулів перетворювача, покращення енергетичних характеристик, покращення форми сигналу вихідного струму та покращення масогабаритних характеристик. Використання способу побудови перетворювача з паралельним з'єднанням ідентичних модулів по входу та по виходу дозволить забезпечити високий рівень струму на виході, а також покращити форму кривої зварювального струму за рахунок використання однієї регульованої комірки.

5. Основні наукові результати за розділом 1 опубліковано в роботах [7], [10]–[12], [15].

РОЗДІЛ 2. ВИБІР ТОПОЛОГІЇ БАЗОВОГО МОДУЛЯ ПЕРЕТВОРЮВАЧА З МОДУЛЬНОЮ СТРУКТУРОЮ 2.1 Понижуючий перетворювач

Як уже згадувалося у попередньому розділі, побудова джерела живлення на базі транзисторного перетворювача дозволить підвищити точність формування струму та покращити енергоефективність джерела живлення. В якості транзисторного перетворювача може бути використана схема понижуючого перетворювача (рис. 2.1) [67], [68].

Понижуючі регулятори (*stepdown converter*, *buck converter*, *chopper*) перетворюють вхідну напругу (зазвичай від 8 В до 25 В) у стабілізовану напругу більш низького рівня (зазвичай від 0,5 В до 5 В). Здатність перетворювача понижувати напругу на виході, з якою одночасно і підвищується струм на виході, за законом збереження потужності, може бути використана для контактного зварювання.



Рис. 2.1. Топологія понижуючого перетворювача

Вхідна напруга перетворювача подається на вхідний фільтруючий конденсатор *C1*. Ключовий елемент *VT* (біполярний транзистор, *MOSFET*,

IGBT) здійснює високочастотну комутацію струму. Розрядний діод *VD*, дросель L, конденсатор *C2* утворюють вихідний *LC*-фільтр, а схема управління — здійснює стабілізацію напруги чи струму навантаження. Як видно з рис. 2.1, ключовий елемент, дросель і навантаження увімкнені послідовно, тому цей стабілізатор відносять до класу послідовних схем [69], [70].

Особливістю даного перетворювача є те, що енергія від джерела живлення до навантаження передається не постійно, а порціями (імпульсами), по одній порції за період. Регулюючи розмір порції, що передається за період (тобто ширину імпульсу і паузи), можна регулювати величину вихідної напруги. Цю задачу реалізує система керування, яка встановлює, в які моменти часу здійснювати перемикання ключа [70].

Значення ККД понижуючого перетворювача (рис. 2.1) може бути в межах (93...95)%. Головним джерелом втрат є розрядний діод. Падіння напруги на відкритому *p-n*-переході звичайного діоду складає (1,2...1,4) В, у діодів *HEXFRED* воно ще більше — до 2,1 В. Проблему певною мірою дозволяє вирішити використання діодів Шоткі, у яких пряме падіння напруги складає (0,4...0,7) В. Однак, існують випадки, коли і діоди Шоткі не є доцільними з декількох причин: по-перше, стають співрозмірними величина падіння напруги на розрядному діоді і величина вихідної напруги, по-друге, збільшується середнє значення струму за рахунок збільшення струму навантаження і за рахунок збільшення коефіцієнту заповнення. Цю проблему можна вирішити шляхом використання польового транзистора (*MOSFET*) замість розрядного діоду [69]–[72].

Ha Рис. зображена 2.2 понижуючого перетворювача схема 3 використанням транзистора *VT2* замість розрядного діоду (синхронна топологія). Система керування забезпечує роботу транзисторів у протифазі один відносно одного. Ідеальні сигнали затворів транзисторів VT1 та VT2 показані на Рис. 2.3. Мертві зони між моментами вмикання VT1 і VT2 використовуються для запобігання явищу наскрізного ефекту. Під час «мертвого» часу, струм котушки індуктивності продовжує протікати через

транзистор VT1. Коли на затвор VT2 подається сигнал високого рівня, струм котушки індуктивності протікає через VT2. Синхронна топологія понижуючого перетворювача забезпечує кращу ефективність у порівнянні зі стандартними, оскільки опір в VT2 знаходиться в діапазоні міліом на проміжку часу, коли VT2 відкритий [71].



Рис. 2.2.Синхронна топологія понижуючого перетворювача



Рис. 2.3.Форми сигналів на затворах транзисторів у схемі з синхронним транзистором

На рис. 2.2 зображено еквівалентну схему понижуючого перетворювача з її частковими випадками при замкненому та розімкненому станах ключа *VT1* (VT1 = 1 i VT1 = 0 відповідно). Наявність активних опорів у кожного елементу схеми заміщення свідчить про те, що втрати енергії відбуваються на всіх без винятку компонентах перетворювача [2], [3], [5], [73], [74].



Рис. 2.4. Еквівалентна схема понижуючого перетворювача

Наведений в роботі [75] розрахунок зміни гранично допустимого рівня ККД перетворювача в залежності від величини вихідної напруги показує, що у випадку використання польового транзистора замість розрядного діоду вдається підвищити ККД на (10...13)% навіть у порівнянні з використанням діоду Шоткі [37].

Раніше проведені оцінки потужності втрат в імпульсних перетворювачах для контактного зварювання враховували тільки втрати на напівпровідникових елементах схеми, тоді як втрати на інших елементах, зокрема індуктивних, ігнорувались, оскільки вважались несуттєвими [7], [76]. Втім прагнення досягти більш високої точності регулювання зварювального струму спонукає вдаватися до підвищення частоти роботи імпульсних перетворювачів. За таких умов з'являються підстави вважати втрати на індуктивних елементах достатньо суттєвими для врахування їх при виконанні загальної оцінки енергоефективності схеми.

Варто згадати, що на даний час немає єдиної універсальної методики оцінки втрат на індуктивних елементах. Деякі дослідники створюють складні системи та вимірюють параметри котушок індуктивності безпосередньо під час роботи та вже за результатами вимірювання обчислюють втрати на них [77]– [80]. Проте в багатьох випадках додаткові фінансові витрати на залучення вартісного спеціалізованого обладнання для безпосередніх вимірювань параметрів котушок індуктивності вважаються надмірними, тому актуальним є питання максимально точної теоретичної оцінки втрат на індуктивних елементах схем [2], [4], [6]–[8].

При роботі будь-якого індуктивного елементу завжди виділяється енергія у вигляді тепла, тобто в робочому режимі він нагрівається. Джерелом тепла служать як омічні опори обмоткових проводів, так і втрати в магнітопроводі на перемагнічування і вихрові струми. Якщо магнітний матеріал осердя підлягає повному циклу намагнічування й розмагнічування, крива перемагнічування виглядає так, як показано на рис. 2.5 (петля гістерезису). Петля гістерезису відображує втрати енергії в осерді. Площа кривої гістерезису – це енергія, що втрачається в матеріалі осердя за один період. Якщо обмотка осердя знаходиться під дією змінної напруги, втрати на гістерезис залежать від частоти: чим ширший гістерезис, тим більші втрати, і навпаки [81].

Більшість теоретичних підходів до розрахунку втрат на індуктивних елементах силових схем базуються на використанні рівняння Штейнмеца, яке виражає потужність втрат на одиницю об'єму як закон потужності зі сталими показниками частоти та індукції [2], [76]. Загальна форма рівняння Штейнмеца записується наступним чином:

$$P_L = k \cdot f^{\alpha} \cdot B^{\beta}, \tag{2.1}$$

де *B* – амплітуда магнітної індукції за синусоїдальної форми сигналу з частотою *f*; *P*_L – середня потужність втрат на одиницю об'єму; *k*, *α*, *β* – параметри матеріалу Штейнмеца.



Рис. 2.5. Крива перемагнічування осердя

Формула для розрахунку потужності статичних втрат на транзисторі:

$$P_{cmam} = I_d^2 \cdot R_{DS(on)} \cdot \gamma + I_d^2 \cdot R_{DS(off)} \cdot \gamma, \qquad (2.2)$$

де I_d – середнє значення струму за період провідності; $R_{DS(on)}$ – опір відкритого каналу; $R_{DS(off)}$ – опір закритого каналу; γ – коефіцієнт заповнення.

Потужність динамічних втрат з урахуванням струму відновлення зворотного діоду в режимі «жорсткого» переключення:

$$P_{\partial u \mu} = U_{in} \cdot f \cdot (I_{out} \cdot t_a + 0, 5 \cdot Q_{rr}), \qquad (2.3)$$

де *t_a* – складова часу зворотного відновлення *t_{rr}* (приблизно є рівною часу ввімкнення транзистора *t_{on}*); *Q_{rr}* – заряд зворотного відновлення [81].

Потужність загальних втрат в транзисторі розраховується як сума статичних та динамічних втрат:

$$P_{VT1} = P_{VT2} = P_{cmam} + P_{\partial u \mu}.$$
 (2.4)

Потужність діелектричних втрат на вхідному та вихідному конденсаторах:

$$P_{Cin} = P_{Cout} = U^2 \cdot 2\pi f \cdot C \cdot tg\delta, \qquad (2.5)$$

де $tg\delta$ – тангенс кута діелектричних втрат (береться з документації); U – напруга на конденсаторі (дорівнює вхідній U_{in} або вихідній U_{out} напрузі схеми відповідно); C – ємність конденсатора.

Таким чином, загальна потужність втрат в схемі [7]:

$$P = P_{Cin} + P_{Cout} + P_{VT1} + P_{VT2} + P_L.$$
 (2.6)

З використанням (2.1) було проведено розрахунок питомої потужності втрат у осерді при різних значеннях частоти та індукції. Значення параметрів Штейнмеца обиралися з документації на матеріал від виробника. Результати розрахунку наведено на Рис. 2.6. Як видно з Рис. 2.6, потужність втрат в осерді значно зростає зі збільшенням частоти та магнітної індукції.



Рис. 2.6. Залежність потужності втрат в осерді від частоти та індукції

Маючи значення потужності втрат на індуктивності, можна розрахувати, як зміниться потужність втрат усієї схеми. На Рис. 2.7 та Рис. 2.8 зображено графіки зміни потужності втрат у схемі понижувального перетворювача в залежності від частоти роботи схеми при різних значеннях вихідного струму та напруги з урахуванням втрат на індуктивності та без урахування (штрихові лінії). На рисунках видно, що при збільшенні частоти роботи схеми розбіжність між штриховими та суцільними лініями зростає. Це говорить про те, що на високих частотах, починаючи приблизно з 250 *кГц* обов'язково необхідно враховувати потужність втрат на індуктивних елементах схеми.



Рис. 2.7. Залежність потужності втрат в понижуючому перетворювачі від частоти та величини вихідного струму для $U_{in} = 12 B$



Рис. 2.8. Залежність потужності втрат в понижуючому перетворювачі від частоти та величини вихідного струму для $U_{in} = 5 B$

Альтернативним варіантом реалізації формувача імпульсів струму джерела живлення для контактного мікрозварювання є двонаправлений перетворювач, так званий *Split-pi converter* або перетворювач з розділеним Пподібним фільтром. Базову топологію цього перетворювача, яка наведена на Puc. 2.9, запропонував у 2004 році Тимоті Річард Крокер (англ. *Timothy Richard Crocker*) [82]. Ця топологія має низку переваг. Перш за все слід відзначити, що вона дозволяє реалізувати протікання струму у обох напрямах, тобто є двонаправленою. Також модулі такого перетворювача можна підключати паралельно з перетворювачами іншого типу, або з такими ж перетворювачами, тому на їх основі можна будувати багатофазні системи, де розміри та вартість компонентів можуть відігравати значну роль. Ще однією перевагою є те, що цей перетворювач може як підвищувати, так і знижувати вихідну напругу відносно вхідної [1], [83].



Рис. 2.9. Базова топологія перетворювача з розділеним П-подібним фільтром

Оскільки у формувача імпульсів струму можлива ситуація, коли напруга на вході, тобто на проміжному накопичувачі енергії, буде нижчою за вихідну, то властивість перетворювача з розділеним П-подібним фільтром як підвищувати, так і понижувати вихідну напругу може бути корисною. Також, можливість паралельного підключення перетворювача дасть змогу реалізувати багатофазну систему формувача імпульсів струму зі ступінчатим формуванням кривої зварювального струму. Відповідно, даний перетворювач розглядається як альтернативне рішення для побудови джерела живлення для контактного зварювання. Слід зазначити, що для такого перетворювача відсутні методики для оцінки потужності втрат, які можна було б легко адаптувати до особливостей джерела живлення для контактного мікрозварювання. Тому задача визначення складових потужності втрат так само є актуальною [1].

По своїй суті, перетворювач з розділеним П-подібним фільтром - це комбінація підвищуючого та понижуючого перетворювачів з конденсатором, розташованим між ними. Перетворювач може працювати в трьох режимах - режимі підвищення вихідної напруги, режимі пониження вихідної напруги та у режимі стабілізації без зміни рівня напруги на виході. Таблиця 2.1 показує можливі варіанти коефіцієнтів заповнення імпульсів для транзисторів при роботі у різних режимах.

Таблиця 2.1. Режими роботи перетворювача з розділеним П-подібним фільтром

| | VT1 | VT2 | VT3 | VT4 |
|-------------------------------------|-----|-------|-------|-------|
| Режим пониження | 1 | 0 | D | 1 - D |
| Режим підвищення | D | 1 - D | 1 | 0 |
| Режим стабілізації | D | 1 – D | 1 – D | D |
| D – коефіцієнт заповнення імпульсів | | | | |

Режим пониження вихідної напруги. У режимі пониження транзистор *VT1* увімкнений, а транзистор *VT2* вимкнений протягом усього періоду. Транзистори *VT3*, *VT4* працюють в режимі ключів у протифазі один відносно одного, як у синхронному понижуючому перетворювачі.

В режимі пониження для перетворювача можливі два стани, як і для синхронного понижуючого перетворювача. Перший стан описується рівняннями:

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = U_{in} - U_{C2}, \qquad (2.7)$$

$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = -U_o, \qquad (2.8)$$

де L_1 – індуктивність вхідної котушки індуктивності L_1 ; L_2 – індуктивність вихідної котушки індуктивності L_2 ; U_{C2} – напруга на конденсаторі C_2 ; U_{in} – вхідна напруга; U_o – вихідна напруга.

У другому стані напруга на індуктивностях описується рівняннями:

1.

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = U_{in} - U_{L2} - U_{C2}, \qquad (2.9)$$

$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = U_{C2} - U_o, \qquad (2.10)$$

де U_{L2} – напруга на індуктивності L_2 .

Використовуючи рівняння (2.7)-(2.10), напруга на виході перетворювача може бути описана рівнянням:

$$U_o = (1 - D)U_{in} \tag{2.11}$$

Режим підвищення вихідної напруги. У режимі підвищення транзистор *VT3* ввімкнений, а *VT4* вимкнений протягом усього періоду. Транзистори *VT1* і *VT2* працюють в режимі ключів у протифазі один відносно одного.

В режимі підвищення для даного перетворювача також можливі два стани (як і для підвищуючого перетворювача типу *flyback*). У першому стані процеси описуються рівняннями:

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = U_{in} - U_{C2}, \qquad (2.12)$$

$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = U_{C2} - U_o.$$
 (2.13)

У другому стані:

61

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = U_{in}, \qquad (2.14)$$

$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = U_{C2} - U_o.$$
 (2.15)

Використовуючи рівняння (2.12)-(2.15) виводиться вираз для напруги на виході схеми:

$$U_o = \frac{U_{in}}{(1-D)} \tag{2.16}$$

Режим стабілізації. Режим стабілізації без зміни рівня вихідної напруги можна використовувати, коли вихідна та вхідна напруги є однаковими за рівнем. В цьому режимі транзистори *VT1*, *VT4* працюють у протифазі відносно транзисторів *VT2*, *VT3*.

В режимі стабілізації два можливі стани перетворювача описуються наступними рівняннями. Перший стан:

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = U_{in} - U_{C2}, \qquad (2.17)$$

$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = -U_o , \qquad (2.18)$$

і другий стан:

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = U_{in}, (2.19)$$

$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = U_{C2} - U_o. (2.20)$$

Аналогічно до попередніх режимів, на основі рівнянь (2.17)-(2.20) виводиться відношення вхідної напруги до вихідної:

$$U_o = U_{in} \frac{D}{1 - D}.$$
 (2.21)

Відмінністю режиму стабілізації є те, що жоден транзистор не залишається ввімкненим протягом усього періоду. Це може бути корисним при використанні потужних схем перетворювачів, і формувач імпульсів струму для контактного мікрозварювання не є винятком [84]–[86].

Щоб перевірити роботу перетворювача з розділеним П-подібним фільтром, було проведено детальне імітаційне моделювання в програмному пакеті *LTspice*. Вхідна напруга встановлена на рівні 5 В, а вихідна напруга – 10 В. Величина імпульсу вихідного струму становить 50 А. Вхідний та вихідний конденсатори *C1*, і *C2* було обрано з номіналами по 100 мкФ кожен, і 80 мкФ – номінал конденсатора *C3*. Індуктивності обрано з номіналами 0,16 мкГн. Частота комутації становить 500 кГц. Транзистори *MOSFET* обрані однаковими *OptiMOSTM Power-MOSFET IPT004N03L* (*Infineon Technologies*) з опором відкритого каналу 0,0004 мОм. Коефіцієнт заповнення імпульсів керування транзисторами був встановлений 0,5 для всіх режимів роботи схеми.

Часові діаграми роботи перетворювача з розділеним П-подібним фільтром для режиму підвищення вихідної напруги представлені на Рис. 2.10. На рисунку зображено діаграми вхідних та вихідних напруг та струмів, напруги на витоках транзисторів, струм індуктивності вихідного фільтру та напругу розділюю чого конденсатора. Перетворювач формує імпульс вихідного струму величиною 50А. Транзистор *VT4* залишається вимкненим протягом усього періоду формування імпульсу вихідного струму, транзистор *VT3* залишається ввімкненим, а транзистори *VT1* та *VT2*.



Рис. 2.10. Часові діаграми роботи перетворювача з розділеним П-подібним фільтром у режимі підвищення вихідної напруги

Як уже згадувалося попередньо, гібридний накопичувач енергії на основі суперконденсатора та акумуляторної батареї може бути використаний як джерело живлення для контактного зварювання. Однак вихідна напруга суперконденсатора лінійно залежить від його стану заряду. Отже, ефективність перетворювача, який підключений до суперконденсатора, динамічно залежить від напруги на клемах суперконденсатора [55]. Ця особливість може негативно позначитися на роботі перетворювача і, як наслідок, на точності відтворення імпульсу вихідного струму, від якого залежить якість процесу зварювання. У роботі [87] представлена стратегія управління двонаправленим перетворювачем з розділеним П-подібним фільтром для управління напругою на клемах суперконденсатора. Було показано здатність системи управління підтримувати сталу напругу на виході перетворювача. У роботі [88] показаний неізольований перетворювач з П-подібним фільтром з реалізованою схемою множника напруги, що дало високий коефіцієнт підсилення без використання громіздкого трансформатора [1], [89].

Якщо забезпечити перемикання перетворювача з одного робочого режиму на інший під час формування кривої зварювального струму, на основі напруги зворотного зв'язку, можна було б сформувати необхідну криву зварювального струму в навантаженні. Крім того, це допомогло б контролювати імпульс зварювального струму, форма та амплітуда якого може відрізнятися для різних матеріалів зварюваних деталей.

До недоліків перетворювача з розділеним П-подібним фільтром можна віднести складність схеми, що ускладнює побудову системи керування.

2.2 Багатофазний понижуючий перетворювач

Типова топологія багатофазного понижуючого перетворювача є доволі відомою та широко застосовується в приладобудуванні. Як зображено на Рис. 2.11 - це, по суті, декілька синхронних понижуючих перетворювачів, з'єднанихпаралельно. Усі перетворювачі працюють на однаковій частоті, але вмикаютьсяв різний час, що залежить від кількості перетворювачів, ввімкненихпаралельно. Наприклад, якщо використовується двофазний перетворювач, токомутаційні сигнали для транзисторів перетворювачів будуть зміщені за фазою $на <math>180^{\circ}$ ($0^{\circ}, 180^{\circ}$). При використанні трифазного перетворювача, сигнали керування будуть зміщені за фазою на 120° ($0^{\circ}, 120^{\circ}, 240^{\circ}$), аналогічно і для



Рис. 2.11. Типова топологія двофазного понижуючого перетворювача

Багатофазний понижуючий перетворювач має ряд переваг, таких як зменшення вхідної та вихідної ємностей, покращення теплових режимів та краща ефективність при високих струмах навантаження. Використання декількох фаз перетворювача забезпечує нижче пікове та середньоквадратичне значення вхідного струму, за рахунок чого знижується і середньоквадратичне значення струму через розв'язуючі конденсатори. За рахунок цього зменшується і навантаження на ключі верхнього плеча перетворювача, що також спростить проблему вибору силових транзисторів. Вихідна ємність багатофазного перетворювача також зменшується у порівнянні з однофазним понижуючим.



Рис. 2.12. Часові діаграми струмів на індуктивностях та навантаженні двофазного понижуючого перетворювача

$$\Delta I_{L1} = \frac{U_{out} (1 - D)T}{L_1}$$
(2.22)

$$\Delta I_{L2} = \frac{U_{out}(1-D)T}{L_2}$$
(2.23)

В кожній фазі багатофазного перетворювача протікає такий самий струм пульсацій, що і в однофазному перетворювачі при аналогічних умовах експлуатації. Однак, оскільки усі фази перетворювача підключені на одне спільне індуктивностей додаються, навантаження, струми ïх вихідні конденсатори заряджаються і розряджаються в один і той же час. Така властивість дозволяє знизити сумарний струм пульсацій в навантаженні, і відповідно знизити ємність вихідного конденсатора. Величина, на яку зменшаться пульсації струму залежить від кількості фаз перетворювача (кількості синхронних понижуючих перетворювачів, з'єднаних паралельно), а також від коефіцієнту заповнення імпульсів керування транзисторами перетворювача. Наприклад, двофазна топологія, яка зображена на Рис. 2.11 дозволяє реалізувати мінімальні пульсації струму лише при коефіцієнті заповнення 50%. Часові діаграми, що ілюструють струми в індуктивностях двох фаз та струм навантаження зображені на Рис. 2.12. Усунути проблему підбору коефіцієнту заповнення імпульсів дозволяє збільшення кількості фаз перетворювача, проте це істотно підвищує його масогабаритні показники та собівартість.

2.3 Понижуючий перетворювач зі зниженим рівнем пульсацій вихідного струму

Рішенням, яке може дозволити вирішити проблему підбору коефіцієнту заповнення імпульсів керування транзисторами, є використання додаткового конденсатора *C1*, як це зображено на Рис. 2.13 [90], [91].

Первинна гілка перетворювача, що складається з *S1*, *S3*, *L1*, *C1* працює з коефіцієнтом заповнення D, а вторинна гілка *S2*, *S4*, *L2*, *C2* працює з коефіцієнтом заповнення (1-D). Як проілюстровано на Рис. 2.14, криві струмів I_{L1} та I_{L2} мають однакові амплітуди пульсацій з протилежними знаками одна відносно одної, в результаті додавання кривих струмів пульсації вихідного струму суттєво зменшуються незалежно від величини коефіцієнту заповнення та вторинна гілка працюють з різними коефіцієнтами заповнення, на виході кожної отримуються різні рівні напруг: DU_{in} - напруга вторинної гілки.



Рис. 2.13. Понижуючий перетворювач зі зниженими пульсаціями вихідного

струму



Рис. 2.14. Часові діаграми струму на індуктивностях та навантаженні понижуючого перетворювача зі зниженими пульсаціями вихідного струму

Як показано на Рис. 2.14, коли навантаження підключене до конденсатора *C1,* конденсатор *C2* блокує постійну складову струму, чим направляє ввесь постійний струм до навантаження. Таким чином дана топологія перетворювача дозволяє отримати стабільний рівень струму у навантаженні з рівнем пульсацій, близьким до нуля. При практичній реалізації схеми перетворювача важливо підібрати максимально ефективний конденсатор *C2,* який блокуватиме постійну складову струму. Для подібних цілей зазвичай обирають плівкові конденсатори з низьким внутрішнім опором.

Використовуючи закони Кірхгофа, складемо рівняння, що відповідають топології, зображеній на Рис. 2.13:

$$-U_{in} + L_2 \frac{dI_{L2}(t)}{dt} + U_{C2} + U_{C1} = 0, \qquad (2.24)$$

$$-U_{in} + L_1 \frac{dI_{L1}(t)}{dt} + U_{C1} = 0.$$
(2.25)

На інтервалі часу *DT* первинна гілка підключена до джерела живлення, а вторинна гілка підключена до землі, напруги на індуктивностях є сталими. Тому струми в індуктивностях змінюються за пропорційним законом і похідна $\frac{dI(t)}{dt}$ може бути записана як $\frac{\Delta I}{\Delta T}$. Також у рівнянні (2.24) $U_{in} = 0$, а $U_{C2} + U_{C1} = (1 - D)U_{in}$, оскільки до джерела живлення підключена первинна гілка. А у рівнянні (2.25) $U_{C1} = DU_{in}$.

Отже, приймемо $\Delta T = DT$ і $T = \frac{1}{f}$, де f - частота перемикання. З рівнянь (2.24) та (2.25) пульсації струму в індуктивностях можна записати як:

$$\Delta I_{L2} = -(1-D)D\frac{U_{in}}{fL_2}$$
(2.26)

$$\Delta I_{L1} = \left(1 - D\right) D \frac{U_{in}}{fL_1} \tag{2.27}$$

З рівнянь (2.26) та (2.27) випливає, що якщо обрати номінали індуктивностей L_1 та L_2 однаковими, то значення пульсацій струму будуть однаковими за модулем, але різними за знаком, а отже, пульсації струму в навантаженні будуть рівними нулеві.

Важливою особливістю топології понижуючого перетворювача зі зниженим рівнем пульсацій є те, що струм не ділиться рівномірно на первинну та вторинну гілку перетворювача, у вторинній гілці він має форму пульсацій змінного струму, амплітуда яких коливається на рівні, близькому до нуля [92], [93]. Це означає, що для забезпечення необхідного рівня струму в навантаженні потрібно використовувати обидві гілки перетворювача, а отже, вдвічі більше компонентів, ніж у випадку використання класичної топології понижуючого перетворювача, що, безсумнівно, є недоліком.

До переваг понижуючого перетворювача зі зниженим рівнем пульсацій можна, зокрема, віднести значно знижений рівень пульсацій струму на виході перетворювача. Крім того йому властиві усі переваги типового понижуючого перетворювача, такі як зниження вхідної та вихідної індуктивностей, покращення температурних режимів роботи, підвищення енергоефективності.

2.4 Висновки за розділом 2

1. Синхронний понижуючий перетворювач є досить перспективним рішенням для використання його як формувача імпульсів струму для контактного зварювання. Дана топологія перетворювача дозволяє забезпечити ККД на високому рівні, однак зважаючи на високі амплітуди зварювальних струмів, а також високу частоту роботи схеми, при проектуванні перетворювача слід брати до уваги не лише втрати в напівпровідникових елементах, а також і втрати потужності в індуктивних елементах схеми. 2. Перетворювач з розділеним П-подібним фільтром може бути корисним за рахунок своєї здатності як підвищувати, так і понижувати напругу на виході схеми, однак це спровокує побудову складної громіздкої схеми з великою кількістю компонентів, а також складну систему керування.

3. Багатофазний понижуючий перетворювач має ряд переваг за рахунок розподілу загальної потужності рівномірно між усіма фазами, що знижує вхідну та вихідну індуктивності, знижує теплове навантаження на елементи схеми та покращує енергоефективність схеми. Також багатофазний перетворювач дозволяє знизити пульсації струму у навантаженні, що є перевагою для використання в контактному зварюванні.

4. Перетворювач зі зниженим рівнем пульсацій поєднує у собі переваги типового багатофазного понижуючого перетворювача та додатково дозволяє значно знизити пульсації струму в навантаженні. Така топологія перетворювача вбачається найбільш перспективною для побудови формувача імпульсів струму для контактного зварювання.

Основні наукові результати за розділом 2 опубліковано в роботах
 [2]–[5], [8], [73], [74], [94]

РОЗДІЛ З. МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ПЕРЕТВОРЮВАЧА ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ ЗІ ЗНИЖЕНИМ РІВНЕМ ПУЛЬСАЦІЙ ВИХІДНОГО СТРУМУ

3.1 Розробка математичної моделі базового модуля перетворювача зі зниженим рівнем пульсацій

Для перевірки розрахунків, оцінки впливу параметрів схеми на імпульс зварного струму та енергоефективність перетворювача побудовано уточнену математичну модель базового модуля перетворювача на базі запропонованої у Розділ 2 топології понижуючого транзисторного перетворювача зі зниженим рівнем пульсацій для контактного зварювання.

Задля отримання передавальної функції системи було використано метод усереднення у просторі змінних стану. Даний метод полягає у тому, щоб розглядати роботу перетворювача (Рис. 3.1) у двох окремих станах: перший стан, коли ключ *S1* замкнений, а *S2* – розімкнений і первинна гілка перетворювача підключена до джерела живлення; другий стан, коли ключ *S2* замкнений, а *S1* – розімкнений, вторинна гілка перетворювача підключена до джерела живлення. Передбачається, що перетворювач працює в режимі неперервних струмів [95]–[98].

В кожному зі станів лінійне коло описується за допомогою вектору змінних стану X, що складається зі струмів індуктивностей та напруг ємностей кола. В опис схеми також включені паразитні елементи, такі як послідовний опір індуктивностей R_{L1} та R_{L2} , послідовний опір ємностей R_{C1} та R_{C2} , та опір відкритого каналу транзисторних ключів R (прийнято за однаковий для усіх чотирьох транзисторів). Еквівалентна схема перетворювача зображена на Рис. 3.1.

Отже, кожен зі станів перетворювача можна описати системами рівнянь:

$$\begin{cases} \dot{x} = A_1 \cdot x + B_1 \cdot u_{in} \\ u_0 = C_1 \cdot x \end{cases}, t = d \cdot T$$
(3.1)
$$\begin{cases} \dot{x} = A_2 \cdot x + B_2 \cdot u_{in} \\ u_O = C_2 \cdot x \end{cases}, t = (1 - d) \cdot T$$
(3.2)

де A_1 та A_2 матриці коефіцієнтів при змінних стану для схеми заміщення кожного з двох станів перетворювача, B_1 та B_2 матриці коефіцієнтів при елементах зовнішньої дії для схеми заміщення кожного з двох станів перетворювача, C_1 та C_2 матриці зв'язку вихідних величин зі змінними стану для схеми заміщення кожного з двох станів перетворювача, для інтервалів часу $t = d \cdot T$ та $t = (1 - d) \cdot T$ відповідно, u_{in} - вхідна напруга, u_0 - вихідна напруга.

Малі літери *x*, *u*₀ та *d* представлені як сума усталених величин постійного складника (великі літери) та змінного складника, що представлений зі знаком ~:

$$x = X + \tilde{x}, \tag{3.3}$$

$$u_O = U_O + \tilde{u}_O, \qquad (3.4)$$

$$d = D + \tilde{d} . \tag{3.5}$$

В загальному випадку $u_{in} = U_{in} + \tilde{u}_{in}$. Однак, оскільки необхідно отримати передавальну характеристику між напругою \tilde{u}_O та коефіцієнтом заповнення \tilde{d} , значення \tilde{u}_{in} прирівнюється до нуля, задля спрощення аналізу. Отже

$$u_{in} = U_{in} \,. \tag{3.6}$$

Для еквівалентної схеми перетворювача на Рис. 3.1 вектор змінних стану матиме наступний вигляд:

$$X = \begin{bmatrix} I_{L1} & I_{L2} & U_{C1} & U_{C2} \end{bmatrix}^T.$$
 (3.7)

Еквівалентна схема перетворювача для інтервалу часу $t = d \cdot T$ зображена на Рис. 3.2. Використовуючи закони Ома та Кірхгофа було отримано рівняння стану (3.8).



Рис. 3.1. Еквівалентна схема перетворювача зі зниженими пульсаціями



Рис. 3.2. Еквівалентна схема перетворювача для інтервалу часу $t = d \cdot T$

$$\begin{cases} I_{L1}(R_{L1}+R) + L_{1}\frac{dI_{L1}}{dt} + R_{C1}C_{1}\frac{dU_{C1}}{dt} + U_{C1} = U_{in} \\ L_{2}\frac{dI_{L2}}{dt} + I_{L2}(R_{L2}+R+R_{C2}) + U_{C2} + U_{C1} + R_{C1}C_{1}\frac{dU_{C1}}{dt} = 0 \\ \frac{U_{C1}}{R_{L}} + C_{1}\frac{dU_{C1}}{dt} = I_{L1} + I_{L2} \\ C_{2}\frac{dU_{C2}}{dt} = I_{L2} \end{cases}$$

$$(3.8)$$

У матричній формі рівняння стану матимуть вигляд:

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_{L1}}{dt} \\ \frac{dI_{L2}}{dt} \\ \frac{dU_{C1}}{dt} \\ \frac{dU_{C1}}{dt} \\ \frac{dU_{C2}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{C1} + R + R_{L1}}{L_1} & -\frac{R_{C1}}{L_1} & \frac{R_{C1} - R_L}{L_1} & 0 \\ -\frac{R_{C1}}{L_2} & -\frac{R + R_{L2} + R_{C2} + R_{C1}}{L_2} & \frac{R_{C1} - R_L}{R_L L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C_1} & \frac{1}{C_1} & -\frac{1}{R_L C_1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{L1} \\ I_{L2} \\ U_{C1} \\ U_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot U_{in}$$

$$(3.9)$$

$$u_{O} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{L1} & I_{L2} & U_{C1} & U_{C2} \end{bmatrix}^{T}.$$
 (3.10)

3 рівнянь (3.9) та (3.10) отримуємо матриці стану A_1 , B_1 та C_1 :

$$A_{1} = \begin{pmatrix} -\frac{R_{C1} + R + R_{L1}}{L_{1}} & -\frac{R_{C1}}{L_{1}} & \frac{R_{C1} - R_{L}}{L_{1}R_{L}} & 0\\ -\frac{R_{C1}}{L_{2}} & -\frac{R + R_{L2} + R_{C2} + R_{C1}}{L_{2}} & \frac{R_{C1} - R_{L}}{R_{L}L_{2}} & -\frac{1}{L_{2}}\\ \frac{1}{C_{1}} & \frac{1}{C_{1}} & -\frac{1}{C_{1}} & 0\\ 0 & \frac{1}{C_{2}} & 0 & 0 \end{pmatrix}, \quad (3.11)$$

$$B_1 = \begin{pmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}^T, \qquad (3.12)$$

$$C_1 = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \end{pmatrix}. \tag{3.13}$$

Еквівалентна схема перетворювача для інтервалу часу $t = (1-d) \cdot T$ зображена на Рис. 3.3. Аналогічно до стану $t = d \cdot T$ виконаємо перетворення і для стану $t = (1-d) \cdot T$.



Рис. 3.3. Еквівалентна схема перетворювача для інтервалу часу $t = (1 - d) \cdot T$

Рівняння стану:

$$\begin{cases} I_{L1}(R_{L1}+R) + L_{1}\frac{dI_{L1}}{dt} + R_{C1}C_{1}\frac{dU_{C1}}{dt} + U_{C1} = 0 \\ L_{2}\frac{dI_{L2}}{dt} + I_{L2}(R_{L2}+R+R_{C2}) + U_{C2} + U_{C1} + R_{C1}C_{1}\frac{dU_{C1}}{dt} = U_{in} \\ \frac{U_{C1}}{R_{L}} + C_{1}\frac{dU_{C1}}{dt} = I_{L1} + I_{L2} \\ C_{2}\frac{dU_{C2}}{dt} = I_{L2} \end{cases}$$

$$(3.14)$$

Рівняння стану у матричній формі:

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_{L1}}{dt} \\ \frac{dI_{L2}}{dt} \\ \frac{dU_{C1}}{dt} \\ \frac{dU_{C1}}{dt} \\ \frac{dU_{C2}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{C1} + R + R_{L1}}{L_1} & -\frac{R_{C1}}{L_1} & \frac{R_{C1} - R_L}{L_1} & 0 \\ -\frac{R_{C1}}{L_2} & -\frac{R + R_{L2} + R_{C2} + R_{C1}}{L_2} & \frac{R_{C1} - R_L}{R_L L_2} & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C_1} & \frac{1}{C_1} & -\frac{1}{R_L C_1} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{L1} \\ I_{L2} \\ U_{C1} \\ U_{C2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L_2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot U_{in}$$

$$(3.15)$$

$$u_{O} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{L1} & I_{L2} & U_{C1} & U_{C2} \end{bmatrix}^{T}$$
(3.16)

3 рівнянь (3.15) та (3.16) отримуємо матриці стану A_2 , B_2 та C_2 :

$$A_{2} = \begin{pmatrix} -\frac{R_{C1} + R + R_{L1}}{L_{1}} & -\frac{R_{C1}}{L_{1}} & \frac{R_{C1} - R_{L}}{L_{1}R_{L}} & 0\\ -\frac{R_{C1}}{L_{2}} & -\frac{R + R_{L2} + R_{C2} + R_{C1}}{L_{2}} & \frac{R_{C1} - R_{L}}{R_{L}L_{2}} & -\frac{1}{L_{2}}\\ \frac{1}{C_{1}} & \frac{1}{C_{1}} & -\frac{1}{C_{1}} & 0\\ 0 & \frac{1}{C_{2}} & 0 & 0 \end{pmatrix}, \quad (3.17)$$

$$B_2 = \begin{pmatrix} 0 & \frac{1}{L_2} & 0 & 0 \end{pmatrix}^T,$$
(3.18)

$$C_2 = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}. \tag{3.19}$$

Щоб отримати усереднену модель системи за один цикл перемикання, рівняння для обох станів, отримані раніше, було узгоджено у часі, після чого отримано наступні рівняння:

$$\dot{x} = \left[A_{1}d + A_{2}(1-d)\right]x + \left[B_{1}d + B_{2}(1-d)\right]u_{in}, \qquad (3.20)$$

$$u_{O} = \left[C_{1}d + C_{2} \left(1 - d \right) \right] x.$$
(3.21)

Після підстановки рівнянь (3.3)-(3.6) у рівняння (3.20) та вважаючи, що $\dot{X} = 0$, отримаємо:

78

$$\dot{\tilde{x}} = AX + BU_{in} + A\tilde{x} + \left[\left(A_1 - A_2 \right) X + \left(B_1 - B_2 \right) U_{in} \right] \tilde{d}, \qquad (3.22)$$

де

$$A = A_1 D + A_2 (1 - D), (3.23)$$

$$B = B_1 D + B_2 (1 - D). (3.24)$$

Для досліджуваного перетворювача зі зниженими пульсаціями:

$$A = A_{1} = A_{2} = \begin{pmatrix} -\frac{R_{C1} + R + R_{L1}}{L_{1}} & -\frac{R_{C1}}{L_{1}} & \frac{R_{C1} - R_{L}}{L_{1}R_{L}} & 0\\ -\frac{R_{C1}}{L_{2}} & -\frac{R + R_{L2} + R_{C2} + R_{C1}}{L_{2}} & \frac{R_{C1} - R_{L}}{R_{L}L_{2}} & -\frac{1}{L_{2}}\\ \frac{1}{C_{1}} & \frac{1}{C_{1}} & -\frac{1}{C_{1}} & 0\\ 0 & \frac{1}{C_{2}} & 0 & 0 \end{pmatrix}, (3.25)$$

$$B = \left(\frac{d}{L_1} \quad \frac{1-d}{L_2} \quad 0 \quad 0\right)^T.$$
 (3.26)

Рівняння для системи в усталеному режимі може бути отримане з рівняння (3.22) шляхом заміни значень змінних складників та їх похідних на нуль. Тому рівняння для системи в усталеному режимі матиме вигляд:

$$AX + BU_{in} = 0.$$
 (3.27)

Звідси

$$\dot{\tilde{x}} = A\tilde{x} + \left[\left(A_1 - A_2 \right) X + \left(B_1 - B_2 \right) U_{in} \right] \tilde{d} .$$
(3.28)

Аналогічно, використовуючи рівняння (3.3)-(3.6) у рівнянні (3.21), отримаємо:

$$U_{O} + \tilde{u}_{O} = CX + C\tilde{x} + \left[\left(C_{1} - C_{2} \right) X \right] \tilde{d}, \qquad (3.29)$$

де

$$C = C_1 D + C_2 (1 - D). (3.30)$$

Для досліджуваного перетворювача зі зниженими пульсаціями:

$$C = C_1 = C_2 = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}.$$
(3.31)

У рівнянні (3.29) вихідна напруга в усталеному режимі визначається, як:

$$U_O = CX \,. \tag{3.32}$$

I, відповідно,

$$\tilde{u}_O = C\tilde{x} + \left[\left(C_1 - C_2 \right) X \right] \tilde{d} .$$
(3.33)

Використовуючи рівняння (3.27) та (3.32) визначається передавальна функція в усталеному режимі:

$$\frac{U_O}{U_{in}} = -CA^{-1}B.$$
 (3.34)

Застосувавши перетворення Лапласа до рівняння (3.28), отримаємо:

$$s\tilde{x}(s) = A\tilde{x}(s) + \left[(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U_{in} \right] \tilde{d}(s), \qquad (3.35)$$

або

$$\tilde{x}(s) = [sI - A]^{-1} [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U_{in}]\tilde{d}(s), \qquad (3.36)$$

де I - одинична матриця. Застосувавши перетворення Лапласа до рівняння (3.33) та отримавши значення $\tilde{d}(s)$ з рівняння (3.36), отримуємо передавальну функцію перетворювача в режимі малих відхилень [95], [96], [99]–[102]:

$$T_{p}(s) = \frac{\tilde{u}_{O}(s)}{\tilde{d}(s)} = C[sI - A]^{-1} [(A_{1} - A_{2})X + (B_{1} - B_{2})U_{in}] + (C_{1} - C_{2})X. \quad (3.37)$$

Передавальна функція перетворювача:

$$T_p(s) = \frac{a_0 s^3 + a_1 s^2 + a_2 s + a_3}{b_0 s^4 + b_1 s^3 + b_2 s^2 + b_3 s + b_4},$$
(3.38)

$$\begin{aligned} &\text{de } a_0 = U_{in} C_1 C_2 dL_2 R_L, \\ &a_1 = U_{in} \left(C_2 dL_2 + C_1 C_2 R_{C1} R_L + C_1 C_2 dR_L + C_1 C_2 dR_{C2} R_L + C_1 C_2 dR_L R_{L2} \right), \\ &a_2 = U_{in} \left(C_2 R_L + C_2 dR + C_2 dR_{C2} + C_1 dR_L + C_2 dR_{L2} \right), \\ &a_3 = d, \\ &b_0 = C_1 C_2 L_1 L_2 R_L, \end{aligned}$$

Для прикладу розглянемо перетворювач з параметрами:

- вхідна напруга $U_{in} = 2.7 B$;
- індуктивності $L_1 = L_2 = 1 M \kappa \Gamma H$;
- активний опір котушок індуктивності $R_{L1} = R_{L2} = 0.62 \, MOM$;
- конденсатор $C_1 = 100 \, \text{мк} \Phi$;
- конденсатор $C_2 = 10 \, \text{мк} \Phi$;
- активний опір конденсаторів $R_{C1} = R_{C2} = 65 MOM$;
- опір відкритого каналу транзисторів R = 1.3 MOM;
- опір навантаження $R_L = 45 MOM$;
- коефіцієнт заповнення імпульсів керування транзисторами d = 0.4, 0.5, 0.6.

На Рис. 3.4 зображена логарифмічна амплітудно-фазова частотна характеристика (ЛАФЧХ) розімкненої системи, яка була побудована за допомогою програмного пакету *Matlab* [103]. Три криві демонструють характеристики для трьох значень коефіцієнту заповнення імпульсів d = 0.4, 0.5, 0.6. Як видно з графіку ЛАФЧХ запас стійкості по фазі ($\Delta \varphi$) для $d = 0.4 - 63.9^{\circ}$, $d = 0.5 - 80.9^{\circ}$, $d = 0.6 - 101^{\circ}$. Запас стійкості по амплітуді дорівнює нескінченності (∞), так як графік ЛФЧХ не перетинає відмітку –180°. Такі показники говорять про те, що система сама по собі є досить стійкою.

Також графік АФЧХ (діаграма Найквіста) (Рис. 3.5) показує, що система є стійкою, оскільки графік не охоплює точку (-1;j0).

З графіку реакції системи на одиничний стрибок (Рис. 3.6) можна зробити висновок, що система досягає усталеного режиму через 15 мс. Такий час є досить великим. Для контактного зварювання характерна тривалість імпульсу 15-20 мс, тому прийнятним буде час реакції системи на одиничний імпульс 3-5 мс.



Рис. 3.4. ЛАФЧХ розімкненої системи



Рис. 3.5. Амплітудно-фазова частотна характеристика



Рис. 3.6. Реакція системи на одиничний стрибок

3.2 Аналіз замкненої системи базового модуля перетворювача

Струм на виході перетворювача може бути регульований в межах заданої точності з урахуванням зміни параметрів навантаження на виході та джерела живлення на вході. Таке регулювання може бути реалізоване за допомогою системи керування з негативним зворотнім зв'язком у вигляді структури на Рис. 3.7, де вихідний струм перетворювача I_{μ} отримується від давача струму навантаження. ПІД-регулятор порівнює струм навантаження I_{μ} зі струмом завдання I_{3ab} та формує напругу керування на затвори транзисторів перетворювача.

Так як ланка перетворювача на Рис. 3.7 була успішно лінеаризована методом усереднення змінних стану, отже критерій стабільності Найквіста та графіки ЛАФЧХ можуть бути використані задля побудови компенсатора у колі зворотного зв'язку [95], [102].



Рис. 3.7. Система керування перетворювачем

ПІД-регулятор містить у собі пропорційну, інтегральну та диференціюючу складові, його передавальна функція має вигляд:

$$T_c(s) = K_{per} \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right), \tag{3.39}$$

де K_{per} - коефіцієнт пропорційної ланки регулятора; T_i - стала часу інтегрування; T_d - стала часу диференціювання.

Передавальна функція замкненої системи матиме вигляд:

$$T(s) = T_c(s) \cdot T_p(s), \qquad (3.40)$$

де $T_c(s)$ - передавальна функція регулятора, $T_p(s)$ - передавальна функція перетворювача, яка наведена у рівнянні (3.38).

Систему керування зі зворотним зв'язком з використанням ПІДрегулятора було реалізовано за допомогою пакету *Matlab*.

Як видно з графіку ЛАФЧХ на Рис. 3.8 замкнена система є стійкою. Запас стійкості по амплітуді:

$$\Delta A = 122 \, \mathcal{I} \delta \,. \tag{3.41}$$

Оскільки крива ЛАЧХ на графіку не перетинає позначку 0дБ, то запас стійкості по фазі:

$$\Delta \varphi = -180^{\circ}. \tag{3.42}$$



Рис. 3.8. ЛАФЧХ замкненої системи

3.3 Розробка математичної моделі перетворювача з модульною структурою

Для перевірки розрахунків, оцінки впливу параметрів схеми на імпульс енергоефективність зварного струму та перетворювача побудовано математичну модель перетворювача з модульною структурою на базі запропонованої Розділ 2 топології понижуючого транзисторного y перетворювача зі зниженим рівнем пульсацій для контактного зварювання.

Як уже згадувалося у розділі 1.3, побудова перетворювача у вигляді модульної структури дозволить підвищити рівень струму в навантаженні, що є важливим для контактного зварювання.

Використання модульної топології з n модулями ускладнює побудову системи керування. У випадку використання одного модуля перетворювача передбачалося використання давача струму на виході перетворювача, який би надсилав інформацію про рівень струму в навантаженні до системи керування. При побудові перетворювача з n модулями необхідно було б використовувати давач струму на виході кожного модуля перетворювача, тобто необхідне використання n давачів струму. Система керування повинна вчасно збирати сигнали з усіх n-давачів, опрацьовувати їх відповідно до алгоритму керування та формувати сигнал керування ШІМ на транзистори перетворювача протягом одного періоду роботи схеми. Така побудова системи вимагатиме реалізації високопродуктивної та дороговартісної системи керування, що не є зручним та практичним рішенням.

Тому більш перспективним вбачається рішення відмовитися від використання давача струму у кожному модулі, а використати лише один давач струму навантаження, який передає інформацію про суму струмів усіх модулів до системи керування. Перетворювач з модульною топологією для контактного зварювання, що складається з *n*-модулів зображений на Рис. 3.9. Давач струму навантаження (ДС) вимірює суму струмів усіх модулів та передає інформацію до системи керування (СК):

$$I_O = I_{O1} + I_{O2} + \dots + I_{On} \,. \tag{3.43}$$

86

Система керування формує сигнал ШІМ керування для транзисторів перетворювача.



Рис. 3.9. Перетворювач з модульною структурою з *п* модулями

Для прикладу розглянемо перетворювач з модульною структурою, який складається з трьох модулів (n = 3). Аналогічно до розділу 3.1 знаходиться передавальна характеристика перетворювача за допомогою методу усереднення змінних стану. Дана методика є універсальною саме для перетворювача зі зниженим рівнем пульсацій та підходить для будь-якої кількості модулів перетворювача.

Вектор змінних стану для перетворювача з *n* = 3 модулів матиме вигляд:

$$x(t) = \begin{bmatrix} I_{L11} & I_{L12} & U_{C11} & U_{C12} & I_{L21} & I_{L22} & U_{C21} & U_{C22} & I_{L31} & I_{L32} & U_{C31} & U_{C32} \end{bmatrix}^{I}$$
(3.44)

В даному випадку отримано 12 змінних стану, по 4 на кожен модуль. У випадку використання *n*-модулів отримується 4*n* змінних стану.

На Рис. 3.10 зображено еквівалентну схему перетворювача з трьома модулями на інтервалі часу $t = d \cdot T$.

Використовуючи закони Ома та Кірхгофа запишемо рівняння стану:

T

$$\begin{aligned} U_{in} &= I_{L12} \left(R_{L12} + R \right) + L_{12} \frac{dI_{L12}}{dt} + R_{C12} C_{12} \frac{dU_{C12}}{dt} + U_{C12} \\ 0 &= I_{L11} \left(R_{L11} + R + R_{C11} \right) + L_{11} \frac{dI_{L11}}{dt} + U_{C11} + R_{C12} C_{12} \frac{dU_{C12}}{dt} + U_{C12} \\ 0 &= R_{C12} C_{12} \frac{dU_{C12}}{dt} + U_{C12} - R_L I_O \\ I_{L11} &= C_{11} \frac{dU_{C11}}{dt} \\ U_{in} &= I_{L22} \left(R_{L22} + R \right) + L_{22} \frac{dI_{L22}}{dt} + R_{C22} C_{22} \frac{dU_{C22}}{dt} + U_{C22} \\ 0 &= I_{L21} \left(R_{L21} + R + R_{C21} \right) + L_{21} \frac{dI_{L21}}{dt} + U_{C21} + R_{C22} C_{22} \frac{dU_{C22}}{dt} + U_{C22} \\ 0 &= R_{C22} C_{22} \frac{dU_{C22}}{dt} + U_{C22} - R_L I_O \\ I_{L21} &= C_{21} \frac{dU_{C21}}{dt} \\ U_{in} &= I_{L32} \left(R_{L32} + R \right) + L_{32} \frac{dI_{L32}}{dt} + R_{C32} C_{32} \frac{dU_{C32}}{dt} + U_{C32} \\ 0 &= I_{L31} \left(R_{L31} + R + R_{C31} \right) + L_{31} \frac{dI_{L31}}{dt} + U_{C31} + R_{C32} C_{32} \frac{dU_{C32}}{dt} + U_{C32} \\ 0 &= R_{C32} C_{32} \frac{dU_{C32}}{dt} + U_{C32} - R_L I_O \end{aligned}$$

$$(3.45)$$



Рис. 3.10. Еквівалентна схема перетворювача на інтервалі часу $t = d \cdot T$

Знайдемо, чому дорівнює загальний струм на виході перетворювача I_0 , врахувавши те, що він є сумою струмів усіх модулів I_{01} , I_{02} , I_{03} :

$$I_{O1} = I_{L12} + I_{L11} - I_{C11} = I_{L12} + I_{L11} - C_{11} \frac{dU_{C11}}{dt}, \qquad (3.46)$$

$$I_{O2} = I_{L22} + I_{L21} - I_{C21} = I_{L22} + I_{L21} - C_{21} \frac{dU_{C21}}{dt},$$
(3.47)

$$I_{O3} = I_{L22} + I_{L31} - I_{C31} = I_{L32} + I_{L31} - C_{31} \frac{dU_{C31}}{dt},$$
(3.48)

$$I_{O} = I_{O1} + I_{O2} + I_{O3} =$$

= $I_{L12} + I_{L11} - C_{11} \frac{dU_{C11}}{dt} + I_{L22} + I_{L21} - C_{21} \frac{dU_{C21}}{dt} + I_{L32} + I_{L31} - C_{31} \frac{dU_{C31}}{dt}$ (3.49)

Підставимо значення струму на виході перетворювача до рівняння стану та отримаємо остаточний вираз рівнянь стану перетворювача (3.50):

$$\begin{cases} U_{1n} = I_{L12}(R_{L12} + R) + L_{12} \frac{dI_{L12}}{dt} + R_{C12}C_{12} \frac{dU_{C12}}{dt} + U_{C12} \\ 0 = I_{L11}(R_{L11} + R + R_{C11}) + L_{11} \frac{dI_{L11}}{dt} + U_{C11} + R_{C12}C_{12} \frac{dU_{C12}}{dt} + U_{C12} \\ 0 = R_{C12}C_{12} \frac{dU_{C12}}{dt} + U_{C12} - R_L \left(I_{L11} + I_{L12} - C_{12} \frac{dU_{C12}}{dt} + I_{L21} + I_{L22} - C_{22} \frac{dU_{C22}}{dt} + I_{L31} + I_{L32} - C_{32} \frac{dU_{C32}}{dt} \right) \\ I_{L11} = C_{11} \frac{dU_{C11}}{dt} \\ U_{1n} = I_{L22}(R_{L22} + R) + L_{22} \frac{dI_{L22}}{dt} + R_{C22}C_{22} \frac{dU_{C22}}{dt} + U_{C22} \\ 0 = I_{L21}(R_{L21} + R + R_{C21}) + L_{21} \frac{dI_{L21}}{dt} + U_{C21} + R_{C22}C_{22} \frac{dU_{C22}}{dt} + U_{C22} \\ 0 = R_{C22}C_{22} \frac{dU_{C22}}{dt} + U_{C22} - R_L \left(I_{L11} + I_{L12} - C_{12} \frac{dU_{C12}}{dt} + I_{L21} + I_{L22} - C_{22} \frac{dU_{C22}}{dt} + I_{L31} + I_{L32} - C_{32} \frac{dU_{C32}}{dt} \right) \\ I_{L21} = C_{21} \frac{dU_{C21}}{dt} \\ U_{1n} = I_{L32}(R_{L32} + R) + I_{32} \frac{dI_{L32}}{dt} + R_{C32}C_{32} \frac{dU_{C32}}{dt} + U_{C32} \\ 0 = R_{C32}C_{32} \frac{dU_{C32}}{dt} + U_{C32} - R_L \left(I_{L11} + I_{L12} - C_{12} \frac{dU_{C32}}{dt} + U_{C32} \right) \\ 0 = R_{C32}C_{32} \frac{dU_{C32}}{dt} + U_{C32} - R_L \left(I_{L11} + I_{L12} - C_{12} \frac{dU_{C32}}{dt} + U_{C32} \right) \\ I_{L31}C_{31} = \frac{dU_{C31}}{dt} \\ U_{1n} = I_{L32}(R_{L32} + R) + I_{32} \frac{dI_{L33}}{dt} + R_{C32}C_{32} \frac{dU_{C32}}{dt} + U_{C32} \right) \\ 0 = R_{C32}C_{32} \frac{dU_{C32}}{dt} + U_{C32} - R_L \left(I_{L11} + I_{L12} - C_{12} \frac{dU_{C32}}{dt} + U_{C32} \right) \\ U_{L31}C_{31} = \frac{dU_{C31}}{dt}$$

Представимо рівняння стану системи у вигляді:

$$E_1 \frac{d\overline{x}}{dt} = \overline{A_1} x + \overline{B_1} \tilde{d}$$
(3.51)

де E_1 - матриця сталих коефіцієнтів похідних змінних стану:

| | L_{12} | 0 | $R_{C12}C_{12}$ | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | |
|---------|----------|----------|----------------------------------|----------|----------|----------|----------------------------------|----------|----------|----------|----------------------------------|------------------------|--------|
| | 0 | L_{11} | $R_{C12}C_{12}$ | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | |
| | 0 | 0 | $\left(R_{C12}+R_L\right)C_{12}$ | 0 | 0 | 0 | $R_{L}C_{22}$ | 0 | 0 | 0 | $R_{L}C_{32}$ | 0 | |
| | 0 | 0 | 0 | C_{11} | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | (3.52) |
| | 0 | 0 | 0 | 0 | L_{22} | 0 | $R_{C22}C_{22}$ | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | |
| E | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | L_{21} | $R_{C22}C_{22}$ | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | |
| $L_1 =$ | 0 | 0 | $R_{L}C_{12}$ | 0 | 0 | 0 | $\left(R_{C22}+R_L\right)C_{22}$ | 0 | 0 | 0 | $R_{L}C_{32}$ | 0 | |
| | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | C_{21} | 0 | 0 | 0 | 0 | |
| | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | L_{32} | 0 | $R_{C32}C_{32}$ | 0 | |
| | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | L_{31} | $R_{C32}C_{32}$ | 0 | |
| | 0 | 0 | $R_{L}C_{12}$ | 0 | 0 | 0 | $R_{L}C_{22}$ | 0 | 0 | 0 | $\left(R_{C32}+R_L\right)C_{32}$ | 0 | |
| | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | <i>C</i> ₃₁ | |

Вектор похідних змінних стану:

Вектор змінних стану:

$$\overline{x} = \begin{bmatrix} I_{L12} & I_{L11} & U_{C12} & U_{C11} & I_{L22} & I_{L21} & U_{C22} & U_{C21} & I_{L32} & I_{L31} & U_{C32} & U_{C31} \end{bmatrix}^T$$
(3.55)

$$\overline{B_1} = \begin{bmatrix} U_{in} & 0 & 0 & 0 & U_{in} & 0 & 0 & 0 & U_{in} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T.$$
 (3.56)

Рівняння (3.51) можна також записати у вигляді:

$$\dot{x} = W_1 P E_1 P^T P \overline{\dot{x}} = W_1 P \overline{A_1} P^T P \overline{x} + W_1 P \overline{B_1} \widetilde{d} = A_1 x + B_1 \widetilde{d}$$
(3.57)

де $P \in \mathbb{R}^{4n \times 4n}$, $\det(P) \neq 0$, $W_1 \in \mathbb{R}^{4n \times 4n}$, $\det(W_1) \neq 0$, а також:

$$x = P\overline{x}, \qquad (3.58)$$

$$I_{4n} = P^T P = W_1 P E_1 P^T , (3.59)$$

$$A_1 = W_1 P \overline{A_1} P^T, \qquad (3.60)$$

$$B_1 = W_1 P \overline{B_1} . \tag{3.61}$$

Розглянемо схему на Рис. 3.10. Три модулі перетворювача ввімкнені паралельно, отже, їх вихідні напруги будуть рівними між собою і дорівнюватимуть вихідній напрузі перетворювача:

$$U_{C12} = U_{C22} = U_{C32} = U_0. (3.62)$$

Тому доцільно буде виділити окремо ці коефіцієнти і в отриманих рівняннях, перенісши їх до нижніх трьох рядків матриці. Використавши рівняння (3.58) отримаємо:

Аналогічно перенесемо коефіцієнти вихідних напруг до трьох нижніх рядків матриць $\widehat{E_1}$, $\widehat{A_1}$ та $\widehat{B_1}$:

(3.64)

| Ĩ | $\hat{L}_1 =$ | PE | $T_1 P^T$ | $= \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\$ | 0 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 | 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1 0 0 | 0 0 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 | 0 0 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 | 0 0 0 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 | 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1 0 | 0 0 0 0 0 0 0 0 1 0 0 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 | 0 0 0 0 0 0 0 1 0 0 0 0 0 | 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1 | 0 0 0 0 0 0 0 1 0 0 0 | < | | | | | | | | |
|---|------------------------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------------------------------|---------------------------------------------------------------------------------|-------------------------------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------------|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|---------------------------------------------------------------|-------------------------------------------------------------------------|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------|---------------------------------------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|---------------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----------------------------------------------------------------------|--------|
| × | $ \begin{bmatrix} L_{1:1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0$ | 2 | $ \begin{array}{c} 0\\ L_{11}\\ 0\\ 0\\ 0\\ 0\\ 0\\ 0\\ 0\\ 0\\ 0\\ 0\\ 0\\ 0\\ 0\\$ | (<i>R</i> , | R_{C1} R_{C1} R_{C1} R_{I} R_{I} | $C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{12}C_{1$ | 2 2)C ₁₂ | 2 | $ \begin{array}{c} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ $ | 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 | $\begin{array}{c} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 $ | 1 (| 1 H R _{C2} | 0 0 R_LC_2 0 $R_{C22}C$ $R_{C22}C$ $R_{C22}C$ $R_{C22}C$ $R_{C22}C$ $R_{C22}C$ 0 0 R_LC_2 0 | C_{22} C_{22} C_{22} C_{22} C_{22} C_{22} | $\begin{array}{c} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 $ | $\begin{array}{c} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ L_{32} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{array}$ | $egin{array}{ccc} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 $ | (R_{C3}) | $ \begin{array}{c} 0\\ 0\\ R_LC_{32}\\ 0\\ 0\\ R_LC_{32}\\ 0\\ R_{C32}C_{32}\\ R_{C32}C_{32}\\ 2+R_L\\ 0\\ \end{array} $ | C ₃₂ | $ \begin{array}{c} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\$ | × |
| × | $ \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0$ | 0 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 | 0 0 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 | 0 0 0 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 | 0 0 0 0 1 0 0 0 0 0 0 0 0 | 0 (0 (0 (0 (0 (0 (0 (0 (0 (0 (0 (0 (0 (0 (0 (0 (0 (0 (0 (| 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 |) (()) ()) ()) ()) ()) ()) ()) (|) (C)) (C)) (C)) (C)) (C) (C) (C) | 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 | 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1 0 | = | | | | | | | | | | | |
| = | $\begin{bmatrix} L_{1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ $ | 2))))))) | $\begin{array}{c} 0 \\ L_{11} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ $ | $egin{array}{c} 0 \\ 0 \\ C_1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ $ | 1 1 | 0 0 0 222 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 | $\begin{array}{c} 0 \\ 0 \\ 0 \\ L_{21} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ $ | C | 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 | $\begin{array}{c} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 $ | $\begin{array}{c} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 $ | 1 C | 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 | (R_{C1}) | $R_{C12}C_{1} \\ R_{C12}C_{1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ $ | 2 2) C_{12} | К (<i>R</i> _{C2} | $ \begin{array}{c} 0 \\ 0 \\ 0 \\ C_{22}C_{2} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ R_{L}C_{22} \\ 2 + R_{L} \\ R_{L}C_{22} \\ \end{array} $ | C_{22}^{22} | R ₀ R ₀ H (R _C 32 | $ \begin{array}{c} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ C_{32}C_{32} \\ C_{32}C_{32} \\ 0 \\ R_LC_{32} \\ R_LC_{32} \\ + R_L \end{array} $ |)C ₃₂ | (3.65) |

| Â | $\hat{\mathbf{h}}_{1} = P\overline{A}_{1}P^{T} =$ | $ \begin{array}{cccccccccccccccccccccccccccccccccccc$ | 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1 0 0 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1 0 0 0 0 0 | $ \begin{array}{cccc} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 &$ | | | | | | |
|---|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|----------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|---------------------------------------------------------------------------------------------|
| × | $\begin{bmatrix} -(R+R_{L12}) & 0 \\ R_L & 0 \\ 0 & 0 \\ R_L & 0 \\ 0 & 0 \\ R_L & 0 \\ 0 & 0 \\ R_L & 0 \end{bmatrix}$ | $ \begin{array}{c} 0\\ -(R+R_{L11}+R_{C11})\\ R_{L}\\ 1\\ 0\\ 0\\ R_{L}\\ 0\\ 0\\ 0\\ R_{L}\\ 0\\ 0\\ 0\\ 0\\ 0\\ 0\\ 0\\ 0\\ 0\\ 0\\ 0\\ 0\\ 0\\$ | $\begin{array}{cccc} -1 & 0 \\ -1 & -1 \\ -1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{array}$ | $ \begin{array}{c} 0\\ 0\\ R_{L}\\ 0\\ -(R+R_{L22})\\ 0\\ R_{L}\\ 0\\ 0\\ R_{L}\\ 0\\ 0\\ 0\\ R_{L}\\ 0\\ 0\\ 0\\ 0\\ 0\\ 0\\ 0\\ 0\\ 0\\ 0\\ 0\\ 0\\ 0\\$ | $\begin{array}{c} 0 \\ 0 \\ R_L \\ 0 \\ 0 \\ - \left(R + R_{L21} + R_{C21} \right) \\ R_L \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ R_L \\ 0 \end{array}$ | $\begin{array}{ccccccc} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ -1 & 0 \\ -1 & -1 \\ -1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{array}$ | $\begin{array}{cccc} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ R_L & R_L \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ R_L & R_L \\ 0 & 0 \\ R_L & R_L \\ 0 & 0 \\ R_L & R_L \\ 0 & 0 \\ 1 \\ \end{array}$ | $+R_{C31})$ | 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 | 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 |
| × | $\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 &$ | $\begin{array}{cccccccccccccccccccccccccccccccccccc$ | $ \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 &$ | | | | | | | |
| = | $\begin{bmatrix} -(R+R_{L12}) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ R_L \\ R_L \\ R_L \\ R_L \end{bmatrix}$ | $ \begin{array}{c} 0 \\ -\left(R + R_{L11} + R_{C11} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ R_L \\ R_L \\ R_L \\ R_L \\ R_L \end{array} $ | $ \begin{array}{c} & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & & \\ & & $ | $ \begin{array}{c} 0 \\ 0 \\ 0 \\ R + R_{L22} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ R_{L} \\ R_{L} \\ R_{L} \\ R_{L} \\ R_{L} \\ \end{array} $ | $\begin{array}{cccc} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ R + R_{L21} + R_{C21} \\ 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ R_L & 0 \\ R_L & 0 \\ R_L & 0 \\ R_L & 0 \end{array}$ | $ \begin{array}{c} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -(R+R_{L32}) \\ 0 \\ R_L \\ R_L \\ R_L \\ R_L \end{array} $ | $0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -(R + R_{L31} + R_{C31}) \\ 1 \\ R_L \\ R_L \\ R_L \\ R_L \\ R_L$ | $\begin{array}{cccc} 0 & -1 \\ 0 & -1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ -1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \end{array}$ | $ \begin{array}{c} 0 \\ 0 \\ -1 \\ -1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ -1 \\ 0 \\ -1 \\ -1 \\ -1 \\ -1 \\ -1 \\ -1 \\ -1 \\ -1$ | $ \begin{array}{c} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -1 \\ -1 \\ 0 \\ 0 \\ -1 \end{array} $ |
| | | | | | | | | | (| -) |

Припустимо, що усі модулі ідентичні, тоді номінали конденсаторів, котушок індуктивності та їх опори будуть однаковими:

96

$$L_1 = L_{11} = L_{21} = L_{31} = L_{i1} \tag{3.67}$$

$$L_2 = L_{12} = L_{22} = L_{32} = L_{i2}$$
(3.68)

$$C_1 = C_{11} = C_{21} = C_{31} = C_{i1} \tag{3.69}$$

$$C_2 = C_{12} = C_{22} = C_{32} = C_{i2} \tag{3.70}$$

$$R_{L1} = R_{L11} = R_{L21} = R_{L31} = R_{Li1}$$
(3.71)

$$R_{L2} = R_{L12} = R_{L22} = R_{L32} = R_{Li2}$$
(3.72)

$$R_{C1} = R_{C11} = R_{C21} = R_{C31} = R_{Ci1}$$
(3.73)

$$R_{C2} = R_{C12} = R_{C22} = R_{C32} = R_{Ci2}$$
(3.74)

Тоді рівняння (3.63) - (3.66) матимуть вигляд:

$$x = P\overline{x} = \begin{bmatrix} I_{L12} & I_{L11} & U_{C11} & I_{L22} & I_{L21} & U_{C21} & I_{L32} & I_{L31} & U_{C31} & U_{C12} & U_{C22} & U_{C32} \end{bmatrix}^{T}$$
(3.75)

$$\widehat{B}_{1} = P\overline{B}_{1} = \begin{bmatrix} U_{in} & 0 & 0 & U_{in} & 0 & 0 & U_{in} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^{T} = \begin{bmatrix} \widehat{B}_{1} & \widehat{B}_{1} & \widehat{B}_{1} & \widehat{B}_{1} & 0 \end{bmatrix}^{T} (3.76)$$

Запишемо обернену матрицю $\widehat{E_1^{-1}}$ до матриці $\widehat{E_1}$

97

$$W_{1} = \widehat{E_{1}^{-1}} = \begin{bmatrix} \widehat{E_{1_{11}}^{-1}} & 0 & 0 & -\widehat{E_{1_{11}}^{-1}} \widehat{E_{1_{14}}} \widehat{E_{1_{44}}} \\ 0 & \widehat{E_{1_{22}}^{-1}} & 0 & -\widehat{E_{1_{22}}^{-1}} \widehat{E_{1_{24}}} \widehat{E_{1_{44}}} \\ 0 & 0 & \widehat{E_{1_{33}}^{-1}} & -\widehat{E_{1_{33}}^{-1}} \widehat{E_{1_{44}}} \\ 0 & 0 & 0 & \widehat{E_{1_{44}}^{-1}} \end{bmatrix}$$
(3.79)

Тоді добуток матриці на обернену дорівнюватиме одиничній матриці *I*₃ - розмірністю 3×3:

$$\hat{E}_{1}\hat{E}_{1}^{-1} = \begin{bmatrix} \hat{E}_{1_{11}} & 0 & 0 & \hat{E}_{1_{14}} \\ 0 & \hat{E}_{1_{22}} & 0 & \hat{E}_{1_{24}} \\ 0 & 0 & \hat{E}_{1_{33}} & \hat{E}_{1_{34}} \\ 0 & 0 & 0 & \hat{E}_{1_{33}} & \hat{E}_{1_{44}} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \hat{E}_{1_{11}}^{-1} & 0 & 0 & -\hat{E}_{1_{12}}^{-1}\hat{E}_{1_{44}} \hat{E}_{1_{44}}^{-1} \\ 0 & \hat{E}_{1_{22}}^{-1} & 0 & -\hat{E}_{1_{23}}^{-1}\hat{E}_{1_{24}}\hat{E}_{1_{44}}^{-1} \\ 0 & 0 & \hat{E}_{1_{33}}^{-1} & -\hat{E}_{1_{33}}^{-1}\hat{E}_{1_{34}}\hat{E}_{1_{44}}^{-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{3} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & I_{3} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & I_{3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & I_{3} \end{bmatrix}$$

$$(3.80)$$

Усі елементи матриці W_1 виведені у Додатку А.

Для різної кількості модулів розмірність матриць $\hat{E}_{l_{11}}$, $\hat{E}_{l_{22}}$, $\hat{E}_{l_{33}}$, $\hat{E}_{l_{44}}$ буде відрізнятися, для n = 2 матимемо матрицю 2×2 , для n = 3 - матимемо матрицю 3×3 і так далі. Задля перевірки правильності рівняння (3.80) можна підставити значення елементів матриці до $\hat{E}_{l_{44}}^{-1}$ та $\hat{E}_{l_{44}}$, в результаті чого отримаємо одиничну матрицю з певним сталим коефіцієнтом.

Для кількості модулів n = 2 матриця $\widehat{E_{1_{44}}}$ матиме розмірність 2×2, тому отримаємо:

$$\begin{split} \widehat{E_{1_{44}}} \widehat{E_{1_{44}}} = C_2 \begin{bmatrix} R_{C2} + R_L & R_L \\ R_L & R_{C2} + R_L \end{bmatrix} \times \frac{1}{C_2 \rho} \begin{bmatrix} \frac{-(R_{C2} + R_L)}{R_L} & 1 \\ 1 & \frac{-(R_{C2} + R_L)}{R_L} \end{bmatrix} = \\ = C_2 \begin{bmatrix} R_{C2} + R_L & R_L \\ R_L & R_{C2} + R_L \end{bmatrix} \times \frac{1}{C_2 \rho} \begin{bmatrix} \frac{-(R_{C2} + (n-1)R_L)}{R_L} & 1 \\ 1 & \frac{-(R_{C2} + (n-1)R_L)}{R_L} \end{bmatrix} = (3.81) \\ = \frac{1}{\rho} \begin{bmatrix} \rho & 0 \\ 0 & \rho \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \end{split}$$

де

$$\rho = \frac{-(R_L + R_{C2})(R_L + R_{C2})}{R_L} + R_L = \frac{-(R_L^2 + 2R_L R_{C2} + R_{C2}^2) + R_L^2}{R_L} = \frac{-(2R_L + R_{C2})R_{C2}}{R_L} = \frac{-(nR_L + R_{C2})R_{C2}}{R_L}$$
(3.82)

Для кількості модулів n = 3 матриця $\widehat{E_{1_{44}}}$ має розмірність 3×3 і має вигляд:

$$\widehat{E_{1_{44}}} = \begin{bmatrix} (R_{C2} + R_L)C_2 & R_LC_2 & R_LC_2 \\ R_LC_2 & (R_{C2} + R_L)C_2 & R_LC_2 \\ R_LC_2 & R_LC_2 & (R_{C2} + R_L)C_2 \end{bmatrix} = C_2 \begin{bmatrix} R_{C2} + R_L & R_L & R_L \\ R_L & R_{C2} + R_L & R_L \\ R_L & R_L & R_L & R_{C2} + R_L \end{bmatrix}$$
(3.83)

$$\begin{split} \widehat{E_{l_{44}}} \widehat{E_{l_{44}}} = C_2 \begin{bmatrix} R_{C2} + R_L & R_L & R_L \\ R_L & R_{C2} + R_L & R_L \\ R_L & R_L & R_{C2} + R_L \end{bmatrix} \times \frac{1}{C_2 \rho} \begin{bmatrix} \frac{-(R_{C2} + 2R_L)}{R_L} & 1 \\ 1 & \frac{-(R_{C2} + 2R_L)}{R_L} & 1 \\ 1 & 1 & \frac{-(R_{C2} + 2R_L)}{R_L} \end{bmatrix} = \\ = C_2 \begin{bmatrix} R_{C2} + R_L & R_L \\ R_L & R_{C2} + R_L \end{bmatrix} \times \frac{1}{C_2 \rho} \begin{bmatrix} \frac{-(R_{C2} + (n-1)R_L)}{R_L} & 1 & 1 \\ 1 & \frac{-(R_{C2} + (n-1)R_L)}{R_L} & 1 \\ 1 & 1 & \frac{-(R_{C2} + (n-1)R_L)}{R_L} \end{bmatrix} = \\ = \frac{1}{\rho} \begin{bmatrix} \rho & 0 & 0 \\ 0 & \rho & \rho \\ 0 & 0 & \rho \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \end{split}$$

$$(3.84)$$

де

$$\rho = \frac{-(R_L + R_{C2})(2R_L + R_{C2})}{R_L} + R_L = \frac{-(2R_L^2 + 3R_L R_{C2} + R_{C2}^2) + 2R_L^2}{R_L} = \frac{-(3R_L + R_{C2})R_{C2}}{R_L} = \frac{-(nR_L + R_{C2})R_{C2}}{R_L}$$
(3.85)

Для кількості модулів n = 4 матриця $\widehat{E_{1_{44}}}$ має розмірність 4×4 і має вигляд:

$$\begin{split} \widehat{E_{l_{u_{u}}}} \widehat{E_{l_{u_{u}}}} = C_{2} \begin{bmatrix} R_{C2} + R_{L} & R_{L} & R_{L} & R_{L} \\ R_{L} & R_{C2} + R_{L} & R_{L} & R_{L} \\ R_{L} & R_{L} & R_{C2} + R_{L} & R_{L} \\ R_{L} & R_{L} & R_{L} & R_{C2} + R_{L} \end{bmatrix} \times \frac{1}{C_{2}\rho} \begin{bmatrix} \frac{-(R_{C2} + 3R_{L})}{R_{L}} & 1 & 1 \\ 1 & \frac{-(R_{C2} + 3R_{L})}{R_{L}} & 1 \\ 1 & 1 & 1 & \frac{-(R_{C2} + 3R_{L})}{R_{L}} \end{bmatrix} = \\ = C_{2} \begin{bmatrix} R_{C2} + R_{L} & R_{L} & R_{L} & R_{L} \\ R_{L} & R_{C2} + R_{L} & R_{L} & R_{L} \\ R_{L} & R_{L} & R_{L} \\ R_{L} & R_{L} & R_{L} & R_{L} \\ R_{L} & R_{L} & R_{L} & R_{L} \\ R_{L} & R_{L} & R_{L} & R_{L} \\ R_{L} &$$

Коефіцієнт ρ - є сталим коефіцієнтом і однаковим для будь-якої кількості модулів. Змінюватиметься лише число *n* - кількість модулів. Отже, можна сказати, що це універсальна формула для будь-якої кількості модулів перетворювача.

Отже, виходячи з рівнянь (3.57) та (3.78) знайдемо матрицю A_1 :

$$A_{1} = W_{1}\hat{A}_{1} = \begin{bmatrix} \hat{E}_{1_{11}}^{-1} & 0 & 0 & W_{1_{1}} \\ 0 & \hat{E}_{1_{22}}^{-1} & 0 & W_{1_{2}} \\ 0 & 0 & \hat{E}_{1_{33}}^{-1} & W_{1_{3}} \\ 0 & 0 & 0 & \hat{E}_{1_{44}}^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{A}_{1_{11}} & 0 & 0 & \hat{A}_{1_{44}} \\ 0 & \hat{A}_{1_{22}} & 0 & \hat{A}_{1_{24}} \\ 0 & 0 & \hat{A}_{1_{33}} & \hat{A}_{1_{34}} \\ \hat{A}_{1_{41}} & \hat{A}_{1_{42}} & \hat{A}_{1_{43}} & \hat{A}_{1_{44}} \end{bmatrix} = \\ = \begin{bmatrix} \hat{E}_{11}^{-1}\hat{A}_{1_{11}} + W_{1_{1}}\hat{A}_{1_{41}} & W_{1_{1}}\hat{A}_{1_{42}} & W_{1_{1}}\hat{A}_{1_{43}} & \hat{E}_{1_{11}}^{-1}\hat{A}_{1_{14}} + W_{1_{1}}\hat{A}_{1_{44}} \\ W_{1_{2}}\hat{A}_{1_{41}} & \hat{E}_{1_{22}}^{-1}\hat{A}_{1_{22}} + W_{1_{2}}\hat{A}_{1_{24}} & W_{1_{2}}\hat{A}_{1_{43}} & \hat{E}_{1_{22}}^{-1}\hat{A}_{1_{24}} + W_{1_{2}}\hat{A}_{1_{44}} \\ W_{1_{3}}\hat{A}_{1_{41}} & W_{1_{3}}\hat{A}_{1_{42}} & \hat{E}_{1_{33}}^{-1}\hat{A}_{1_{33}} + W_{1_{3}}\hat{A}_{1_{43}} & \hat{E}_{1_{33}}^{-1}\hat{A}_{1_{34}} + W_{1_{3}}\hat{A}_{1_{44}} \\ \hat{E}_{1_{44}}^{-1}\hat{A}_{1_{41}} & \hat{E}_{1_{44}}^{-1}\hat{A}_{1_{42}} & \hat{E}_{1_{44}}^{-1}\hat{A}_{1_{43}} & \hat{E}_{1_{33}}^{-1}\hat{A}_{1_{33}} + W_{1_{3}}\hat{A}_{1_{44}} \\ \hat{E}_{1_{44}}^{-1}\hat{A}_{1_{41}} & \hat{E}_{1_{42}}^{-1}\hat{A}_{1_{42}} & \hat{E}_{1_{43}}^{-1}\hat{A}_{1_{43}} & \hat{E}_{1_{33}}^{-1}\hat{A}_{1_{33}} + W_{1_{3}}\hat{A}_{1_{43}} \\ \hat{E}_{1_{44}}^{-1}\hat{A}_{1_{44}} & \hat{E}_{1_{44}}^{-1}\hat{A}_{1_{42}} & \hat{E}_{1_{44}}^{-1}\hat{A}_{1_{43}} & \hat{E}_{1_{33}}^{-1}\hat{A}_{1_{33}} + W_{1_{3}}\hat{A}_{1_{44}} \end{bmatrix} \end{bmatrix}^{(3.87)}$$

$$W_{1_2}\hat{A}_{1_{41}} = W_{1_3}\hat{A}_{1_{42}} = W_{1_1}\hat{A}_{1_{43}} = \varepsilon$$
(3.89)

$$\hat{E}_{1_{44}}^{-1}\hat{A}_{1_{41}} = \hat{E}_{1_{44}}^{-1}\hat{A}_{1_{42}} = \hat{E}_{1_{44}}^{-1}\hat{A}_{1_{43}} = \gamma$$
(3.90)

$$\hat{E}_{1_{44}}^{-1}\hat{A}_{1_{44}} = \delta \tag{3.91}$$

$$\hat{E}_{l_{11}}^{-1}\hat{A}_{l_{14}} + W_{l_1}\hat{A}_{l_{44}} = \beta_1$$
(3.92)

$$\hat{E}_{1_{22}}^{-1}\hat{A}_{1_{24}} + W_{1_2}\hat{A}_{1_{44}} = \beta_2$$
(3.93)

$$\hat{E}_{1_{33}}^{-1}\hat{A}_{1_{34}} + W_{1_3}\hat{A}_{1_{44}} = \beta_3$$
(3.94)

Усі вказані елементи виведені у Додатку Б. Після підстановки підрахованих елементів з Додатку Б, матриця A₁ матиме вигляд:

$$A_{1} = \begin{bmatrix} \alpha & \varepsilon & \varepsilon & \beta_{1} \\ \varepsilon & \alpha & \varepsilon & \beta_{2} \\ \varepsilon & \varepsilon & \alpha & \beta_{3} \\ \gamma & \gamma & \gamma & \delta \end{bmatrix}$$
(3.95)

Виходячи з рівнянь (3.57) та (3.76) знайдемо матрицю B₁:

$$B_{1} = W_{1}\hat{B}_{1} = \begin{bmatrix} \hat{E}_{1_{11}}^{-1} & 0 & 0 & W_{1_{1}} \\ 0 & \hat{E}_{1_{22}}^{-1} & 0 & W_{1_{2}} \\ 0 & 0 & \hat{E}_{1_{33}}^{-1} & W_{1_{3}} \\ 0 & 0 & 0 & \hat{E}_{1_{44}}^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{B}_{1_{1}} \\ \hat{B}_{1_{2}} \\ \hat{B}_{1_{3}} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{E}_{1_{11}}^{-1} \hat{B}_{1_{1}} \\ \hat{E}_{1_{22}}^{-1} \hat{B}_{1_{2}} \\ \hat{E}_{1_{33}}^{-1} \hat{B}_{1_{3}} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{U_{in}}{L_{2}} \\ 0 \\ 0 \\ \frac{U_{in}}{L_{2}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$
(3.96)

Використовуючи раніше виведені рівняння вихідного струму перетворювача (3.46) - (3.49) знайдемо матрицю вихідних коефіцієнтів C:

$$y = I_{0} = I_{01} + I_{02} + I_{03} =$$

$$= I_{L11} + I_{L12} - C_{12} \frac{dU_{C12}}{dt} + I_{L21} + I_{L22} - C_{22} \frac{dU_{C22}}{dt} + I_{L31} + I_{L32} - C_{32} \frac{dU_{C32}}{dt} =$$

$$= I_{L1} + I_{L2} + I_{L1} + I_{L2} + I_{L1} + I_{L2} - [C_{2} \quad C_{2} \quad C_{2}] \begin{bmatrix} \frac{dU_{C12}}{dt} \\ \frac{dU_{C22}}{dt} \\ \frac{dU_{C32}}{dt} \end{bmatrix} =$$

$$= 3I_{L1} + 3I_{L2} - C_{2} [1 \quad 1 \quad 1] \begin{bmatrix} \frac{dU_{C12}}{dt} \\ \frac{dU_{C22}}{dt} \\ \frac{dU_{C32}}{dt} \end{bmatrix}$$
(3.97)

Відповідно до рівняння стану $\dot{x} = A_1 x + B_1 \tilde{d}$ коефіцієнти $\frac{dU_{C12}}{dt}$, $\frac{dU_{C22}}{dt}$ та $\frac{dU_{C32}}{dt}$ дорівнюють сумі відповідних елементів матриці $A_1 x + B_1 \tilde{d}$. У матриці B_1 відповідні три нижні елементи дорівнюють нулям (3.96), тому залишаються лише добуток відповідних елементів матриці A_1 та x. Тому коефіцієнти $\frac{dU_{C12}}{dt}$, $\frac{dU_{C22}}{dt}$ та $\frac{dU_{C32}}{dt}$ можна замінити на $[\gamma \quad \gamma \quad \gamma \quad \delta]x$ - нижній рядок матриці A_1 (3.95):

$$y = 3I_{L1} + 3I_{L2} - C_2 \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{dU_{C12}}{dt} \\ \frac{dU_{C22}}{dt} \\ \frac{dU_{C32}}{dt} \\ \frac{dU_{C32}}{dt} \end{bmatrix} = 3I_{L1} + 3I_{L2} - C_2 \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \gamma & \gamma & \gamma & \delta \end{bmatrix} x = \tilde{C}_1 x$$
(3.98)

де матриця \tilde{C}_1 дорівнює:

Таким чином маємо усереднену модель перетворювача у просторі змінних стану для періоду часу $t = d \cdot T$:

$$\dot{x} = A_1 x + B_1 \tilde{d}$$

$$y = \tilde{C}_1 x$$
(3.100)

Аналогічно до попередніх розрахунків знайдемо модель перетворювача для інтервалу часу t = (1-d)T. Еквівалентна схема перетворювача для інтервалу часу t = (1-d)T зображена на Рис. 3.11. Оскільки для обох інтервалів часу еквівалентні схеми залишаються майже однаковими, а змінюється лише розташування джерела живлення, можна стверджувати, що:

$$A_1 = A_2 = A \tag{3.101}$$



Рис. 3.11. Еквівалентна схема перетворювача для інтервалу часу t = (1 - d)T

$$\tilde{C}_1 = \tilde{C}_2 = C \tag{3.102}$$

$$\widehat{B}_{2} = P\overline{B}_{2} = \begin{bmatrix} 0 & U_{in} & 0 & 0 & U_{in} & 0 & 0 & U_{in} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^{T} = \begin{bmatrix} \widehat{B}_{2_{1}} & \widehat{B}_{2_{2}} & \widehat{B}_{2_{3}} & 0 \end{bmatrix}^{T}$$
(3.103)

Матриця В2 дорівнюватиме:

$$B_{2} = W_{1}\hat{B}_{2} = \begin{bmatrix} \hat{E}_{1_{11}}^{-1} & 0 & 0 & W_{1_{1}} \\ 0 & \hat{E}_{1_{22}}^{-1} & 0 & W_{1_{2}} \\ 0 & 0 & \hat{E}_{1_{33}}^{-1} & W_{1_{3}} \\ 0 & 0 & 0 & \hat{E}_{1_{34}}^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{B}_{2_{1}} \\ \hat{B}_{2_{2}} \\ \hat{B}_{2_{3}} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{E}_{1_{11}}^{-1} \hat{B}_{2_{1}} \\ \hat{E}_{1_{22}}^{-1} \hat{B}_{2_{2}} \\ \hat{E}_{1_{33}}^{-1} \hat{B}_{2_{3}} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{U}_{in} \\ \hat{U}_{in} \\ \hat{U}_{2} \\ 0 \\ 0 \\ \frac{U_{in}}{L_{2}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$
(3.104)

Отже, отримуємо модель перетворювача у просторі змінних стану для інтервалу часу t = (1 - d)T:

$$\dot{x} = A_2 x + B_2 \tilde{d}$$

$$y = \tilde{C}_2 x$$
(3.105)

Усереднена модель перетворювача у просторі змінних стану для кількості модулів n ≥ 2:

Оскільки $A_1 = A_2 = A$ і $\tilde{C}_1 = \tilde{C}_2 = C$, усереднена модель перетворювача матиме вигляд:

$$\dot{x} = Ax + (B_1 - B_2)\tilde{d}$$

$$y = Cx$$
(3.106)

108

Вектор змінних стану для кількості модулів *n* :

$$x = \begin{bmatrix} x_{a1} \\ x_{a2} \\ \vdots \\ x_{an} \\ x_b \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^n,$$
(3.107)

де кількість елементів x_a дорівнює кількості модулів n, а кожен елемент утворює вектор-стовпець зі змінних для кожного модуля — струму індуктивності первинної гілки модуля, струму індуктивності вторинної гілки модуля та напруги ємності вторинної гілки модуля:

$$x_{ai} = \begin{bmatrix} I_{L11} \\ I_{L12} \\ U_{C12} \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^3, i = 1, \dots, n,$$
(3.108)

а елемент x_b – вектор-стовпець, що має кількість рядків, яка рівна кількості модулів *n* та складається з вихідних напруг кожного модуля перетворювача:

$$x_{b} = \begin{bmatrix} U_{C11} \\ U_{C21} \\ \vdots \\ U_{Cn1} \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{n}$$
(3.109)

Матриця А для *n* модулів матиме вигляд:
$$A = \begin{bmatrix} \alpha & \varepsilon & \varepsilon & \cdots & \varepsilon & \beta_1 \\ \varepsilon & \alpha & \varepsilon & \cdots & \varepsilon & \beta_2 \\ \varepsilon & \varepsilon & \alpha & \varepsilon & \cdots & \beta_3 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \varepsilon & \varepsilon & \cdots & \varepsilon & \alpha & \beta n \\ \gamma & \gamma & \gamma & \cdots & \gamma & \delta \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{n \times n}$$
(3.110)

дe

$$\alpha = \begin{bmatrix} \frac{-(R+R_{L2})}{L_2} & 0 & 0\\ 0 & \frac{-(R+R_{L1}+R_{C1})}{L_1} & \frac{-1}{L_1}\\ 0 & \frac{1}{C_1} & 0 \end{bmatrix} - \frac{R_{C2}R_L}{R_{C2}+nR_L} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_2} & \frac{1}{L_2} & 0\\ \frac{1}{L_1} & \frac{1}{L_1} & 0\\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{3\times 3}(3.111)$$

$$\varepsilon = \frac{-R_{C2}R_L}{R_{C2} + nR_L} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_2} & \frac{1}{L_2} & 0\\ \frac{1}{L_1} & \frac{1}{L_1} & 0\\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{3\times3}$$
(3.112)

$$\gamma = \frac{R_L}{\left(R_{C2} + nR_L\right)C_2} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0\\ 1 & 1 & 0\\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{n \times 3}$$
(3.113)

$$\beta_{1} = \begin{bmatrix} \frac{-1}{L_{2}} & 0 & 0\\ \frac{-1}{L_{1}} & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + \frac{1}{R_{C2} + nR_{L}} \begin{bmatrix} \frac{R_{C2} + (n-1)R_{L}}{L_{2}} & \frac{-R_{L}}{L_{2}} & \frac{-R_{L}}{L_{2}}\\ \frac{R_{C2} + (n-1)R_{L}}{L_{1}} & \frac{-R_{L}}{L_{1}} & \frac{-R_{L}}{L_{1}} \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{3 \times n} \quad (3.114)$$

109

$$\beta_{2} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{L_{2}} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{L_{1}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \end{bmatrix} + \frac{1}{R_{C2} + nR_{L}} \begin{bmatrix} \frac{-R_{L}}{L_{2}} & \frac{R_{C2} + (n-1)R_{L}}{L_{2}} & \frac{-R_{L}}{L_{2}} \\ \frac{-R_{L}}{L_{1}} & \frac{R_{C2} + (n-1)R_{L}}{L_{1}} & \frac{-R_{L}}{L_{1}} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{3 \times n} \quad (3.115)$$

$$\beta_{n} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-1}{L_{2}} \\ 0 & 0 & \frac{-1}{L_{1}} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + \frac{1}{R_{C2} + nR_{L}} \begin{bmatrix} \frac{-R_{L}}{L_{2}} & \frac{-R_{L}}{L_{2}} & \frac{R_{C2} + (n-1)R_{L}}{L_{2}} \\ \frac{-R_{L}}{L_{1}} & \frac{-R_{L}}{L_{1}} & \frac{R_{C2} + (n-1)R_{L}}{L_{1}} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{3 \times n} \quad (3.116)$$

$$\delta = \frac{-1}{\left(R_{C2} + nR_L\right)R_{C2}C_2} \begin{bmatrix} R_{C2} + (n-1)R_L & -R_L & -R_L \\ -R_L & R_{C2} + (n-1)R_L & -R_L \\ -R_L & -R_L & R_{C2} + (n-1)R_L \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{n \times n}$$
(3.117)

Матриця $B_1 - B_2$ для *n* модулів матиме вигляд:

$$B_1 - B_2 = \begin{bmatrix} b \\ b \\ \vdots \\ b \\ 0 \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{n \times 1}$$
(3.118)

де

110

111

$$b = \begin{bmatrix} \frac{U_{in}}{L_2} \\ \frac{-U_{in}}{L_2} \\ 0 \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{3 \times 1}$$
(3.119)

$$0 = \begin{bmatrix} 0\\0\\\vdots\\0 \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{n \times 1}$$
(3.120)

Матриця С для *n* модулів матиме вигляд:

$$C = \begin{bmatrix} c & c & \cdots & c & \varphi \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{1 \times n}$$
(3.121)

де

$$c = \left[\frac{R_{C2}}{R_{C2} + nR_L} \quad \frac{R_{C2}}{R_{C2} + nR_L} \quad 0\right] \in \mathbb{R}^{1 \times 3}$$
(3.122)

$$\varphi = \left[\frac{1}{R_{C2} + nR_L} \quad \frac{1}{R_{C2} + nR_L} \quad \cdots \quad \frac{1}{R_{C2} + nR_L}\right] \in \mathbb{R}^{1 \times n}$$
(3.123)

Спостережуваність та керованість системи

Зміна базису у просторі змінних стану визначається наступним виразом [104]–[106]:

$$G(s) = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T & 0 \\ 0 & I_p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T^{-1} & 0 \\ 0 & I_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} TAT^{-1} & TB \\ CT^{-1} & D \end{bmatrix}$$
(3.124)

де m - кількість вхідних параметрів, n - кількість вихідних параметрів, $D \in \mathbb{R}^{p \times m}$. В нашому випадку маємо один вхідний параметр – вхідна напруга U_{in} , та один вихідний параметр – струм на виході перетворювача I_O , тому m = p = 1.

Для прикладу розглядатимемо випадок з чотирьома модулями, тобто *n* = 4.

Розглянемо матриці $T_{O_1} \in \mathbb{R}^{n \times n}$ та $T_{O_2} \in \mathbb{R}^{n \times n}$ такі, що є невиродженими, тобто $\det(T_{O_1}) \neq 0$, $\det(T_{O_2}) \neq 0$ та $T_{O_2} = T_{O_1}^{-1}$:

$$T_{O_1} = \begin{bmatrix} I_3 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ I_3 & I_3 & 0 & 0 & 0 \\ I_3 & I_3 & I_3 & 0 & 0 \\ I_3 & I_3 & I_3 & I_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & I_4 \end{bmatrix}$$
(3.125)

$$T_{O_2} = \begin{bmatrix} I_3 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -I_3 & I_3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -I_3 & I_3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -I_3 & I_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & I_4 \end{bmatrix}$$
(3.126)

$$T_{O_1}T_{O_2} = \begin{bmatrix} I_3 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ I_3 & I_3 & 0 & 0 & 0 \\ I_3 & I_3 & I_3 & I_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & I_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_3 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -I_3 & I_3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -I_3 & I_3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -I_3 & I_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & I_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_3 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & I_3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & I_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & I_4 \end{bmatrix} (3.127)$$

де I_3 - одинична матриця розмірністю 3×3, I_4 - одинична матриця розмірністю 4×4.

Здійснимо зміну базису, де $T = T_{O_1}$, n = 4:

$$\begin{split} G(s) &= \begin{bmatrix} \alpha & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \beta_1 & b \\ \varepsilon & \alpha & \varepsilon & \varepsilon & \beta_2 & b \\ \varepsilon & \varepsilon & \alpha & \varepsilon & \beta_3 & b \\ \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \alpha & \beta_4 & b \\ \gamma & \gamma & \gamma & \gamma & \delta & 0 \\ c & c & c & c & \varphi & 0 \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} I_3 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ I_3 & I_3 & 0 & 0 & 0 \\ I_3 & I_3 & I_3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & I_4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha & \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \beta_1 & b \\ \varepsilon & \alpha & \varepsilon & \varepsilon & \beta_2 & b \\ \varepsilon & \varepsilon & \alpha & \varepsilon & \beta_3 & b \\ \varepsilon & \varepsilon & \varepsilon & \alpha & \beta_4 & b \\ \gamma & \gamma & \gamma & \gamma & \delta & 0 \\ c & c & c & c & \varphi & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -I_3 & I_3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & I_4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & I_4 \\ \gamma & \gamma & \gamma & \gamma & \delta & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & I_4 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \varepsilon & \beta_1 & b \\ 0 & \alpha - \varepsilon & 0 & 2\varepsilon & \beta_1 + \beta_2 + \beta_3 & 3b \\ 0 & 0 & 0 & \alpha - \varepsilon & 3\varepsilon & \beta_1 + \beta_2 + \beta_3 & 3b \\ 0 & 0 & 0 & \alpha & \varepsilon & \varphi & 0 \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} \alpha + 3\varepsilon & \beta_1 + \beta_2 + \beta_3 + \beta_4 & 4b \\ \gamma & \delta & 0 \\ c & \varphi & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha + (n-1)\varepsilon & \sum_{i=1}^n \beta_i & nb \\ \gamma & \delta & 0 \\ c & \varphi & 0 \end{bmatrix}$$
(3.128)

Підставимо значення елементів $\alpha, \beta, \gamma, \delta, \varepsilon, \varphi, c, b$ до матриці.

$$G(s) = \begin{bmatrix} \alpha_{11} & \alpha_{12} & 0 & \beta_{11} & \beta_{12} & \beta_{13} & \beta_{14} & \frac{4U_{in}}{L_2} \\ \alpha_{21} & \alpha_{22} & \alpha_{23} & \beta_{21} & \beta_{22} & \beta_{23} & \beta_{24} & \frac{-4U_{in}}{L_1} \\ 0 & \alpha_{32} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \psi & \psi & 0 & \omega(R_{C2} + 3R_L) & -\omega R_L & -\omega R_L & -\omega R_L & 0 \\ \psi & \psi & 0 & -\omega R_L & -\omega R_L & \omega(R_{C2} + 3R_L) & -\omega R_L & 0 \\ \psi & \psi & 0 & -\omega R_L & -\omega R_L & \omega(R_{C2} + 3R_L) & -\omega R_L & 0 \\ \varphi & \psi & 0 & -\omega R_L & -\omega R_L & -\omega R_L & \omega(R_{C2} + 3R_L) & 0 \\ \sigma & \sigma & \phi & \phi & \phi & \phi & \phi & 0 \end{bmatrix} = \\ = \begin{bmatrix} \alpha_{11} & \alpha_{12} & 0 & \beta_{11} & \beta_{12} & \beta_{13} & \beta_{14} & \frac{nU_{in}}{L_2} \\ \alpha_{21} & \alpha_{22} & \alpha_{23} & \beta_{21} & \beta_{22} & \beta_{23} & \beta_{24} & \frac{-nU_{in}}{L_1} \\ 0 & \alpha_{32} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \psi & \psi & 0 & -\omega R_L & -\omega R_L & -\omega R_L & -\omega R_L & 0 \\ \psi & \psi & 0 & -\omega R_L & \omega(R_{C2} + (n-1)R_L) & -\omega R_L & -\omega R_L & 0 \\ \psi & \psi & 0 & -\omega R_L & -\omega R_L & \omega(R_{C2} + (n-1)R_L) & -\omega R_L & 0 \\ \psi & \psi & 0 & -\omega R_L & -\omega R_L & -\omega R_L & 0 \\ \psi & \psi & 0 & -\omega R_L & -\omega R_L & -\omega R_L & 0 \\ \psi & \psi & 0 & -\omega R_L & -\omega R_L & -\omega R_L & 0 \\ \psi & \psi & 0 & -\omega R_L & -\omega R_L & -\omega R_L & 0 \\ \psi & \psi & 0 & -\omega R_L & -\omega R_L & -\omega R_L & 0 \\ \psi & \psi & 0 & -\omega R_L & -\omega R_L & -\omega R_L & 0 \\ \psi & \psi & 0 & -\omega R_L & -\omega R_L & -\omega R_L & 0 \\ \psi & \psi & 0 & -\omega R_L & -\omega R_L & -\omega R_L & 0 \\ \psi & \psi & 0 & -\omega R_L & -\omega R_L & -\omega R_L & 0 \\ \psi & \psi & 0 & -\omega R_L & -\omega R_L & -\omega R_L & 0 \\ \psi & \psi & 0 & -\omega R_L & -\omega R_L & -\omega R_L & 0 \\ (3.129) \end{bmatrix}$$

де
$$\sigma = \frac{R_{C2}}{R_{C2} + nR_L}$$
, $\phi = \frac{1}{R_{C2} + nR_L}$, $\psi = \frac{R_L}{(R_{C2} + nR_L)C_2}$,
 $\omega = \frac{-1}{(R_{C2} + nR_L)R_{C2}C_2}$, а також:

$$\begin{aligned} \alpha + (n-1)\varepsilon &= \begin{bmatrix} \alpha_{11} & \alpha_{12} & 0 \\ \alpha_{21} & \alpha_{22} & \alpha_{23} \\ 0 & \alpha_{32} & 0 \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} \frac{-(R+R_{L2})}{L_2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-(R+R_{L1}+R_{C1})}{L_1} & \frac{-1}{L_1} \\ 0 & \frac{1}{C_1} & 0 \end{bmatrix} - \frac{R_{C2}R_L}{R_{C2} + nR_L} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_2} & \frac{1}{L_2} & 0 \\ \frac{1}{L_1} & \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} - \frac{(n-1)R_{C2}R_L}{R_{C2} + nR_L} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} \frac{-(R+R_{L2})}{L_2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-(R+R_{L1}+R_{C1})}{L_1} & \frac{-1}{L_1} \\ 0 & \frac{1}{C_1} & 0 \end{bmatrix} - \frac{nR_{C2}R_L}{R_{C2} + nR_L} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_2} & \frac{1}{L_2} & 0 \\ \frac{1}{L_1} & \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

(3.130)

Така зміна базису відповідає вектору змінних стану:

$$\tilde{x} = \begin{bmatrix} \tilde{x}_{1} \\ \tilde{x}_{2} \\ \tilde{x}_{3} \\ \tilde{x}_{4} \\ \tilde{x}_{o} \end{bmatrix} = T_{O_{1}}x = \begin{bmatrix} I_{3} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ I_{3} & I_{3} & 0 & 0 & 0 \\ I_{3} & I_{3} & I_{3} & 0 & 0 \\ I_{3} & I_{3} & I_{3} & I_{3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & I_{4} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{a1} \\ x_{a2} \\ x_{a3} \\ x_{a4} \\ x_{b} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{a1} \\ x_{a1} + x_{a2} \\ x_{a1} + x_{a2} + x_{a3} \\ x_{a1} + x_{a2} + x_{a3} \\ x_{b} \end{bmatrix}$$
(3.132)

де $x_{a1} \in \mathbb{R}^3$, $x_{a2} \in \mathbb{R}^3$, $x_{a3} \in \mathbb{R}^3$, $x_{a4} \in \mathbb{R}^3$ та $x_b \in \mathbb{R}^4$. Знайдемо тепер спостережувані і не спостережувані частини \tilde{x} .

Отже, ми розглядаємо $4 \times 4 = 4n = 16$ власних значень матриці станів у просторі змінних стану G(s). $3 \times 3 = 3 \times (n-1) = 9$ власних значень, що відповідають $\left(\det\left(sI_3 - (\alpha - \varepsilon)\right)\right)^3 = \left(\det\left(\alpha - \varepsilon\right)\right)^{n-1} = 0$ є неспостережуваними, у той час як інші 3 + 4 = 3 + n = 7 власних значень, що відповідають $\det\left(sI_7 - \begin{bmatrix}\alpha + 3\varepsilon & \beta_1 + \beta_2 + \beta_3 + \beta_4\\ \gamma & \delta\end{bmatrix}\right) = \det\left(sI_{n+3} - \begin{bmatrix}\alpha + (n-1)\varepsilon & \sum_{i=1}^n \beta_i\\ \gamma & \delta\end{bmatrix}\right) = 0$ є

спостережуваними чи неспостережуваними чи керованими, чи не керованими.

Знайдемо власні значення матриці $\alpha - \varepsilon$:

$$\alpha - \varepsilon = \begin{bmatrix} \frac{-(R + R_{L2})}{L_2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-(R + R_{L1} + R_{C1})}{L_1} & \frac{-1}{L_1} \\ 0 & \frac{1}{C_1} & 0 \end{bmatrix} - \frac{R_{C2}R_L}{R_{C2} + nR_L} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_2} & \frac{1}{L_2} & 0 \\ \frac{1}{L_1} & \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + \frac{R_{C2}R_L}{R_{C2} + nR_L} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_2} & \frac{1}{L_2} & 0 \\ \frac{1}{L_1} & \frac{1}{L_2} & 0 \\ \frac{1}{L_1} & \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-(R + R_{L2})}{L_2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-(R + R_{L1} + R_{C1})}{L_1} & \frac{-1}{L_1} \\ 0 & \frac{1}{C_1} & 0 \end{bmatrix}$$
(3.133)

Знайдемо характеристичний поліном матриці $\alpha - \varepsilon$:

$$\det(sI_{3} - (\alpha - \varepsilon)) = \left(s + \frac{R + R_{L2}}{L_{2}}\right) \det\left(\begin{bmatrix}s + \frac{R + R_{L1} + R_{C1}}{L_{1}} & \frac{1}{L_{1}}\\ \frac{-1}{C_{1}} & s\end{bmatrix}\right) = (3.134)$$

$$= \left(s + \frac{R + R_{L2}}{L_{2}}\right) \left(s^{2} + \frac{R + R_{L1} + R_{C1}}{L_{1}}s + \frac{1}{L_{1}C_{1}}\right) = \left(s + \frac{R + R_{L2}}{L_{2}}\right) \left(s^{2} + 2\overline{\zeta}\overline{\omega}_{0}s + \overline{\omega}_{0}^{2}\right)$$

$$\exists e \ \overline{\omega}_{0} = \frac{1}{\sqrt{L_{1}C_{1}}} \ \text{Ta} \ \overline{\zeta} = \frac{R + R_{L1} + R_{C1}}{2} \sqrt{\frac{C_{1}}{L_{1}}} \rightarrow 0 < \overline{\zeta} \ll 1.$$

118

Отже, за критерієм стійкості Гурвіца три власних значення матриці
$$\alpha - \varepsilon$$
 неспостережувані та некеровані і є стабільними. Маємо одне дійсне власне значення, яке неспостережуване та некероване та два комплексних складних власних значення, що також неспостережувані та некеровані.

Розглянемо дві матриці $T_{c_1} \in \mathbb{R}^{3+n \times 3+n}$ та $T_{c_2} \in \mathbb{R}^{3+n \times 3+n}$, такі, що є невиродженими, тобто $\det(T_{c_1}) \neq 0$, $\det(T_{c_2}) \neq 0$ і $T_{c_2} = T_{c_1}^{-1}$:

$$T_{c_1}T_{c_2} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$
(3.137)

Здійснимо заміну базису:

$$\begin{split} G(s) = \begin{bmatrix} \alpha_{11} & \alpha_{12} & 0 & \beta_{11} & \beta_{12} & \beta_{13} & \beta_{14} & \frac{4U_m}{L_2} \\ \alpha_{21} & \alpha_{22} & \alpha_{23} & \beta_{21} & \beta_{22} & \beta_{23} & \beta_{24} & \frac{-4U_m}{L_1} \\ 0 & \alpha_{32} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \psi & \psi & 0 & -\omega R_L & \omega (R_{C2} + 3R_L) & -\omega R_L & -\omega R_L & 0 \\ \psi & \psi & 0 & -\omega R_L & -\omega R_L & \omega (R_{C2} + 3R_L) & -\omega R_L & 0 \\ \psi & \psi & 0 & -\omega R_L & -\omega R_L & -\omega R_L & \omega (R_{C2} + 3R_L) & 0 \\ \sigma & \sigma & \phi & 0 \end{bmatrix} \\ = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \times \\ \\ \begin{bmatrix} \alpha_{11} & \alpha_{12} & 0 & \beta_{11} & \beta_{12} & \beta_{13} & \beta_{14} & \frac{4U_m}{L_2} \\ \alpha_{21} & \alpha_{22} & \alpha_{23} & \beta_{21} & \beta_{22} & \beta_{23} & \beta_{24} & \frac{-4U_m}{L_1} \\ 0 & \alpha_{32} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \psi & \psi & 0 & \omega (R_{C2} + 3R_L) & -\omega R_L & -\omega R_L & -\omega R_L & 0 \\ \psi & \psi & 0 & -\omega R_L & \omega (R_{C2} + 3R_L) & -\omega R_L & -\omega R_L & 0 \\ \psi & \psi & 0 & -\omega R_L & -\omega R_L & \omega (R_{C2} + 3R_L) & -\omega R_L & 0 \\ \psi & \psi & 0 & -\omega R_L & -\omega R_L & 0 & 0 & 0 \\ \psi & \psi & 0 & -\omega R_L & -\omega R_L & 0 & 0 \\ \psi & \psi & 0 & -\omega R_L & -\omega R_L & 0 & 0 \\ \psi & \psi & 0 & -\omega R_L & -\omega R_L & 0 & 0 \\ \psi & \psi & 0 & -\omega R_L & -\omega R_L & 0 & 0 \\ \psi & \psi & 0 & -\omega R_L & -\omega R_L & 0 & 0 \\ \psi & \psi & 0 & -\omega R_L & -\omega R_L & 0 & 0 \\ \psi & \psi & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ z & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} =$$

(3.138)

$$= \begin{bmatrix} \alpha_{11} & \alpha_{12} & 0 & \beta_{11} + \beta_{12} + \beta_{13} + \beta_{14} & \beta_{12} + \beta_{13} + \beta_{14} & \beta_{13} + \beta_{14} & \beta_{14} & \frac{4U_{in}}{L_2} \\ \alpha_{21} & \alpha_{22} & \alpha_{23} & \beta_{21} + \beta_{22} + \beta_{23} + \beta_{24} & \beta_{22} + \beta_{23} + \beta_{24} & \beta_{23} + \beta_{24} & \beta_{24} & \frac{-4U_{in}}{L_1} \\ 0 & \alpha_{32} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \psi & \psi & 0 & \omega R_{C2} & -3\omega R_L & -2\omega R_L & -\omega R_L & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \omega (R_{C2} + 4R_L) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \omega (R_{C2} + 4R_L) & 0 & 0 \\ \sigma & \sigma & 0 & 4\phi & 3\phi & 2\phi & \phi & 0 \end{bmatrix} = \\ = \begin{bmatrix} \alpha_{11} & \alpha_{12} & 0 & \beta_{11} + \beta_{12} + \beta_{13} + \beta_{14} & \frac{4U_{in}}{L_2} \\ \alpha_{21} & \alpha_{22} & \alpha_{23} & \beta_{21} + \beta_{22} + \beta_{23} + \beta_{24} & \frac{-4U_{in}}{L_1} \\ 0 & \alpha_{32} & 0 & 0 & 0 \\ \psi & \psi & 0 & \omega R_{C2} & 0 \\ \sigma & \sigma & 0 & 4\phi & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_{11} & \alpha_{12} & 0 & \sum_{i=1}^{n} \beta_{1i} & \frac{nU_{in}}{L_2} \\ \alpha_{21} & \alpha_{22} & \alpha_{23} & \sum_{i=1}^{n} \beta_{2i} & \frac{-nU_{in}}{L_1} \\ 0 & \alpha_{32} & 0 & 0 & 0 \\ \psi & \psi & 0 & \omega R_{C2} & 0 \\ \sigma & \sigma & 0 & 4\phi & 0 \end{bmatrix} = (0 + 2)^{n} (3.139)$$

 Три
 власних
 значення
 3 = n - 1 відповідають

 $(s - \omega(R_{C2} + 4R_L))^3 = (s - \omega(R_{C2} + nR_L))^{n-1} = 0$ є неспостережуваними, в той час
 як
 інші
 4
 власних
 значення,
 що
 відповідають

 як
 інші
 4
 власних
 значення,
 що
 відповідають

 det
 $sI_4 - \begin{bmatrix} \alpha_{11} & \alpha_{12} & 0 & \beta_{11} + \beta_{12} + \beta_{13} + \beta_{14} \\ \alpha_{21} & \alpha_{22} & \alpha_{23} & \beta_{21} + \beta_{22} + \beta_{23} + \beta_{24} \\ 0 & \alpha_{32} & 0 & 0 \\ \psi & \psi & 0 & \omega R_{C2} \end{bmatrix} = det \begin{bmatrix} sI_4 - \begin{bmatrix} \alpha_{11} & \alpha_{12} & 0 & \sum_{i=1}^n \beta_{1i} \\ \alpha_{21} & \alpha_{22} & \alpha_{23} & \sum_{i=1}^n \beta_{2i} \\ 0 & \alpha_{32} & 0 & 0 \\ \psi & \psi & 0 & \omega R_{C2} \end{bmatrix} = 0$

є спостережуваними та керованими.

(n-1) спрощень є стабільними, оскільки $\omega(R_{C2} + nR_L) < 0$, якщо $\omega = \frac{-1}{(R_{C2} + nR_L)R_{C2}C_2} < 0.$

Передавальна функція усередненої моделі у просторі змінних стану

Використовуючи вищесказане, передавальна функція перетворювача з *n*-кількістю модулів (*n* ≥ 2) визначається наступним чином:

$$G(s) = C_m (sI_4 - A_m)^{-1} B_m = \begin{bmatrix} A_m & B_m \\ C_m & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_{11} & \alpha_{12} & 0 & \sum_{i=1}^n \beta_{1i} & \frac{nU_{in}}{L_2} \\ \alpha_{21} & \alpha_{22} & \alpha_{23} & \sum_{i=1}^n \beta_{2i} & \frac{-nU_{in}}{L_1} \\ 0 & \alpha_{32} & 0 & 0 & 0 \\ \psi & \psi & 0 & \omega R_{C2} & 0 \\ \sigma & \sigma & 0 & n\phi & 0 \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} \alpha_{11} & \alpha_{12} & 0 & n\beta_a & \frac{nU_{in}}{L_2} \\ \alpha_{21} & \alpha_{22} & \alpha_{23} & n\beta_b & \frac{-nU_{in}}{L_1} \\ 0 & \alpha_{32} & 0 & 0 & 0 \\ R_L\mu & R_L\mu & 0 & -\mu & 0 \\ \sigma & \sigma & 0 & n\phi & 0 \end{bmatrix}$$
(3.140)

де
$$\sigma = \frac{R_{C2}}{R_{C2} + nR_L}$$
, $\phi = \frac{1}{R_{C2} + nR_L}$, $\psi = \frac{R_L}{(R_{C2} + nR_L)C_2}$,
 $\omega = \frac{-1}{(R_{C2} + nR_L)R_{C2}C_2}$, $\mu = \frac{1}{(R_{C2} + nR_L)C_2}$, $\beta_a = \frac{R_{C2}}{(R_{C2} + nR_L)L_2}$,
 $\beta_b = \frac{-nR_L}{(R_{C2} + nR_L)L_1}$, а також:

$$\alpha + (n-1)\varepsilon = \begin{bmatrix} \alpha_{11} & \alpha_{12} & 0 \\ \alpha_{21} & \alpha_{22} & \alpha_{23} \\ 0 & \alpha_{32} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-(R+R_{L2})}{L_2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-(R+R_{L1}+R_{C1})}{L_1} & \frac{-1}{L_1} \\ 0 & \frac{1}{C_1} & 0 \end{bmatrix} - \frac{nR_{C2}R_L}{R_{C2}+nR_L} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_2} & \frac{1}{L_2} & 0 \\ \frac{1}{L_1} & \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$
(3.141)

123

$$\begin{split} &\sum_{i=1}^{n} \beta_{i} = \begin{bmatrix} \beta_{11} & \beta_{12} & \beta_{13} & \beta_{14} \\ \beta_{21} & \beta_{22} & \beta_{23} & \beta_{24} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} \frac{-1}{L_{2}} & \frac{-1}{L_{2}} & \frac{-1}{L_{2}} & \frac{-1}{L_{2}} \\ \frac{-1}{L_{1}} & \frac{-1}{L_{1}} & \frac{-1}{L_{1}} & \frac{-1}{L_{1}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + \frac{1}{R_{C2} + nR_{L}} \begin{bmatrix} \frac{R_{C2}}{L_{2}} & \frac{R_{C2}}{L_{2}} & \frac{R_{C2}}{L_{2}} & \frac{R_{C2}}{L_{2}} \\ \frac{R_{C2}}{L_{1}} & \frac{R_{C2}}{L_{1}} & \frac{R_{C2}}{L_{1}} & \frac{R_{C2}}{L_{1}} & \frac{R_{C2}}{L_{1}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \\ &= \frac{-1}{R_{C2} + nR_{L}} \begin{bmatrix} \frac{nR_{L}}{L_{2}} & \frac{nR_{L}}{L_{2}} & \frac{nR_{L}}{L_{2}} & \frac{nR_{L}}{L_{2}} \\ \frac{nR_{L}}{L_{1}} & \frac{nR_{L}}{L_{1}} & \frac{nR_{L}}{L_{1}} & \frac{nR_{L}}{L_{1}} \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} \beta_{a} & \beta_{a} & \beta_{a} & \beta_{a} \\ \beta_{b} & \beta_{b} & \beta_{b} & \beta_{b} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \end{split}$$

$$(3.142)$$

Передавальна функція:

$$G(s) = C_{m}(sI_{4} - A_{m})^{-1}B_{m} = \begin{bmatrix} \sigma & \sigma & 0 & n\phi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & a_{24} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & a_{34} \\ a_{41} & a_{42} & a_{43} & a_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{nU_{in}} \\ L_{2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \\ = \phi \begin{bmatrix} R_{C2} & R_{C2} & 0 & n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{nU_{in}(L_{1}a_{11} - L_{2}a_{12})} \\ L_{1}L_{2} \\ \underline{nU_{in}(L_{1}a_{21} - L_{2}a_{22})} \\ L_{1}L_{2} \\ \underline{nU_{in}(L_{1}a_{31} - L_{2}a_{32})} \\ L_{1}L_{2} \\ \underline{nU_{in}(L_{1}a_{41} - L_{2}a_{42})} \\ L_{1}L_{2} \end{bmatrix} = \frac{nU_{in}\phi}{L_{1}L_{2}} \begin{bmatrix} R_{C2} & R_{C2} & 0 & n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_{1}a_{11} - L_{2}a_{12} \\ L_{1}a_{21} - L_{2}a_{22} \\ L_{1}a_{31} - L_{2}a_{32} \\ L_{1}a_{41} - L_{2}a_{42} \end{bmatrix} \\ = \frac{nU_{in}\phi}{L_{1}L_{2}} \begin{bmatrix} R_{C2} & R_{C2} & n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_{1}a_{11} - L_{2}a_{12} \\ L_{1}a_{21} - L_{2}a_{22} \\ L_{1}a_{41} - L_{2}a_{42} \end{bmatrix}$$

$$(3.143)$$

де
$$\sigma = R_{C2}\phi$$
. Маємо $a_{32} = \frac{1}{C_1}$.

$$\begin{split} & \left(sI_4 - A_m\right)^{-1} = \begin{bmatrix} sI_2 - A_{m_1} & -A_{m_2} \\ -A_{m_3} & sI_2 - A_{m_4} \end{bmatrix}^{-1} = \begin{bmatrix} s - \alpha_{11} & -\alpha_{12} & 0 & -n\beta_a \\ -\alpha_{21} & s - \alpha_{22} & -\alpha_{23} & -n\beta_b \\ 0 & \frac{-1}{C_1} & s & 0 \\ -R_L\mu & -R_L\mu & 0 & s + \mu \end{bmatrix}^{-1} = \\ & = \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \\ -R_L\mu & -R_L\mu \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C_1} \\ -R_L\mu & -R_L\mu \end{bmatrix}^{-1} \\ -\alpha_{21} & s - \alpha_{22} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 & -n\beta_a \\ -\alpha_{23} & -n\beta_b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \frac{1}{s + \mu} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & -\frac{-1}{C_1} \\ -R_L\mu & -R_L\mu \end{bmatrix}^{-1} \\ = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & -\frac{1}{C_1s} \\ \frac{R_L\mu }{s + \mu} & \frac{R_L\mu}{s + \mu} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \left[s - \alpha_{11} & -\alpha_{12} \\ -\alpha_{21} & s - \alpha_{22} \end{bmatrix}^{-1} + \begin{bmatrix} 0 & -n\beta_a \\ -\alpha_{23} & -n\beta_b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C_1s} \\ \frac{R_L\mu }{s + \mu} & \frac{R_L\mu}{s + \mu} \end{bmatrix}^{-1} \\ = \\ = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & -\frac{1}{C_1s} \\ \frac{R_L\mu }{s + \mu} & \frac{R_L\mu}{s + \mu} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \left[\left[s - \alpha_{11} & -\alpha_{12} \\ -\alpha_{21} & s - \alpha_{22} \end{bmatrix}^{-1} - \left[\frac{n\beta_a R_L\mu }{s + \mu} & \frac{n\beta_a R_L\mu}{s + \mu} & \frac{n\beta_a R_L\mu}{s + \mu} \\ \frac{n\beta_b R_L\mu }{s + \mu} & \frac{\alpha_{32}}{s + \mu} & \frac{n\beta_b R_L\mu}{s + \mu} \end{bmatrix}^{-1} \\ = \\ = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & -\frac{1}{C_1s} \\ \frac{R_L\mu }{s + \mu} & \frac{R_L\mu}{s + \mu} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \left[\left[s - \alpha_{11} & -\alpha_{12} \\ -\alpha_{21} & s - \alpha_{22} \end{bmatrix}^{-1} - \left[\frac{n\beta_a R_L\mu }{s + \mu} & \frac{n\beta_a R_L\mu}{s + \mu} & \frac{n\beta_b R_L\mu}{s + \mu} \end{bmatrix}^{-1} \\ = \\ = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & -\frac{1}{C_1s} \\ \frac{R_L\mu }{s + \mu} & \frac{R_L\mu}{s + \mu} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \left[\left[s - \alpha_{11} - \frac{n\beta_a R_L\mu}{s + \mu} & -\alpha_{12} - \frac{n\beta_a R_L\mu}{s + \mu} & \frac{n\beta_b R_L\mu}{s + \mu} \\ -\alpha_{21} - \frac{n\beta_b R_L\mu}{s + \mu} & s - \alpha_{22} - \frac{\alpha_{32}}{C_1s} & \frac{n\beta_b R_L\mu}{s + \mu} \end{bmatrix} \end{bmatrix}^{-1} \end{bmatrix}$$

На Рис. 3.12 зображено ЛАФЧХ розімкненої системи перетворювача, що складається з трьох модулів та схема якого зображена на Рис. 3.9. Запас за

126



Рис. 3.12. ЛАФЧХ для перетворювача з трьома модулями

3.4 Висновки за розділом 3

1. У третьому розділі побудовано математичну модель одного модуля понижуючого перетворювача зі зниженим рівнем пульсацій та досліджено її стійкість. Розімкнена система є стійкою, що підтверджують графіки ЛАФЧХ та Найквіста.

2. Побудовано замкнену систему модуля понижуючого перетворювача зі зниженим рівнем пульсацій. Використання ПІД-регулятора є доцільним для реалізації системи керування одним модулем перетворювача.

3. Побудована математична модель перетворювача з модульною структурою зі зниженим рівнем пульсацій струму на виході. Модель є універсальною для використання *n*-модулів перетворювача. Побудовано графік ЛАФЧХ та годограф Найквіста, що підтверджують стійкість розімкненої системи.

7. Основні наукові результати за розділом 3 опубліковано в роботах [9], [13], [14], [16], [17].

РОЗДІЛ 4. МОДЕЛЮВАННЯ ПРОЦЕСІВ ЗАПРОПОНОВАНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА

4.1 Імітаційна модель перетворювача

З метою верифікації припущень та тверджень, висунутих у процесі дослідження теоретичних відомостей та математичного моделювання процесів перетворювача, було проведено імітаційне моделювання перетворювача за допомогою програмного забезпечення *LTspice*.

Параметри схеми, які були використані під час імітаційного моделювання:

- вхідна напруга $U_{in} = 2.7 B$;
- вихідний струм $I_{gux} = 30A$;
- частота перемикання $f_{sw} = 100 \kappa \Gamma \mu$;
- індуктивності $L_1 = L_2 = 1 M \kappa \Gamma h$;
- активний опір котушок індуктивності $R_{L1} = R_{L2} = 0.62 \, MOM$;
- конденсатор $C_1 = 100 \, \text{мк} \Phi$;
- конденсатор $C_2 = 10 \, \text{мк} \Phi$;
- активний опір конденсаторів $R_{C1} = R_{C2} = 65 M O M$;
- опір відкритого каналу транзисторів R = 1.3 MOM;
- опір навантаження $R_l = 45 M O M$;

Імітаційна модель перетворювача у середовищі *LTspice* зображена на Рис. 4.1. Джерело живлення постійного струму *V3* забезпечує напругу на вході перетворювача на рівні 2,7 *В*. Чотири однакових силових транзистори типу *IRFB7430pbf* перемикаються у протифазі відповідно до сигналу системи керування.



Рис. 4.1. Імітаційна модель перетворювача зі зниженим рівнем пульсацій

Для керування транзисторами було обрано напівмостові драйвери типу *LTC7060*, які забезпечують передавання ШІМ сигналу на транзистори обох гілок перетворювача з частотою 100 $\kappa \Gamma q$. Котушка індуктивності *L2* та конденсатор *C1* утворюють разом первинну гілку перетворювача, а котушка *L1* та конденсатор *C2* утворюють вторинну гілку перетворювача. Резистор *R10* є опором навантаження та складає 43 мОм.

Діаграми роботи перетворювача зображені на Рис. 4.2-Рис. 4.4. На Рис. 4.2 зображено пульсації струмів котушок індуктивності, а також пульсації струму навантаження. Як видно, струм котушки *L2* коливається в межах приблизно $\pm 4A$ відносно позначки 0 *A*. Струм котушки *L1* коливається в межах приблизно $\pm 3A$ відносно позначки 30 *A*, а струм навантаження коливається на рівні $\pm 0,5A$ відносно позначки 30 *A*. Отже, пульсації струму навантаження дорівнюють 1 *A*.



Рис. 4.2. Струм котушок індуктивності та струм навантаження



Рис. 4.3. Напруги стік-витік на транзисторах, що працюють у протифазі



Рис. 4.4. Вхідна та вихідна напруги перетворювача

4.2 Схема електрична принципова та фізична модель перетворювача

Схема електрична принципова перетворювача зі зниженим рівнем пульсацій вихідного струму зображена на Рис. 4.5. Транзистори S1 та S3, а також індуктивність L1 та ємність C1 разом утворюють первинну гілку перетворювача. Транзистори S2 та S4, а також індуктивність L2 та ємність C2разом утворюють вторинну гілку перетворювача. Електричне живлення схеми надходить від джерела напруги постійного с18 труму +2,7V, а навантаження є резистивним у вигляді резистора R_L . Розв'язуючі конденсатори C3 та C4 забезпечують згладжування пульсацій на вході перетворювача. Конденсатори C5*C6* забезпечують пульсацій та згладжування вихідного сигналу перетворювача. Драйвер *HIP4082 H*-міст для керування *N*-канальними *MOSFET* транзисторами подає сигнали керування для транзисторів обох гілок перетворювача. Потенціометр *R8*, підключений до виводу *DEL* мікросхеми драйвера, використовується для регулювання так званого «мертвого часу» між сигналами керування для силових транзисторів, що працюють синхронно. Сигнал ШІМ подається від входу *IN РWM*, після чого сигнал через тригери Шмідта подається на логічні входи BHI, ALI та BLI, AHI з кожного тригера відповідно, регулювання виходів драйвера лля керування силовими транзисторами. Мікросхема драйвера транзисторів потребує живлення, яке подається з виводу +12V, Параметричний стабілізатор напруги LM7805 забезпечує стабілізацію та зниження шумів вхідної напруги.



Рис. 4.5. Схема електрична принципова

Актуальною є задача експериментальної перевірки припущень та тверджень, висунутих у процесі проведення теоретичного дослідження, розрахунків та моделювання формувача імпульсів струму для контактного зварювання на основі двофазного понижуючого перетворювача зі зниженим рівнем пульсацій.

Випробувальний стенд реалізований з метою перевірки запропонованих рішень для топології та системи управління двофазним понижуючим перетворювачем зі зниженим рівнем пульсацій, зображений на Рис. 4.6. Стенд включає: (1) розроблений прототип двофазного понижуючого перетворювача зі зниженим рівнем пульсацій, (2) джерело живлення постійного струму М10-ТР-303Е від компанії МСР з можливістю формування постійної напруги до 20 В та постійного струму до 5 А – як джерело живлення для мікросхеми драйвера транзисторів, (3) цифровий осцилограф RTB2004 від компанії Rohde and Schwarz з 4 каналами для одночасного спостереження сигналів, полосою пропускання 70 МГц та об'ємом пам'яті до 20 Мегавибірок, (4) портативний ПК. Контролер побудований за допомогою середовища MATLAB Simulink та імплементований у плату перетворювача за допомогою системи *MicroLabBox dSPACE* (5). Контролер базується на вимірюванні вихідного струму струмовими кліщами E3N від компанії Chauvin Arnoux зі здатністю вимірювання постійного та змінного струму від 50 мА до 100 А з використанням ефекту Холла.

Прототип перетворювача зображений на Рис. 4.7, і включає:

(1) плату з трьома суперконденсаторами *Panasonic* ємністю 100Ф та напругою 2,7 В як джерела живлення для перетворювача;

(2) резистивне навантаження 0,42 мОм на радіаторі;

(3) дві котушки індуктивності *L1; L2* типу *IPLA32L1R0KD* від компанії *Vichay* з індуктивністю 1 мкГн та активним опором 0,62 мОм;

(4) плівковий конденсатор *C2* з поліетилентерефталату *(PET) МКТ1822* від компанії *Vichay* ємністю 10 мкФ та активним опором 65 мОм; (5) 5 електролітичних конденсаторів, які утворюють разом ємність 100 мкФ – конденсатор *C1*, та мають загальний активний опір 65 мОм;

(6) *N*-канальні транзистори *MOSFET IRFB7430* від компанії *Infineon* з опором відкритого каналу 1,3 мОм та з радіаторами для охолодження;

(7) напівмостовий драйвер *HIP4082IPZ* від компанії *Renesas Electronics* з напругою живлення 8,5-15 В;

(8) клеми підключення зовнішнього джерела живлення для драйвера транзисторів та вихід ШІМ-сигналу для зняття вимірюваннь;

(9) потенціометр для регулювання затримки ввімкнення транзисторів, так званого «мертвого часу».

Розміри плати прототипу 125х75мм.



Рис. 4.6. Реалізований випробувальний стенд для проведення вимірювань

На Рис. 4.8 показані форми сигналів вхідного та вихідного струму та напруги перетворювача. Тривалість імпульсу вихідного струму 20 мс, амплітуда струму 30 А. Пульсації вхідного та вихідного струму та напруги показані на Рис. 4.9. Пульсації вихідного струму коливаються в межах 1 А, що

становить приблизно 3%. Пульсації вихідного струму, напруги стік-витік на транзисторах та ШІМ сигнал керування, що подається на затвори транзисторів зображені на Рис. 4.10.



Рис. 4.7. Розроблений прототип перетворювача



Рис. 4.8. Вхідні струм та напруга та вихідні струм та напруга, один імпульс



Рис. 4.9. Пульсації вхідних та вихідних напруг та струмів



Рис. 4.10. Пульсації вихідного струму, напруги стік-витік на транзисторах та ШІМ сигнал керування



Рис. 4.11. Вхідні струм та напруга та вихідні струм та напруга, три імпульси



Рис. 4.12. Вихідний струм, струм на котушці вторинної гілки, напруга стіквитік транзистора, сигнал керування ШІМ



Рис. 4.13. Пульсації струму на котушці вторинної гілки, напруги стік-витік транзисторів первинної та вторинної гілок та сигнал керування ШІМ

4.3 Рекомендації з застосування

Низький пульсацій вихідного рівень перетворювача струму забезпечується, в першу чергу, за рахунок конденсатора вторинної гілки перетворювача С2, який блокує постійну складову струму навантаження. Як видно з графіків імітаційного моделювання Рис. 4.2 та графіків осцилограм Рис. 4.9, пульсації вихідного струму знижені, але не дорівнюють нулеві. Це, насамперед, відбувається за рахунок неідеальності конденсатора С2, який має еквівалентний послідовний опір. Тому для зниження пульсацій вихідного вибір перетворювача дуже важливим € правильний даного струму конденсатора. Зазвичай для подібних завдань обирають плівкові високочастотні конденсатори, що мають високий показник діелектричної сталої, високу діелектричну міцність, здатність до самовідновлення та позитивний температурний коефіцієнт. У підрозділі 4.2 під час розробки прототипу перетворювача було обрано плівковий конденсатор C2 з поліетилентерефталату *(PET) МКТ1822* ємністю 10 мкФ та активним опором 65 мОм.

4.4 Висновки за розділом 4

1. Задля верифікації висунутих у процесі дослідження припущень було побудовано імітаційну модель базового модуля перетворювача у програмному середовищі *LTspice*. Модель перетворювача зі зниженим рівнем пульсацій показала пульсації вихідного струму на рівні *1*А.

2. На основі отриманих у процесі імітаційного моделювання результатів, було побудовано схему електричну принципову та спроектовано фізичну модель перетворювача зі зниженим рівнем пульсацій струму навантаження. Фізична модель показала пульсації вихідного струму на рівня *1*А, що дорівнює приблизно *3%*.

3. За результатами досліджень зроблено висновок про те, що рівень пульсацій струму на виході перетворювача обумовлений параметрами конденсатора вторинної гілки перетворювача, що може бути враховано під час проектування перетворювачів зі зниженим рівнем пульсацій.

4. Основні наукові результати за розділом 4 опубліковано в роботах[4], [6], [18].

ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ

У дисертаційній роботі вирішено актуальну задачу розвитку принципів побудови перетворювачів електричної енергії для контактного зварювання в частині забезпечення високих показників енергоефективності та точності формування зварювального струму. Отримані нові науково обґрунтовані результати в сукупності є суттєвими для розвитку джерел живлення для контактного зварювання, для з'єднання деталей відповідального призначення.

Основні результати дисертаційної роботи:

1. При побудові джерел живлення для контактного зварювання необхідно враховувати, що найбільш серйозний вплив на якість зварних з'єднань мають форма та амплітуда імпульсу струму, що проходить крізь деталі. Загальний опір зони зварювання, який і впливає на форму та амплітуду струму, має складний нелінійний характер та залежить від матеріалу деталей та електродів, гладкості чи шорсткості їх поверхні.

2. Аналіз існуючих топологій джерел живлення для контактного зварювання показав, що відомі топології мають ряд недоліків, таких як низька енергоефективність, електромагнітна сумісність, низька точність формування імпульсу струму, що впливає на якість отриманих зварних з'єднань. Найбільш перспективним вбачається спосіб побудови джерела живлення на базі транзисторного перетворювача, який поєднує в собі здатність формування струму навантаження з високою точністю та високу енергоефективність. Використання імпульсного режиму роботи транзисторів перетворювача дозволить забезпечити високу енергоефективність, однак дещо знижує точність відтворення струму навантаження.

3. Використання накопичувача енергії як джерела живлення для контактного зварювання дозволить покращити енергетичні показники перетворювача та використовувати його в польових умовах без підключення до мережі живлення протягом тривалого часу. Гібридний накопичувач енергії типу акумуляторна батарея-суперконденсатор дозволить одночасно

використати переваги обох накопичувачів для роботи на імпульсне нелінійне високоамплітудне навантаження, яким є контактне зварювання.

4. Модульний спосіб побудови формувачів імпульсів струму для контактного зварювання дозволить вирішити ряд важливих задач, а саме підвищення технологічності та надійності перетворювача шляхом резервування ідентичних модулів, покращення енергетичних характеристик перетворювача, покращення форми сигналу вихідного струму, покращення масогабаритних характеристик. Використання способу побудови перетворювача з паралельним з'єднанням ідентичних модулів по входу та по виходу дозволить забезпечити високий рівень струму на виході перетворювача, а також покращити форму кривої зварювального струму за рахунок послідовного ввімкнення модулів.

5. Перетворювач зі зниженим рівнем пульсацій поєднує у собі переваги типового багатофазного понижуючого перетворювача, та додатково дозволяє значно знизити пульсації струму в навантаженні. Така топологія перетворювача вбачається найбільш перспективною для побудови формувача імпульсів струму для контактного зварювання.

6. Побудовано математичну модель одного модуля понижуючого перетворювача зі зниженим рівнем пульсацій та досліджено її стійкість. Розімкнена система є стійкою, що підтверджують графіки ЛАФЧХ та Найквіста. Також побудовано замкнену систему модуля понижуючого перетворювача зі зниженим рівнем пульсацій. Використання ПІД-регулятора є доцільним для реалізації системи керування одним модулем перетворювача.

7. Побудована математична модель перетворювача з модульною структурою зі зниженим рівнем пульсацій струму на виході. Модель є універсальною для використання в *n*-модульних перетворювачах. Побудовано графік ЛАФЧХ та годограф Найквіста, що підтверджують стійкість розімкненої системи.

8. Задля верифікації висунутих у процесі дослідження припущень було побудовано імітаційну модель базового модуля перетворювача у програмному середовищі *LTspice*. Модель перетворювача зі зниженим рівнем

пульсацій показала пульсації вихідного струму на рівні 1А. На основі отриманих у процесі імітаційного моделювання результатів, було побудовано схему електричну принципову та спроектовано фізичну модель перетворювача зі зниженим рівнем пульсацій струму навантаження. Фізична модель дозволила підтвердити результати імітаційного моделювання та показала пульсації вихідного струму на рівні 1А, що дорівнює приблизно 3%.

9. За результатами досліджень зроблено висновок про те, що рівень пульсацій струму на виході перетворювача обумовлений параметрами конденсатора вторинної гілки перетворювача, що може бути враховано під час проектування перетворювачів зі зниженим рівнем пульсацій.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

- T. Karbivska, Y. Kozhushko, J. G. Nataraj Barath, and O. Bondarenko, "Split-Pi Converter for Resistance Welding Application," 2020 IEEE KhPI Week Adv. Technol. KhPI Week 2020 - Conf. Proc., pp. 391–395, 2020, doi: 10.1109/KhPIWeek51551.2020.9250113.
- О. Ф. Бондаренко, Т. О. Рижакова, and Ю. В. Кожушко, "Вдосконалена [2] методика оцінки втрат в імпульсних перетворювачах установок Технология контактного мікрозварювання," конструирование u в annapamype, 3, 38–42, 2018, doi: электронной no. pp. 10.15222/TKEA2018.3.38.
- [3] Т. О. Карбівська, Ю. В. Кожушко, and О. Ф. Бондаренко, "Вдосконалена методика оцінки втрат в імпульсних перетворювачах установок контактного мікрозварювання," in XIV Міжнародна конференція Контроль і управління в складних системах (КУСС-2018), 2018, р. 67.
- [4] Т. О. Карбівська, Ю. В. Кожушко, and О. Ф. Бондаренко, "Аналіз потужності втрат джерела живлення для контактного мікрозварювання," *Мікросистеми, Електроніка та Акустика*, vol. 25, no. 3, pp. 41–47, Dec. 2020, doi: 10.20535/2523-4455.mea.208874.
- [5] Т. О. Рижакова and Ю. В. Кожушко, "Енергоефективність формувача імпульсів струму для контактного мікрозварювання," in *X Міжнародна* науково-технічна конференція молодих вчених "Електроніка-2017," 2017, pp. 55–58.
- [6] O. Bondarenko, T. Ryzhakova, and Y. Kozhushko, "Power Supply with Modular Structure for Micro Resistance Welding," in 16th International Symposium «Topical Problems in the Field of Electrical and Power Engineering» and «Doctoral School of Energy and Geotechnology III», 2017, pp. 2–5.
- [7] O. Bondarenko *et al.*, "Modular Power Supply for Micro Resistance Welding," *Electr. Control Commun. Eng.*, vol. 12, no. 1, pp. 20–26, Jul. 2017, doi:
10.1515/ecce-2017-0003.

- [8] T. Karbivska and Y. K. O. Bondarenko, "Evaluation of The Total Losses in Principal Units of Micro Resistance Welding Machine Power Supplies," in 18th International Symposium «Topical Problems in the Field of Electrical and Power Engineering» and «Doctoral School of Energy and Geotechnology III», 2019, pp. 215–216.
- [9] О. Ф. Бондаренко, Ю. В. Кожушко, Т. О. Карбівська, Є. О. Желязков, and П. С. Сафронов, "Стійкість комбінованої системи накопичення енергії на основі суперконденсатора та акумуляторної батареї," *Електротехніка і Електромеханіка*, vol. 0, no. 5, pp. 31–37, Oct. 2020, doi: 10.20998/2074-272X.2020.5.05.
- [10] Y. Kozhushko, D. Pavkovic, D. Zinchenko, T. Karbivska, V. Sydorets, and O. Bondarenko, "Hybrid Energy Storage System of Power Supply for Micro Resistance Welding," in 2019 IEEE 39th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO), Apr. 2019, pp. 584–589, doi: 10.1109/ELNANO.2019.8783890.
- [11] Y. Kozhushko, T. Ryzhakova, O. Bondarenko, and Z. Stević, "Supercapacitor Battery Charger with Voltage Equilizing," in *Međunarodna konferencija o obnovljivim izvorima električne energije*, Oct. 2017, doi: 10.24094/mkoiee.017.1.5.127.
- Y. Kozhushko, T. Karbivska, D. Zinchenko, D. Pavković, E. Rosolowski, and
 O. Bondarenko, "Charging Device of Capacitive Energy Storage for Micro Resistance Welding," *Present Probl. Power Syst. Control*, vol. 9, pp. 5–17, 2018.
- [13] Y. Kozhushko, T. Karbivska, D. Pavkovic, and O. Bondarenko, "Peak Current Control of Battery-Supercapacitor Hybrid Energy Storage," in 2020 IEEE KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek), Oct. 2020, pp. 396–401, doi: 10.1109/KhPIWeek51551.2020.9250086.
- [14] Y. Kozhushko, D. Pavkovic, T. Karbivska, P. Safronov, and O. Bondarenko,"Robust Control of Battery-Supercapacitor Energy Storage System Using

Kharitonov Theorem," in 2020 IEEE 14th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG), Jul. 2020, pp. 550–555, doi: 10.1109/CPE-POWERENG48600.2020.9161569.

- [15] Ю. В. Кожушко, О. Ф. Бондаренко, Д. О. Зінченко, and Т. О. Рижакова, "Ефективне використання гібридного ємнісного накопичувача енергії джерела живлення для контактного мікрозварювання," *Мікросистеми Електроніка та Акустика*, vol. 23, no. 2, pp. 14–18, Apr. 2018, doi: 10.20535/2523-4455.2018.23.2.130391.
- [16] Y. Kozhushko, D. Pavkovic, T. Karbivska, and O. Bondarenko, "Stability Analysis of Battery-Supercapacitor Energy Storage System for Resistance Welding," in 2019 IEEE 2nd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON), Jul. 2019, pp. 349–354, doi: 10.1109/UKRCON.2019.8879850.
- [17] R. Baraniuk, T. Ryzhakova, Y. Kozhushko, and O. Bondarenko, "Thermal and Surge Current Protection Means for Semiconductor Non-Isolated Power Converters," in *IEEE BEST OF STUDENT APPLICATION PAPERS*, 2018, pp. 1–12.
- [18] Є. О. Желязков, Ю. В. Кожушко, Т. О. Карбівська, and О. Ф. Бондаренко, "Покращення характеристик безпровідних зарядних пристроїв медичних застосувань," in *МНПК «Сучасні інформаційні та електронні технології»*, 2020, pp. 50–51.
- [19] В. Е. Атауш, В. П. Леонов, and Э. Г. Москвин, *Микросварка в* приборостроении. Рига: РТУ, 1996.
- [20] AWS, Welding Handbook, Welding Science & Technology, 9th ed., vol. 1. Miami: American Welding Society, 2001.
- [21] В. Э. Моравский and Д. С. Ворона, *Технология и оборудование для точечной и рельефной конденсаторной сварки*. Київ: Наукова думка, 1985.
- [22] Б. Е. Патон, "Электрическая сварка мягких тканей в хирургии," *Автоматическая сварка*, vol. 617, no. 9, pp. 7–11, 2004, Accessed: May 04,

- [23] K. Zhou and H. Li, "A Comparative Study of Single-Phase AC and Medium Frequency DC Resistance Spot Welding Using Finite Element Modeling," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 107260–107271, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3000794.
- [24] M. Pouranvari and S. P. H. Marashi, "Critical review of automotive steels spot welding: Process, structure and properties," *Sci. Technol. Weld. Join.*, vol. 18, no. 5, pp. 361–403, 2013, doi: 10.1179/1362171813Y.0000000120.
- [25] Y. B. Li, Z. Q. Lin, Q. Shen, and X. M. Lai, "Numerical analysis of transport phenomena in resistance spot welding process," *J. Manuf. Sci. Eng. Trans. ASME*, vol. 133, no. 3, pp. 1–8, 2011, doi: 10.1115/1.4004319.
- [26] М. Д. Банов, *Технология и оборудование контактной сварки*, 3rd ed. Москва: Издательский центр "Академия," 2008.
- [27] K. Zhou and P. Yao, "Overview of recent advances of process analysis and quality control in resistance spot welding," *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 124. Elsevier Ltd, pp. 170–198, 2019, doi: 10.1016/j.ymssp.2019.01.041.
- [28] Б. Д. Орлов, А. А. Чакалев, and Ю. В. Дмитриев, *Технология и* оборудование контактной сварки. Учебник для машиностроительных вузов, 2nd ed. Москва: Машиностроение, 1986.
- [29] В. Я. Володин, Создаем современные сварочные апараты. Москва: ДМК Пресс, 2011.
- [30] T. Pag, "Instrumentation for Resistance Welding," *IEEE Trans. Ind. Gen. Appl.*, vol. IGA-6, no. 4, pp. 394–405, 1970, doi: 10.1109/TIGA.1970.4181201.
- [31] D. Zhao, Y. Wang, D. Liang, and M. Ivanov, "Performances of regression model and artificial neural network in monitoring welding quality based on power signal," *J. Mater. Res. Technol.*, vol. 9, no. 2, pp. 1231–1240, Mar. 2020, doi: 10.1016/j.jmrt.2019.11.050.

- [32] H. ZHANG and J. Senkara, *Resistance Welding. Fundamentals and Applications*, 2nd ed. Boca Rathon: Taylor & Francis Group, 2011.
- [33] T. B. Watmon, C. Wandera, and J. Apora, "Characteristics of resistance spot welding using annular recess electrodes," *J. Adv. Join. Process.*, vol. 2, 2020, doi: 10.1016/j.jajp.2020.100035.
- [34] J. Saleem, "Power Electronics for Resistance Spot Welding Equipment," Mid Sweden University, 2012.
- [35] E. V. Bumbieris and E. S. Lutsuk, "Resistance of the welding zone in spot microwelding," Weld. Int., vol. 8, no. 5, pp. 387–389, Jan. 1994, doi: 10.1080/09507119409548614.
- [36] J. Yu, J. Shim, and S. Rhee, "Characteristics of resistance spot welding for 1GPa grade twin induced plasticity steel," *Mater. Trans.*, vol. 53, no. 11, pp. 2011–2018, 2012, doi: 10.2320/matertrans.M2012167.
- [37] Ю. Э. Паеранд, Ю. В. Бондаренко, and А. Ф. Бондаренко, "Формирователи импульсов тока для контактной сварки," *Технология и конструирование в* электронной anapamype, vol. 3, pp. 25–28, 2008.
- [38] А. Ф. Бондаренко, "Формирователи импульсов тока для установок контактной микросварки," Донбасский государственный технический университет, 2007.
- [39] W. Li, D. Cerjanec, and G. A. Grzadzinski, "A comparative study of singlephase AC and multiphase DC resistance spot welding," *J. Manuf. Sci. Eng. Trans. ASME*, vol. 127, no. 3, pp. 583–589, 2005, doi: 10.1115/1.1949621.
- [40] M. Wolff, J. Vargas, and L. Vilarinho, "Comparison between AC and MF-DC resistance spot welding by using high speed filming," J. Achiev. Mater. Manuf. Eng., vol. 24, no. 1, pp. 333–339, 2007.
- [41] J. Yu, "New methods of resistance spot welding using reference waveforms of welding power," *Int. J. Precis. Eng. Manuf.*, vol. 17, no. 10, pp. 1313–1321, 2016, doi: 10.1007/s12541-016-0156-z.
- [42] K. Zhou and L. Cai, "Online measuring power factor in AC resistance spot welding," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 1, pp. 575–582, 2014, doi:

10.1109/TIE.2013.2244540.

- [43] P. Podrzaj, I. Polajnar, J. Diaci, and Z. Kariz, "Overview of resistance spot welding control," *Sci. Technol. Weld. Join.*, vol. 13, no. 3, pp. 215–224, Apr. 2008, doi: 10.1179/174329308X283893.
- [44] K. Zhou and L. Cai, "A nonlinear current control method for resistance spot welding," *IEEE/ASME Trans. Mechatronics*, vol. 19, no. 2, pp. 559–569, 2014, doi: 10.1109/TMECH.2013.2251351.
- [45] K. Zhou and P. Yao, "Simulation of a uniform energy control strategy of singlephase AC resistance spot welding," *Int. J. Adv. Manuf. Technol.*, pp. 1–9, Feb. 2017, doi: 10.1007/s00170-017-0056-0.
- [46] K. Zhou and P. Yao, "Review of application of the electrical structure in resistance spot welding," *IEEE Access*, vol. 5, pp. 25741–25749, 2017, doi: 10.1109/ACCESS.2017.2771310.
- [47] M. Stepien, B. Grzesik, and Z. Mikno, "A comparison of highly coupled stepdown transformers dedicated for resistance welding systems," 2017 Int. Conf. Electromagn. Devices Process. Environ. Prot. with Semin. Appl. Supercond. ELMECO AoS 2017, vol. 2018-Janua, no. June 2018, pp. 1–4, 2017, doi: 10.1109/ELMECO.2017.8267728.
- [48] J. Cernelic, R. Brezovnik, J. Ritonja, D. Dolinar, and M. Petrun, "Optimal operating point of medium frequency resistance spot welding systems," in 2017 IEEE 26th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), Jun. 2017, pp. 2131–2137, doi: 10.1109/ISIE.2017.8001587.
- [49] J. Takashi and W. Mikio, "Resistance-welding power supply apparatus," EP 0 913 224 A2, 1999.
- [50] D. Laser, N. Klein, and C. Yarnitzky, "Resistance welding with an electrochemical capactor as the current power source," US 6 303 894 B1, 2001.
- [51] Ю. В. Бондаренко, "Багатокомірковий транзисторний перетворювач зі спільним використанням безперервного та імпульсного керування для контактного мікрозварювання," Донбаський державний технічний університет, 2012.

- [52] Y. Zhou, S. J. Dong, and K. J. Ely, "Weldability of thin sheet metals by smallscale resistance spot welding using high-frequency inverter and capacitordischarge power supplies," *J. Electron. Mater.*, vol. 30, no. 8, pp. 1012–1020, 2001, doi: 10.1007/BF02657726.
- [53] A. Khaligh and Z. Li, "Battery, ultracapacitor, fuel cell, and hybrid energy storage systems for electric, hybrid electric, fuel cell, and plug-in hybrid electric vehicles: State of the art," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 59, no. 6, pp. 2806– 2814, 2010, doi: 10.1109/TVT.2010.2047877.
- [54] A. B. Cultura and Z. M. Salameh, "Performance evaluation of a supercapacitor module for energy storage applications," in 2008 IEEE Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, Jul. 2008, pp. 1–7, doi: 10.1109/PES.2008.4596322.
- [55] Donghwa Shin, Younghyun Kim, Jaeam Seo, Naehyuck Chang, Yanzhi Wang, and M. Pedram, "Battery-supercapacitor hybrid system for high-rate pulsed load applications," in 2011 Design, Automation & Test in Europe, Mar. 2011, pp. 1–4, doi: 10.1109/DATE.2011.5763295.
- [56] A. Kuperman and I. Aharon, "Battery-ultracapacitor hybrids for pulsed current loads: A review," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 15, no. 2, pp. 981–992, 2011, doi: 10.1016/j.rser.2010.11.010.
- [57] А. А. Щерба, Н. И. Супруновская, and О. А. Белецкий, "Энергетические характеристики суперконденсаторов при их заряде от источника напряжения и разряде на резистивную нагрузку," *Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України*, vol. 39, pp. 65–73, 2003, [Online]. Available: http://nbuv.gov.ua/UJRN/PIED_2014_39_13.
- [58] A. Veerendra, M. R. Mohamed, M. H. Sulaiman, and D. K. Sudhakar, "Active voltage balancing topology of series-connected supercapacitor energy storage system for hev applications," *Int. J. Circuit Theory Appl.*, p. 45, 2020.
- [59] E. Babaei, "Optimal topologies for cascaded sub-multilevel converters," J. Power Electron., vol. 10, no. 3, pp. 251–261, 2010, doi: 10.6113/JPE.2010.10.3.251.

- [60] S. Khomfoi and L. M. Tolbert, *Multilevel power converters, Power electronics handbook.* Elsevier, 2007.
- [61] Бондаренко, Ю.В. *et al.*, "Оптимизация структуры многоячейкового транзисторного преобразованеля," *Технология и конструирование в* электронной anapamype, vol. 2, pp. 16–21, 2012.
- [62] Бондаренко, Ю.В., Сидорець, В.М., Сафронов, П.С., and О. Ф. Бондаренко, "Оцінка точності регулювання струму багатокоміркового транзисторного перетворювача з комбінованим керуванням," *Технічна електродинаміка*, vol. 2, pp. 67–68, 2012.
- [63] В. С. Моин, *Стабилизированные транзисторные преобразователи*. Москва: Энергоатомиздат, 1986.
- [64] Ю. Е. Паеранд, О. Ф. Бондаренко, and Ю. В. Бондаренко, "Спосіб Керування Багатокомірковим Транзисторним Перетворювачем," Вісник Вінницького Політехнічного Інституту, по. 4 (97), pp. 183–186, 2011, [Online]. Available: http://visnyk.vntu.edu.ua/index.php/visnyk/article/view/1505.

http://visityk.viitu.edu.ua/index.piip/visityk/article/view/1505.

- [65] Э. М. Ромаш, Ю. И. Драбович, Н. Н. Юрченко, and П. И. Шевченко, Высокочастотные транзисторные преобразователи. Москва: Радио и связь, 1988.
- [66] O. F. Bondarenko, I. V. Bondarenko, P. S. Safronov, and V. M. Sydorets, "Effective circuit topology of DC power supply for micro resistance welding," 2014 IEEE Int. Conf. Intell. Energy Power Syst. IEPS 2014 - Conf. Proc., pp. 68–70, 2014, doi: 10.1109/IEPS.2014.6874204.
- [67] V. Wasnik, R. Thakur, D. Korsane, A. Halmare, and S. S. Ambekar, "Buck Converter Topology for Superior Performance Application in Spot Welding," vol. 3, no. 6, pp. 20–27, 2015, doi: 10.17148/IJIREEICE.2015.3604.
- [68] S. Marques, C. Cruz, F. Antunes, and J. Farias, "Step down converter with hysteretic current control for welding applications," in *Proceedings of the IECON'97 23rd International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation (Cat. No.97CH36066)*, 1997, vol. 2, pp. 676–681, doi:

10.1109/IECON.1997.671815.

- [69] С. А. Эраносян, Сетевые блоки питания с высокочастотными преобразователями. Ленинград: Энергоатомиздат, 1991.
- [70] Б. Ю. Семенов, *Силовая электроника: от простого к сложному*. Москва: СОЛОН-Пресс, 2005.
- [71] H. Nguyen, "Design, Analysis and Implementation of Multiphase Synchronous Buck DC-DC Converter for Transportable Processor," Virginia Polytechnic Institute and State University, 2004.
- [72] Д. Шелле and Д. Касторена, "Советы по проектированию понижающих преобразователей," *Новости электроники*, vol. 8, pp. 23–28, 2007.
- [73] Т. О. Рижакова, "Формувач імпульсів для контактного зварювання з багатокомірковою структурою," іп *VIII Міжнародна науково-технічна конференція молодих вчених «Електроніка-2015»*, 2015, pp. 202–204.
- [74] Т. О. Рижакова, "Зниження потужності втрат в імпульсному перетворювачі постійної напруги першого роду," in *IX Міжнародна науково-технічна конференція молодих вчених «Електроніка-2016»*, 2016, pp. 314–317.
- [75] В. Байтурсуйнов, В. Іванов, and Д. Панфілов, "Підвищення ККД понижуючих конверторів при синхронному випрямленні," *Chipnews*, vol. 12, pp. 22–27, 1999.
- [76] M. Bonislawski and M. Holub, "Averaged inverter loss estimation algorithm," in 2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe), Sep. 2016, pp. 1–9, doi: 10.1109/EPE.2016.7695567.
- [77] J. Biela, U. Badstuebner, and J. W. Kolar, "Impact of power density maximization on efficiency of DC-DC converter systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 1, pp. 288–300, 2009, doi: 10.1109/TPEL.2009.2006355.
- [78] C. R. Sullivan, J. H. Harris, and E. Herbert, "Core loss predictions for general PWM waveforms from a simplified set of measured data," in 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010, pp. 1048–1055, doi: 10.1109/APEC.2010.5433375.

- [79] Y. Miwa and T. Shimizu, "Loss comparison of core materials used for the inductor of a buck-chopper circuit," 2015 IEEE Energy Convers. Congr. Expo. ECCE 2015, pp. 5279–5286, 2015, doi: 10.1109/ECCE.2015.7310402.
- [80] W. A. Roshen, "A practical, accurate and very general core loss model for nonsinusoidal waveforms," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 1, pp. 30–40, 2007, doi: 10.1109/TPEL.2006.886608.
- [81] M. Salem, "Control and Power Supply for Resistance Spot Welding (RSW)," The University of Western Ontario, 2011.
- [82] T. R. Crocker, "Power converter and method for power conversion," 20040212357 A1, 2004.
- [83] F. Fiorillo, C. Beatrice, O. Bottauscio, and E. Carmi, "Eddy-Current Losses in Mn-Zn Ferrites," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 50, no. 1, pp. 1–9, Jan. 2014, doi: 10.1109/TMAG.2013.2279878.
- [84] S. A. Khan, N. K. Pilli, and S. K. Singh, "Hybrid Split Pi converter," in 2016 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), Dec. 2016, pp. 1–6, doi: 10.1109/PEDES.2016.7914370.
- [85] A. Alzahrani, P. Shamsi, and M. Ferdowsi, "Single and interleaved split-pi DC-DC converter," in 2017 IEEE 6th International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA), Nov. 2017, pp. 995–1000, doi: 10.1109/ICRERA.2017.8191207.
- [86] V. Monteiro et al., "A Novel Topology of Multilevel Bidirectional and Symmetrical Split-Pi Converter," in Proceedings - 2020 IEEE 14th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering, CPE-POWERENG 2020, 2020, pp. 511–516, doi: 10.1109/CPE-POWERENG48600.2020.9161642.
- [87] D. Sabatta and J. Meyer, "Super capacitor management using a Split-Pi symmetrical bi-directional DC-DC power converter with feed-forward gain control," in 2018 International Conference on the Domestic Use of Energy (DUE), Apr. 2018, pp. 1–5, doi: 10.23919/DUE.2018.8384401.
- [88] S. Sobhan and K. L. Bashar, "A novel Split-Pi converter with high step-up

ratio," in 2017 IEEE Region 10 Humanitarian Technology Conference (R10-HTC), Dec. 2017, pp. 255–258, doi: 10.1109/R10-HTC.2017.8288951.

- [89] A. Maclaurin, R. Okou, P. Barendse, M. A. Khan, and P. Pillay, "Control of a flywheel energy storage system for rural applications using a Split-Pi DC-DC converter," in 2011 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), May 2011, pp. 265–270, doi: 10.1109/IEMDC.2011.5994857.
- [90] J. Wibben and R. Harjani, "A High-Efficiency DC–DC Converter Using 2 nH Integrated Inductors," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 43, no. 4, pp. 844–854, Apr. 2008, doi: 10.1109/JSSC.2008.917321.
- [91] B. W. Carsten, "Ripple cancellation circuit with fast load response for switch mode voltage regulators with synchronous rectification," 5929692, 1999.
- [92] D. Guilbert, D. Sorbera, G. Vitale, and C. Romain, "ScienceDirect A stacked interleaved DC-DC buck converter for proton exchange membrane electrolyzer applications : Design and experimental validation," *Int. J. Hydrogen Energy*, no. xxxx, 2019, doi: 10.1016/j.ijhydene.2019.10.238.
- [93] V. Guida, D. Guilbert, G. Vitale, and B. Douine, "Design and Realization of a Stacked Interleaved DC – DC Step-Down Converter for PEM Water Electrolysis with Improved Current Control ~," no. 3, pp. 307–315, 2020, doi: 10.1002/fuce.201900153.
- [94] T. Karbivska, Y. Kozhushko, N. Barath J.G., and O. Bondarenko, "Split-Pi Converter for Resistance Welding Application," in 2020 IEEE KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek), Oct. 2020, pp. 391–395, doi: 10.1109/KhPIWeek51551.2020.9250113.
- [95] N. Mohan, T. M. Udeland, and W. P. Robbins, *Power Electronics. Converters, Applications and Design*, 2nd ed. John Wiley & Sons, Ltd, 1995.
- [96] R. D. Middlebrook and S. Cuk, "A general unified approach to modelling switching-converter power stages," 1976 IEEE Power Electron. Spec. Conf., pp. 18–34, 2015, doi: 10.1109/pesc.1976.7072895.
- [97] F. Asadi, "Robust Control of DC-DC Converters: The Kharitonov's Theorem Approach with MATLAB® Codes," *Synth. Lect. Power Electron.*, vol. 6, no. 2,

pp. 1–135, Aug. 2018, doi: 10.2200/S00868ED1V01Y201807PEL011.

- [98] С. К. Поднебенна, "Підвищення енергоефективності електротехнічного комплексу «нелінійне навантаження силовий активний фільтр» в електричних мережах 0,4 кВ," Державний вищий навчальний заклад «Донецький національний технічний університет», 2013.
- [99] M. Plesnik, "Use of the state-space averaging technique in fast steady-state simulation algorithms for switching power converters," *Can. Conf. Electr. Comput. Eng.*, no. 2, pp. 2224–2227, 2006, doi: 10.1109/CCECE.2006.277579.
- [100]G. Kanimozhi, J. Meenakshi, and V. T. Sreedevi, "Small Signal Modeling of a DC-DC Type Double Boost Converter Integrated with SEPIC Converter Using State Space Averaging Approach," *Energy Procedia*, vol. 117, pp. 835–846, 2017, doi: 10.1016/j.egypro.2017.05.201.
- [101] N. A. Rahim, M. Saad, and M. R. Mamat, "State space averaging technique of power converter with fuzzy logic controller," *Proc. Int. Conf. Power Electron. Drive Syst.*, vol. 2, pp. 566–569, 1997, doi: 10.1109/peds.1997.627423.
- [102]В. А. Лукас, *Теория автоматического управления*. Учебник для вузов, 2nd ed. Москва: Недра, 1990.
- [103]В.П. Дьяконов, *MATLAB 6/6.1/6.5* + Simulink 4/5. Основы применения. Полное руководство пользователя. Москва: СОЛОН-Пресс, 2002.
- [104] В. А. Бесекерский and Е. П. Попов, *Теория систем автоматического управления*, Изд. 4-Е,. Санкт-Петербург: Профессия, 2003.
- [105] В. Я. Жуйков, В. Б. Павлов, and Р. Г. Стжелецки, *Системы упреждающего управления вентильными преобразователями*. Киев: Наукова думка, 1991.
- [106] В. Я. Жуйков, И. Е. Коротеев, and В. М. Рябенький, Замкнутые системы преобразования электрической энергии. Киев: Техника, Братислава: Альфа, 1989.

ДОДАТОК А РОЗРАХУНОК ЕЛЕМЕНТІВ МАТРИЦІ W₁

Розрахунок елементів матриці *W*₁ з рівняння (3.79)

Знайдемо обернені матриці до матриць $\widehat{E_{1_{11}}}, \widehat{E_{1_{22}}}, \widehat{E_{1_{33}}}, \widehat{E_{1_{44}}}$:

$$\widehat{E_{1_{11}}^{-1}} = \widehat{E_{1_{22}}^{-1}} = \widehat{E_{1_{33}}^{-1}} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_2} & 0 & 0\\ 0 & \frac{1}{L_1} & 0\\ 0 & 0 & \frac{1}{C_1} \end{bmatrix}$$
(5.1)

$$\widehat{E_{1_{44}}^{-1}} = \frac{-R_L}{(R_{C2} + 3R_L)R_{C2}C_2} \begin{bmatrix} \frac{-(R_{C2} + 2R_L)}{R_L} & 1 & 1\\ 1 & \frac{-(R_{C2} + 2R_L)}{R_L} & 1\\ 1 & 1 & \frac{-(R_{C2} + 2R_L)}{R_L} \end{bmatrix} = \\ = \frac{1}{(R_{C2} + 3R_L)R_{C2}C_2} \begin{bmatrix} R_{C2} + 2R_L & -R_L & -R_L\\ -R_L & R_{C2} + 2R_L & -R_L\\ -R_L & -R_L & R_{C2} + 2R_L \end{bmatrix} =$$
(5.2)
$$\begin{bmatrix} R_{C2} + (n-1)R_L & -R_L\\ -R_L & -R_L & R_{C2} + 2R_L \end{bmatrix}$$

$$=\frac{1}{\left(R_{C2}+nR_{L}\right)R_{C2}C_{2}}\begin{bmatrix}R_{C2}+(n-1)R_{L} & -R_{L} & -R_{L}\\-R_{L} & R_{C2}+(n-1)R_{L} & -R_{L}\\-R_{L} & -R_{L} & R_{C2}+(n-1)R_{L}\end{bmatrix}$$

Тоді

$$-\hat{E}_{1_{11}}^{-1}\hat{E}_{1_{14}}\hat{E}_{1_{44}}^{-1} = \frac{-1}{\left(R_{C2}+3R_{L}\right)R_{C2}C_{2}} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{2}} & 0 & 0\\ 0 & \frac{1}{L_{1}} & 0\\ 0 & 0 & \frac{1}{L_{1}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_{C2}C_{2} & 0 & 0\\ R_{C2}C_{2} & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_{C2}+2R_{L} & -R_{L} & -R_{L}\\ -R_{L} & R_{C2}+2R_{L} & -R_{L}\\ -R_{L} & -R_{L} & R_{C2}+2R_{L} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & \frac{1}{L_{1}} \end{bmatrix}$$

$$= \frac{-1}{R_{C2} + 3R_L} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_2} & 0 & 0\\ \frac{1}{L_1} & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_{C2} + 2R_L & -R_L & -R_L\\ -R_L & R_{C2} + 2R_L & -R_L\\ -R_L & -R_L & R_{C2} + 2R_L \end{bmatrix} =$$

$$= \frac{-1}{R_{C2} + 3R_L} \begin{bmatrix} \frac{R_{C2} + 2R_L}{L_2} & \frac{-R_L}{L_2} & \frac{-R_L}{L_2}\\ \frac{R_{C2} + 2R_L}{L_1} & \frac{-R_L}{L_1} & \frac{-R_L}{L_1} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \frac{-1}{R_{C2} + nR_L} \begin{bmatrix} \frac{R_{C2} + (n-1)R_L}{L_2} & \frac{-R_L}{L_2} & \frac{-R_L}{L_2}\\ \frac{R_{C2} + (n-1)R_L}{L_1} & \frac{-R_L}{L_1} & \frac{-R_L}{L_1} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = W_{1_1}$$
(5.3)

$$= \frac{-1}{R_{C2} + 3R_L} \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_{C2} + 2R_L & -R_L & -R_L \\ -R_L & R_{C2} + 2R_L & -R_L \\ -R_L & -R_L & R_{C2} + 2R_L \end{bmatrix} =$$

$$= \frac{-1}{R_{C2} + 3R_L} \begin{bmatrix} \frac{-R_L}{L_2} & \frac{R_{C2} + 2R_L}{L_2} & \frac{-R_L}{L_2} \\ \frac{-R_L}{L_1} & \frac{R_{C2} + 2R_L}{L_1} & \frac{-R_L}{L_1} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \frac{-1}{R_{C2} + nR_L} \begin{bmatrix} \frac{-R_L}{L_2} & \frac{R_{C2} + (n-1)R_L}{L_2} & \frac{-R_L}{L_2} \\ \frac{-R_L}{L_1} & \frac{R_{C2} + (n-1)R_L}{L_1} & \frac{-R_L}{L_1} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = W_{1_2}$$
(5.4)

$$-\hat{E}_{1_{33}}^{-1}\hat{E}_{1_{44}}\hat{E}_{1_{44}}^{-1} = \frac{-1}{(R_{C2}+3R_{L})R_{C2}C_{2}} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{2}} & 0 & 0\\ 0 & \frac{1}{L_{1}} & 0\\ 0 & 0 & \frac{1}{L_{1}} & 0\\ 0 & 0 & \frac{1}{L_{1}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 & R_{C2}C_{2}\\ 0 & 0 & R_{C2}C_{2}\\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_{C2}+2R_{L} & -R_{L} & -R_{L}\\ -R_{L} & R_{C2}+2R_{L} & -R_{L}\\ -R_{L} & -R_{L} & R_{C2}+2R_{L} \end{bmatrix} = \\ = \frac{-1}{R_{C2}+3R_{L}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{L_{2}}\\ 0 & 0 & \frac{1}{L_{1}}\\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_{C2}+2R_{L} & -R_{L} & -R_{L}\\ -R_{L} & R_{C2}+2R_{L} & -R_{L}\\ -R_{L} & -R_{L} & R_{C2}+2R_{L} \end{bmatrix} = \\ = \frac{-1}{R_{C2}+3R_{L}} \begin{bmatrix} \frac{-R_{L}}{L_{2}} & \frac{-R_{L}}{L_{2}} & \frac{R_{C2}+2R_{L}}{L_{2}} \\ \frac{-R_{L}}{L_{1}} & \frac{-R_{L}}{L_{1}} & \frac{R_{C2}+2R_{L}}{L_{2}} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \frac{-1}{R_{C2}+nR_{L}} \begin{bmatrix} \frac{-R_{L}}{L_{2}} & \frac{-R_{L}}{L_{2}} & \frac{R_{C2}+(n-1)R_{L}}{L_{1}} \\ \frac{-R_{L}}{L_{1}} & \frac{-R_{L}}{L_{1}} & \frac{R_{C2}+(n-1)R_{L}}{L_{1}} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = W_{1_{3}}$$

$$(5.5)$$

$$W_{1} = \widehat{E}_{1}^{-1} = \begin{bmatrix} \widehat{E}_{1_{11}}^{-1} & 0 & 0 & -\widehat{E}_{1_{11}}^{-1} \widehat{E}_{1_{44}} \widehat{E}_{1_{44}}^{-1} \\ 0 & \widehat{E}_{1_{22}}^{-1} & 0 & -\widehat{E}_{1_{22}}^{-1} \widehat{E}_{1_{24}} \widehat{E}_{1_{44}}^{-1} \\ 0 & 0 & \widehat{E}_{1_{33}}^{-1} & -\widehat{E}_{1_{33}}^{-1} \widehat{E}_{1_{34}} \widehat{E}_{1_{44}}^{-1} \\ 0 & 0 & \widehat{E}_{1_{33}}^{-1} & -\widehat{E}_{1_{33}}^{-1} \widehat{E}_{1_{44}} \widehat{E}_{1_{44}}^{-1} \\ \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \widehat{E}_{1_{11}}^{-1} & 0 & 0 & W_{1_{1}} \\ 0 & \widehat{E}_{1_{22}}^{-1} & 0 & W_{1_{2}} \\ 0 & 0 & \widehat{E}_{1_{33}}^{-1} & W_{1_{3}} \\ 0 & 0 & 0 & \widehat{E}_{1_{44}}^{-1} \end{bmatrix}$$
(5.6)

ДОДАТОК Б РОЗРАХУНОК ЕЛЕМЕНТІВ МАТРИЦІ А1

Знайдемо, чому дорівнює кожен з елементів матриці A_1 :

$$\begin{split} \hat{E}_{l_{11}}^{-1} \hat{A}_{l_{11}} + W_{l_{1}} \hat{A}_{l_{41}} &= \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{2}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{1}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_{1}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -(R + R_{L2}) & 0 & 0 \\ 0 & -(R + R_{L1} + R_{C1}) & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} + \\ &+ \frac{-1}{R_{C2} + 3R_{L}} \begin{bmatrix} \frac{R_{C2} + 2R_{L}}{L_{2}} & \frac{-R_{L}}{L_{2}} & \frac{-R_{L}}{L_{2}} \\ \frac{R_{C2} + 2R_{L}}{L_{1}} & \frac{-R_{L}}{L_{1}} & \frac{-R_{L}}{L_{1}} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_{L} & R_{L} & 0 \\ R_{L} & R_{L} & 0 \\ R_{L} & R_{L} & 0 \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} \frac{-(R + R_{L2})}{L_{2}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-(R + R_{L1} + R_{C1})}{L_{1}} & \frac{-1}{L_{1}} \\ 0 & \frac{1}{C_{1}} & 0 \end{bmatrix} - \frac{R_{C2}R_{L}}{R_{C2} + 3R_{L}} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{2}} & \frac{1}{L_{2}} & 0 \\ \frac{1}{L_{1}} & \frac{1}{L_{1}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} \frac{-(R + R_{L2})}{L_{2}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_{1}} & 0 \end{bmatrix} - \frac{R_{C2}R_{L}}{R_{C2} + 3R_{L}} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{2}} & \frac{1}{L_{2}} & 0 \\ \frac{1}{L_{1}} & \frac{1}{L_{1}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} \frac{-(R + R_{L2})}{L_{2}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_{1}} & 0 \end{bmatrix} - \frac{R_{C2}R_{L}}{R_{C2} + 3R_{L}} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{2}} & \frac{1}{L_{2}} & 0 \\ \frac{1}{L_{1}} & \frac{1}{L_{1}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} \frac{-(R + R_{L2})}{L_{2}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{1}} & \frac{1}{L_{1}} \\ 0 & \frac{1}{L_{1}} & 0 \end{bmatrix} - \frac{R_{C2}R_{L}}{R_{C2} + nR_{L}} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{2}} & \frac{1}{L_{2}} & 0 \\ \frac{1}{L_{1}} & \frac{1}{L_{1}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \\ &= \alpha \end{aligned}$$

$$W_{1_{1}}\hat{A}_{1_{4_{2}}} = \frac{-1}{R_{C2} + 3R_{L}} \begin{bmatrix} \frac{R_{C2} + 2R_{L}}{L_{2}} & \frac{-R_{L}}{L_{2}} & \frac{-R_{L}}{L_{2}} \\ \frac{R_{C2} + 2R_{L}}{L_{1}} & \frac{-R_{L}}{L_{1}} & \frac{-R_{L}}{L_{1}} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_{L} & R_{L} & 0 \\ R_{L} & R_{L} & 0 \\ R_{L} & R_{L} & 0 \end{bmatrix} = \\ = \frac{-R_{C2}R_{L}}{R_{C2} + 3R_{L}} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{2}} & \frac{1}{L_{2}} & 0 \\ \frac{1}{L_{1}} & \frac{1}{L_{1}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \frac{-R_{C2}R_{L}}{R_{C2} + nR_{L}} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{2}} & \frac{1}{L_{2}} & 0 \\ \frac{1}{L_{1}} & \frac{1}{L_{1}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \varepsilon$$

$$(6.2)$$

$$W_{1_{1}}\hat{A}_{1_{43}} = \frac{-1}{R_{C2} + 3R_{L}} \begin{bmatrix} \frac{R_{C2} + 2R_{L}}{L_{2}} & \frac{-R_{L}}{L_{2}} & \frac{-R_{L}}{L_{2}} \\ \frac{R_{C2} + 2R_{L}}{L_{1}} & \frac{-R_{L}}{L_{1}} & \frac{-R_{L}}{L_{1}} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_{L} & R_{L} & 0 \\ R_{L} & R_{L} & 0 \\ R_{L} & R_{L} & 0 \end{bmatrix} = \\ = \frac{-R_{C2}R_{L}}{R_{C2} + 3R_{L}} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{2}} & \frac{1}{L_{2}} & 0 \\ \frac{1}{L_{1}} & \frac{1}{L_{1}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \frac{-R_{C2}R_{L}}{R_{C2} + nR_{L}} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{2}} & \frac{1}{L_{2}} & 0 \\ \frac{1}{L_{1}} & \frac{1}{L_{1}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \varepsilon$$

$$(6.3)$$

$$\begin{split} \hat{E}_{1_{11}}^{-1} \hat{A}_{1_{14}} + W_{1_{1}} \hat{A}_{1_{44}} &= \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{2}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{1}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_{1}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + \\ &+ \frac{-1}{R_{C2} + 3R_{L}} \begin{bmatrix} \frac{R_{C2} + 2R_{L}}{L_{2}} & \frac{-R_{L}}{L_{2}} & \frac{-R_{L}}{L_{2}} \\ \frac{R_{C2} + 2R_{L}}{L_{1}} & \frac{-R_{L}}{L_{1}} & \frac{-R_{L}}{L_{1}} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} \frac{-1}{L_{2}} & 0 & 0 \\ \frac{-1}{L_{1}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + \frac{1}{R_{C2} + 3R_{L}} \begin{bmatrix} \frac{R_{C2} + 2R_{L}}{L_{2}} & \frac{-R_{L}}{L_{2}} & \frac{-R_{L}}{L_{2}} \\ \frac{R_{C2} + 2R_{L}}{L_{1}} & \frac{-R_{L}}{L_{1}} & \frac{-R_{L}}{L_{1}} \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} \frac{-1}{L_{2}} & 0 & 0 \\ \frac{-1}{L_{1}} & 0 & 0 \\ \frac{-1}{L_{1}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + \frac{1}{R_{C2} + nR_{L}} \begin{bmatrix} \frac{R_{C2} + (n-1)R_{L}}{L_{2}} & \frac{-R_{L}}{L_{2}} & \frac{-R_{L}}{L_{2}} \\ \frac{R_{C2} + (n-1)R_{L}}{L_{1}} & \frac{-R_{L}}{L_{1}} & \frac{-R_{L}}{L_{1}} \end{bmatrix} = \\ &= \beta_{1} \end{split}$$

$$W_{1_{2}}\hat{A}_{1_{4_{1}}} = \frac{-1}{R_{C2} + 3R_{L}} \begin{bmatrix} \frac{-R_{L}}{L_{2}} & \frac{R_{C2} + 2R_{L}}{L_{2}} & \frac{-R_{L}}{L_{2}} \\ \frac{-R_{L}}{L_{1}} & \frac{R_{C2} + 2R_{L}}{L_{1}} & \frac{-R_{L}}{L_{1}} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_{L} & R_{L} & 0 \\ R_{L} & R_{L} & 0 \\ R_{L} & R_{L} & 0 \end{bmatrix} = \\ = \frac{-R_{C2}R_{L}}{R_{C2} + 3R_{L}} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{2}} & \frac{1}{L_{2}} & 0 \\ \frac{1}{L_{1}} & \frac{1}{L_{1}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \frac{-R_{C2}R_{L}}{R_{C2} + nR_{L}} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{2}} & \frac{1}{L_{2}} & 0 \\ \frac{1}{L_{1}} & \frac{1}{L_{1}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \varepsilon$$

$$(6.5)$$

$$W_{1_{2}}\hat{A}_{1_{43}} = \frac{-1}{R_{C2} + 3R_{L}} \begin{bmatrix} \frac{-R_{L}}{L_{2}} & \frac{R_{C2} + 2R_{L}}{L_{2}} & \frac{-R_{L}}{L_{2}} \\ \frac{-R_{L}}{L_{1}} & \frac{R_{C2} + 2R_{L}}{L_{1}} & \frac{-R_{L}}{L_{1}} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_{L} & R_{L} & 0 \\ R_{L} & R_{L} & 0 \\ R_{L} & R_{L} & 0 \end{bmatrix} = \\ = \frac{-R_{C2}R_{L}}{R_{C2} + 3R_{L}} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{2}} & \frac{1}{L_{2}} & 0 \\ \frac{1}{L_{1}} & \frac{1}{L_{1}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \frac{-R_{C2}R_{L}}{R_{C2} + nR_{L}} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{2}} & \frac{1}{L_{2}} & 0 \\ \frac{1}{L_{1}} & \frac{1}{L_{1}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \varepsilon$$

$$(6.6)$$

$$\begin{split} \hat{E}_{1_{22}}^{-1} \hat{A}_{1_{22}} + W_{1_{2}} \hat{A}_{1_{42}} &= \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{2}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{1}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_{1}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -(R + R_{L2}) & 0 & 0 \\ 0 & -(R + R_{L1} + R_{C1}) & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} + \\ &+ \frac{-1}{R_{C2} + 3R_{L}} \begin{bmatrix} \frac{-R_{L}}{L_{2}} & \frac{R_{C2} + 2R_{L}}{L_{2}} & \frac{-R_{L}}{L_{2}} \\ \frac{-R_{L}}{L_{1}} & \frac{R_{C2} + 2R_{L}}{L_{1}} & \frac{-R_{L}}{L_{1}} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_{L} & R_{L} & 0 \\ R_{L} & R_{L} & 0 \\ R_{L} & R_{L} & 0 \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} \frac{-(R + R_{L2})}{L_{2}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-(R + R_{L1} + R_{C1})}{L_{1}} & \frac{-1}{L_{1}} \\ 0 & \frac{1}{C_{1}} & 0 \end{bmatrix} - \frac{R_{C2}R_{L}}{R_{C2} + 3R_{L}} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{2}} & \frac{1}{L_{2}} & 0 \\ \frac{1}{L_{1}} & \frac{1}{L_{1}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} \frac{-(R + R_{L2})}{L_{2}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-(R + R_{L1} + R_{C1})}{L_{1}} & \frac{-1}{L_{1}} \\ 0 & \frac{1}{C_{1}} & 0 \end{bmatrix} - \frac{R_{C2}R_{L}}{R_{C2} + nR_{L}} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{2}} & \frac{1}{L_{2}} & 0 \\ \frac{1}{L_{1}} & \frac{1}{L_{1}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} \frac{-(R + R_{L2})}{L_{2}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-(R + R_{L1} + R_{C1})}{L_{1}} & \frac{-1}{L_{1}} \\ 0 & \frac{1}{C_{1}} & 0 \end{bmatrix} - \frac{R_{C2}R_{L}}{R_{C2} + nR_{L}} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{2}} & \frac{1}{L_{2}} & 0 \\ \frac{1}{L_{1}} & \frac{1}{L_{1}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \alpha \end{split}$$

$$\begin{split} \hat{E}_{1_{22}}^{-1} \hat{A}_{1_{24}} + W_{1_{2}} \hat{A}_{1_{44}} &= \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{2}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{1}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_{1}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + \\ &+ \frac{-1}{R_{C2} + 3R_{L}} \begin{bmatrix} \frac{-R_{L}}{L_{2}} & \frac{R_{C2} + 2R_{L}}{L_{2}} & \frac{-R_{L}}{L_{2}} \\ \frac{-R_{L}}{L_{1}} & \frac{R_{C2} + 2R_{L}}{L_{1}} & \frac{-R_{L}}{L_{1}} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{L_{2}} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{L_{1}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + \frac{1}{R_{C2} + 3R_{L}} \begin{bmatrix} \frac{-R_{L}}{L_{2}} & \frac{R_{C2} + 2R_{L}}{L_{2}} & \frac{-R_{L}}{L_{2}} \\ \frac{-R_{L}}{L_{1}} & \frac{R_{C2} + 2R_{L}}{L_{1}} & \frac{-R_{L}}{L_{1}} \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{L_{2}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + \frac{1}{R_{C2} + 3R_{L}} \begin{bmatrix} \frac{-R_{L}}{L_{2}} & \frac{R_{C2} + 2R_{L}}{L_{1}} & \frac{-R_{L}}{L_{1}} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{L_{2}} & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + \frac{1}{R_{C2} + nR_{L}} \begin{bmatrix} \frac{-R_{L}}{L_{2}} & \frac{R_{C2} + 2R_{L}}{L_{1}} & \frac{-R_{L}}{L_{1}} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} 0 & \frac{-1}{L_{2}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + \frac{1}{R_{C2} + nR_{L}} \begin{bmatrix} \frac{-R_{L}}{L_{2}} & \frac{R_{C2} + (n-1)R_{L}}{L_{1}} & \frac{-R_{L}}{L_{1}} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \beta_{2} \end{split}$$

$$W_{1_{3}}\hat{A}_{1_{4_{1}}} = \frac{-1}{R_{C2} + 3R_{L}} \begin{bmatrix} \frac{-R_{L}}{L_{2}} & \frac{-R_{L}}{L_{2}} & \frac{R_{C2} + 2R_{L}}{L_{2}} \\ \frac{-R_{L}}{L_{1}} & \frac{-R_{L}}{L_{1}} & \frac{R_{C2} + 2R_{L}}{L_{1}} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_{L} & R_{L} & 0 \\ R_{L} & R_{L} & 0 \\ R_{L} & R_{L} & 0 \end{bmatrix} = \\ = \frac{-R_{C2}R_{L}}{R_{C2} + 3R_{L}} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{2}} & \frac{1}{L_{2}} & 0 \\ \frac{1}{L_{1}} & \frac{1}{L_{1}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \frac{-R_{C2}R_{L}}{R_{C2} + nR_{L}} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{2}} & \frac{1}{L_{2}} & 0 \\ \frac{1}{L_{1}} & \frac{1}{L_{1}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \varepsilon$$

$$(6.9)$$

$$W_{1_{3}}\hat{A}_{1_{4_{2}}} = \frac{-1}{R_{C_{2}} + 3R_{L}} \begin{bmatrix} \frac{-R_{L}}{L_{2}} & \frac{-R_{L}}{L_{2}} & \frac{R_{C_{2}} + 2R_{L}}{L_{2}} \\ \frac{-R_{L}}{L_{1}} & \frac{-R_{L}}{L_{1}} & \frac{R_{C_{2}} + 2R_{L}}{L_{1}} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_{L} & R_{L} & 0 \\ R_{L} & R_{L} & 0 \\ R_{L} & R_{L} & 0 \end{bmatrix} = \\ = \frac{-R_{C_{2}}R_{L}}{R_{C_{2}} + 3R_{L}} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{2}} & \frac{1}{L_{2}} & 0 \\ \frac{1}{L_{1}} & \frac{1}{L_{1}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \frac{-R_{C_{2}}R_{L}}{R_{C_{2}} + nR_{L}} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{2}} & \frac{1}{L_{2}} & 0 \\ \frac{1}{L_{1}} & \frac{1}{L_{1}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \varepsilon$$

$$(6.10)$$

$$\begin{split} \hat{E}_{1_{33}}^{-1} \hat{A}_{1_{33}} + W_{1_3} \hat{A}_{1_{43}} &= \begin{bmatrix} \frac{1}{L_2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -(R + R_{L2}) & 0 & 0 \\ 0 & -(R + R_{L1} + R_{C1}) & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} + \\ &+ \frac{-1}{R_{C2} + 3R_L} \begin{bmatrix} \frac{-R_L}{L_2} & \frac{-R_L}{L_2} & \frac{R_{C2} + 2R_L}{L_2} \\ \frac{-R_L}{L_1} & \frac{-R_L}{L_1} & \frac{R_{C2} + 2R_L}{L_1} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_L & R_L & 0 \\ R_L & R_L & 0 \\ R_L & R_L & 0 \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} \frac{-(R + R_{L2})}{L_2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-(R + R_{L1} + R_{C1})}{L_1} & \frac{-1}{L_1} \\ 0 & \frac{1}{C_1} & 0 \end{bmatrix} - \frac{R_{C2}R_L}{R_{C2} + 3R_L} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_2} & \frac{1}{L_2} & 0 \\ \frac{1}{L_1} & \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} \frac{-(R + R_{L2})}{L_2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-(R + R_{L1} + R_{C1})}{L_1} & \frac{-1}{L_1} \\ 0 & \frac{1}{C_1} & 0 \end{bmatrix} - \frac{R_{C2}R_L}{R_{C2} + 3R_L} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_2} & \frac{1}{L_2} & 0 \\ \frac{1}{L_1} & \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} \frac{-(R + R_{L2})}{L_2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-(R + R_{L1} + R_{C1})}{L_1} & \frac{-1}{L_1} \\ 0 & \frac{1}{C_1} & 0 \end{bmatrix} - \frac{R_{C2}R_L}{R_{C2} + 3R_L} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_2} & \frac{1}{L_2} & 0 \\ \frac{1}{L_1} & \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \alpha \end{split}$$
(6.11)

$$\begin{aligned} \hat{E}_{1_{33}}^{-1} \hat{A}_{1_{34}} + W_{1_{3}} \hat{A}_{1_{44}} &= \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{2}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{1}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_{1}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + \\ &+ \frac{-1}{R_{C2} + 3R_{L}} \begin{bmatrix} \frac{-R_{L}}{L_{2}} & \frac{-R_{L}}{L_{2}} & \frac{R_{C2} + 2R_{L}}{L_{2}} \\ \frac{-R_{L}}{L_{1}} & \frac{-R_{L}}{L_{1}} & \frac{R_{C2} + 2R_{L}}{L_{1}} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-1}{L_{2}} \\ 0 & 0 & \frac{-1}{L_{1}} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + \frac{1}{R_{C2} + 3R_{L}} \begin{bmatrix} \frac{-R_{L}}{L_{2}} & \frac{-R_{L}}{L_{2}} & \frac{R_{C2} + 2R_{L}}{L_{2}} \\ \frac{-R_{L}}{L_{1}} & \frac{-R_{L}}{L_{1}} & \frac{R_{C2} + 2R_{L}}{L_{2}} \\ \frac{-R_{L}}{L_{1}} & \frac{-R_{L}}{L_{1}} & \frac{R_{C2} + 2R_{L}}{L_{2}} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \\ &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{-1}{L_{2}} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} + \frac{1}{R_{C2} + nR_{L}} \begin{bmatrix} \frac{-R_{L}}{L_{2}} & \frac{-R_{L}}{L_{2}} & \frac{R_{C2} + (n-1)R_{L}}{L_{2}} \\ \frac{-R_{L}}{L_{1}} & \frac{-R_{L}}{L_{1}} & \frac{R_{C2} + (n-1)R_{L}}{L_{1}} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \beta_{3} \end{aligned}$$
(6.12)

$$\hat{E}_{1_{44}}^{-1} \hat{A}_{1_{41}} = \frac{1}{\left(R_{C2} + 3R_L\right)R_{C2}C_2} \begin{bmatrix} R_{C2} + 2R_L & -R_L & -R_L \\ -R_L & R_{C2} + 2R_L & -R_L \\ -R_L & -R_L & R_{C2} + 2R_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_L & R_L & 0 \\ R_L & R_L & 0 \\ R_L & R_L & 0 \end{bmatrix} = \frac{R_{C2}R_L}{\left(R_{C2} + 3R_L\right)R_{C2}C_2} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} = \frac{R_L}{\left(R_{C2} + nR_L\right)C_2} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} = \gamma$$
(6.12)

(6.13)

$$\widehat{E}_{1_{44}}^{-1} \widehat{A}_{1_{42}} = \frac{1}{\left(R_{C2} + 3R_L\right)R_{C2}C_2} \begin{bmatrix} R_{C2} + 2R_L & -R_L & -R_L \\ -R_L & R_{C2} + 2R_L & -R_L \\ -R_L & -R_L & R_{C2} + 2R_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_L & R_L & 0 \\ R_L & R_L & 0 \\ R_L & R_L & 0 \end{bmatrix} = \frac{R_{C2}R_L}{\left(R_{C2} + 3R_L\right)R_{C2}C_2} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} = \frac{R_L}{\left(R_{C2} + nR_L\right)C_2} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} = \gamma$$
(6.14)

$$\widehat{E}_{1_{44}}^{-1} \widehat{A}_{1_{43}} = \frac{1}{\left(R_{C2} + 3R_L\right)R_{C2}C_2} \begin{bmatrix} R_{C2} + 2R_L & -R_L & -R_L \\ -R_L & R_{C2} + 2R_L & -R_L \\ -R_L & -R_L & R_{C2} + 2R_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R_L & R_L & 0 \\ R_L & R_L & 0 \\ R_L & R_L & 0 \end{bmatrix} = \frac{R_{C2}R_L}{\left(R_{C2} + 3R_L\right)R_{C2}C_2} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} = \frac{R_L}{\left(R_{C2} + nR_L\right)C_2} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} = \gamma$$
(6.15)

$$\begin{split} \widehat{E}_{1_{44}}^{-1} \widehat{A}_{1_{44}} &= \frac{1}{\left(R_{C2} + 3R_L\right)R_{C2}C_2} \begin{bmatrix} R_{C2} + 2R_L & -R_L & -R_L \\ -R_L & R_{C2} + 2R_L & -R_L \\ -R_L & -R_L & R_{C2} + 2R_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} = \\ &= \frac{-1}{\left(R_{C2} + 3R_L\right)R_{C2}C_2} \begin{bmatrix} R_{C2} + 2R_L & -R_L & -R_L \\ -R_L & R_{C2} + 2R_L & -R_L \\ -R_L & R_{C2} + 2R_L & -R_L \\ -R_L & -R_L & R_{C2} + 2R_L \end{bmatrix} = \\ &= \frac{-1}{\left(R_{C2} + nR_L\right)R_{C2}C_2} \begin{bmatrix} R_{C2} + (n-1)R_L & -R_L & -R_L \\ -R_L & R_{C2} + (n-1)R_L & -R_L \\ -R_L & R_{C2} + (n-1)R_L & -R_L \\ -R_L & -R_L & R_{C2} + (n-1)R_L \end{bmatrix} = \delta \end{split}$$

(6.16)

ДОДАТОК В ПЕРЕЛІК ПУБЛІКАЦІЙ АВТОРА ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЙНОГО ДОСЛІДЖЕННЯ ТА ВІДОМОСТІ ПРО АПРОБАЦІЮ РЕЗУЛЬТАТІВ ДИСЕРТАЦІЇ

1. О. Bondarenko *et al.*, "Modular Power Supply for Micro Resistance Welding," *Electr. Control Commun. Eng.*, vol. 12, no. 1, pp. 20–26, Jul. 2017, doi: 10.1515/ecce-2017-0003 (Закордонне періодичне видання, Латвія, індексується в Web of Science) (Особистий внесок автора – розрахунок параметрів елементів схеми та потужності втрат модуля перетворювача, побудова графіків енергоефективності для різних режимів роботи модуля перетворювача).

2. О. Ф. Бондаренко, Т. О. Рижакова, та Ю. В. Кожушко, "Вдосконалена методика оцінки втрат в імпульсних перетворювачах установок контактного мікрозварювання," *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*, № 3, ст. 38–42, 2018, doi: 10.15222/TKEA2018.3.38 (Фахове видання) (Особистий внесок автора – розрахунок параметрів елементів схеми та потужності втрат понижуючого перетворювача, побудова графіків енергоефективності для різних режимів роботи перетворювача).

3. Т. О. Карбівська, Ю. В. Кожушко, та О. Ф. Бондаренко, "Аналіз потужності втрат джерела живлення для контактного мікрозварювання," *Мікросистеми, Електроніка та Акустика*, vol. 25, №. 3, ст. 41–47, грудень 2020, doi: 10.20535/2523-4455.mea.208874 (Фахове видання) (Особистий внесок автора – розрахунок параметрів елементів схеми та потужності втрат понижуючого перетворювача з розділеним П-подібним фільтром, побудова графіків енергоефективності для різних режимів роботи перетворювача).

4. Y. Kozhushko, T. Karbivska, D. Zinchenko, D. Pavković, E. Rosolowski, and O. Bondarenko, "Charging Device of Capacitive Energy Storage for Micro Resistance Welding," Present Probl. Power Syst. Control, vol. 9, pp. 5–17, 2018 (Закордонне періодичне видання, Польща) (Особистий внесок автора – розрахунок параметрів елементів схеми та потужності втрат перетворювача для

контактного мікрозварювання, побудова графіків енергоефективності перетворювача).

5. О. Ф. Бондаренко, Ю. В. Кожушко, Т. О. Карбівська, Є. О. Желязков, та П. С. Сафронов, "Стійкість комбінованої системи накопичення енергії на основі суперконденсатора та акумуляторної батареї," Електротехніка і Електромеханіка, № 5, ст. 31–37, жовтень 2020, doi: 10.20998/2074-272X.2020.5.05 (Індексується в Web of Science, фахове видання категорії А) (Особистий внесок автора – розробка імітаційних моделей, що ілюструють роботу перетворювача).

6. Ю. В. Кожушко, О. Ф. Бондаренко, Д. О. Зінченко, та Т. О. Рижакова, "Ефективне використання гібридного ємнісного накопичувача енергії джерела живлення для контактного мікрозварювання," Мікросистеми Електроніка та Акустика, vol. 23, № 2, ст. 14–18, квітень 2018, doi: 10.20535/2523-4455.2018.23.2.130391 (Фахове видання) (Особистий внесок автора – аналітичний огляд науково-технічної літератури та наукових праць, за тематикою дослідження перетворювачів електричної енергії для контактного зварювання).

7. Y. Kozhushko, D. Pavkovic, T. Karbivska, P. Safronov, and O. Bondarenko, "Robust Control of Battery-Supercapacitor Energy Storage System Using Kharitonov Theorem," in 2020 IEEE 14th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG), Jul. 2020, pp. 550-555. doi: 10.1109/CPE-POWERENG48600.2020.9161569 періодичне видання, Португалія, індексується (Закордонне В Scopus) (Особистий внесок автора -оцінка потужності втрат в перетворювачі електричної енергії для контактного зварювання).

8. O. Bondarenko, T. Ryzhakova, and Y. Kozhushko, "Power Supply with Modular Structure for Micro Resistance Welding," in *16th International Symposium «Topical Problems in the Field of Electrical and Power Engineering» and «Doctoral School of Energy and Geotechnology III»*, 2017, pp. 2–5 (Особистий внесок автора – імітаційне моделювання та оцінка потужності втрат в перетворювачі електричної енергії для контактного зварювання).

9. T. Karbivska and Y. K. O. Bondarenko, "Evaluation of The Total Losses in Principal Units of Micro Resistance Welding Machine Power Supplies," in *18th International Symposium «Topical Problems in the Field of Electrical and Power Engineering» and «Doctoral School of Energy and Geotechnology III»*, 2019, pp. 215–216 (Особистий внесок автора – імітаційне моделювання та оцінка потужності втрат в понижуючому перетворювачі електричної енергії для контактного мікрозварювання).

10. Т. Karbivska, Y. Kozhushko, J. G. Nataraj Barath, and O. Bondarenko, "Split-Pi Converter for Resistance Welding Application," 2020 IEEE KhPI Week Adv. Technol. KhPI Week 2020 - Conf. Proc., pp. 391–395, 2020, doi: 10.1109/KhPIWeek51551.2020.9250113. (Особистий внесок автора – імітаційне дослідження перетворювача з розділеним П-подібним фільтром, дослідження отриманих діаграм роботи перетворювача).

11. Y. Kozhushko, D. Pavkovic, T. Karbivska, and O. Bondarenko, "Stability Analysis of Battery-Supercapacitor Energy Storage System for Resistance Welding," in 2019 IEEE 2nd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON), Jul. 2019, pp. 349–354, doi: 10.1109/UKRCON.2019.8879850 (Особистий внесок автора – розрахунок параметрів транзисторів перетворювача).

12. Y. Kozhushko, D. Pavkovic, D. Zinchenko, T. Karbivska, V. Sydorets, and O. Bondarenko, "Hybrid Energy Storage System of Power Supply for Micro Resistance Welding," in 2019 IEEE 39th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO), Apr. 2019, pp. 584–589, doi: 10.1109/ELNANO.2019.8783890. (Особистий внесок автора – розрахунок потужності втрат компонентів перетворювача).

13. Y. Kozhushko, T. Ryzhakova, O. Bondarenko, and Z. Stević, "Supercapacitor Battery Charger with Voltage Equilizing," in Međunarodna konferencija o obnovljivim izvorima električne energije, Oct. 2017, doi: 10.24094/mkoiee.017.1.5.127 (Особистий внесок автора – аналітичний огляд науково-технічної літератури та наукових праць, за тематикою дослідження перетворювачів електричної енергії для контактного мікрозварювання).

14. Y. Kozhushko, T. Karbivska, D. Pavkovic, and O. Bondarenko, "Peak Current Control of Battery-Supercapacitor Hybrid Energy Storage," in 2020 IEEE KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek), Oct. 2020, pp. 396–401, doi: 10.1109/KhPIWeek51551.2020.9250086 (Особистий внесок автора – розрахунок режимів роботи компонентів перетворювача).

15. Т. О. Карбівська, Ю. В. Кожушко, та О. Ф. Бондаренко, "Вдосконалена методика оцінки втрат в імпульсних перетворювачах установок контактного мікрозварювання," XIV Міжнародна конференція Контроль і управління в складних системах (КУСС-2018), 2018, ст. 67 (Особистий внесок автора – розрахунок потужності втрат та побудова графіків зміни енергоефективності перетворювача за різних параметрів).

16. Т. О. Рижакова та Ю. В. Кожушко, "Енергоефективність формувача імпульсів струму для контактного мікрозварювання," Х Міжнародна науковотехнічна конференція молодих вчених "Електроніка-2017," 2017, ст. 55–58. (Особистий внесок автора – дослідження способів підвищення енергоефективності перетворювача для контактного зварювання, розрахунок параметрів перетворювача).

17. Т. О. Рижакова, "Формувач імпульсів для контактного зварювання з багатокомірковою структурою" VIII Міжнародна науково-технічна конференція молодих вчених «Електроніка-2015», 2015, ст. 202–204.

18. Т. О. Рижакова, "Зниження потужності втрат в імпульсному перетворювачі постійної напруги першого роду," ІХ Міжнародна науковотехнічна конференція молодих вчених «Електроніка-2016», 2016, ст. 314–317.

19. R. Baraniuk, T. Ryzhakova, Y. Kozhushko and O. Bondarenko, "Thermal and Surge Current Protection Means for Semiconductor Non-Isolated Power Converters," in IEEE Standards Education e-Magazine, March 2018, vol. 8(1) (5G & 802.11) (Особистий внесок автора – розрахунок теплових режимів транзисторів перетворювача).

20. Є. О. Желязков, Ю. В. Кожушко, Т. О. Карбівська, та О. Ф. Бондаренко, "Покращення характеристик безпровідних зарядних пристроїв для медичних застосувань," *XXI міжнародна науково-практична конференція «Сучасні інформаційні та електронні технології» («СІЕТ–2020) 25-29 травня 2020 року*, 2020, ст. 50–51 (Особистий внесок автора – аналітичний огляд науково-технічної літератури та наукових праць, за тематикою дослідження перетворювачів для безпровідних зарядних пристроїв).

ДОДАТОК Г ВІДЗНАКИ, ЯКІ ОТРИМАНІ ЗА РЕЗУЛЬТАТАМИ АПРОБАЦІЇ ДИСЕРТАЦІЙНОЇ РОБОТИ







Certificate of Attendance

This is to certify that



UKRAINE

has participated at the

18th International Symposium

"Topical Problems in the Field of Electrical and Power Engineering" and "Doctoral School of Energy and Geotechnology III"

held in

Toila, Estonia

on 14-19 January 2019

General Chairman

Prof. Dmitri Vinnikov

ДОДАТОК Д АКТИ ВПРОВАДЖЕННЯ РЕЗУЛЬТАТІВ ДИСЕРТАЦІЙНОГО ДОСЛІДЖЕННЯ

«ЗАТВЕРДЖУЮ» Перший проректор КТИ им, Ігоря Сікорського д-р техн. наук, проф., академік НАН України Юрій ЯКИМЕНКО HA MUHPIHXS Вихідний № від « 10 » 09 2021 p.

АКТ

про використання результатів дисертаційної роботи випускника аспірантури кафедри електронних пристроїв та систем Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського» Тетяни КАРБІВСЬКОЇ у навчальному процесі

нижче підписалися, декан факультету електроніки Ми, що КПІ ім. Ігоря Сікорського д-р техн. наук, проф. Жуйков В.Я., зав. каф. електронних пристроїв та систем д-р техн. наук, проф. Ямненко Ю.С., д-р техн. наук, доц. Вербицький Є.В., склали цей Акт про те, що результати дисертаційної роботи Карбівської Т.О. «Перетворювачі електроенергії з модульною структурою та зниженим рівнем пульсацій для контактного зварювання» впроваджені у навчальний процес кафедри електронних пристроїв та систем, а саме:

у дисципліні «Пристрої перетворювальної техніки – ч.2» в тему 1)«Імпульсні перетворювачі постійної напруги» додано питання про нові топології та принцип роботи перетворювачів постійного струму, що знижують напругу та мають знижений рівень пульсацій на виході;

у дисципліні «Електронні системи керування та регулювання» в 2) тему «Синтез алгоритмів керування» додано питання дослідження способів керування перетворювачами постійного струму, що знижують напругу, з модульною структурою за математичними моделями, а також питання дослідження стійкості систем керування зазначених типів перетворювачів;

при виконанні кваліфікаційних робіт здобувачів кафедри ЕПС 3) першого і другого рівня освіти Євгена ПЕТРИКЕЄВА (2019), Івана ЛУЦЕНКА (2020), Богдана ПОСТЕРНАКА (2021) та Сергія СИДОРЕНКА (2021).

Декан факультету електроніки, д-р техн. наук, проф.

малерии. Сем, Му Юлія ЯМНЕНКО стем, Воду Євген ВЕРБИЦЫ

Валерій ЖУЙКОВ

Зав. каф. електронних пристроїв та систем, д-р техн. наук, проф.

Доц. каф. електронних пристроїв та систем, д-р техн. наук, доц.

Євген ВЕРБИЦЬКИЙ



НАУКОВО-ДОСЛІДНИЙ ІНСТИТУТ ЕЛЕКТРОНІКИ ТА МІКРОСИСТЕМНОЇ ТЕХНІКИ національного технічного університету україни "київський політехнічний інститут імені ігоря сікорського"

03056, м. Київ, просп. Перемоги, 37

Тел. /факс (044) 236-96-76



ДОВІДКА

про практичне впровадження результатів дисертаційної роботи Тетяни КАРБІВСЬКОЇ «Перетворювачі електроенергії з модульною структурою та зниженим рівнем пульсацій для контактного зварювання» на здобуття наукового ступеня доктора філософії за спеціальністю 171 Електроніка в науково-дослідні розробки НДІ ЕМСТ КПІ ім. Ігоря Сікорського

Довідка надана в підтвердження використання результатів досліджень за темою дисертаційної роботи Тетяни КАРБІВСЬКОЇ в науково-дослідних розробках НДІ ЕМСТ КПІ ім. Ігоря Сікорського за темами ДБ № 0116U006924 "Підвищення показників енергоефективності та ресурсозбереження засобами силової електроніки для технології отримання високонадійних зварюваних з'єднань різнорідних матеріалів", ДБ № 0119U100189 "Науково-технічні засади створення приладів контактного зварювання біологічних тканин імпульсами постійного струму" та ДБ № 0120U101285 "Енергоефективні системи швидкого заряду комбінованих ємнісних накопичувачів енергії типу суперконденсатор-акумуляторна батарея".

В зазначених НДР використано наступні результати досліджень:

– розроблену схему електричну принципову одного модуля на основі нової топології перетворювача з додатковою ланкою компенсації пульсацій струму навантаження для контактного зварювання, а також експериментальний зразок перетворювача зі зниженим рівнем пульсацій для контактного зварювання, які використано як основу для побудови джерела живлення для контактного зварювання, що забезпечило мінімізацію відхилення сформованого струму навантаження від заданого;

– розроблену універсальну імітаційну модель одного модуля перетворювача зі зниженим рівнем пульсацій для контактного зварювання при проектуванні джерел живлення для контактного зварювання з *n*-кількістю модулів, для забезпечення високої точності формування вихідного струму за умови мінімізації потужності втрат, а також гнучкості при зміні конфігурації джерела живлення;

– вдосконалену методику розрахунку втрат в імпульсному перетворювачі зі зниженням напруги для контактного зварювання, яка враховує втрати на індуктивних елементах схеми і дозволяє спроектувати перетворювач за умови роботи на високій частоті та високого струму навантаження.

Старший науковий співробітник, керівник тем № 2936п та № 2201п

Олександр БОНДАРЕНКО



ЗАТВЕРДЖУЮ Директор ТОВ «Беннинг Пауер Електронікс» <u>Смерерание</u> <u>Срание</u> <u>Срани</u>

АКТ

впровадження результатів дисертаційної роботи Карбівської Тетяни Олексіївни «Перетворювачі електроенергії з модульною структурою та зниженим рівнем пульсацій для контактного зварювання» в дослідно-конструкторські розробки ТОВ «Беннінг Пауер Електронікс»

ТОВ «Беннінг Пауер Електронікс», дочірнє підприємство компанії «Benning Elektrotechnik und Elektronik GmbH & Co. KG» (м. Бохольт, Німеччина), підтверджує даним актом впровадження результатів наукових досліджень дисертаційної роботи Карбівської Тетяни Олексіївни, що виконані в КПІ ім. Ігоря Сікорського.

Математичні моделі перетворювача зі зниженим рівнем пульсацій та перетворювача з модульною структурою для *n*-кількості модулів, а також результати імітаційного моделювання перетворювача використано при розробці модульних джерел безперебійного живлення відповідального призначення, що дало змогу забезпечити зниження рівня пульсацій струму одночасно зі збереженням високого рівня енергоефективності.

Провідний інженер-проектувальник технічного відділу

Інженер технічного відділу

Начальник технічного відділу

ТОВ «Беннінг Пауер Електронікс» Юридична адреса: Україна 03.148, м.Київ, вул.Сім'ї Сосніних,3; Поштова адреса: Україна 03.134, м.Київ, вул.Сім'ї Сосніних,3; Тел.: (044) 50.1-40-45, (044) 407-18-14, Факс: (044) 273-57-49 http://www.benning.ua e-mail: info@benning.ua Код ЄДРПОУ: 33600585 Номер свідоцтва про реєстрацію платника ПДВ: 36390388 Індивідуальний податковий номер: 336005826571 Банківські реквізити: р/р UA90 300346 000002600802544840 в АТ. "АЛЬФА-БАНК" МФО 300346

В.М. Казакян

В.Є. Бородін

Т.О. Карбівська