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

КОЖУШКО ЮЛІЯ ВІТАЛІЇВНА

УДК 621.314: 621.311.6

ДИСЕРТАЦІЯ

ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ ГІБРИДНИХ ЄМНІСНИХ НАКОПИЧУВАЧІВ ДЛЯ СИСТЕМ З ІМПУЛЬСНИМ НАВАНТАЖЕННЯМ

17 – Електроніка та телекомунікації
171 – Електроніка

Подається на здобуття наукового ступеня доктор філософії.

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

_____ Ю. В. Кожушко

Науковий керівник
Бондаренко Олександр Федорович, кандидат технічних наук, доцент

Київ - 2021

АНОТАЦІЯ

Кожушко Ю.В. Перетворювачі електроенергії гібридних ємнісних накопичувачів для систем з імпульсним навантаженням. – Кваліфікаційна робота 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.

Дисертаційна робота присвячена розвитку принципів побудови гібридних ємнісних накопичувачів енергії з поліпшеними характеристиками на основі перетворювачів електричної енергії в системах з імпульсним навантаженням.

Переважна більшість портативних пристроїв та систем має складний нелінійний характер енергоспоживання. Джерела живлення таких пристроїв, а також системи накопичення енергії в Microgrid та вітровій і сонячній генерації електроенергії повинні забезпечувати середню та пікову потужність навантаження, а також, задані масо-габаритні показники та високі показники енергоефективності. Поширеним є використання різних типів акумуляторних батарей в якості накопичувачів енергії для таких джерел живлення, оскільки вони характеризуються високою питомою щільністю енергії. Проте значний піковий струм навантаження, який перевищує номінальний струм АБ, може спричинити скорочення їхнього терміну експлуатації та погіршення їх енергетичних характеристик. Використання комбінацій накопичувача з високою щільністю потужності та накопичувача, що характеризується високою щільністю енергії може бути ефективним вирішенням проблеми портативного енергоживлення та зберігання енергії в системах Microgrid, сонячної та вітрової енергетики.

Таким чином, застосування гібридних ємнісних накопичувачів енергії на основі акумуляторних батарей (АБ) та суперконденсаторів (СК) для систем автономного енергоживлення та портативних пристроїв, в останні роки, стає перспективним напрямом досліджень. Ще однією перспективною галуззю застосування накопичувачів типу АБ та СК є джерела живлення обладнання для контактного мікрозварювання, які також характеризується імпульсним

споживанням струму високої амплітуди. Джерела живлення побудовані на основі топології з проміжним накопиченням енергії потребують накопичувачів, що одночасно характеризуються високою щільністю потужності та енергії. Для розподілу енергії між такими накопичувачами застосовуються додаткові кола перетворення електроенергії. В роботі розглянуто перетворювачі електроенергії гібридних ємнісних накопичувачів, що застосовуються в системах з імпульсним енергоспоживанням, на прикладі енергоспоживання для реалізації процесу контактного мікрозварювання.

У першому розділі проведено аналіз особливостей характеристик імпульсного струму навантаження під час процесу контактного мікрозварювання. Наведено аналіз енергетичних характеристик різних типів ємнісних накопичувачів енергії, який показав, що з поміж інших накопичувачів АБ характеризуються високою щільністю енергії, в той час, як для СК типовою є висока щільність потужності. Виконано огляд еквівалентних схем заміщення АБ та СК, що використовуються для моделювання роботи накопичувачів в колах силової електроніки, який показав, що еквівалентна схема заміщення першого порядку АБ та СК дозволяє змоделювати роботу накопичувачів для їх аналізу в системах енергоживлення. Проведено порівняльний аналіз пасивної, напівактивної та активної топологій гібридних ємнісних накопичувачів та особливостей їх застосування.

Результати аналітичного огляду наукової літератури, що присвячена проблемі розробки систем на основі гібридних ємнісних накопичувачів енергії, показали, що актуальною є задача розробки перетворювачів електроенергії для гібридних ємнісних накопичувачів. В кінці першого розділу сформовано основні задачі дослідження.

В другому розділі наведено аналіз характеристик імпульсного енергоспоживання. Для забезпечення ефективної роботи систем енергоживлення, пікову потужність навантаження повинен забезпечувати накопичувач з високою щільністю потужності, в той час як середню потужність – накопичувач, що характеризується високою щільністю енергії. На основі методу усереднення у просторі змінних стану отримано математичну модель перетворювача в режимі

безперервних та переривчастих струмів. Отримано спрощену математичну модель перетворювача, яка за рахунок представлення СК в усталеному режимі, як еквівалентного джерела напруги дозволяє знизити порядок системи диференційних рівнянь, що описують перетворювач, і тим самим спростити аналіз отриманої системи. Математичні моделі використано для розробки алгоритму керування перетворювачем гібридного ємнісного накопичувача енергії. На основі математичних моделей, в третьому розділі запропоновано двоконтурну систему керування, яка забезпечує одночасне регулювання розрядного струму АБ та напруги СК. На основі методу Харитонова проведено аналіз стійкості системи керування, який показав, що система є стійкою при зміні параметрів в допустимому діапазоні значень, що визначається допуском параметрів компонентів схеми.

Четвертий розділ присвячено аналізу енергоефективності перетворювача гібридного ємнісного накопичувача енергії, отримано залежності коефіцієнту корисної дії перетворювача від середнього струму навантаження, а також залежності потужності втрат в компонентах схеми від частоти перемикання ключів. Представлено систему вирівнювання напруги комірок послідовно з'єднаних СК, яка дозволяє з заданою точністю забезпечити регулювання напруги на СК незалежно від стану заряду інших комірок модулю.

В п'ятому розділі проведена верифікація аналітичних розрахунків шляхом моделювання та розробки прототипу, що дозволяє експериментально дослідити роботу перетворювача електричної енергії та процеси розподілу енергії між ємнісними накопичувачами протягом споживання імпульсної потужності під час процесу контактного мікрозварювання.

Таким чином, в роботі вирішено актуальну задачу розвитку теорії розробки перетворювачів гібридних ємнісних накопичувачів енергії, що працюють в системах з імпульсним навантаженням. Отримані нові науково обґрунтовані результати в сукупності є суттєвими для розвитку систем енергоживлення з імпульсним споживанням струму навантаженням, в яких в якості накопичувачів використовуються АБ та СК.

Наукова новизна одержаних результатів:

1. Вдосконалено топологію гібридного ємнісного накопичувача енергії за рахунок використання перетворювача постійного струму, регулювальні характеристики якого дозволяють розширити функціональні можливості таких накопичувачів в системах з імпульсним споживанням струму навантаження.

2. Вперше запропоновано математичну модель гібридного ємнісного накопичувача енергії з перетворювачем, який забезпечує розподіл енергії між ємнісними елементами, яка враховує паразитні параметри компонентів схеми перетворювача та дозволяє проаналізувати стійкість системи в визначеному діапазоні допустимих значень параметрів моделі.

3. Вперше запропоновано спрощену математичну модель гібридного ємнісного накопичувача, яка за рахунок зменшення кількості реактивних компонентів топології дозволяє знизити порядок системи диференційних рівнянь і відповідно спростити аналіз системи.

4. Вдосконалено методику синтезу регулятора, яка базується на методі Харитонова, що враховує розкид параметрів компонентів схеми перетворювача та дозволяє проаналізувати стійкість системи в визначеному діапазоні допустимих значень параметрів моделі.

5. Запропоновано систему вирівнювання напруги комірок суперконденсаторного модулю гібридного ємнісного накопичувача, яка за допомогою перетворювача постійного струму дозволяє забезпечити необхідні значення точності вирівнювання напруги на комірках такого модулю за умов імпульсного споживання струму навантаження.

Практичне значення. Теоретичні результати доведено до рівня практичного застосування. Розроблено та випробувано прототип перетворювача гібридного ємнісного накопичувача енергії. В результаті досліджень запропоновано схеми перетворювачів для розподілу енергії між ємнісними накопичувачами енергії, що дозволяє розширити функціональні можливості таких накопичувачів при імпульсному енергоспоживанні високої потужності. Розроблено мікропроцесорну систему керування перетворювачем гібридного ємнісного накопичувача, яка дозволяє забезпечити похибку регулювання напруги

СК не гірше 5% та струму АБ на номінальному рівні з похибкою не гірше 15% під час процесу заряду СК та імпульсному споживанні стуму навантаження. Розроблено програмний код, який реалізує запропонований алгоритм керування перетворювачем гібридного ємнісного накопичувача.

Ключові слова: перетворювач електроенергії, SEPIC, гібридний ємнісний накопичувач, акумуляторна батарея, суперконденсатор, імпульсне навантаження, контактне мікрозварювання.

SUMMARY

Yu. Kozhushko. Power Converters of Hybrid Energy Storage Systems for Pulsed Load Applications. – Qualifying scientific work, 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 vast majority of portable devices and systems have complicated and nonlinear power consumption characteristics. The power supplies of these devices and systems, as well as the energy storage of the Microgrid and wind or solar power generation, have to provide average and peak load power, required weight and size, high energy efficiency. Various battery types are typically utilized in these power supply systems due to the high energy density of the cell. However, the high peak load current that is significantly greater than the nominal battery discharge current could lead to battery life cycle reducing and deteriorating cell characteristics. The hybridization of high power density storage and high energy density storage could be an effective solution to the problem of power supply portable devices and energy storage in Microgrid, solar and wind energy systems.

Thus, the implementation of hybrid energy storage systems based on batteries and supercapacitors for self-contained power supplies and portable systems is becoming a new promising research field in recent years. Another perspective area of battery supercapacitor energy storage application could be power supplies of a micro resistance welding equipment, that also have pulsed power consumption. Energy storage that is simultaneously characterized by high power and energy density is required for micro resistance welding power supplies based on capacitive discharge topology. Auxiliary DC-DC power converters are used for energy distribution between battery and supercapacitor. This work focuses on the DC-DC converter of hybrid energy storage that is used in a system with pulsed current consumption on the example of welding current for micro resistance welding technology.

The first section presents the analysis of pulse current characteristics during the welding process. Also, this section briefly reviews the energy characteristics of different types of energy storage cells, which demonstrates that the batteries are characterized by

high energy density, while high power density is typical for supercapacitors. The overview of equivalent models of the battery and supercapacitor, that are used for operation simulation of energy cells in power electronics circuits is presented. The first order equivalent model of battery and supercapacitor allows simulating cells behavior for analysis in energy storage systems. The comparative analysis of passive, semi-active and active topologies of hybrid energy storage systems and application features is presented in the first section.

The results of the literature review that focused on energy storage systems based on battery and supercapacitor have shown that the designing of a DC-DC converter for hybrid energy storage is an essential and relevant task nowadays. The first section is concluded with the list of main objectives of the present research.

The second section presents the characteristics of the systems with pulsed current consumption. To ensure efficient operation of the power supply of such systems, the peak power should be provided by storage with a high-power density, while the average power should be provided by storage that characterized a high energy density. The mathematical model of the battery supercapacitor hybrid energy storage with DC-DC converter is obtained, which operates in the continuous and discontinuous current mode based on state space averaging method. A simplified mathematical model of the converter is obtained. This model allows reducing differential equations system order due to the replacing supercapacitor in steady-state mode to an equivalent voltage source. The obtained mathematical models are used to design the required control system of the DC-DC converter for the hybrid energy storage. Hence, the third section presents a cascade control system that provides simultaneous regulation of the battery discharge current and the supercapacitor terminal voltage. The stability analysis of the proposed control system is carried out based on Kharitonov's method. The analysis results show that the presented battery-supercapacitor hybrid energy storage system is stable despite the variations of the components parameters within the tolerance region and for a wide range of anticipated loads.

The fourth section is focused on the energy efficiency analysis of the DC-DC converter for hybrid energy storage. The efficiency plot as a function of the load current and plot of the entire power loss as a function of the switching frequency are obtained.

Also, the fourth section presents a voltage equalization system of the supercapacitor module cells, that allows providing voltage cell regulation with a given accuracy regardless of the state of charge of other module cells.

In the fifth section, the proposed hybrid energy storage system with a DC-DC converter is verified by means of simulations and an experimental sample. The designed prototype allows to experimentally test the operation of the DC-DC converter and control system during the consumption of pulsed power while the micro resistance welding process.

Thus, this work focused on the solving actual task of the developing the design theory of DC-DC converters of the hybrid energy storage, that are used in systems with pulse current consumption. The obtained scientifically substantiated results are important for the design of the power supplies based on battery supercapacitor hybrid energy storage for the systems with pulsed load current.

Novelty of the obtained results:

1. The topology of a battery supercapacitor energy storage has been improved by means of a DC-DC converter, which allows extending the functionality of such energy storage in systems with pulsed load current consumption.

2. The mathematical model of a battery supercapacitor hybrid energy storage with a DC-DC converter that considers the components parasitic parameters and variations of the component parameters within the tolerance region has been proposed.

3. The simplified mathematical model of the battery supercapacitor energy storage with DC-DC converter, that due to reducing the number of passive components of the topology allows reducing differential equations system order and simplifies the analysis of the system accordingly.

4. The method of regulator synthesis based on Kharitonov's method, which considered the tolerance parameters of the components and allows to analyze the stability of the system in a certain range of allowable values of the model parameters has been improved.

5. The voltage equalization system of the supercapacitor module cell of hybrid energy storage, that due to utilizing a DC converter allows providing the

necessary values of the accuracy of cells voltage equalization of the module during pulse current consumption has been proposed.

The practical importance. The theoretical results could be practically applicable. The proposed prototype of the hybrid energy storage system with a DC-DC converter is experimentally verified. As a result of the work, a schematic of the DC-DC converter that is applied for energy distribution between battery and supercapacitor is proposed. The DC-DC converter allows extending the functionality of such hybrid energy storages, which is used in systems with high current pulse load. A microprocessor control system of the DC-DC converter for hybrid energy storage is designed. The proposed control system allows ensuring the uncertainty of the supercapacitor voltage regulation is not worse than 5% and the battery discharges current regulation at the nominal value with uncertainty not greater than 15% during the supercapacitor charging process and consumption the pulse load current.

Keywords: DC-DC converter, SEPIC (Single Ended Primary Inductance Converter), hybrid energy storage systems, battery, supercapacitor, pulse load, micro resistance welding.

Перелік публікацій здобувача

1. 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, с. 31–37, 2020, DOI: 10.20998/2074-272x.2020.5.05.

2. 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.

3. Т. О. Карбівська, Ю. В. Кожушко, та О. Ф. Бондаренко, “Аналіз потужності втрат джерела живлення для контактного мікрозварювання,” Мікросистеми, Електроніка та Акустика, №. 25 (3), с. 41–47, 2020, DOI: 10.20535/2523-4455.mea.208874.

4. Yu. Kozhushko, T. Karbivska, D. Zinchenko, D. Pavković, Eu. Rosolowski, O. Bondarenko, “Charging Device of Capacitive Energy Storage for Micro Resistance Welding”, Present Problems of Power System Control, no. 9, 2018, pp. 5-18.

5. 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, с. 38–42, 2018, DOI: 10.15222/tkea2018.3.38.

6. Ю. В. Кожушко, О. Ф. Бондаренко, Д. О. Зінченко та Т. О. Карбівська, “Ефективне використання гібридного ємнісного накопичувача енергії джерела живлення для контактного мікрозварювання,” Мікросистеми, Електроніка та Акустика, №. 23 (2), с. 14–18, 2018, DOI: 10.20535/2523-4455.2018.23.2.130391.

7. Ю. В. Кожушко та О. Ф. Бондаренко, “Балансування напруги модульного накопичувача енергії джерела живлення для контактного мікрозварювання,” Технология и конструирование в электронной аппаратуре, №. 4–5, с. 15–23, 2017, DOI: 10.15222/tkea2017.4-5.15.

8. 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).

9. Y. Kozhushko, D. Pavkovic, T. Karbivska, P. Safronov, and O. Bondarenko, "Robust Control of Battery-Supercapacitor Energy Storage System Using Kharitonov Theorem," in Proceedings - 2020 IEEE 14th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering, CPE-POWERENG 2020, Jul. 2020, pp. 550–555, doi: 10.1109/CPE-POWERENG48600.2020.9161569.

10. Yu. Kozhushko, T. Karbivska, D. Pavkovic, and O. Bondarenko, "Peak Current Control of Battery-Supercapacitor Hybrid Energy Storage," 2020 IEEE KhPI Week Adv. Technol. KhPI Week 2020 - Conf. Proc., pp. 396–401, 2020, DOI: 10.1109/KhPIWeek51551.2020.9250086.

11. M. Krznar, D. Pavkovic, Yu. Kozhushko, M. Cipek, D. Zorc, and M. Crnekovic, "Control System Design for Hybrid Power Supply of an Unmanned Aerial Vehicle Based on Linearized Averaged Process Models" in 2020 International Conference on Unmanned Aircraft Systems, ICUAS 2020, Sep. 2020, pp. 582–587, DOI: 10.1109/ICUAS48674.2020.9214001.

12. Yu. 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 2019 - Proceedings, Apr. 2019, pp. 584–589, DOI: 10.1109/ELNANO.2019.8783890.

13. Yu. Kozhushko, D. Pavković, 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 2019 - Proceedings, Jul. 2019, pp. 349–354, DOI: 10.1109/UKRCON.2019.8879850.

14. T. Karbivska, Yu. 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.

15. D. Pavkovic, Yu. Kozhushko, M. Hrgetic, D. Zorc, and M. Cipek, “Damping Optimum Design of Single-Phase Inverter Synchronization and Current Control System,” in 2019 IEEE 39th International Conference on Electronics and Nanotechnology, ELNANO 2019 - Proceedings, Apr. 2019, pp. 572–577, DOI: 10.1109/ELNANO.2019.8783726.

16. Yu. Kozhushko, T. Ryzhakova, O. Bondarenko, Z. Stević, Supercapacitor Battery Charger with Voltage Equilizing, in: Zb. Rad. Pisanih Za 5. Međunarodnu Konf. Obnovljivim Izvorima Električne Energ., SMEITS, 2017. DOI:10.24094/mkoiee.017.1.5.127.

17. O. Bondarenko, T. Ryzhakova, and Yu. 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.

18. M. Krznar, D. Pavković, Yu. Kozhushko, M. Cipek, D. Zorc, “Generator Set Control System Design for Unmanned Aerial Vehicle Hybrid Propulsion”, in Sustainable Development of Energy Water and Environment Systems (SDEWES) conference, Sarajevo, Bosnia and Herzegovina, 1–5 September 2020.

19. Т. О. Рижакова, Ю. В. Кожушко, “Енергоефективність формувача імпульсів струму для контактного мікрозварювання,” X міжнародна науково-технічна конференція молодих вчених «Електроніка-2017», 2017, с. 55–58.

20. Є. О. Желязков, Ю. В. Кожушко, Т. О. Карбівська, та О. Ф. Бондаренко, “Покращення характеристик безпровідних зарядних пристроїв для медичних застосувань,” 22-га міжнародна науково-практична конференція «Сучасні інформаційні та електронні технології», 2020, с. 50–52.

21. Ю. В. Кожушко, “Дослідження антропотехногенного впливу електротранспорту в контексті сталого розвитку,” XXI Всеукраїнська науково-практична конференція студентів та аспірантів «Дні Науки» «Industry 4.0: Людина і суспільство у вирі трансформацій», 2018, с. 9–10.

22. Т. О. Рижакова, Ю. В. Кожушко, О. Ф. Бондаренко, “Вдосконалена методика оцінки втрат в імпульсних перетворювачах установок контактного

мікрозварювання,” Контроль і управління в складних системах контроль і управління в складних системах, 2018, с. 67–68.

23. Ю. В. Кожушко, “Аналіз схем для заряду суперконденсаторів,” VIII міжнародна науково- технічна конференція молодих вчених «Електроніка-2015», 2015, с. 198–201.

24. Ю. В. Кожушко, “Аналіз методів балансування напруги супер-конденсаторних модулів,” IX міжнародна науково- технічна конференція молодих вчених «Електроніка-2016», 2016, с. 335–338.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ ТА УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ 18

ВСТУП 19

РОЗДІЛ 1. Аналітичний огляд перетворювачів електроенергії та особливостей характеристик ємнісних накопичувачів для систем з імпульсним навантаженням……26

1.1 Аналіз характеристик енергоспоживання в системах з імпульсним навантаженням 26

1.2 Енергетичні характеристики ємнісних накопичувачів енергії 34

1.2.1 Характеристики та еквівалентні моделі суперконденсаторів... 34

1.2.2 Характеристики та еквівалентні моделі акумуляторних батарей…….45

1.3 Перетворювачі в системах з гібридними накопичувачами енергії на основі акумуляторних батарей та суперконденсаторів 52

1.4 Висновки до розділу 1 67

РОЗДІЛ 2. МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ПЕРЕТВОРЮВАЧА ГІБРИДНИХ ЄМНІСНИХ НАКОПИЧУВАЧІВ 69

2.1 Аналіз характеристик перетворювачів для розподілу енергії між акумуляторними батареями та суперконденсаторами для побудови математичної моделі 69

2.2 Математична модель перетворювача для гібридного ємнісного накопичувача 72

2.2.1 Математична модель перетворювача SEPIC в режимі неперевних струмів 72

2.2.2 Математична модель перетворювача SEPIC в режимі переривчастих струмів. 79

2.3 Спрощена математична модель перетворювача для гібридного ємнісного накопичувача 85

2.4 Висновки до розділу 2 91

РОЗДІЛ 3. КЕРУВАННЯ ПЕРЕТВОРЮВАЧАМИ ГІБРИДНИХ ЄМНІСНИХ НАКОПИЧУВАЧІВ ЕНЕРГІЇ ТА АНАЛІЗ СТІЙКОСТІ СИСТЕМ НА ЇХ ОСНОВІ 93

3.1 Алгоритм керування перетворювачами гібридних ємнісних накопичувачів 93

3.2 Аналіз стійкості гібридної ємнісної системи накопичення енергії на основі методу Харитонова 98

3.3 Застосування методу кластеризації коренів для визначення параметрів регулятора системи керування 104

3.4 Висновки до розділу 3 108

РОЗДІЛ 4. ВИРІВНЮВАННЯ НАПРУГИ ГІБРИДНИХ ЄМНІСНИХ НАКОПИЧУВАЧІВ ЕНЕРГІЇ З МОДУЛЬНОЮ СТРУКТУРОЮ ТА АНАЛІЗ ЇХ ЕНЕРГОЕФЕКТИВНОСТІ 109

4.1 Особливості вирівнювання напруги комірок суперконденсаторного модуля гібридних ємнісних накопичувачів 109

4.2 Моделювання процесу вирівнювання напруги комірок 110

4.3 Оцінка енергоефективності перетворювачів гібридних ємнісних накопичувачів 113

4.4 Висновки до розділу 4 120

РОЗДІЛ 5. МОДЕЛЮВАННЯ ТА ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ПРОЦЕСІВ В ПЕРЕТВОРЮВАЧАХ ГІБРИДНИХ ЄМНІСНИХ НАКОПИЧУВАЧІВ 122

5.1 Імітаційне моделювання зарядно-розрядних процесів гібридного ємнісного накопичувача 122

5.2 Фізична модель гібридного ємнісного накопичувача та аналіз результатів імітаційного і фізичного моделювання 131

5.3 Рекомендації щодо практичного використання запропонованих технічних рішень та перспективи подальших досліджень 141

5.4 Висновки до розділу 5 142

ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ 144

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ 146

ДОДАТОК А ПЕРЕЛІК ПУБЛІКАЦІЙ АВТОРА ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЙНОГО ДОСЛІДЖЕННЯ ТА ВІДОМОСТІ ПРО АПРОБАЦІЮ РЕЗУЛЬТАТІВ ДИСЕРТАЦІЇ 170

ДОДАТОК Б АКТИ ВПРОВАДЖЕННЯ РЕЗУЛЬТАТІВ ДИСЕРТАЦІЙНОГО ДОСЛІДЖЕННЯ 175

ДОДАТОК В ВІДЗНАКИ, ЯКІ ОТРИМАНІ ЗА РЕЗУЛЬТАТАМИ АПРОБАЦІЇ ДИСЕРТАЦІЙНОЇ РОБОТИ 178

ДОДАТОК Г CURRICULUM VITAE 182

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ ТА УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

АБ – акумуляторна батарея;

СК – суперконденсатор;

SEPIC – перетворювач з несиметрично навантаженою індуктивністю (Single Ended Primary Inductance Converter);

СКМ – суперконденсаторний модуль;

АЦП – аналого-цифровий перетворювач;

ШІМ – широтно-імпульсна модуляція;

ОП – операційний підсилювач;

SoC – стан заряду (State of Charge);

SoH – стан працездатності (State of Health);

ESR – послідовний еквівалентний опір (equivalent series resistance);

DC-DC – перетворювач постійного струму (direct current to direct current);

DC-AC – перетворювачі постійного струму у змінний (direct current to alternating current);

AC-DC – перетворювачі змінного струму в постійний (alternating current to direct current);

AC-AC – перетворювачі змінного струму (alternating current to alternating current);

DCM – режим переривчастого струму (discontinuous conduction mode);

CCM – режим безперервногоструму (continuous conduction mode);

ЛАФЧХ – логарифмічна амплітудно-частотна характеристика;

MOSFET – польовий транзистор з МОН (металоксид-напівпровідник) структурою затвора (Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor);

ПІ – пропорційно-інтегральний регулятор;

ПІД – пропорційно-інтегрально-диференційний регулятор;

ВСТУП

Сучасні глобальні енергетичні проблеми та їх вплив на навколишнє середовище стали поштовхом до розвитку систем відновлювальної енергетики, електротранспорту та інших екологічно орієнтованих промислових систем та пристроїв. Енергонакопичувачі в таких системах повинні забезпечувати, як середню, так і пікову потужність енергоспоживання, що можуть відрізнятися в значних межах. Відповідно до характеристик різних елементів накопичення енергії жоден з них не здатний одночасно забезпечити високу щільність енергії та високу щільність потужності. Таким чином, одним із способів досягнення необхідних характеристик енергоживлення є комбінування кількох накопичувачів. З поміж інших гібридних накопичувачів енергії, накопичувачі типу АБ та СК знаходять широке застосування в системах енергоживлення, за рахунок схожого принципу накопиченні енергії та відносно низькій собівартості. Основною ідеєю такого комбінування є застосування СК, як допоміжного накопичувача для покращення енергоефективності, надійності та масогабаритних показників систем енергоживлення з імпульсним споживанням струму навантаження.

Дослідженню енергетичних характеристик СК та АБ, особливостей їх заряду присвячено наукові праці вчених Пентегова І.В., Щерби А.А., Супруновської Н.І, Ермуратского В.В., Здрока А.Г., Мартинюка В.В., Волківського В.Б. та інших. Проблеми застосування гібридних ємнісних систем накопичення енергії для автономного енергоживлення та їх заряду розглянуто в дослідженнях Шидловського А. К., Кириленка О.В., Павлова В.Б., Клепікова В.Б., Пересади С.М., Білецького О.О., Сидорця В.М., Бондаренка О.Ф. та інших. Також, питанням дослідження електромагнітних процесів гібридних ємнісних систем накопичення енергії, їх розробки і застосуванням присвячено наукові роботи закордонних вчених: Alon Kuperman, Branislav Hredzak, Sheldon S. Williamson, Vassilios G. Agelidis, Federico Ibanez, Amine Lahyani, Pascal Venet, Donghwa Shin, Danijel Pavković, Damien Guilbert та інших. Наприклад, у роботі [1] вирішується задача оцінки ефективності використання комбінацій АБ та СК в системах живлення електротранспорту. Проблемам розробки алгоритмів

керування перетворювачами та методам їх експериментального дослідження в системах енергоживлення електротранспорту на основі гібридних ємнісних накопичувачів енергії присвячено роботу [2]. Робота [3] розглядає передумови комбінування різних типів ємнісних накопичувачів, що застосовуються в системах з імпульсним навантаженням, а також, наводить розгорнуту класифікацію гібридних накопичувачів. Порівняльний аналіз характеристик роботи гібридного накопичувача на основі свинцево-кислотної АБ та СК з характеристиками роботи лише АБ при імпульсному енергоспоживанні наведено в роботі [4]. В роботі [5] вирішується задачі підвищення ефективності передачі енергії від АБ до імпульсного навантаження за рахунок використання перетворювача, що забезпечує постійний стум заряду СК гібридного ємнісного накопичувача.

Отже, дослідження та розробка перетворювачів електроенергії гібридних ємнісних накопичувачів є актуальною науково-технічною проблемою, яка визначає пріоритетний напрям дослідження.

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» МОН України відповідно до пріоритетного напряму розвитку науки і техніки України “Енергетика та енергоефективність” і планів виконання науково-дослідних робіт кафедри електронних пристроїв та систем за темами:

1. ДБ № 0116U006924 “Підвищення показників енергоефективності та ресурсозбереження засобами силової електроніки для технології отримання високонадійних зварюваних з'єднань різнорідних матеріалів”;
2. ДБ № 0119U100189 “Науково-технічні засади створення приладів контактного зварювання біологічних тканин імпульсами постійного струму”;
3. ДБ № 0120U101285 “Енергоефективні системи швидкого заряду комбінованих ємнісних накопичувачів енергії типу суперконденсатор-акумуляторна батарея”;

4. в рамках виконання гранту від міжнародної організації IEEE - IEEE Student Application Papers Implementing Industry Standards «Thermal and Surge Current Protection Means for Semiconductor Power Non-Isolate Converters».

У перерахованих науково-дослідних роботах автором адаптовано метод оцінки втрат напівпровідникових перетворювачів, що використовуються для технології отримання високонадійних зварюваних з'єднань; запропоновано застосування гібридних ємнісних накопичувачів для джерел живлення обладнання для контактного мікрозварювання; розроблено топологію гібридного ємнісного накопичувача енергії на основі АБ та СК.

Мета і задачі наукового дослідження. Метою роботи є розвиток теорії побудови гібридних ємнісних накопичувачів з поліпшеними характеристиками на основі перетворювачів електроенергії в системах з імпульсним навантаженням.

Для досягнення мети в роботі вирішуються такі задачі:

1. Аналіз енергетичних характеристик ємнісних накопичувачів та особливостей перетворювачів електроенергії для систем з імпульсним навантаженням.

2. Розробка перетворювача електроенергії гібридного ємнісного накопичувача, що застосовується в системах з імпульсним навантаженням.

3. Створення математичної моделі перетворювача гібридного ємнісного накопичувача з урахуванням паразитних параметрів компонентів схеми перетворювача та характеристик імпульсного навантаження.

4. Розробка системи керування перетворювачем гібридного ємнісного накопичувача енергії, що забезпечує регулювання зарядно-розрядних характеристик накопичувачів.

5. Розробка модульної структури накопичувача та вирівнювання напруги комірок модулю СК.

6. Імітаційне моделювання та експериментальна перевірка роботи перетворювача гібридного ємнісного накопичувача енергії та алгоритму керування розподілом енергії між ємнісними елементами при підключенні імпульсного навантаження.

7. Визначення подальших перспектив дослідження та рекомендацій, щодо практичного застосування отриманих результатів.

Об'єктом дослідження є зарядно-розрядні процеси в гібридних ємнісних накопичувачах енергії, що працюють в системах з імпульсним навантаженням.

Предметом дослідження перетворювачі електроенергії для гібридних ємнісних накопичувачів енергії.

Методи дослідження. Для виконання поставлених у роботі завдань використано такі методи дослідження: для побудови математичної моделі гібридного ємнісного накопичувача енергії застосовано чисельні методи, теорію електричних кіл та метод усереднення у просторі змінних стану; для розрахунку стійкості використано теорію лінійних та нелінійних імпульсних систем, теорію автоматичного регулювання та критерій Найквіста, та метод Харитонова. Математичні розрахунки виконані на персональному комп'ютері з використанням математичного пакету MATLAB, моделювання роботи перетворювача проводилося з використанням програмного пакету LTspice та MATLAB. Алгоритм керування фізичною моделлю реалізовано мовою програмування C, з використанням програмного пакету CubeIDE.

Наукова новизна отриманих результатів полягає в наступному:

1. Вдосконалено топологію гібридного ємнісного накопичувача енергії за рахунок використання перетворювача постійного струму, регулювальні характеристики якого дозволяють розширити функціональні можливості таких накопичувачів в системах з імпульсним споживанням струму навантаження.

2. Вперше запропоновано математичну модель гібридного ємнісного накопичувача енергії з перетворювачем, який забезпечує розподіл енергії між ємнісними елементами, яка враховує паразитні параметри компонентів схеми перетворювача та дозволяє проаналізувати стійкість системи в визначеному діапазоні допустимих значень параметрів моделі.

3. Вперше запропоновано спрощену математичну модель гібридного ємнісного накопичувача, яка за рахунок зменшення кількості реактивних компонентів топології дозволяє знизити порядок системи диференційних рівнянь і відповідно спростити аналіз системи.

4. Вдосконалено методику синтезу регулятора, яка базується на методі Харитонова, що враховує розкид параметрів компонентів схеми перетворювача та дозволяє проаналізувати стійкість системи в визначеному діапазоні допустимих значень параметрів моделі.

5. Запропоновано систему вирівнювання напруги комірок суперконденсаторного модулю гібридного ємнісного накопичувача, яка за допомогою перетворювача постійного струму дозволяє забезпечити необхідні значення точності вирівнювання напруги на комірках такого модулю за умов імпульсного споживання струму навантаження.

Практичне значення отриманих. Теоретичні результати доведено до рівня практичного застосування. Розроблено та випробувано прототип перетворювача гібридного ємнісного накопичувача енергії. В результаті досліджень запропоновано схеми перетворювачів для розподілу енергії між ємнісними накопичувачами енергії, що дозволяє розширити функціональні можливості таких накопичувачів при імпульсному енергоспоживанні високої потужності. Розроблено мікропроцесорну систему керування перетворювачем гібридного ємнісного накопичувача, яка дозволяє забезпечити похибку регулювання напруги СК не гірше 5% та струму АБ на номінальному рівні з похибкою не гірше 15% під час процесу заряду СК та імпульсному споживанні стуму навантаження. Розроблено програмний код, який реалізує запропонований алгоритм керування перетворювачем гібридного ємнісного накопичувача.

Теоретичні і практичні результати роботи впроваджені в навчальний процес Національного технічного університету України «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», акт впровадження від «20» вересня 2021р, а також науково-дослідницькі проекти НДІ ЕМСТ, довідка впровадження від «20» вересня 2021р, а також ТОВ «НВП «Айтек»», акт впровадження від «20» вересня 2021р.

Особистий внесок здобувача. в одержанні наукових та практичних результатів, що викладені в дисертаційній роботі. Усі результати, наведені у дисертаційній роботі і винесені на захист, отримані особисто автором та

опубліковано у спеціалізованих фахових виданнях, перелік публікацій наведено в Додатоку А.

У працях [1], [9], [10], [13], опублікованих у співавторстві, здобувачем розроблено математичну модель перетворювача гібридного ємнісного накопичувача енергії. У публікаціях [1], [9], [13] автором на основі методу Харитонова проведено аналіз стійкості роботи перетворювача гібридного ємнісного накопичувача енергії. У працях [2], [6], [7], [10], [16], [17] автором розроблено імітаційні моделі, що ілюструють роботу перетворювача та системи вирівнювання напруги. Здобувачем проведено оцінку потужності втрат перетворювача гібридного ємнісного накопичувача у публікаціях [3], [4], [5], [12], [19]. У роботах [8], [11], [14], [15], [18], [20] автором проведено аналітичний огляд науково-технічної літератури та наукових праць, що націлені на дослідження перетворювачів електричної енергії, ємнісних накопичувачів, а також проведено аналіз їх енергетичних характеристик.

Апробація результатів дисертації. Матеріали дисертації доповідалися на Міжнародній науково-технічній конференції молодих вчених «Електроніка» (2015 – 2017, м. Київ); Міжнародна конференція «Контроль і управління в складних системах 2018» (2018, м. Вінниця); XXI Всеукраїнська науково-практична конференції студентів та аспірантів «Дні Науки» (2018, м. Київ); IEEE 39th International Conference on Electronics and Nanotechnology (2019, м. Київ); 2019 IEEE 2nd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (2019, м. Львів); Conference: 4th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (2020, м. Сетубал, Португалія); 2020 IEEE KhPI Week on Advanced Technology (2020, м. Харків); 4th South East Europe (SEE) Sustainable Development of Energy Water and Environment Systems (SDEWES) Conference (2020, м. Сараєво, Боснія та Герцеговина); 2020 International Conference on Unmanned Aircraft Systems (ICUAS) (2020, м. Афіни, Греція); The Fifth International Conference on Renewable Electricity Sources (2017, м. Белград, Сербія); III, V міжнародна науково-технічна конференція «SMART-технології в енергетиці та електроніці – 2018, 2020» (2018, 2020, м. Лазурне); 22-га міжнародна науково-практична конференція «СУЧАСНІ ІНФОРМАЦІЙНІ ТА ЕЛЕКТРОННІ

ТЕХНОЛОГІЇ», (2020, м. Одеса), на семінарі наукової ради Національної Академії Наук України з комплексної проблеми «Наукові основи електроенергетики», секція «Перетворення параметрів електричної енергії» (м. Київ, 2019р.);

Публікація результатів наукових досліджень За результатами дисертаційної роботи всього опубліковано 24 роботи, серед яких 7 наукових статей 5 із яких опубліковано у виданнях, що входять до Переліку наукових фахових видань України в тому числі 1 у виданні, що включено до міжнародної наукометричної бази Web of Science, та 2 статті в іноземних періодичних наукових виданнях, в тому числі 1 у виданні, що включено до міжнародної наукометричної бази Web of Science. Також, 17 тез доповідей на конференціях, з яких 8 включено до бази IEEE.

Структура та обсяг роботи. Дисертація складається із вступу, п’яти розділів, загальних висновків, списку використаних джерел та додатків. Загальний обсяг роботи складає 182 сторінки, у тому числі 127 сторінок основного тексту, 60 рисункі, 13 таблиць, списку використаних джерел з 213 найменувань і 4 додатків.

РОЗДІЛ 1. АНАЛІТИЧНИЙ ОГЛЯД ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ ТА ОСОБЛИВОСТЕЙ ХАРАКТЕРИСТИК ЄМНІСНИХ НАКОПИЧУВАЧІВ ДЛЯ СИСТЕМ З ІМПУЛЬСНИМ НАВАНТАЖЕННЯМ

1.1 Аналіз характеристик енергоспоживання в системах з імпульсним навантаженням

Сьогодні переважна більшість портативних електронних пристроїв та систем в тому числі телекомунікаційних систем, електротранспорту та гібридного транспорту, Microgrid, системи відновлювальної енергетики мають схожі характеристики енергоспоживання, а саме споживанням високої пікової потужності відносно низької середньої потужності та значні коливання струму навантаження. Таким чином накопичувачі таких джерел живлення повинні забезпечувати як середнє, так і пікове значення струму навантаження. Отже, одночасно мати високу щільність потужності та щільність енергії [3], [2], [6], [7], [8].

Для забезпечення живлення таких систем сьогодні найчастіше використовуються різні типи АБ, що вирізняються високою енергоємністю та потужністю. Тоді як, пошук компромісів між енергоємністю та потужністю джерела живлення призводить до неефективного та неоптимального використання АБ, оскільки забезпечення необхідної енергоємності спричиняє надлишковість потужності та навпаки [3], [9], [5], [10]. Сьогодні, переважна більшість відомих ємнісних накопичувачів характеризується одним з цих параметрів. Тому для забезпечення вимог навантаження використовують комбінації кількох накопичувачів, наприклад АБ та СК, АБ та електролітичні конденсатори, СК та паливні елементи тощо. На Рис. 1.1 наведено галузі застосування гібридних ємнісних накопичувачів енергії [2], [11], [12], [13], [14], [15].

Для визначення необхідних характеристик накопичувача, слід детальніше розглянути динаміку енергоспоживання. Динаміка енергоспоживання систем з імпульсним струмом навантаження, в ідеальному випадку, може характеризуватися періодичною послідовність прямокутних імпульсів, що змінюються між двома рівнями струму $i_{H\min}$ та $i_{H\max}$, періодом T_H і коефіцієнтом

заповнення імпульсів d_H (Рис. 1.2). Слід відмітити, що $i_{H\max}$ завжди більше ніж $i_{H\min}$, мінімальне значення струму навантаження може бути додатнім, від'ємним та рівним нулю. Таким чином, імпульсне енергоспоживання може бути описано таким рівнянням [3], [4], [5], [9]:

$$i_H(t) = i_{H\min} h(t) + \sum_{k=0}^{N} (i_{H\max} - i_{H\min})(h(t - kT_H) - h(t - d_H T_H - kT_H)), \quad (1.1)$$

де $h(t)$ – Функція Гевісайда, N – кількість циклів пікового енергоспоживання, d_H – коефіцієнт заповнення імпульсів, визначається відношенням тривалості інтервалу t_{on} до тривалості інтервалу T_H.

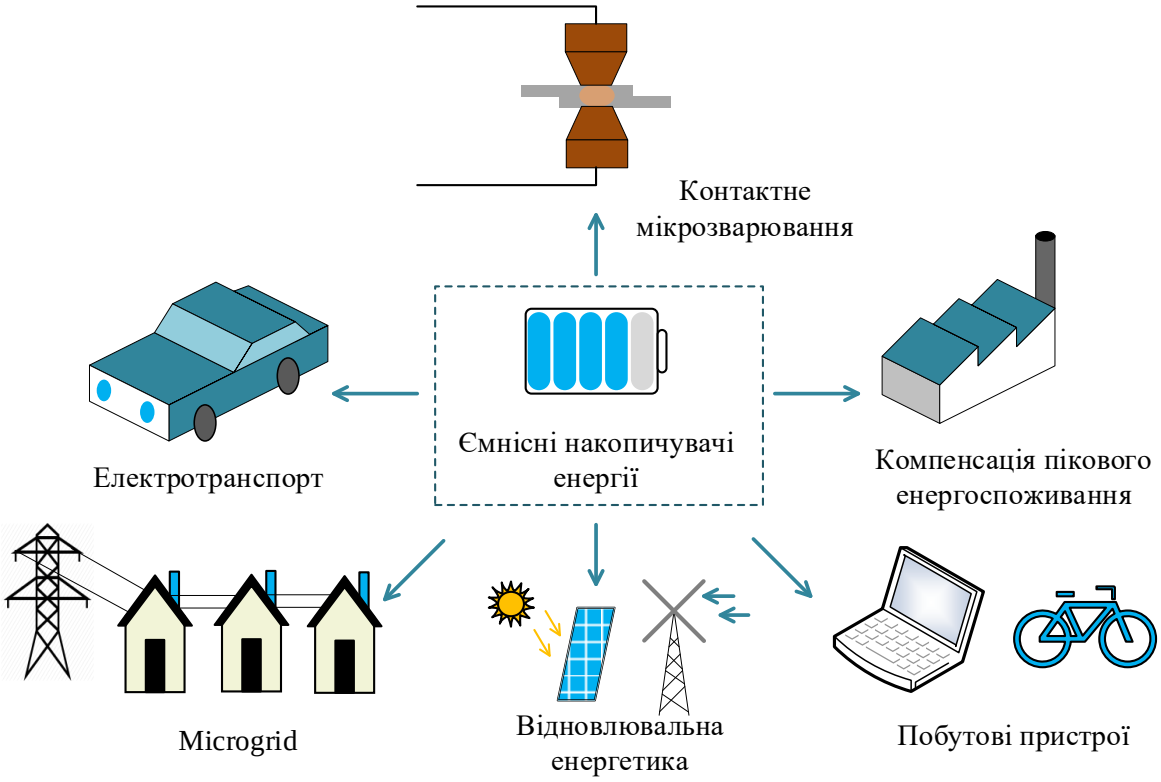


Рис. 1.1 Галузі застосування гібридних ємнісних накопичувачів енергії

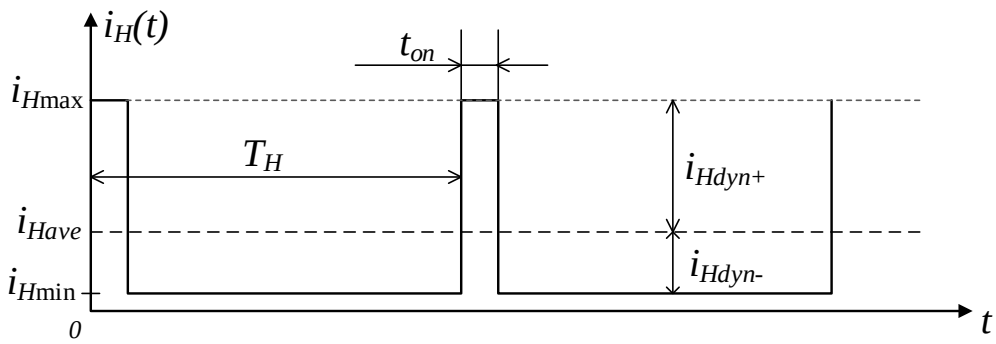


Рис. 1.2 Представлення періодичного імпульсного струму навантаження як суми постійної та змінної складової

Миттєвий струм навантаження може бути представлено як суму постійної складової $i_{Have}(t)$, що відображає середнє значення струму навантаження та змінної складової $i_{Hdyn}(t)$,, з нульовим середнім значенням [3], [9]:

$$i_H(t) = i_{Have}(t) + i_{Hdyn}(t), \tag{1.2}$$

Середній струм навантаження за період T_H можна знайти, як інтеграл від нуля до T_H миттєвого значення струму [3], [16]:

$$i_{Have}(t) = \frac{1}{T_H}\int_0^{T_H} i_H(t)dt = d_H i_{H\max} + (1-d_H)i_{H\min} = I_{Have}, \tag{1.3}$$

Додатне максимальне значення змінної складової I_{Hdyn+} та максимальне від'ємне значення змінної складової струму навантаження I_{Hdyn-} описано виразами (1.4) та (1.5) відповідно[3], [9].

$$I_{Hdyn+} = i_{H\max} - I_{Have} > 0, \tag{1.4}$$

$$I_{Hdyn-} = i_{H\min} - I_{Have} < 0 \tag{1.5}$$

Якщо використовується лише один накопичувач енергії, то він повинен забезпечувати як пікову так і середню потужність, що споживається. Різні технології зберігання енергії електрохімічними накопичувачами представлені на Рис. 1.3. Графік Рейгона (Ragone plot) представляє питому щільність енергії та питому щільність потужності на горизонтальній та вертикальній осях відповідно [17], [18].

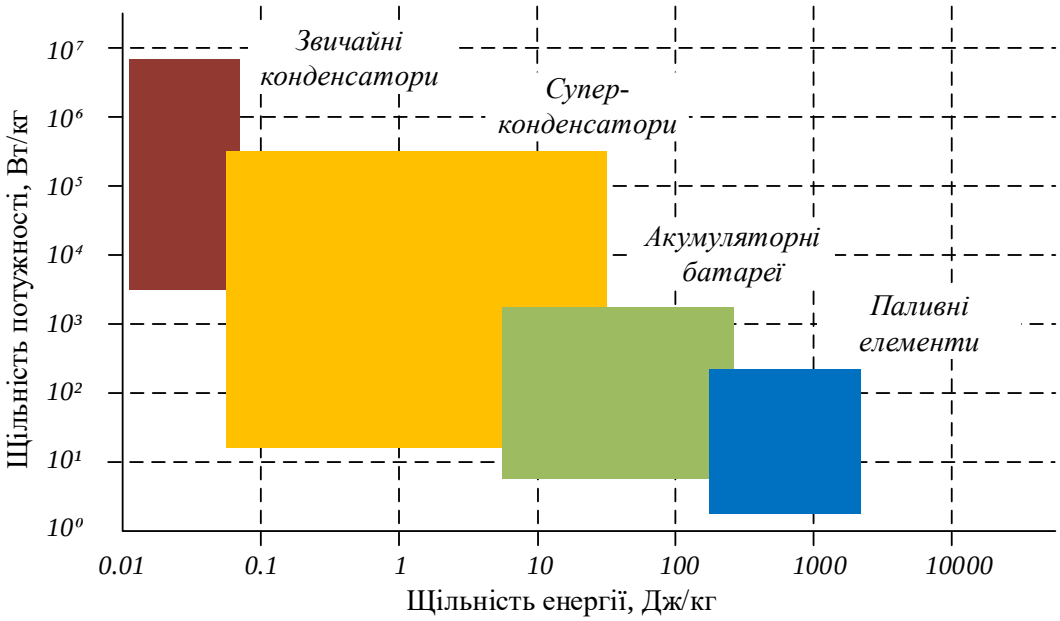


Рис. 1.3 Графік Рейгона для різних типів ємнісних накопичувачів енергії [18]

В Таблиця 1.1 наведено основні характеристики різних технологій зберігання енергії, серед яких питома щільність енергії та щільність потужності час розряду, заряду та інші [14], [19], [20].

Таблиця 1.1

Характеристики	Електролітичний конденсатор	Супер-конденсатор	Акумуляторна батарея
Питома щільність енергії	<0,1 Дж/кг	1…10 Дж/кг	10…100 Дж/кг
Питома щільність потужності	>>10000 Вт/кг	500-10000 Дж/кг	<1000 Дж/кг
Час розряду	10^{-6}…10^{-3} с	0.5…60с	0.3…3 год
Час заряду	10^{-6}…10^{-3} с	0.5…60с	1…5год
Кулонівська ефективність	близько 100%	85..98 %	70…85 %
Ресурс	>·10^{6} циклів	>500·10^{3}циклів	>3000циклів

Відповідно до графіку зображеного на Рис. 1.3 жодна з представлених електрохімічних технологій зберігання енергії не здатна забезпечити одночасно високу щільність потужності та високу щільність енергії. Крім того, графік Рейгона не показує багатьох інших важливих характеристик накопичувачів, таких як: експлуатаційні параметри, вартість, безпека, термін експлуатації, діапазон робочих температур. Науково-технічна проблема проектування джерел живлення, на основі ємнісних накопичувачів, що здатні одночасно забезпечити необхідні характеристики енергоспоживання, тривалий час експлуатації, електробезпеку, та широкий діапазон робочих температур набуває актуальності з розвитком портативних електронних пристроїв та систем [3], [18], [21].

Гібридні ємнісні накопичувачі використовуються для одночасного забезпечення високої щільності потужності та щільності енергії джерел живлення портативних пристроїв. Такі накопичувачі складаються з кількох ємнісних елементів, один з яких підтримує тривалий стаціонарний режим роботи і відповідно забезпечує середній струм навантаження $i_{Have}(t)$, в той час як інший забезпечує динамічну складову струму навантаження $i_{Hdyn}(t)$. Електричний заряд необхідний для забезпечення живлення навантаження може бути знайдено з виразу (1.6) [3], [5], [16], [17], [18].

$$Q_H = \int_0^{NT_H} i_H(t)dt = \int_0^{NT_H} i_{Have}(t)dt + \int_0^{NT_H} i_{Hdyn}(t)dt = \\ = \left(d_H i_{H\max} + \left(1 - d_H\right) i_{H\min}\right) NT_H + 0, \quad (1.6)$$

Відповідно до Рис. 1.2 максимальний електричний заряд, що споживається навантаженням визначається наступним чином [3]:

$$Q_{H\max} = \int_0^{d_H T} i_{Hdyn}(t)dt = d_H\left(1 - d_H\right)\left(i_{H\max} - i_{H\min}\right)T_H, \quad (1.7)$$

Таким чином, номінальна напруга, струм та електричний заряд – три основні параметри навантаження, які повинні бути миттєво задоволені джерелом живлення та/або накопичувачем.

Ще одним перспективним напрямом застосуванням гібридних ємнісних накопичувачів є джерела живлення обладнання для контактного мікрозварювання. Оскільки енергія для зварювання споживається короткотривалими імпульсами з паузами, тривалість яких значно більша порівняно з тривалістю імпульсів [25], [26], [27]. Контактне мікрозварювання є ефективною технологією отримання нероз’ємних з’єднань, яка широко використовується в сучасному процесі виготовлення електронної апаратури. Технологія зварювання реалізується шляхом нагрівання деталей завдяки протіканню електричного струму великої амплітуди через місце їх контакту. Амплітуда струму зазвичай варіюється від сотень до тисяч ампер і залежить від форми та матеріалу зварюваних деталей [28], [29], [30]. Ключовими параметрами, які безпосередньо впливають на якість зварюваних з’єднань є сила стискання електродів, амплітуда зварювального імпульсу, час стискання, нагрівання та утримування. Таким чином, з точки зору систем енергоживлення, для досягнення високої надійності з’єднання, слід забезпечувати необхідний рівень вихідної потужності протягом часу зварювання [31], [32], [30], [33].

В залежності від матеріалу та форми зварюваних деталей використовують чотири найпоширеніші форми зварювальних імпульсів $i_H(t)$ (Рис. 1.4) де t_{on} – час подачі зварювального струму на електроди; t_{rise} – час наростання переднього фронту зварювального імпульсу; t_{fall} – час спадання заднього фронту

зварювального імпульсу, ці параметри залежать від характеристик зварюваних деталей та особливостей технологічного процесу мікрозварювання. Імпульс зварювального струму прямокутної форми (Рис. 1.4а) використовується для зварювання пласких непокритих деталей. Імпульс з похилим переднім фронтом (Рис. 1.4б) застосовують для зварювання окислених деталей, деталей неправильної форми та виробів з алюмінію. Імпульс з похилим заднім фронтом (Рис. 1.4в) використовується для забезпечення високої надійності з'єднань та зниження ймовірності виникнення крихкості та виплесків з'єднань. Імпульс з похилим переднім та заднім спадаючим фронтом (трапецеїдальний) поєднує переваги застосування двох вище згаданих форм імпульсів (Рис. 1.4г) [25], [28], [29], [31].

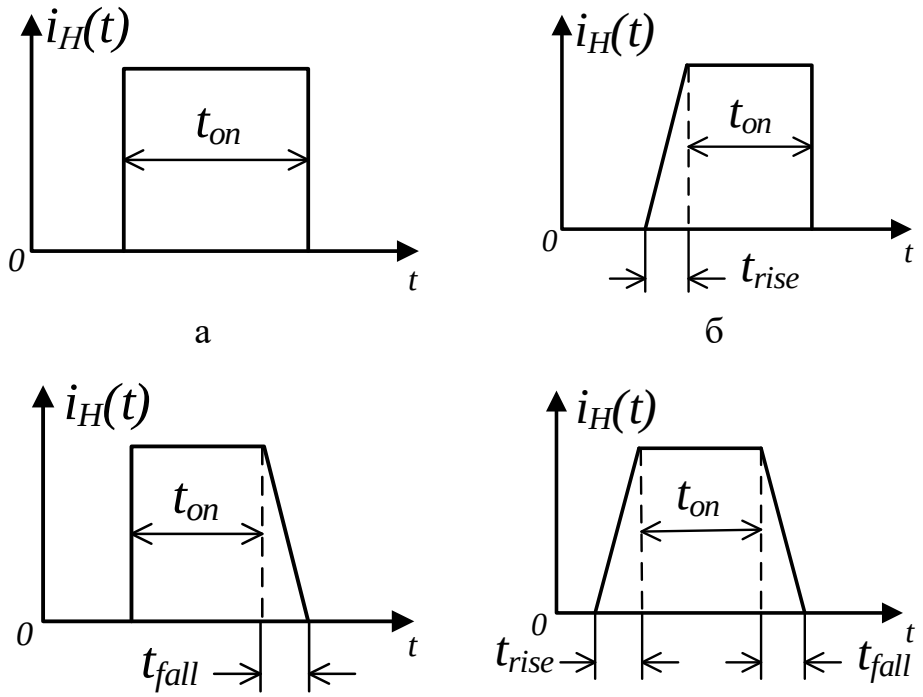


Рис. 1.4 Типові форми зварювальних імпульсів струму

Оскільки, як зазначалось раніше, струм для зварювання споживається короткотривалими імпульсами зі значно тривалішими паузами між ними, то на певному інтервалі може розглядатися як періодична послідовність струму навантаження з періодом T_H, як показано на Рис. 1.2 та бути описаним виразом (1.1) [3], [9], [16], [30]. Якщо розглядати послідовність зварювальних імпульсів як періодичне імпульсне навантаження, то $i_{H\max}$ – це максимальне значення струму,

що споживається протягом зварювання, тоді як мінімальне значення струму $i_{H\min}$ рівне нулю протягом пауз між зварювальними циклами. Таким чином, зварювальний струм може бути представлено як суму постійної та змінної складової та описуватись виразами (1.2) – (1.5) [16], [37], [30], [33]

Ці особливості енергоспоживання можуть спричинити негативний вплив зварювальних апаратів на промислову мережу. Існує декілька традиційних підходів до розробки систем живлення для обладнання мікрозварювання, що враховують вищерозглянуту специфіку енергоспоживання [25], [26], [30], [33], [38], [39]. Перша топологія побудована на основі тиристорних регуляторів змінної напруги (також відома, як AC Type), яка використовує трансформатор, що знижує напругу промислової мережі до значення необхідного для зварювання, струм зварювання протікає через вторинну обмотку трансформатора протягом короткого інтервалу часу [26], [36], [40]. Наступний підхід базується на використання імпульсних трансформаторів середньої частоти (MFDC - Mid Frequency DC welding transformer), основна відмінність від першого типу полягає в тому, що робоча частота трансформатора знаходиться в межах від кількох сотень до кількох тисяч Гц на відміну від частоти змінного струму 50-60 Гц [26], [40]. Наступна топологія – Transistor Type або Linear DC Type, що побудована на основі транзисторних регуляторів, як і в попередній топології, трансформатор знижує напругу мережі, випрямлена напруга подається на електроди через транзисторний регулятор, який контролює зварювальний струм [26], [40], [41]. Топологія з проміжним накопиченням енергії (Capacitive Discharge Type) використовує для зварювання енергію накопичену, найчастіше, в ємнісних елементах [18], [40], [26].

В роботах [30], [33], [25], [26], наведено детальний аналіз переваг та недоліків вищезгаданих топологій джерел живлення для обладнання контактного мікрозварювання, а також особливості їх застосування від форми, матеріалу зварюваних деталей та галузі їх застосування. Тим не менш слід відмітити, що джерела живлення розроблені за топологією з проміжним споживанням енергії характеризуються високою надійністю, поліпшеною електромагнітною сумісністю з промисловою мережею порівняно з джерелами, що побудовані за

вище згаданими топологіями з прямим споживанням енергії (Direct Energy) [34], [40], [43], [44], [45].

На Рис. 1.5 наведено узагальнену структурну схему джерела живлення для обладнання контактного мікрозварювання, що побудовано за топологією з проміжним накопиченням енергії. Зарядний пристрій споживає енергію від промислової мережі та забезпечує необхідне значення та форму зарядного струму, крім того, необхідно забезпечити гальванічну розв'язку між мережею і навантаженням та корекцію коефіцієнту потужності. Накопичувачами можуть бути і електролітичні конденсатори великої ємності, різні типи АБ, СК та комбінації вищезгаданих ємнісних елементів. Формувач імпульсів на Рис. 1.5 наведено у вигляді двох комірок, однак для забезпечення зварювального струму необхідної форми та амплітуди використовується N-комірок паралельно підключених до гібридного ємнісного накопичувача. У якості однієї такої комірки можуть бути застосовані різні топології перетворювачів постійного струму, що на Рис. 1.5 позначено, як *К_1…К_N* [28], [29], [43], [30], [33].

Одним з недоліків використання СК або електролітичного конденсатора в якості проміжного накопичувача є те, що його вихідна напруга є лінійно пропорційною стану заряду, тобто вона збільшується або зменшується при заряді чи розряді СК. Таким чином, ефективність Формувача імпульсів, що живиться від СК, значно варіюється в залежності від рівня напруги на ньому [46], [47], [29], [45]. З іншого боку, АБ мають вищу щільність енергії, однак через низьку питому щільність потужності не здатні забезпечити необхідну амплітуду заварювального імпульсу, що значно перевищує значення їх номінального розрядного струму [48], [49].

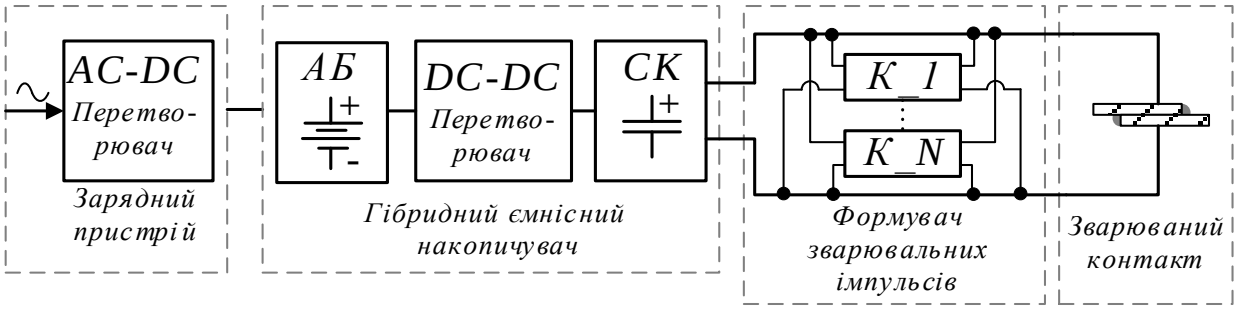


Рис. 1.5 Узагальнена структурна схема системи енергоживлення обладнання для контактного мікрозварювання

Таким чином, застосування гібридних ємнісних накопичувачів енергії, які включають АБ та СК і поєднують в собі їх переваги, дозволяє забезпечити імпульсні режими споживання значної потужності в навантаженні та тривалий час роботи в умовах обмеженого доступу до промислової мережі зварювальних установок чи аварійного режиму [44],[28], [44], [46].

1.2 Енергетичні характеристики ємнісних накопичувачів енергії

1.2.1 Характеристики та еквівалентні моделі суперконденсаторів

Останнім часом, зростає інтерес до застосування СК, які також відомі як конденсатори з подвійним електролітичним шаром, гібридні конденсатори та ультраконденсатори в галузях силової електроніки. Вперше концепція конденсаторів з подвійним шаром була запропонована німецьким фізиком Германом фон Гельмгольцем у 1853 році [50], [51]. Однак, лише 1957 року компанія Дженерал Електрік (General Electric Company) отримала перший патент на електрохімічні конденсатори на основі технології описаної Германом фон Гельмгольцем. Для цих конденсаторів використовувались пористі вуглецеві електроди та двошаровий механізм для заряду. Того ж року японська компанія Ніппон Електрік Кампані (Nippon Electric Company) отримала ліцензію на використання технології накопичення енергії на основі подвійного електричного шару. У1957 році на основі цієї ж технології було виготовлено перші промислові зразки електрохімічних конденсаторів, що використовувались для резервної пам’яті обчислювальних машин [43], [45]. Однак, вищезгадані зразки не знайшли широкого застосування, лише 1971 року японська компанія Ніппон Електрік Кампані виготовила перші комерційно успішні зразки конденсаторів з подвійним шаром, що стало початком швидкого розвитку та широкого застосування цих конденсаторів [51]. Сьогодні освоєнням та покращення технології виробництва СК займаються компанії, що спеціалізуються на виробництві електронних компонентів, з поміж яких Максвел (Maxwell), Панасонік (Panasonic), Несскап (Nesscap), Юнаско (Yunasko) та ін.

Структура СК складається з двох електродів розділених сепаратором (Рис. 1.6). Сепаратор змочено електролітом для запобігання виникненню контакту між

електродами, матеріал сепаратора повинен бути пористим, щоб забезпечити перенос іонного заряду, в той же час мати високий електричний опір, високу іонну провідність та бути достатньо тонким для забезпечення необхідних характеристик. Зазвичай полімерні та паперові сепаратори використовуються з органічними електролітами, а керамічні та скловолокнисті поєднуються з водними електролітами [19]. В залежності від технології зберігання енергії, та конфігурації комірок СК розділяють на три групи: EDLC (electric double-layer capacitors, конденсатори із подвійним електричним шаром), псевдоконденсатори (pseudocapacitors) та гібридні конденсатори (hybrid capacitors). Завдяки низькій вартості, налагодженому промисловому виробництву, нанопористі вуглецеві матеріали найчастіше використовуються для виробництва EDLC. Електроди псевдоконденсаторів виготовляють на основі електропровідних полімерів та оксидів металів, інколи на основі пористого вуглецю, що дозволяє поєднати технології зберігання псевдоємнісного та електростатичного зарядів. Використання таких матеріалів дозволяє отримати вище значення питомої ємності у порівнянні з EDLC. Механізм накопичення заряду псевдоконденсаторів базується на швидких окиснювано-відновлюваних реакціях, що відбуваються у на поверхні електродів, а не в їх основному об’ємі порівняно з АБ. Відносно короткий термін експлуатації – один з основних недоліків псевдоконденсаторів. Гібридні конденсатори поєднують технологію накопичення заряду EDLC та псевдоконденсаторів або АБ, прикладом такого поєднання є літій-іонні конденсатори (LiC) [17], [18], [8].

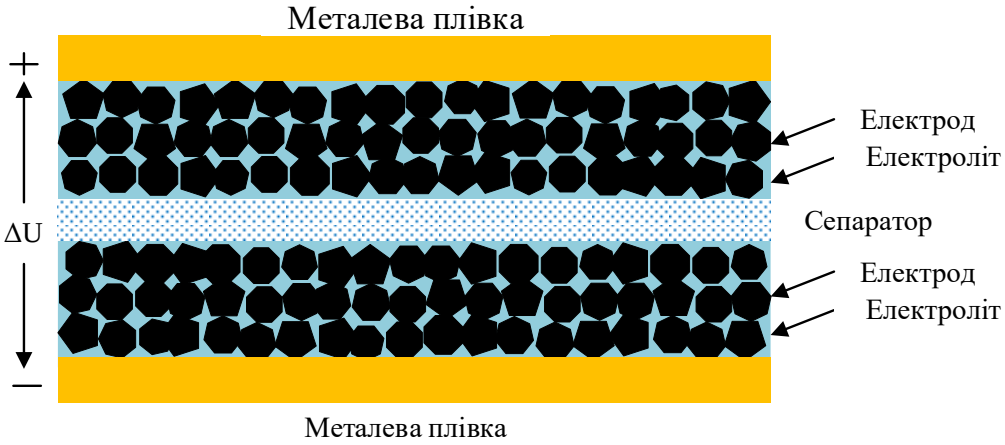


Рис. 1.6 Внутрішня структура СК

Таким чином, енергетичні характеристики СК заповнюють пробіл між алюмінієвими електролітичними конденсаторами та АБ, СК здатні накопичувати велику кількість енергії, однак не здатні забезпечувати високу щільність потужності, через технологію накопичення заряду. Наприклад, щільність потужності СК нижча ніж електролітичного конденсатора, однак досягає значення до 10кВт/кг. З іншого боку, щільність енергії СК в кілька разів перевищує цей показник в електролітичних конденсаторів.

Для аналізу зарядно-розрядних характеристик СК в системах енергоживлення використовують еквівалентні моделей заміщення, що дозволяють враховувати різні параметри СК та прогнозувати їх поведінку в колах силової електроніки. Наприклад, класична еквівалентна модель заміщення СК наведена на Рис. 1.7а, складається з трьох елементів: конденсатора *C* з номінальною ємністю СК, послідовно резистора *R*, що представляє послідовний еквівалентний опір (ESR) СК, паралельного резистора *Rp*, який враховує явище саморозряду СК та визначається як відношення номінальної напруги до струму саморозряду, ці параметри зазвичай вказано в документації від виробника СК [51]. Простота ідентифікації параметрів дозволяє легко реалізовувати таку модель для імітаційного моделювання та попередніх розрахунків. Класична еквівалентна модель може бути спрощена шляхом неврахування резистора *Rp,* оскільки опір *Rp* значно менше ніж *R,* тому він не має значного впливу на результати аналізу протягом короткого інтервалу часу в кілька мілісекунд. Така модель може достатньо точно описати динамічну поведінку СК протягом кількох секунд, що значно обмежує її застосування для моделювання реальної поведінки СК. Еквівалентна модель першого порядку СК (Рис. 1.7б) є удосконаленням класичної моделі, за рахунок додаткового параметру *L* – послідовна еквівалентна індуктивність, представляє індуктивність контактів СК [51] [53].

Луїсом Зубіета була запропонована модель СК, що дозволяє представити СК в більш широкому часовому діапазоні [54]. На Рис. 1.7в наведена модель Зубіета, яка складається з трьох паралельно з’єднаних *RC*-ланок. Перша *RC*-ланка моделює СК в початковий момент часу, що триває кілька секунд. Ця ланка складається з залежного від напруги диференційного конденсатора, з постійною

ємністю C_I, конденсатора зі змінною ємністю C_V, послідовного еквівалентного опору R_I. Друга *RC*-ланка, так звана ланка затримки, складається з послідовно з'єднаних конденсатора та резистора з параметрами C_d та R_d відповідно та відображає поведінку СК після початкового моменту часу від кількох секунд до кількох хвилин. Остання, третя ланка, з параметрами елементів R_1 та C_1, моделює поведінку СК на інтервалі часу від кількох хвилин до кількох десятків хвилин. Паралельно до цих трьох ланок підключено резистор *Rp*, який моделює явище саморозряду [55], [56], [57], [58]. Визначення параметрів кожної гілки відбувається по черзі починаючи з першої. Таким чином, значення параметрів C_I та C_V першої *RC*-ланки визначається з виразів (1.8) та (1.9) відповідно. Для визначення необхідних експериментальних значень, повністю розряджений СК заряджають постійним струмом амплітудою кілька ампер протягом 20 мс, потім знаходять значення резистора R_I, як відношення виміряної напруги на клемах СК до амплітуди зарядного струму. Дані для розрахунку C_I отримують після заряду струмом такої ж амплітуди до збільшення напруги СК на 50 мВ від попереднього значення.

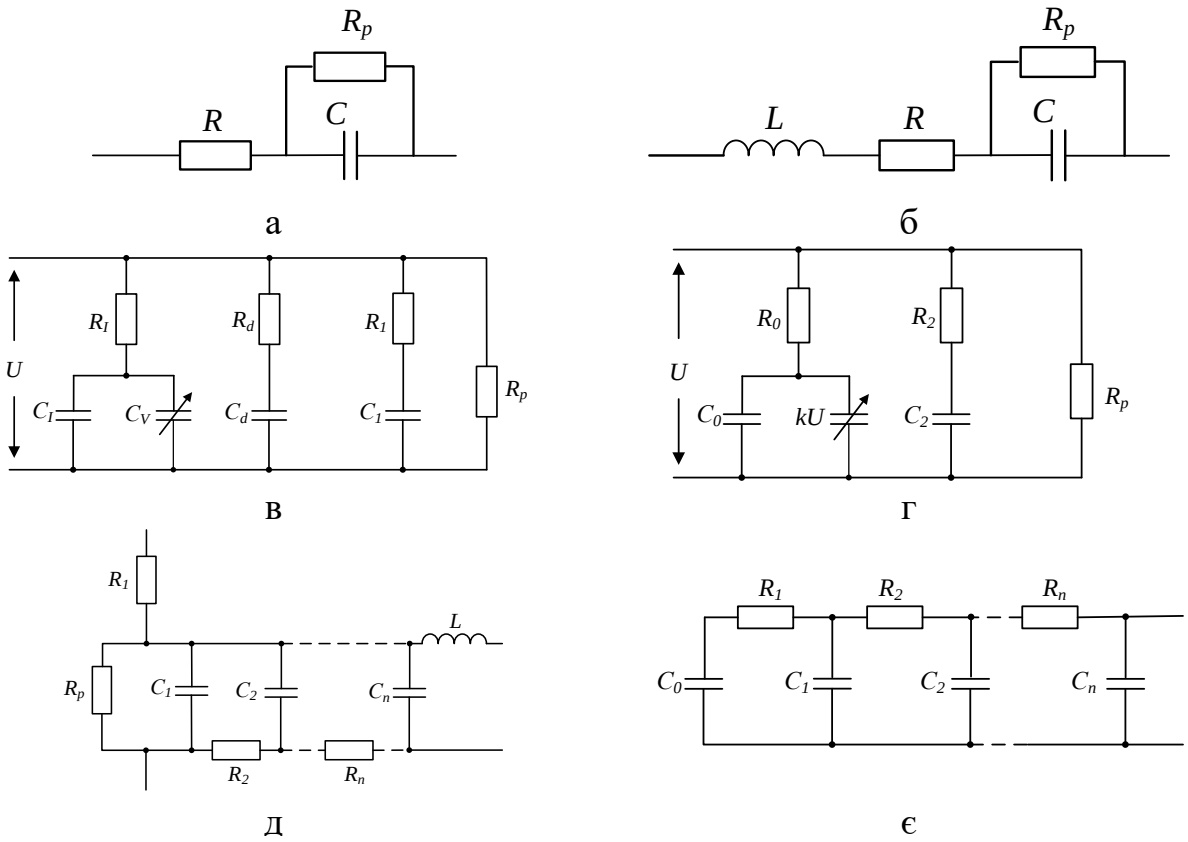


Рис. 1.7 Еквівалентні моделі заміщення СК в колах силової електроніки

Щоб визначити значення C_V, СК додатково заряджають до номінальної напруги та вимірюють напругу на клемах через 20 мс після відключення джерела струму [55], [56], [59].

$$C_I = I_{ch}\frac{\Delta t}{\Delta U} \tag{1.8}$$

$$C_V = \frac{2}{U_1}\left(\frac{I_{ch}\left(t_1 - 20\text{мс}\right)}{U_1}\right) - C_I \tag{1.9}$$

де I_{ch} – амплітуда зарядного струму, Δt – інтервал часу необхідний для збільшення напруги СК на 50 мВ, ΔU становить 50 мВ, U_1 – напруга на клемах СК в момент t_1, t_1 – час необхідний для заряду СК до номінального значення плюс 20 мс після відключення джерела постійного струму [54], [60].

Подібною за своєю структурою до моделі Зубіета є дволанкова модель еквівалентна СК, наведена на Рис. 1.7г, однак в цій моделі перша *RC*-ланка моделює основний накопичувач та складається з конденсатора постійної ємності C_1 та конденсатора ємність, якого залежить від напруги на клемах СК. Друга *RC*-ланка моделює перерозподіл енергії в об’ємі СК, що триває протягом трьох сталих часу після завершення заряду першої гілки, *Rp* як і в моделі Зубіета моделює явище саморозряду СК [61], [62].

Методика визначення параметрів дволанкової моделі передбачає чотири вимірювання напруги на клемах СК: два вимірювання протягом процесу заряду (до досягнення номінального значення напруги); вимірювання після 10-15 хв після заряду; кроку напруги, протягом перших кількох секунд заряду якщо вказано струм зарядки I_{ch}. Експериментально отримані дані використовуються в алгебраїчних рівняннях для визначення параметрів моделі [56], [62], [63].

$$R_1 = \left(\frac{U_1 - U_2}{I_{ch}}\right), \tag{1.10}$$

$$C_1 = \left(\frac{t_1}{U_1} - \frac{U_1 t_2 - U_2 t_1}{U_2^2 - U_1 U_2}\right) I_{ch}, \tag{1.11}$$

$$k = 2\left(\frac{U_1 t_2 - U_2 t_1}{U_1 U_2^2 - U_1^2 U_2}\right) I_{ch}, \tag{1.12}$$

$$Q_{total} = C_2 U_{3\tau} + (C_1 + \frac{k}{2} U_{3\tau}) U_{3\tau}, \quad (1.13)$$

де I_{ch} – амплітуда зарядного струму, U_1 та U_2 – виміряне значення напруги, в момент часу t_1та t_2 відповідно, $\tau = C_2R_2$ – стала часу другої *RC*-ланки, $U_{3\tau}$ – виміряне значення напруги в момент часу 3τ.

Незважаючи на спрощену методику визначення параметрів дволанкової моделі у порівнянні з моделлю Зубіета, застосування такої моделі ускладнює необхідність проведення експериментальних вимірювань та додаткових розрахунків, що вимагають наявність спеціалізованого обладнання [53], [63].

Для представлення імпедансу СК на різних частотах застосовується каскадна модель СК, яка складається з паралельно з'єднаних *RC*-ланок (Рис. 1.7д) [59], [61]. Збільшення кількості *RC*-ланок забезпечує краще моделювання поведінки СК навіть на високих частотах, однак такий підхід збільшує час обчислень при моделюванні. З іншого боку, для представлення імпедансу СК в діапазоні низьких частот достатньо від однієї до трьох ланок. Перша ланка, так звана швидка ланка, складається з резистора та конденсатора з параметрами R_1 та C_1 відповідно, представляє розподіл енергії під час заряду/розряду СК. Друга ланка з параметрами елементів R_2 та C_2 – повільна ланка, описує розподіл енергії всередині СК. Резистор *Rp*, як і в класичній моделі, дозволяє врахувати явище саморозряду СК. Індуктивність виводів СК представлена послідовно підключеною індуктивністю *L*.

Параметри каскадної моделі СК визначають на основі вимірювань імпедансу, для цього на СК подається синусоїдальна напруга низької амплітуди та вимірюється результуючий синусоїдальний струм. Величина та фаза розраховуються на основі отриманих даних з допомогою комп'ютерної програми розробленої в університеті Твенте (University of Twente) [61]. Збільшення кількості резистивно-конденсаторних ланок веде до підвищення якості прогнозування характеристик СК. Тим не менш не існує фіксованої кількості *RC*-ланок, що необхідно для отримання точних результатів при прогнозуванні характеристик СК. Крім того, складна методика отримання параметрів моделі, що

потребує додаткових експериментальних досліджень значно обмежує застосування цієї моделі [51].

Схема моделі СК як довгої лінії (Transmission Line Model) наведена на Рис. 1.7є, СК як і звичайний конденсатор може бути змодельований як довга лінія. Така модель показує, що ємність шарів СК має нелінійну залежить від площі їх поверхні [51], [55]. Моделі СК як лінії передачі відображає фізичну структуру та електрохімічні процеси СК. Однак моделювання СК як довгої лінії вимагає складних аналітичних розрахунків та експериментальних досліджень [64].

В Таблиця 1.2 наведено коротку порівняльну характеристику вищезгаданих еквівалентних моделей СК, кожна з яких може бути використана для моделювання СК, що застосовуються в системах енергонакопичення та силовій електроніці, однак на практиці найчастіше використовуються класична модель та модель Зубіета [51]. Класична еквівалентна модель СК є найпростішою, необхідно лише три параметри, які зазвичай представлені у технічній документації, тому така модель найчастіше використовується для попередніх розрахунків та моделювання. Однак для більш точного прогнозування характеристик СК застосовують моделі, що враховують поведінку СК в різних часових діапазонах. Наприклад у каскадній моделі використовують мінімум сім параметрів, ідентифікація яких відбувається шляхом експериментальних досліджень. В літературі існує припущення, що чим більша кількість ланок каскадної моделі тим точніше опис СК, однак визначення мінімальної кількості ланок необхідних для достатньо точного опису СК під час моделювання є складною задачею. Моделювання СК, як довгої лінії є теоретичним підходом до опису СК, визначення параметрів вимагає складних теоретичних розрахунків. Модель Зубіета складається з восьми параметрів, які визначаються в результаті експериментальних досліджень, також використовується для моделювання СК в колах силової електроніки, оскільки описує СК в широкому часовому діапазоні. Для побудови дволанкової моделі необхідно шість параметрів, які також визначаються шляхом експериментальних досліджень. Таким чином, в літературі не має одностайної думки, щодо найбільш ефективного моделювання СК, які використовуються в схемах електроживлення. Однак за рахунок простоти

визначення параметрів та мінімальній їх кількості найбільш поширеним є використання класичної еквівалентної моделі СК [51], [53], [59], [61], [62], [65].

Таблиця 1.2

Модель СК	**Кількість параметрів**	**Складність визначення параметрів**
Класична	3	Інформація надається виробником
Першого порядку	4	Інформація надається виробником
Каскадна	≥7	Експериментальні вимірювання
Зубіета	8	Експериментальні вимірювання
Дволанкова	6	Експериментальні вимірювання
Лінія передачі	≥10	Теоретичні розрахунки

Оскільни номінальна напруга СК є досить низькою (зазвичай 2,5-2,7 В), для забезпечення необхідного рівня напруги використовується послідовне з'єднання СК [66], [67]. Еквівалентна схема модуля складається з *n* СК з номінальною напругою $U_{ном}$ та послідовним еквівалентним опором $R_{СК}$, $U_{вх}$ – джерело напруги заряду СКМ (Суперконденсаторного модулю), R_H – еквівалентний опір навантаження, як наведено на Рис. 1.8 [68], [67].

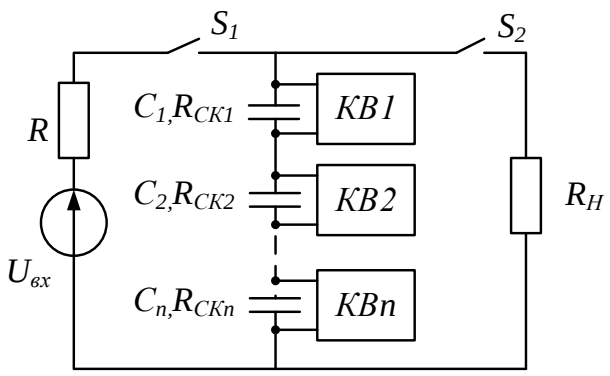


Рис. 1.8 Еквівалентна схема заміщення СКМ та кіл заряду/розряду

Для аналізу схеми модуля слід прийняти такі припущення: в перший момент часу всі СК розряджені, ключі S_1 та S_2 розімкнені. Після замикання ключа S_1 починається процес заряду СК від джерела напруги $U_{вх}$ з внутрішнім опором *R*. Струм заряду СКМ $i_{ch}(t)$ дорівнює відношенню вхідної напруги до внутрішнього опору, по мірі збільшення накопиченого заряду СК струм зменшується відповідно до експоненціальної залежності [69], [68], [70]:

$$i_{ch}(t) = I_{\max} \exp\left(\frac{t}{\tau}\right), \tag{1.14}$$

де $\tau = rC$ – стала часу; C – номінальна ємність СК модуля, визначається з виразу (1.15); $I_{\max}$ – максимальний струм заряду модуля; t – час заряду.

$$C = \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + ... + \frac{1}{C_n}\right)^{-1} \tag{1.15}$$

де C_1, C_2, ... C_n – ємність n-го СК модуля.

Таким чином, за рахунок відмінності фактичного значення ємності СК від номінального, в межах допуску (зазвичай ±20 %), фактичне значення напруги комірок, теж буде відрізнятися. В загальному випадку, напруга СК модуля протягом заряду визначається виразом [17], [45], [50], [71]:

$$u_{CK}(t) = \frac{1}{C_n}\int_0^t i_{ch}(t)dt, \tag{1.16}$$

де $u_{CK}(t)$ – напруга n-го СК; C_n – ємність n-го СК; $i_{ch}(t)$ – зарядний струм СК модуля.

Отже, вираз (1.16) вказує на обернену залежність напруги СК від ємності протягом заряду, якщо ємність СК нижча ніж номінальна то його напруга буде перевищувати номінальне значення, а якщо більшою – рівень заряду СК буде нижчим за номінальний за той самий інтервал часу. Таким чином, в процесі заряду на СК з нижчою ємністю може виникнути явище перенапруга, оскільки ці елементи досягнуть номінальної напруги за менший інтервал часу, продовження заряду призведе негативного впливу на характеристики та термін експлуатації СК. З іншого боку, якщо припинити процес заряду то СК з вищою ємністю будуть заряджені неповністю, що знижує ефективність використання їх ресурсу [72], [73], [17], [71], [74].

Аналогічні твердження справедливі для процесу розряду СКМ, після замикання ключ S_2 на опір навантаження R_H, при розімкненому ключі S_1. За умови, що всі СК були заряджені до номінальної напруги, після повного розряду модуля СК з ємністю більшою за номінальну зберігають деякий позитивний заряд, а з

нижчою – стають негативно зарядженими, тобто відбувається зміна полярності, що призводить до деградації характеристик елементів [72], [73].

Для забезпечення роботи модулю послідовно з'єднаних СК використовуються схеми вирівнювання напруги. Існує два типи схем вирівнювання напруги, а саме: пасивні та активні [66], [74], [75]. Під час пасивного вирівнювання надлишкова енергія СК розсіюється у вигляді тепла, що негативно впливає на температурні характеристики систем енергоживлення на основі СКМ [67]. В випадку пасивного вирівнювання використовуються резистори підключені паралельно до комірки СК, які розсіюють надлишкову енергію, як показано на Рис. 1.9а. Реалізація схем пасивного вирівнювання напруги комірок СКМ є простою та дешевою, однак має низький ККД (коефіцієнт корисної дії) через розсіювання енергії у вигляду тепла на паралельно підключених елементах. Схеми пасивного вирівнювання зазвичай застосовуються для модулів, що використовуються в системах з низькою потужністю [66], [71], [73], [74].

Іншим типовим підходом до пасивного вирівнювання напруги комірок СКМ є використання стабілітронів, як показано на Рис. 1.9б. Напруга СК обмежується напругою стабілізації паралельно підключеного стабілітрона. В такій схемі вирівнювання, втрати потужності є значно нижчими ніж при використанні резисторів. Однак, слід врахувати, що потужність стабілітронів повинна бути розрахованою на максимальний струм заряду СК, крім того, температурна залежність та допуск напруги стабілізації в більшості випадків не дозволяють забезпечити необхідну точність напруги на СК [67], [73].

Вищу точність напруги вирівнювання порівняно з вищезгаданими схемами здатна забезпечити схема пасивного вирівнювання на основі ОП (операційного підсилювача) та шунтуючих резисторів (Рис. 1.9в). Напруга СК порівнюється з опорним значення, якщо напруга СК перевищує опорну, то транзистор Q_1 переходить в стан провідності, струм заряду протікає через транзистор Q_1 та резистор R_1. Перевагою такої схеми вирівнювання є можливість досягти заданої напруги на СК з низькою похибко, за рахунок використанням компараторів високої точності. З іншого боку, до недоліків слід віднести наявність додаткових

елементи, таких як ОП та транзистор, низький ККД, оскільки, енергія розсіюється у вигляді тепла шунтуючими резисторами. Крім того, процес вирівнювання починається, якщо напруга СК досягає номінального рівня протягом заряду [74], [75].

Таким чином, схеми пасивного вирівнювання напруги СК модулю находять широке застосування завдяки простоті реалізації, низькій вартості, модульності, незважаючи на те, що мають нижчі показники ККД та гірші температурні характеристики ніж схеми активного вирівнювання [70] .

В схемах активного вирівнювання енергія перерозподіляється між комірками СКМ за допомогою напівпровідникових перетворювачів. Розрізняють три типові моделі розподілу енергії між комірками СКМ:

– від комірки до комірки (cell to cell mode), відповідно до якої енергія від комірки з надлишковою енергією передається до СК з нижчим рівнем заряду [75], [77], [78];

– від комірки до модулю (cell to stack mode), енергія від СК з найвищим рівнем заряду передоється до всього модулю [77], [79];

– від модулю до комірки (stack to cell mode), енергія від модулю передається комірці з найнижчим рівнем заряду [72], [80].

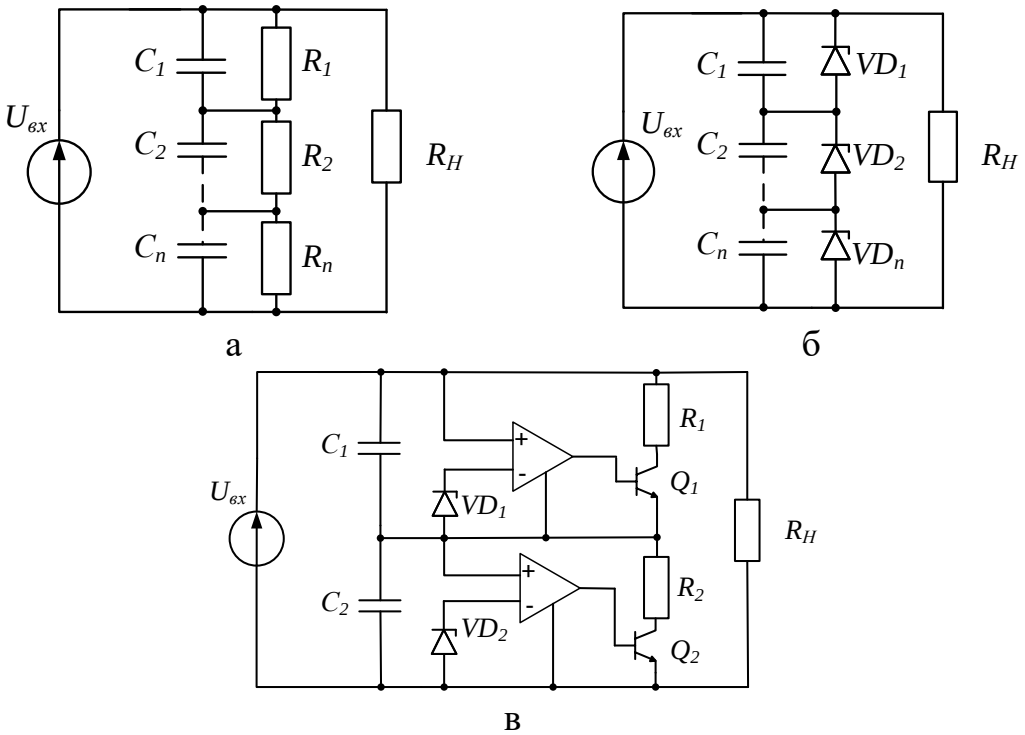


Рис. 1.9 Схема пасивного балансування напруги СК модулю

Слід відмітити, що в моделі від комірки до комірки струм вирівнювання є низьким, за великої кількості комірок процес вирівнювання є досить повільним у порівнянні з іншими моделями, що значно обмежує застосування цього методу в портативних пристроях, зокрема в бортових модулях електромобілів. В моделі балансування від комірки до модулю струм вирівнювання обмежується однією коміркою, такий метод є ефективним в системах швидкого заряду СКМ. В моделі вирівнювання від модулю до комірки можливо досягти високого струму вирівнювання, що значно вплине на швидкість процесу вирівнювання напруги, такий метод найчастіше застосовується для в системах швидкого заряду [69], [74].

Таким чином, за рахунок використання схем активного вирівнювання може бути досягнуто вищий ККД, порівняно з підходами на основі пасивних схем вирівнювання, оскільки енергія перерозподіляється між комірками СКМ, а не розсіюється у вигляді тепла. З іншого боку, реалізація схем для активного вирівнювання напруги СКМ є складнішою, вони мають вищу вартість, гірші масо-габаритні показники та складніше масштабуються порівняно з пасивними схемами [67], [69], [74].

1.2.2 Характеристики та еквівалентні моделі акумуляторних батарей

Сьогодні, промисловістю виготовляється різні типів АБ, які широко використовуються в електротранспорті, системах відновлювальної енергетики, системах Microgrid, портативних пристроях промислового та індивідуального використання [81], [13], [82], [83]. Типові значення питомої щільності потужності та щільності енергії найбільш поширених типів АБ (Рис. 1.10).

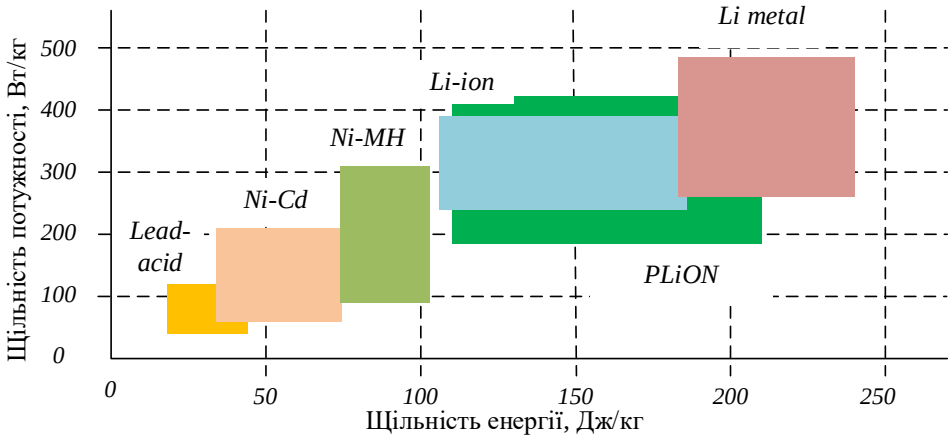


Рис. 1.10 Графік Рейгона для різних типів АБ

Ключові параметри за якими класифікуються АБ: питома щільність потужності; питома щільність енергії; відношення енергії розряду до енергії заряду; термін експлуатації; кількість зарядно-розрядних циклів. Таблиця 1.3 ілюструє ключові характеристики найпоширеніших типів АБ [21], [84], [85], [86].

Таблиця 1.3

Характеристики	**Тип АБ**				
	Свинцево-кислотний	Нікель-кадмієвий	Нікель-метал-гідридний	Літій-іонний	Літій-полімерний
Кількість робочих циклів	200…300	1000	300…600	600…3000	500…1000
Номінальна напруга, В	2.0	1.2	1.2	3.2…3.7	3.7
Питома щільність енергії, Вт-год/кг	30…50	50…80	60…120	100…270	100…220
Питома щільність потужності, Вт/кг	180	150	250…1000	250…680	200..450
Коефіцієнт саморозряду, %/місяць	5	20	30	3…10	90
Ефективність заряду, %	50…95	70…90	65	80…90	80…90
Температура заряду, °С	-20…50	0…45	0…45	0…45	0…45
Температура розряду, °С	-20…50	-20…65	-20…65	-20…60	-20…60
Вартість, $/кгВт	25…40	200…500	275…550	200…500	200…500

Далі коротко наведено особливості різних технологій виготовлення АБ, що застосовуються сучасною промисловістю. Наприклад, технологія виготовлення свинцево-кислотних АБ (Lead–acid battery), за рахунок низької вартості сировини, має одну з найнижчих собі вартостей технологій накопичення енергії, однак низькі показники щільності енергії. Такі АБ використовуються в системах де низька ціна є більш важливим фактором ніж масо-габаритні показники. Свинцево-кислотні АБ застосовуються в системах забезпечення безперебійного електроживлення важливих енергоспоживачів, телекомунікаційному обладнанні,

системах аварійного освітлення, охоронно-пожежних системах, системах електроживлення медичної техніки. До переваг свинцево-кислотних АБ слід віднести широкий діапазон робочих температур, іскробезпека, високий відсоток переробки (близько 95%), що є одним з найвищих показників серед технологій виготовлення АБ. Однак, через низьку щільність енергії, вага та розміри свинцево-кислотних АБ значно обмежують їх застосування в портативних пристроях та електротранспорті [85], [87], [88].

Нікель-кадмієві АБ (Nickel–cadmium battery, NiCd) характеризуються вищою щільністю енергії та значно вищою щільністю потужності у порівнянні з свинцево-кислотними АБ. Галузь застосування нікель-кадмієвих АБ подібна до свинцево-кислотних, та включає електротранспорт та портативні пристрої. Проте, суттєвим недоліком цього типу АБ є висока вартість технології виготовлення, складна технологія утилізації, втрата ємності протягом тривалого зберігання. До переваг нікель-кадмієвих АБ слід віднести широкий діапазон робочих температур, іскробезпеку, простоту обслуговування, низький внутрішній опір [85], [87].

Наступною є технологія виготовлення нікель-метал-гідридні АБ (Nickel–metal hydride battery, NiMH), що була розроблена на основі технології виготовлення нікель-кадмієвих АБ, з метою збереження їх переваг та припинення використання токсичного елементу кадмію. За своїми характеристиками ці два типи АБ дуже схожі та мають подібні галузі застосування, зокрема електротранспорт та портативні пристрої господарського та промислового призначення. Однак, нікель-метал-гідридні АБ характеризуються приблизно в двічі більшою щільністю енергії ніж нікель-кадмієві АБ, але мають менший діапазон робочих температур [86], [89], [90].

Останнім часом, все більший сегмент АБ накопичувачів займають літій-іонні АБ (Lithium-ion batteries). Літій-іонні АБ – це узагальнений термін, для позначення різних матеріалів, що використовуються для виробництва АБ. В залежності від комбінацій використаних матеріалів, варіюються характеристики, такі як, щільність потужності, щільність енергії, робоча температура, термін експлуатації, кількість зарядно-розрядних циклів [85]. Технологія цих АБ є

відносно новою порівняно з свинцево-кислотними та нікель-кадмієвими АБ, була комерціалізована на початку 1990-х років. Серед доступних сьогодні технологій виробництва, літій-іонні АБ найчастіше використовуються для портативних пристроїв, побутової електроніки, електротранспорту. Такий спектр застосування спричинено високою надійністю, довговічністю, високою питомою щільністю енергії, масо-габаритними показниками, та здатності швидко заряджатися/розряджатися. Крім того, літій-іонні АБ також використовуються в системах резервного живлення, системах відновлювальної енергетики [84], [91]. Основним недоліком літій-іонних АБ є висока вартість технології виробництва, на яку впливає необхідність у специфічній упаковці та внутрішніх колах захисту від перезаряду [84], [91].

Літій-іонні АБ в залежності від типу матеріалу анода можна розділити на два основні типи: літій іонні та літій металеві. Сьогодні промисловістю виготовляються літій-іонні АБ на основі різних комбінацій матеріалів для аноду та катоду. Таблиця 1.4 стисло ілюструє основні характеристики АБ в залежності від хімічних матеріалів використаних при виготовлені АБ [84].

Таблиця 1.4

Характеристики	**Матеріали АБ**					
	LCO	LMO	NCA	NMC	LFP	LTO
Питома ємність, мА/год	140	146	180	145	170	170
Номінальна напруга, В	3,7	3,8	3,6	3,6	3,3	2,2
Питома щільність ен-ії, Вт-год/кг	110-190	100-120	100-150	100-170	90-115	60-70
Кількість робочих циклів	500-1000	1000	2000-3000	2000-3000	>3000	>5000
Виробники	Sony, Kokam	Hitachi, Sanyo, Samsung, Toshiba,	SAFT, PEVE, AESC	Hitachi, Sanyo, Samsung	Yuasa, SAFT, EIG, Lishen	Altairnano, EIG, Leclanche

Кожен з цих хімічних елементів має певні технологічні та економічні характеристики при використанні у технології виробництва літій-іонних АБ, серед яких найпопулярнішими є: літій-кобальт-оксидний АБ ($LiCoO_2$ (LCO) lithium cobalt oxide-based batteries); літій-марганець-оксидний АБ ($LiMn_2O_4$

(LMO) Lithium manganese oxide-based batteries); літій-нікель-оксидний АБ ($LiNiO_2$ (LNO) Lithium nickel oxide-based batteries); літій-нікель-кобальт-алюміній-оксидний АБ ($LiNiCoAlO_2$ (NCA) Lithium nickel cobalt aluminum oxide-based batteries); літій-нікель-марганець-оксидний АБ ($LiNiMnCoO_2$ (NMC) Lithium nickel manganese cobalt oxide-based batteries); літій-залізо-фосфатний АБ ($LiFePO_4$ (LFP) Lithium iron phosphate-based batteries); літій-титанат-оксидний АБ ($Li_4Ti_5O_{12}$ (LTO) Lithium titanate oxide-based batteries) [84], [91], [84].

Для представлення зарядно-розрядних характеристик АБ та прогнозування їх зміни у часі в колах енергоживлення використовують еквівалентні моделі заміщення. Найпростіша еквівалентна модель АБ, також відома у зарубіжній науковій літературі, як модель Рінта (Rint model), показана на Рис. 1.11а. Ця модель складається з ідеального джерела наруги U_{OC}, що визначає напругу АБ в режимі холостого ходу та послідовного еквівалентного опору R, ці параметри залежать від стану заряду SoC (State of Charge) та стану працездатності SoH (State of Health), температури. Струм $i_{АБ}(t)$ протягом процесу заряду має негативний знак, протягом розряду – позитивний, $U_{АБ}$ – напруга на клемах АБ. Значення вище перерахованих параметрів зазвичай вказується виробником у технічній документації. Значення напруги АБ може бути знайдено з виразу [21], [92]:

$$U_{АБ} = U_{OC} - i_{АБ}(t)R. \tag{1.17}$$

Еквівалентна модель Тевеніна (Thevenin model) базується на моделі Рінта з послідовно підключенню RC-ланкою, що прогнозує відгук батареї на перехідні процеси навантаження (Рис. 1.11б). R_{th} – опір поляризації, C_{th} – еквівалентна ємність, Rp – опір, за рахунок якого враховано явище саморозряду АБ. Модель Тевеніна може бути описана наступною системою диференційних рівнянь [21], [92], [93]:

$$\begin{cases} u'_{C_{th}} = \dfrac{i_{АБ}}{C_{th}} - \dfrac{u_{C_{th}}}{R_{th}C_{th}} \\ U_{АБ} = U_{OC} - u_{C_{th}} - i_{АБ}R \end{cases} \tag{1.18}$$

Застосування моделі Тевеніна вимагає враховувати припущення, що SoC та VoC (Open Circuit Voltage) є незмінними на всьому інтервалі моделювання.

Однак, таке припущення не дозволяє під час моделювання враховувати зміну напруги на клемах АБ протягом інтервалу роботи, а також інформацію про час роботи. Використання такої моделі є досить обмеженим, оскільки, модель Тевеніна не дає можливості достатньо точно спрогнозувати час роботи навантаження підключеного до АБ при моделюванні та аналітичних розрахунках [21], [94].

RC-модель, наведена на Рис. 1.11г АБ була розроблена компанією SAFT Battery Company, що є виробником АБ. Така модель складається з двох конденсаторів C_C, $C_{АБ}$ та трьох резисторів R, $R_{АБ}$, R_C. Конденсатор C_C – невеликої ємності, моделює поверхневий ефект батареї (surface effect). Конденсатор $C_{АБ}$ – великої ємності, моделює здатність батареї зберігати заряд електрохімічним способом, має назву «конденсатора об'єму». Параметр SoC може бути визначено за напругою конденсатора об'єму. Система диференційних рівнянь, що описує *RC*- модель АБ [91], [95]:

$$\begin{bmatrix} u'_B \\ u'_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dfrac{-1}{C_B(R_E+R_C)} & \dfrac{1}{C_B(R_E+R_C)} \\ \dfrac{1}{C_C(R_E+R_C)} & \dfrac{-1}{C_C(R_E+R_C)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_B \\ u_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dfrac{-R_C}{C_B(R_E+R_C)} \\ \dfrac{-R_E}{C_C(R_E+R_C)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_B \end{bmatrix} \qquad (1.19)$$

де R, R_B, R_C – еквівалентний послідовний опір АБ, послідовний еквівалентний опір конденсатора $C_{АБ}$, послідовний еквівалентний опір конденсатора C_C відповідно; u_C, $u_{АБ}$ – напруга конденсатора C_C та $C_{АБ}$ відповідно.

Еквівалентна модель заміщення на основі імпедансу (Impedance-Based model) (Рис. 1.11д) складається з чотирьох частин, які відображають фізичні процеси та електрохімічні реакції в середині АБ. Індуктивність L та опір R моделюють поведінку АБ в області високих частот, поведінку АБ в області середніх частот моделює конденсатор C_1 з подвійним електролітичним шаром з паралельно підключеним до нього опором R_1, в низькочастотній області АБ представлено Z_W – імпедансом Варбурга (Warburg impedance), що моделює явище дифузії [91], [96]. Методика ідентифікації параметрів моделі передбачає експериментальні дослідження та складні аналітичні розрахунки, крім того не враховує зміну параметру SoC та температури [82], [87], [89].

Модель АБ на основі часу роботи (Runtime-Based Electrical Model) складається з двох частин та побудована на основі вищерозглянутої моделі Тевеніна, як наведено на Рис. 1.11г [94]. Ліва частина моделі складається з конденсатора C_C – ємність АБ, визначається виразом (1.20) та резистора *Rp*, який моделює явище саморозряду АБ, та керованого джерела струму $I_{АБ}$. Ця частина еквівалентної схеми моделює ємність АБ, SoC, час роботи. Права частина – моделює перехідні процеси АБ, як модель Тевеніна. Кероване джерело напруги U_{OC}, задає напругу АБ в режимі холостого ходу. За допомогою цієї моделі можливо змоделювати вплив часу роботи та тривалості експлуатації АБ [94], [96].

$$C_C = Q_{nom} f_1 f_2, \tag{1.20}$$

де Q_{nom} – номінальний заряд АБ, f_1 та f_2 – поправочні коефіцієнти, що залежать від кількості робочих циклів та температури відповідно.

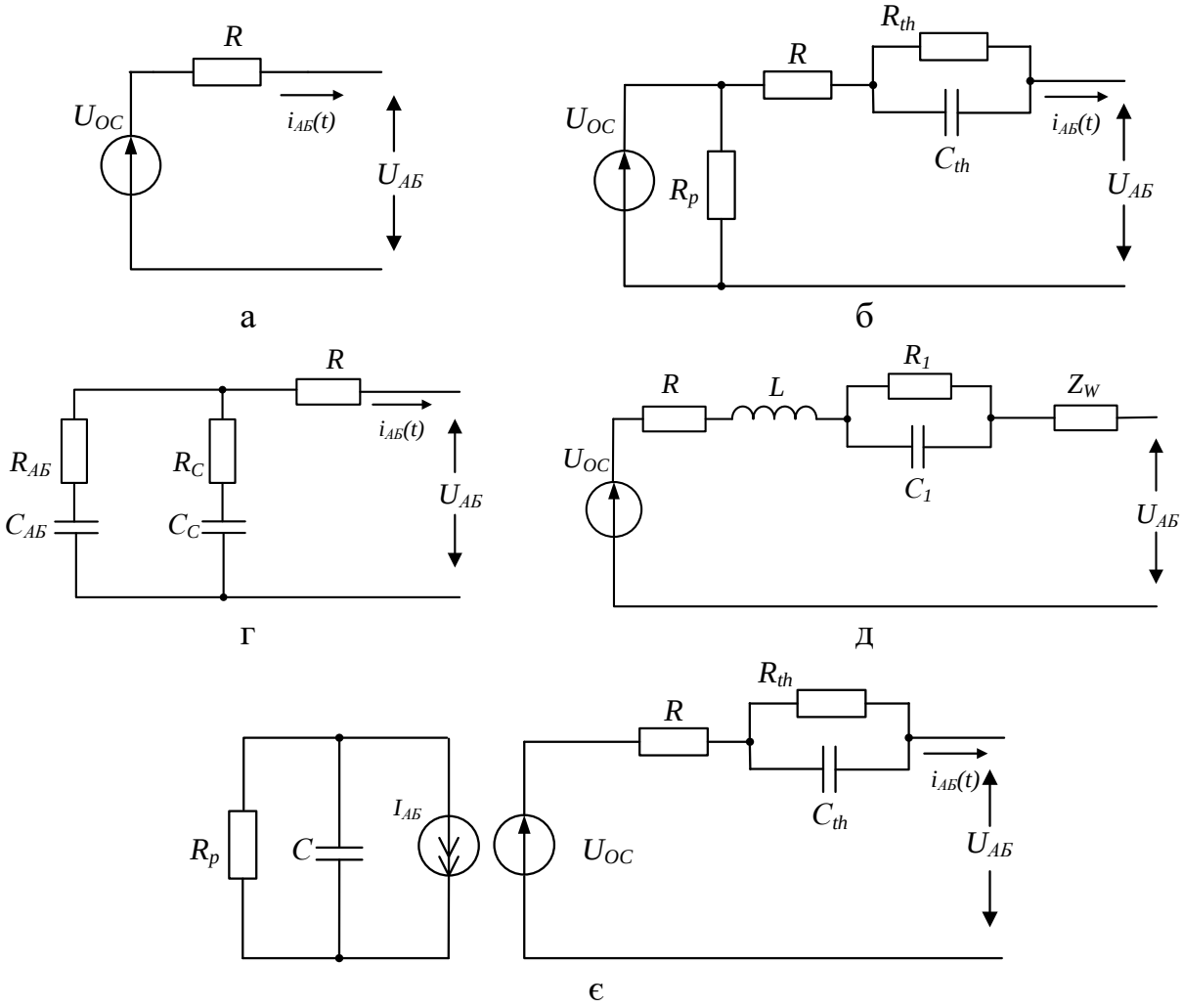


Рис. 1.11 Еквівалентні моделі заміщення АБ в колах силової електроніки

Таким чином, найпростішою та найпоширенішою еквівалентною моделлю АБ є модель Рінта та модель Тевеніна для аналізу в системах енергоживлення, оскільки їх параметри можуть бути легко ідентифіковані.

1.3 Перетворювачі в системах з гібридними накопичувачами енергії на основі акумуляторних батарей та суперконденсаторів

На Рис. 1.12 наведено приклад системи на основі гібридного ємнісного накопичувача енергії типу АБ-СК. Залежно від первинного джерела енергії, електрична мережа чи відновлювальна енергія (наприклад, сонячна панель та ін.), для забезпечення швидкого та ефективного заряду гібридного ємнісного накопичувача використовується зарядний пристрій побудований за топологією AC-DC або DC-DC перетворювача [86], [100], [101].

В залежності характеристик навантаження додатковий DC-AC або DC-DC перетворювач використовується для узгодження рівня напруги гібридного ємнісного накопичувача та навантаження. Перетворювачі силової електроніки можуть бути класифіковані на чотири типи: DC-DC, DC-AC, AC-DC и AC-AC [102], [103], [104]. В гібридних ємнісних системах накопичення енергії DC-DC використовуються для розподілу енергії та узгодження рівнів напруги між АБ та СК у активній та напівактивній топології [3]. На основі AC-DC перетворювачі проектуються зарядні пристрої, що застосовуються для електротранспорту та портативних пристроїв, узгоджують напругу промислової мережі з напругою необхідною для заряду АБ та СК [79], [105], [106]. В свою чергу DC-AC знаходять застосування в системах Microgrid, та резервного енергоживлення [101], [107], [108], [109], [110].

Вище згадані топології перетворювачі застосовуються для обміну енергії між первинним джерелом енергії та накопичувачем, між накопичувачами, та між навантаженням і гібридним накопичувачем. В залежності від конфігурації енергонакопичувачів та навантаження і кількості перетворювачів, гібридні системи накопичення енергії класифікують, як пасивні, напівактивні та активні [3], [12].

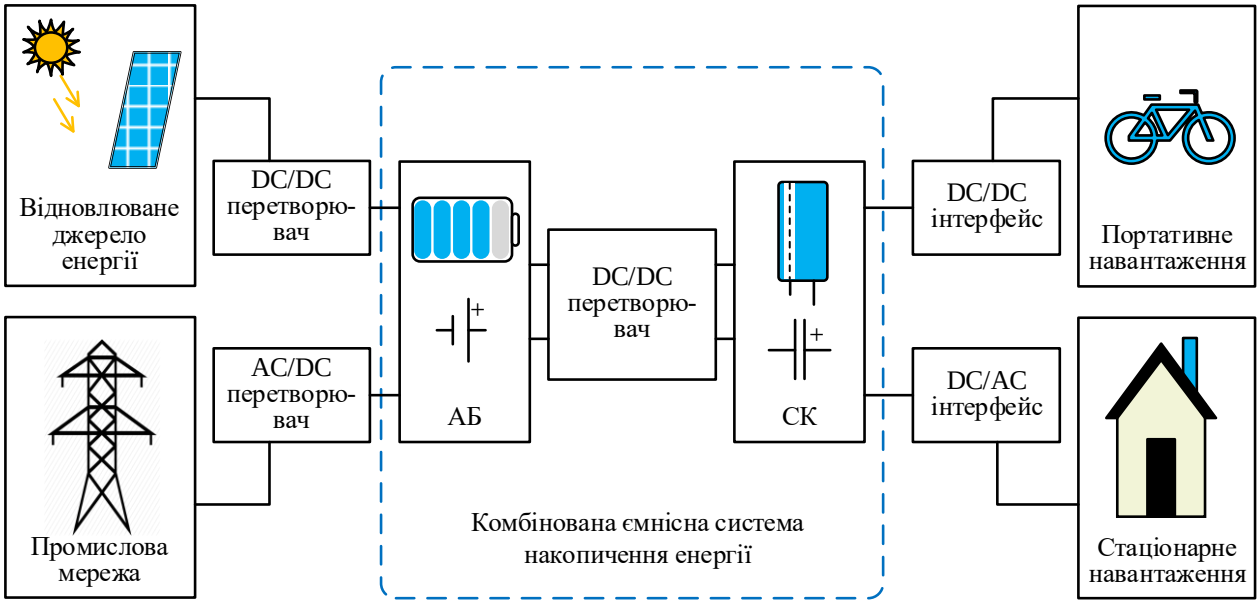


Рис. 1.12 Узагальнена типова структура застосування гібридних ємнісних накопичувачів енергії

Першою є пасивна топологія, відповідно до якої АБ та СК з'єднуються паралельно між собою та підключають напряму до навантаження без будь-яких додаткових кіл регулювання енергії між накопичувачами та навантаженням. Така топологія широко використовується в комерційних продуктах та системах, оскільки є найпростішою та найдешевшою з точки зору промислової реалізації. Очевидною перевагою пасивної у порівнянні з напівактивною та активною топологією є відсутність додаткового перетворювача та системи керування ним, що значно спрощує топологію гібридного накопичувача та підвищує надійність, знижує вартість та об'єм. З іншого боку, струм навантаження розподіляється між АБ та СК майже неконтрольовано та залежить лише від послідовного ESR ємнісних елементів [3], [22], [100], [13].

На Рис. 1.13 наведено спрощену еквівалентну схему пасивної топології [3], де АБ представлена як ідеальне джерело напруги з номінальним значенням $U_{АБ}$ та послідовним опором $R_{АБ}$, схема заміщення СК – це ідеальний конденсатор з номінальною ємністю $C_{СК}$ та послідовний еквівалентний опір $R_{СК}$.

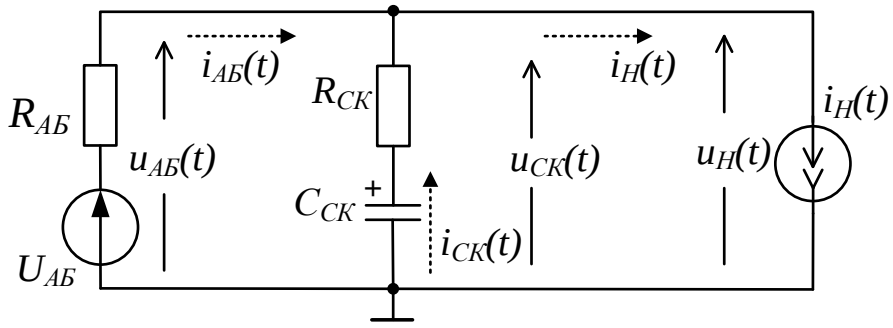


Рис. 1.13 Пасивна топологія гібридного ємнісного накопичувача енергії

Струм АБ та СК отримані з рішення рівняння стану системи складених на основі першого та другого законів Кірхгофа [3], [23]:

$$i_H(t) = i_{АБ}(t) + i_{СК}(t), \tag{1.21}$$

$$u_H = u_{СК} - i_{СК}R_{СК} = u_{АБ} - i_{АБ}R_{АБ}, i_{АБ} = \frac{u_{АБ} - u_H}{R_{АБ}} \tag{1.22}$$

$$i_{СК} = -C\frac{du_{СК}}{dt} = \frac{u_{СК} - u_H}{R_{СК}}. \tag{1.23}$$

Підстановка (1.21) та (1.23) у (1.22) дає рівняння $u_{СК}$ першого порядку:

$$\frac{du_{СК}}{dt} + \frac{u_{СК}}{C(R_{АБ} + R_{СК})} = \frac{u_{АБ}}{C(R_{АБ} + R_{СК})} - \frac{R_{АБ}i_H}{C(R_{АБ} + R_{СК})}. \tag{1.24}$$

Рішення диференційного рівняння (1.24)

$$u_{СК} = ke^{-\alpha t} + u_{АБ} + \beta e^{-\alpha t}\int i_H e^{\alpha t}dt, \tag{1.25}$$

де $\alpha = \frac{1}{C(R_{АБ} + R_{СК})}$, $\beta = -\frac{R_{АБ}}{C(R_{АБ} + R_{СК})}$, k – коефіцієнт, що визначається початковим значенням напруги на клемах АБ та СК [111].

Відповідно до рівнянь (1.21)-(1.23) струм АБ та СК визначатиметься виключно їх послідовним внутрішнім опором та початковим станом заряду. Таким чином, неможливо керувати розподілом енергії між СК та АБ, оскільки напруга СК рівна напрузі АБ і відповідно напрузі навантаження. При роботі пасивної топології на імпульсне навантаження максимальний розрядний струм батареї вище середнього струму навантаження, однак нижче пікового струму, тобто $i_{Have} < i_{АБ\max} < i_{H\max}$, а також $i_{Have} > i_{АБ\min} > i_{H\min}$, таким чином, АБ і СК забезпечують максимальний струм навантаження протягом пікового

енергоспоживання. Тоді як протягом інтервалу низького енергоспоживання АБ забезпечує струм навантаження та заряд СК. Таким чином, зменшуються пульсації розрядного струму АБ, зниження напруги на клемах АБ порівняно з використання без СК стає нижчим, тим самим підвищується ефективність використання АБ [3]. Крім того, зменшується ESR і відповідно знижуються втрати. Однак, паралельне з'єднання АБ та СК призводить погіршення масо-габаритних показників та підвищенню собівартості. Для забезпечення необхідних характеристик енергоспоживання навантаження необхідне послідовне та/або паралельне з'єднання накопичувачів [3], [112].

З іншого боку, активна та напівактивна топології дозволяють краще регулювання напруги навантаження та підвищити ефективність використання СК та АБ. У напівактивній топології додатковий DC-DC перетворювач застосовується для узгодження рівнів напруги між ємнісними накопичувачами та навантаженням. Існує три можливі конфігурації: напівактивна топологія на основі АБ, напівактивна топологія на основі СК та навівактивна топологія навантаження [3], [12], [82], [112].

У напівактивній топології навантаження (Parallel semi-active hybrid topology [3]) DC-DC перетворювач підключається між навантаженням та паралельним з'єднанням АБ та СК, як зображено на Рис. 1.14а. Ця конфігурація є прямим вдосконаленням пасивної топології, за рахунок DC-DC перетворювача. Напруга навантаження регулюється на номінальному рівні незалежно від стану заряду АБ та СК, що нівелює невідповідність номінальної напруги АБ та СК напрузі навантаження. Однак, як і в топології АБ забезпечує як постійну так і динамічну складову струму навантаження, а напруга СК визначається напругою АБ. Крім того, DC-DC перетворювач повинен бути розрахований на максимальну потужність навантаження. Відповідно до Рис. 1.14а напруга навантаження та струм, що споживається під ємнісних елементів визначається виразами (1.26) та (1.27) відповідно [12], [82], [3].

$$u_H(t) = K_U u_{АБ}(t) \tag{1.26}$$

$$i_{АБ+СК}(t) = K_U \frac{i_H(t)}{\eta} \tag{1.27}$$

де K_U – коефіцієнт передачі напруги DC-DC перетворювача; η – коефіцієнт корисної дії DC/DC перетворювача.

Таким чином, застосування DC-DC перетворювачів, що працюють в режимі підвищення напруги дозволяє використовувати АБ та СК з нижчою номінальною напругою, що дає змогу відмовитися від послідовного з'єднання накопичувачів і покращити масо-габаритні показники [3], [112].

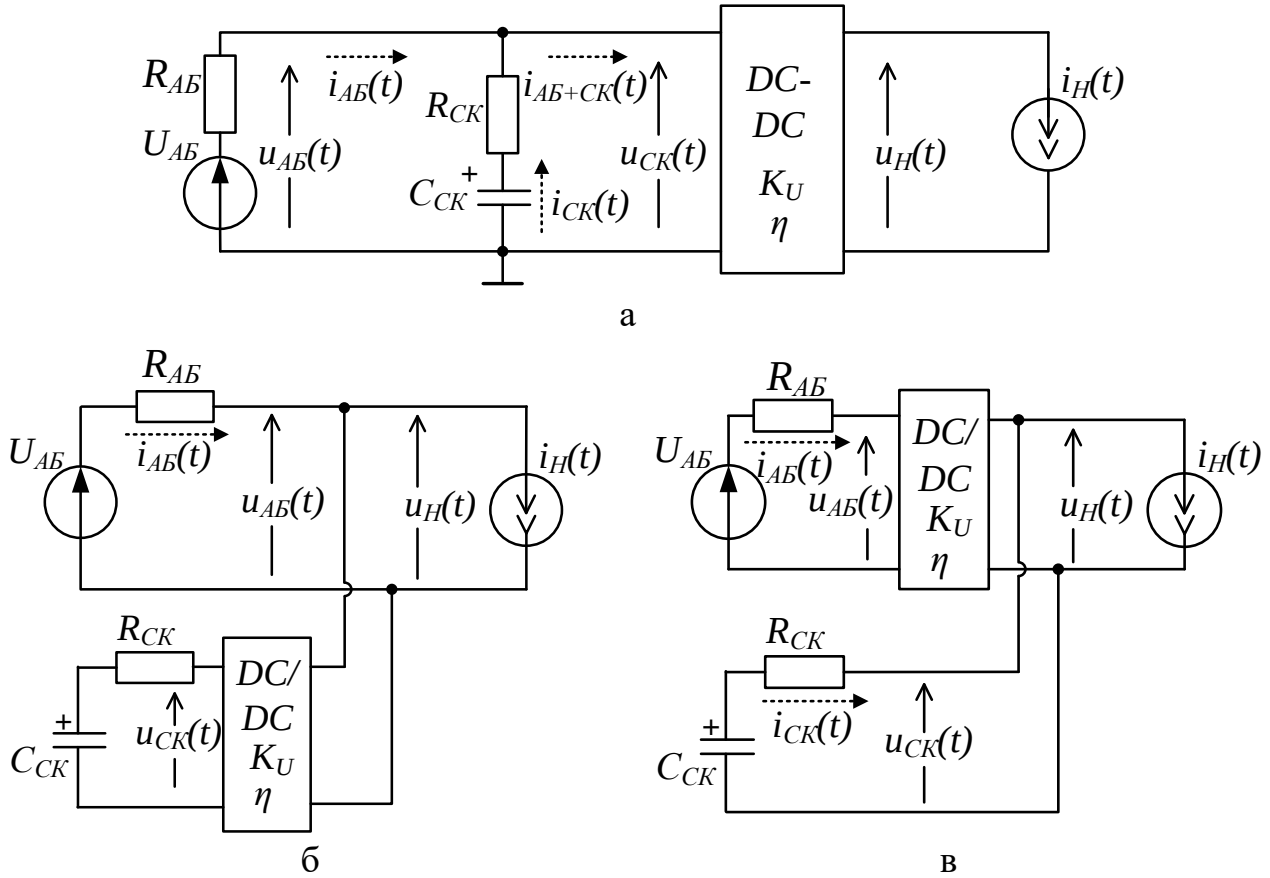


Рис. 1.14 Конфігурації напівактивних топологій на основі АБ та СК

В напівактивній топології на основі СК (Capacitor semi-active hybrid topology [3]), DC-DC перетворювач підключено між СК та навантаженням, в той час як АБ напряму підключається до навантаження, як зображено на Рис. 1.14б. В такій топології DC-DC перетворювач ізолює СК від навантаження та АБ, що дозволяє значно поліпшити ефективність використання СК, оскільки той може працювати в більш широкому діапазоні робочої напруги. Підключення АБ на пряму до навантаження, забезпечує стабільну напругу на ньому, однак в такому разі АБ забезпечує коливань струму навантаження високої амплітуди, що

негативно позначається на терміні експлуатації АБ. За такому підключення ємнісних накопичувачів, типовий робочий діапазон напруги СК складає від 50% до 100% від номінальної напруги u_{CKmax}, що забезпечує ефективне використання 75% загальної енергії, яка визначається формулою [3], [14], [112]:

$$E_{CK\max} = \frac{1}{2} C_{CK} u_{CK\max}^2 \tag{1.28}$$

Ця топологія також застосовується в системах рекуперативного гальмування, електроенергія яка виробляється під час гальмування відбирається для заряду СК. Значення напруги СК зазвичай встановлюється рівним напрузі за якої доступна енергія може бути розподілена на дві майже рівні частини, що дозволяє використовувати накопичену енергію для забезпечення пікової потужності енергоспоживання (наприклад, раптове прискорення) чи накопичувати енергію при рекуперативному гальмуванні [3], [11], [12].

Якщо вихідний струм DC-DC перетворювача регулюєтеся у відповідності до динамічної складової струму навантаження $i_{Hdyn}(t)$, то АБ буде забезпечувати споживання середнього струму навантаження [3]:

$$i_{АБ}(t) = i_H(t) - i_{Hdyn}(t) = I_{Have} \tag{1.29}$$

Струм СК залежить від коефіцієнту передачі напруги K_U та коефіцієнту корисної дії η DC-DC перетворювача, як відображено у формулі (1.30)

$$i_{CK}(t) = K_U \frac{i_{Hdyn}(t)}{\eta} \tag{1.30}$$

Слід відмітити, що в напівактивній топології на основі СК напруга навантаження не регулюється, а змінюється в залежності від рівня заряду АБ.

У напівактивній топології на основі АБ (Battery series active hybrid topology [3]) DC-DC перетворювач підключено між АБ та навантаженням як наведено на Рис. 1.14в. Вихідний струм DC-DC перетворювача регулюється відповідно до середнього струму навантаження. Основною перевагою такої топології є можливість споживання від АБ постійного струму з низьким рівнем пульсацій незважаючи на коливання струму навантаження, та використання DC-DC перетворювача розрахованого на нижчу вихідну потужність у порівнянні з напівактивною топологією на основі СК. Як зазначалося раніше, це дозволяє

покращити експлуатаційні характеристики АБ, продовжити термін служби, підвищити енергоефективність використання та робочу температуру. Крім того, не потрібно забезпечувати відповідність напруги АБ напрузі навантаження. Напруга та струм АБ можуть бути представлені виразами (1.31) та (1.32) відповідно [3], [112]:

$$u_{АБ}(t) = \frac{u_H(t)}{K_U} \tag{1.31}$$

$$i_{АБ}(t) = K_U \frac{I_{Have}}{\eta} \tag{1.32}$$

де K_U, η – коефіцієнт передачі напруги та ККД DC-DC перетворювача підключеного між АБ та навантаженням відповідно.

Якщо вихідний струм DC-DC перетворювача рівний середньому струму навантаження, то струм СК може бути знайдено з виразу (1.33), напруга СК рівна напрузі навантаження [3]:

$$i_{СК}(t) = i_H(t) - I_{Have} = i_{Hdyn}(t), \tag{1.33}$$

Номінальна вихідна потужність DC-DC перетворювача значною мірою визначається середнім струмом навантаження та буде нижчою ніж для перетворювачів напівактивної топології на основі СК. Основним недоліком напівактивної топології на основі АБ є коливання напруги навантаження протягом процесу заряду/розряду СК, крім того. Номінал СК обирається таким чином, щоб при споживанні максимальної енергії заряду/розряду СК, напруга накопичувача залишалась в допустимих межах максимальної та мінімальної напруги навантаження. Таким чином, значення номінальної ємності СК повинно задовольняти наступний критерій [112], [113]:

$$u_{H\max} - u_{H\min} = \frac{Q_{\max}}{C_{СК}} + I_{Hdyn+} R_{СК} \tag{1.34}$$

де $u_{H\max}$, $u_{H\min}$ – максимальне та мінімальне допустиме значення напруги навантаження; $C_{СК}$ – ємність СК; I_{Hdyn+} – максимальне значення динамічної складової струму навантаження; $R_{СК}$ – еквівалентний послідовний опір СК; $Q_{\max}$ – максимальне значення заряду СК.

Якщо розрахункове значення номінальної ємності СК неможливо

забезпечити, то слід розглянути активні топології гібридних ємнісних систем накопичення енергії [3]. В активних топологіях гібридного ємнісного накопичувача окрім АБ та СК використовуються два DC-DC перетворювачі, які регулюють розподіл енергії між накопичувачами та навантаженням. Підключення додаткових перетворювачів дозволяє розширити галузь використання гібридних ємнісних накопичувачів, підвищити загальну ефективність системи та продовжити її термін експлуатації. Розрізняють три активні топології гібридних ємнісних накопичувачів: послідовна активна топологія на основі СК (Capacitor series active hybrid topology), послідовна активна топологія на основі АБ (Battery series active hybrid topology.) та паралельна активна топологія (Parallel active hybrid topology). Перші дві – це вдосконалення напівактивної топології на основі СК та АБ відповідно, в той час як остання поєднує дві вище згадані напівактивні топології в активну [3], [112], [113].

Послідовна активна топологія на основі АБ (також відома як каскадна активна топологія), наведена на Рис. 1.15а. Ця топологія дозволяє усунути недоліки пов’язані з узгодженням напруги СК протягом його заряду/розряду та з напругою навантаження, шляхом підключення додаткового DC-DC перетворювача. Зазвичай, у цій топології, перетворювач, який підключено до АБ працює в режимі керування за струмом, щоб забезпечити розрядний струм АБ, який не перевищує номінальне значення. Напруга і струм АБ визначається з виразів (1.35) і (1.36) відповідно [112], [113].

$$u_B(t) = \frac{u_H(t)}{K_{U,АБ} + K_{U,СК}} \tag{1.35}$$

$$i_{АБ}(t) = K_{U,АБ} K_{U,СК} \frac{I_{H\,ave}}{\eta_{АБ}\eta_{СК}} \tag{1.36}$$

де $K_{U,АБ}$, $\eta_{АБ}$ – коефіцієнт передачі напруги та ККД DC-DC перетворювача підключеного між АБ таСК відповідно; $K_{U,СК}$, $\eta_{СК}$ – коефіцієнт передачі напруги та ККД DC-DC перетворювача підключеного між СК навантаженням відповідно.

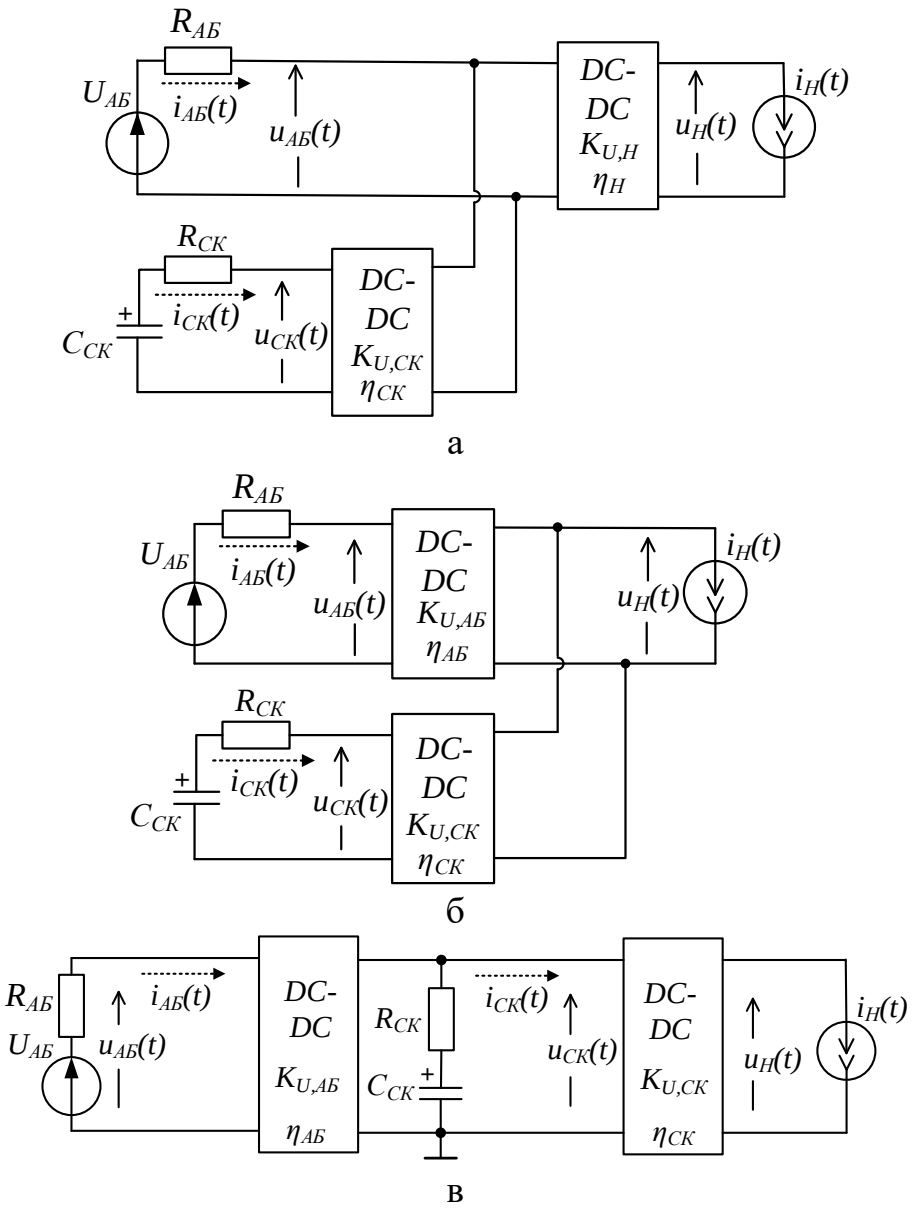


Рис. 1.15 Конфігурації активних топологій на основі АБ та СК

Перетворювач, який підключено між навантаженням та СК, зазвичай, працює в режимі керування за напругою, для забезпечення регулювання напруги навантаження. Вибір режиму керування обумовлено тим, що СК може працювати в широкому діапазоні робочої напруги, можливий значний перепад між напругою навантаження та СК. Як наслідок, втрати потужності DC-DC перетворювача, будуть значними, оскільки складно забезпечити необхідну енергоефективність в широкому діапазоні робочої напруги. Напруга та струм СК можуть визначаються виразами (1.37) та (1.38) відповідно [3], [114].

$$u_{CK}(t) = \frac{u_H(t)}{K_{U,CK}}, \tag{1.37}$$

$$i_{CK}(t) = K_{U,CK}\frac{I_{Hdyn}}{\eta_{CK}} \tag{1.38}$$

Активна топологія на основі СК за рахунок підключення додаткового DC-DC перетворювача дозволяє нівелювати невідповідність напруги АБ та навантаження (Рис. 1.15б). Однак, таке рішення призводить до зниження загального ККД системи, оскільки між СК та навантаженням підключено два кола перетворення енергії. Напруга і струм АБ активної топології на основі СК можуть бути визначені як [3], [112]:

$$u_{АБ}(t) = \frac{u_H(t)}{K_{U,H}}, \tag{1.39}$$

$$i_{АБ}(t) = K_{U,АБ}\frac{I_{Have}}{\eta_H}, \tag{1.40}$$

де $K_{U,H}$, η_H – коефіцієнт передачі напруги та ККД DC-DC перетворювача підключеного між батареєю та навантаженням відповідно.

Відповідно до виразу (1.40) АБ забезпечує постійну складову, в той час як СК забезпечує змінну складову струму навантаження (1.41), напруга СК визначається виразом (1.42) [3].

$$i_{CK}(t) = K_{U,H}K_{U,CK}\frac{I_{Hdyn}}{\eta_H\eta_{CK}}, \tag{1.41}$$

$$u_{CK}(t) = \frac{u_H(t)}{K_{U,CK}K_{U,H}}, \tag{1.42}$$

В паралельній активній топології АБ та СК ізольовані від навантаження двома DC-DC перетворювачами (Рис. 1.15в), що дозволяє усунути недоліки пов’язані з коливанням напруги СК під час заряду/розряду та невідповідність напрузі навантаження. З іншого боку, перетворювач, який розраховано у відповідності до середньої потужності енергоспоживання навантаження, підключено до АБ, що дозволяє узгодити її напругу з навантаженням та забезпечити рівномірний розряд постійним струмом. Таким чином, паралельна активна топологія поєднує в собі переваги напівактивної топології на основі АБ

та СК. Крім того, забезпечує керування споживанням енергії від обох ємнісних накопичувачів, що дозволяє підвищити ефективність їх використання та термін експлуатації за рахунок індивідуально підібраної стратегії керування для кожного перетворювача [113], [115]. Відокремлення АБ та СК, забезпечує ефективне використання SoC накопичувачів в більш широкому діапазоні. Напруга та струм батареї можуть бути визначені, як [3]:

$$u_{АБ}(t) = \frac{u_H(t)}{K_{U,АБ}}, \tag{1.43}$$

$$i_{АБ}(t) = K_{U,АБ}\frac{I_{Have}}{\eta_{АБ}}, \tag{1.44}$$

Напруга і струм СК можуть бути знайдені з виразів (1.45) та (1.46) відповідно [3].

$$u_{СК}(t) = \frac{u_H(t)}{K_{U,СК}}, \tag{1.45}$$

$$i_{СК}(t) = K_{U,СК}\frac{I_{H\,dyn}}{\eta_{СК}}, \tag{1.46}$$

Таким чином, збільшення кількості DC-DC перетворювачів в гібридних ємнісних накопичувачах енергії неминуче призводить до зниження загального ККД системи, за рахунок втрат потужності в перетворювачах. Крім того, характеристики роботи активних топологій значною мірою залежить від надійності DC-DC перетворювачів, та стійкості їх систем керування. Поліпшення характеристик роботи DC-DC перетворювачів та методів їх керування є важливою складовою розробки гібридних ємнісних накопичувачів енергії [3], [112], [113], [102], [103].

DC-DC перетворювач гібридних ємнісних накопичувачів енергії – це силове коло, що забезпечує передачу енергії між джерелом енергії та накопичувачем, між накопичувачами, між накопичувачем та навантаженням [112], [113], [102], [103]. Існує декілька критеріїв вибору топології DC-DC перетворювача, наприклад: кількість компонентів схеми; гальванічна розв’язка; клас потужності; ефективність перетворення енергії; коефіцієнт передачі напруги [102], [103], [116], [117].

Кількість компонентів схеми значним чином впливає на складність реалізації системи, собівартість та масо-габаритні показники. Ефективність перетворення енергії напряму впливає на ККД зарядно-розрядних процесів та передачі енергії від гібридного ємнісного накопичувача до навантаження [57], [58], [102], [103], [104].

В залежності від того чи передача енергії здійснюється в одному напрямку чи в двох, розрізняють однонаправлені [118] та двонаправлені [59], [60] DC-DC перетворювачі [61]. Однонаправлений перетворювач здійснює передачу енергії від джерела до навантаження, в той час як двонаправлений перетворювач здатний забезпечити передачу енергії також від навантаження до джерела [119]. Крім того DC-DC перетворювачі також можна класифікувати, як ізольовані та неізольовані в залежності від наявності трансформатора в топології перетворювача [57]. Ізольовані DC-DC перетворювачі забезпечують гальванічну розв’язку між джерелом та навантаженням за рахунок високочастотного трансформатора, таким чином вхід та вихід DC-DC перетворювача є електрично незв’язаними. Зворотньоходовий (Flyback), прямохововий (Forward), двотактний (push-pul), подвійний напівмостовий (dual half-bridge) та подвійний активний мостовий (dual active bridge) – топології ізольованих перетворювачів, що найчастіше використовувані в системах енергоживлення портативних пристроїв [120]. Ізольовані перетворювачі зазвичай використовуються в системах з високою потужністю для забезпечення безпеки користувачів. Однак до недоліків цих перетворювачів порівняно з неізольованими відносять вищу вартість, масо-габаритні показники, за рахунок використання трансформаторів, більша кількість компонентів схеми в тому числі перемикачів, що негативно впливає на показники ККД [102], [103], [120], [121]. Неізольовані топології застосовуються в низьковольтних схемах. Крім того, з точки зору підвищення ефективності, покращення масо-габаритних показників, вартості, неізольовані DC-DC перетворювачі є більш перспективними. Найбільш поширеними є такі перетворювачі: понижуючий, підвищуючий, понижуючо-підвищуючий, SEPIC, Чука, Зета [102], [103], [61], [119], [122].

З точки зору енергоживлення обладнання для контактного мікрозварювання, гальванічна розв’язка забезпечується зарядним пристроєм, що узгоджує рівень напруги мережі та ємнісного накопичувача, тому не має необхідності в ізольованій топології перетворювача, що застосовується для розподілу енергії між АБ та СК гібридного накопичувача енергії. Крім того, з точки зору масо-габаритних показників, вартості, енергоефективності використання неізольованого типу перетворювачів є перспективнішим в системах енергоживлення обладнання для контактного мікрозварювання [30], [33], [40], [27], [26].

Підвищуючий DC-DC перетворювач (також в англомовній літературі відомий, як Boost, Step Up) підвищує рівень вхідної напруги до номінальної напруги навантаження Рис. 1.16а), цей тип перетворювачів використовується для узгодження рівні напруги АБ з напругою СКМ та навантаження [123], [124], [102], [103]. Понижуючий DC-DC перетворювач (Buck, Step Down) знижує рівень вхідної напруги, в даному випадку напруги АБ або СК до рівня напруги навантаження (Рис. 1.16б). Топологію такого перетворювача застосовують для інтеграції АБ з високою номінальною напругою в системами з нижчою напругою навантаження [102], [103], [117], [125]. Топологія інвертуючого або понижуючо-підвищуючого DC-DC перетворювача (Buck-Boost, Inverted) розроблена на основі інтеграції топології понижуючого та підвищюючого перетворювача (Рис. 1.16в) [117]. Така топологія здатна як збільшувати так і зменшувати рівень вихідної напруги відносно вхідної, а також інвертувати вихідну напругу [117], завдяки чому інвертуючий DC-DC перетворювач знаходить широке застосування в системах з гібридними ємнісними накопичувачами енергії [126], [127].

Топологія перетворювачів Чука, Зета та SEPIC включають в себе додаткову котушку індуктивності та конденсатор, таким чином, до їх складу входять чотири пасивних елементи, звідки і походить назва, перетворювачі четвертого порядку [117], [120], [128].

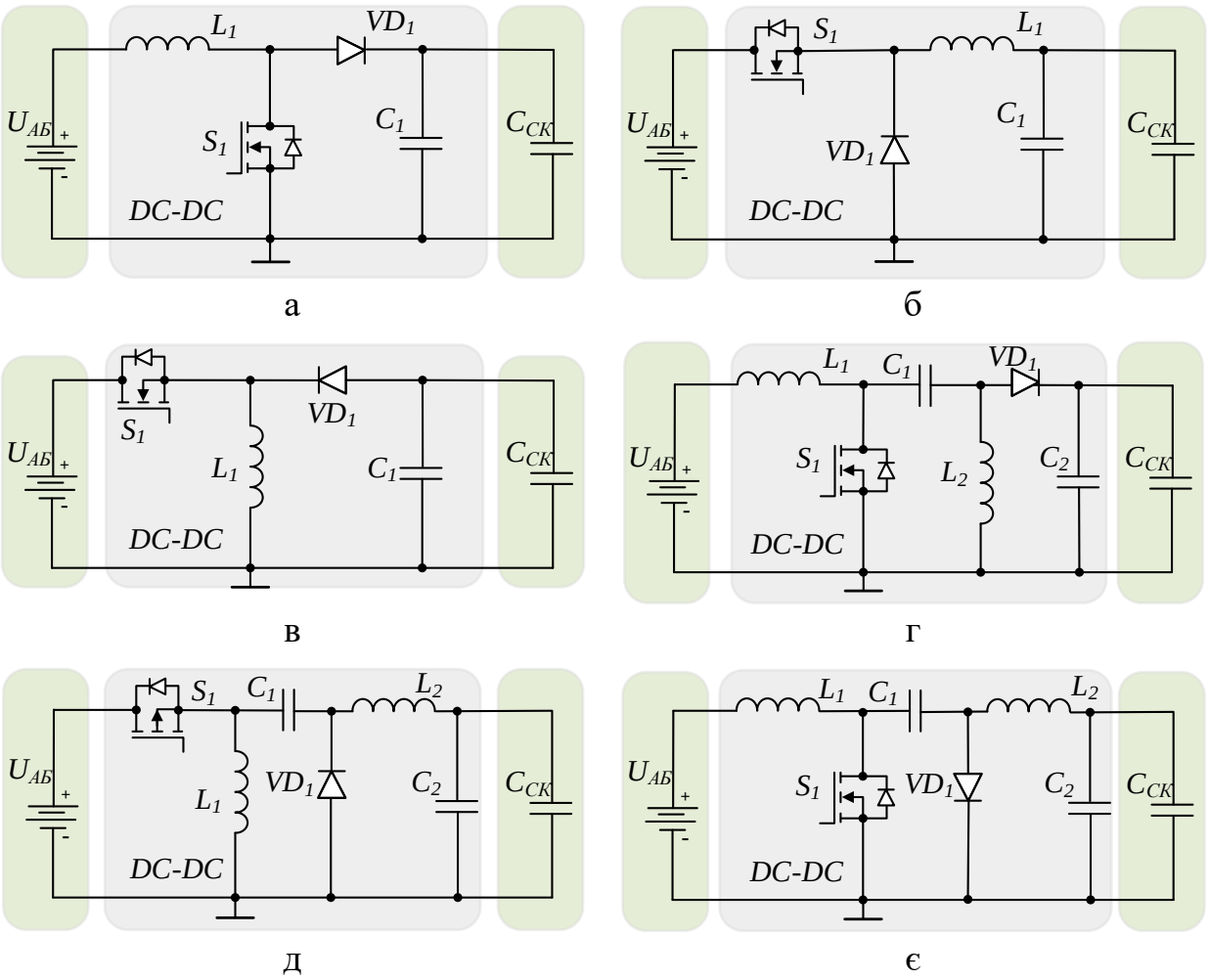


Рис. 1.16 Топології перетворювачів неізольованих DC-DC перетворювачів

Топологія DC-DC перетворювача з несиметрично навантаженою індуктивністю, також, відомого за абревіатурою SEPIC (Single Ended Primary Inductor Converter) наведено на Рис. 1.16г. Така топологія здатна забезпечити підвищення так і зниження вихідної напруги відносно вхідної, в залежності від відношення тривалості інтервалу провідності ключа до періоду комутації. Крім того, на відміну від інвертуючого перетворювача, не змінюється полярність вихідної напруги [117], [129], [130], [131]. На Рис. 1.16д наведено топологію Зета перетворювача, яка дозволяє отримати на виході, як вищу так і нижчу напругу порівняно з вхідною, з тією ж полярністю. Крім того, така топологія здатна забезпечити низький рівень пульсацій вихідного струму та спотворень вхідного струму [117], [131], [132], [133]. Топологія DC-DC перетворювача Чука зображена Рис. 1.16є, являє собою удосконалену топологію інвертуючого перетворювача в

якому для накопичення та передачі енергії використано конденсатор замість котушки індуктивності [117], [134], [135]. Полярність вихідної напруги такого перетворювача протилежна до вхідної напруги, крім того, завдяки низькому рівню пульсацій вихідного струму та напруги перетворювач Чука знаходить широке застосування в системах на основі гібридних ємнісних накопичувачів енергії [136].

Основні параметри вищезгаданих DC-DC перетворювачів представлено в Таблиця 1.5, до яких належать спрощені вираз коефіцієнта передачі напруги, розрахунковий вираз для визначення пульсацій вхідного струму, кількість основних пасивних елементів схеми та кількість елементів, що працюють в ключовому режимі [102], [103], [119], [117], [120], [128]. Таким чином, на відміну від звичайної топології понижуючого або підвищючого перетворювачів, топологія Чука, Зета та SEPIC, інвертуючого перетворювача здатна підвищувати та знижувати рівень вихідної напруги відносно вхідної [117].

Таблиця 1.5

Топологія перетворювача	***Параметри***			
	Коефіцієнт передачі напруги, *Ku*	Пульсації струму АБ, $\Delta I_{АБ}$	Кількість пасивних елементів, *n*	Кількість ключів
Підвищуючий перетворювач (Рис. 1.16а)	$\frac{u_{СК}}{u_{АБ}} = \frac{1}{1-d}$	$\Delta I_{АБ} = \frac{u_{АБ} d}{L_1 f_{sw}}$	2	2
Понижуючий перетворювач (Рис. 1.16б)	$\frac{u_{СК}}{u_{АБ}} = d$	$\Delta I_{АБ} = \frac{(u_{АБ} - u_{СК}) d}{L_1 f_{sw}}$	2	2
Інвертуючий перетворювач (Рис. 1.16в)	$\frac{u_{СК}}{u_{АБ}} = \frac{d}{1-d}$	$\Delta I_{АБ} = \frac{u_{АБ} d}{L_1 f_{sw}}$	2	2
SEPIC перетворювач (Рис. 1.16г)	$\frac{u_{СК}}{u_{АБ}} = \frac{d}{1-d}$	$\Delta I_{АБ} = \frac{u_{АБ} d}{L_1 f_{sw}}$	4	2
Зета перетворювач (Рис. 1.16д)	$\frac{u_{СК}}{u_{АБ}} = \frac{d}{1-d}$	$\Delta I_{АБ} = \frac{u_{АБ} d}{L_1 f_{sw}}$	4	2
Чук перетворювач (Рис. 1.16є)	$\frac{u_{СК}}{u_{АБ}} = \frac{d}{1-d}$	$\Delta I_{АБ} = \frac{u_{АБ} d}{2 L_1 f_{sw}}$	4	2

Така регулювальна характеристика дозволяє отримати більш гнучку структуру гібридного накопичувача на основі АБ та СК, оскільки рівень вихідної напруги на ємнісних елементах залежить від стану їх заряду, в той час, як необхідно забезпечити номінальний рівень напруги навантаження. Недоліком понижуючого та інвертуючого перетворювачів, при їх використанні для гібридних ємнісних накопичувачів, є відсутність котушки індуктивності на вході, таким чином, від вхідного накопичувач (найчастіше АБ) відбирається струм з високим рівнем пульсацій. Топологія DC-DC перетворювача Зета також не має вхідного дроселя та характеризується високим рівнем пульсацій вхідного струму. Цей недолік усунуто в топології перетворювача SEPIC та Чука, в яких на вході підключено котушку індуктивності, однак, слід відмітити, що перетворювач Чука характеризується нижчим рівнем пульсацій вихідного струму, за рахунок вихідного дроселя, порівняно з SEPIC. З іншого боку, вихідна напруга перетворювача Чука є інвертованою, відносно вхідної, що може ускладнити реалізацію алгоритму керування розподілом енергії між накопичувачами [117], [102], [103], [120], [128]. Таким чином, вибір топології перетворювача електроенергії, розробка та поліпшення їх характеристик в системах енергоживлення на основі гібридних ємнісних накопичувачів що працюють на імпульсне навантаження є актуальною науково-технічною задачею.

1.4 Висновки до розділу 1

1. Аналіз характеристик енергоспоживання протягом імпульсного споживання струму навантаження показав, необхідність застосування накопичувачів, які здатні одночасно забезпечити високу щільність потужності та щільність енергії. Однак більшість ємнісних накопичувачів не здатні одночасно забезпечити такі розрядні характеристики, тому для забезпечення середньої та пікової потужності енергоспоживання застосовують комбінації різних типів накопичувачів, з поміж яких поширеними є накопичувачі типу АБ та СК.

2. Аналіз енергетичних характеристик показав, що основними параметрами накопичувачів в системах енергоживлення є, питома щільність енергії, термін експлуатації, кількість зарядно-розрядних циклів, робоча

температура. Літій-іонні АБ характеризуються вищою питомою щільністю енергії та щільністю потужності у порівнянні з іншими типами АБ, однак поступаються температурними характеристиками свинцево-кислотним АБ та нікель-кадмієвим за кількістю робочих циклів. З іншого боку, СК характеризуються високою щільністю потужності та великою кількістю зарядно-розрядних циклів, однак мають нижчу щільність потужності порівняно з АБ. Таким чином, перспективним є поєднання літій-іонних АБ та СК, оскільки за своїми характеристиками ці накопичувачі одночасно забезпечують тривалий час роботи та короткотривалі імпульси струму навантаження.

3. Огляд гібридних ємнісних накопичувачі показав, що пасивна топологія є найпростішою, та найдешевшою в реалізації, однак її застосування обмежено оскільки розподіл енергії між АБ та СК є неконтрольованим. З іншого боку активна топологія забезпечує контрольоване узгодження напруги між АБ, СК та навантаженням, має вищу вартість та складність реалізації. Напівактивна топологія є компромісом з одного боку між простотою та вартістю з іншого боку забезпечення контрольованого розподілу енергії між накопичувачами, оскільки застосовується один перетворювач. Таким чином, перспективним є застосування напівактивної топологія на основі АБ в якості накопичувача джерела живлення апарату для контактного мікрозварювання.

4. Огляд топологій напівпровідникових перетворювачів, які використовуються для розподілу енергії між АБ та СК в системах енергоживлення на основі гібридних ємнісних накопичувачів, показав що перспективним є використання неізольованих топологій, які здатні забезпечувати як підвищення так і зниження вихідної напруги та регулювання вхідного струму. Таким чином, актуальною є задача розробки та вдосконалення перетворювачів електроенергії і побудови алгоритмів керування розподілом енергії між накопичувачами, що працюють в системах з імпульсним енергоспоживанням.

5. Основні наукові результати представлені у першому розділі опубліковано у роботах [29], [28], [69], [109], [110].

РОЗДІЛ 2. МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ПЕРЕТВОРЮВАЧА ГІБРИДНИХ ЄМНІСНИХ НАКОПИЧУВАЧІВ

2.1 Аналіз характеристик перетворювачів для розподілу енергії між акумуляторними батареями та суперконденсаторами для побудови математичної моделі

Імпульсне енергоспоживання являє собою періодичну послідовність імпульсів високої потужності, що наростає за короткий інтервал часу, зазвичай тривалість такого імпульсу є в межах від кількох мілісекунд до кількох секунд, споживана потужність варіюється від десятків ват до десятків кіловатват. Таким чином, енергія від накопичувача споживається імпульсами з високою щільністю енергії та щільністю потужності з тривалими паузами між піковим споживанням, що спричинює ряд вимог до систем енергоживлення в цілому та перетворювачів гібридних ємнісних накопичувачів енергії зокрема [137], [138].

На Рис. 2.1 наведено характеристики енергоспоживання систем з імпульсним струмом навантаження, P_{max} – пікова потужність споживання, P_{max} – мінімальна потужність споживання, T_H – період енергоспоживання, d_H – коефіцієнт заповнення імпульсу. Середня потужність за один період енергоспоживання визначається виразом [3], [137], [138]:

$$P_{ave} = \frac{1}{T_H}\int_0^{T_H} P(t)dt = d_H P_{\max} + (1-d_H)P_{\min}. \qquad (2.1)$$

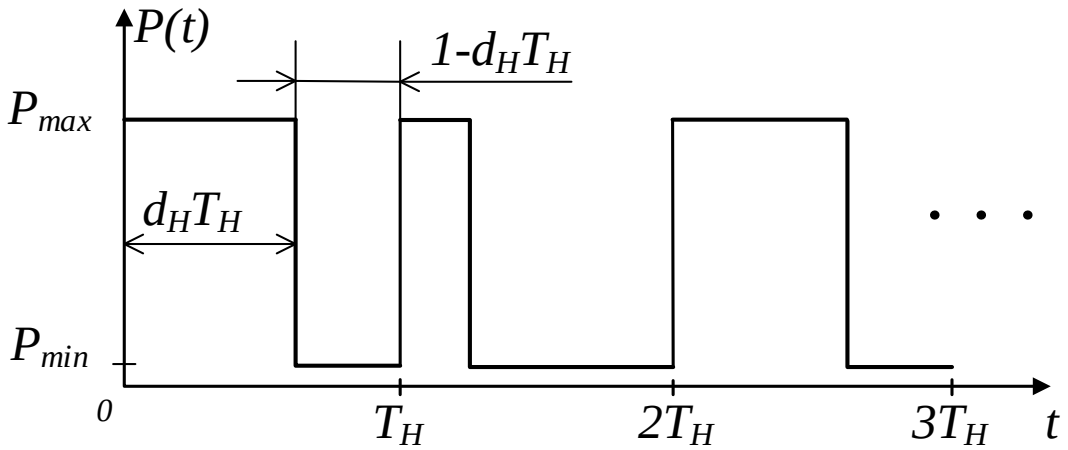


Рис. 2.1 Діаграми імпульсного споживання потужності навантаження

Як згадувалось раніше, в системах з імпульсним навантаженням накопичувач, що характеризується вищою щільністю енергії забезпечує середній струм навантаження, тоді як, від накопичувача з вищою щільністю потужності споживається змінна складова струму навантаження [3]. Коефіцієнт розподілу енергії C_d між АБ та СК в гібридних ємнісних накопичувачах енергії був запропонований в роботі [9]. Цей коефіцієнт показує відношення змінної складової струму що споживається від АБ до змінної складової струму навантаження. Далі характеристики імпульсного навантаження будуть розглядатися на прикладі струму навантаження для контактного мікозоварювання.

Для спрощення аналізу необхідно ввести додаткову змінну $i_{con}(t)$, що представляє вихідний струм допоміжного DC-DC перетворювача (Рис. 2.2). Максимальний вихідний струм DC-DC перетворювача визначається струмом заряду СК протягом мінімальної паузи між імпульсами струму навантаження [16], [1], [30], [139]:

$$i_{ch\max} = C\frac{\Delta U}{t_{p\min}} \tag{2.2}$$

де C – номінальна ємність СК; ΔU – різниця маж напругою СК до та після зварювального циклу; $t_{p\min}$ – мінімальна пауза між зварювальними циклами.

В відповідно до функціональної схеми наведеної на Рис. 2.2, напруга СК $u_{СК}(t)$ рівна напрузі навантаження, $u_{Load}(t)$, в той час як напруга АБ $u_{АБ}(t)$ узгоджується з напругою СК за рахунок допоміжного DC-DC перетворювача з коефіцієнтом підсилення за напругою K_u, що ілюструє вираз (2.3) [3], [100], [140].

$$u_{Load}(t) - u_{SC}(t) = K_u u_B(t). \tag{2.3}$$

Якщо розрядний струм АБ визначається виразом (1.32), то коефіцієнт розподілу енергії для напівактивної топології АБ можна виразити як:

$$C_d = \frac{K_i i_{B\max} - I_{ave}}{I_{dyn+}} = \frac{K_i i_{B\min} - I_{ave}}{I_{dyn-}}, \tag{2.4}$$

де K_i – коефіцієнт підсилення DC-DC перетворювача за струмом; $i_{АБmax}$ та $i_{АБmin}$ максимальне та мінімальне значення розрядного струму АБ.

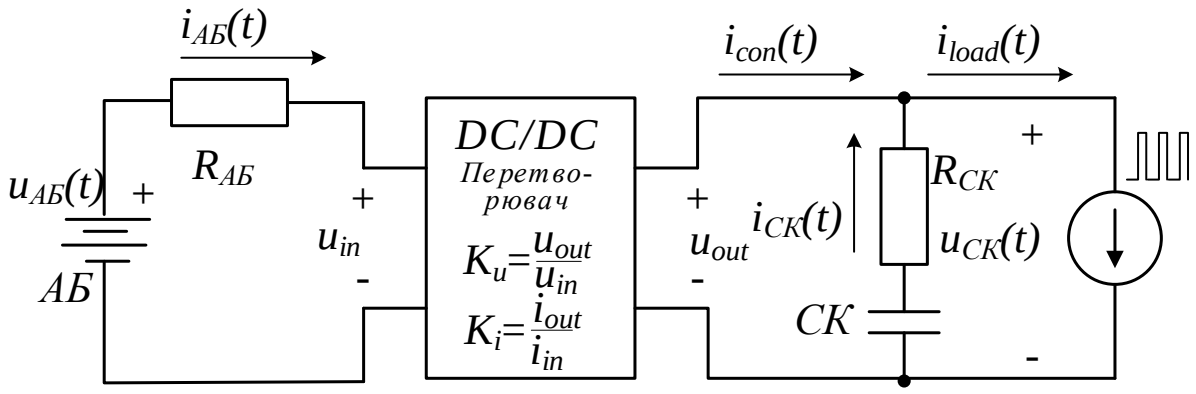


Рис. 2.2 Структурна схема гібридного ємнісного накопичувача енергії

Відповідно до виразу (2.4), чим нижче значення коефіцієнту C_d тим більша частина змінної складової струму навантаження буде споживатись від СК, середній струм навантаження буде споживатись від АБ через DC-DC перетворювач [9]. Таким, чином вихідний струм перетворювач гібридного ємнісного накопичувача, визначається середнім струмом навантаження, який може бути розраховано з виразу (1.3) [3], [9]:

$$i_{out} = C_d I_{dyn+} - I_{ave}. \tag{2.5}$$

Перетворювач SEPIC може бути застосовано в якості допоміжного перетворювача гібридного ємнісного накопичувача енергії. Аналіз зарядно-розрядних характеристик та режимів роботи гібридного ємнісного накопичувача далі буде розглянуто на прикладі SEPIC перетворювача [117], [129], [28]. Оскільки тривалість періоду перемикання ключі перетворювача гібридного ємнісного накопичувача є значно меншою тривалості періоду енергоспоживання протягом одного циклу зварювання ($T << T_H$), тому опір навантаження при моделюванні таких перетворювачів протягом одного періоду перемикання ключів може бути представлено постійним опором [3], [105], [141].

Основним вимогами до перетворювачів електроенергії гібридних ємнісних накопичувачів енергії, що працюють в системах з імпульсним навантаженням є: споживання постійного струму від АБ; регулювання вихідного струму; широкий діапазон регулювання вихідної напруги. Така регулювальна характеристика необхідна для АБ, оскільки напруга на клемах АБ може значно варіюватися в

залежності від стану заряду. В той час, як для ефективної роботи навантаження, що живиться від СК, його вхідна напруга повинна підтримуватися на номінальному рівні [3], [5],[142].

2.2 Математична модель перетворювача для гібридного ємнісного накопичувача

2.2.1 Математична модель перетворювача SEPIC в режимі неперевних струмів

DC-DC перетворювач являє собою систему, що періодично змінюється в часі, оскільки працює в режимі перемикання. В літературі описано кілька підходів до моделювання таких нелінійних систем. Найбільш популярними є метод прямого усереднення та метод усереднення у просторі змінних стану. Суть першого методу полягає у представленні комутуючих компонентів схеми на лінійні залежні джерела струму та напруги та їх подальшій лінеаризації на періоді перемикання, інші компоненти замінюються їх усередненими моделями [15], [108], [117], [143], [144]. Метод усереднення у просторі змінних стану – це спосіб моделювання нелінійних систем, як незалежних від часу, які описуються уніфікованим набором диференційних рівнянь, що здатні представити форми сигналів у колах. Такий підхід є зручним для отримання передавальних функцій, що застосовуються для розробки систем керування DC-DC перетворювачами. Метод усереднення в просторі змінних стану завтосовано для визначення математичної моделі перетворювача SEPIC, гібридного ємнісного накопичувача [105], [141], [145], [146], [147]. При розробці моделі було зроблено такі допущення: перетворювач працює в режимі неперервних струмів, коефіцієнт заповнення імпульсів, та період є визначеними, ключі є однаковими та керовані ШІМ сигналом. На Рис. 2.3 та Рис. 2.4 наведено SEPIC перетворювач гібридного ємнісного накопичувача та діаграми, що демонструють роботу перетворювача за один період перемикання відповідно [117], [129], [148], [149].

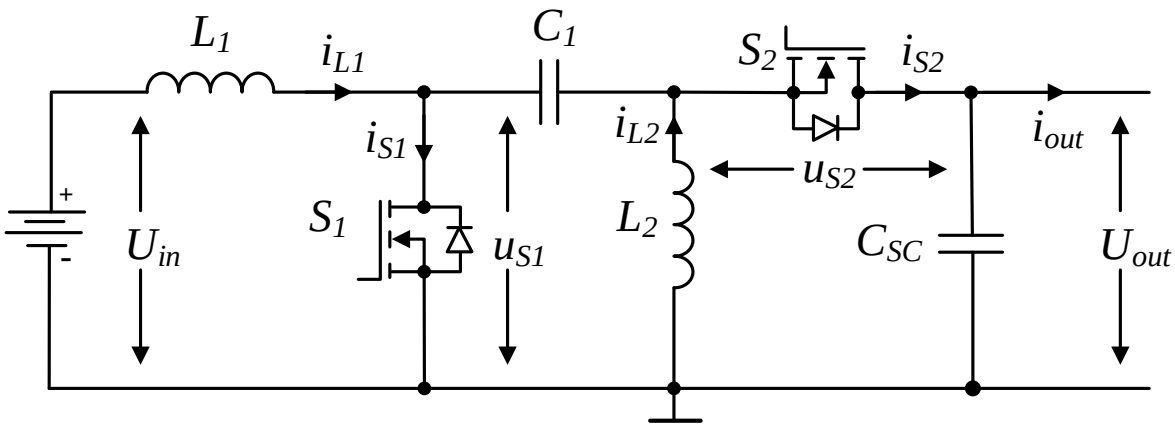


Рис. 2.3 Спрощена схема SEPIC перетворювача гібридного ємнісного накопичувача енергії

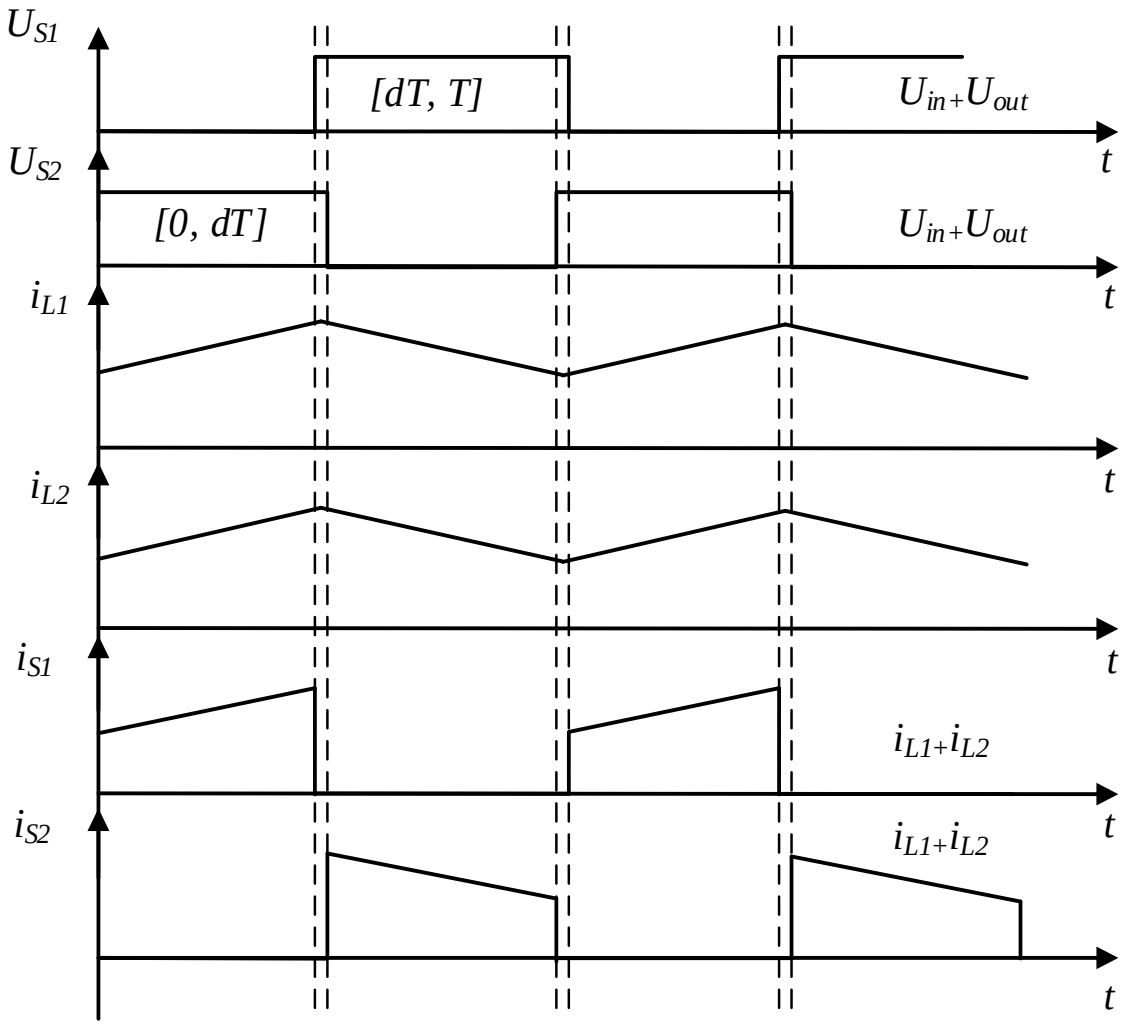


Рис. 2.4 Ідеалізовані діаграми напруги і струму SEPIC перетворювача за період перемикання

Відповідно до методу усереднення у просторі змінних стану ШІМ керовані перетворювачі можна представити у вигляді еквівалентних схем для кожного півперіоду [141], [150], [151]. Наприклад перша еквівалентна схема заміщення відповідатиме часовому інтервалу [0; *dT*] коли ключ S_1 в замкненому стані, а S_2 в розімкненому стані, де *d* – коефіцієнт заповнення імпульсів, *T* – період перемикання. Друга еквівалентна схема заміщення відповідає часовому інтервалу *[dT; T]* коли ключ S_1 в розімкненому стані, S_2 в замкненому стані. Рис. 2.5 ілюструє роботу перетворювача на вищезгаданих часових інтервалах де *[0; dT]* позначена сірою штрихованою лінією, а *[dT; T]* позначено чорною штрихованою лінією. Наведена еквівалентна схема заміщення, враховує ESR пасивних елементів перетворювача, ESR ємнісних накопичувачів, а також опір ключів в стані провідності. Врахування цих параметрів є критичним при використанні перетворювачів в системах з імпульсним навантаженням, зокрема, в системах енергоживлення апаратури для контактного мікрозварювання, оскільки в моменти пікового енергоспоживання опір навантаження може бути співмірною величиною з паразитними опорами[145], [146], [149], [152], [153], [30], [33], [101].

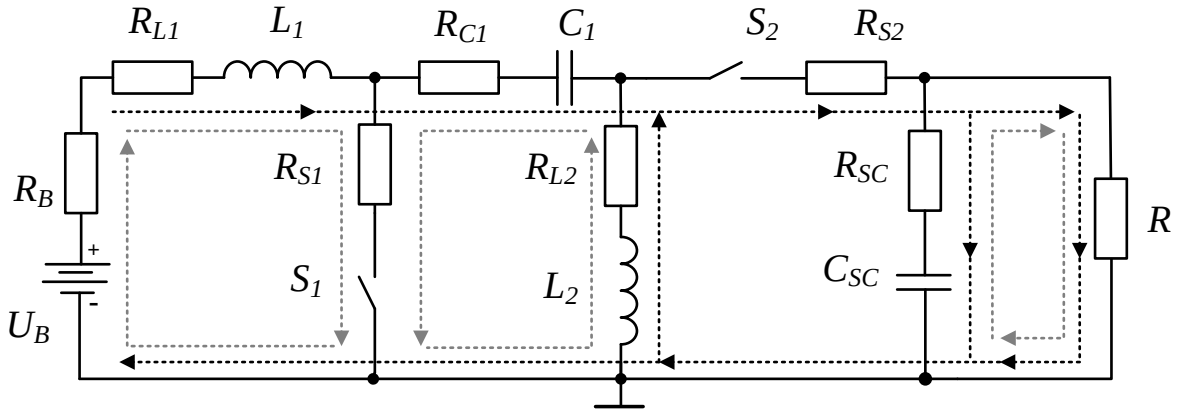


Рис. 2.5 Лінійна еквівалентна схема заміщення SEPIC перетворювача для обох часових інтервалів одного періоду перемикання

В колах зі змінною структурою, системи диференційних рівнянь, які описують лінійні еквівалентні схеми заміщення на різних інтервала, складають незалежно одна від одної. Рівняння стаціонарного стану системи для часового інтервалу з тривалістю *[0; dT]* позначаються індексом «1», а для інтервалу з

тривалістю *[dT; T]* позначаються індексом «2» у рівняннях (2.6) та (2.7) відповідно [105], [141], [154], [102], [155], .

$$\begin{cases} x'(t) = A_1 x(t) + B_1 u(t); \\ y(t) = C_1 x(t) + E_1 u(t), \end{cases} \tag{2.6}$$

$$\begin{cases} x'(t) = A_2 x(t) + B_2 u(t); \\ y(t) = C_2 x(t) + E_2 u(t), \end{cases} \tag{2.7}$$

де *x(t)* – вектор-стовпець змінних стану; A_1 та A_2 – матриця коефіцієнтів при змінних стану для кожної лінійної схеми заміщення; *u(t)* – вектор-стовпець вхідних велечин; B_1 та B_2 – матриця коефіцієнтів при елементах зовнішньої дії для кожної лінійної схеми заміщення; *y(t)* – матриця-стовпець вихідних величин; C_1 та C_2 – матриця зв'язку вихідних величин зі змінними стану для кожної лінійної схеми заміщення; E_1 та E_2 – матриця зв'язку вихідних величин з вектором зовнішньої дії для кожної лінійної схеми заміщення [141], [102], [146].

Еквівалентна схема заміщення для випадку коли S_1 устані провідності а S_2 розімкнено наведено на Рис. 2.6.

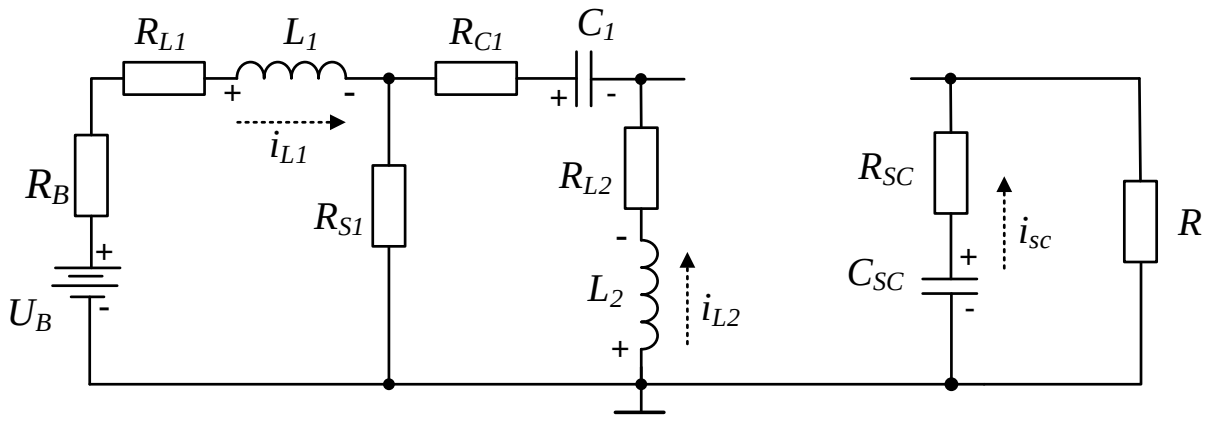


Рис. 2.6 Еквівалентна схема заміщення SEPIC перетворювача протягом часового інтервалу *[0; dT]*

Систему диференційних рівнянь (2.8), яка описує еквівалентну схему заміщення SEPIC перетворювача гібридного ємнісного накопичувача на інтервалі комутації ключів *[0; dT]*, отримано на основі застосування першого та другого законів Кірхгофа [102], [103], [117], [129].

$$\begin{cases} L_1 \dfrac{di_{L1}}{dt} = U_B - i_{L1}(R_B + R_{L1} + R_{S1}) - i_{L2}R_{S1}) \\ L_2 \dfrac{di_{L2}}{dt} = u_{C1} - i_{L2}(R_{C1} + R_{L2} + R_{S1}) - i_{L1}R_{S1} \\ C_1 \dfrac{du_{C1}}{dt} = -i_{L2} \\ C_{SC} \dfrac{du_{Cs}}{dt} = -\dfrac{u_{SC}}{R + R_{SC}} \end{cases} \tag{2.8}$$

В якості змінних стану прийнято обирати напругу ємнісних пасивних компонентів та струм індуктивних пасивних компонентів, які повністю описують схему [105], [141], [154]. Вихідна напруга перетворювача, тобто напруга СК та вхідний струм (струм розряду АБ) обрано в якості вихідних величин при створенні математичної моделі. Таким чином, матриці коефіцієнтів A_1, B_1, C_1 на інтервалі комутації *[dT; T]* визначаються наступними виразами:

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\dfrac{R_B + R_{L1} + R_{S1}}{L_1} & -\dfrac{R_{S1}}{L_1} & 0 & 0 \\ -\dfrac{R_{S1}}{L_2} & -\dfrac{R_{C1} + R_{L2} + R_{S1}}{L_2} & \dfrac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & -\dfrac{1}{C_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\dfrac{1}{C_{SC}(R + R_{SC})} \end{bmatrix} \tag{2.9}$$

$$B_1 = \begin{bmatrix} \dfrac{1}{L_1} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \tag{2.10}$$

$$C_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dfrac{R}{R + R_{SC}} \end{bmatrix} \tag{2.11}$$

Якщо ключ S_1 розімкнений, ключ S_2 в стані провідності, перетворювач SEPIC може бути представлено у вигляді еквівалентної схеми заміщення, що наведена Рис. 2.7 [117], [156].

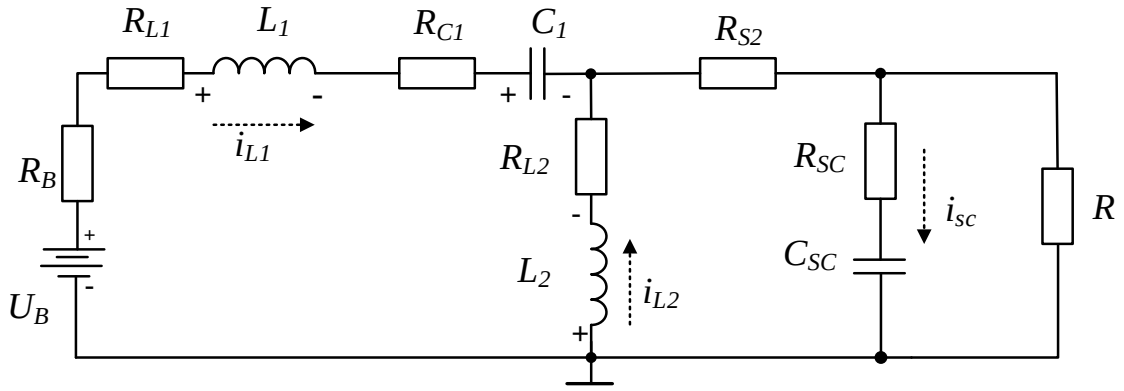


Рис. 2.7 Еквівалентна схема заміщення SEPIC перетворювача протягом часового інтервалу *[dT; T]*

Система диференційних рівнянь (2.12) та матриці коефіцієнтів A_2, B_2, C_2, що описують SEPIC перетворювач на інтервалі комутації *[dT; T]* було отримано аналогічно до системи диференційних рівнянь, що відповідає інтервалу *[0; dT]* [129], [156].

$$\begin{cases} L_1 \dfrac{di_{L1}}{dt} = U_B - i_{L1}(R_B + R_{L1} + R_{C1}) - u_{C1} + i_{L2}R_{S2} + u_{L2} \\ L_2 \dfrac{di_{L2}}{dt} = -u_{C1} - i_{L2}(R_{L2} + R_{S2}) - i_{L1}R_{S2} - i_{SC}R_{SC} \\ C_1 \dfrac{du_{C1}}{dt} = i_{L1} \\ C_{SC} \dfrac{du_{SC}}{dt} = -\dfrac{u_{SC}}{R + R_{SC}} + \dfrac{i_{L1}R}{R + R_{SC}} + \dfrac{i_{L2}R}{R + R_{SC}} \end{cases} \tag{2.12}$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\dfrac{R_{e1}}{L_1} - \dfrac{RR_{SC}}{L1R_{e2}} & -\dfrac{R_{S2}}{L_1} - \dfrac{RR_{SC}}{L_1R_{e2}} & -\dfrac{1}{L_1} & -\dfrac{R}{L_1R_{e2}} \\ -\dfrac{R_{S2}}{L_2} - \dfrac{RR_{SC}}{L2R_{e2}} & -\dfrac{R_{L2} + R_{S2}}{L_2} - \dfrac{RR_{SC}}{L_2R_{e2}} & 0 & -\dfrac{R}{L_2R_{e2}} \\ \dfrac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ \dfrac{R}{C_{SC}R_{e2}} & \dfrac{R}{C_{SC}R_{e2}} & 0 & -\dfrac{1}{C_{SC}R_{e2}} \end{bmatrix} \tag{2.13}$$

де $R_{E1} = R_B + R_{L1} + R_{C1} + R_{S2}$, $R_{E2} = R + R_{SC}$

$$B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \tag{2.14}$$

$$C_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{RR_{SC}}{R+R_{SC}} & \frac{RR_{SC}}{R+R_{SC}} & 0 & \frac{R}{R+R_{SC}} \end{bmatrix} \tag{2.15}$$

Усереднена модель перетворювача на одному інтервалі комутації, якщо SEPIC перетворювач працює в режимі неперервних струмів $d_2=1-d_1$, може бути описана наступною системою диференційних рівнянь [105], [141], [145], [146]:

$$\begin{cases} x'(t) = ((A_1 d_1 + A_2 d_2)x(t) + ((B_1 d_1 + B_2 d_2)u(t) \\ y(t) = ((C_1 d_1 + C_2 d_2)x(t) + ((E_1 d + E_2 d_2)u(t), \end{cases} \tag{2.16}$$

де $d_2=1-d_1$ – відношення тривалості інтервалу *[dT; T]* до тривалості періоду комутації, d_1 – відношення тривалості інтервалу провідності до періоду комутації.

Нелінійна система диференційних рівнянь (2.16) може бути лінеаризованою і представленою у вигляді суми постійної складової та змінної складової малої амплітуди [105], [141]:

$$\begin{aligned} x &= X + \tilde{x} \\ y &= Y + \tilde{y} \\ u &= U + \tilde{u} \\ d &= D + \tilde{d}, \end{aligned} \tag{2.17}$$

Рішення системи алгебраїчних рівнянь має такий вигляд:

$$\begin{cases} X = -A^{-1}BU \\ Y = (-CA^{-1} + E)U, \end{cases} \tag{2.18}$$

Перетворення Лапласа застосовується для отримання передавальної функції перетворювача в режимі малих сигналів (small signal transfer function) [25], [105], [141], [154]. При використанні перетворення Лапласа рівняння системи у матричній формі виглядає наступним чином:

$$\begin{cases} \tilde{x}(s) = \begin{bmatrix} (sI-A)^{-1}B & (sI-A)^{-1}B_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{u}(s) & \tilde{d}(s) \end{bmatrix}^T \\ \tilde{y}(s) = \begin{bmatrix} C(sI-A)^{-1}B + E & C(sI-A)^{-1}B_d + E_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{u}(s) & \tilde{d}(s) \end{bmatrix}^T, \end{cases} \tag{2.19}$$

де I – одинична матриця, а B_d та E_d визначаються формулами (2.20) та (2.21) відповідно:

$$B_d = (A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U \tag{2.20}$$

$$E_d = (C_1 - C_2)X + (E_1 - E_2)U \tag{2.21}$$

При проектуванні системи керування використовуються передавальні функції в режимі малих сигналів. Якщо вихідними величинами є вихідна напруга та вхідний струм перетворювача, то передавальна функція сигналу керування до струму визначається виразом (2.23), передавальна функція сигналу керування до вихідної напруги (2.23) [145], [157], [148], [156], [158], [159].

$$G_{id} = \frac{\tilde{y}(s)}{\tilde{d}(s)} = \left[C(sI - A)^{-1} B_d + E_d \right]_{11}, \tag{2.22}$$

$$G_{v_o d} = \frac{\tilde{y}(s)}{\tilde{d}(s)} = \left[C(sI - A)^{-1} B_d + E_d \right]_{12}, \tag{2.23}$$

Передавальна функція в режимі малих сигналів вхідної до вихідної напруги визначається як [156], [160]:

$$G_{v_o v} = \frac{\tilde{y}(s)}{\tilde{u}(s)} = \left[C(sI - A)^{-1} B + E \right]_{12}, \tag{2.24}$$

Отримані передавальні функції необхідні для розробки та налаштування системи керування перетворювачем гібридного ємнісного накопичувача та аналізу стійкості системи керування.

2.2.2 Математична модель перетворювача SEPIC в режимі переривчастих струмів.

Робота ШІМ регульованих DC-DC перетворювачів в режимі переривчастих струмів (DCM – discontinuous conduction mode) відрізняється від роботи в режимі неперервних струмів (CCM – continuous conduction mode) додатковим інтервалом часу в кожному циклі комутації ключів, протягом якого струм котушки індуктивності чи напруга конденсатора має нульове або постійне значення, якщо у схемі кілька реактивних елементів [105], [150], [152], [160]. В режимі DCM струм дроселів L_1 та L_2 SEPIC перетворювача (Рис. 2.3) при замиканні ключа S_1 протягом інтервалу часу d_1 наростає до пікового значення, після розмикання ключа на інтервалі d_2 спадає до певного мінімального значення, протягом

третього інтервалу d_3 утримується на цьому рівні, доки ключ не замкнеться. Таким чином, SEPIC перетворювач працює в режимі переривчастих струмів, якщо сума струмів, що протікають через індуктивності L_1 та L_2 рівна нулю $(i_{L1}+i_{L2}) = 0$, та в режимі неперервних струмів, якщо більша нуля $(i_{L1}+i_{L2}) > 0$. Ідеалізовані діаграми струму i_{L1} за один період перемикання T, коли SEPIC в режимі переривчастих струмів наведено на Рис. 2.8 [148], [150], [152].

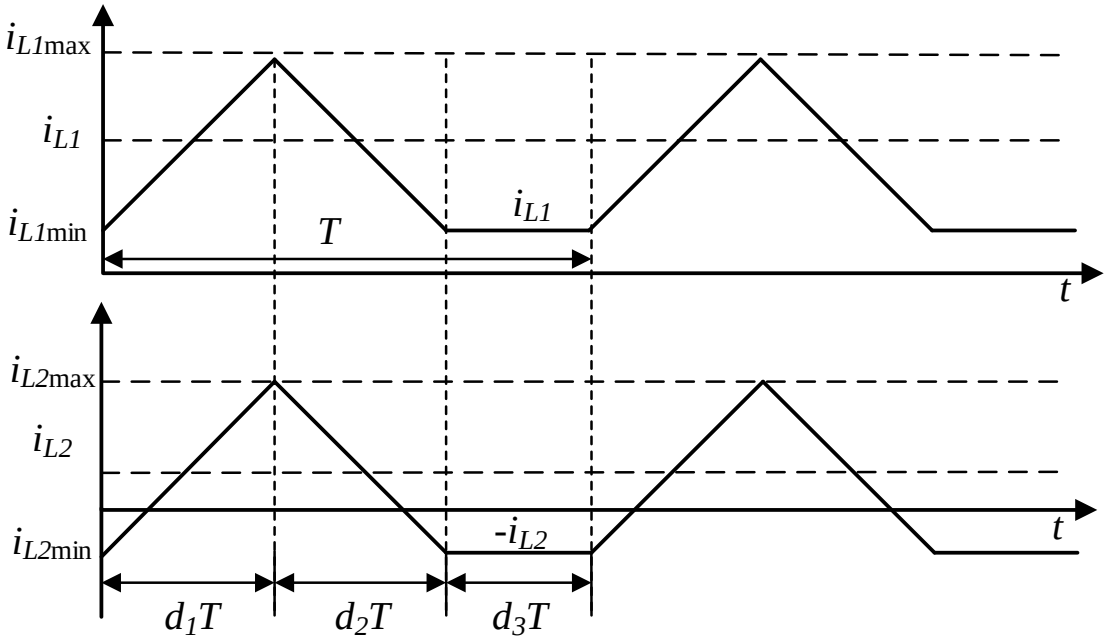


Рис. 2.8 Струм індуктивності L1 та L2, коли перетворювач працює в режимі переривчастих струмів.

Для створення математичної моделі перетворювача в режимі переривчастих струмів також використано метод усереднення у просторі змінних стану [105]. Крім описаних вище згаданих двох еквівалентних станів перетворювача необхідно врахувати еквівалентний стан протягом третього інтервалу комутації. Якщо SEPIC перетворювач може бути однозначно описаний за допомогою кусково-лінійної моделі у просторі змінних стану, то усереднена модель перетворювача на інтервалі часу T, представлена системою диференційних рівнянь (2.25) -(2.27) [150], [152], [152], [160], [161].

$$\begin{cases} x'(t) = A_1 x(t) + B_1 u(t) \\ y(t) = C_1 x(t) + E_1 u(t) \end{cases} \quad [d_1 T] \qquad (2.25)$$

$$\begin{cases} x'(t) = A_2 x(t) + B_2 u(t) \\ y(t) = C_2 x(t) + E_2 u(t) \end{cases} \quad [d_2 T] \tag{2.26}$$

$$\begin{cases} x'(t) = A_3 x(t) + B_3 u(t) \\ y(t) = C_3 x(t) + E_3 u(t) \end{cases} \quad [d_3 T] \tag{2.27}$$

де $u(t)$ – вхідна напруга перетворювача, d_1, d_2 – відношення тривалості інтервалу провідності ключів S_1 та S_2 відповідно до тривалості періоду комутації.

Слід відмітити, що коефіцієнт d_2, коли перетворювач працює в режимі переривчастих струмів не є незалежною величиною, а має алгебраїчну залежність від параметрів елементів схеми, струму навантаження та сигналу керування. Таким чином, для отримання усередненої моделі перетворювача необхідно відобразити цю залежність через усередненні значення напруги та струму реактивних елементів. Моделювання перетворювача в режимі переривчастих струмів складається з трьох етапів [150]-[152]:

– усереднення у просторі змінних стану;
– усереднення струму індуктивності L_1 та L_2;
– обмеження коефіцієнту заповнення імпульсів.

Еквівалентна схема заміщення перетворювача в режимі переривчастих струмів, що ілюструє роботу SEPIC протягом третього інтервалу провідності наведено на Рис. 2.9.

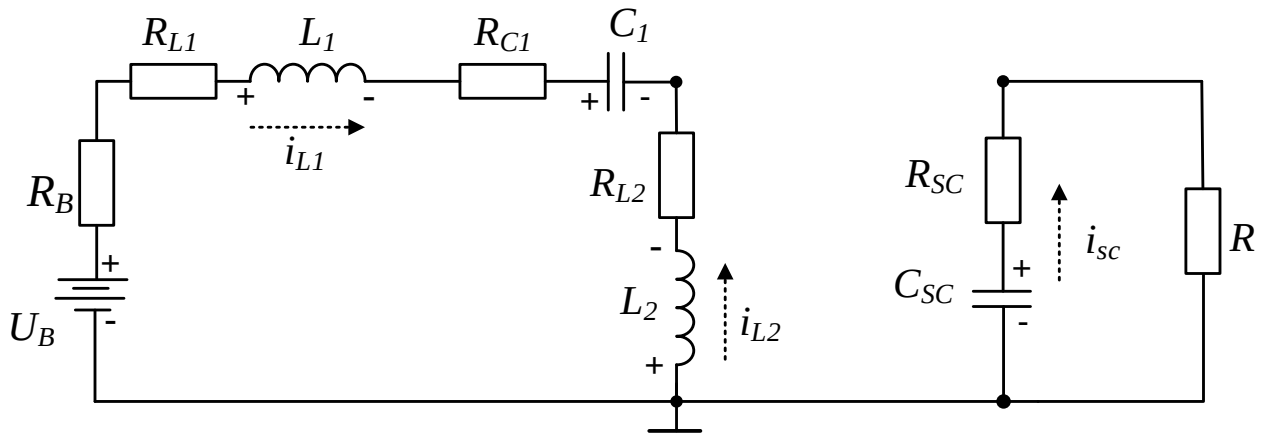


Рис. 2.9 Еквівалентна схема заміщення перетворювача SEPIC протягом третього інтервалу провідності

Система диференційних рівнянь, та матриці стану A_3, B_3, C_3, які описують еквівалентну схему заміщення на інтервалі d_3T SEPIC перетворювача, що працює в режимі переривчастих струмів наведено нижче [152], [156].

$$\begin{cases} (L_1+L_2)\dfrac{di_{L1}}{dt} = U_B - i_{L1}(R_B+R_{L1}+R_{C1}+R_{L2}) - u_{C1} \\ (L_1+L_2)\dfrac{di_{L2}}{dt} = -U_B + i_{L2}(R_B+R_{L1}+R_{C1}+R_{L2}) + u_{C2} \\ C_1\dfrac{du_{C1}}{dt} = i_X \\ C_{SC}\dfrac{du_{SC}}{dt} = -\dfrac{u_{SC}}{R+R_{SC}} \end{cases} \tag{2.28}$$

$$A_3 = \begin{bmatrix} -\dfrac{R_{E3}}{L_1+L_2} & 0 & -\dfrac{1}{L_1+L_2} & 0 \\ 0 & \dfrac{R_{E3}}{L_1+L_2} & \dfrac{1}{L_1+L_2} & 0 \\ \dfrac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\dfrac{1}{C_{SC}R_{e2}} \end{bmatrix} \tag{2.29}$$

де $R_{E3} = (R_B + R_{L1} + R_{C1} + R_{L2})$,

$$B_3 = \begin{bmatrix} \dfrac{1}{L_1+L_2} & -\dfrac{1}{L_1+L_2} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \tag{2.30}$$

$$C_3 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dfrac{R}{R+R_{SC}} \end{bmatrix} \tag{2.31}$$

Застосування методу усереднення в просторі змінних стану для опису струмів індуктивності L_1 та L_2 в режимі DCM не дає коректного відображення динаміки струмів індуктивності [105], [152], [156]. Таким чином, враховуючи

трикутну форму струму, їх усереднене за період значення може бути знайдено з таких виразів [161], [152]:

$$\overline{i}_{L1} = \frac{1}{T}\int_0^T i_{L1}dt = i_X + \frac{U_B d_1 T(d_1 + d_2)}{2L_1}, \tag{2.32}$$

$$\overline{i}_{L2} = \frac{1}{T}\int_0^T i_{L2}dt = i_X + \frac{u_{C1} d_1 T(d_1 + d_2)}{2L_2}, \tag{2.33}$$

де U_B – напруга АБ (вхідна напруга перетворювача), u_{C1} – напруга конденсатора C_1, L_1, L_2 – індуктивність котушок L_1 та L_2 відповідно, T – період комутації, d_1, d_2 – відношення тривалості першого та другого інтервалів комутації до тривалості періоду, i_X – значення струму котушок індуктивності на третьому інтервалі комутації.

З урахуванням виразів (2.32) та (2.33), усереднена у просторі змінних стану система диференційних рівнянь, що описує перетворювач SEPIC в режимі переривчастих струмів може бути представлена наступним чином [152], [161], [105], [156]:

$$\begin{cases} L_1 \dfrac{di_{L1}}{dt} = \langle u_{L1} \rangle_1 d_1 + \langle u_{L1} \rangle_2 d_2 + \langle u_{L1} \rangle_3 d_3 \dfrac{L_1}{L_1 + L_2} \\ L_2 \dfrac{di_{L2}}{dt} = \langle u_{L2} \rangle_1 d_1 + \langle u_{L2} \rangle_2 d_2 + \langle u_{L2} \rangle_3 d_3 \dfrac{L_2}{L_1 + L_2} \\ C_1 \dfrac{du_{C1}}{dt} = \langle i_{C1} \rangle_1 d_1 + \langle i_{C1} \rangle_2 d_2 + \langle i_X \rangle_3 d_3 \\ C_{SC} \dfrac{du_{SC}}{dt} = \langle i_{SC} \rangle_1 d_1 + \langle i_{SC} \rangle_2 d_2 + \langle i_{SC} \rangle_3 d_3 \end{cases} \tag{2.34}$$

де $\langle \ \rangle_n$, - струм або напруга пасивного елементу схеми на n-му інтервалі періоду комутації перетворювача, $n=1,2,3$.

Вищенаведена методика (2.16)-(2.24) отримання рішення системи диференційних рівнянь може бути використана також отримання рішення системи диференційних рівнянь, яка описує SEPIC перетворювач в режимі переривчастих струмів, з урахуванням третього інтервалу та залежності струму i_{L2} та змінних d_2, d_3. Таким чином, усереднена модель у просторі змінних стану

представлена системою лінійних рівнянь (2.35) та системою диференційних рівнянь (2.36) [105], [141], [105], [156].

$$\begin{cases} X = A^{-1}BU \\ Y = CX + EU \end{cases}, \tag{2.35}$$

$$\begin{cases} \tilde{x}' = (A_1 + A_2 + A_3)\tilde{x} + (B_1 + B_2 + B_3)\tilde{u} + B_{d1}\tilde{d}_1 + B_{d2}\tilde{d}_2 \\ \tilde{y} = (C_1 + C_2 + C_3)\tilde{x} + (E_1 + E_2 + E_3)\tilde{u} + E_{d1}\tilde{d}_1 + E_{d2}\tilde{d}_2 \end{cases}, \tag{2.36}$$

де

$$B_{d1} = (A_1 - A_3)X + (B_1 - B_3)U; \quad B_{d2} = (A_2 - A_3)X + (B_2 - B_3)U \tag{2.37}$$

$$E_{d1} = (C_1 - C_3)X + (E_1 - E_3)U; \quad E_{d2} = (C_2 - C_3)X + (E_2 - E_3)U \tag{2.38}$$

Рішення системи алгебраїчних рівнянь (2.18) дає значення стаціонарного стані вектору *X*. Однак останні вирази не можна використовувати для рівнянь стану, по відношенню до струму i_{L2} остільки, ці вирази не дадуть точного опису стаціонарного стану струму індуктивності L_2 [105], [152]. Таким чином, усереднена напруга L_2 за період перемикання може бути представлена наступним виразом:

$$\langle u_{L2} \rangle = [u_{L2}]_1 d_1 + [u_{L2}]_2 d_2 + [u_{L2}]_3 d_3 \frac{L_2}{L_2 + L_1}, \tag{2.39}$$

де $[u_{L1}]_1$, $[u_{L1}]_2$, $[u_{L1}]_3$ – напруга індуктивності L_2 на інтервалах d_1, d_2, d_3 відповідно.

Застосувавши методи аналізу DC-DC перетворювачів в режимі переривчастих струмів представлені в посиланнях [152], [105], [160] та додавши до рівняння (2.39) збурення малого сигналу, можна отримати опис усередненої напруги індуктивності L_2 в режимі малих сигналів:

$$\begin{aligned} U_{L2} + \tilde{u}_{L2} = [U_{L2} + \tilde{u}_{L2}]_1[D_1 + \tilde{d}_1] + [U_{L2} + \tilde{u}_{L2}]_2[D_2 + \tilde{d}_2] + \\ + [U_{L2} + \tilde{u}_{L2}]_3[D_3 + (\tilde{d}_1 + \tilde{d}_2)]\frac{L_2}{L_2 + L_1} \end{aligned} \tag{2.40}$$

Також, слід відмітити наступні обмеження для аналізу перетворювача SEPIC, що працює в режимі переривчастих струмів [105], [133], [156], а саме $\tilde{i}_X = \tilde{i}_{L1} + \tilde{i}_{L2}$ та $d\tilde{i}_X / dt = 0$, що призводять до виключення із рівняння системи складових $\tilde{i}_X$ та $\tilde{d}_2$. Таким чином, модель перетворювача SEPIC в режимі малих

сигналів, може бути отримана шляхом застосування виразів (2.35) та (2.36) до змінних стану i_{L1}, u_{C1}, u_{SC}, та виразу (2.40) до i_{L2} [156]:

$$\begin{cases} \tilde{x}' = A_{\mathrm{m}}\tilde{x} + B_{\mathrm{m}}\tilde{u} + B_{\mathrm{m}d1}\tilde{d}_1 \\ \tilde{y} = C_{\mathrm{m}}\tilde{x} + E_{\mathrm{m}}\tilde{u} + E_{\mathrm{m}d1}\tilde{d}_1 \end{cases}, \tag{2.41}$$

Передавальні функції сигналу керування до вихідної напруги (2.43) та вихідної до вхідної напруги (2.44) в режимі малих сигналів SEPIC перетворювача, можуть бути отримані застосувавши перетворення Лапласа до системи диференційних рівнянь (2.41) у матричній формі, наступним чином [160]:

$$\begin{cases} \left[\tilde{i}_{L1}(s) \quad \tilde{i}_{L2}(s) \quad \tilde{u}_{C1}(s) \quad \tilde{u}_{SC}(s)\right]^T = \left[(sI - A_{\mathrm{m}})^{-1}B_{\mathrm{m}} \quad (sI - A_{\mathrm{m}})^{-1}B_{\mathrm{m}d1}\right]\left[\tilde{u}(s) \quad \tilde{d}_1(s)\right]^T \\ \left[\tilde{i}_{in}(s) \quad \tilde{u}_{out}(s)\right]^T = \left[(sI - A_{\mathrm{m}})^{-1}B_{\mathrm{m}} + E_{\mathrm{m}} \quad (sI - A_{\mathrm{m}})^{-1}B_{\mathrm{m}d1} + E_{\mathrm{m}d1}\right]\left[\tilde{u}(s) \quad \tilde{d}_1(s)\right]^T \end{cases}, \tag{2.42}$$

$$G_{v_o d} = \frac{\tilde{y}(s)}{\tilde{d}_1(s)} = \left[C(sI - A)^{-1}B_{\mathrm{m}d} + E_{\mathrm{m}d}\right]_{12}, \tag{2.43}$$

$$G_{v_o v} = \frac{\tilde{y}(s)}{\tilde{u}(s)} = \left[C(sI - A)^{-1}B_{\mathrm{m}} + E_{\mathrm{m}}\right]_{12} \tag{2.44},$$

Таким чином, для прогнозування роботи та розробки алгоритму керування перетворювачем гібридного ємнісного накопичувача, математична модель повинна враховувати інтервал роботи перетворювача в режимі неперервних та переривчастих струмів.

2.3 Спрощена математична модель перетворювача для гібридного ємнісного накопичувача

Припустимо, що перетворювач працює в режимі ССМ, СК та АБ попередньо заряджені до номінальної напруги. Також визначимо максимальну тривалість імпульсу зварювального струму і, відповідно, час розряду СК $t_{dch} = 1$ мс, тоді як амплітуда розрядного імпульсу i_{dch} становить від кількох десятків до кількох сотень Ампер. Отже, зміна напруги на клемах СК після одного зварювального циклу може бути легко визначена як:

$$\Delta u_{SC} = \frac{i_{dch}t_{dch}}{\mathrm{C}_{SC}} \tag{2.45}$$

де C_{SC} – номінальна ємність СК.

Аналогічно, тривалість мінімальної паузи t_p між зварювальними циклами, максимальний струм заряду СК до номінальної напруги можна визначити як [14], [30], [162], [16]:

$$i_{ch} = C_{SC} \frac{\Delta u_{SC}}{t_p} \tag{2.46}$$

Тривалість паузи та зварювального циклу значно більша, ніж тривалість інтервалу провідності ключа S_1 або S_2 за один період перемикання. Відповідно, зміна напруги СК за один цикл комутації є незначною у порівнянні зі зміною за один цикл заряду-розряду. Таким чином, СК можна представити еквівалентним джерелом напруги з внутрішнім послідовним опором, який відіграє важливу роль в аналізі статичних втрат зважаючи на амплітуду розрядного та зарядного струмів [53], [56], [55], [16].

З урахуванням вище зазначеного еквівалентна схема заміщення на інтервалі *[0; dT]* наведена на Рис. 2.10, на якій дроселі L_1 і L_2 представлено в вигляді ідеальної індуктивності та ERS, конденсатор C_1 представлено ідеальною ємністю та еквівалентним опором ESR. S_1 і S_2 є еквівалентними синхронно керованими перемикачами, що реалізовані на MOSFET, та представленими ідеальними перемикачем та опором в стані провідності. АБ та СК замінено ідеальними джерелами напруги та послідовним ESR [131], [156], [153].

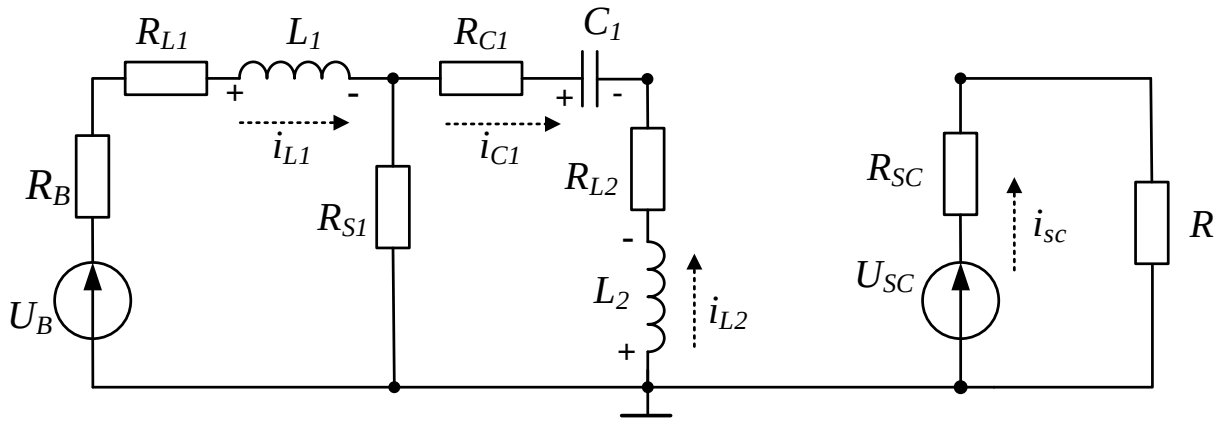


Рис. 2.10 Спрощена еквівалентна схема заміщення перетворювача SEPIC для часового інтервалу *[0; dT]*

Таким чином схема перетворювача включає в себе три реактивні елементи і відповідно порядок системи буде знижено до третього [102], [145], [146]. Система диференційних рівнянь, що описує схему в матричній формі протягом часового інтервалу *[0; dT]* має наступний вигляд [105], [141], [102], [103], [146]:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{du_{C1}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_B + R_{L1} + R_{S1}}{L_1} & -\frac{R_{S1}}{L_1} & 0 \\ -\frac{R_{S1}}{L_2} & -\frac{R_{L2} + R_{C1} + R_{S1}}{L_2} & \frac{1}{L_2} \\ 0 & -\frac{1}{C_1} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ u_{C1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_B \\ U_{SC} \end{bmatrix} \quad (2.47)$$

$$\begin{bmatrix} i_{in} \\ u_{out} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ u_{C1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{R}{R + R_{SC}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_B \\ U_{SC} \end{bmatrix} \quad (2.48)$$

На Рис. 2.11 наведено еквівалентну схему заміщення SEPIC перетворювача гібридного ємнісного накопичувача енергії протягом інтервалу комутації ключів *[dT; T]*. Система рівнянь в матричній формі, що описує схему протягом часового інтервалу *[dT; T]* представлена виразами (2.49) та (2.49) [102], [103], [146],[105], [141]:

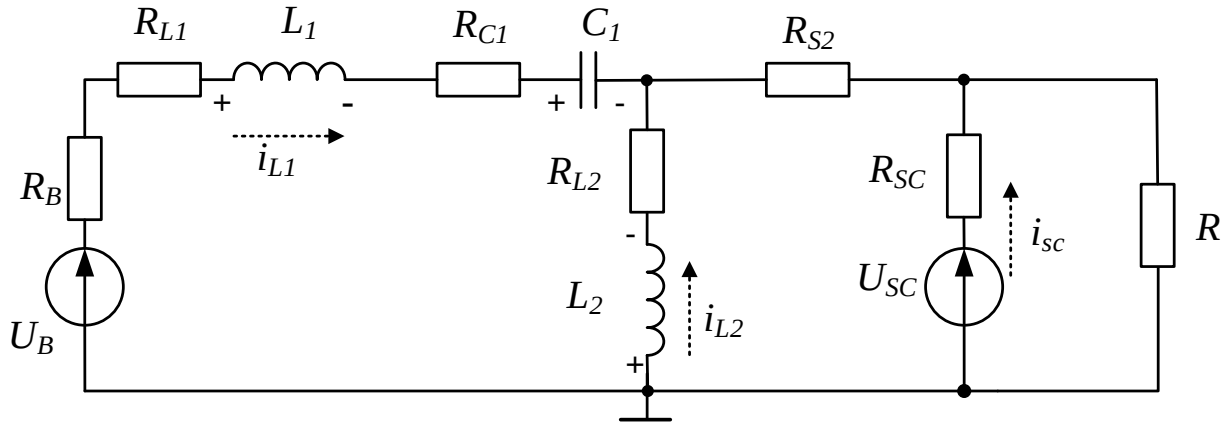


Рис. 2.11 Спрощена еквівалентна схема заміщення перетворювача SEPIC для часового інтервалу *[dT; T]*

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{du_{C1}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{E1}}{L_1} - \frac{RR_{SC}}{L_1 R_{E2}} & -\frac{R_{S2}}{L_1} - \frac{RR_{SC}}{L_1 R_{E2}} & -\frac{1}{L_1} \\ -\frac{R_{S2}}{L_2} - \frac{RR_{SC}}{L_2 R_{E2}} & -\frac{R_{S2}+R_{L2}}{L_2} - \frac{RR_{SC}}{L_2 R_{E2}} & 0 \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ u_{C1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} + \frac{R_{SC}}{L_1 R_{E2}} \\ 0 & -\frac{1}{L_2} + \frac{R_{SC}}{L_2 R_{E2}} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_B \\ U_{SC} \end{bmatrix} \tag{2.49}$$

$$\begin{bmatrix} i_{in} \\ u_{out} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ \frac{RR_{SC}}{R+R_{SC}} & \frac{RR_{SC}}{R+R_{SC}} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ u_{C1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{R}{R+R_{SC}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_B \\ U_{SC} \end{bmatrix} \tag{2.50}$$

Спрощена еквівалентна схема заміщення SEPIC перетворювача, що працює в режимі переривчастих струмів наведено на Рис. 2.12. Система рівнянь в матричній формі, що описує роботу схеми протягом часового інтервалу, протягом якого обидва ключі перетворювача не проводять струм, описана виразами (2.51) та (2.52) [105], [141], [105], [152]. Лінеаризація спрощеної системи диференційних рівнянь у матричній формі (2.51) та розрахунок передавальних характеристик в режимі малих сигналів може бути проведено відповідно до виразів (2.16) - (2.24) [102], [103], [146], [147] [105], [141].

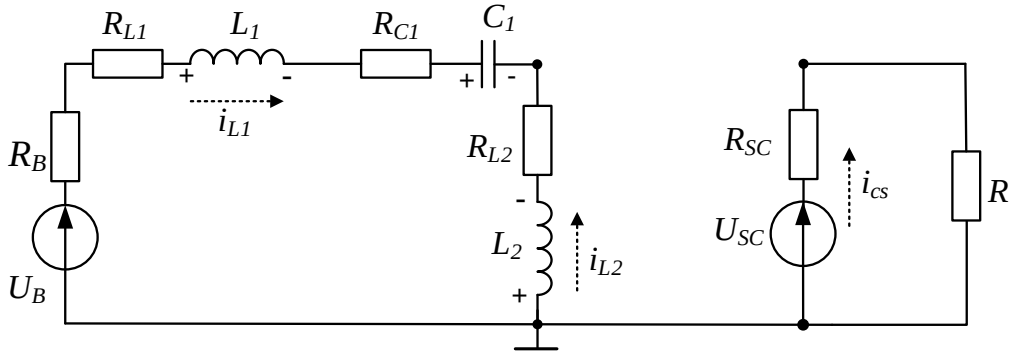
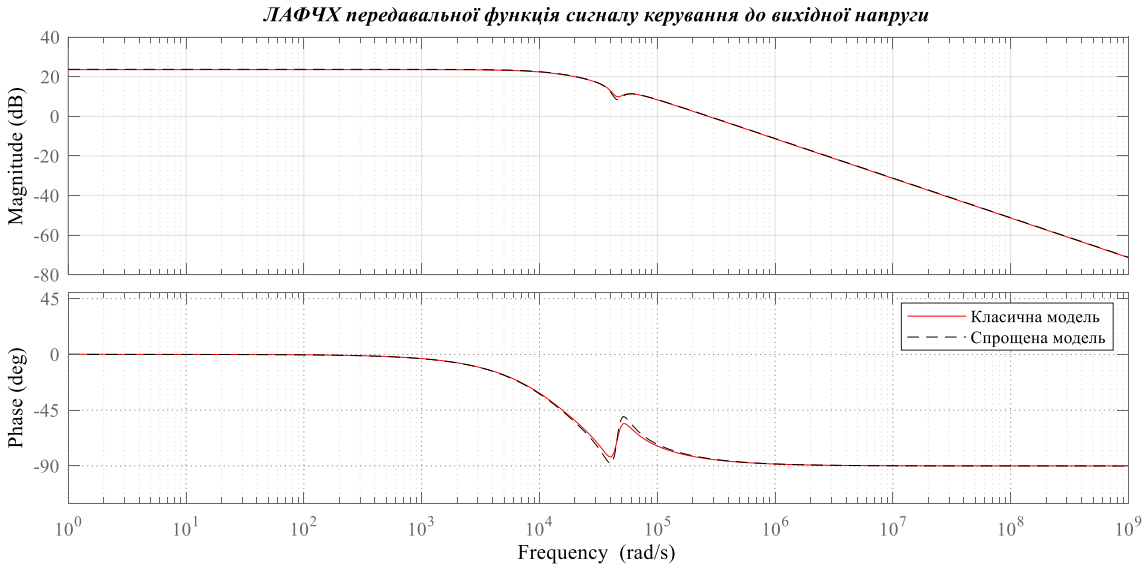


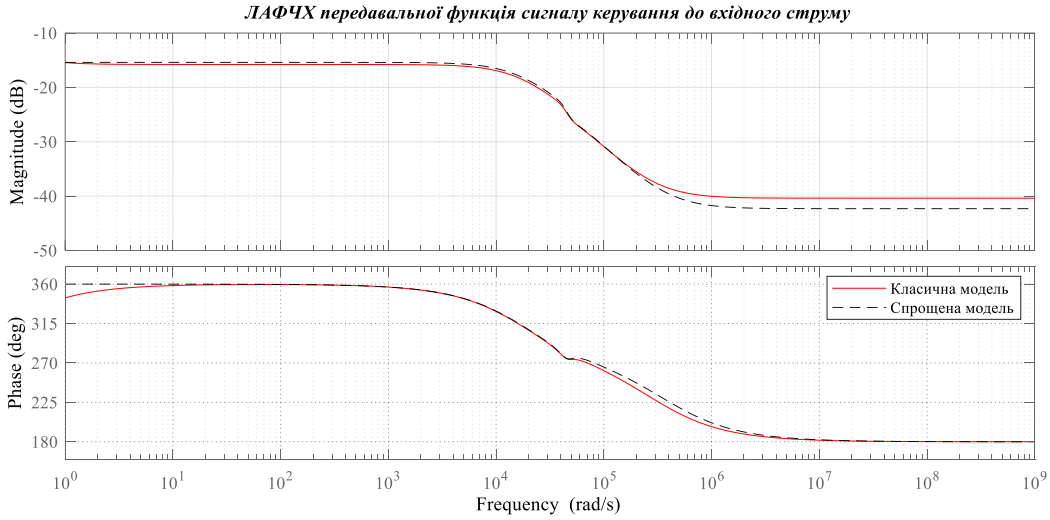
Рис. 2.12 Спрощена еквівалентна схема заміщення перетворювача SEPIC в режимі переривчастих струмів

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{L1}}{dt} \\ \frac{di_{L2}}{dt} \\ \frac{du_{C1}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{E3}}{L_1+L_2} & 0 & -\frac{1}{L_1+L_2} \\ 0 & \frac{R_{E3}}{L_1+L_2} & \frac{1}{L_1+L_2} \\ \frac{1}{C_1} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ u_{C1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1+L_2} & 0 \\ -\frac{1}{L_1+L_2} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_B \\ U_{SC} \end{bmatrix} \quad (2.51)$$

$$\begin{bmatrix} i_{in} \\ u_{out} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ u_{C1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{R}{R+R_{SC}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_B \\ U_{SC} \end{bmatrix} \quad (2.52)$$



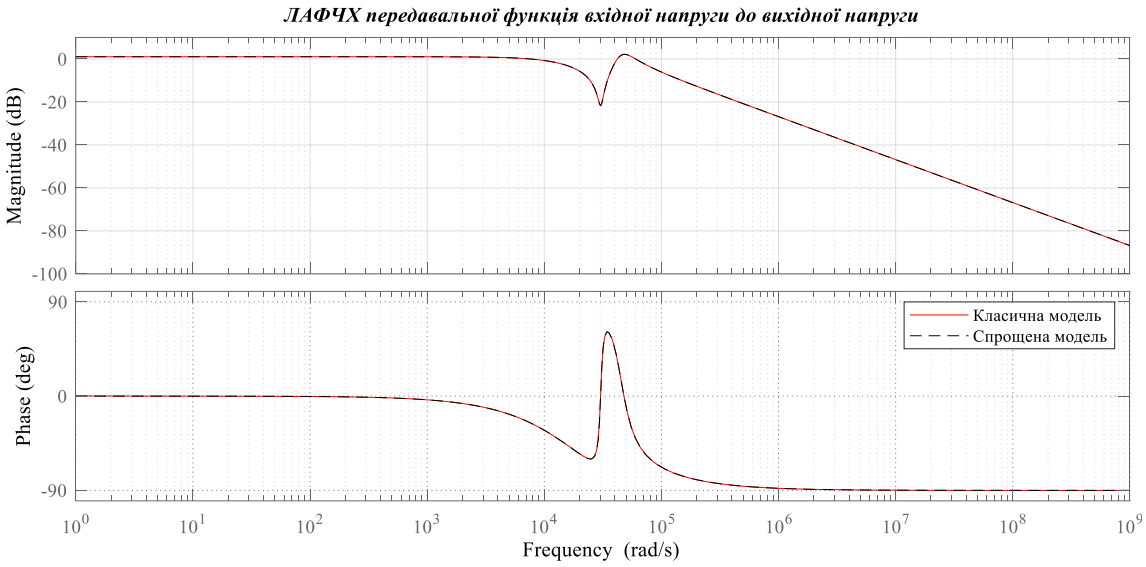
а



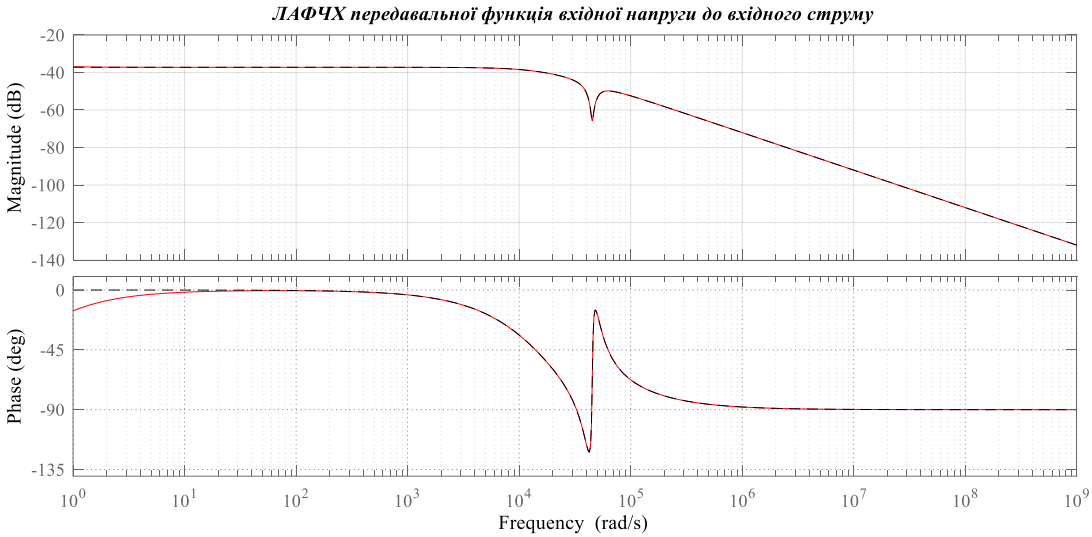
б

Рис. 2.13 ЛАФЧХ передавальної функції сигналу керування до вихідної напруги та вхідного струму

Для перевірки відповідності спрощеної моделі та подальшого її використання для аналізу стійкості та в синтезі робастної системи керування побудовано ЛАФЧХ системи, що наведено Рис. 2.12 та Рис. 2.13. Для побудови ЛАФЧХ системи третього та четвертого порядку було використано ідентичні параметри компонентів схеми. [115], [116], [124], [132].



а



б

Рис. 2.14 ЛАФЧХ передавальної функції вхідної напруги до вихідної напруги та вхідного струму

З отриманих характеристик видно, що незначні відмінності між моделями спостерігаються в області високих частот, відповідно до Рис. 2.13б. На Рис. 2.14

наведено ЛАФЧХ передавальної характеристики вхідної напруги до вихідної напруги та вхідного струму перетворювача гібридного ємнісного накопичувача енергії, які є майже ідентичними для обох моделей. Таким чином спрощена модель SEPIC перетворювача гібридного ємнісного накопичувача енергії може бути використана для подальшого аналізу стійкості [146], [147], [155], [163].

2.4 Висновки до розділу 2

1. Аналіз характеристик імпульсного енергоспоживання показав, що для забезпечення ефективної роботи систем енергоживлення, пікову потужність навантаження повинен забезпечувати накопичувач з високою щільністю потужності, в той час як середню потужність – накопичувач, що характеризується високою щільністю енергії. Введено коефіцієнт розподілу енергії між АБ та СК, що визначає відношення змінної складової струму навантаження, який відбирається від АБ до загального значення змінної складової струму навантаження.

2. Розроблено схемну модель перетворювача гібридного ємнісного накопичувача на основі топології SEPIC. Отримана модель дозволяє врахувати паразитні параметри компонентів перетворювача, в тому числі опір ключів у стані провідності. Врахування цих параметрів є необхідним при сповиванні високої амплітуди струму, оскільки опір навантаження є співмірним зі значеннями паразитних опорів компонентів схеми.

3. На основі методу усереднення у просторі змінних стану отримано математичну модель SEPIC перетворювача, яка описує описує динаміку перетворювача в режимі неперервних та переривчастих струмів.

4. Отримано спрощену математичну модель SEPIC перетворювача гібридного накопичувача енергії, яка за рахунок представлення СК в усталеному режимі, як еквівалентного джерела напруги дозволяє знизити порядок системи диференційних рівнянь, що описують перетворювач, і тим самим спростити аналіз отриманої системи.

5. Отримані рішення системи диференційних рівнянь математичної моделі спрощеної моделі SEPIC перетворювача, побудовано ЛАФЧХ

передавальної функції вхідної напруги до вихідної напруги та вхідного струму, отримані залежності можуть бути використані для розробки алгоритму керування та аналізу стійкості системи на основі гібридного ємнісного накопичувача.

6. Основні наукові результати представлені у другому розділі опубліковано у роботах [16], [29], [37], [28], [153].

РОЗДІЛ 3. КЕРУВАННЯ ПЕРЕТВОРЮВАЧАМИ ГІБРИДНИХ ЄМНІСНИХ НАКОПИЧУВАЧІВ ЕНЕРГІЇ ТА АНАЛІЗ СТІЙКОСТІ СИСТЕМ НА ЇХ ОСНОВІ

3.1 Алгоритм керування перетворювачами гібридних ємнісних накопичувачів

Перетворювач SEPIC, який використовується для узгодження рівнів напруги між накопичувачами є нелінійною змінною в часі системою. Регулювальні характеристики та стійкість такої системи мають значний вплив на роботу ємнісного накопичувача [102], [103], [145], [146], [129], [164]. Таким чином розробка системи керування яка забезпечить необхідну швидкість зарядного процесу в широкому діапазоні вхідної напруги є важливою задачею розробки гібридних ємнісних накопичувачів в системах з імпульсним навантаженням [22], [11], [12]. Розрізняють три основних підходи керування DC-DC перетворювачами: керування за напругою (voltage mode control), керування за струмом (current mode control) [165], [117], [103], [157] та гістерезисний (релейний) метод керування [166], [167]. В першому випадку застосовується один контур зворотного зв’язку з блоком ШІМ. До переваг такого режиму керування відносять простоту аналізу та синтезу регулятора, високу завадостійкість, з іншого боку недоліками є низька швидкодія (реакція на зміну регульованого сигналу є повільною). Щодо керування за струмом існують різні підходи, які використовують струму дроселя чи ключа для регулювання вихідної потужності. До переваг такого методу керування відносять можливість обмежити струм комутації ключів, швидкодія, до недоліків можна віднести необхідність додаткових кіл вимірювання струму, дещо нижча завадостійкість ніж в режимі керування за напругою [155], [157], [112], [117], [148], [165]. Відповідно до гістерезисного методу керування напруга або струм напряму контролюється за допомогою компаратора, який порівнює виміряний сигнал з опорним значенням. В такій ланці керування відсутній ПП (підсилювач помилки), якщо значення керованого сигналу є вищим або нижчим встановленого опорного рівня, то на виході компаратора встановлюється високий або низький рівень сигналу керування ключами перетворювача. Перевагою такого методу є

висока швидкодія та простота реалізації, оскільки відсутня необхідність в додаткових колах компенсації помилки. Однак частота перемикання ключів є не фіксованою, що ускладнює реалізацію систем керування синхронними схемами перетворювачів [166], [167].

Система керування перетворювачем гібридного ємнісного накопичувача енергії повинна забезпечувати одночасне обмеження максимального струму розряду АБ та запобігати перенапрузі на СК [37], [168]. Застосування лише одного контуру регулювання напругою або струмом, як правило, недостатньо, щоб обмежити потенційні коливання вихідної напруги та різке наростання розрядного струму АБ, оскільки для перетворювача навантаження у вигляді розрядженого СК наближено до короткого замикання. В таких випадках застосовують двоконтурні (каскадні підходи) до керування [169], [157], [117], наприклад керування в режимі середнього струму (average current control mode) [170], [171] та керування в режимі пікового струму (peak current control mode) [158], [159], [172]. Перевагою першого підходу відносно другого, є вища завадостійкість, можливість забезпечити регулювання струму перетворювачів, що працюють в режимі переривчастих струмів. Однак керування в режимі пікового струму забезпечує точне та швидке регулювання максимального струму ключів, що значно знижує ризик виходу з ладу транзисторів через перевищення струму комутації. Однак необхідно забезпечити компенсацію крутизни нахилу струму дроселя, оскільки контур керування стає нестійким, якщо коефіцієнт заповнення імпульсів стає більшим ніж 50% [117], [173].

Однак, застосування двоконтурного керування може призвести до труднощів, пов'язаних з налаштуванням ефективного регулятора системи керування. На Рис. 3.1 показано спрощену структуру одного з можливих варіантів реалізації керування перетворювачем SEPIC, гібридного ємнісного накопичувача. Зазвичай система керування перетворювачем, в режимі керування середнім струмом, складається з двох контурів зворотного зв'язку, як показано на рисунку [37],[158], [159], [172].

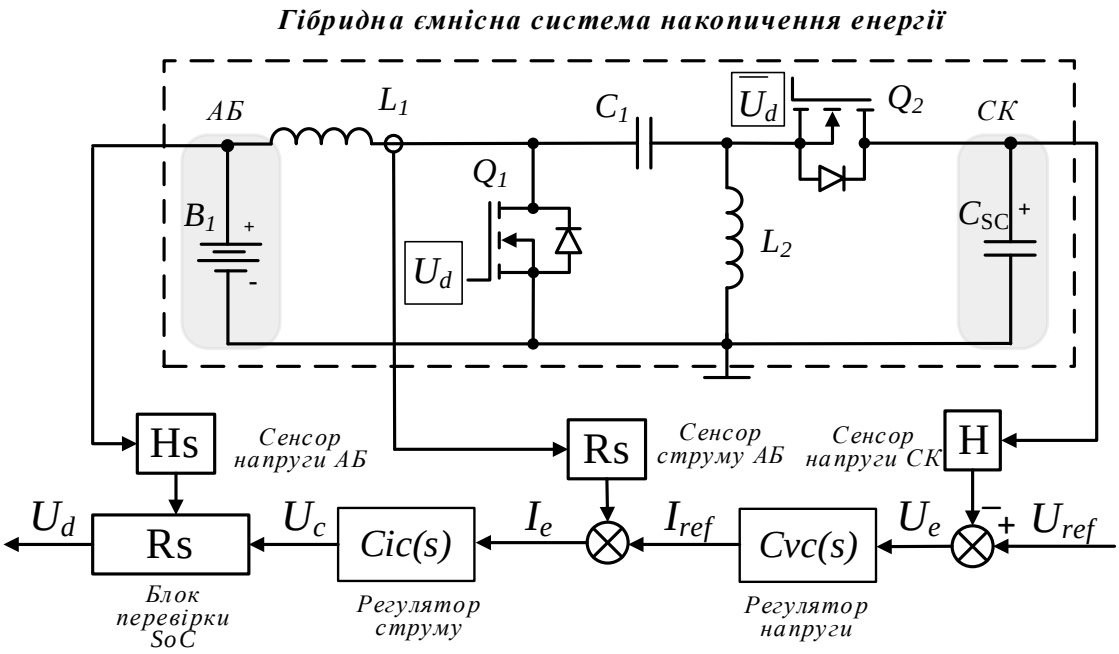


Рис. 3.1 Узагальнена структурна схема керування режимі середнього струму перетворювачем SEPIC гібридного ємнісного накопичувача

Відповідно до Рис. 3.1, перший контур (inner loop) – це так званий внутрішній швидкий контур керування струмом, який регулює середній струм дроселя (в даному випадку струм розряду АБ) на номінальному рівні, що задається сигналом I_{ref} від зовнішнього контуру керування, в максимальний розрядний струм визначаєтья енергетичними характеристиками АБ. Другий (outer loop) – це зовнішня контур керування напругою, який регулює вихідну напругу та запобігає виникненню перенапруги на СК. Призначення регулятора *Cvc(s)* в звичайному контролері вихідної напруги полягає в компенсуванні похибки між вимірюваним за допомогою сенсора *H* значенням регульованої напруги СК та постійним опорним значенням. Регулятор *Cic(s)*, що належить до внутрішнього контуру зворотного зв'язку, компенсує похибку між виміряним значенням за допомогою сенсора *Rs* розрядного струму акумулятора зі значенням, встановленим зовнішнім контуром регулювання напруги I_{ref} [171], [117], [174], [155], [163].

Однак такий класичний підхід до реалізації контролю в режимі середнього струму не дає можливість врахувати стан заряду SoC АБ, та запобігти його глибокому розряду. Крім того, якщо СК повністю розряджений, то в початковий момент часу помилка між виміряним значенням напруги СК та опорним є

максимальною, тому регулятор в зовнішньому колі керування швидко входить в насичення і відповідно коефіцієнт заповнення імпульсів має максимальне значення. Протягом інтервалу провідності транзистора Q_1 струм дроселя L_1 та відповідно розрядний струм АБ буде неконтрольовано збільшуватися. Тому необхідно додатковий блок керування, який обмежуватиме максимальне значення d на початкових етапах заряду СК та блок оцінки SoC. Точна оцінка SoC відіграє значну роль моніторингу поточного стану АБ, існує два основних підходи до визначення SoC, перший – прямий метод, що базується на прямому вимірювання струму і напруги та метод на основі еквівалентних моделей. Для практичного застосування зазвичай використовують перший метод, оцінки поточного стану заряду АБ розраховується з виразу [85], [87]:

$$SoC(k) = SoC(k_0) + \int_{k_0}^{k} \frac{\eta I(t)}{C_n} dt \tag{3.1}$$

де $SoC(k_0)$ – початкове відоме значення SoC; η – ефективність процесу заряду або розряду; C_n – номінальна ємність АБ; $I(t)$ – струм АБ (має від'ємне значення протягом розряду та позитивне значення під час заряду).

Загальний алгоритм керування SEPIC перетворювачем гібридного ємнісного накопичувача складається з наступних кроків (Рис. 3.2) [21], [95], [169], [173]:

– вимірювання струму та напруги АБ і СК,
– визначення SoC з виразу (3.1),
– встановлюється d = 10%, якщо стан заряду АБ вище мінімального;
– Порівняння наруги СК з номінально;
– Розрахунок значення I_{ref};
– порівняння струму АБ з I_{ref};
– розрахунок d.

Коефіцієнт підсилення контуру керування за струмом та напругою в режимі малих сигналів був широко досліджений в літературі [170], [174], де спрощений вираз передавальної функції контуру струму та напруги визначається виразами (3.2) та (3.3) відповідно:

$$T_i(s) = R_S G_{is}(s) \frac{1}{V_M} G_{id}(s) \tag{3.2}$$

$$T_v(s) = H G_{vc}(s) \frac{1}{R_s} \frac{G_{vd}(s)}{G_{id}(s)} \tag{3.3}$$

де V_M – амплітуда пилкоподібної напруги; Rs – коефіцієнт підсилення сенсора струму; $G_{id}(s)$ – передавальна характеристика сигналу керування до вхідного струму; $G_{is}(s)$ – передавальна характеристика регулятора в колі керування струму; H – коефіцієнт підсилення сенсора напруги; R_s – коефіцієнт підсилення сенсора струму; $G_{vd}(s)$ – передавальна характеристика сигналу керування до вихідної напруги; $G_{vs}(s)$ – передавальна характеристика регулятора в колі керування напруги.

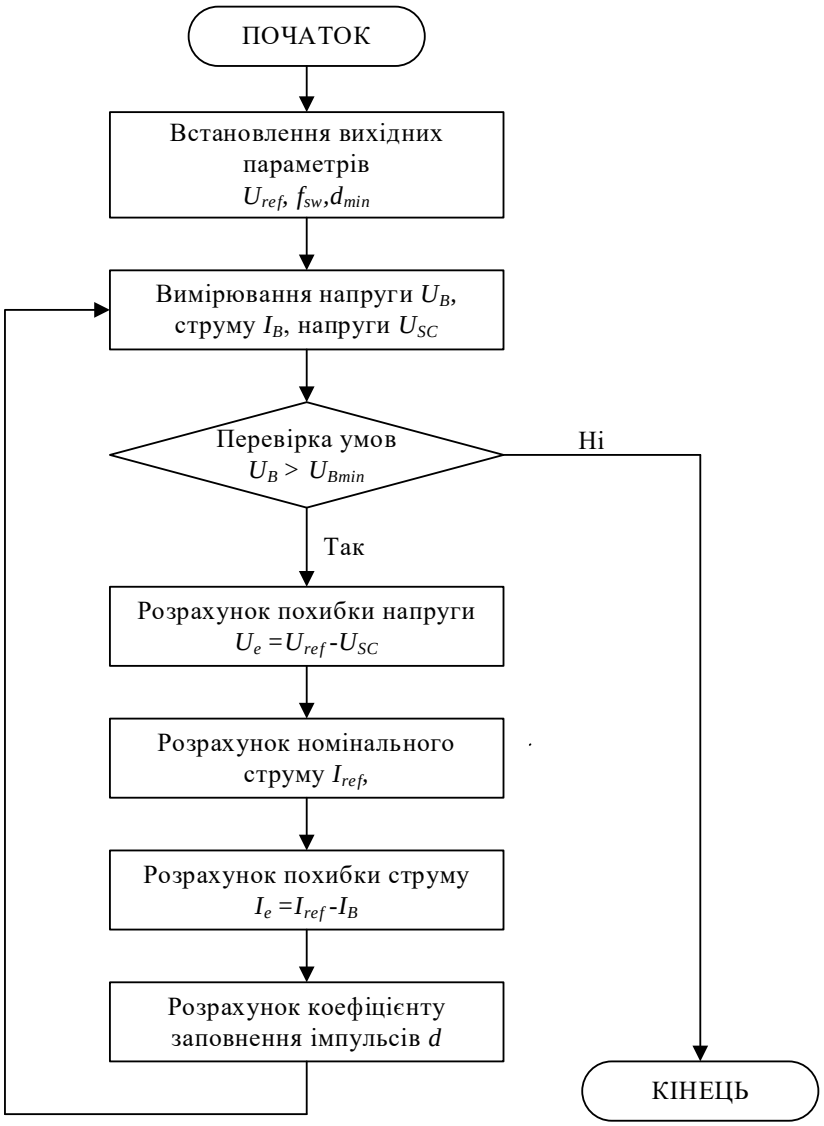


Рис. 3.2 Блок схема алгоритму керування перетворювачем гібридного ємнісного накопичувача

Важливою задачею розробки систем керування перетворювачем гібридного ємнісного накопичувача енергії в системах з імпульсним навантаженням є аналіз стійкості, яки здатний врахувати стохастичну зміну параметрів системи в заданих інтервалах.

3.2 Аналіз стійкості гібридної ємнісної системи накопичення енергії на основі методу Харитонова

Перетворювач гібридного ємнісного накопичувача енергії може бути змодельований як невизначена динамічна система, крім того слід врахувати, що струм навантаження може нелінійно змінюватись та залежати від багатьох факторів протягом роботи накопичувача [168], [175], [176]. Наприклад, опір зварюваного контакту може мати нелінійну залежність протягом зварювального процесу і залежати від багатьох стохастичних факторів, таких як шорсткість та ступінь очищення з'єднуваних поверхонь, форма та матеріал деталей, сила натискання електродів тощо [25], [26], [30]. Вищезазначені особливості також призводять до непрогнозованих змін стуму навантаження і, як результат, призводять до низької передбачуваності характеристики розряду гібридного ємнісного накопичувача та режиму роботи допоміжного DC-DC перетворювача. Крім того, значні коливання струму навантаження можуть суттєво впливати на стійкість такої системи [168], [30].

Як відомо, фізичні системи не можуть бути повністю описані математичною моделлю, якою б точною не була ця модель, вона не може бути повним теоретичним відповідником реальної системи [175], [104]. Таким чином, параметри математичної моделі та її коефіцієнти не можуть бути точно визначені, на практиці, можливо лише визначити інтервали, яким належать ці коефіцієнти. Якщо математична модель – це лінійна однорідна система диференційних рівнянь з постійними коефіцієнтами, то коефіцієнти характеристичного поліному, будуть визначатися певними інтервалами. Значення коефіцієнтів, що належать цим інтервалам впливають на розташування коренів характеристичного поліному на комплексній площині, від чого істотно залежить стійкість та асимптотична стійкість фізичної системи [175], [146], [147], [155], [163].

Робастна система керування повинна бути спроєктована таким чином, щоб гарантувалась задані характеристики керованої системи, та її стійкість незалежно від змін параметрів керованої системи в заданих межах. Для проєктування робастного керування DC-DC перетворювачами застосовують такі методи синтезу контролера [177], [178]:

– H∞ (H-infinity);
– μ-синтез (μ synthesis);
– лінійні матричні нерівності (Linear Matrix Inequality (LMI));
– теорія зворотних зав’язків (Quantitative Feedback Theory (QFT));
– теорема Харитонова (Kharitonov’s theorem) [175], [176], [179].

Синтез робастного регулятора на основі теореми Харитонова є значно простішим у порівнянні з іншими вищеперерахованими методами та вимагає базових алгебраїчних маніпуляцій. Однак такий відхід може бути ефективно застосований лише для налаштування простих регуляторів таких як ПІ (пропорційно-інтегральний) та ПІД (пропорційно-інтегральний-диференційний) [179], [169], [175].

Вихідні характеристики перетворювачів гібридного ємнісного накопичувача залежать від коливань струму навантаження, вхідної напруги, допуску компонентів, таким чином, параметри моделі перетворювача також можуть змінюватися в певному інтервалі значень. Алгоритм керування таких систем повинна забезпечувати стійкість не лише номінальної моделі об’єкту, а всього сімейства моделей в заданій області [168], [175]. Теорема Харитонова застосовується для оцінки стійкості динамічної системи, якщо її параметри визначені в певних межах. Підхід Харитонова можна розглядати як узагальнення критерію стійкості Руса-Гурвіца. На відміну від підходу Руса-Гурвіца, який розглядає многочлен з фіксованими коефіцієнтами, підхід Харитонова досліджує стійкість многочлену з коефіцієнтами, що належать заданому інтервалу. Для застосування теореми Харитонова слід визначити необхідні та достатні умови за яких поліномами Гурвіца будуть всі поліноми коефіцієнти яких належать заданим

інтервалам [175], [179], [176], [180], [155], [163]. Інтервальний поліном називається множина поліномів *P(s)* типу [179]:

$$P(s) = a_0 + a_1 S^1 + a_2 S^2 + ... + a_n s^n, \tag{3.4}$$

де $a_n \in \left[a^-, a^+\right]$, a^-, a^+ – фіксовані числа, мінімальна та максимальна границя поліноміальних коефіцієнтів відповідно.

Відповідно до теореми Харитонова інтервальний поліномом (3.4) з інваріантним ступенем є поліномом Гурвіца тоді і тільки тоді коли чотири поліноми Харитонова $K_1(s)$, $K_2(s)$, $K_3(s)$, $K_4(s)$ (3.4) є поліномами Гурвіца [179], [175]:

$$\begin{aligned}
K_1(s) &= a_0^- + a_1^- s + a_2^+ s^2 + a_3^+ s^3 + a_4^- s^4 + a_5^- s^5 + a_6^+ s^6 + ... \\
K_2(s) &= a_0^+ + a_1^+ s + a_2^- s^2 + a_3^- s^3 + a_4^+ s^4 + a_5^+ s^5 + a_6^- s^6 + ... \\
K_3(s) &= a_0^+ + a_1^- s + a_2^- s^2 + a_3^+ s^3 + a_4^+ s^4 + a_5^- s^5 + a_6^- s^6 + ... \\
K_4(s) &= a_0^- + a_1^+ s + a_2^+ s^2 + a_3^- s^3 + a_4^- s^4 + a_5^+ s^5 + a_6^+ s^6 + ...
\end{aligned} \tag{3.5}$$

Передавальна функція сигналу керування до вихідної напруги та передавальна функція сигналу керування до вхідного струму може бути представлена у вигляді інтервальних поліномів [176], [175]:

$$\begin{aligned}
G_{vd}(s) &= \frac{\left[a_0^-, a_0^+\right]_v + \left[a_1^-, a_1^+\right]_v s + \left[a_2^-, a_2^+\right]_v s^2 + \left[a_3^-, a_3^+\right]_v s^3 + ...}{\left[b_0^-, b_0^+\right]_v + \left[b_1^-, b_1^+\right]_v s + \left[b_2^-, b_2^+\right]_v s^2 + \left[b_3^-, b_3^+\right]_v s^3 + ...} \\
G_{id}(s) &= \frac{\left[a_0^-, a_0^+\right]_i + \left[a_1^-, a_1^+\right]_i s + \left[a_2^-, a_2^+\right]_i s^2 + \left[a_3^-, a_3^+\right]_i s^3 + ...}{\left[b_0^-, b_0^+\right]_i + \left[b_1^-, b_1^+\right]_i s + \left[b_2^-, b_2^+\right]_i s^2 + \left[b_3^-, b_3^+\right]_i s^3 + ...}
\end{aligned} \tag{3.6}$$

Передавальна функція замкненого контуру керування визначається виразом (3.7) в якості регулятора обрано ПІ-регулятор, з передавальною функцією $H_R(s)$ [117], [174].

$$H_{CL}(s) = \frac{H_S(s) H_R(s)}{1 + H_S(s) H_R(s)} \tag{3.7}$$

де $H_S(s)$ – передавальна функція керованої системи; $H_R(s) = K_p + \frac{K_i}{s}$ – передавальна функція регулятора; K_p – пропорційний коефіцієнт ПІ-регулятора, K_i – інтегральний коефіцієнт ПІ-регулятора.

Таким чином, характеристичний поліном для аналізу стійкості системи, в загальному випадку, матиме такий вигляд [175], [168]:

$$P(s) = K_i a_0 + (b_0 + K_p a_0 + K_i a_1)s + (b_1 + K_p a_1 + K_i a_2)s^2 + ... \\ + (b_{n-1} + K_p a_{n-1} + K_i a_n)s^n \quad (3.8)$$

де a та b – коефіцієнти знаменника та чисельника передавальної функції керованої системи.

У Таблиця 3.1 наведено вихідні дані гібридного ємнісного накопичувача енергії на основі SEPIC перетворювача, АБ та СК. Для розрахунків зазначення еквівалентних опорів котушок індуктивності, транзисторів, розділювального конденсатора, СК, АБ та межі допуску параметрів компонентів схеми взято з технічної документації наданої виробниками електронних компонентів. На основі даних, наведених Таблиця 3.1, були розраховані мінімальні та максимальні значення поліноміальних коефіцієнтів характеристичного поліному (3.8) передавальної функції контуру керування напругою та струмом, отримані значення наведено в Таблиця 3.2.

Таблиця 3.1

Позначення	Опис	Значення	Допуск
U_B, *В*	Номінальна напруга АБ	3,6	-30%, +50%
R_B, *Ом*	Послідовний еквівалентний опір АБ	0,7	±10%
R_{load}, *Ом*	Опір навантаження	5	±10%
L_1, L_2, *мкГн*	Індуктивність дроселя L1, L2	22	±10%
R_{L1}, R_{L2}, *мОм*	Послідовний еквівалентний опір дроселя L1, L2	10	±10%
C_1, *мкФ*	Ємність роздільного конденсатора C1	10	±10%
R_{C1}, *мОм*	Послідовний еквівалентний опір конденсатора C1	50	±10%
R_{Q1}, R_{Q2}, *мОм*	Опір транзистора Q1, Q2 в стані провідності	10	±10%
C_{SC}, *Ф*	Ємність СК	300	±20%
R_{SC}, *мОм*	Послідовний еквівалентний опір СК	10	±10%
d, *%*	Коефіцієнт заповнення імпульсів	50%	±20%
F, *кГц*	Частота перемикання транзисторів	50кГц	-
U_{SC}, *В*	Номінальна вихідна напруга СК	2,7	±1%

Згідно з лемою, згаданою в [175], для поліномів нижче 5-го порядку існує спрощена оцінка стійкості, оскільки не всі з чотирьох поліномів Харитонова (3.5) повинні бути поліномами Гурвіца. Наприклад, для полінома 3-го порядку досить проаналізувати $K_3(s)$, для полінома 4-го порядку достатньо проаналізувати $K_1(s)$, $K_3(s)$ та $K_4(s)$. Однак $K_1(s)$, $K_2(s)$, $K_3(s)$, $K_4(s)$ повинні бути проаналізовані, щоб оцінити стійкість поліномів 6-го та вищого порядку.

Таблиця 3.2

Контур керування вихідною напругою		
Коефіцієнт	Мінімум	Максимум
$a_4 = K_p \cdot n_3 + d_3$	$1{,}9658 \cdot 10^{35} K_p + 1{,}2963 \cdot 10^{37}$	$2{,}3574 \cdot 10^{35} K_p - 8.9379 \cdot 10^{36}$
$a_3 = K_p \cdot n_2 + K_i \cdot n_3 + d_2$	$5{,}4227 \cdot 10^{40} K_p + 1{,}9658 \cdot 10^{35} K_i + 9{,}498 \cdot 10^{40}$	$-1{,}7686 \cdot 10^{39} K_p + 2{,}3574 \cdot 10^{35} K_i - 6{,}5327 \cdot 10^{41}$
$a_2 = K_p \cdot n_1 + K_i \cdot n_2 + d_1$	$1{,}9514 \cdot 10^{45} K_p + 5{,}4227 \cdot 10^{40} K_i + 5{,}063810^{46}$	$2{,}2179 \cdot 10^{44} K_p - 1{,}7686 \cdot 10^{39} K_i - 2{,}7535 \cdot 10^{46}$
$a_1 = K_p \cdot n_0 + K_i \cdot n_1 + d_0$	$1.4062 \cdot 10^{50} K_p + 1.9514 \cdot 10^{45} K_i + 1.2895 \cdot 10^{51}$	$-8{,}1524 \cdot 10^{48} K_p + 2{,}2179 \cdot 10^{44} Ki - 8{,}0581 \cdot 10^{50}$
$a_0 = K_i \cdot n_0$	$1.4062 \cdot 10^{50} K_i$	$8{,}1524 \cdot 10^{48} K_i$
Контур керування вхідним струмом		
$a_4 = K_p \cdot n_3 + K_i \cdot n_4 + d_3$	$1{,}9658 \cdot 10^{35} K_p + 1{,}2963 \cdot 10^{37}$	$2{,}3574 \cdot 10^{35} K_p - 8.9379 \cdot 10^{36}$
$a_3 = K_p \cdot n_2 + K_i \cdot n_3 + d_2$	$5{,}4227 \cdot 10^{40} K_p + 1{,}9658 \cdot 10^{35} K_i + 9{,}498 \cdot 10^{40}$	$-1{,}7686 \cdot 10^{39} K_p + 2{,}3574 \cdot 10^{35} K_i - 6{,}5327 \cdot 10^{41}$
$a_2 = K_p \cdot n_1 + K_i \cdot n_2 + d_1$	$1{,}9514 \cdot 10^{45} K_p + 5{,}4227 \cdot 10^{40} K_i + 5{,}063810^{46}$	$2{,}2179 \cdot 10^{44} K_p - 1{,}7686 \cdot 10^{39} K_i - 2{,}7535 \cdot 10^{46}$
$a_1 = K_p \cdot n_0 + K_i \cdot n_1 + d_0$	$1.4062 \cdot 10^{50} K_p + 1.9514 \cdot 10^{45} K_i + 1.2895 \cdot 10^{51}$	$-8{,}1524 \cdot 10^{48} K_p + 2{,}2179 \cdot 10^{44} Ki - 8{,}0581 \cdot 10^{50}$
$a_0 = K_i \cdot n_0$	$1.4062 \cdot 10^{50} K_i$	$8{,}1524 \cdot 10^{48} K_i$

На Рис. 3.3 показано допустимі значення інтегрального коефіцієнта K_i та пропорційного коефіцієнта K_p ПІ-регулятора, які забезпечують умови стійкості відповідно до теореми Гурвіца усіх чотирьох поліномів Харитонова, утворених з характеристичного поліному контуру керування вихідною напругою [175], [155], [163], [179].

Отриманий масив значень коефіцієнтів ПІ-регулятора підібрано таким чином, щоб забезпечити стійкість системи при зміні параметрів в допустимих межах та коливаннях середнього струму навантаження (Таблиця 3.1). Однак, необхідно визначити конкретні пари коефіцієнтів, які забезпечать необхідну швидкість регулювання та ступінь затухання коливань [103], [146], [155].

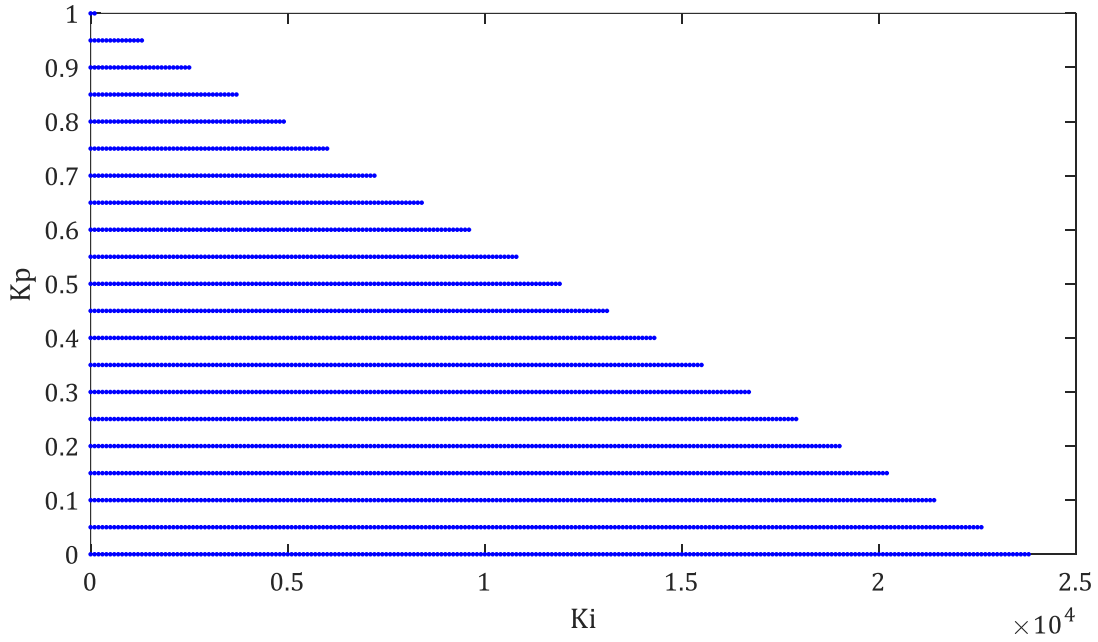


Рис. 3.3 Значення інтегрального та пропорційного коефіцієнтів ПІ регулятора, контуру керування за напругою

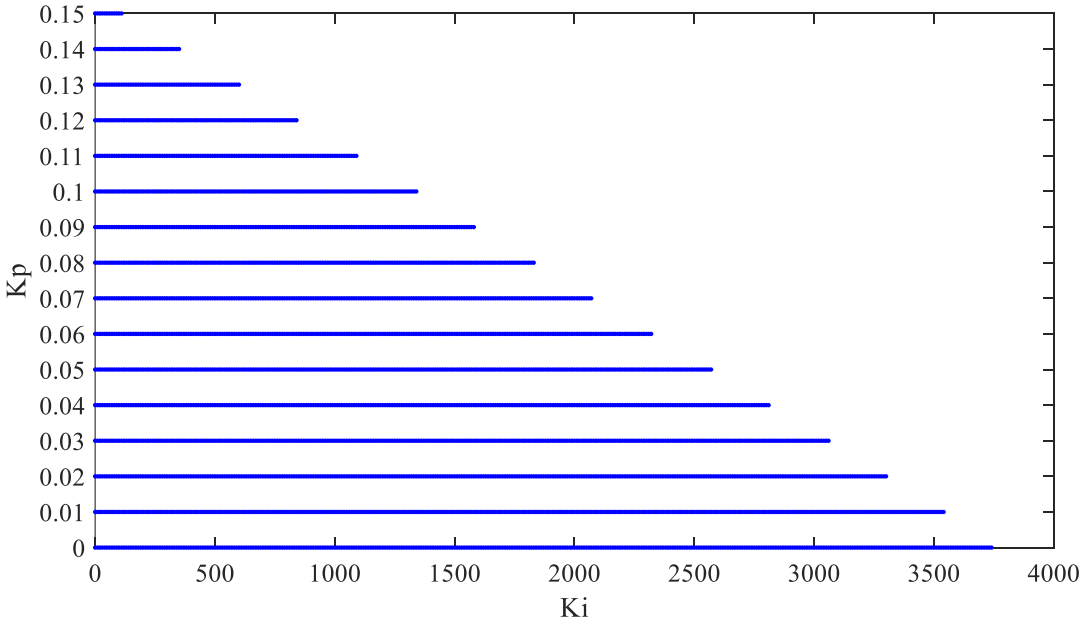


Рис. 3.4 Значення інтегрального та пропорційного коефіцієнтів ПІ регулятора контуру керування за струмом

Таким чином, застосування методу Харитонова є досить простим в реалізації, та одночасно дозволяє підібрати коефіцієнти регулятора за яких система буде стійкою незважаючи на зміну параметрів в заданих інтервалах.

3.3 Застосування методу кластеризації коренів для визначення параметрів регулятора системи керування

Для оцінки якості перехідного процесу, та таких параметрів як швидкість затухання коливань та перерегулювання, використано метод кластеризації коренів характеристичного поліному. Проблема D-стійкості (також відома як кластеризація коренів) пов'язана з визначенням можливого розташування полюсів замкнутої системи щодо конкретних точок або областей лівої півплощини [181], [182].

Припустимо, що суб-область (так звана D-область) визначена у лівій половини комплексної площини. Динамічна система, що описана системою рівнянь (2.16), вважається D-стабільною, якщо всі її полюси належать D-області, тобто якщо всі власні значення матриці A розташовані всередині D-області. Загальне визначення D-області (Рис. 3.5) можна отримати як $S(\alpha, r, \theta)$ комплексних чисел $x + jy$ таких, що [182]:

$$x < -\alpha < 0, |x - jy| < r, \tan\theta, x < -|y|. \tag{3.9}$$

Межі області наведеної на Рис. 3.5 задаються такими параметрами:

- α – критерій тривалості перехідного процесу;
- ξ – максимальне віддалення кореня від уявної осі.
- $tg\theta$ – коливальність перехідного процесу.

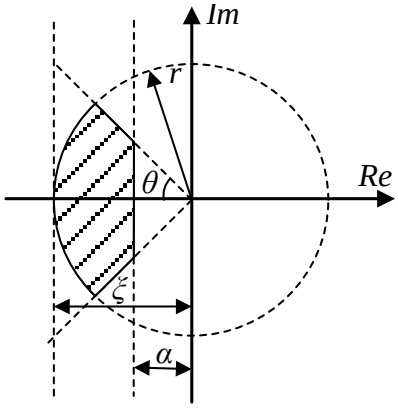


Рис. 3.5 D-область в яку повинні входити полюси замкненої системи

Значення інтегрального та пропорційного коефіцієнтів ПІ-регулятора було отримано на основі критерію Гурвіца (РОЗДІЛ 3, 3.2) для стабілізації всіх чотирьох поліномів Харитонова для контуру керування за струмом та напругою, за умови розташування коренів характеристичного поліному у визначеній D-області. В Таблиця 3.3 наведено значення пар коефіцієнтів K_i та K_p ПІ-регулятора [146], [155], [163], [175].

Таблиця 3.3

Контур керування вихідною напругою		Контур керування вхідним струмом	
Ki	Kp	Ki	Kp
1900	0,1	3530	0,01
16500	0,2	1490	0,05
7800	0,3	1210	0,04
5300	0,45	560	0,08
2400	0,85	1090	0,06

На Рис. 3.6 зображено реакцію замкненої системи на вплив у вигляді одиничної ступінчастої функції, з різними парами пропорційних та інтегральних коефіцієнтів підсилення, значення яких безпосередньо впливають на якість перехідного процесу системи. Наприклад, на блакитній графіку (K_i = 3530, K_p = 0,01) спостерігається незначне перерегулювання, вища швидкість перехідного процесу порівняно з іншими графіками, тоді як на фіолетовому графіку ($K_i = 520$, $K_p = 0{,}08$) реакція системи є значно повільнішою [175], [117], [146], [155], [163].

Рис. 3.8 та Рис. 3.9, наведено сімейство прямокутників Харитонова для кола керування за напругою та струмом. Діаграми отримані за допомогою програмного забезпечення MATLAB, демонструють робастну стабільність сімейства інтервальних поліномів за допомогою графічного представлення теореми Харитонова, так званих прямокутників Харитонова [175], [183]. Комплексна змінна s в інтервальному поліномі (3.4) замінюється на jω з фіксованою дійсною частотою ω_0. Набір можливих значень $P(j\omega_0, a)$ утворює прямокутник, відомий як

прямокутник Харитонова в комплексній площині з вершинами $K_1(s)$, $K_2(s)$, $K_3(s)$, $K_4(s)$. При збільшенні частоти від 0 до ω_0 з кроком ω відбувається формування прямокутника на кожному кроці, що призводить до переміщення сімейства прямокутників Харитонова через комплексну площину [184], [175].

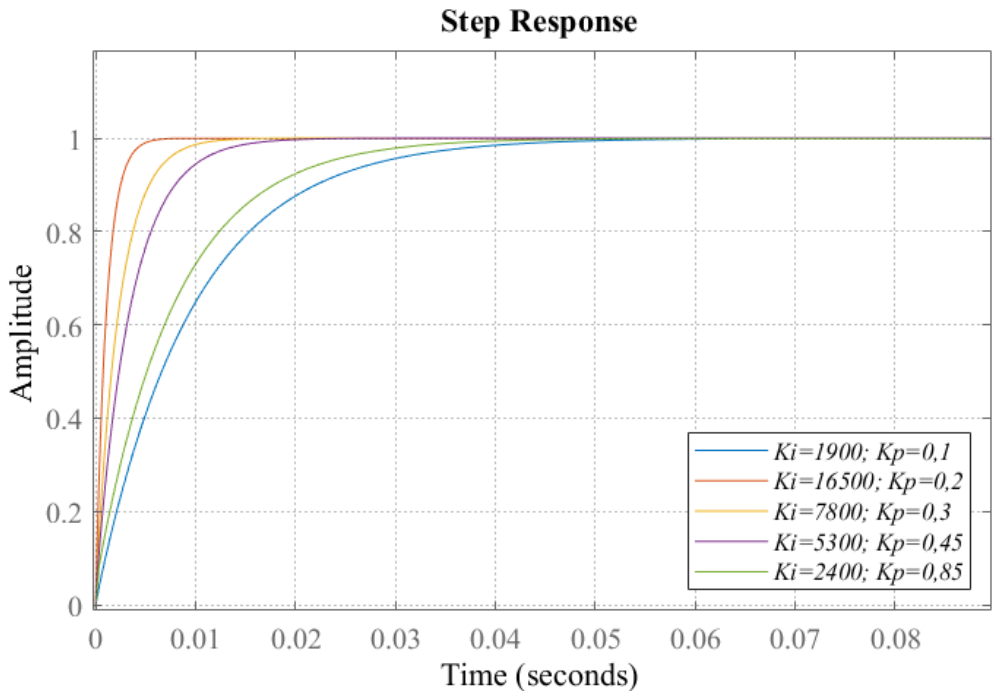


Рис. 3.6 Перехідна характеристика замкнутої системи керування напругою з різними значеннями пропорційного та інтегрального коефіцієнтів

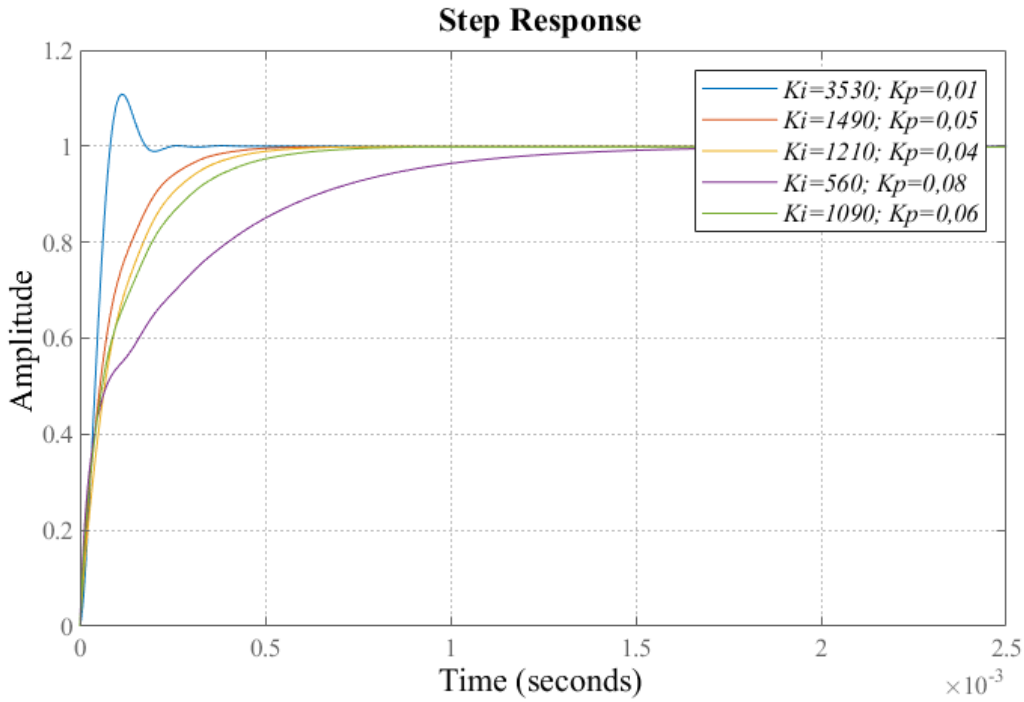


Рис. 3.7 Перехідна характеристика замкнутої системи керування струмом з різними значеннями пропорційного та інтегрального коефіцієнтів

Лема 2.11, представлена в [175], має такий вигляд: «Припустимо, що $P = \{p\,(s, \alpha): \alpha \in Q\}$ – інтервальний поліном з інваріантним ступенем і має принаймні один стійкий член. P є робастно стійким, якщо початок комплексної площини, тобто $Z = (0, 0)$, виключено з прямокутників Харитонова для всіх $\omega \geq 0$». Згідно з цією лемою, так звана умова нульового виключення, якщо початок координат лежить у сімействі прямокутників Харитонова, то задані інтервальні поліноми нестійкими. В іншому випадку інтервальні поліноми стійкими [184].

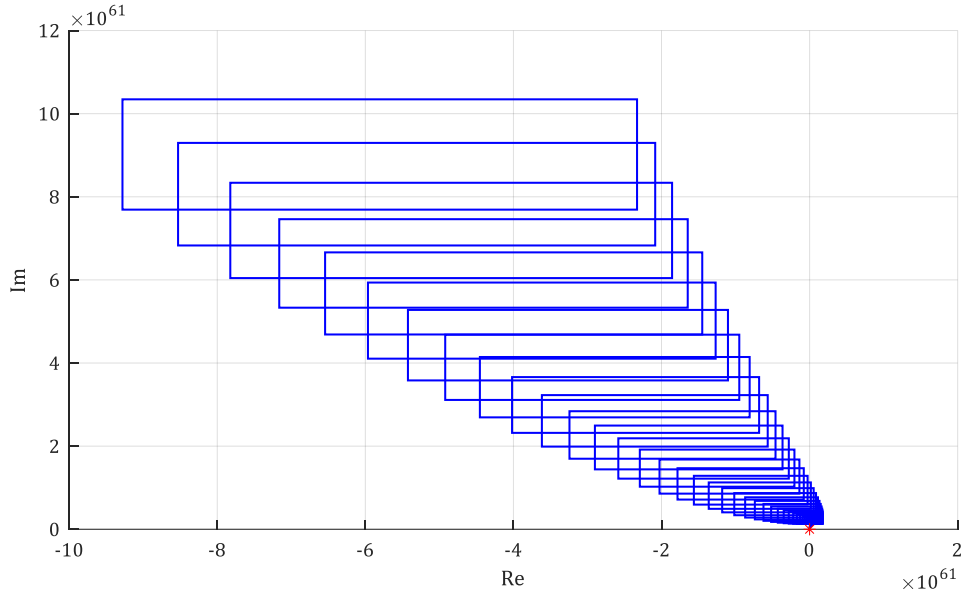


Рис. 3.8 Сімейство прямокутників Харитонова інтервального характеристичного поліному контуру керування вихідною напругою

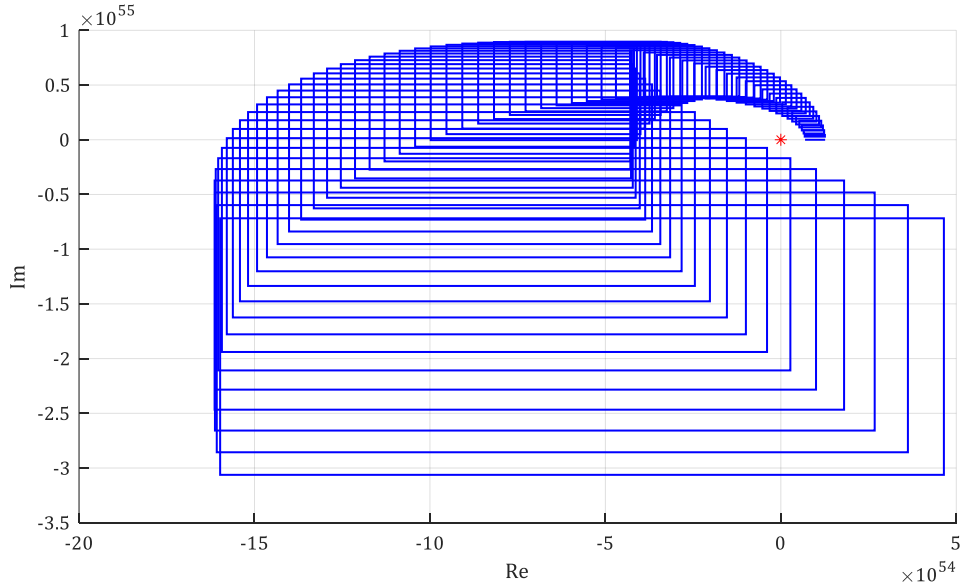


Рис. 3.9 Сімейство прямокутників Харитонова інтервального характеристичного поліному контуру керування вхідним струмом

З рисунків видно, що замкнена система є робастно стійкою відповідно до умови нульового виключення (тобто початок комплексної площини не охоплений прямокутниками Харитонова) при зміні параметрів в проміжку допустимих значень [184], [168], [175].

3.4 Висновки до розділу 3

1. Запропоновано двоконтурну систему керування, яка складається внутрішнього контуру регулювання струму розряду АБ. Зовнішній контур регулювання напруги СК забезпечує номінальне значення напруги СК, запобігає перенапрузі протягом заряду та глибокому розряду при підключенні навантаження. Така система керування дозволяє забезпечити необхідні зарядно-розрядні характеристики накопичувачів протягом процесу заряду СК та при підключенні імпульсного навантаження з високим піковим енергоспоживанням.

2. Розроблено алгоритм керування SEPIC перетворювачем гібридного ємнісного накопичувача енергії, який забезпечує регулювання розрядного струму АБ з високою точністю та напруги СК, що дозволяє уникнути явища перенапруги та глибокого розряду.

3. Проведено аналіз стійкості запропонованої системи керування на основі методу Харитонова, який дозволяє враховувати зміну параметрів моделі перетворювача в межах допуску. Обрано пропорційний та інтегральний коефіцієнти ПІ-регулятора обох контурів керування, таким чином щоб всі чотири поліноми Харитонова відповідали критерію стійкості Гурвіца. Обрані коефіцієнти забезпечують стійкість системи при зміні параметрів компонентів в межах допуску.

4. На основі методі кластеризації коренів характеристичного поліному, визначено область можливого розташування полюсів замкнутої системи в лівій півплощині, при якому забезпечуються необхідні параметри регулювання, такі як швидкість перехідного процесу, коефіцієнт затухання коливань.

5. Основні наукові результати представлені у третьому розділі опубліковано у роботах [15], [37], [108], [144], [153], [164], [168].

РОЗДІЛ 4. ВИРІВНЮВАННЯ НАПРУГИ ГІБРИДНИХ ЄМНІСНИХ НАКОПИЧУВАЧІВ ЕНЕРГІЇ З МОДУЛЬНОЮ СТРУКТУРОЮ ТА АНАЛІЗ ЇХ ЕНЕРГОЕФЕКТИВНОСТІ

4.1 Особливості вирівнювання напруги комірок суперконденсаторного модуля гібридних ємнісних накопичувачів

Оскільки напруга та струм, що може забезпечити один СК є обмеженими, тому паралельне та послідовне з'єднання СК необхідно для забезпечення заданого рівня напруги та струму, які визначаються характеристиками навантаження [66], [67]. Для досягнення високої амплітуди струму зварювального імпульсу, СК з'єднують паралельно, однак, таке рішення призводить до збільшення часу заряду та підвищення вихідної потужності перетворювача гібридного ємнісного накопичувача. З іншого боку, для підвищення вихідної напруги гібридного накопичувача застосовують послідовне з'єднанні СК. В такому випадку, протягом заряду, напруга на комірках СКМ (суперконденсаторного модулю) може значно відрізнятись, що спричинено відмінністю фактичної ємності СК від номінальної [74], [75], [185].

На Рис. 4.1 наведено систему вирівнювання напруги комірок СКМ, що базується на методі вирівнювання від комірки до модулю [46]. Представлена система вирівнювання складається з трансформатора, що з конфігурацією з *n* ідентичних первинних обмоток якого підключено до комірок СКМ та однієї вторинної обмотки [46], [69]. За допомогою сенсору напруги *Сенсор_n Мікропроцесорна система керування* вимірює напругу кожної комірки модуля. Виміряне значення напруги СК порівнюється з опорним значенням напруги. Якщо виміряна напруга досягла номінального значення та знаходиться в допустимому діапазоні похибки, $\pm\Delta u_e$, *Мікропроцесорна система керування* запускає генерацію сигналу *ШІМ_n,* тим самим дозволяє роботу схеми вирівнювання напруги *n-го* СК. Тривалість імпульсу керування, регулюється таким чином, щоб забезпечити напругу на СК в межах допустимої помилки $\pm\Delta u_e$. Протягом стану провідності ключа S_n первинна обмотка трансформатора шунтує

СК і, так звана, надлишкова енергія комірки передається у вторинну обмотку, від якої через випрямляч *В* та фільтр *Ф* повертається до модулю [186], [187].

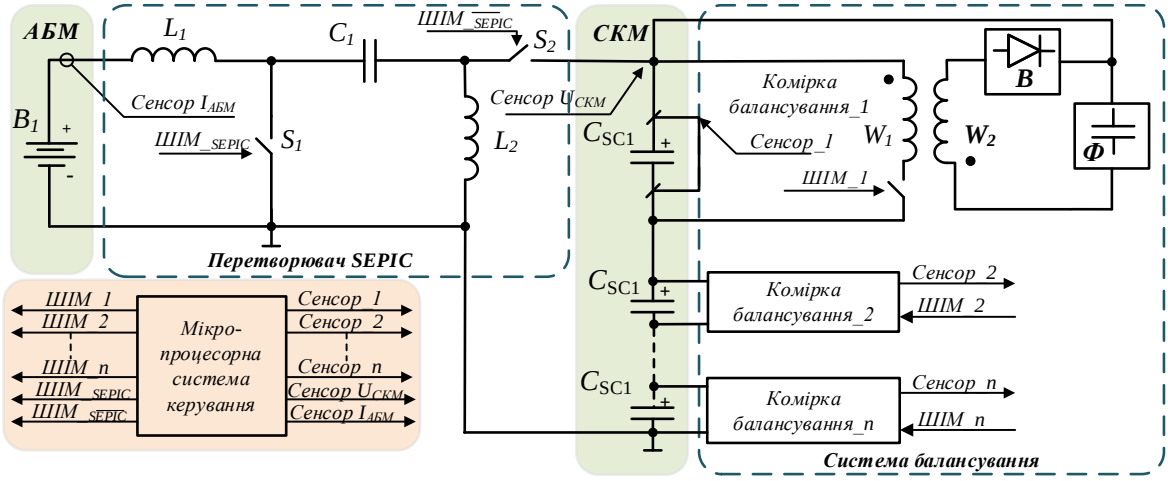


Рис. 4.1 Спрощена структура системи вирівнювання напруги комірок СКМ гібридного ємнісного накопичувача

Таким чином, *Мікропроцесорна система керування* дозволяє здійснювати вирівнювання незалежно від стану заряду модуля чи окремого СК, оскільки значення опорної напруги може змінюватись пропорційно до стану заряду модуля або за заздалегідь визначеним алгоритмом. Крім того, метод балансування від комірки до модуля дозволяє керувати напругою кожної окремої комірки незалежно від стану заряду інших СК. Однак збільшення кількості комірок призводить до ускладнення структури трансформатора та збільшення об’єму та маси системи вимірювання [74].

4.2 Моделювання процесу вирівнювання напруги комірок

Для перевірки алгоритму роботи комірок вирівнювання напруги СКМ, що наведено на Рис. 4.1 проведено імітаційне моделювання зарядно-розрядних процесів СКМ у середовищі LTspice, модель системи вирівнювання напруги комірок СКМ представлена на Рис. 4.2 [188]. Параметри СК, що використано для моделювання процесу вирівнювання наведено в Таблиця 4.1. Значення параметрів СК було обрано на основі документації на реальні компоненти [189].

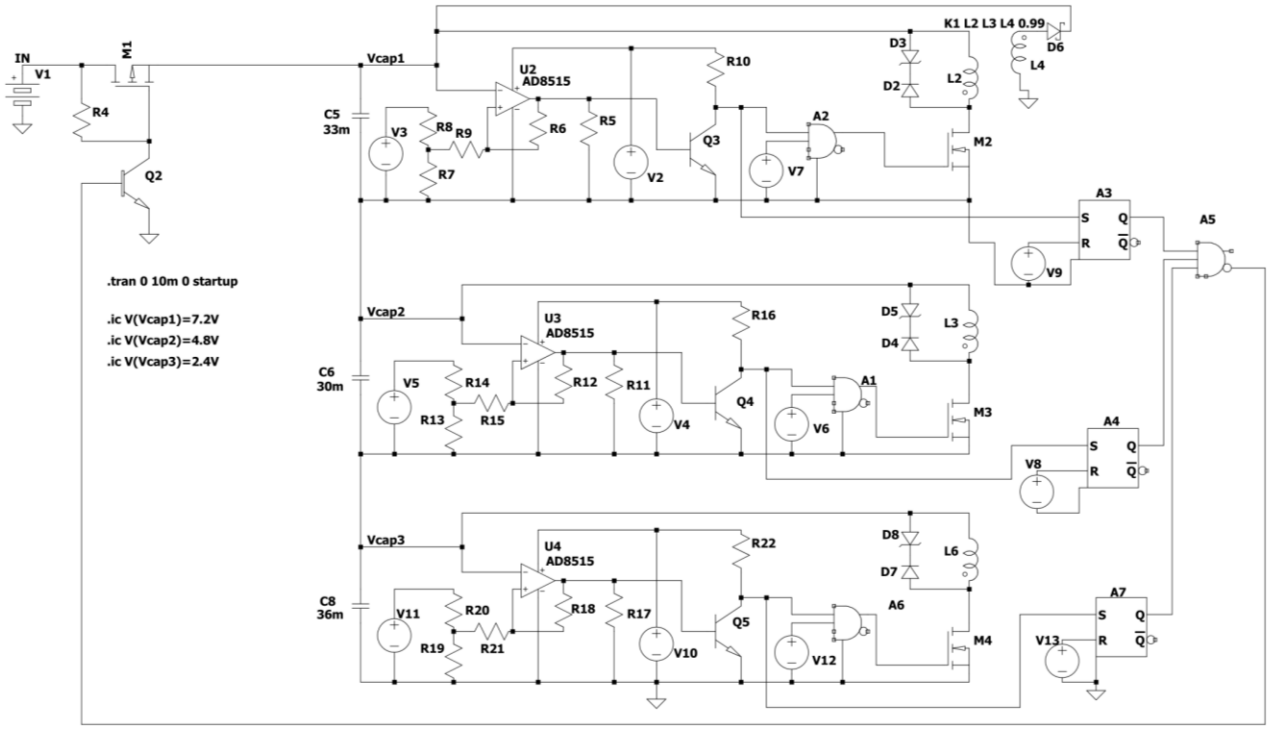


Рис. 4.2 Імітаційна модель системи вирівнювання напруги трьох сусідніх комірок СКМ

Таблиця 4.1

Позначення	Номінальна ємність СК	Допуск	Фактична ємність СК	Номінальна напруга
СК1	33 мФ	±20 %	33 мФ	2,5 В
СК2	33 мФ	±20 %	30 мФ	2,5 В
СК3	33 мФ	±20 %	36 мФ	2,5 В

На Рис. 4.3 наведено результати моделювання електромагнітних процесів в системі вирівнювання напруги СКМ протягом заряду комірок СКМ від початкової напруги, що рівна 2,4 В до номінальної напруги 2,5 В. З отриманих діаграм моделювання видно, що напруга СК з нижчою фактичною ємністю досягає номінальної напруги протягом 2,4 мс, після досягнення на цьому СК напруги рівної опорному значенню на транзистор Q_1 перетворювача подається сигнал керування. Протягом відкритого стану ключа через первинну обмотку трансформатора протікає струм, надлишкова енергія передається до вторинної обмотки. Аналогічний процес відбувається, коли напруга на СК з вищим

значенням фактичної ємності стає рівною опорній напрузі, починає працювати наступна комірка балансування, напруга на обох СК модуля знаходиться в межах допустимої похибки ±*0,05 В* [46], [70], [102], [103].

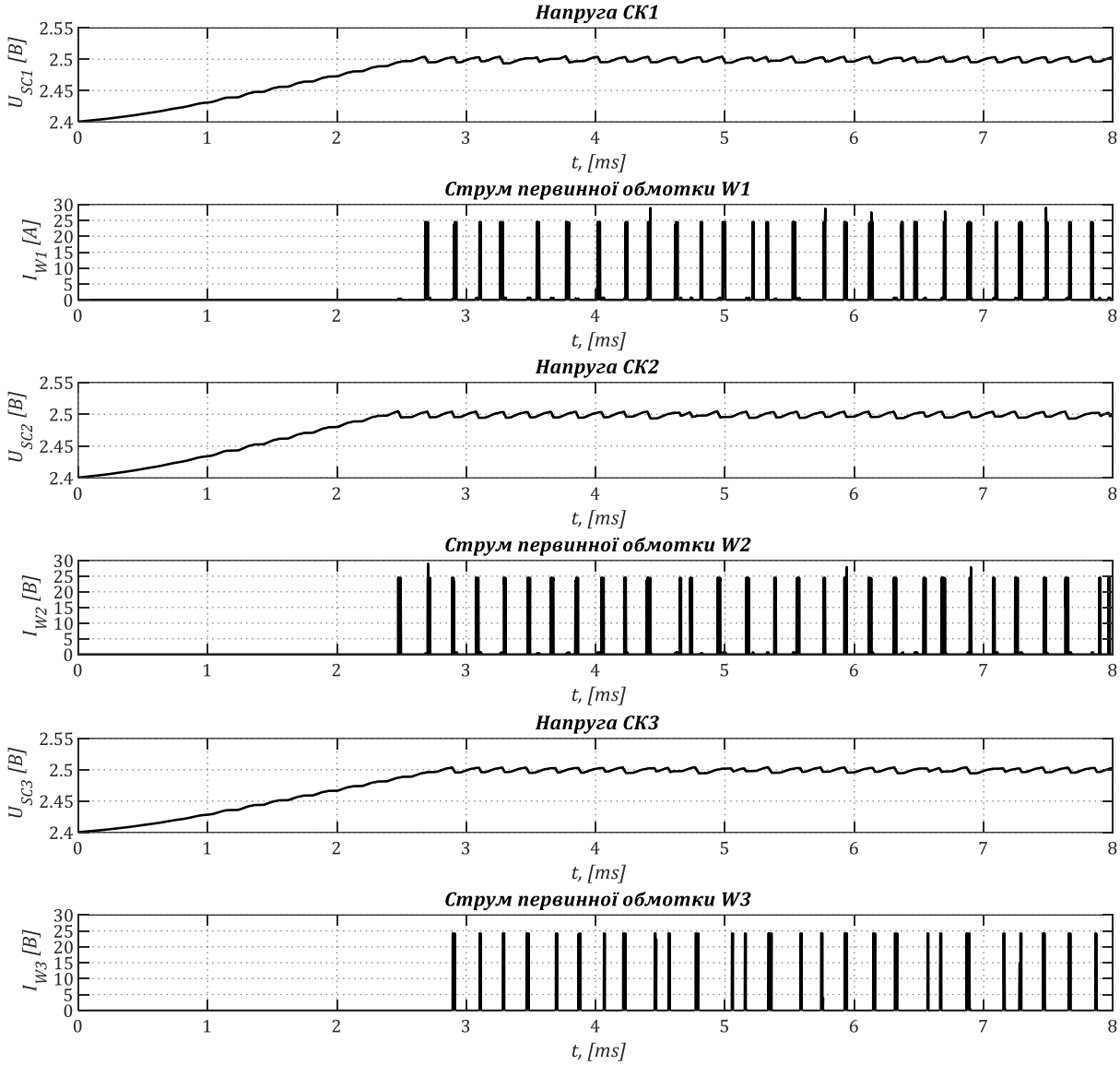


Рис. 4.3 Діаграми напруги комірок СКМ протягом балансування

Таким чином, отримані діаграми роботи схем вирівнювання напруги трьох сусідніх комірок СКМ (Рис. 4.3), показують, що система вирівнювання забезпечує встановлений рівень напруги на СК модуля, з відхиленням ємності від номінальної становить ± 20% [43], [76].

4.3 Оцінка енергоефективності перетворювачів гібридних ємнісних накопичувачів

Енергоефективність та масо-габаритні показники – ключові параметри при проектуванні систем енергоживлення на основі гібридних ємнісних накопичувачів, особливо для портативних пристроїв [190], [191]. Розміри та маса електромагнітних компонентів можуть бути зменшені за рахунок підвищення частоти перемикання DC-DC перетворювача, однак такий підхід призводить до зростання динамічних втрат потужності, що також напряму залежать від частоти перемикання. Крім того статичні втрати в перетворювачах низької потужності значною мірою впливають на загальну енергоефективність системи [49], [102], [103], [117].

Загальна енергоефективність гібридного ємнісного накопичувача енергії можуть бути розраховані як відношення вихідної потужності до вхідної потужності [117], [192]. Вихідна потужність – це різниця між вхідною потужністю та загальними втратами потужності. Таким чином, загальні втрати потужності гібридного ємнісного накопичувача енергії складаються з втрат у перетворювачі SEPIC та ємнісних накопичувачах [117], [102].

Еквівалентна модель АБ (Рис. 4.4) складається з еквівалентного послідовного опору R_B, еквівалентного опору поляризації R_p, еквівалентної ємності поляризації C_p, U_B – напруга холостого ходу акумуляторної батареї. R_pC_p паралельна коло, що використовується для моделювання перехідних процесів акумулятора під час заряду або розряду, R_B зазвичай має значно більше значення ніж R_p. Втрати потужності Li-ion акумулятора протягом процесу розряду можуть бути наближено розраховані як [193]:

$$P_B = R_B \frac{1}{t_{disch}} \int_0^{t_{disch}} i_B^2(t)dt = R_B I_B^2 \tag{4.1}$$

де I_B – середнє значення розрядного струму акумуляторної батареї, t_{disch} – тривалість розрядного процесу.

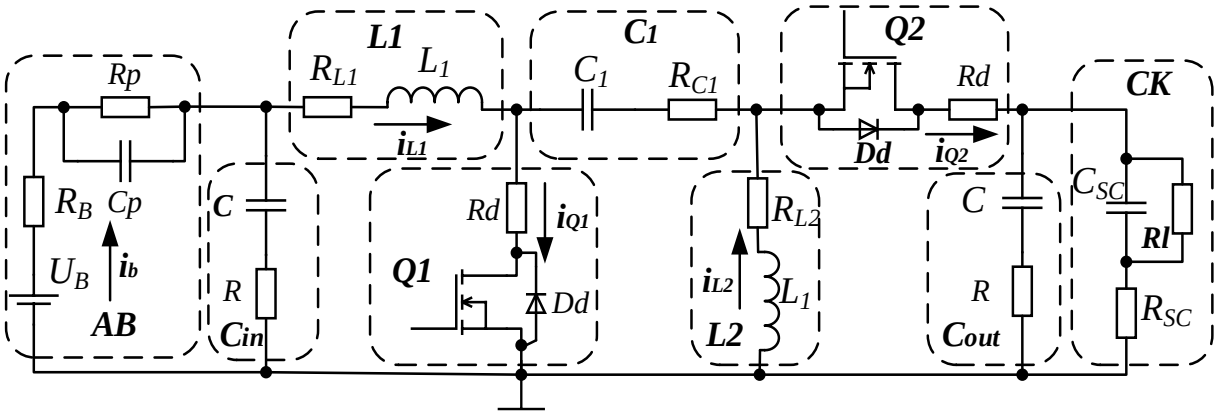


Рис. 4.4 Еквівалентна модель гібридного ємнісного накопичувача енергії з урахуванням паразитних параметрів компонентів

Класична еквівалентна модель СК (Рис. 4.4) складається з трьох ідеальних елементів: послідовно підключений резистор R_{ESR} (послідовний еквівалентний опір), від якого безпосередньо залежать втрати потужності протягом зарядного або розрядного процесу, паралельно підключений резистор R_l (leakage resistance) відображає опір саморозряду СК. Втрати потужності спричинені опором R_l зазвичай значно нижчі ніж втрати спричинені послідовним еквівалентним опором R_{ESR}, таким чином втрати потужності під час заряду або розряду СК можуть бути наближено знайдені, як [194]:

$$P_{SC} = R_{SC} \frac{1}{t_{disch}} \int_{0}^{t_{disch}} i_{disch}^2(t)dt = R_{ESR} I_{disch}^2 \tag{4.2}$$

де I_{disch} – струм розряду СК; t_{disch} – час розряду СК.

На Рис. 4.5 наведено залежність потужності втрат СК, розраховану відповідно до виразу (4.2) від струму розряду від 50 А до 500 А, протягом процесу розряду, тривалістю 10 мс. В Таблиця 4.2 наведено характеристики СК від популярних на ринку виробників [194], [195], [196]. З діаграм видно, що потужність втрат розрядного процесу СК, значною мірою залежить від ESR, Таким чином, при проектуванні гібридних ємнісних накопичувачів, окрім номінальної ємності та напруги при виборі СК важливим параметром є ESR, значення якого повинно бути як можна нижчим [28], [29].

Таблиця 4.2

Виробник, Маркування СК	Характеристики				
	Номінальна напруга, В	Максимальна напруга, В	Номінальна ємність, Ф	Допуск, %	ESR, мОм
Maxwell BCAP0350E270T11l	2.5	2.7	350	±20	3.2
Nesscap ESHSR0360C0002R7A	2.5	2.7	360	±10	2.9
Samwha DB5U307W35050HA	2.5	2.7	360	±20	3.8

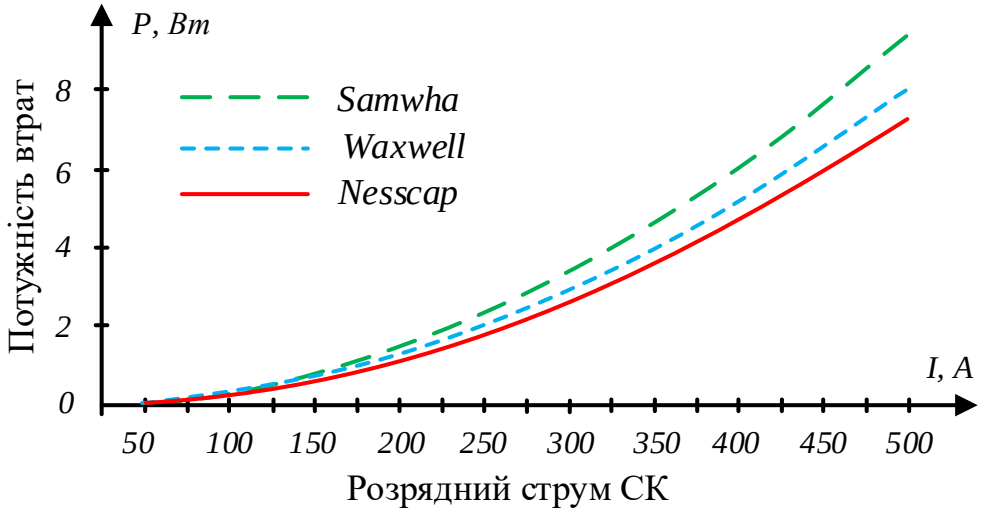


Рис. 4.5 Залежність потужності втрат розрядного процесу від струму СК

Втрати потужності перетворювача SEPIC складаються з втрат в котушках індуктивності, силових ключах, конденсаторах. Втрати в дроселях пов’язані з втратами у сердечнику, обмотці, в той час як втрати на вихрові струми через низьку амплітуду пульсацій струму є незначними. Для розрахунку втрат в сердечнику дроселів L_1 та L_2 застосовується вираз (4.3) [197], [198], [199], [200].

$$P_{Lcore} = kf^{\alpha}B^{\beta}V \tag{4.3}$$

де f – частота перемикання; B – густина магнітного потоку через сердечник; k, α, β – постійні Штейнмеца (вказані виробником в технічній документації на матеріал сердечника); V – об’єм сердечника.

Втрати в обмотці дроселя спричинені притомим опором провідника R_W обмотки та визначаються з виразу [200], [201]:

$$P_{Lwire} = I_L^2 R_W \tag{4.4}$$

де I_L – середнє значення струму, що проходить через обмотку дроселя.

Вихрові струми створювані магнітним полем, також впливають на загальні втрати потужності в сердечнику дроселя. Ці струми протікають в об’ємі сердечника спричинюють так званий поверхневий-ефект (skin-effect), який проявляється на високих частотах, внаслідок чого густина магнітного потоку через сердечник дроселя знижується. Втрати потужності спричинені вихровими струмами можуть бути розраховані відповідно до виразу (4.5) [198], [202].

$$P_{Leddy} = k_e f^2 B^2 V \tag{4.5}$$

де f – частота перемикання; B – густина магнітного потоку сердечника; k_e – коефіцієнт вихрових струмів, що залежить від матеріалу сердечника (зазначається виробником в технічній документації на матеріал сердечника); V – об’єм сердечника.

Основним джерелом статичних втрат в схемах низької потужності та з відносно великим середнім значенням вихідного струму є опір напівпровідникових ключів у стані провідності. Для підвищення ККД SEPIC перетворювача гібридного ємнісного накопичувача, діод Шотткі, що зазвичай використовується в топології SEPIC, замінено на MOSFET транзистор, оскільки падіння напруги на опорі відкритого каналу таких транзисторів (U_{Rds_on}=*0,3 мВ...0,7 В*), при номінальних значеннях струму комутації є водночас прямим падінням напруги діоду Шотткі (U_F=*0,3 В...1,5 В*). Проте слід зазначити, що з підвищенням частоти зростають динамічні втрати транзистора за рахунок перезаряду паразитних ємностей [16], [29], [203].

Статичні втрати MOSFET транзистора на пряму залежать від амплітуди струму що проходить через відкритий канал протягом часу комутації та майже не залежать від частоти комутації. Ці втрати можуть бути знайдені з наступного виразу [204], [205]:

$$P_{Qcond} = I_d^2 R_{DS(on)} d \tag{4.6}$$

де I_d – діюче значенні струму, що проходить через MOSFET транзистор; $R_{DS(on)}$ – опір відкритого каналу транзистора; d – коефіцієнт заповнення імпульсів.

Зазвичай схема заміщення MOSFET транзистора враховує паразитні ємності затвор-стік (C_{GS}), затвор-витік (C_{GD}), стік-витік (C_{DS}) та зворотній паразитний діод. Динамічні втрати MOSFET транзистора значною мірою залежать струму навантаження та частоти перемикання відповідно до виразу (4.7) . Другий доданок виразу (4.7) представляє втрати за рахунок перезаряду паразитних ємностей. Енергія накопичена в цих паразитних конденсаторах протягом інтервалу непровідності (turn-off state) розсіюється у вигляді тепла на інтервалі комутації (turn-on state) [204], [206].

$$P_{Q_{sw}} = \frac{1}{2} I_D U_{DS} (t_{off} + t_{on}) f + \frac{1}{2} C_{OSS} U_{DS}^2 f \tag{4.7}$$

де U_{DS} – напруга стік-витік MOSFET транзистора; f – частота перемикання; I_D – струм стоку; t_{off} та t_{on} – час закритого та відкритого стану MOSFET транзисторів; $C_{OSS} = C_{GD} + C_{DS}$ – вихідна ємність MOSFET транзистора.

Загальні втрати MOSFET також включають втрати потужності в зустрічно-паралельному паразитному діоді, які визначаються з наступного виразу [28], [84]:

$$P_{Qdiode} = U_{DS} f (I_D t_{rr} + Q_{rr}), \tag{4.8}$$

де U_{DS} – напруга стік-витік MOSFET транзистора; f – частота перемикання; I_D – струм стоку; t_{rr} – час зворотного відновлення; Q_{rr} – зворотний заряд відновлення.

Еквівалентна схема заміщення конденсатора складається з еквівалентної ємності C та послідовного еквівалентного опору R_C, струм що протікає через конденсатор спричинює втрати потужності за рахунок ESR, що знижується з підвищенням температури та зростає на високих частотах. Таким чином, втрати потужності конденсатора можуть бути розраховані наступним чином [195], [207]:

$$P_C = R_{cL} I_{cL}^2 + R_{cH} I_{cH}^2, \tag{4.9}$$

де R_{cL} та R_{cH} – послідовний еквівалентний опір конденсатора в діапазоні низьких частот (близько 100Гц) та високих частот відповідно; I_{cL} та I_{cH} – середнє значення струму конденсатора в діапазоні низьких частот (близько 100Гц) та високих частот відповідно.

ККД є один із ключових параметрів при проектуванні систем енергоживлення та визначається відношенням вихідної до вхідної потужності. На основі наведених вище формул для розрахунку потужності втрат в компонентах перетворювача гібридного ємнісного накопичувача енергії. Загальна потужність втрат може бути знайдена, як сума потужності втрат кожного компонента гібридного ємнісного накопичувача енергії [117], [103].

Таким чином, ККД системи може бути знайдено відповідно до виразу (4.10) , на Рис. 4.6 наведено залежності ККД від зарядного струму СК для різних значень напруги АБ, на частоті перемикання SEPIC перетворювача рівній 50 кГц. Параметри компонентів перетворювача SEPIC гібридного ємнісного накопичувача для розрахунку потужності втрат наведено в Таблиця 4.3. Підвищення зарядного струму спричинює зростання потужності статичних втрат, що призводить до зниження ККД системи. Відповідно до Рис. 4.6 найбільш ефективним процес заряду СК буде при зарядному струмові в діапазоні від 3 до 5 А, оскільки ККД системи в цьому діапазоні є найвищим для мінімального, номінального та максимального значення напруги АБ [168], [192].

$$\eta = \frac{P_{in} - \sum P_{lossN}}{P_{in}} 100\%, \tag{4.10}$$

де P_{in} – вхідна потужність перетворювача; P_{loss} – потужність втрат компонента перетворювача.

Таблиця 4.3

Вихідні дані		**Параметри елементів**			
		Позначення	Номінал	Позначення	Номінал
U_B, *В*	2,5 ;3,6; 4,2	Q_1, Q_2	IPB081N06L3G	C_{out}	150 мкФ, 10 В
I_B, *А*	1…15	L_1, L_2	WE-CFWI 10 мкГн, 15 А	*АБ*	ACCU-ICR18650-3.1P
U_{SC}, *В*	2,7	C_{in}	150 мкФ, 10 В	*СК*	ESHSR-0360C0-002R7A
f_{sw}, *кГц*	50-500	C_1	10 мкФ, 10 В	R_{load}	5 Ом

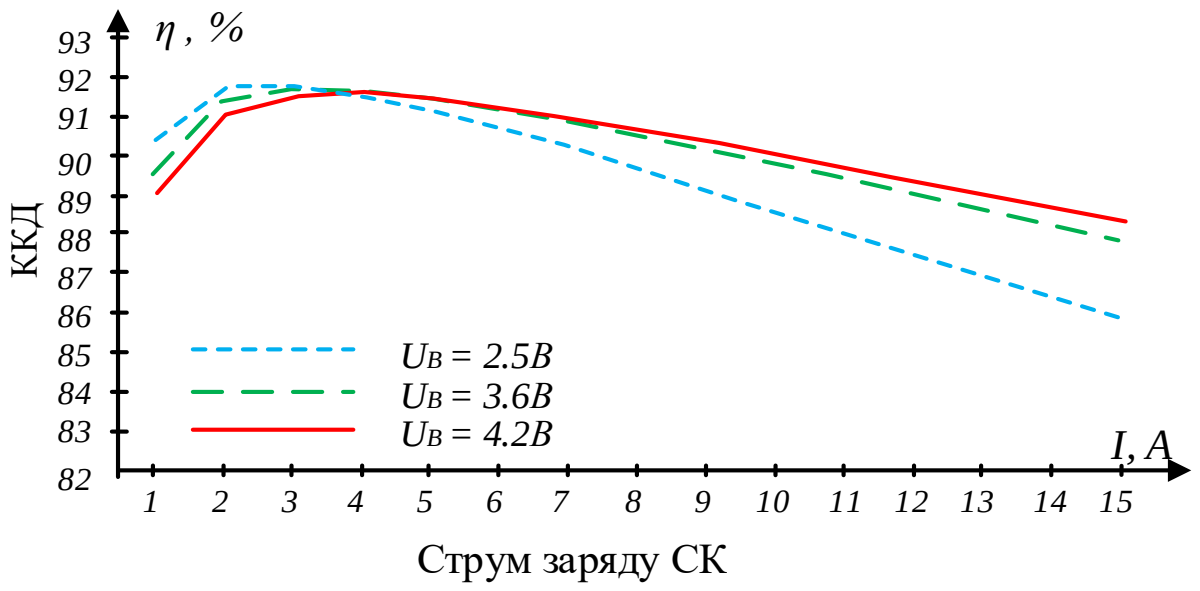


Рис. 4.6 Залежності ККД перетворювача від зарядного струму СК для мінімальної, номінальної та максимальної напруги АБ

На Рис. 4.7 наведено залежність потужності втрат перетворювача SEPIC гібридного накопичувача енергії від частоти перемикання за номінальної напруга АБ рівній 3,6 В та струмові заряду СК 3, 4, та 5А.

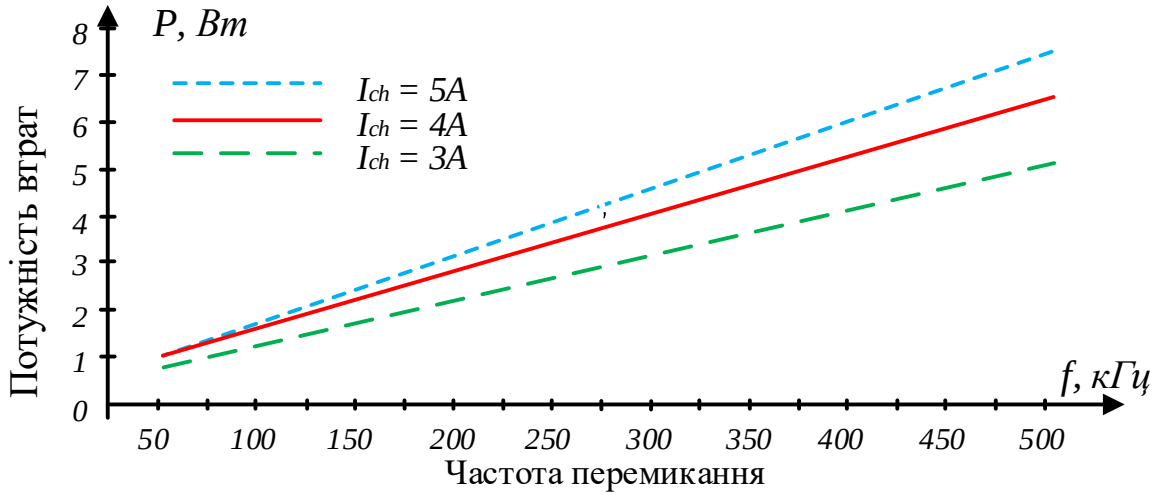


Рис. 4.7 Злежність загальної потужності втрат від частоти перемикання

З точки зору енергоефективності системи, загальні втрати потужності є найнижчими при струмові 3 А. Однак час заряду СК напряму залежить від зарядного струму та наближено визначається виразом (4.11). Цей параметр є

ключовим для більшості портативних пристроїв, а при застосуванні для технології контактного мікрозварюваяння цей час визначається інтервалом між зварювальними циклами [28], [29].

$$t_{ch} = \frac{\Delta UC}{I_{ch}}, \tag{4.11}$$

де ΔU – зміна напруги СК протягом розряду; C – номінальна ємність СК; I_{ch} – струм заряду СК.

Таким чином, результати аналізу потужності втрат в компонентах перетворювача SEPIC, показав, що зі зростанням частоти перемикання зростає складова динамічних втрат потужності, відповідно знижується ККД. Найвищий показник ККД перетворювача SEPIC при частоті перемикання та за різного значення рівня напруги на клемах АБ становить 91%, що є задовільним показником для низькопотужних перетворювачів з відносно високим середнім струмом навантаження [28], [192].

4.4 Висновки до розділу 4

1. Запропоновано систему вирівнювання напруги комірок СКМ на основі методу вирівнювання від комірки до модуля, яка дозволяє здійснювати вирівнювання напруги заданою точністю, незалежно від стану заряду інших СК модулю, що запобігає виникненню явища перенапруги та переполюсування СК.

2. Середовищі LT-spice проведено імітаційне моделювання запропонованої системи вирівнювання, в результаті якого отримано діаграми напруги трьох сусідніх комірок, що підтверджують здатність системи забезпечувати номінальну напругу на СК з різною фактичною ємністю, що відрізняється від номінальної в межах ±20%.

3. Адаптовано методику оцінки потужності втрат для теоретичного розрахунку ККД SEPIC перетворювача гібридного ємнісного накопичувача, яка дозволяє оцінити енергоефектисність зарядно-розрядних процесів гібридного ємнісного накопичувача енергії. На прикладі трьох СК з однаковою номінальною ємністю та напругою, встановлено, що ККД процесу розряду СК значною мірою залежить від значення послідовного еквівалентного опору СК. Зі зростанням

струму розряду, зростають втрати потужності на послідовному еквівалентному опорі СК.

4. Отримано залежності ККД перетворювача гібридного ємнісного накопичувача, на прикладі перетворювача SEPIC, від струму заряду СК. Підвищення зарядного струму СК негативно впливає на показник ККД перетворювача гібридного ємнісного накопичувача енергії, оскільки зі зростанням струму зростають статичні втрати в напівпровідникових компонентах.

5. Основні наукові результати представлені у четвертому розділі опубліковано у роботах [46], [68], [70], [76], [185], [192], [196], [203], [204].

РОЗДІЛ 5. МОДЕЛЮВАННЯ ТА ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ПРОЦЕСІВ В ПЕРЕТВОРЮВАЧАХ ГІБРИДНИХ ЄМНІСНИХ НАКОПИЧУВАЧІВ

5.1 Імітаційне моделювання зарядно-розрядних процесів гібридного ємнісного накопичувача

Моделювання роботи перетворювача та ємнісних елементів гібридного накопичувача енергії є важливою складовою розробки та дослідження систем енергоживлення з імпульсним споживанням струму навантаження [102]–[104]. Імітаційна модель перетворювача гібридного ємнісного накопичувача енергії та двоконтурної системи керування наведено на Рис. 5.1. Модель на Рис. 5.1 складається з таких блоків [183], [208]:силові транзистори Q_1, Q_2;

– схемна модель АБ, що складається з джерела постійної напруги U_B так послідовного еквівалентного опору R_B;

– схемна модель індуктивності L_1, L_2;

– схемна модель конденсатора C_1, C_2;

– блок вимірювання миттєвого значення струму;

– блок вимірювання миттєвого значення напруги;

– кероване навантаження I_{load};

– блок спостереження результатів моделювання *Scope;*

– блок вимірювання миттєвих значень напруги та струму *Voltage Measurement* та *Current Measurement* відповідно;

– блок передачі та збереження числових результатів моделювання *To File.*

Основні параметри імітаційної моделі SEPIC перетворювача гібридного ємнісного накопичувача наведено в Таблиця 5.1. Параметри АБ, СК, силових транзисторів, котушок індуктивності та конденсаторів компонентів взято з технічної документації реальних компонентів [208], [189].

Таблиця 5.1

Елементи схеми	***Блок Simulink***	***Параметри***
АБ	DC Voltage Source Series RLC Branch	Branch type: R Resistance (Ohms): 0,07
L_1, L_2	Series RLC Branch	Branch type: L Resistance (Ohms): 10^{-3} Inductance (H): $22 \cdot 10^{-6}$
C_1	Series RLC Branch	Branch type: C Resistance (Ohms): 10^{-3} Capacitance (F): 10^{-6}
Q1, Q2	Mosfet	FET resistance Ron (Ohms): 0,01
СК	Series RLC Branch	Branch type: C Resistance (Ohms): 1^{-3} Capacitance (F): 350

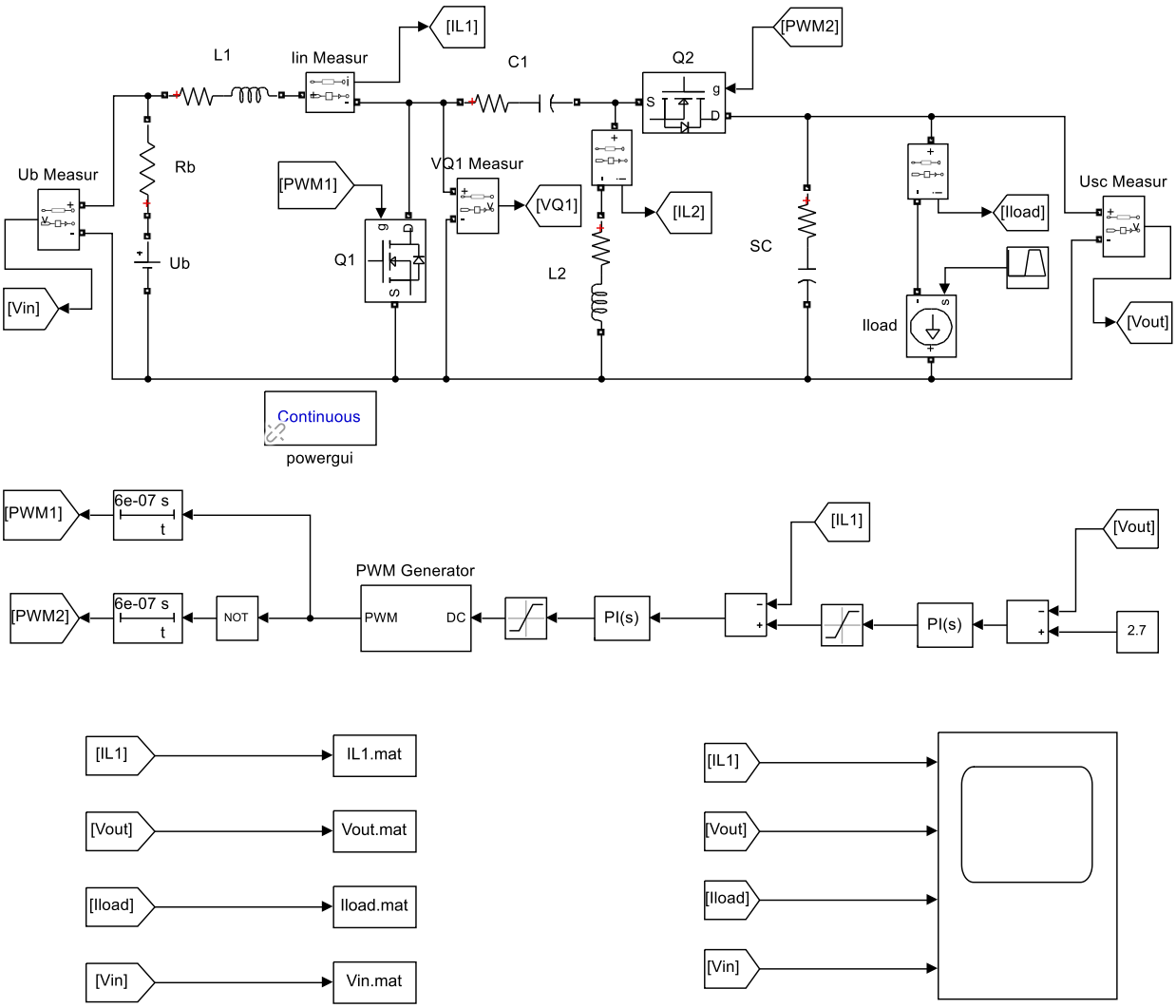


Рис. 5.1 Імітаційна модель гібридного ємнісного накопичувача енергії та системи керування розроблена в середовищі Simulink

Система керування моделі зображеної на Рис. 5.1, складається з наступних функціональних блоків:

– блок-регулятор зовнішнього та внутрішнього контуру керування, *PID controller*;

– блок обмеження максимального та мінімального вхідного сигналу, *Saturation*;

– блок порівняння виміряного та опорного значень напруги та струму, *Sum*;

– блок, що задає значення опорної напруги, *Constant*;

– блок, що генерує сигнали керування силовим ключем Q_1 з частотою перемикання f_{sw}, *PWM Generator*;

– блоки, що інвертують сигнал *PWM Generator* для керування ключем Q_2, *NOT* та *On/Off Delay*.

Блок *Scope* використано для вимірювання миттєвих значень напруги та струму АБ, напруги та струму СК, сигналів керування силовими ключами, та ін. Блок *To file* зберігає результати моделювання у форматі таблиці для їх подальшого аналізу та відтворення [208], [209].

На Рис. 5.2 наведено результати імітаційного моделювання, в середовищі Simulink, роботи гібридного ємнісного накопичувача енергії при підключенні імпульсного навантаження. В якості імпульсного навантаження розглянуто масштабований за амплітудою імпульс зварювального струму. Імітаційний аналіз було проведено для двох типових форм імпульсів зварювального струму (Рис. 1.4), а саме: прямокутної форми з великим значенням *di/dt* (Рис. 5.2) та трапецієподібної форми з часом наростання переднього та заднього фронту (Рис. 5.3). Моделювання проводилось за таких початкових умов:

– АБ заряджена до номінальної напруги 3,6 В;

– СК заряджений до номінального рівня напруги 2,7 В;

– амплітуда розрядного імпульсу СК рівна 30 А, тривалість – 20 мс;

– частота перемикання силових транзисторів рівна 50 кГц.

З наведених діаграм на Рис. 5.2 видно, що при підключенні навантаження напруга СК знижується приблизно на 10 мВ та стабілізується на значенні 2,69 В. Після завершення зварювального циклу СК заряджається від АБ, вихідна напруга зростає до номінального значення приблизно за 200 мкс. З діаграми видно незначне перерегулювання напруги СК близько 1 мВ. В той час як після початку імпульсу струму навантаження, струм АБ наростає до 4,8 А, через різке зниження напруги на СК, тривалість перехідного процесу становить 1,6 мс, після якого струм АБ регулюється системою керування на заданому рівні (в даному випадку 3 А) протягом всього інтервалу пікового енергоспоживання.

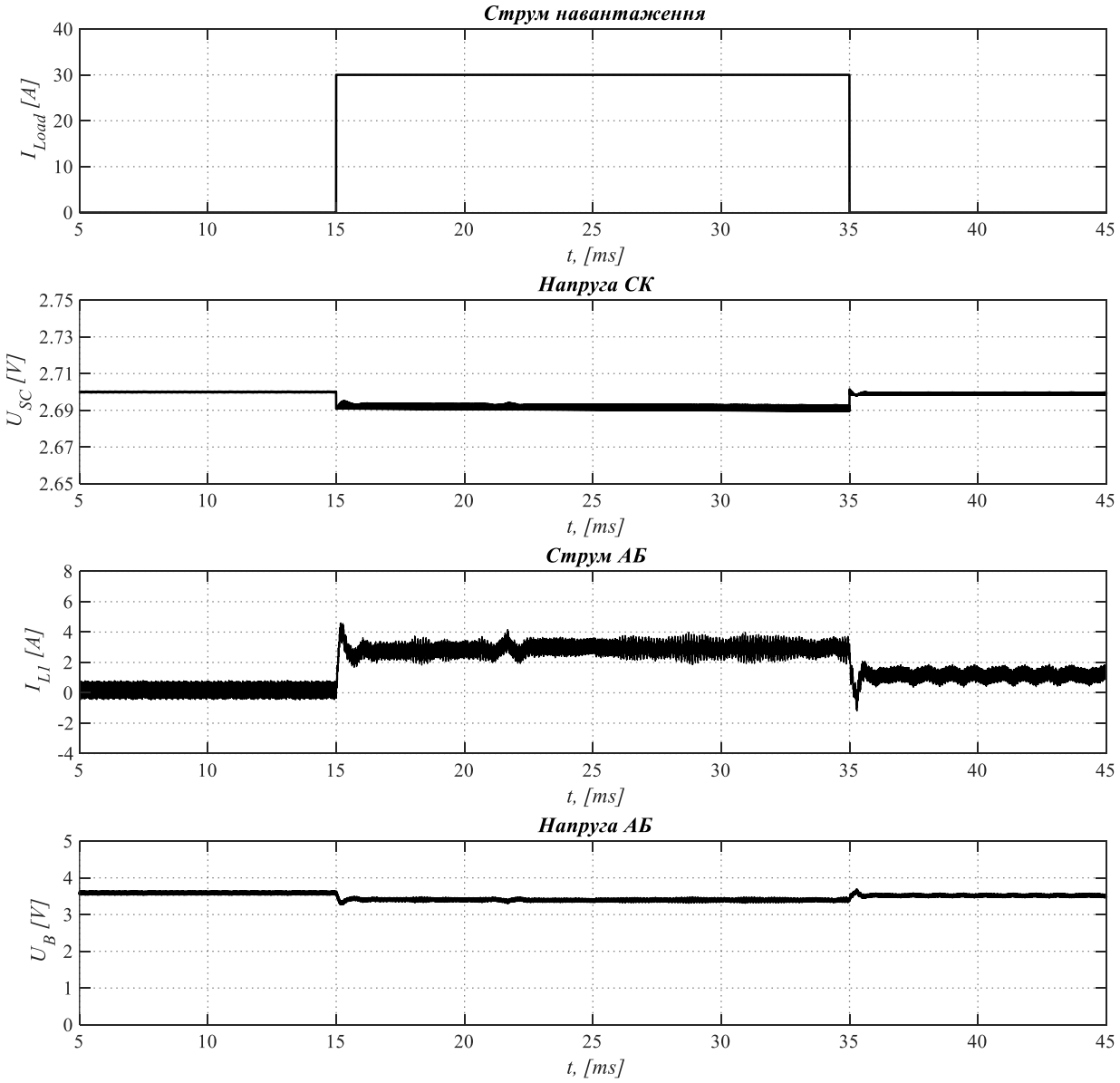


Рис. 5.2 Діаграми напруги та струму АБ і СК для прямокутної форми зварювального імпульсу

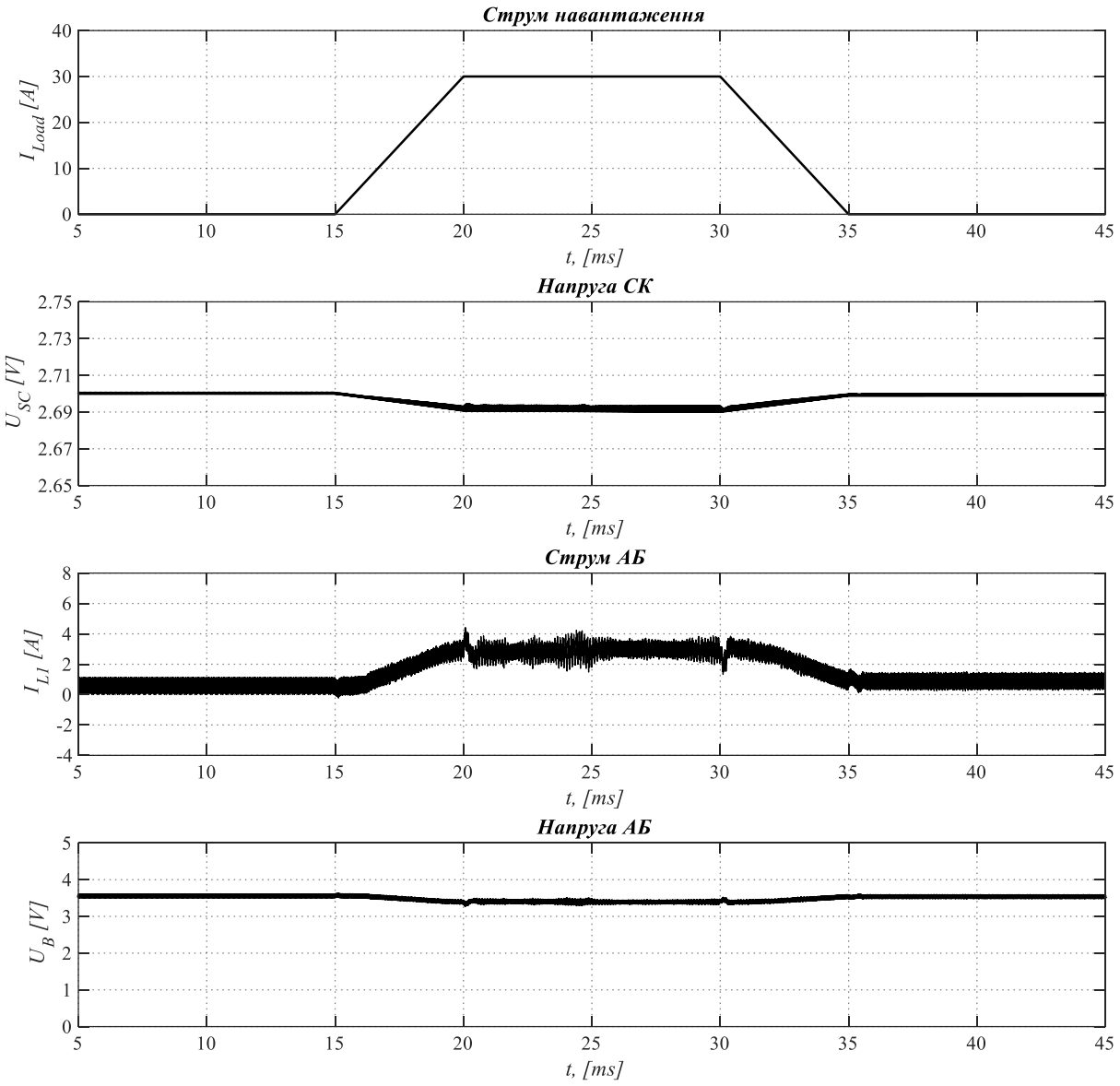


Рис. 5.3 Діаграми напруги та струму АБ і СК для трапецеїдальної форми зварювального струму

Після завершення зварювального імпульсу середнє значення струму протягом паузи між циклами становить близько 0,75 А. При підключенні навантаження напруга АБ знижується приблизно на 0,35 В, потім стабілізується на рівні 3,4 В за 1,6 мс та зберігає це значення протягом всього циклу зварювання. Після відключення навантаження напруга АБ повертається до номінального значення 3,6 В через 200 мкс, система готова до наступного циклу зварювання.

На Рис. 5.3 зображено діаграми напруги та струму ємнісних накопичувачів, коли імпульс струму навантаження має трапецеїдальну форму, з тривалістю переднього та заднього фронту 5 мс та амплітудою 30 А протягом 10 мс. Напруга

СК знижується від номінального значення до 2,69 В протягом інтервалу наростання переднього фронту, та стабілізується на цьому значенні протягом пікового споживання, та наростає до номінального значення протягом інтервалу спадання заднього фронту. Оскільки швидкість наростання переднього та заднього фронту значно нижча ніж в попередньому випадку, то при підключенні та відключенні навантаження не спостерігається перерегулювання напруги СК. Крім того, результати моделювання показують, що середній струм який споживається від АБ протягом пікового навантаження не перевищує номінальне значення встановлене системою керування, а саме 3 А, а напруга АБ знижується повільно у відповідності зі зростанням струму навантаження та досягає значення 3,4 В як і в попередньому випадку.

Оскільки напруга АБ може варіюватися в залежності від стану заряду від 4,2 до 2,5 В, слід також змоделювати роботу перетворювача в режимі зниження та підвищення напруги. Діаграми роботи SEPIC перетворювача в режимі підвищення напруги наведено на Рис. 5.4 протягом інтервалу підключеного навантаження у вигляді імпульсу прямокутної форми (Рис. 5.2). На Рис. 5.4 зображено криві напруги та струму: напруга стік-витік транзистора *Q1* та *Q2*,

- струм витоку транзистора *Q1* та *Q2*,
- струм дроселя *L1* та *L2*,
- струм розділювального конденсатора *C1*.

З діаграм видно, що незважаючи на підвищення струму навантаження та низький рівень заряду АБ середній струм дросселя *L1* регулюється на рівні встановленому системою керування, перетворювач SEPIC працює в режимі неперервних струмів. Для моделювання значення дроселів індуктивності *L1* та *L2*, було обрано таким чином, щоб рівень пульсацій струму дроселя був від 20 % до 40 % максимального вхідного струму за мінімальної вхідної напруги. Відповідно до кривої струму *L1* пульсації складають близько 30% від амплітуди вхідного струму в цьому випадку 3,8 А Таки чином, розряд АБ здійснюється постійним струмом з низьким рівнем пульсацій, імпульс навантаження амплітудою 30 А забезпечується за рахунок розрядного струму СК.

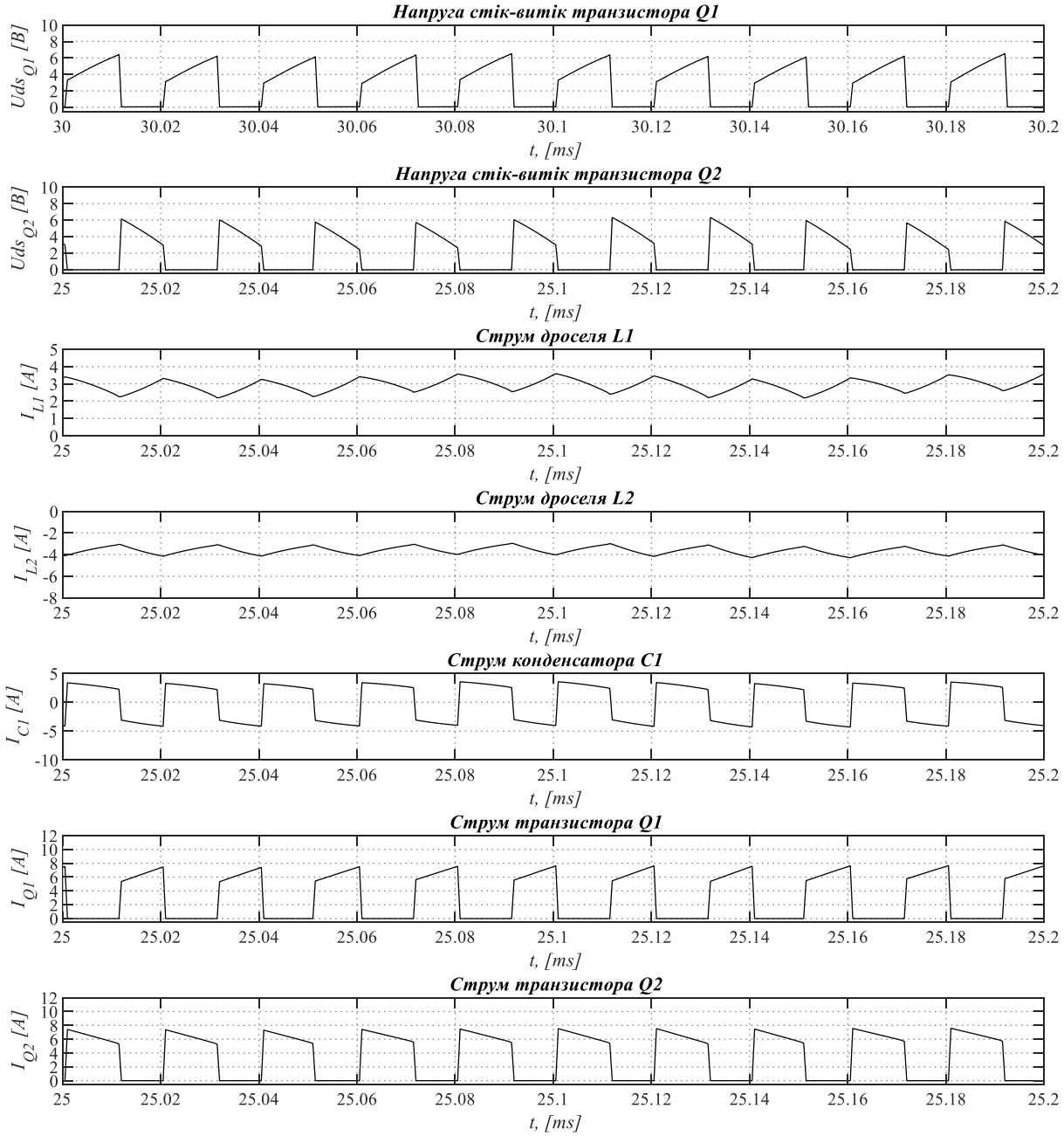


Рис. 5.4 Результати моделювання роботи SEPIC перетворювача в режимі підвищення напруги

На Рис. 5.5 наведено діаграми струму та напруги силових ключів, дроселів та розділювального конденсатора, які ілюструють роботу SEPIC перетворювача в режимі пониження напруги. Напруга АБ є максимальною та становить 4,2 В, середній розрядний струм АБ, як і в попередньому випадку, утримується на рівні близько 3 А.

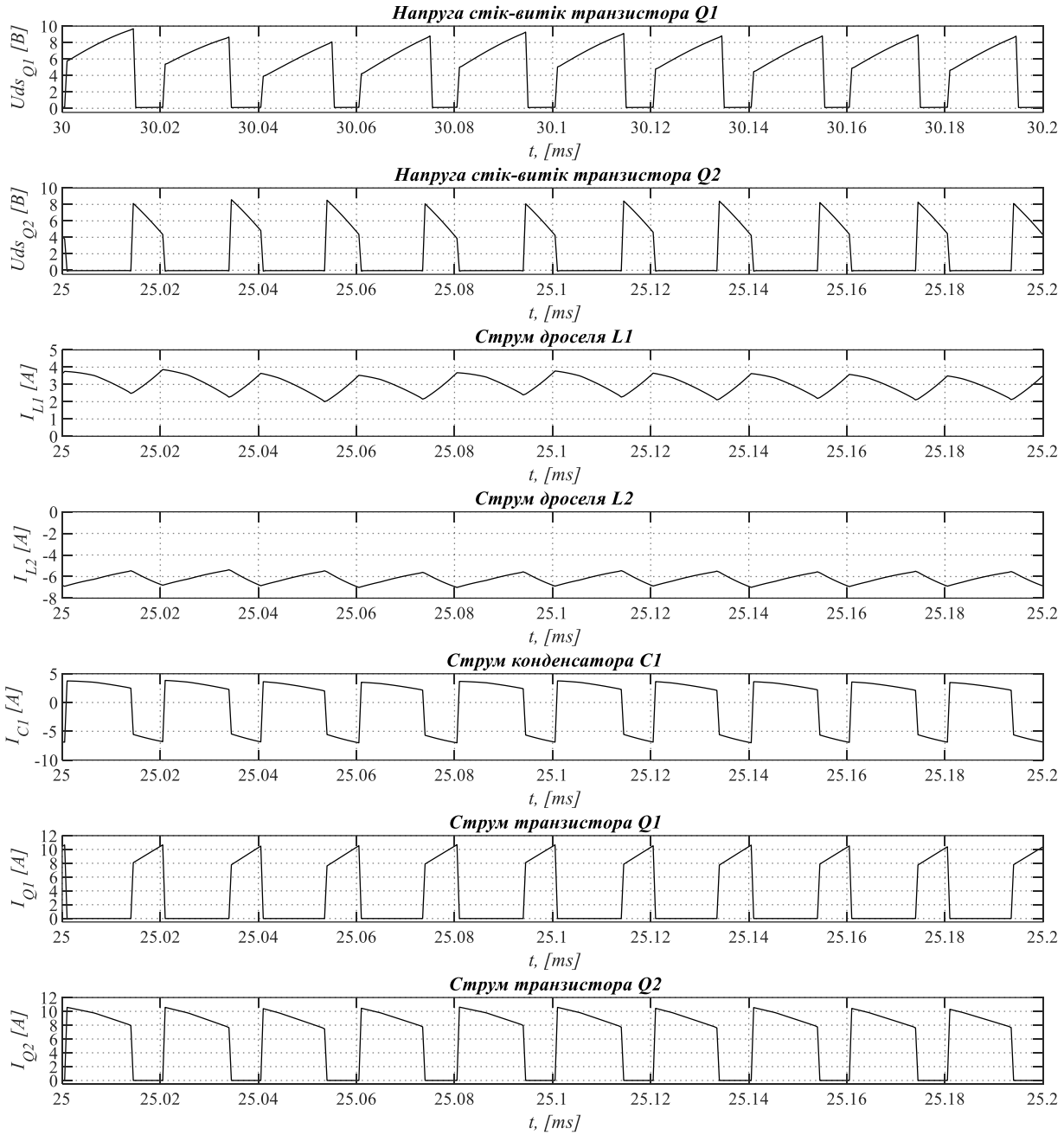


Рис. 5.5 Результати моделювання перетворювача SEPIC в режимі пониження напруги

Таким чином результати моделювання демонструють, здатність запропонованої системи забезпечити необхідну амплітуду та тривалість зварювального імпульсу в незалежності від рівня заряду АБ в допустимих межах.

Процес заряду СК від АБ від початкового значення, коли напруга СК рівна нулю до номінального (2,7 В) проілюстровано на Рис. 5.6. Необхідно зазначити, для моделювання зарядних процесів ємність СК було обрано рівною 0,35Ф, що

дозволяє проілюструвати процес заряду СК та розрядний струм АБ та зменшити час моделювання. З діаграм видно, що струм який споживається від АБ протягом всього процесу заряду є майже постійним та не перевищує встановленого максимального значення (в даному випадку 3 А). Водночас напруга на СК досягає номінального значення за час рівний 200 мс та стабілізується після досягнення номінального рівня. Таким чином, під час заряду дотримуються дві основні вимоги до керування перетворювачем гібридного ємнісного накопичувача енергії, по-перше, обмеження максимального розрядного струму АБ навіть за низького рівня заряду СК, по-друге, забезпечення номінального рівня напруги СК, запобігання явища перенапруги СК на фінальних стадіях заряду.

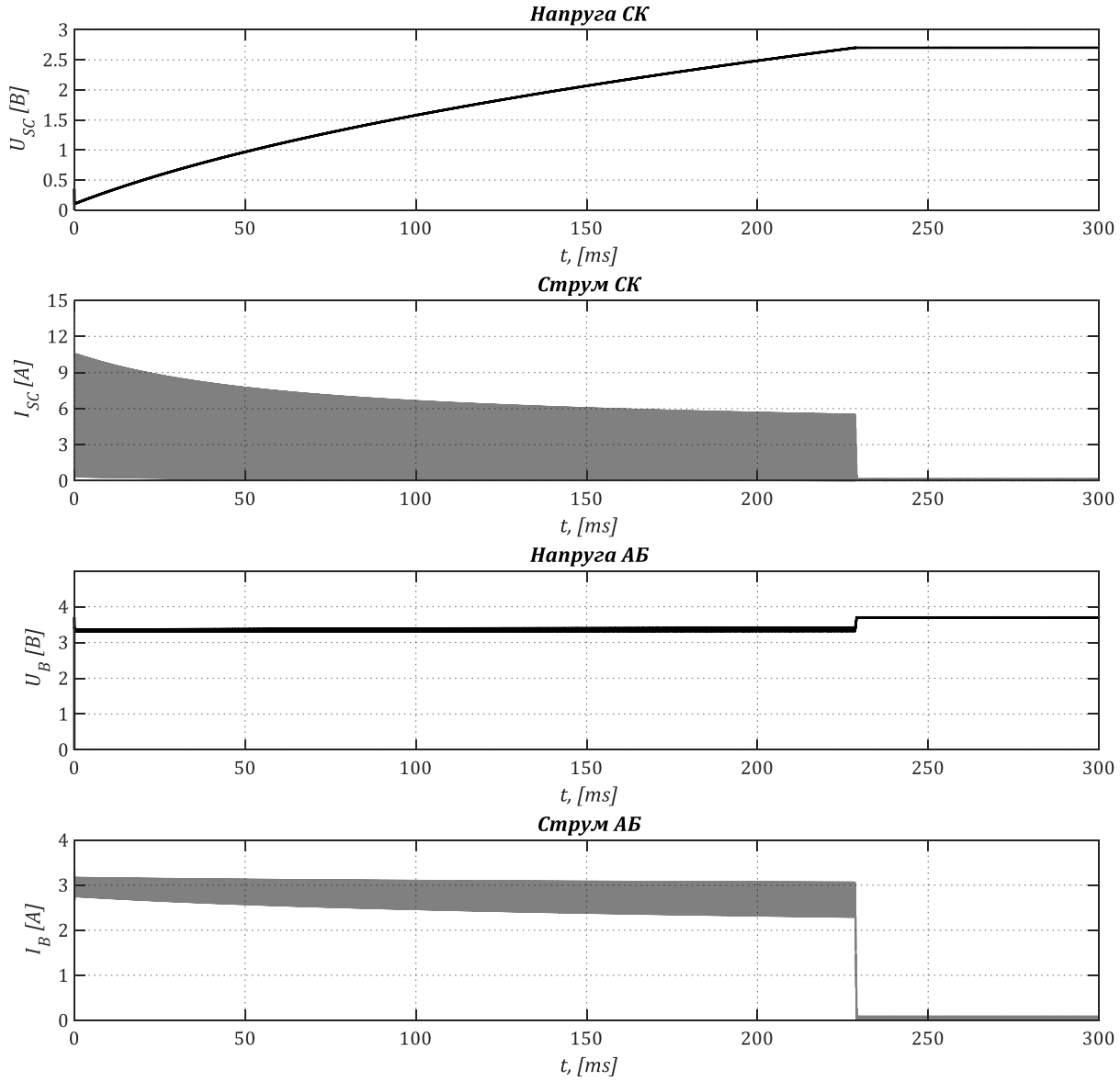


Рис. 5.6 Результати моделювання процесу заряду СК від АБ

Таким чином, результати моделювання роботи перетворювача гібридного ємнісного накопичувача енергії, коли струмом навантаженням є імпульс зварювання прямокутної та трапецеїдальної форми демонструють здатність адаптованого алгоритму керування забезпечувати необхідні зарядно розрядні характеристики АБ та СК. З іншого боку, моделювання заряду СК від повністю розрядженого стану до номінальної напруги демонструє здатність системи забезпечити швидкий заряд накопичувача з високою ємністю, що є однією з ключових вимого до систем енергоживлення портативних пристроїв.

5.2 Фізична модель гібридного ємнісного накопичувача та аналіз результатів імітаційного і фізичного моделювання

Експериментальна перевірка аналітичних розрахунків та припущень є ключовою задачею розробки перетворювачів гібридних ємнісних накопичувачів енергії. Тому необхідно провести експериментальну верифікацію теоретичних розрахунків та припущень, що були зроблені при розробці перетворювача та системи керування. Для реалізації експериментального прототипу перетворювача SEPIC для розподілу енергії між АБ та СК, розроблено друковану плату в середовищі автоматичного проектування Altium Designer [210]. На Рис. 5.7 наведено принципову схему силової частини гібридного ємнісного накопичувача. Зовнішній вигляд друкованої плати гібридного ємнісного накопичувача зображено на Рис. 5.8, перелік елементів зазначено в Таблиця 5.1.

Для експериментального зразка обрано Li-ion АБ та СК PANASONIC серійного виробництва, що є широко доступними на ринку та є стандартизованими. Таким чином, можна вважати, що виробник гарантує їх заявлені енергетичні характеристики, тому їх зарядно-рознядні криві регулюються за рахунок перетворювача та системи керування, а не випадковими чинниками. Аналогічне твердження можна зробити відносно інших компонентів схеми, які впливають на роботу перетворювача та системи керування. Крім того, вимірювання проводились з допомогою стандартизованого обладнання, що пройшло повірку.

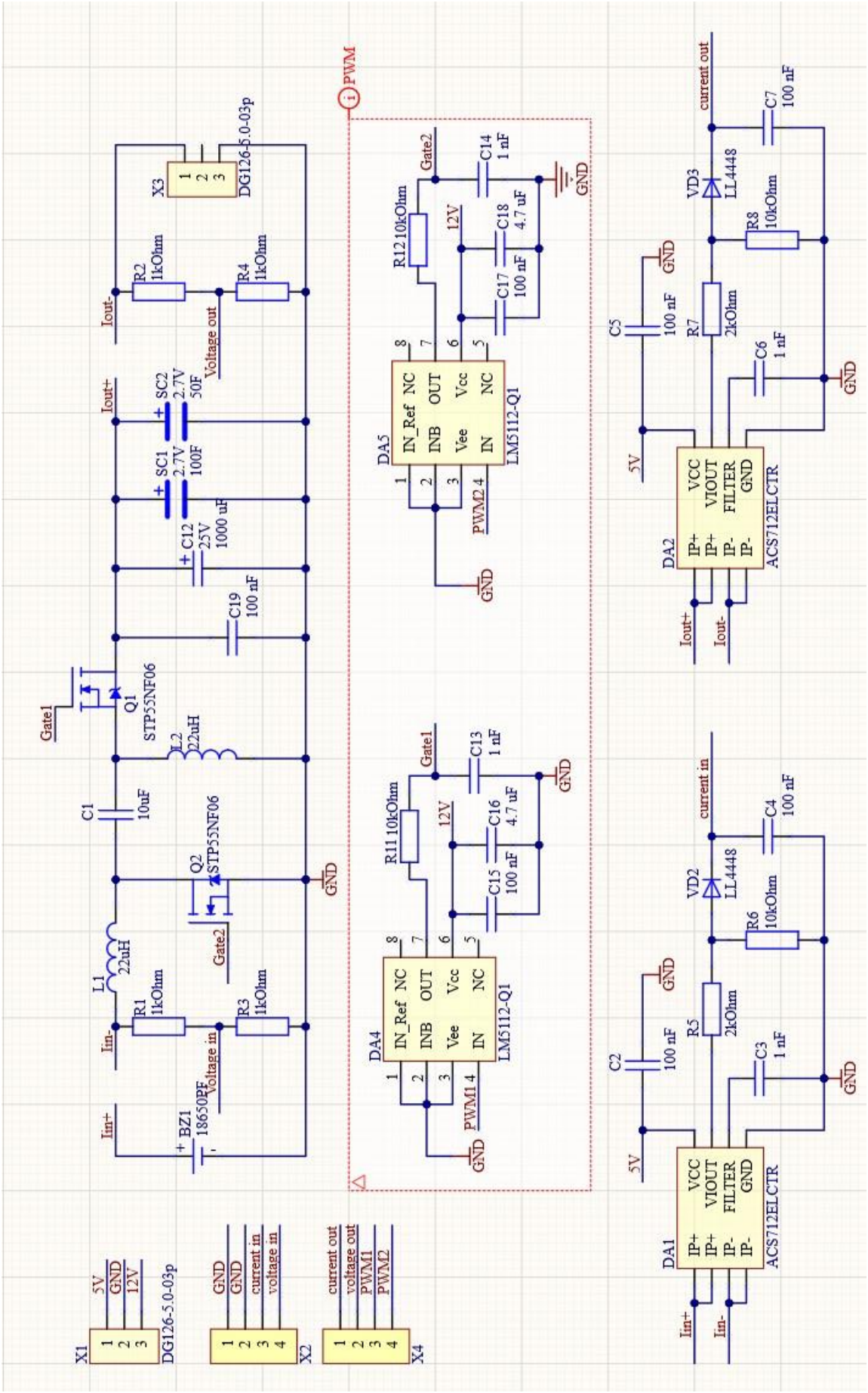


Рис. 5.7 Принципова схема експериментального прототипу SEPIC перетворювача гібридного ємнісного накопичувача енергії

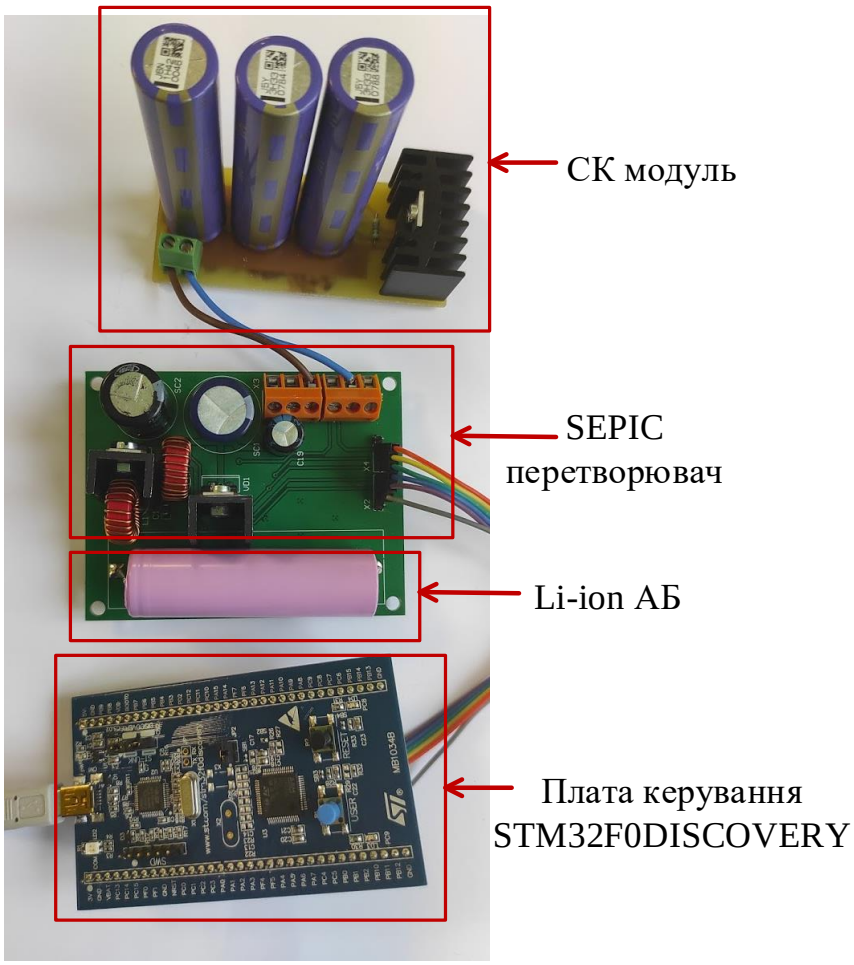


Рис. 5.8 Зовнішній вигляд друкованої плати прототипу гібридного ємнісного накопичувача енергії

Таблиця 5.2 Перелік компонентів схеми

№	*Найменування*	*Корпус*	*Номінал*	*Кількість*	*Позначення*
1	Акумулятор	12x9.5	18650PF	1	*BZ1*
2	Конденсатор	SMD1206	10мкФ, 16В, 20%	1	*C1*
3	Конденсатор	SMD0805	100нФ, 50В, 10%	8	*C2, C4, C5, C7, C11, C15, C17, C19*
4	Конденсатор	SMD0805	1нФ, 50В, 10%	6	*C3, C6, C8, C9, C13, C14*
5	Конденсатор	SMD0805	4,7мкФ, 50В,10%	3	*C10, C16, C18*
6	Конденсатор електролітичний	10x21	1000мкФ, 25В, 105°С	1	*C12*
7	Мікросхема	SOIC-8	ACS712ELC TR-30A-T	2	*DA1, DA2*

8	Мікросхема	SOIC-8	MIC4427YM	1	*DA3*
9	Мікросхема	MSOP	LM5112-Q1	2	*DA4, DA5*
10	Дросель	10x10	RCH110NP 22uH	2	*L1, L2*
11	Транзистор	TO-220	STP55NF06	2	*Q1, Q2*
12	Резистор	SMD0805	1кОм, 5%	4	*R1, R2, R3, R4*
13	Резистор	SMD0805	2кОм, 5%	2	*R5, R7*
14	Резистор	SMD0805	10кОм, 5%	4	*R6, R8, R11, R12*
15	Резистор	SMD0805	100Ом, 5%	2	*R9, R10*
16	Супер-конденсатор	22x45	100Ф 2.7В	3	*SC1*
17	Діод	TO-220	STPS40L40CT	1	*VD1*
18	Діод	SOD-80C	LL4448, 100В, 0,15А	2	*VD2, VD3*

При роботі гібридного накопичувача в системах енергоживлення з імпульсним струмом навантаження необхідно враховувати два основних фактори. По-перше, слід регулювати розрядний струм АБ, щоб не перевищував максимальне значення. По-друге, необхідно запобігти виникнення глибокого розряду та перевищення номінальної напруги. Одноконтурні системи керування напругою або струмом не здатні одночасно забезпечити вищезгадані параметри керування. Структурна схема системи керування запропонованої в Розділі 3.1, що забезпечує необхідну точність регулювання струмом та напругою наведено на Рис. 5.9. Система керування в режимі середнього струму складається з двох контурів, перший є так званий «повільний» контур керування вихідною напругою, другий – «швидкий» контур керування струмом [169], [173].

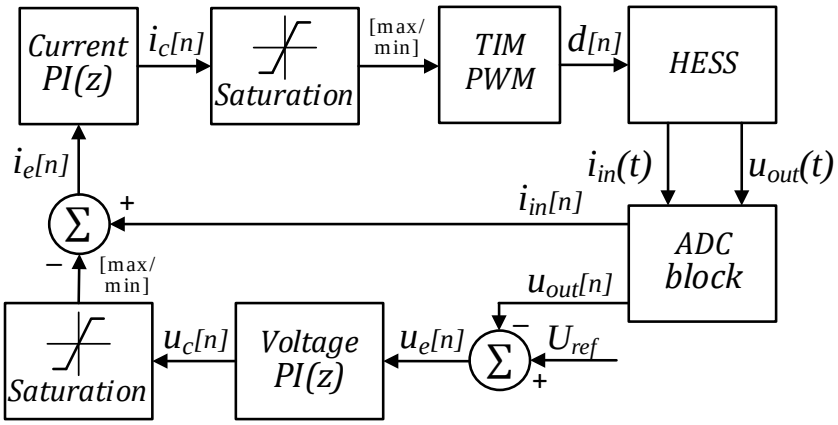


Рис. 5.9 Структурна схема цифрової системи керування реалізована на платі STM32F0DISCOVERY

За допомогою блоку АЦП вимірюються аналогові сигнали вихідної напруги $u_{out}(t)$ та вхідного струму $i_{in}(t)$ та перетворюються в цифрові сигнали $u_{out}[n]$ та $i_{in}[n]$ відповідно. Цифрове значення вхідної напруги порівнюється з опорним значенням напруги U_{ref}, отримане значення помилки є вхідним сигналом для регулятора *Voltage PI(z)* в контурі керування напругою, що встановлює опорне значення для контуру керування струмом. Блок *Saturation1* встановлює мінімальне та максимальне значення еталонного значення струму, що задається блоком *Voltage PI(z)*. В свою чергу, цифрове значення вхідного струму порівнюється $i_{in}[n]$ порівнюється з сигналом $u_c[n]$, який встановлено зовнішнім контуром керування. Отримане значення помилки $i_e[n]$ подається на вхід регулятора контуру керування вхідним струмом *Current PI(z)*, який встановлює еквівалентне значення коефіцієнту заповнення імпульсів $i_c[n]$. Блок *Saturation2* обмежує максимальне та мінімальне значення сигналу $i_c[n]$ на рівні 10 % та 90 % періоду перемикання відповідно. Отримане значення подається на вхід таймера *TIM PWM*, який генерує послідовність імпульсів керування $d[n]$ SEPIC перетворювачем [186], [187].

Алгоритм керування SEPIC перетворювачем, що застосовано у якості допоміжного перетворювача гібридного ємнісного накопичувача на основі АБ та СК реалізовано на платі STM32F0DISCOVERY від STMicroelectronics, з частою роботи до 48 МГц (Рис. 5.8) [211]. Для реалізації запропонованої системи керування необхідно два основні датчики, що вимірюють вихідну напруги та вхідний струм (розрядний струм АБ) та один додатковий для вимірювання напруги АБ. Коли напруга на клемах АБ досягає мінімального допустимого значення, система керування припиняє роботу SEPIC перетворювача. Датчик струму ACS712ELCTR-20A-T на основі ефекту Холла використовується для вимірювання струму АБ, вхідна і вихідна напругу вимірюється звичайним дільником напруги з коефіцієнтом підсилення 0,5. Експериментальний стенд зображено на Рис. 5.10. Для відображення результатів експерименту застосовуємо з допомогою 4-х канального осцилографа RTB2004 (Rohde and Schwarz Company), вимірювання струму АБ та СК проводились з допомогою струмових кліщів E3N (Chauvin Arnoux) [189].

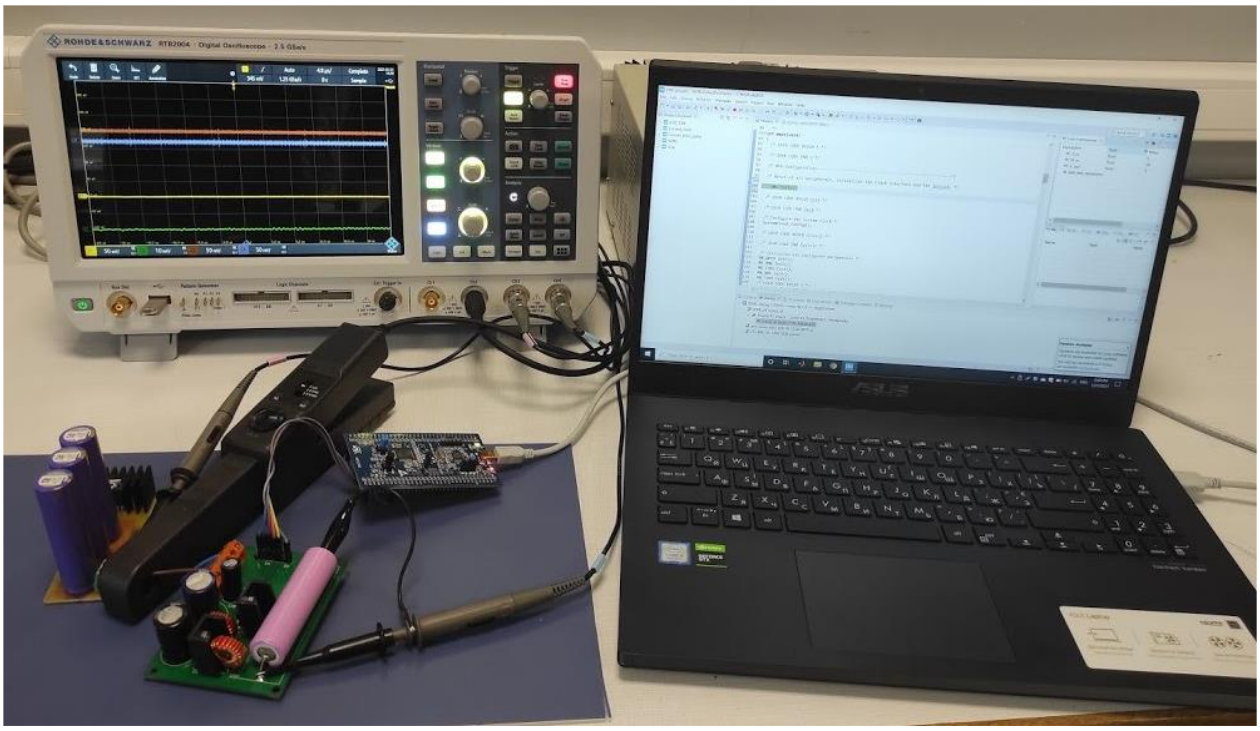


Рис. 5.10 Експериментальна установка

Система керування повинна забезпечувати точне регулювання напруги СК та обмеження розрядного струму АБ максимальним заданим значенням за умови варіювання напруги АБ в допустимих межах та розрядному струмові СК високої амплітуди. Для реалізації алгоритму керування на базі мікропроцесора STM32F051R8 використано бібліотеку HAL (Hardware abstraction layer), на Рис. 5.11. наведено програмний код, що описує алгоритм керування [211].

Початкові умови при виконанні експерименту: СК заряджений до номінальної напруги, напруга АБ є номінальною. На Рис. 5.12 наведено експериментальні осцилограми напруги АБ (U_B), струму АБ (I_B), вихідної напруги (U_{SC}) при трапецеїдальному імпульсі струму навантаження (I_{Load}) з амплітудою 30 А та тривалістю 15 мс. Підключення навантаження приводить до незначного падіння напруги СК приблизно на 25 мВ протягом 5 мс, коли струм навантаження є максимальним, напруга СК утримується на рівні близько 2,67 В. Реалізована система керування, SEPIC перетворювачем гібридного ємнісного накопичувача енергії, забезпечує точне регулювання вхідного струму та вихідної напруги незважаючи на підключення імпульсного навантаження високої амплітуди.

```
void HAL_ADC_ConvCpltCallback(ADC_HandleTypeDef *hadc) {
	V_in = ADC_buf[1] * adc_tick;
	I_in = (ADC_buf[0] * adc_tick * 1000 - 2500) / current_sens;
	V_out = ADC_buf[2] * adc_tick;
	if (PWM_state == 0 && V_in >= 0.5) {
		TIM1->CCR1 = (int) PI_in;
		HAL_TIMEx_PWMN_Start(&htim1, TIM_CHANNEL_1);
		HAL_TIM_PWM_Start(&htim1, TIM_CHANNEL_1);
		PWM_state = 1;}
	if (PWM_state == 1 && V_in <= 0.3) {
		TIM1->CCR1 = (int) 0;
		HAL_TIMEx_PWMN_Stop(&htim1, TIM_CHANNEL_1);
		HAL_TIM_PWM_Stop(&htim1, TIM_CHANNEL_1);
		PWM_state = 0;}
	if (PWM_state == 1) {
		float V_error = V_ref - V_out;
		float Kp_out_var = Kp_out * V_error;
		if (Kp_out_var <= -5) {
			Kp_out_var = -5;}
		if (Kp_out_var >= 5) {
			Kp_out_var = 5;}
		Ki_out_var = V_error * Ki_out + Ki_out_var;
		if (Ki_out_var <= -5) {
			Ki_out_var = -5;}
		if (Ki_out_var >= 5) {
			Ki_out_var = 5;}
		PI_out = Kp_out_var + Ki_out_var;
		if (PI_out <= 0.1) {
			PI_out = 0.1;}
		if (PI_out >= I_max) {
			PI_out = I_max;}
		float I_ref = PI_out;
		float I_error = I_ref - I_in;
		float Kp_in_var = Kp_in * I_error;
		if (Kp_in_var <= -1000) {
			Kp_in_var = -1000;}
		if (Kp_in_var >= 1000) {
			Kp_in_var = 1000;}
		Ki_in_var = I_error * Ki_in + Ki_in_var;
		if (Ki_in_var <= -1000) {
			Ki_in_var = -1000;}
		if (Ki_in_var >= 1500) {
			Ki_in_var = 1500;}
		PI_in = (int) Kp_in_var + (int) Ki_in_var;
		if (PI_in <= 96) {
			PI_in = 96;}
		if (PI_in >= 864) {
			PI_in = 864;}
		TIM1->CCR1 = (int) PI_in;
	}
}
```

Рис. 5.11 Програмний код

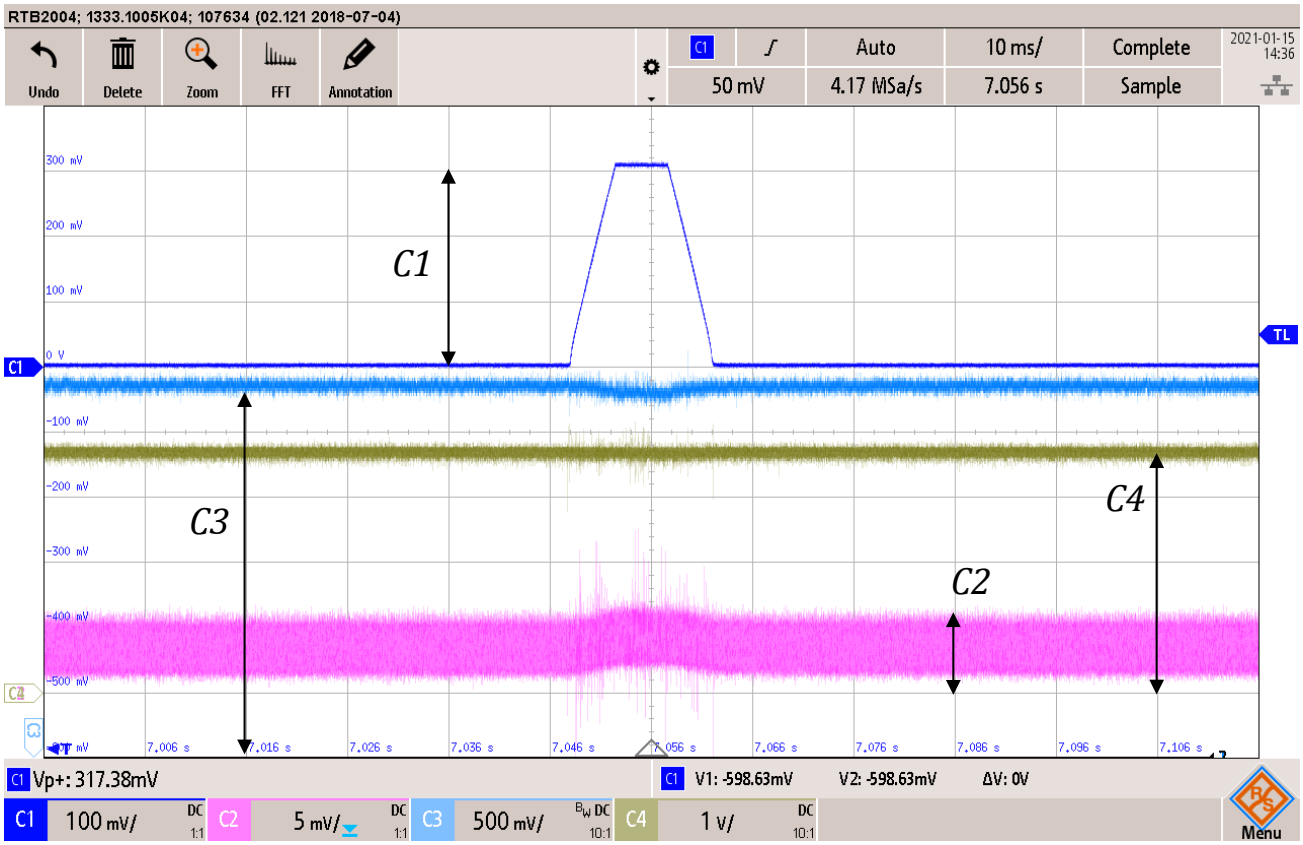
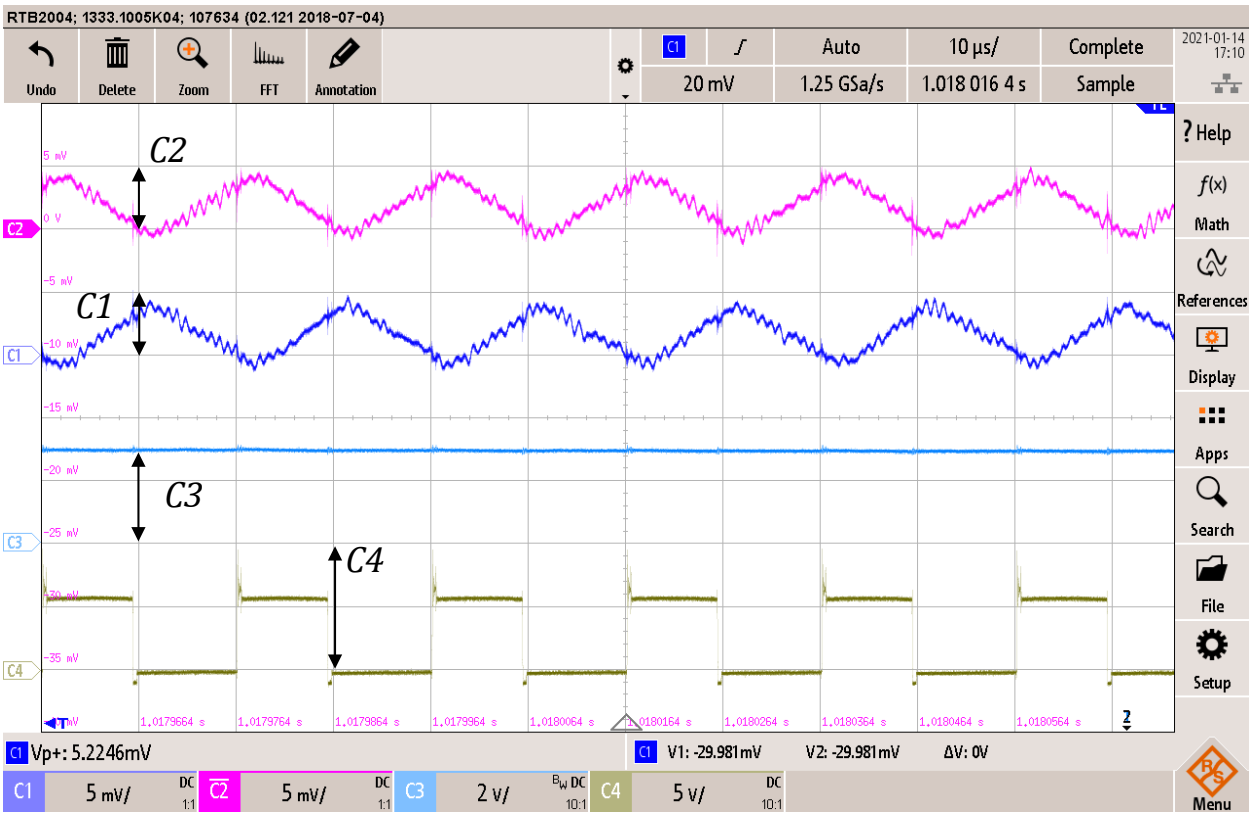


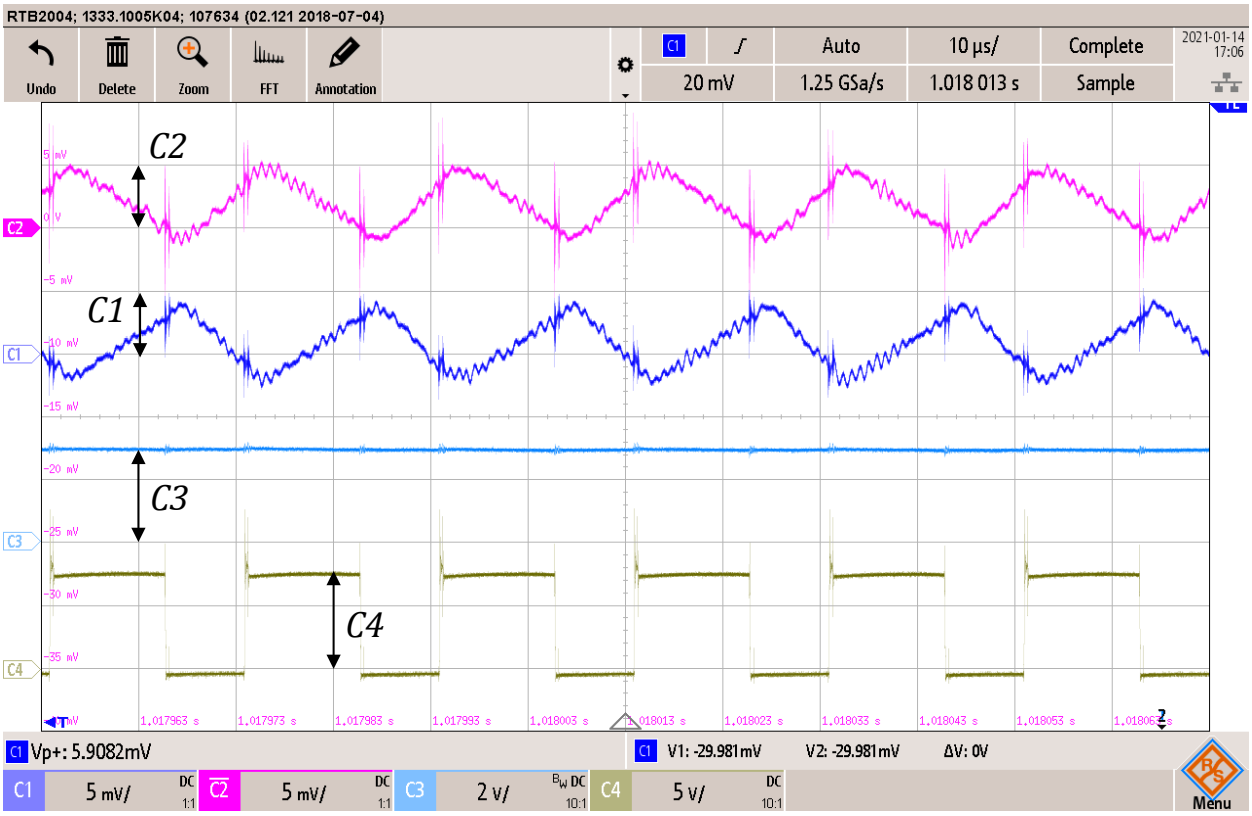
Рис. 5.12 Експериментальні діаграи напруги та струму АБ та СК при трапецеїдальному імпульсі навантаження апплітудою 30 А: струм навантаження – С1(10 А/div), струм АБ – С2 (0.5А/div), напруга СК – С3 (500 mV/div), напруга АБ – С4 (1 V/div).)

На Рис. 5.13а наведено діаграми струму дроселів I_{L1} та I_{L2} та напруга стік-витік U_{DS} силового транзистора *Q1*, напруга СК U_{SC} при струмові навантаження 30 А та напрузі АБ рівній 2,5 В, таким чином SEPIC перетворювач працює в режимі підвищення напруги. В той час як на Рис. 5.13б наведено аналогічні діаграми, при роботі SEPIC перетворювача в режимі зниження напруги, напруга АБ рівна 3,6 В.

Незважаючи на різке підвищення струму навантаження середнє значення струму індуктивності L_1, відповідно розрядний струм АБ регулюється на рівні 600 мА, що не перевищує номінальне значення розрядного струму вказаного виробником в документації на АБ.



а



б

Рис. 5.13 Експериментальні діаграми в режимі зниження напруги: струм дроселя L1 – C1 (0.5 A/div), струм дроселя L2 – C2 (0.5A/div), напруга СК – C3 (2V/div),напруга стік-витік транзистора Q1 – C4 (5V/div)

Рис. 5.14 ілюструє експериментальні діаграми струму та напруги АБ та СК протягом заряду СК від Li-ion АБ. Як показано на Рис. 5.14 процес заряду приблизно триває 200 с. Повністю розряджений СК являється коротким замиканням навантаження для перетворювача SEPIC, що може спричинити швидке неконтрольоване підвищення розрядного струму АБ, такий аварійний режим може негативно вплинути на характеристики Li-ion АБ, крім того різке підвищення струму може пошкодити напівпровідникові ключі та вивести з ладу всю систему. Використання каскадної системи керування націлено на мінімізацію ймовірності виникнення швидкого наростання розрядного струму АБ та одночасного забезпечення точного регулювання напруги СК та запобігання перенапруги.

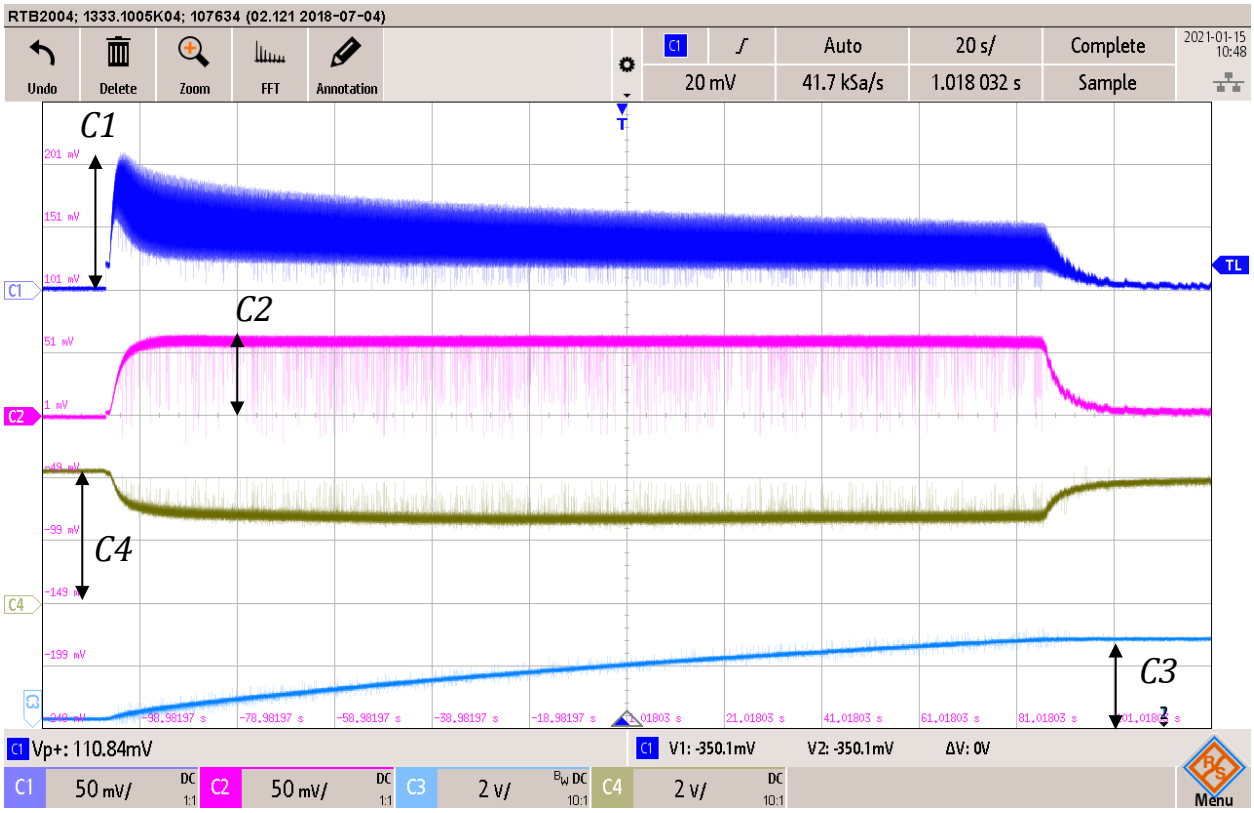


Рис. 5.14 Діаграми напруги та струму АБ та СК протягом процесу заряду: струм заряду СК – C1 (5A/div), розрядний струм АБ – C2 (5A/div), напруга СК – C3 (2 V/div), напруга АБ – C4 (2 V/div)

Розроблений експериментальні дослідження прототипу SEPIC перетворювача гібридного ємнісного накопичувача енергії підтверджують теоретичні припущення та розрахунки.

5.3 Рекомендації щодо практичного використання запропонованих технічних рішень та перспективи подальших досліджень

Наведені вище результати моделювання та експериментальних досліджень роботи перетворювача гібридного ємнісного накопичувача енергії підтвердили теоретичний аналіз та отримані розрахунки. Крім того, показали, на прикладі систем живлення апаратів для контактного мікрозварювання, ефективність застосування такого перетворювача для розподілу енергії між накопичувачами в системах з імпульсним навантаженням.

Запропонований гібридний ємнісний накопичувач на основі SEPIC перетворювача, АБ та СК дозволяє забезпечити необхідні показники енергоспоживання, що характеризується імпульсним споживанням струму навантаження високої амплітуди в умовах аварійної ситуації чи обмеженого доступу до промислової мережі. Необхідні енергетичні характеристики АБ визначаються середньою потужністю навантаження, що дозволяє уникнути надлишковості відносно питомої щільності потужності АБ, тим самим знизити масу та об’єм всієї системи. Крім того, номінальна потужність допоміжного перетворювача, також, визначається середньою потужністю навантаження, що дає можливість застосовувати ключові елементи розраховані на нижчий номінальний струм відносно пікового струму навантаження. В той час, як СК за рахунок високої щільності потужності забезпечує живлення навантаження протягом інтервалу максимального енергоспоживання.

Запропонований алгоритм керування процесом розподілу енергії між накопичувачами, який було реалізовано засобами сучасної мікропроцесорної техніки. Система керування дозволяє забезпечити точне регулювання розрядного стуму АБ та напруги СК протягом заряду СК та споживання імпульсного струму навантаження, та запобігає глибокому розряду АБ. Цей алгоритм може бути адаптовано для керування процесом розподілу енергії між накопичувачами модульної структури.

В Розділі 5.2 розглянуто експериментальний прототип гібридного ємнісного накопичувача на основі літій-іонного АБ (Samsung 3.7 В, 2600 мА/год) та СК (3xPANASONIC 100 Ф, 2.7 В), однак, слід відмітити, що отримані

твердження та результати будуть справедливими і для інших типів АБ та СК з урахуванням специфіки енергетичних характеристик накопичувачів, що наведено в Розділі 1.2.

Гібридний ємнісний накопичувач на основі SEPIC перетворювача, АБ та СК може бути адаптовано для використання в систем Microgrid, відновлювальної енергетики, електротранспорті, системах енергоживлення портативних пристроїв.

Таким чином, перспективними напрямами подальших досліджень в галузі перетворювачів електричної енергії гібридних ємнісних накопичувачів є: розробка модульних структур перетворювачів для забезпечення вимог енергоспоживання навантаження від кількох кВт до десятків кВт; підвищення енергоефективності процесу розподілу енергії між накопичувачами; продовження терміну експлуатації АБ та СК шляхом забезпечення оптимальних характеристик засобами силової електроніки; оптимізація масо-габаритних та техніко-економічних показників гібридних ємнісних накопичувачів енергії [14] [212], [213].

5.4 Висновки до розділу 5

1. Проведено імітаційне моделювання роботи SEPIC перетворювача гібридного ємнісного накопичувача енергії протягом заряду СК від АБ та при підключенні імпульсного навантаження амплітудою 30 А. Результати моделювання показали, що струм АБ регулюється на номінальному рівні 1С, рівень пульсацій знаходиться в межах ± 15%, напруга СК знижується не більше ніж на 5% при підключенні імпульсного навантаження.

2. Розроблено експериментальний прототип перетворювача гібридного ємнісного накопичувача енергії, що дозволяє дослідити зарядно-розрядні процеси, які відбуваються під час підключення імпульсного навантаження. Результати експериментів показують, що розроблена топологія накопичувача на основі перетворювача SEPIC, забезпечує швидкий заряд СК від початкової напруги рівної нулю до номінальної.

3. Експериментальна перевірка запропонованого алгоритм керування, що реалізовано цифровою системою на основі мікроконтролера, підтвердила здатність системи керування забезпечити точне регулювання розрядного струму АБ та напруги СК в умовах підключеного навантаження високої амплітуди та зміни напруги АБ в допустимих межах. Крім того, реалізовано захист АБ від глибокого розряду.

4. Основні наукові результати представлені у п’ятому розділі опубліковано у роботах [15], [16], [29], [37], [76], [144], [164], [192], [196].

ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ

У дисертаційній роботі вирішено актуальну задачу розвитку теорії розробки перетворювачів електроенергії гібридних ємнісних накопичувачів, що працюють в системах з імпульсним навантаженням. Отримані нові науково обґрунтовані результати в сукупності є суттєвими для розвитку систем енергоживлення з імпульсним споживанням струму навантаженням, в яких в якості накопичувачів використовуються АБ та СК.

Основні результати дисертаційної роботи:

1. Проведено аналіз характеристик імпульсного споживання струму навантаження на прикладі імпульсів струму для технології контактного мікрозварювання. Обґрунтовано необхідність використання гібридних ємнісних накопичувачів, оскільки поєднання АБ та СК дозволяє одночасно забезпечити високу щільність потужності та щільність потужності.

2. Аналіз топологій перетворювачів електричної енергії показав, що їх ключовими характеристиками в системах з гібридними ємнісними накопичувачами є: енергоефективність, кількість компонентів схеми, коефіцієнт передачі напруги, коефіцієнт пульсацій вхідного та вихідного струму. В результаті аналізу, SEPIC обрано в якості перетворювача гібридного накопичувача, оскільки забезпечується відповідність основним вимогам: споживання постійного струму від АБ, регулювання вихідного струму, широкий діапазон регулювання вихідної напруги.

3. На основі методу усереднення в просторі змінних стану розроблено математичну модель перетворювача SEPIC гібридного ємнісного накопичувача енергії, яка дозволяє враховувати допуск параметрів та паразитні параметри елементів схеми. Запропоновано спрощену математичну модель перетворювача SEPIC в гібридного ємнісного накопичувача енергії, що описує поведінку системи в усталеному режимі за умови, що накопичувачі мають номінальний стан заряду.

4. Розроблено систему керування SEPIC перетворювачем гібридного ємнісного накопичувача енергії, яка забезпечує регулювання розрядного струму АБ в межах ±15% від номінального значення, такий підхід дозволяє запобігти

неконтрольованого наростання розрядного струму АБ під час пікового навантаження. Запропонована система керування запобігає глибокому розряду СК та перевищенню номінальної напруги СК..

5. Запропоновано систему вирівнювання напруги комірок суперконденсаторного модулю на основі перетворювача постійного струму. Результати моделювання показали, що розроблена система дозволяє забезпечити номінальний рівень напруги на СК з похибкою ±0,05 В незалежно від стану заряду інших СК модуля. Проведено аналіз втрат потужності гібридного ємнісного накопичувача енергії протягом заряду СК від АБ, визначено струм заряду при якому ККД системи є найвищим. Після аналізу запропоновано застосування синхронної топології перетворювача SEPIC, через нижчі статичні страти.

6. Проведено імітаційне моделювання зарядно-розрядних процесів гібридного ємнісного накопичувача енергії та системи керування перетворювачем. Результати моделювання підтверджують здатність системи забезпечити енергоживлення навантаження з високою піковою потужністю енергоспоживання. Розроблена експериментальна установка, що дозволяє експериментально дослідити зарядно розрядні процеси АБ та СК під час заряду СК та при підключенні навантаження з високою амплітудою струму.

7. Перспективними напрямами подальших досліджень в галузі перетворювачів електричної енергії гібридних ємнісних накопичувачів для систем з імпульсним струмом навантаження є: розробка модульних структур перетворювачів для забезпечення вимог енергоспоживання навантаження від кількох кВт до десятків кВт, підвищення енергоефективності процесу розподілу енергії між накопичувачами, оптимізація масо-габаритних та техніко-економічних показників гібридних ємнісних накопичувачів енергії та інші.

8. Достовірність і обґрунтованість отриманих наукових результатів підтверджується використанням загальноприйнятих методів досліджень, узгодженням аналітичних розрахунків з експериментально отриманими даними та раніше опублікованими і науковій літературі результатами.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

[1] Н. І. Супруновська, С. В. Бєлкін, М. О. Реуцький, та А. А. Щерба, “Оцінка ефективності використання акумуляторної батареї та суперконденсатора в системі живлення електромобіля,” Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України., №50, с. 115–122, 2018, [Online]. Available: http://nbuv.gov.ua/UJRN/PIED_2018_50_22.

[2] С. М. Пересада, С. М. Ковбаса, Є. О. Ніконенко, та С. В. Божко, “Концепція експериментального дослідження електромеханічних систем електричних транспортних засобів з гібридними джерелами живлення,” Т, 2018, № 5, с. 57–60, Aug. 2018, doi: 10.15407/techned2018.05.057.

[3] 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, Feb. 2011, doi: 10.1016/j.rser.2010.11.010.

[4] A. Lahyani, A. Sari, I. Lahbib, and P. Venet, “Optimal hybridization and amortized cost study of battery/supercapacitors system under pulsed loads,” J. Energy Storage, vol. 6, pp. 222–231, May 2016, doi: 10.1016/j.est.2016.01.007.

[5] D. Shin, Y. Kim, J. Seo, N. Chang, Y. Wang, and M. Pedram, “Battery-supercapacitor hybrid system for high-rate pulsed load applications,” in Proceedings - Design, Automation and Test in Europe, DATE, Mar. 2011, pp. 875–878, doi: 10.1109/date.2011.5763295.

[6] В. Б. ПавлоВ, С. О. Кудря, В. І. Будько, В. М. Кириленко, та В. Ю. Іванчук, “Особливості роботи автономних зарядних станцій електромобілів з використанням вітроелектричних установок та буферних акумуляторів енергії,” Праці Інституту електродинаміки Національної академії наук України., №. 53, с. 117–125, 2019, doi: 10.15407/publishing2019.53.117.

[7] Ю. В. Кожушко, “Дослідження антропотехногенного впливу електротранспорту в контексті сталого розвитку,” XXIВсеукраїнська науково-практична конференція студентів тааспірантів «Дні Науки»«Industry 4.0: Людина і суспільство у вирі трансформацій», 2018, с. 9–10.

[8] V. Martynyuk, M. Ortigueira, M. Fedula, and O. Savenko, “Methodology of electrochemical capacitor quality control with fractional order model,” AEU - Int. J. Electron. Commun., vol. 91, pp. 118–124, Jul. 2018, doi: 10.1016/j.aeue.2018.05.005.

[9] C. Zhao, H. Yin, Z. Yang, and C. Ma, “Equivalent series resistance-based energy loss analysis of a battery semiactive hybrid energy storage system,” IEEE Trans. Energy Convers., vol. 30, no. 3, pp. 1081–1091, Sep. 2015, doi: 10.1109/TEC.2015.2418818.

[10] И. В. Пентегов, Основы теории зарядных цепей емкостных накопителей энергии [Текст]. Киев: Наукова думка, 1982.

[11] L. Kouchachvili, W. Yaïci, and E. Entchev, “Hybrid battery/supercapacitor energy storage system for the electric vehicles,” J. Power Sources, vol. 374, pp. 237–248, Jan. 2018, doi: 10.1016/j.jpowsour.2017.11.040.

[12] F. Ju, Q. Zhang, W. Deng, and J. Li, “Review of structures and control of battery-supercapacitor hybrid energy storage system for electric vehicles,” in Advances in Battery Manufacturing, Services, and Management Systems, 2016, pp. 303–318, doi: 10.1002/9781119060741.ch13.

[13] W. Jing, C. H. Lai, S. H. W. Wong, and M. L. D. Wong, “Battery-supercapacitor hybrid energy storage system in standalone DC microgrids: Areview,” IET Renew. Power Gener., vol. 11, no. 4, pp. 461–469, 2017, doi: 10.1049/iet-rpg.2016.0500.

[14] О. О. Білецький, “Енергетичні процеси в колах заряду суперконденсаторів зі змінними початковими напругами,” Національний технічний університет України “Київський політехнічний інститут,” 2016.

[15] M. Krznar, D. Pavkovic, Y. Kozhushko, M. Cipek, D. Zorc, and M. Crnekovic, “Control System Design for Hybrid Power Supply of an Unmanned Aerial Vehicle Based on Linearized Averaged Process Models*,” in 2020 International Conference on Unmanned Aircraft Systems, ICUAS 2020, Sep. 2020, pp. 582–587, doi: 10.1109/ICUAS48674.2020.9214001.

[16] 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, с. 31–37, 2020, DOI: 10.20998/2074-272x.2020.5.05.

[17] A. González, E. Goikolea, J. A. Barrena, and R. Mysyk, “Review on supercapacitors: Technologies and materials,” Renew. Sustain. Energy Rev., vol. 58, pp. 1189–1206, May 2016, doi: 10.1016/j.rser.2015.12.249.

[18] A. Muzaffar, M. B. Ahamed, K. Deshmukh, and J. Thirumalai, “A review on recent advances in hybrid supercapacitors: Design, fabrication and applications,” Renew. Sustain. Energy Rev., vol. 101, pp. 123–145, Mar. 2019, doi: 10.1016/j.rser.2018.10.026.

[19] A. G. Pandolfo and A. F. Hollenkamp, “Carbon properties and their role in supercapacitors,” J. Power Sources, vol. 157, no. 1, pp. 11–27, Jun. 2006, doi: 10.1016/j.jpowsour.2006.02.065.

[20] В. В. Ермуратский, Справочник по электрическим конденсаторам [Текст]. Кишинев: Штиинца, 1982.

[21] M. Shen and Q. Gao, “A review on battery management system from the modeling efforts to its multiapplication and integration,” Int. J. Energy Res., vol. 43, no. 10, pp. 5042–5075, Aug. 2019, doi: 10.1002/er.4433.

[22] W. Jing, C. Hung Lai, S. H. W. Wong, and M. L. D. Wong, “Battery-supercapacitor hybrid energy storage system in standalone DC microgrids: areview,” IET Renew. Power Gener., vol. 11, no. 4, pp. 461–469, Mar. 2017, doi: 10.1049/iet-rpg.2016.0500.

[23] S. Pay and Y. Baghzouz, “Effectiveness of battery-supercapacitor combination in electric vehicles,” in 2003 IEEE Bologna PowerTech - Conference Proceedings, 2003, vol. 3, pp. 728–733, doi: 10.1109/PTC.2003.1304472.

[24] T. Bocklisch, “Hybrid energy storage approach for renewable energy applications,” J. Energy Storage, vol. 8, pp. 311–319, Nov. 2016, doi: 10.1016/j.est.2016.01.004.

[25] M. Kimchi and D. H. Phillips, “Resistance Spot Welding: Fundamentals and Applications for the Automotive Industry,” Synth. Lect. Mech. Eng., vol. 1, no. 2, pp. i–115, Sep. 2017, doi: 10.2200/S00792ED1V01Y201707MEC005.

[26] H. Zhang and J. Senkara, Resistance Welding: Fundamentals and applications, vol. 79, no. 4. CRC Press, 2011.

[27] О. Ф. Бондаренко, “Узгодження параметрів зварювальних імпульсів з програмою тиску електродів та електрофізичними процесами в зварювальному контакті,” Технология и Конструирование В Электронной Аппаратуре, № 5–6, с. 51–60, 2019, doi: 10.15222/TKEA2019.5-6.51.

[28] 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 2019 - Proceedings, Apr. 2019, pp. 584–589, doi: 10.1109/ELNANO.2019.8783890.

[29] 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.

[30] А. Ф. Бондаренко, “Формирователи импульсов тока для установок контактной микросварки,” Донбасский государственный технический университет, 2007.

[31] M. Kimchi and D. H. Phillips, Resistance Spot Welding: Fundamentals and Applications for the Automotive Industry, vol. 1, no. 2. 2017.

[32] 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.

[33] Ю. В. Бондаренко, “Багатокомірковий транзисторний перетворювач зі срільним використанням безперервного та імпульсного керування для контактного мікрозварювання,” Донбаський державний технічний університет, 2012.

[34] M. Salem, “Control and Power Supply for Resistance Spot Welding (RSW),” 2011.

[35] O. F. Bondarenko, “Classification of pulse shapes for micro resistance welding,” Electron. Commun., vol. 22, no. 3, pp. 46–54, Jun. 2017, doi: 10.20535/2312-1807.2017.22.3.106257.

[36] 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.

[37] Y. Kozhushko, T. Karbivska, D. Pavkovic, and O. Bondarenko, “Peak Current Control of Battery-Supercapacitor Hybrid Energy Storage,” 2020 IEEE KhPI Week Adv. Technol. KhPI Week 2020 - Conf. Proc., pp. 396–401, 2020, doi: 10.1109/KhPIWeek51551.2020.9250086.

[38] O. F. Bondarenko, I. V. Bondarenko, P. S. Safronov, and V. M. Sydorets, “Effective circuit topology of DC power supply for micro resistance welding,” in 2014 IEEE International Conference on Intelligent Energy and Power Systems, IEPS 2014 - Conference Proceedings, 2014, pp. 68–70, doi: 10.1109/IEPS.2014.6874204.

[39] O. F. Bondarenko, P. S. Safronov, I. V. Bondarenko, and V. M. Sydorets, “Direct energy and energy storage circuit topologies of DC power supplies for micro resistance welding,” in 2014 IEEE 34th International Scientific Conference on Electronics and Nanotechnology, ELNANO 2014 - Conference Proceedings, 2014, pp. 468–471, doi: 10.1109/ELNANO.2014.6873431.

[40] Ю. Э. Паэранд та А. Ф. Бондаренко, Ю.В. Бондаренко, “Формирователи импульсов тока для контактной сварки,” Технология и Конструирование В Электронной Аппаратуре, № 3, с. 25–30, 2008.

[41] J. Saleem, “Power electronics for resistance spot welding equipment,” Mid Sweden University, 2012.

[42] Y. Zhou, S. J. Dong, and K. J. Ely, “Weldability of thin sheet metals by small-scale resistance spot welding using high-frequency inverter and capacitor-discharge power supplies,” J. Electron. Mater., vol. 30, no. 8, pp. 1012–1020, Aug. 2001, doi: 10.1007/BF02657726.

[43] O. F. Bondarenko, P. S. Safronov, I. V. Bondarenko, and V. M. Sydorets, “Direct energy and energy storage circuit topologies of DC power supplies for micro resistance welding,” in 2014 IEEE 34th International Scientific Conference on Electronics and Nanotechnology, ELNANO 2014 - Conference Proceedings, Apr. 2014, pp. 468–471, doi: 10.1109/ELNANO.2014.6873431.

[44] Y. V. Bondarenko, P. S. Safronov, O. F. Bondarenko, V. M. Sydorets, and T. S. Rogozina, “The hybrid energy storages based on batteries and ultracapacitors for contact microwelding,” Tekhnologiya i Konstruirovanie v Elektronnoi Apparature, №. 4, с. 33–38, 2014, doi: 10.15222/tkea2014.4.33.

[45] A. E. Korotynsky, N. P. Drachenko, and V. A. Shapka, “Peculiarities of application of supercapacitors in devices for pulse welding technologies,” Pat. Weld. J., vol. 2014, no. 9, pp. 34–38, Sep. 2014, doi: 10.15407/tpwj2014.09.05.

[46] Ю. В. Кожушко, О. Ф. Бондаренко, Д. О. Зінченко та Т. О. Карбівська, “Ефективне використання гібридного ємнісного накопичувача енергії джерела живлення для контактного мікрозварювання,” Мікросистеми, Електроніка та Акустика, №. 23 (2), с. 14–18, 2018, DOI: 10.20535/2523-4455.2018.23.2.130391.

[47] E. Kim, K. G. Shin, and J. Lee, “Real-time discharge/charge rate management for hybrid energy storage in electric vehicles,” in Proceedings - Real-Time Systems Symposium, Dec. 2015, vol. 2015-Janua, no. January, pp. 228–237, doi: 10.1109/RTSS.2014.16.

[48] Y. V. Bondarenko, P. S. Safronov, O. F. Bondarenko, V. M. Sydorets, and T. S. Rogozina, “The hybrid energy storages based on batteries and ultracapacitors for contact microwelding,” Технология И Конструирование В Электронной Аппаратуре, no. 4, pp. 33–38, 2014, doi: 10.15222/tkea2014.4.33.

[49] Т. О. Рижакова та Ю. В. Кожушко, “Енергоефективність формувача імпульсів струму для контактного мікрозварювання,” X міжнародна науково-технічна конференція молодих вчених «Електроніка-2017», 2017, pp. 55–58.

[50] B. E. Conway, Electrochemical Supercapacitors. Boston, MA: Springer US, 1999.

[51] I. Jiya, N. Gurusinghe, and R. Gouws, “Electrical Circuit Modelling of Double Layer Capacitors for Power Electronics and Energy Storage Applications: A Review,” Electronics, vol. 7, no. 11, p. 268, Oct. 2018, doi: 10.3390/electronics7110268.

[52] P. Sharma and T. S. Bhatti, “A review on electrochemical double-layer capacitors,” Energy Convers. Manag., vol. 51, no. 12, pp. 2901–2912, Dec. 2010, doi: 10.1016/j.enconman.2010.06.031.

[53] L. Zhang, X. Hu, Z. Wang, F. Sun, and D. G. Dorrell, “A review of supercapacitor modeling, estimation, and applications: A control/management perspective,” Renew.

Sustain. Energy Rev., vol. 81, pp. 1868–1878, Jan. 2018, doi: 10.1016/j.rser.2017.05.283.

[54] L. Zubieta and R. Bonert, “Characterization of double-layer capacitors for power electronics applications,” IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 36, no. 1, pp. 199–205, 2000, doi: 10.1109/28.821816.

[55] A. B. Cultura and Z. M. Salameh, “Modeling, Evaluation and Simulation of a Supercapacitor Module for Energy Storage Application,” 2015, doi: 10.2991/cisia-15.2015.235.

[56] P. Saha and M. Khanra, “Equivalent circuit model of supercapacitor for self-discharge analysis — A comparative study,” in 2016 International Conference on Signal Processing, Communication, Power and Embedded System (SCOPES), Oct. 2016, pp. 1381–1386, doi: 10.1109/SCOPES.2016.7955667.

[57] В. Й. Котовський та О. О. Білецький, “Енергетичні процеси в колах із суперконденсаторами та неідеальними джерелами постійної напруги в комбінованих системах живлення електромобілів,” Екологічні науки, №. 4, с. 63–66, 2018, doi: 10.32846/2306-9716-2018-4-23-14.

[58] А. К. Шидловский и Н. И. Супруновская, “Энергетические процессы в электрических цепях разрядноимпульсных установок с емкостным накопителем энергии при ограничении длительности его разряда на электроискровую нагрузку и ненулевых условиях его заряда,” Техн. електродинаміка, №1, с. 42–48, 2010, doi: http://dspace.nbuv.gov.ua/handle/123456789/13139.

[59] R. A. Dougal, L. Gao, and S. Liu, “Ultracapacitor model with automatic order selection and capacity scaling for dynamic system simulation,” J. Power Sources, vol. 126, no. 1–2, pp. 250–257, Feb. 2004, doi: 10.1016/j.jpowsour.2003.08.031.

[60] L. Zubieta and R. Bonert, “Characterization of double-layer capacitors (DLCs) for power electronics applications,” in Conference Record of 1998 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Third IAS Annual Meeting (Cat. No.98CH36242), 1998, vol. 2, pp. 1149–1154, doi: 10.1109/IAS.1998.730292.

[61] R. M. Nelms, D. R. Cahela, and B. J. Tatarchuk, “Modeling double-layer capacitor behavior using ladder circuits,” IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol. 39, no. 2, pp. 430–438, Apr. 2003, doi: 10.1109/TAES.2003.1207255.

[62] J. I. Hidalgo-Reyes, J. F. Gómez-Aguilar, R. F. Escobar-Jiménez, V. M. Alvarado-Martínez, and M. G. López-López, “Classical and fractional-order modeling of equivalent electrical circuits for supercapacitors and batteries, energy management strategies for hybrid systems and methods for the state of charge estimation: A state of the art review,” Microelectronics J., vol. 85, pp. 109–128, Mar. 2019, doi: 10.1016/j.mejo.2019.02.006.

[63] R. Faranda, “A new parameters identification procedure for simplified double layer capacitor two-branch model,” Electr. Power Syst. Res., vol. 80, no. 4, pp. 363–371, Apr. 2010, doi: 10.1016/j.epsr.2009.10.024.

[64] L. Shi and M. L. Crow, “Comparison of ultracapacitor electric circuit models,” in 2008 IEEE Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, Jul. 2008, pp. 1–6, doi: 10.1109/PES.2008.4596576.

[65] В. Б. Клепиков и др., “Из опыта создания электропривода электромобиля с суперконденсаторным накопителем энергии,” Вестник Национального технического университета «Харьковский политехнический институт», vol. 12, pp. 195–198, 2015.

[66] S. R. Raman, X. D. Xue, and K. W. E. Cheng, “Review of charge equalization schemes for Li-ion battery and super-capacitor energy storage systems,” in 2014 International Conference on Advances in Electronics, Computers and Communications, ICAECC 2014, Oct. 2015, pp. 1–6, doi: 10.1109/ICAECC.2014.7002471.

[67] M. Uno, “Single- and Double-Switch Cell Voltage Equalizers for Series-Connected Lithium-Ion Cells and Supercapacitors,” in Energy Storage - Technologies and Applications, InTech, 2013.

[68] Ю. В. Кожушко та О. Ф. Бондаренко, “Балансування напруги модульного накопичувача енергії джерела живлення для контактного мікрозварювання,” Технология и конструирование в электронной аппаратуре, №. 4–5, с. 15–23, 2017, DOI: 10.15222/tkea2017.4-5.15.

[69] O. Bondarenko, T. Ryzhakova, and Yu. 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.

[70] Y. Kozhushko, T. Ryzhakova, O. Bondarenko, and Z. Stević, “Supercapacitor Battery Charger with Voltage Equilizing,” Oct. 2017, doi: 10.24094/mkoiee.017.1.5.127.

[71] I. D. Oltean, A. M. Matoi, and E. Helerea, “A supercapacitor stack - Design and characteristics,” in Proceedings of the International Conference on Optimisation of Electrical and Electronic Equipment, OPTIM, May 2010, pp. 214–219, doi: 10.1109/OPTIM.2010.5510493.

[72] A. Xu, S. Xie, and X. Liu, “Dynamic voltage equalization for series-connected ultracapacitors in EV/HEV applications,” IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 58, no. 8, pp. 3981–3987, Oct. 2009, doi: 10.1109/TVT.2009.2028148.

[73] E. Oyarbide, C. Bernal, P. Molina, L. A. Jiménez, R. Gálvez, and A. Martínez, “Voltage equalization of an ultracapacitor module by cell grouping using number partitioning algorithm,” J. Power Sources, vol. 301, pp. 113–121, Jan. 2016, doi: 10.1016/j.jpowsour.2015.09.122.

[74] L. Li, Z. Huang, H. Li, and J. Peng, “A rapid cell voltage balancing scheme for supercapacitor based energy storage systems for urban rail vehicles,” Electr. Power Syst. Res., vol. 142, pp. 329–340, Jan. 2017, doi: 10.1016/j.epsr.2016.09.021.

[75] M. Uno and K. Tanaka, “Accelerated charge-discharge cycling test and cycle life prediction model for supercapacitors in alternative battery applications,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 59, no. 12, pp. 4704–4712, Dec. 2012, doi: 10.1109/TIE.2011.2182018.

[76] 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, с. 38–42, 2018, DOI: 10.15222/tkea2018.3.38.

[77] C. S. Lim, K. J. Lee, N. J. Ku, D. S. Hyun, and R. Y. Kim, “A modularized equalization method based on magnetizing energy for a series-connected lithium-ion battery string,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 29, no. 4, pp. 1791–1799, Apr. 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2270000.

[78] F. Baronti, G. Fantechi, R. Roncella, and R. Saletti, “High-efficiency digitally controlled charge equalizer for series-connected cells based on switching converter and super-capacitor,” IEEE Trans. Ind. Informatics, vol. 9, no. 2, pp. 1139–1147, May 2013, doi: 10.1109/TII.2012.2223479.

[79] A. M. Imtiaz and F. H. Khan, “‘Time shared flyback converter’ based regenerative cell balancing technique for series connected li-ion battery strings,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 28, no. 12, pp. 5960–5975, Dec. 2013, doi: 10.1109/TPEL.2013.2257861.

[80] M. Einhorn et al., “A current equalization method for serially connected battery cells using a single power converter for each cell,” IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 60, no. 9, pp. 4227–4237, Nov. 2011, doi: 10.1109/TVT.2011.2168988.

[81] В. Б. Волківський, “Напівпровідникові перетворювачі з підвищеною ефективністю заряду акумуляторів імпульсними асиметричними струмами,” Національний технічний Університет України “Київський політехнічний інститут,” 2007.

[82] R. Hemmati and H. Saboori, “Emergence of hybrid energy storage systems in renewable energy and transport applications – A review,” Renew. Sustain. Energy Rev., vol. 65, no. November, pp. 11–23, 2016, doi: 10.1016/j.rser.2016.06.029.

[83] А. Г. Здрок, Выпрямительные устройства стабилизации напряжения и заряда аккумуляторов [Текст]. Москва: Энергоатомиздат, 1988.

[84] A. I. Stan, M. Swierczynski, D. I. Stroe, R. Teodorescu, and S. J. Andreasen, “Lithium ion battery chemistries from renewable energy storage to automotive and back-up power applications - An overview,” in 2014 International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment, OPTIM 2014, May 2014, pp. 713–720, doi: 10.1109/OPTIM.2014.6850936.

[85] H. Budde-Meiwes et al., “A review of current automotive battery technology and future prospects,” Proc. Inst. Mech. Eng. Part D J. Automob. Eng., vol. 227, no. 5, pp. 761–776, May 2013, doi: 10.1177/0954407013485567.

[86] M. Yilmaz and P. T. Krein, “Review of battery charger topologies, charging power levels, and infrastructure for plug-in electric and hybrid vehicles,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 28, no. 5, pp. 2151–2169, May 2013, doi: 10.1109/TPEL.2012.2212917.

[87] K. Liu, K. Li, Q. Peng, and C. Zhang, “A brief review on key technologies in the battery management system of electric vehicles,” Front. Mech. Eng., vol. 14, no. 1, pp. 47–64, Mar. 2019, doi: 10.1007/s11465-018-0516-8.

[88] B. B. McKeon, J. Furukawa, and S. Fenstermacher, “Advanced Lead–Acid Batteries and the Development of Grid-Scale Energy Storage Systems,” Proc. IEEE, vol. 102, no. 6, pp. 951–963, Jun. 2014, doi: 10.1109/JPROC.2014.2316823.

[89] A. Al-Haj Hussein and I. Batarseh, “A review of charging algorithms for nickel and lithium battery chargers,” IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 60, no. 3, pp. 830–838, Mar. 2011, doi: 10.1109/TVT.2011.2106527.

[90] T. Ikeya et al., “Multi-step constant-current charging method for an electric vehicle nickel/metal hydride battery with high-energy efficiency and long cycle life,” J. Power Sources, vol. 105, no. 1, pp. 6–12, Mar. 2002, doi: 10.1016/S0378-7753(01)00907-7.

[91] H. Dai, B. Jiang, and X. Wei, “Impedance Characterization and Modeling of Lithium-Ion Batteries Considering the Internal Temperature Gradient,” Energies, vol. 11, no. 1, p. 220, Jan. 2018, doi: 10.3390/en11010220.

[92] H. He, R. Xiong, and J. Fan, “Evaluation of Lithium-Ion Battery Equivalent Circuit Models for State of Charge Estimation by an Experimental Approach,” Energies, vol. 4, no. 4, pp. 582–598, Mar. 2011, doi: 10.3390/en4040582.

[93] Y. Miao, P. Hynan, A. von Jouanne, and A. Yokochi, “Current Li-Ion Battery Technologies in Electric Vehicles and Opportunities for Advancements,” Energies, vol. 12, no. 6, p. 1074, Mar. 2019, doi: 10.3390/en12061074.

[94] M. Chen and G. A. Rincon-Mora, “Accurate Electrical Battery Model Capable of Predicting Runtime and I–V Performance,” IEEE Trans. Energy Convers., vol. 21, no. 2, pp. 504–511, Jun. 2006, doi: 10.1109/TEC.2006.874229.

[95] K. Liu, K. Li, Z. Yang, C. Zhang, and J. Deng, “Battery optimal charging strategy based on a coupled thermoelectric model,” in 2016 IEEE Congress on Evolutionary Computation, CEC 2016, Jul. 2016, pp. 5084–5091, doi: 10.1109/CEC.2016.7748334.

[96] L.-R. Chen, S.-L. Wu, D.-T. Shieh, and T.-R. Chen, “Sinusoidal-Ripple-Current Charging Strategy and Optimal Charging Frequency Study for Li-Ion Batteries,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 60, no. 1, pp. 88–97, Jan. 2013, doi: 10.1109/TIE.2012.2186106.

[97] B. G. Carkhuff, P. A. Demirev, and R. Srinivasan, “Impedance-Based Battery Management System for Safety Monitoring of Lithium-Ion Batteries,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 65, no. 8, pp. 6497–6504, Aug. 2018, doi: 10.1109/TIE.2017.2786199.

[98] S. Buller, M. Thele, R. W. A. A. DeDoncker, and E. Karden, “Impedance-Based Simulation Models of Supercapacitors and Li-Ion Batteries for Power Electronic Applications,” IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 41, no. 3, pp. 742–747, May 2005, doi: 10.1109/TIA.2005.847280.

[99] J. H. Jang and J. Y. Yoo, “Impedance-based and circuit-parameter-based battery models for HEV power systems,” Int. J. Automot. Technol., vol. 9, no. 5, pp. 615–623, Oct. 2008, doi: 10.1007/s12239-008-0073-y.

[100] W. Jing, C. H. Lai, W. S. H. Wong, and M. L. D. Wong, “A comprehensive study of battery-supercapacitor hybrid energy storage system for standalone PV power system in rural electrification,” Appl. Energy, vol. 224, pp. 340–356, Aug. 2018, doi: 10.1016/j.apenergy.2018.04.106.

[101] X. Wang, J. M. Guerrero, F. Blaabjerg, and Z. Chen, “A review of power electronics based microgrids,” J. Power Electron., vol. 12, no. 1, pp. 181–192, Jan. 2012, doi: 10.6113/JPE.2012.12.1.181.

[102] В. С. Руденко, В. Я. Ромашко, та В. . Трифонюк, Промислова електроніка. Київ: Либідь, 1993.

[103] В. С. Руденко, В. И. Сенько, та И. М. Чиженко, Преобразовательная техника [Текст]. Киев: Вища школа, 1983.

[104] I. Korotyeyev, V. Zhuikov, and R. Kasperek, Electrotechnical systems: Calculation and analysis with mathematica® and PSpice®. CRC Press, 2010.

[105] S. Cuk and R. Middlebrook, “A general unified approach to modelling switching DC-tO-DC converters in discontinuous conduction mode,” in 1977 IEEE Power Electronics Specialists Conference, Jun. 1977, pp. 36–57, doi: 10.1109/PESC.1977.7070802.

[106] T. S. Babu, K. R. Vasudevan, V. K. Ramachandaramurthy, S. B. Sani, S. Chemud, and R. M. Lajim, “A Comprehensive Review of Hybrid Energy Storage Systems: Converter Topologies, Control Strategies and Future Prospects,” IEEE Access, vol. 8, pp. 148702–148721, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3015919.

[107] P. V. Joshi and S. S. Dhamal, “Study of different converter topologies for interconnecting microgrid with utility grid,” in 2015 International Conference on Control Instrumentation Communication and Computational Technologies, ICCICCT 2015, Dec. 2016, pp. 731–734, doi: 10.1109/ICCICCT.2015.7475376.

[108] D. Pavkovic, Y. Kozhushko, M. Hrgetic, D. Zorc, and M. Cipek, “Damping Optimum Design of Single-Phase Inverter Synchronization and Current Control System,” in 2019 IEEE 39th International Conference on Electronics and Nanotechnology, ELNANO 2019 - Proceedings, Apr. 2019, pp. 572–577, doi: 10.1109/ELNANO.2019.8783726.

[109] Є. О. Желязков, Ю. В. Кожушко, Т. О. Карбівська, та О. Ф. Бондаренко, “Покращення характеристик безпровідних зарядних пристроїв для медичних застосувань,” 22-га міжнародна науково-практична конференція «СУЧАСНІ ІНФОРМАЦІЙНІ ТА ЕЛЕКТРОННІ ТЕХНОЛОГІЇ», 2020, с. 50–52.

[110] Ю. В. Кожушко, “Аналіз схем для заряду суперконденсаторів,” VIII міжнародна науково- технічна конференція молодих вчених «Електроніка-2015», 2015, с. 198–201.

[111] 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, Feb. 2011, doi: 10.1016/j.rser.2010.11.010.

[112] X. Zhang, Z. Dong, and C. Crawford, “Hybrid energy storage system for hybrid and electric vehicles: Review and a new control strategy,” ASME 2011 International Mechanical Engineering Congress and Exposition, IMECE 2011, vol. 4, no. PARTS A AND B. pp. 91–101, 2011, doi: 10.1115/imece2011-63280.

[113] C. Xiang, Y. Wang, S. Hu, and W. Wang, “A new topology and control strategy for a hybrid battery-ultracapacitor energy storage system,” Energies, vol. 7, no. 5, pp. 2874–2896, 2014, doi: 10.3390/en7052874.

[114] Jian Cao and A. Emadi, “A New Battery/UltraCapacitor Hybrid Energy Storage System for Electric, Hybrid, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 27, no. 1, pp. 122–132, Jan. 2012, doi: 10.1109/TPEL.2011.2151206.

[115] S. K. Kollimalla, M. K. Mishra, and N. L. Narasamma, “Design and Analysis of Novel Control Strategy for Battery and Supercapacitor Storage System,” IEEE Trans.

Sustain. Energy, vol. 5, no. 4, pp. 1137–1144, Oct. 2014, doi: 10.1109/TSTE.2014.2336896.

[116] A. Turksoy, A. Teke, and A. Alkaya, “A comprehensive overview of the dc-dc converter-based battery charge balancing methods in electric vehicles,” Renew. Sustain. Energy Rev., vol. 133, p. 110274, Nov. 2020, doi: 10.1016/j.rser.2020.110274.

[117] R. W. Erickson and D. Maksimović, Fundamentals of Power Electronics. Boston, MA: Springer US, 2001.

[118] M. Sagar Bhaskar et al., “Survey of DC-DC Non-Isolated Topologies for Unidirectional Power Flow in Fuel Cell Vehicles,” IEEE Access, vol. 8, pp. 178130–178166, 2020, doi: 10.1109/access.2020.3027041.

[119] К.О. Тительмаєр, О.О. Гусев, О. А Велігорський, “Огляд неізольованих двонаправлених топологій перетворювачів для портативних застосувань на базі відновлювальних джерел електроенергії,” Технічні науки та технології,, №. 2 (12), с. 176–188, 2018, doi: 10.25140/2411-5363-2018-2(12)-176-188.

[120] V. G. R. Kummara et al., “A comprehensive review of DC–DC converter topologies and modulation strategies with recent advances in solar photovoltaic systems,” Electron., vol. 9, no. 1, 2020, doi: 10.3390/electronics9010031.

[121] T. R. Choudhury, B. Nayak, A. De, and S. B. Santra, “A comprehensive review and feasibility study of DC–DC converters for different PV applications: ESS, future residential purpose, EV charging,” Energy Syst., vol. 11, no. 3, pp. 641–671, Aug. 2020, doi: 10.1007/s12667-019-00331-5.

[122] 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.

[123] M. Forouzesh, Y. P. Siwakoti, S. A. Gorji, F. Blaabjerg, and B. Lehman, “Step-Up DC-DC converters: A comprehensive review of voltage-boosting techniques, topologies, and applications,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 32, no. 12, pp. 9143–9178, Dec. 2017, doi: 10.1109/TPEL.2017.2652318.

[124] M. A. Salvador, T. B. Lazzarin, and R. F. Coelho, “High Step-Up DC-DC Converter with Active Switched-Inductor and Passive Switched-Capacitor Networks,”

IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 65, no. 7, pp. 5644–5654, Jul. 2018, doi: 10.1109/TIE.2017.2782239.

[125] A. Farooq, Z. Malik, Z. Sun, and G. Chen, “A review of non-isolated high step-down Dc-Dc converters,” Int. J. Smart Home, vol. 9, no. 8, pp. 133–150, Aug. 2015, doi: 10.14257/ijsh.2015.9.8.15.

[126] G. R. Broday, C. B. Nascimento, E. Agostini, and L. A. C. Lopes, “A Tri-State Bidirectional Buck-Boost Converter for a Battery/Supercapacitor Hybrid Energy Storage System in Electric Vehicle Applications,” in 2015 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, VPPC 2015 - Proceedings, Oct. 2015, pp. 1–6, doi: 10.1109/VPPC.2015.7352888.

[127] I. Aharon, A. Kuperman, and D. Shmilovitz, “Analysis of bi-directional buck-boost converter for energy storage applications,” in IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference), Nov. 2013, pp. 858–863, doi: 10.1109/IECON.2013.6699246.

[128] S. Sivakumar, M. J. Sathik, P. S. Manoj, and G. Sundararajan, “An assessment on performance of DC-DC converters for renewable energy applications,” Renew. Sustain. Energy Rev., vol. 58, pp. 1475–1485, May 2016, doi: 10.1016/j.rser.2015.12.057.

[129] R. Massey and E. Snyder, “High voltage single-ended DC-DC converter,” in PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference, Jun. 1977, vol. 2015-March, pp. 156–159, doi: 10.1109/PESC.1977.7070813.

[130] G. Barbehenn and S. B. Elgee, “Sepic converter with transformerless line isolation,” US5583421A, 1996.

[131] J. J. Jozwik and M. K. Kazimierczuk, “Dual sepic PWM switching-mode DC/DC power converter,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 36, no. 1, pp. 64–70, 1989, doi: 10.1109/41.20346.

[132] D. C. Martins, “Application of the zeta converter in switch-mode power supplies,” in Conference Procedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC, 1993, pp. 214–220, doi: 10.1109/apec.1993.290628.

[133] A. Peres, D. C. Martins, and I. Barbi, “Zeta converter applied in power factor correction,” in PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference, 1994, vol. 2, pp. 1152–1157, doi: 10.1109/pesc.1994.373827.

[134] S. Ćuk, “DC-to-DC switching converter with zero input and output current ripple and integrated magnetics circuits,” US 4257087, 1979.

[135] S. Cuk, “A new zero-ripple switching dc-to-dc converter and integrated magnetics,” in PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference, Jun. 1980, vol. 1980-Janua, pp. 12–32, doi: 10.1109/PESC.1980.7089430.

[136] P. V. Radu and A. Szelag, “A Cuk converter integrated with lead-acid battery and supercapacitor for stationary applications,” in Proceedings of the 2017 18th International Scientific Conference on Electric Power Engineering, EPE 2017, May 2017, pp. 1–6, doi: 10.1109/EPE.2017.7967280.

[137] G. Wang, R. Xiao, C. Xu, R. Huang, and X. Hao, “Stability analysis of integrated power system with pulse load,” Int. J. Electr. Power Energy Syst., vol. 115, p. 105462, Feb. 2020, doi: 10.1016/j.ijepes.2019.105462.

[138] V. Yuhimenko, C. Lerman, and A. Kuperman, “DC Active Power Filter-Based ryzhHybrid Energy Source for Pulsed Power Loads,” IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron., vol. 3, no. 4, pp. 1001–1010, Dec. 2015, doi: 10.1109/JESTPE.2015.2421305.

[139] О. О. Білецький, Н. І. Супруновська, та А. А. Щерба, “Залежність енергетичних характеристик кіл заряду суперконденсаторів від їхніх початкових і кінцевих напруг,” Техн. електродинаміка, № 1, 2016, [Online]. Available: http://dspace.nbuv.gov.ua/handle/123456789/134778.

[140] W. Jing, C. H. Lai, S. H. W. Wong, and M. L. D. Wong, “Battery-supercapacitor hybrid energy storage system in standalone DC microgrids: Areview,” IET Renew. Power Gener., vol. 11, no. 4, pp. 461–469, Mar. 2017, doi: 10.1049/iet-rpg.2016.0500.

[141] W. M. Polivka, P. R. K. Chetty, and R. D. Middlebrook, “State-Space Average modelling of converters with parasitics and storage-time modulation,” in PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference, Jun. 1980, vol. 1980-Janua, pp. 119–143, doi: 10.1109/PESC.1980.7089440.

[142] A. Lahyani, A. Sari, I. Lahbib, and P. Venet, “Optimal hybridization and amortized cost study of battery/supercapacitors system under pulsed loads,” J. Energy Storage, vol. 6, pp. 222–231, May 2016, doi: 10.1016/j.est.2016.01.007.

[143] Ю. В. Руденко, “Способ усреднения модели импульсных преобразователей постоянного напряжения,” Техн. електродинаміка, vol. 3, pp. 42–48, 2017.

[144] R. Baraniuk, T. Ryzhakova, Y. Kozhushko, and O. Bondarenko, “Thermal and Surge Current Protection Means for Semiconductor Non-Isolated Power Converters,” IEEE Stand. Educ. e-Magazine, vol. 8(1), 2018.

[145] В. Я. Жуйков, И. Е. Коротеев, В. М. Рябенький, and Б. Л. Айзенберг, Замкнутые системы преобразования электрической энергии [Текст]. Киев: Техника, 1989.

[146] В. П. Сигорский и А. И. Петренко, Алгоритмы анализа электронных схем [Текст]. Москва: Советское радио, 1976.

[147] Я. З. Цыпкин, Теория линейных импульсных систем [Текст]. Москва: Гос. изд-во физико-математической лит., 1963.

[148] A. Rosa, T. de Souza, L. Morais, and S. Seleme, “Adaptive and Nonlinear Control Techniques Applied to SEPIC Converter in DC-DC, PFC, CCM and DCM Modes Using HIL Simulation,” Energies, vol. 11, no. 3, p. 602, Mar. 2018, doi: 10.3390/en11030602.

[149] S. Hegde and A. Izadian, “A new SEPIC inverter: Small signal modeling,” in IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Nov. 2013, pp. 240–245, doi: 10.1109/IECON.2013.6699142.

[150] J. Sun, D. M. Mitchell, M. F. Greuel, P. T. Krein, and R. M. Bass, “Averaged modeling of PWM converters operating in discontinuous conduction mode,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 16, no. 4, pp. 482–492, Jul. 2001, doi: 10.1109/63.931052.

[151] R. D. Middlebrook and S. Cuk, “A general unified approach to modelling switching-converter power stages,” in 1976 IEEE Power Electronics Specialists Conference, Jun. 2015, pp. 18–34, doi: 10.1109/pesc.1976.7072895.

[152] L. G. De Vicuna, F. Guinjoan, J. Majo, and L. Martinez, “Discontinuous conduction mode in the SEPIC converter,” in Proceedings. Electrotechnical Conference Integrating Research, Industry and Education in Energy and Communication Engineering’, 1989, pp. 38–42, doi: 10.1109/MELCON.1989.49976.

[153] Y. Kozhushko, D. Pavković, 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 2019 - Proceedings, Jul. 2019, pp. 349–354, doi: 10.1109/UKRCON.2019.8879850.

[154] R. D. Middlebrook and S. Cuk, “A general unified approach to modelling switching-converter power stages,” in 1976 IEEE Power Electronics Specialists Conference, Jun. 1976, pp. 18–34, doi: 10.1109/PESC.1976.7072895.

[155] В. А. Бесекерский и Е. П. Попов, Теория систем автоматического управления [Текст]. Санкт-Петербург: Профессия, 2003.

[156] V. Eng, U. Pinsopon, and C. Bunlaksananusorn, “Modeling of a SEPIC converter operating in continuous conduction mode,” in 2009 6th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology, ECTI-CON 2009, May 2009, vol. 1, pp. 136–139, doi: 10.1109/ECTICON.2009.5136982.

[157] В. Я. Жуйков, В. Б. Павлов, и Р. Г. Стжелецкий, Системы упреждающего управления вентельными преобразователями [Текст]. Киев: Наук. думка, 1991.

[158] A. Cantillo, A. De Nardo, N. Femia, and W. Zamboni, “Stability Issues in Peak-Current-Controlled SEPIC,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 26, no. 2, pp. 551–562, 2011, doi: 10.1109/tpel.2010.2064152.

[159] C. C. Fang and R. Redl, “Subharmonic Instability Limits for the Peak-Current-Controlled Boost, Buck-Boost, Flyback, and SEPIC Converters with Closed Voltage Feedback Loop,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 32, no. 5, pp. 4048–4055, 2017, doi: 10.1109/TPEL.2016.2587827.

[160] V. Eng and C. Bunlaksananusorn, “Modeling of a SEPIC converter operating in Discontinuous Conduction Mode,” in 2009 6th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology, May 2009, pp. 140–143, doi: 10.1109/ECTICON.2009.5136983.

[161] E. Arango, C. A. Ramos-Paja, R. Giral, S. Serna, and G. Petrone, “Modeling and control of ćuk converter operating in DCM,” in Lecture Notes in Electrical Engineering, vol. 98 LNEE, no. VOL. 2, 2011, pp. 441–449.

[162] А. А. Щерба, Н. И. Супруновская, и О. А. Белецкий, “Энергетические характеристики суперконденсаторов при их заряде от источника напряжения и разряде на резистивную нагрузку,” Праці Інституту електродинаміки

Національної академії наук України., №. 39, с. 65–73, 2014, [Online]. Available: http://nbuv.gov.ua/UJRN/PIED_2014_39_13.

[163] В. В. Солодовников, В. Н. Плотников, и А. В. Яковлев, Основы теории и элементы систем автоматического регулирования [Текст] : учебное пособие. Москва: Машиностроение, 1985.

[164] M. Krznar, D. Pavković, Y. Kozhushko, M. Cipek, and D. Zorc, “Generator Set Control System Design for Unmanned Aerial Vehicle Hybrid Propulsion,” 2020.

[165] B. H. Cho, H. S. Bae, and J. H. Lee, “Review of current mode control schemes and introduction of a new digital current mode control method for the parallel module DC-DC converters,” in 2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference, IPEMC ’09, May 2009, pp. 202–210, doi: 10.1109/IPEMC.2009.5289339.

[166] T. Nabeshima, T. Sato, K. Nishijima, and K. Onda, “Hysteretic PWM control method for all types of DC-to-DC converters,” in INTELEC, International Telecommunications Energy Conference (Proceedings), 2007, pp. 856–860, doi: 10.1109/INTLEC.2007.4448901.

[167] J. Dai, J. Zhao, Y. Liu, and K. Qu, “PWM hysteresis control with inductor current for buck converter,” in IET Conference Publications, 2013, vol. 2013, no. 623 CP, pp. 4.04-4.04, doi: 10.1049/cp.2013.1870.

[168] Y. Kozhushko, D. Pavkovic, T. Karbivska, P. Safronov, and O. Bondarenko, “Robust Control of Battery-Supercapacitor Energy Storage System Using Kharitonov Theorem,” in Proceedings - 2020 IEEE 14th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering, CPE-POWERENG 2020, Jul. 2020, pp. 550–555, doi: 10.1109/CPE-POWERENG48600.2020.9161569.

[169] F. Asadi and K. Eguchi, “Dynamics and Control of DC-DC Converters,” Synth. Lect. Power Electron., vol. 6, no. 1, pp. 1–241, Mar. 2018, doi: 10.2200/S00828ED1V01Y201802PEL010.

[170] M. Ilic and D. Maksimovic, “Digital average current-mode controller for DC-DC converters in physical vapor deposition applications,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 23, no. 3, pp. 1428–1436, May 2008, doi: 10.1109/TPEL.2008.920880.

[171] T. Vekslender, E. Abramov, Y. Lazarev, and M. M. Peretz, “Fully-integrated digital average current-mode control 12V-to-1.xV voltage regulator module IC,” in Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC, Mar. 2017, pp. 2043–2050, doi: 10.1109/APEC.2017.7930980.

[172] A. Kumar and P. Sensarma, “Inner Loop Stability of Peak Current Controlled Cuk and SEPIC Converters,” in Proceedings of 2018 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems, PEDES 2018, 2018, no. 5, pp. 1–6, doi: 10.1109/PEDES.2018.8707692.

[173] Y. Shen, Z. Qin, and H. Wang, “Modeling and Control of DC-DC Converters,” in Control of Power Electronic Converters and Systems, Elsevier, 2018, pp. 69–92.

[174] M. K. Kazimierczuk, “Transfer function of current modulator in PWM converters with current-mode control,” IEEE Trans. Circuits Syst. I Fundam. Theory Appl., vol. 47, no. 9, pp. 1407–1412, 2000, doi: 10.1109/81.883339.

[175] 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. 1–119, Aug. 2018, doi: 10.2200/S00868ED1V01Y201807PEL011.

[176] A. S. M. Nazirul, I. Shaheen, L. R. Pujara, and M. K. Kazimierczuk, “Comparison of the Kharitonov method with others for the robust stability analysis of a PWM buck converter,” in IEEE Conference on Control Applications - Proceedings, 1997, pp. 779–784, doi: 10.1109/cca.1997.627755.

[177] J. Doyle, “Robust and optimal control,” in Proceedings of 35th IEEE Conference on Decision and Control, vol. 2, pp. 1595–1598, doi: 10.1109/CDC.1996.572756.

[178] P. Dorato, “A historical review of robust control,” IEEE Control Syst. Mag., vol. 7, no. 2, pp. 44–47, Apr. 1987, doi: 10.1109/MCS.1987.1105273.

[179] В. Л. Харитонов, “Об асимптотической устойчивости положения равновесия семейства систем линейных дифференциальных уравнений,” Дифференц. уравнения, vol. 14, no. 11, pp. 2086–2088, 1978.

[180] F. Asadi and N. Abut, “Kharitonov’s theorem: A good starting point for robust control,” Int. J. Electr. Eng. Educ., vol. 58, no. 1, pp. 57–82, Jan. 2019, doi: 10.1177/0020720919829708.

[181] Yong-Yan Cao and You-Xian Sun, “The analysis of robust D-stability for uncertain linear systems,” in 1996 IEEE International Conference on Systems, Man and Cybernetics. Information Intelligence and Systems (Cat. No.96CH35929), 2002, vol. 1, pp. 157–162, doi: 10.1109/icsmc.1996.569759.

[182] N. Toujeni, C. Mnasri, and M. Gasmi, “Robust H-infinity /D-stability control for repetitive processes with disturbances,” in Proceedings of International Conference on Advanced Systems and Electric Technologies, IC_ASET 2017, Jan. 2017, pp. 198–203, doi: 10.1109/ASET.2017.7983691.

[183] А. А. Сирота, Характеристики Методы и алгоритмы анализа данных и их моделирование в MATLAB. БХВ-Петербург, 2016.

[184] R. Matusu, R. Prokop, and J. Korbel, “Description And Analysis Of Interval Systems,” in ECMS 2009 Proceedings edited by J. Otamendi, A. Bargiela, J. L. Montes, L. M. Doncel Pedrera, Jun. 2009, pp. 551–556, doi: 10.7148/2009-0551-0556.

[185] Ю. В. Кожушко, “Аналіз методів балансування напруги супер-конденсаторних модулів,” IX міжнародна науково- технічна конференція молодих вчених «Електроніка-2016», 2016, pp. 335–338.

[186] В. Я. Жуйков, Т. О. Терещенко, Ю. С. Ямненко, та А. В. Заграничний, Мікропроцесорна техніка [Електронний ресурс]: підручник для студентів спеціальності “Електроніка.” Київ: НТУУ “КПІ,” 2016.

[187] В. М. Рябенький, В. Я. Жуйков, та В. Д. Гулий, Цифрова схемотехніка. Навчальний посібник [Текст]. Львів: Новий Світ-2000, 2009.

[188] G. Brocard, The LTSpice IV Simulator: Manual, Methods and Applications. Würth Elektronik, 2013.

[189] “Digi-Key Electronics,” 2021. https://www.digikey.com/?utm_adgroup=Digi-Key&utm_source=google&utm_medium=cpc&utm_campaign=EN_Ukraine_Brand_Digi-Key&utm_term=digikey&utm_content=Digi-Key&gclid=Cj0KCQjwkbuKBhDRARIsAALysV7wgOSfHapFEEdbEFpkcWOtvo8oF9DFl61pwjVWDKXT-0V05iy-xq8aAgVmEALw_wcB.

[190] D. B. W. Abeywardana, B. Hredzak, V. G. Agelidis, and G. D. Demetriades, “Supercapacitor sizing method for energy-controlled filter-based hybrid energy storage

systems," IEEE Trans. Power Electron., vol. 32, no. 2, pp. 1626–1637, Feb. 2017, doi: 10.1109/TPEL.2016.2552198.

[191] G. Carli and S. S. Williamson, "Technical considerations on power conversion for electric and plug-in hybrid electric vehicle battery charging in photovoltaic installations," IEEE Trans. Power Electron., vol. 28, no. 12, pp. 5784–5792, Dec. 2013, doi: 10.1109/TPEL.2013.2260562.

[192] Т. О. Карбівська, Ю. В. Кожушко, та О. Ф. Бондаренко, "Аналіз потужності втрат джерела живлення для контактного мікрозварювання," Мікросистеми, Електроніка та Акустика, №. 25 (3), с. 41–47, 2020, DOI: 10.20535/2523-4455.mea.208874.

[193] B. Hredzak, V. G. Agelidis, and Minsoo Jang, "A Model Predictive Control System for a Hybrid Battery-Ultracapacitor Power Source," IEEE Trans. Power Electron., vol. 29, no. 3, pp. 1469–1479, Mar. 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2262003.

[194] H. Yang and Y. Zhang, "Analysis of supercapacitor energy loss for power management in environmentally powered wireless sensor nodes," IEEE Trans. Power Electron., vol. 28, no. 11, pp. 5391–5403, Nov. 2013, doi: 10.1109/TPEL.2013.2238683.

[195] A. Lahyani, A. Braham, and A. Bouhachem, "Power loss estimation of electrolytic capacitor using genetic algorithm," in INTELEC, International Telecommunications Energy Conference (Proceedings), 2007, pp. 875–879, doi: 10.1109/INTLEC.2007.4448904.

[196] Y. Kozhushko, T. Karbivska, D. Zinchenko, D. Pavković, E. Rosolowski, and BondarenkoO., "Charging Device of Capacitive Energy Storage for Micro Resistance Welding," Present Probl. Power Syst. Control, vol. 9, pp. 5–18, 2018.

[197] C. R. Sullivan, J. H. Harris, and E. Herbert, "Core loss predictions for general PWM waveforms from a simplified set of measured data," in Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC, Feb. 2010, pp. 1048–1055, doi: 10.1109/APEC.2010.5433375.

[198] W. Roshen, "Ferrite Core Loss for Power Magnetic Components Design," IEEE Trans. Magn., vol. 27, no. 6, pp. 4407–4415, Nov. 1991, doi: 10.1109/20.278656.

[199] С. В. Вонсовский, Магнетизм. Магнитные свойства диа-, пара, ферро-, антиферро-, и ферримагнетиков [Текст]. Москва: Москва, 1971.

[200] К. Хек, Магнитные материалы и их техническое применение [Текст]. Москва: Энергия, 1973.

[201] М. А. Розенблатб, Магнитные усилители и модуляторы [Текст]. Москва: Госэнергоиздат, 1963.

[202] 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.

[203] M. I. Mihaiu, “Toward the ‘ideal diode’ using power MOSFET in full wave synchronous rectifiers for low voltage power supplies,” in SPEEDAM 2008 - International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, Jun. 2008, pp. 1384–1387, doi: 10.1109/SPEEDHAM.2008.4581138.

[204] Т. О. Рижакова, Ю. В. Кожушко, “Енергоефективність формувача імпульсів струму для контактного мікрозварювання,” X міжнародна науково- технічна конференція молодих вчених «Електроніка-2017», 2017, с. 55–58.

[205] M. Rodŕguez, A. Rodríguez, P. F. Miaja, D. G. Lamar, and J. S. Zúniga, “An insight into the switching process of power MOSFETs: An improved analytical losses model,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 25, no. 6, pp. 1626–1640, Jun. 2010, doi: 10.1109/TPEL.2010.2040852.

[206] Z. John Shen, Y. Xiong, X. Cheng, Y. Fu, and P. Kumar, “Power MOSFET switching loss analysis: A new insight,” in Conference Record - IAS Annual Meeting (IEEE Industry Applications Society), Oct. 2006, vol. 3, pp. 1438–1442, doi: 10.1109/IAS.2006.256719.

[207] A. Braham, A. Lahyani, P. Venet, and N. Rejeb, “Recent developments in fault detection and power loss estimation of electrolytic capacitors,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 25, no. 1, pp. 33–43, Jan. 2010, doi: 10.1109/TPEL.2009.2026749.

[208] B. H. Hahn and D. T. Valentine, Essential MATLAB for Engineers and Scientists. Elsevier, 2017.

[209] “Simulink.” https://www.mathworks.com/products/simulink.html.

[210] “Altium Designer,” 2021. https://www.altium.com/.

[211] “Description of STM32F0 HAL and low-layer drivers,” 2020, p. 1368, [Online]. Available: https://www.st.com/resource/en/user_manual/dm00122015-description-of-stm32f0-hal-and-lowlayer-drivers-stmicroelectronics.pdf.

[212] X. Tan, Q. Li, and H. Wang, “Advances and trends of energy storage technology in Microgrid,” Int. J. Electr. Power Energy Syst., vol. 44, no. 1, pp. 179–191, Jan. 2013, doi: 10.1016/j.ijepes.2012.07.015.

[213] T. S. Babu, K. R. Vasudevan, V. K. Ramachandaramurthy, S. B. Sani, S. Chemud, and R. M. Lajim, “A Comprehensive Review of Hybrid Energy Storage Systems: Converter Topologies, Control Strategies and Future Prospects,” IEEE Access, vol. 8, pp. 148702–148721, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3015919.

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

1. 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, с. 31–37, 2020, DOI: 10.20998/2074-272x.2020.5.05. (***Web of Science***) (Особистий внесок автора – розробка математичної моделі перетворювача гібридного ємнісного накопичувача енергії, аналіз стійкості системи керування перетворювача гібридного ємнісного накопичувача енергії).

2. 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. (***Web of Science***) (Особистий внесок автора – розрахунок параметрів системи вирівнювання напруги комірок суперконденсаторного модуля).

3. Т. О. Карбівська, Ю. В. Кожушко, та О. Ф. Бондаренко, “Аналіз потужності втрат джерела живлення для контактного мікрозварювання,” Мікросистеми, Електроніка та Акустика, №. 25 (3), с. 41–47, 2020, DOI: 10.20535/2523-4455.mea.208874. (***Фахове видання категорії «Б»***) (Особистий внесок автора – розрахунок втрат зарядного пристрою суперконденсаторного модуля).

4. Yu. Kozhushko, T. Karbivska, D. Zinchenko, D. Pavković, Eu. Rosolowski, O. Bondarenko, “Charging Device of Capacitive Energy Storage for Micro Resistance Welding”, Present Problems of Power System Control, no. 9, 2018, pp. 5-18 (***Закордонне періодичне видання***) (Особистий внесок автора – розрахунок потужності втрат перетворювача для заряду суперконденсаторного модуля, порівняння ККД зворотньоходового перетворювача при використанні в схемі діоду Шотткі та MOSFET транзистора).

5. 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, с. 38–42, 2018, DOI: 10.15222/tkea2018.3.38. (***Фахове видання категорії «Б»***) (Особистий внесок автора – розрахунок втрат в напівпровідникових елементах перетворювача джерела живлення обладнання для контактного мікрозварювання).

6. Ю. В. Кожушко, О. Ф. Бондаренко, Д. О. Зінченко та Т. О. Карбівська, “Ефективне використання гібридного ємнісного накопичувача енергії джерела живлення для контактного мікрозварювання,” Мікросистеми, Електроніка та Акустика, №. 23 (2), с. 14–18, 2018, DOI: 10.20535/2523-4455.2018.23.2.130391. (***Фахове видання категорії «Б»***) (Особистий внесок автора – розробка гібридного ємнісного накопичувача енергії на основі акумуляторної батареї та суперконденсаторного модуля, моделювання роботи перетворювача, що використано для розподілу енергії між накопичувачами).

7. Ю. В. Кожушко та О. Ф. Бондаренко, “Балансування напруги модульного накопичувача енергії джерела живлення для контактного мікрозварювання,” Технология и конструирование в электронной аппаратуре, №. 4–5, с. 15–23, 2017, DOI: 10.15222/tkea2017.4-5.15. (***Фахове видання категорії «Б***) (Особистий внесок автора – розробка та моделювання системи вирівнювання напруги двох сусідніх комірок суперконденсаторного модуля).

8. 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 параметрів ємнісного фільтру та джерела енергії).

9. Y. Kozhushko, D. Pavkovic, T. Karbivska, P. Safronov, and O. Bondarenko, “Robust Control of Battery-Supercapacitor Energy Storage System Using Kharitonov Theorem,” in Proceedings - 2020 IEEE 14th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering, CPE-POWERENG 2020, Jul. 2020, pp. 550–555, doi: 10.1109/CPE-POWERENG48600.2020.9161569. (Особистий внесок автора – синтез параметрів регулятора системи керування SEPIC перетворювачем гібридного ємнісного накопичувача енергії).

10. Yu. Kozhushko, T. Karbivska, D. Pavkovic, and O. Bondarenko, “Peak Current Control of Battery-Supercapacitor Hybrid Energy Storage,” 2020 IEEE KhPI Week Adv. Technol. KhPI Week 2020 - Conf. Proc., pp. 396–401, 2020, DOI: 10.1109/KhPIWeek51551.2020.9250086. (Особистий внесок автора – розробка та моделювання системи керування перетворювачем гібридного ємнісного накопичувача енергії).

11. M. Krznar, D. Pavkovic, Yu. Kozhushko, M. Cipek, D. Zorc, and M. Crnekovic, “Control System Design for Hybrid Power Supply of an Unmanned Aerial Vehicle Based on Linearized Averaged Process Models” in 2020 International Conference on Unmanned Aircraft Systems, ICUAS 2020, Sep. 2020, pp. 582–587, DOI: 10.1109/ICUAS48674.2020.9214001. (Особистий внесок автора – огляд систем енергоживлення безпілотних літальних апаратів).

12. Yu. 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 2019 - Proceedings, Apr. 2019, pp. 584–589, DOI: 10.1109/ELNANO.2019.8783890. (Особистий внесок автора – розробка топології перетворювача гібридного ємнісного накопичувача та розрахунок потужності втрат в компонентах перетворювача).

13. Yu. Kozhushko, D. Pavković, 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 2019 - Proceedings, Jul. 2019, pp. 349–354, DOI: 10.1109/UKRCON.2019.8879850 (Особистий внесок автора – математична модель SEPIC перетворювача, що застосовано для розподілу енергії між ємнісними елементами гібридного накопичувача).

14. T. Karbivska, Yu. 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 – розрахунок параметрів вхідного та вихідного ємнісного фільтру).

15. D. Pavkovic, Yu. Kozhushko, M. Hrgetic, D. Zorc, and M. Cipek, “Damping Optimum Design of Single-Phase Inverter Synchronization and Current Control System,” in 2019 IEEE 39th International Conference on Electronics and Nanotechnology, ELNANO 2019 - Proceedings, Apr. 2019, pp. 572–577, DOI: 10.1109/ELNANO.2019.8783726. (Особистий внесок автора – імітаційне моделювання складових системи керування).

16. Yu. Kozhushko, T. Ryzhakova, O. Bondarenko, Z. Stević, Supercapacitor Battery Charger with Voltage Equilizing, in: Zb. Rad. Pisanih Za 5. Međunarodnu Konf. Obnovljivim Izvorima Električne Energ., SMEITS, 2017. DOI:10.24094/mkoiee.017.1.5.127. (Особистий внесок автора – розробка системи вирівнювання напруги комірок суперконденсаторного модуля на основі зворотньоходового перетворювача).

17. O. Bondarenko, T. Ryzhakova, and Yu. 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 – розрахунок параметрів системи вирівнювання напруги комірок суперконденсаторного модуля на основі зворотньоходового перетворювача).

18. M. Krznar, D. Pavković, Yu. Kozhushko, M. Cipek, D. Zorc, “Generator Set Control System Design for Unmanned Aerial Vehicle Hybrid Propulsion”, in Sustainable Development of Energy Water and Environment Systems (SDEWES) conference, Sarajevo, Bosnia and Herzegovina, 1–5 September 2020 (Особистий внесок автора – розрахунок параметрів ємнісного накопичувача).

19. Т. О. Рижакова, Ю. В. Кожушко, “Енергоефективність формувача імпульсів струму для контактного мікрозварювання,” X міжнародна науково-технічна конференція молодих вчених «Електроніка-2017», 2017, с. 55–58. (Особистий внесок автора – аналітичний огляд літератури, постановка задачі дослідження).

20. Є. О. Желязков, Ю. В. Кожушко, Т. О. Карбівська, та О. Ф. Бондаренко, “Покращення характеристик безпровідних зарядних пристроїв для медичних застосувань,” 22-га міжнародна науково-практична конференція

«Сучасні інформаційні та електронні технології», 2020, с. 50–52. (Особистий внесок автора – запропоновано застосування гібридного ємнісного накопичувача).

21. Ю. В. Кожушко, “Дослідження антропотехногенного впливу електротранспорту в контексті сталого розвитку,” XXI Всеукраїнська науково-практична конференція студентів та аспірантів «Дні Науки» «Industry 4.0: Людина і суспільство у вирі трансформацій», 2018, с. 9–10.

22. Т. О. Рижакова, Ю. В. Кожушко, О. Ф. Бондаренко, “Вдосконалена методика оцінки втрат в імпульсних перетворювачах установок контактного мікрозварювання,” Контроль і управління в складних системах контроль і управління в складних системах, 2018, с. 67–68. (Особистий внесок автора – розрахунок потужності втрат в напівпровідникових компонентах перетворювача).

23. Ю. В. Кожушко, “Аналіз схем для заряду суперконденсаторів,” VIII міжнародна науково- технічна конференція молодих вчених «Електроніка-2015», 2015, с. 198–201.

24. Ю. В. Кожушко, “Аналіз методів балансування напруги супер-конденсаторних модулів,” IX міжнародна науково- технічна конференція молодих вчених «Електроніка-2016», 2016, с. 335–338.

ДОДАТОК Б АКТИ ВПРОВАДЖЕННЯ РЕЗУЛЬТАТІВ ДИСЕРТАЦІЙНОГО ДОСЛІДЖЕННЯ

«ЗАТВЕРДЖУЮ»
Перший проректор
КПІ ім. Ігоря Сікорського
д-р техн. наук, проф.,
академік НАН України
Юрій ЯКИМЕНКО

_____

Вихідний № _____
від «20» вересня 2021 р.

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

Ми, що нижче підписалися, декан факультету електроніки 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 Кожушко Ю.В. «Перетворювачі електроенергії гібридних ємнісних накопичувачів для систем з імпульсним навантаженням» впроваджені у навчальний процес кафедри електронних пристроїв та систем, а саме:

1) у дисципліні «Пристрої перетворювальної техніки – ч.2» в тему «Імпульсні перетворювачі постійної напруги» додано питання про нові топології та особливості використання напівпровідникових перетворювачів в системах з гібридними ємнісними накопичувачами енергії;

2) у дисципліні «Електронні системи керування та регулювання» в тему «Синтез алгоритмів керування» додано питання дослідження стійкості систем керування перетворювачами постійного струму з використанням методу Харитонова;

3) при виконанні магістерських досліджень здобувачів кафедри ЕПС Олександра СКРИПЧЕНКО (2019) і Єгора ЖЕЛЯЗКОВА (2020).

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

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

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**

ЗАТВЕРДЖУЮ
В.о. директора НДІ ЕМСТ
_____ Дмитро ТАТАРЧУК
«20» _____09_____ 2021

Д О В І Д К А
про практичне впровадження результатів дисертаційної роботи
Юлії КОЖУШКО «Перетворювачі електроенергії гібридних ємнісних накопичувачів енергії для систем з імпульсним навантаженням» 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 Юлії КОЖУШКО 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: адаптований метод оцінки втрат напівпровідникових перетворювачів, що використовуються для технології отримання високонадійних зварюваних з'єднань; умови застосування гібридних ємнісних накопичувачів для джерел живлення обладнання для контактного мікрозварювання; розроблену топологію гібридного ємнісного накопичувача енергії на основі акумуляторних батарей та суперконденсаторів; схеми перетворювачів для розподілу енергії між ємнісними накопичувачами енергії, які дозволяють розширити функціональні можливості таких накопичувачів при імпульсному енергоспоживанні високої потужності; розроблену мікропроцесорну систему керування перетворювачем гібридного ємнісного накопичувача, яка дозволяє забезпечити точність регулювання напруги та струму накопичувачів протягом процесу заряду суперконденсатора та підключення навантаження не гірше 5%; розроблений програмний код, який реалізує запропонований алгоритм керування перетворювачем гібридного ємнісного накопичувача.

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

Товариство з обмеженою відповідальністю «Науково виробниче підприємство «АЙТЕК»»

м. Київ, вул. Пирогова, буд.10Г, офіс 14

Контактний телефон: +380993562009

Код ЄДРПОУ 39548761

ЗАТВЕРДЖУЮ

Директор ТОВ «НВП «Айтек»»

О. М. Даниленко

«30» вересня 2021 р.

АКТ

Впровадження результатів дослідження дисертаційної роботи Кожушко Юлії Віталіївни «Перетворювачі електроенергії гібридних ємнісних накопичувачів енергії для систем з імпульсним навантаженням»

Даним актом підтверджується, що принципи побудови перетворювачів гібридних ємнісних накопичувачів енергії для систем з імпульсним споживанням пікової потужності, які розроблено аспіранткою кафедри електронних пристроїв та систем КПІ ім. Ігоря Сікорського Кожушко Юлією Віталіївною в рамках виконання її дисертаційного дисертаційного дослідження, використано в системах енергоживлення безпілотних літальних апаратів, що дало змогу забезпечити необхідні масогогабаритні показники та потужність енергоспоживання.

Розроблені автором математичні моделі гібридних ємнісних накопичувачів енергії, а також науково-практичні результати виконаних досліджень використовуються при впровадженні та експлуатації перетворювачів електричної енергії в системах енергоживлення безпілотних літальних апаратів, з метою збільшення дальності польоту до 7 км.

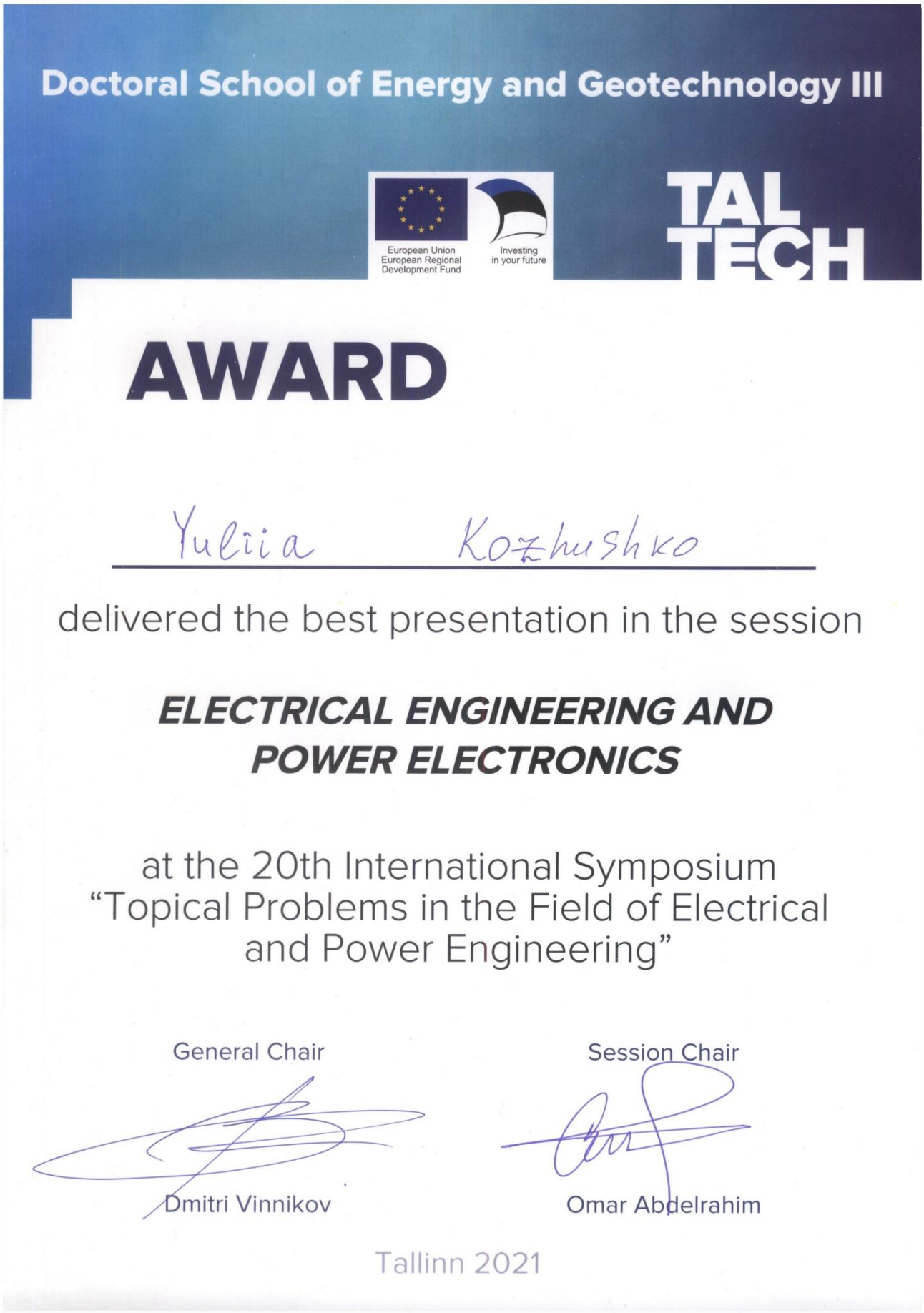
Заступник директора

з інноваційної діяльності, к.ф.-м.н. _____ Дмитро ГРИЩАК

Інженер-електронік

інженерно-технічного відділу _____ Антон ВОЗНЮК

ДОДАТОК В ВІДЗНАКИ, ЯКІ ОТРИМАНІ ЗА РЕЗУЛЬТАТАМИ АПРОБАЦІЇ ДИСЕРТАЦІЙНОЇ РОБОТИ



Doctoral School of Energy and Geotechnology III

European Union
European Regional
Development Fund

Investing
in your future

TAL
TECH

AWARD

Yuliia Kozhushko

delivered the best presentation in the session

ELECTRICAL ENGINEERING AND
POWER ELECTRONICS

at the 20th International Symposium
"Topical Problems in the Field of Electrical
and Power Engineering"

General Chair
Dmitri Vinnikov

Session Chair
Omar Abdelrahim

Tallinn 2021

University of Zagreb
Faculty of Mechanical Engineering and Naval Architecture

Department of Robotics and Automation of Manufacturing Systems,
Faculty of Mechanical Engineering and Naval Architecture,
University of Zagreb
Ivana Lučića 5, HR-10002 Zagreb, Croatia

Department of Robotics and Automation of Manufacturing Systems, Faculty of Mechanical Engineering and Naval Architecture, University of Zagreb issues this

CERTIFICATE

in recognition of the guest lecture held by Ms. Yuliia Kozhushko, *PhD student at the Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute, Ukraine*, visiting the Department of Robotics and Automation of Manufacturing Systems within the framework of the Erasmus+ mobility program.

In particular, Ms. Kozhushko delivered a one-hour lecture entitled **"An Overview of Battery and Ultracapacitor Cell Balancing Circuit Topologies"** to the teaching staff and master-degree students attending the elective course at the Faculty of Mechanical Engineering and Naval Architecture entitled "Power Electronics Systems". Ms. Kozhushko's lecture provided a valuable background in low-level operation of battery and ultracapacitor energy storage systems, thus complementing the existing body of knowledge presented at the "Power Electronics Systems" elective course.

The lecture was held on November 26th, 2018 at the *Electrical Engineering Laboratory* of the *Department of Robotics and Automation of Manufacturing Systems* during regular course lectures in "Power Electronics Systems".

Course teacher:

Danijel Pavković

Prof. dr. sc. Danijel Pavković

Head of Department:

Prof. dr. sc. Željko Šitum

SVEUČILIŠTE U ZAGREBU
FAKULTET STROJARSTVA I BRODOGRADNJE
Zagreb, Ivana Lučića 5

Contact:
Prof. dr. sc. Danijel Pavković
Tel: +385-(0)1-6168325
Fax: +385-(0)1-6168351
E-mail: danijel.pavkovic@fsb.hr

ГРАМОТА

Київська політехнічна інститут 1898

НТУУ «КПІ» 1962 ФЕЛ Факультет електроніки

Нагороджуються:

Т.О. Рижакова
Ю.В. Кожушко

студенти кафедри промислової електроніки,
факультет електроніки КПІ ім. Ігоря Сікорського

за найкращу доповідь
«Енергоефективність формувача імпульсів струму для контактного мікрозварювання».
Наукова секція «Перетворювальна та мікропроцесорна техніка».
X Міжнародна науково-технічна конференція молодих вчених «Електроніка-2017»,
м. Київ, 25-27 квітня 2017 р.

Міністерство освіти і науки України • Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського • Технічний університет • 02070921

Голова програмного комітету
Якименко Ю.І.

Директор громадської організації
"Пані Наука"
Ямненко Ю.С.

IEEE UKRAINE SECTION

Пані Наука

IEEE KPI Student Branch

IEEE
UKRAINE SECTION

Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute

CERTIFICATE

We hereby certify that

YULIIA KOZHUSHKO

has attended with a report
IEEE 39th International Conference on
ELECTRONICS and NANOTECHNOLOGY

ELNANO-2019

Prof. Yuriy Yakymenko
First Vice Rector of
Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute
General Chairperson of Organizing Committee

Prof. Volodymyr Timofeyev
Head of Electronic Engineering Department of
Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute
Co-Chair of Organizing Committee

Mr. Ievgen Pichkalov
Chair of IEEE Ukraine Section, Chair of IEEE
Region 8 Membership Development Subcommittee

ГРОМАДСЬКА СПІЛКА
Д
"УКРАЇНСЬКА СЕКЦІЯ IEEE"
40967004
УКРАЇНА м.КИЇВ

April 16 - 18, 2019, Kyiv, Ukraine
http://elnano.ieee.org.ua

IEEE
Advancing Technology for Humanity

ДОДАТОК Г CURRICULUM VITAE

Personal data

Name:	Yuliia Kozhushko
Date of birth	23.09.1992
Place of birth	Mirhorod, Ukraine
Citizenship	Ukrainian

Contact data

E-mail:	y.v.kozhushko@gmail.com

Education

Educational institution	**Graduation year**	**Education (field of study/degree)**
Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute	2017	Master's degree
Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute	2015	Bachelor's degree

Language competence

Language	**Level**
Ukraine	Native
Russian	Native
English	Fluent

Professional employment

Period	Organization	Position
2020– ….	Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute	Junior researcher

Honours & Awards

2020, Scholarship of Cabinet of Ministers of Ukraine for young scientists.

Field of research

Natural Sciences and Engineering, Electrical Engineering and Electronics, Energy Storage.

Grants and projects

1. DB № 0116U006924 "Improvement of energy efficiency and resource-saving by means of power electronics for the technology of obtaining highly reliable welded joints of dissimilar materials";

2. DB № 0119U100189 "Scientific and technical principles of creating devices for contact welding of biological tissues by DC pulses";

3. DB № 0120U101285 "Energy-efficient fast charge systems of hybrid energy storage systems such as supercapacitor-battery".