

Національний університет «Чернігівська політехніка»

Міністерство освіти і науки України

Інститут електродинаміки

Національна академія наук України

Кваліфікаційна наукова
праця на правах рукопису

Шевченко Віктор Олександрович

УДК [621.314.5:621.318.43:621.3.051](043.5)

ДИСЕРТАЦІЯ

**Система безпроводної передачі енергії на основі багаторівневих
перетворювачів з покращеними масогабаритними параметрами**

141 – електроенергетика, електротехніка та електромеханіка

Подається на здобуття наукового ступеня доктора філософії

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



В.О. Шевченко

Науковий керівник Гусев Олександр Олександрович, канд. техн. наук, доцент

Чернігів – 2021

АНОТАЦІЯ

Шевченко В.О. Система безпроводної передачі енергії на основі багаторівневих перетворювачів з покращеними масогабаритними параметрами – Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора філософії за спеціальністю 141 – «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка». – Національний університет «Чернігівська політехніка», МОН України; Інститут електродинаміки Національної академії наук України, м. Київ,-2021.

Дисертаційна робота присвячена вирішенню важливого наукового завдання – покращення масогабаритних параметрів системи безпроводної передачі енергії (БПЕ), а саме безпроводного зарядного пристрою (БЗП) для низьковольтних акумуляторних батарей індивідуальних електричних транспортних засобів шляхом огляду, аналізу, порівняння, розрахунків, обґрунтування вибору та впровадження комплексу науково-практичних технічних і програмних методів та засобів.

Відомо, що у розвинених країнах світу прийнята та активно підтримується довготривала стратегія, спрямована на зменшення викидів вуглекислого газу. Відповідно останнім часом у світі з'являється все більше споживачів, які потребують передачі електричної енергії безконтактним способом через котушки індуктивності, зокрема для підзарядки акумуляторів електромобілів, одночасної підзарядки акумуляторів портативних пристроїв військового застосування (дрони, радіостанції, тощо), живлення елементів промислових систем автоматизації та робототехніки. Також кількість електротранспорту різної потужності активно збільшується щороку. Зокрема розвивається малопотужний індивідуальний електротранспорт, як-от електровелосипеди, електросамокати, гіроборди тощо, через доступність та зручність користування. Ось чому актуалізується розроблення зарядних пристроїв для низьковольтних накопичувачів енергії в цих транспортних засобах.

Основними перевагами БПЕ над дрововими зарядними пристроями є, власне, відсутність контактного з'єднання, що означає збільшену механічну міцність,

відсутність іскріння, підвищену електробезпеку, система менше піддається впливу пилу і вологи, внаслідок чого покращується зручність користування.

За результатами огляду встановлено, що основними проблемами та перешкодами в поширенні пристроїв БПЕ серед приватних користувачів є вартість та розміри БЗП, які більші в 2-3 рази порівняно із дротовими аналогами.

Значна частина масогабаритних параметрів системи БПЕ припадає саме на магнітну складову – приймальну та передавальну котушки індуктивності. Отже способи їх мінімізації при збереженні прийнятної ефективності є дуже важливими та актуальними. Дослідники досі шукають оптимальні конфігурації системи та топології перетворювачів потужності, які як найкраще відповідатимуть вищезазначеним вимогам, хоча цим питанням приділяється замало уваги, порівняно з питанням підвищення ефективності систем БПЕ/БЗП. Проведено аналіз сучасних напівпровідникових рішень щодо реалізації малопотужних БЗП для електротранспорту, завдяки чому встановлено, що в переважній більшості систем в якості перетворювача енергії використовується класичний повномостовий інвертор та по одній передавальній та приймальній котушці індуктивності. Відповідно транзистори та передавальна котушка працюють із повною напругою, яка є на вході інвертора. Були розглянуті декілька відомих топологій, зокрема з одним транзистором, котрі можуть зменшити розміри та кількість компонентів лише в інверторі, проте вони жодним чином не можуть зменшити габаритні розміри котушок індуктивності.

При збільшенні рівнів вхідної напруги, загальний рівень напруги на елементах схеми інвертора зменшується, що призводить до збільшення довговічності та надійності елементів, напруга та форма струму на виході інвертора покращуються. Тому вперше запропоновано підхід до вирішення проблеми збільшених масогабаритних параметрів шляхом зменшення напруги на транзисторах інвертора та котушках індуктивності.

Багаторівневий інвертор Т-типу з підключенням в середній точці вперше запропонований для використання в БЗП для низьковольтних накопичувачів енергії разом з двома розділеними передавальними котушками індуктивності з

середньою точкою та послідовно-паралельною компенсацією. Це дозволяє зменшити масогабаритні показники передавальної частини системи безпровідної зарядки через зменшення в 2 рази напруги на транзисторах інвертора та передавальних котушках індуктивності порівняно з класичним рішенням на базі повномостового інвертора.

Використання двох розділених передавальних котушок індуктивності зменшить струм через напівпровідники та кожен з котушок порівняно з однією, а отже і зменшить втрати потужності. Використання такого рішення на одній спільній феритовій пластині покращить масогабаритні параметри, зменшить в 2 рази кількість фериту та зовнішній діаметр магнітної частини передавача на відміну від рішення із двома звичайними передавальними котушками індуктивності.

Після проведеного детального огляду, аналізу та порівняння компенсаційних ланок визначено, що системи з послідовно-паралельною компенсацією дозволяють зменшити значення самоіндуктивності та розміри передавальної та приймальної котушок індуктивності й ефективно працюють із більш широким діапазоном навантажень, ніж інші розглянуті компенсаційні ланки. Зовнішній діаметр передавальних котушок та вага літцендрату порівняно із котушкою для класичного рішення для послідовно-паралельної компенсації зменшується в 2 рази, маса фериту зменшується в 3,5 раз. Водночас значення первинної самоіндуктивності буде меншим від 8 до 15 разів порівняно із класичним інвертором з однією передавальною котушкою, а значення вторинної самоіндуктивності при послідовно-паралельній компенсації буде меншим в 2,5 раз.

Вперше розроблено математичну модель пристрою безпровідної зарядки на основі інвертора Т-типу з розділеними котушками індуктивності, що дозволяє оцінювати втрати та розміри магнітних компонентів в залежності від номінальних параметрів компонентів. До того ж, проведено розрахунок та моделювання параметрів магнітних компонентів та компенсаційних ланок. За результатами аналізу втрат потужності, моделювання та порівняння систем БПЕ на базі звичайного та подвійного інвертора Т-типу із класичним повномостовим інвертором при двох різних рівнях потужності передачі енергії було доведено, що

замкнута система БПЕ на базі GaN транзисторів має найнижчі загальні втрати потужності з усіх розглянутих варіантів до 1,7 разів, і до 1,4 разів меншими за втрати в класичному інверторі.

Вперше проведено порівняльний аналіз використаних сучасних напівпровідників у запропонованому рішенні на основі інвертора T-типу, що показує переваги та недоліки їх практичного застосування та дозволяє обрати краще рішення. Встановлено, що розроблена система БПЕ на базі GaN транзисторів має компактні габаритні розміри через менший розмір самих транзисторів та відсутність радіаторів у комплексі із розділеними передавальними котушками індуктивності з послідовно-паралельною компенсацією і також має ефективність 90 % при максимальній дослідженій потужності 360 Вт, що відповідає рівню промислових зразків. Водночас для фінального впровадження прийнято рішення використовувати більш надійні SiC транзистори із більшим запасом по основних параметрах, перш за все по напрузі стоку-витоку (до 900 В) та потужності.

На основі досліджень в статтях автора розроблено та перевірено замкнуту систему керування покращеним безпровідним зарядним пристроєм на базі каскадного пропорційно-інтегрального (ПІ) регулятора з алгоритмом виявлення вторинної котушки індуктивності та функцією автоматичної зупинки процесу зарядки і захистом від надмірного перевищення струму та напруги зарядки, що покращує безпеку та зручність користування БЗП і практично не збільшує масогабаритні параметри. Вперше запропоновано налаштування системи керування безпровідної зарядки, яка враховує суттєву затримку передачі даних між приймальною та передавальною частинами, що покращує функціональність та надійність пристрою. Встановлено, що система залишається стабільною при затримці, що в 10 разів перевищує комунікаційну затримку безпровідної передачі даних, що свідчить про високу стійкість розробленої системи керування.

Розроблено та експериментально перевірено безпровідний зарядний пристрій для низьковольтних накопичувачів електричної енергії номінальною потужністю 110 Вт та номінальною напругою батареї 48 В на базі інвертора T-типу та розділеними передавальними котушками індуктивності із покращеними

масогабаритними показниками. Максимальна ефективність в режимі постійного струму була досягнута на рівні 90,5 %, в режимі постійної напруги – 88 %. Водночас коливання напруги зарядки в режимі постійної напруги становило менше 1 %, що свідчить про відмінні характеристики регулятора, а експериментально виміряна затримка безпроводної комунікації становила 1 мс, що в кілька разів нижче дослідженої межі нестабільності.

Розроблений фінальний варіант БЗП можна співставити за об'ємом та вагою із певними дротовими аналогами, якщо брати для порівняння потужність до 1 кВт. За результатами огляду існуючих аналогів встановлено, що безпроводні аналоги БЗП такого рівня потужності (100 Вт-1 кВт) в Україні та за кордоном практично відсутні. Тому результати досліджень відкривають шлях до комерціалізації покращеного перспективного БЗП з незначною адаптацією лабораторного зразка до практичного застосування.

Ключові слова: безпроводний зарядний пристрій, розділені котушки індуктивності, інвертор Т-типу, алгоритм детектування приймальної котушки індуктивності, масогабаритні параметри.

Список публікацій здобувача

1. В. Шевченко, Б. Пахалюк, О. Гусев. Огляд основних технологій бездротової зарядки накопичувачів енергії для малопотужних систем. *Технічні науки та технології*. 2017. № 4 (10). С. 133-146. (Особистий внесок – проведено огляд основних способів безпроводної передачі енергії та існуючих сучасних рішень реалізації пристроїв безпроводної передачі енергії на основі індуктивного зв'язку).

2. В. О. Шевченко, Б. О. Трейко, О. О. Гусев, Б. П. Пахалюк, О. Б. Хоменко. Огляд і порівняння базових топологій компенсації для бездротової передачі енергії. *Технічні науки та технології*. 2018. № 3 (13). С. 209–218. (Особистий внесок – проведено огляд та порівняння чотирьох базових класичних компенсаційних ланок для індуктивної передачі енергії).

3. Shevchenko,V., Khomenko,M., Kondratenko,I., Husev,O., Pakhaliuk,B. Experimental Comparison of Designed Inductance Coils for Wireless Power Transfer.

Electrical, Control and Communication Engineering. 2021. №16 (2). pp. 102-109. (Особистий внесок – особисто проведено експериментальне порівняння розроблених котушок індуктивності різних типів для безпровідної передачі енергії за допомогою використання класичної схеми БПЕ на основі повномостового інвертора).

4. V. Shevchenko, O. Husev, R. Strzelecki, B. Pakhaliuk, N. Poliakov and N. Strzelecka. Compensation Topologies in IPT Systems: Standards, Requirements, Classification, Analysis, Comparison and Application. *IEEE Access*, 2019. vol. 7, pp. 120559-120580. (Особистий внесок – Запропоновано нову класифікацію існуючих компенсаційних ланок, проведено повний огляд, комплексний аналіз та порівняння всіх відомих компенсаційних ланок для індуктивної передачі енергії; також узагальнено необхідні стандарти, вимоги до компенсаційних ланок та надано рекомендації щодо їхнього застосування в пристроях БПЕ).

5. Шевченко В., Кондратенко І., Гусев О., Хоменко О., Тительмаєр К. Оцінка точності моделі двошарової котушки індуктивності для бездротової передачі енергії за допомогою методу скінчених елементів. *Технічні науки та технології*. 2019. No 3 (17). С. 188–196. (Особистий внесок – запропоновано та розроблено спрощену модель індуктивності для оцінки точності моделі двошарової котушки індуктивності за допомогою методу скінчених елементів; зібрано та узагальнено і проведено порівняння інформації про різні структури, будову і складові котушок індуктивності для безпровідної передачі енергії).

6. Shevchenko, V.; Pakhaliuk, B.; Husev, O.; Veligorskyi, O.; Stepins, D.; Strzelecki, R. Feasibility Study GaN Transistors Application in the Novel Split-Coils Inductive Power Transfer System with T-Type Inverter. *Energies*. 2020. 13, 4535. (Особистий внесок – запропоновано і розроблено систему БПЕ із багаторівневим інвертором Т-типу на базі GaN транзисторів та розділеними передавальними котушками індуктивності; розроблено математичну модель втрат потужності основних компонентів даної системи: напівпровідників та магнітних елементів; брав участь у плануванні та проведенні експерименту).

7. Shevchenko, V.; Pakhaliuk, B.; Zakis, J.; Veligorskyi, O.; Luszcz, J.; Husev, O.; Lytvyn, O.; Matiushkin, O. Closed-Loop Control System Design for Wireless Charging of Low-Voltage EV Batteries with Time-Delay Constraints. *Energies* 2021, 14, 3934. (Особистий внесок – проведено аналіз та обрано доцільну структуру замкнутої системи в результаті огляду існуючих рішень для замкнутої системи БПЕ із багаторівневим інвертором Т-типу на базі SiC транзисторів та розділеними передавальними котушками індуктивності для безпроводної зарядки низьковольтних акумуляторних батарей; розроблено модифіковану систему керування БЗП на базі ПІ регуляторів, зокрема запропоновано алгоритм виявлення вторинної котушки індуктивності і дослідження стабільності замкненої системи керування із врахуванням затримки комунікації; особисто проводив експериментальні дослідження).

8. V. Shevchenko, O. Husev, B. Pakhaliuk and I. Kondratenko. Design and Simulation Verification of Low Power Wireless Charging Battery System for Electric Bicycle. *2018 IEEE 3rd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*, Kharkiv, 2018, pp. 22-27.

9. V. Shevchenko, O. Husev, B. Pakhaliuk, O. Karlov and I. Kondratenko. Coil Design for Wireless Power Transfer with Series-Parallel Compensation. *2019 IEEE 2nd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, Lviv, Ukraine, 2019, pp. 401-407.

10. V. Shevchenko, O. Husev, O. Veligorskyi, B. Pakhaliuk and R. Strzelecki. Losses Model of the WPT System with Single-Phase T-Type Inverter. *2020 IEEE 4th International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*, Istanbul, Turkey, 2020, pp. 107-112.

ANNOTATION

Shevchenko V.O. Wireless Power Transfer System Based on Multilevel Converters with Improved Power Density - Qualifying scientific work on the rights of the manuscript.

Dissertation for the degree of the Doctor of Philosophy in specialty 141 - " Electric Power Engineering, Electrotechnics and Electromechanics ". - Chernihiv Polytechnic National University, Ministry of Education and Science of Ukraine; Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, Kyiv, 2021.

The dissertation is devoted to the solution of an important scientific problem of improving the mass and size parameters of the Wireless Power Transfer system (WPT), namely the wireless charger for low-voltage batteries of individual electric vehicles by reviewing, analyzing, comparing, calculating, justification of choice and implementation practical technical and software methods and tools.

Well-known that in the developed countries of the world has been adopted and actively supported a long-term strategy aimed at reducing carbon emissions. Accordingly, there are more and more consumers in the world that need contactless transfer of electric power through inductors, in particular for recharging batteries of electric vehicles, simultaneous recharging of batteries of portable military devices (drones, radios, etc.), power supply of industrial automation systems and robotics. Also, the number of electric vehicles of different power is actively increasing every year. In particular, low-power individual electric vehicles, such as electric bicycles, electric scooters, gyroboards, etc., are being developed due to their accessibility and ease of use. Of course, chargers are needed for low-voltage energy storage in these vehicles.

The main advantages of wireless over wire chargers are the lack of contact connection, which means increased mechanical strength, no sparking, increased electrical safety, the system is less exposed to dust and moisture, which improves ease of use.

It was found according to the results of the review, that the main problems and obstacles in the distribution of WPT devices among private users are the cost and size of wireless chargers, which are 2-3 times larger than wired analogues.

A significant part of the mass and size parameters of the WPT system falls on the magnetic component - the receiving and transmitting coils. Therefore, ways to minimize them are very important and relevant while maintaining acceptable efficiency. Researchers are still looking for optimal system configurations and topologies of power converters that would best meet the above requirements, although less attention is paid to these issues compared to improving the efficiency of WPT systems and chargers. The analysis of modern semiconductor solutions for the implementation of low-power wireless chargers for electric vehicles were provided, as a result of which it was found that in the vast majority of systems as an energy converter uses a classic full-bridge inverter and one transmitting and receiving coil. Accordingly, the transistors and the transfer coil operate at full voltage, which is at the input of the inverter. Several known topologies have been considered, including a single transistor, which can reduce the size and number of components in the inverter alone, but they can in no way reduce the size of the coils.

The total voltage level on the elements of the inverter circuit decreases, as the input voltage levels increase, which increases the durability and reliability of the elements, the voltage and current shape at the output of the inverter improve. Therefore, for the first time, was proposed an approach to solving the problem of increased mass and size parameters by reducing the voltage on the inverter transistors and inductors.

A multi-level T-type neutral point clamped inverter was proposed for the first time for use in WPT system for charging of low-voltage energy batteries together with two splitted cols and series-parallel compensation. This allows to reduce the mass and size of the transmitting part of the wireless charging system by reducing by 2 times the voltage on the inverter transistors and transmitting inductors compared to the classic solution based on a full-bridge inverter.

The use of two splited coils will reduce the current through the semiconductors and each of the coils compared to one, and thus reduce power loss. The use of such solution on one common ferrite plate will improve the mass and size parameters, reducing by 2 times the amount of ferrite and reducing the outer diameter of the magnetic part of the transmitter in contrast to the solution with two conventional inductors.

After a detailed review, analysis and comparison of compensation links, it is determined that systems with series-parallel compensation can reduce the value of self-inductance and the size of the transmitting and receiving coils and work effectively with a wider range of loads than other considered compensation links. The outer diameter of the transmission coils and the weight of the litz wire are reduced by 2 times compared to the coil for the classic solution for series-parallel compensation, the mass of ferrite is reduced by 3,5 times. The value of the primary self-inductance will be less than 8 to 15 times compared to the classic inverter with one transmission coil, and the value of the secondary self-inductance with series-parallel compensation will be 2,5 times smaller.

A mathematical model of a wireless charging device based on a T-type inverter with splitted coils was developed for the first time, which allows estimating the losses and dimensions of magnetic components depending on the nominal parameters of the components. In addition, the calculation and modeling of the parameters of magnetic components and compensation links were provided. It was proved that a closed-loop WPT system based on GaN transistors has the lowest total power loss of all cases up to 1,7 times, and up to 1,4 times less than the losses in the classic inverter, according to the results of power loss analysis, modeling and comparison of WPT systems based on conventional and dual T-type inverter with a classic full-bridge inverter at two different power levels.

A comparative analysis of the modern semiconductors was provided for the first time that used in the proposed solution based on a T-type inverter, which shows the advantages and disadvantages of their practical application and allows to choose the best solution. It is established that the developed WPT system based on GaN transistors has compact dimensions due to the smaller size of the transistors and the absence of radiators in combination with separate transmission coils with series-parallel compensation and also has an efficiency of 90 % at a maximum power of 360 W levels of industrial designs. At the same time, it was decided to use more reliable SiC transistors with a larger margin for basic parameters for the final implementation, primarily for drain-source voltage (up to 900 V) and power.

Were developed and tested a closed-loop control system for an improved wireless charger based on a cascade proportional-integrated controller with an algorithm for detecting the secondary coil and with function of automatic stopping the charging process and protection against excessive current and voltage, based on research in the author's articles, that improves safety and ease of use of wireless charger and practically does not increase mass and size parameters. It is proposed for the first time to configure a wireless charging control system that takes into account the significant delay in data transfer between the receiving and transmitting parts, which improves the functionality and reliability of the device. It is established that the system is still stable with a delay that is 10 times greater than the communication delay of wireless data transmission, which indicates the high stability of the developed control system.

A wireless charger has been developed and experimentally tested for low-voltage electric energy storage devices with a nominal power of 110 W and a nominal battery voltage of 48 V based on a T-type inverter and splitted coils with improved mass and dimensions parameters. The maximum efficiency was achieved at the level of 90.5 % in the constant current mode, in the constant voltage mode - 88%. The oscillation of the charging voltage was less than 1 % in the constant voltage mode, which indicates the excellent characteristics of the controller, and the experimentally measured delay of wireless communication was 1 ms, which is several times below the studied limit of instability.

The final version of the proposed wireless charger can be compared in volume and weight with certain wire analogues, if take for comparison the power up to 1 kW. It is established that wireless analogues of wireless chargers of this power level (100 W-1 kW) are almost absent in Ukraine and abroad, according to the results of the review of existing analogues. Therefore, the results of research open the way to the commercialization of this improved promising wireless charger with a slight adaptation of the laboratory sample for practical use.

Keywords: wireless charger, split coils, T-type inverter, algorithm of detecting a receiving coil, mass and dimentional parameters.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ	15
ВСТУП	16
РОЗДІЛ 1 ОГЛЯД ТА АНАЛІЗ ІСНУЮЧИХ СИСТЕМ БПЕ	24
1.1 Загальний огляд та основні тенденції розвитку безпроводної передачі енергії.....	24
1.2 Огляд та вибір способу безпроводної передачі енергії	27
1.3 Основні проблеми та перешкоди на шляху масового впровадження безпроводної передачі енергії і способи покращення масогабаритних характеристик	40
1.4 Висновки до розділу 1	49
РОЗДІЛ 2 НОВИЙ БАГАТОРІВНЕВИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ ДЛЯ БПЕ НА ОСНОВІ ІНВЕРТОРА Т-ТИПУ	51
2.1 Запропонована система БПЕ на основі інвертора Т-типу та розділеними індуктивностями на приймальній стороні	51
2.2 Розрахунок пасивних компонентів компенсаційної ланки схеми БПЕ на основі інвертора Т-типу.....	54
2.3 Порівняльний аналіз обраного рішення із аналогічною системою БПЕ на базі класичного повномостового інвертора.....	57
2.4 Висновки до розділу 2	65
РОЗДІЛ 3 РОЗРОБКА СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ БАГАТОРІВНЕВОГО ІНВЕРТОРА Т-ТИПУ	67
3.1 Опис замкненої системи керування для запропонованого рішення.....	67
3.2 Дослідження стійкості замкнутої системи керування запропонованої системи БПЕ	71
3.3 Висновки до розділу 3	74
РОЗДІЛ 4 РОЗРАХУНОК СТАТИЧНИХ ТА ДИНАМІЧНИХ ВТРАТ В ЗАПРОПОНОВАНИЙ СИСТЕМІ БПЕ НА ОСНОВІ GAN ТА SIC ТРАНЗИСТОРІВ	76

4.1	Модель втрат потужності в котушках індуктивності.....	76
4.2	Розробка моделі втрат в напівпровідниках запропонованої системи БПЕ	78
4.3	Порівняння втрат в класичній схемі на основі повномостового інвертора та схемі БПЕ з інвертором Т-типу	82
4.4	Порівняння типу напівпровідників для реалізації системи БПЕ з покращеними масогабаритними параметрами	88
4.5	Висновки до розділу 4	99
РОЗДІЛ 5	РЕЗУЛЬТАТИ ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНИХ ДОСЛІДЖЕНЬ ФІНАЛЬНОГО ПРОТОТИПУ БЗП НА ОСНОВІ БАГАТОРІВНЕВОГО ІНВЕРТОРА Т-ТИПУ	101
5.1	Опис експериментального макету	101
5.2	Результати експериментальних досліджень.....	104
5.3	Порівняння електричних та масогабаритних параметрів фінального прототипу з існуючими та з комерційними рішеннями БЗП.....	107
5.4	Висновки до розділу 5	112
ВИСНОВКИ.....		114
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ		117
ДОДАТОК А Список публікацій здобувача.....		131
ДОДАТОК Б Акт про використання результатів дисертаційної роботи		135
ДОДАТОК В Акт результатів апробації науково-технічної розробки.....		136

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

АЦП	–	аналого-цифровий перетворювач
БЗП	–	безпровідний зарядний пристрій
БПЕ	–	безпровідна передача енергії
ДП	–	друкована плата
ІПЕ	–	індуктивна передача енергії
ККД	–	коефіцієнт корисної дії
МСЕ	–	метод скінчених елементів
ПІ	–	пропорційно-інтегральний
ШІМ	–	широтно-імпульсна модуляція
СС	–	constant current (постійний струм)
СV	–	constant voltage (постійна напруга);
FB	–	full bridge
GAN-HEMT	–	gallium nitride high-electron-mobility transistor
NPC	–	neutral point clamped
PP	–	parallel parallel (паралельно – паралельна ланка компенсації)
PS	–	parallel series (паралельно - послідовна ланка компенсації)
SiC-MOSFET	–	silicon carbide metal-oxide-semiconductor field-effect transistor
SP	–	series parallel (послідовно – паралельна ланка компенсації)
SS	–	series series (послідовно – послідовна ланка компенсації)

ВСТУП

Обґрунтування вибору теми дослідження. Дисертаційна робота присвячена вирішенню важливого наукового завдання – зменшення масогабаритних показників безпровідних зарядних пристроїв для низьковольтних акумуляторних батарей індивідуальних електричних транспортних засобів.

Дослідження в галузі зеленої енергетики та електричного транспорту підтримуються урядами багатьох країн для запобігання глобальної зміни клімату на планеті. Також активно розвиваються методи, способи, технології і пристрої безпровідної передачі енергії (БПЕ), які мають загальновідомі переваги перед контактними з'єднаннями. Саме тому популярність індивідуального електротранспорту перш за все у високоурбанізованих містах із заторами і обмеженим простором стрімко зростає з року в рік практично в усьому світі і зокрема, в Україні. Безпровідні аналоги для зарядки низьковольтних акумуляторних батарей індивідуального електротранспорту на ринку України поки що відсутні взагалі, що також є важливим аспектом актуальності теми дослідження. На світовому ринку безпровідні зарядні пристрої (БЗП) для малопотужних застосувань знаходяться в зародковому стані, здебільшого у стані випробувань та лабораторних прототипів.

Однак масове поширення систем БПЕ та всіх БЗП здебільшого обмежене собівартістю та масогабаритними параметрами таких систем порівняно з дротовими аналогами, не зважаючи на значущі практичні переваги над ними. Загалом, вітчизняними вченими та абсолютною більшістю закордонних вчених саме цим проблемам практично не приділяється увага при дослідженнях індуктивно-резонансного способу БПЕ із врахуванням описаних особливостей, тому ці задачі не були вирішені.

Зменшення масогабаритних параметрів БПЕ/БЗП можливе передусім за використання комплексу заходів та засобів, серед яких: обґрунтування доцільного вибору топології інвертора разом з вибором напівпровідникових елементів; порівняння і вибір компенсаційної ланки. Як наслідок виконання попередніх

пунктів, наступним є вибір, аналіз і розрахунок котушок індуктивності з покращеними масогабаритними параметрами. Для побудови замкненої системи для БЗП з покращеними масогабаритними параметрами також потрібно обрати та модифікувати стратегію та метод керування, що є найбільш підходящим для цієї системи та не надто збільшуватиме габаритні розміри і складність та буде достатньо ефективним. Альтернативний шлях зниження масогабаритних параметрів системи через збільшення частоти роботи також може бути розглянутим. Цей спосіб є суто інженерним підходом до вирішення проблеми масогабаритних параметрів і може бути недоцільним через можливі більш значні динамічні втрати в напівпровідниках та пасивних компонентах. До того ж, резонансна частота лежить в певному діапазоні та регламентується діючими світовими стандартами.

Відповідно, однією з найважливіших задач, яка вирішується в процесі розробки, є вибір доцільної топології високочастотного інвертора задля зменшення масогабаритних параметрів системи БПЕ. У відомих наукових джерелах за даною тематикою відсутні чіткі методи та критерії вибору топології, яка була б оптимальною для конкретного застосування. Висунуто гіпотезу, що головним чином топологія інвертора повинна сприяти зниженню струму та напруги через силові елементи первинної частини, що в свою чергу зменшить значення та масогабаритні розміри магнітної частини системи БПЕ. Саме цим критеріям поряд із рядом переваг відповідає багаторівневий інвертор Т-типу з нейтральною точкою на базі сучасних високочастотних транзисторів, які мають компактні розміри та зменшені динамічні втрати порівняно з іншими типами транзисторів. Набір властивостей GaN або SiC транзисторів —високі значення рухливості носіїв заряду, широка заборонена зона та швидкість насичення, високий коефіцієнт теплопровідності, низькі значення опору відкритого каналу та затворної ємності — також призводить до підвищення коефіцієнту корисної дії (ККД) перетворювачів, які побудовані з використанням таких напівпровідників. Застосування добре відомого інвертора Т-типу в системах БПЕ/БЗП на даний час практично не досліджене, тому цей аспект є актуальним.

Висунуто гіпотезу, що зменшенню струму через передавальну котушку індуктивності шляхом її розділення на дві ідентичні котушки дає можливість зменшити їх загальні розміри. Загальний номінал самоіндуктивності за такої умови буде ідентичний випадку одної передавальної котушки, але масогабаритні параметри первинної частини магнітної складової системи БПЕ зменшаться. Потрібно розробити та виконати розрахунки втрат потужності в напівпровідниках та магнітних складових системи БПЕ і розрахунки номіналів самоіндуктивностей передавальних та приймальної котушок для підтвердження фактів, викладених вище.

Реалізація результатів цих комплексних досліджень в практичних розробках системи БЗП дозволить досягти зменшення масогабаритних параметрів та сприятиме більш широкому комерційному та приватному використанню БЗП порівняно з нинішнім станом ринку дротових та бездротових зарядних пристроїв для низьковольтних акумуляторних батарей індивідуальних електричних транспортних засобів.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами, грантами. Дисертаційна робота виконана в Національному університеті «Чернігівська політехніка» за пріоритетним напрямком розвитку науки і техніки України «Енергетика та енергоефективність» в рамках науково-дослідної теми «Високоєфективна система бездротової зарядки низьковольтних накопичувачів енергії легких електричних транспортних засобів» №0117U007260.

Мета і завдання дослідження. Мета дисертаційного дослідження полягає у покращенні масогабаритних показників безпровідних зарядних пристроїв шляхом огляду, аналізу, порівняння, розрахунків, обґрунтування, вибору та впровадження комплексу науково-практичних технічних і програмних методів та засобів.

Вирішення наукового завдання, поставленого в дисертації, включає в себе вирішення наступного комплексу задач:

1. Огляд існуючих рішень безпровідних зарядних пристроїв та аналіз способів покращення масогабаритних показників.

2. Розробка передавальної частини безпроводного зарядного пристрою з покращеними масогабаритними показниками.

3. Розробка математичної моделі, яка враховує ККД пристрою та розмір магнітних компонентів.

4. Порівняльний аналіз сучасних напівпровідникових пристроїв, які можуть бути використані в запропонованому рішенні.

5. Розробка системи керування БПЕ з урахуванням затримки передачі даних між прийнятною та передавальною сторонами.

6. Розробка експериментального зразка безпроводного зарядного пристрою з покращеними масогабаритними показниками.

7. Порівняльний аналіз запропонованого рішення з існуючими.

Об'єктом дослідження є система безпроводної передачі енергії для зарядки низьковольтних накопичувачів енергії малопотужних індивідуальних електричних транспортних засобів.

Предметом досліджень є електричні процеси в багаторівневих напівпровідникових перетворювачах та магнітних компонентах у складі системи безпроводної передачі енергії для безпроводної зарядки низьковольтних накопичувачів енергії малопотужних індивідуальних електричних транспортних засобів.

Методи дослідження. При вирішенні поставлених в дисертації задач використовувалися теорія електричних кіл, метод скінчених елементів, метод ковзного середнього, перетворення Лапласа, математичне моделювання, фізичний експеримент.

Математичне моделювання та розрахунки процесів у безпроводному зарядному пристрої проводилися з використанням пакетів програм MATLAB та PSIM; моделювання магнітних компонентів за методом скінчених елементів проводилось в пакеті ANSYS EM Suite, розробка програмного забезпечення в середовищі Keil uVision 5, CodeComposer Studio та Eclipse. Проектування друкованих плат виконувалось у програмному забезпеченні CircuitMaker що знаходиться у вільному доступі.

Для перевірки запропонованих рішень використовувалось математичне та комп'ютерне моделювання. Комп'ютерне моделювання в цілому проводилося в пакетах програмного забезпечення PSIM, ANSIS EM Suite і Maple, які є доступними в організації-виконавиці проекту у вигляді ліцензійних або обмежених версій. Нові рішення було порівняно між собою та з іншими дротовими і безпроводними аналогами пристрою БЗП. Кінцеві дані стосовно ефективності запропонованих рішень визначалися лише на основі експериментальних досліджень. Слід зауважити, що була побудована фізична модель безпроводної зарядки акумулятора 48 В потужністю 110 Вт з покращеними масогабаритними параметрами в номінальному режимі.

Наукова новизна отриманих результатів:

1. Вперше запропоновано топологію на основі інвертора T-типу з розділеними котушками індуктивності в передавальній частині, що дозволяє зменшити масогабаритні показники передавальної частини системи безпроводної зарядки.

2. Вперше розроблено математичну модель пристрою безпроводної зарядки на основі інвертора T-типу з розділеними котушками індуктивності, що дозволяє оцінювати ККД та розміри магнітних компонентів в залежності від номінальних параметрів компонентів.

3. Вперше проведено порівняльний аналіз використаних сучасних напівпровідників в запропонованому рішенні на основі інвертора T-типу, що демонструє переваги та недоліки їх практичного застосування та дозволяє обрати краще рішення.

4. Вперше запропоновано налаштування системи керування безпроводної зарядки, яка враховує суттєву затримку передачі даних між приймальною та передавальною частинами, що покращує функціональність та надійність пристрою.

Практичне значення отриманих результатів:

1. Розроблено та експериментально перевірено безпроводний зарядний пристрій для низьковольтних накопичувачів електричної енергії номінальною потужністю 110 Вт та номінальною напругою батареї 48 В з ефективністю 90 % на

базі інвертора Т-типу та розділеними передавальними котушками індуктивності із покращеними масогабаритними показниками, який рекомендовано для використання в розробках ТОВ «П'єзосенсор» .

2. Сформовано рекомендації щодо практичного застосування різних типів компенсаційних ланок в пристроях БПЕ залежно від різного призначення;

3. Спроектовано та виготовлено оптимізовані розділені передавальні котушки і приймальну котушку індуктивності з подвійною намоткою для БПЕ у БЗП на базі інвертора Т-типу.

4. Розроблено та перевірено замкнуту систему керування покращеним безпровідним зарядним пристроєм на базі ПІ регулятора з алгоритмом виявлення вторинної котушки індуктивності та функцією автоматичної зупинки процесу зарядки і захистом від надмірного перевищення струму та напруги зарядки.

5. Результати досліджень, які отримані в ході виконання проєкту можуть бути використані в навчальному процесі для вдосконалення лекційних курсів та оновлення циклів лабораторних робіт з дисциплін «Електроживлення радіоелектронних апаратів» (спеціальність 172 «Телекомунікації та радіотехніка», освітньо-кваліфікаційний рівень «бакалавр») та «Технології бездротової передачі енергії» (спеціальність 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка»), освітньо-науковий рівень «доктор філософії».

Особистий внесок здобувача. Безпосередньо автором здійснено:

– проведено огляд існуючих сучасних схемотехнічних рішень реалізації низьковольтних безпровідних зарядних пристроїв та аналіз багаторівневих перетворювачів для БПЕ;

– проведено огляд, комплексний аналіз та порівняння всіх відомих компенсаційних ланок для індуктивної передачі енергії; також узагальнено необхідні стандарти, вимоги до компенсаційних ланок та надано рекомендації щодо їхнього застосування в пристроях БПЕ;

– проведено аналітичний розрахунок пасивних компонентів компенсаційної ланки;

- узагальнено інформацію про різні структури, будову і складові котушок індуктивності для безпровідної передачі енергії та проведено їх порівняння;
- запропоновано та розроблено спрощені моделі котушок індуктивності круглої форми за допомогою методу скінчених елементів;
- розроблено та проаналізовано запропоновану математичну модель втрат потужності основних компонентів системи БПЕ на базі інвертора Т-типу;
- встановлено та досліджено вплив основних геометричних параметрів різних котушок індуктивності на втрати в напівпровідниках та індуктивностях для декількох рівнів потужності за допомогою схемотехнічного моделювання;
- проведено моделювання та дослідження системи БПЕ із розробленою замкнутою системою керування для зарядки низьковольтних акумуляторних батарей на базі класичного повномостового інвертора;
- проведено експериментальне дослідження та порівняння розроблених котушок індуктивності різних типів для безпровідної передачі енергії у класичній схемі БПЕ на основі повномостового інвертора;
- проведено аналіз та вибір структури замкнутої системи в результаті огляду існуючих рішень для замкнутої системи БПЕ із багаторівневим інвертором Т-типу на базі SiC транзисторів та розділеними передавальними котушками індуктивності для безпровідної зарядки низьковольтних акумуляторних батарей;
- розроблено модифіковану замкнуту систему керування БЗП на базі ПІ регуляторів, зокрема запропоновано алгоритм виявлення вторинної котушки індуктивності,
- досліджено стабільність розробленої замкненої системи керування із врахуванням затримки комунікації за допомогою моделювання та аналітичним методом;
- проведено експериментальне дослідження макетів запропонованої системи БПЕ із багаторівневим інвертором Т-типу на базі GaN та SiC транзисторів та розділеними передавальними котушками індуктивності.

Наукові роботи опубліковані у співавторстві з Гусевим О.О., Пахалюком Б.П., Велігорським О.А., Кондратенком Б.П., Хоменком М.А., Тительмасром К.О.,

Трейком Б.О., Хоменком Б.О., Литвином О.О., Матюшкіним О.О., Карловим О.М.; а також з R. Strzelecki, J.Zakis, D. Stepins, N. Strzelecka, J. Luszcz, N. Poliakov.

Співавторами наукових праць є науковий керівник Гусев О.О. та науковці, спільно з якими проведені дослідження. У наукових працях, опублікованих у співавторстві, дисертанту належить фактичний матеріал і основний творчий доробок.

Постановка мети та завдань, обговорення результатів проведені разом з науковим керівником.

Апробація результатів дисертації. Основні положення дисертаційної роботи доповідались і обговорювались на трьох міжнародних науково-технічних конференціях, а саме:

1. Міжнародній науково-технічній конференції «IEEE II International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS 2018)» (Україна, Харків, 2018р).

2. Міжнародній науково-технічній конференції «IEEE 2nd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON-2019)» (Україна, Львів, 2019р).

3. Міжнародній науково-технічній конференції «IEEE 4th International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS-2020)» (Туреччина, Стамбул, 2020р).

Обсяг і структура дисертації. Дисертаційна робота викладена на 136 сторінках машинописного тексту, складається зі вступу, 5 розділів, загальних висновків, списку використаних джерел та 3 додатків. Обсяг основного тексту дисертації складає 116 сторінок друкованого тексту. Робота ілюстрована 13 таблицями та 43 рисунками. Список використаних джерел містить 111 найменувань, з них 25 кирилицею та 86 латиницею.

РОЗДІЛ 1

ОГЛЯД ТА АНАЛІЗ ІСНУЮЧИХ СИСТЕМ БПЕ

Поширення використання ідеології БПЕ щороку невпинно зростає. Цьому сприяють зокрема популярність, зручність і безпека безпроводних побутових, промислових електричних пристроїв та електротранспорту. Проваєдяться не лише теоретичні дослідження та виготовлення експериментальних зразків, а й відбувається масове поширення, особливо в економічно розвинених країнах, пристроїв БПЕ як у побуті для звичайних користувачів, так і на виробництві. У деяких країнах відбувається стимулювання споживачів до використання екологічного транспорту і пристроїв та виділяються державні дотації на покупку електромобілів.

1.1 Загальний огляд та основні тенденції розвитку безпроводної передачі енергії

БПЕ відома з кінця XIX сторіччя з дослідів Ніколи Тесли, але і сьогодні використовується лише для передачі переважно незначної потужності. Тим часом зростає кількість споживачів, які потребують передачі безконтактним способом значень електричної потужності від одиниць до сотень кіловат, насамперед для підзарядки акумуляторів електромобілів, одночасної підзарядки акумуляторів портативних пристроїв військового застосування (дрони, радіостанції тощо), живлення елементів промислових систем автоматизації та робототехніки. Це безумовно робить проблему масового поширення систем БПЕ актуальною.

Типовий громадянин розвинутої країни віддає перевагу найбільш зручному способу пересування- приватному транспорту. Це дає йому більше свободи, не витрачаючи додаткового часу. Проте збільшення кількості автомобілів призводить до поглиблення екологічних проблем, оскільки транспорт є найбільшим джерелом світових викидів CO₂ [1]. Близько 25 % світових викидів CO₂ належить транспортним засобам, а близько 75 % цієї частки - автомобілям і вантажівкам. Таким чином, одним із пріоритетних напрямів використання і розвитку транспорту є зниження викидів CO₂ без втрати зручності для громадян. З одного боку, цей

підхід буде реалізований в нових технологіях економії палива транспортного засобу. Очікується, що до 2030 року споживання пального в двигунах внутрішнього згоряння зменшиться на 50 % [2]. З іншого боку, така ідея може базуватися на використанні "зеленого" інноваційного транспорту, який працював би на принципах відсутності викидів CO₂, таких як електрика чи водень.

Електромобільність – одна з основних тенденцій сучасної транспортної стратегії. Транспортні засоби, що використовують електроенергію, стають все більш популярними як в Європі, так і в усьому світі. Автомобілі з електричним або гібридним двигуном, веломобілі з електроприводом, навіть електровелосипеди стають все більш доступними порівняно з бензиновими автомобілями.

За даними однієї з найбільших торгових корпорацій та інтернет-магазинів в Україні, гіроборди складають більше половини (55 %) продажів за останні два роки, як свідчить статистика [3]. Наступними за популярністю є гіроскутери (30 %). Гірше продаються електросамокати – 8 % продажів і моноколеса – 4 %. Найдорожчі - електровелосипеди від 500 доларів і електроскутери від 1000 доларів, обсяг продажів яких склав по 2 %. Гіроскутери, моноколеса та гіроборди здебільшого є засобами розважального характеру, що використовуються для катання в парках або на скейт-майданчиках і не призначені для пересування на великі відстані. Людина може обрати зручний приватний транспорт з відносно невеликими потребами в електроенергії. Це дозволяє зменшити викиди CO₂ у світі без втрати зручності пересування.

Очевидно, що акумуляторні батареї електровелосипедів, електроскутерів, електромобілів потребують підзарядки. В силу більшої мобільності і компактності даного виду транспорту, із класичною дротовою системою зарядки виникає менше труднощів і незручностей, аніж в електромобілів, але вони все одно є. Тому розробка альтернативи дротовим зарядним пристроям – безпроводних систем підзарядки акумуляторних батарей – стає все більш актуальною та доцільною.

Розвиток цього напрямку є одним з пріоритетних напрямів досліджень провідних світових лабораторій силової електроніки. Зокрема слід виділити роботи під керівництвом проф. Й.В. Колара [4], проф. Дж.Я. Лі [5], Ф.Ж. Пенга [6], Р.М.

Штрелецькі [7], [8] та багатьох інших, в роботах яких викладено основні принципи побудови сучасних систем БПЕ. Дослідники з України також зробили значний внесок в розвиток даної теми: І.В. Волков [9], В.Б. Павлов [10], І.В. Пентегов [11], [12], А.Л. Приступа [13] та інші.

Узагальнюючи, системи індуктивної передачі енергії (ІПЕ) мають певні переваги порівняно з дротовими рішеннями, оскільки вони менш чутливі до впливу бруду, пилу або води. До того ж, вони запобігають виникненню ураження електрострумом, іскор та короткого замикання, особливо у дощову погоду та в умовах недостатнього освітлення [14]-[16]. Їх системи ІПЕ також можна вважати більш міцними та довговічними, оскільки вони не мають механічних контактних деталей, які потребують з'єднання [17], [18].

В Таблиці 1.1 узагальнені основні переваги та недоліки використання безпроводного способу передачі електричної енергії [16].

Таблиця 1.1

Основні переваги та недоліки пристроїв БПЕ

<i>Переваги</i>	<i>Недоліки</i>
Відсутність елементів, що з'єднують джерело та приймач енергії, а також конструкцій для їхнього кріплення та з'єднання, а отже краща механічна міцність	Не до кінця вивчений вплив на людину та можливий вплив на техніку
Можливість передачі енергії герметичним об'єктам та у важкодоступні місця	Обмежена ефективна відстань передачі
Можливість передачі енергії мобільним об'єктам в процесі їх руху (динамічна БПЕ)	Більшість способів БПЕ на сьогодні технічно важко реалізувати з високим ККД
Меншеї обсяги технічного обслуговування, а отже більша надійність	Висока вартість і більші габарити порівняно із дротовими аналогами
Високий ККД при ІПЕ з резонансом	
Вищий рівень електробезпеки	

Значною перевагою є зручність користування, оскільки для процесу заряджання потрібно лише розмістити приймальну котушку індуктивності над передавальною при ввімкненій первинній частині; відпадає необхідність у носінні декількох дротів із собою, що є важливим аргументом. Також надзвичайно важливим психологічним фактором є відчуття задоволення від використання інноваційних методів вирішення проблеми, що зараз є дуже популярним, бути на крок попереду своїх колег і оточуючих при використанні БЗП. Врешті-решт, найвищою метою в цілому є концепція інтеграції пристроїв БПЕ із живленням від відновлюваних джерел енергії, що максимально сприятиме екологічним ініціативам, перш за все зменшенню наслідків глобальної зміни клімату на планеті.

Звісно масове поширення систем БПЕ та БЗП обмежують більшість недоліків з Таблиці 1.1, що розглядатимуться в пункті 1.3.

1.2 Огляд та вибір способу безпроводної передачі енергії

Проблема передачі електричної енергії на відстань, перебувала у фокусі уваги вчених ще з моменту її відкриття. Відповідно до визначення, БПЕ – це спосіб передачі електричної енергії без використання струмопровідних елементів в електричному колі.

Найбільших результатів в цій галузі вдалося досягти Ніколи Тесли, ще понад сто років тому. Його фантастичні експерименти та дослідження значно випереджали свій час. Його ранні експерименти стосувалися поширення звичайних радіохвиль, тобто хвиль Герца – електромагнітних хвиль, що поширюються в просторі. Однією з умов створення всесвітньої безпроводної системи є будівництво резонансних приймачів. Заземлений гвинтовий резонатор котушки Тесли і розташований на узвишші термінал можуть бути використані в цій якості. Тесла особисто неодноразово демонстрував безпроводну передачу електричної енергії від передавальної до приймальної котушки Тесли. Це стало частиною його безпроводної системи передачі, яку він запропонував у патенті США № 1119732 [19].

На даний час теорія і практика БПЕ розвивається в декількох напрямках [16]. Можна виділити кілька основних способів БПЕ, які класифіковані на Рис.1.1.

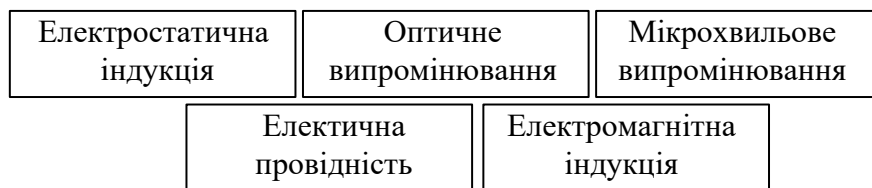


Рис.1.1. Загальна класифікація способів БПЕ

Мікрохвильове випромінювання. Це досить цікава ідея, яку вчені намагалися реалізувати в другій половині минулого століття для передачі енергії на далекі відстані, наприклад з космосу. Як з'ясувалося, для її успішного втілення, необхідно використовувати передавальні і приймаючі антени діаметром 1 і 10 км відповідно, що істотно ускладнює практичне застосування цього способу [20].

Для передачі електроенергії можна використовувати радіоантену, що створює мікрохвильове випромінювання. Водночас на пристрої-приймачі має бути встановлена антена, що перетворює прийняте мікрохвильове випромінювання в електрострум. Ця технологія забезпечує можливість значного віддалення приймача від передавача і не вимагає їх знаходження в безпосередній видимості один від одного. Зі збільшенням дальності, однак, пропорційно збільшуються й розміри і собівартість обладнання. У випадку, якщо довжина хвилі електромагнітного випромінювання наближається до видимої області спектра (від 10 мкм до 10 нм), енергію можна передати шляхом її перетворення в промінь лазера, який потім може бути спрямований на фотоелемент приймача.

Її перевагами є велика дальність дії, можливість передачі енергії з космосу. Недоліки значніші: досить висока вартість обладнання, значне розсіювання енергії, шкода, що наноситься довкіллю [16].

Лазерна або оптична передача енергії. Технологія передачі потужності за допомогою лазера раніше, здебільшого, досліджувалася при розробці нових систем озброєнь і в аерокосмічній промисловості, а нині розробляється для комерційної та споживчої електроніки в малопотужних пристроях. Для кращого розуміння лазерних систем слід брати до уваги те, що лазерний промінь набагато меншою

мірою залежить від дифракційних обмежень. Просторове і спектральне узгодження характеристик лазерів дозволяють збільшити робочу потужність і дистанцію, довжина хвилі також впливає на фокусування.

Порівняно з іншими методами безпроводної передачі енергії має низку переваг, як от передача енергії на великі відстані, відсутність радіочастотних перешкод для існуючих засобів зв'язку, можливість контролю доступу (тобто отримати електроенергію можуть тільки приймачі, освітлені лазерним променем).

Даний метод має і ряд критичних недоліків [16]. Перш за все, перетворення низькочастотного електромагнітного випромінювання в високочастотне, яким є світло, є неефективним. Перетворення світла назад в електрику також неефективне, тому що ККД фотоелементів досягає 40-50 %, хоча ефективність перетворення монохроматичного світла значно вища, ніж ефективність сонячних панелей. Водночас значними будуть і втрати в атмосфері. Також є необхідність прямої видимості між передавачем і приймачем, як і при мікрохвильовій передачі.

Використання електропровідності. Серед робіт, які наближалися до розуміння підходів Тесли до БПЕ варто виокремити передачу електроенергії по одному провіднику. Метод ще називають однопровідна електрична система SWER (англ. Single wire with earth return) та ґрунтується він на передачі струму через землю і по одному ізольованому проводу. В аварійних випадках високовольтні лінії постійного струму можуть працювати в режимі SWER. Низькочастотний змінний струм може бути переданий з низькими втратами по землі, оскільки загальний опір землі значно менше, ніж 1 Ом. Електрична індукція виникає переважно через електропровідності океанів, металевих рудних тіл і подібних підземних структур. Електрична індукція також викликається електростатичною індукцією діелектричних областей, таких як поклади кварцового піску та інших непровідних мінералів [21].

Поширеним і відомим способом передачі енергії по одному дроту є “вилка Авраменка” [16], [22]. На Рис.1.2 показана схема приймальної частини. Принцип дії полягає в тому, що одномостовий діодний випрямляч з фільтруючим конденсатором та навантаженням одним кінцем підключений до дроту, який має

змінний потенціал. За рахунок високочастотного змінного поля між умовним нульовим виводом фільтруючого конденсатора та підключеного дроту відбувається зарядка конденсатора. Це можливо за рахунок резонансного контуру, що утворюється між дротами. Для точного налаштування резонансного контуру та підвищення ефективності передачі дроти можна робити у формі пластин конденсатора [13].

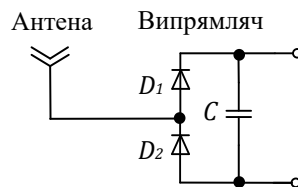


Рис.1.2. Принципова схема вилки Авраменка

Змінний струм може передаватися через шари атмосфери, що мають атмосферний тиск менший за 135 мм рт. ст. За допомогою цього способу можна гіпотетично побудувати глобальну безпроводну мережу передачі енергії на далекі відстані. Але є безліч труднощів у побудові такої системи. Зокрема, в побутових і промислових умовах цей спосіб не є найефективнішим. До того ж ще цілком не вивчений вплив електромагнітних полів на людину.

Метод електростатичної індукції (ємнісний зв'язок). Саме цей метод був вперше застосований Н. Теслою для живлення безпроводних ламп через повітря. Електростатичний або ємнісний зв'язок являє собою проходження електроенергії через діелектрик. На практиці, це градієнт електричного поля або диференціальна ємність між двома чи більше ізольованими клемми, пластинами, електродами або вузлами, що підносяться над провідною поверхнею. Електричне поле створюється за рахунок заряду пластин змінним струмом високої частоти і високого потенціалу. Ємність між двома електродами і живлячим пристроєм утворює різницю потенціалів. Електрична енергія, що передається за допомогою електростатичної індукції, може бути використана в приймальному пристрої, наприклад, такому, як безпроводні лампи. Тесла продемонстрував безпроводне живлення ламп освітлення енергією, переданою змінним електричним полем.

Цей спосіб має відносно велику відстань передачі, порівняно з методом електромагнітної індукції, однак нижчу ефективність і потужність передачі [23]. Переважна більшість робіт вітчизняних вчених присвячена БПЕ на основі саме ємнісного зв'язку [9]-[13]. В силовій електроніці, в якості основних, використовуються два способи – метод електромагнітної та електростатичної індукції [16]. Всі інші методи не можуть передати суттєву потужність та є набагато складнішими й дорожчим в реалізації.

Метод електромагнітної індукції (індуктивний зв'язок). Завдяки електродинамічній індукції, змінний електричний струм, що протікає через первинну обмотку, створює змінне магнітне поле, яке діє на вторинну обмотку, індукуючи в ній електричний струм (Рис.1.3). Передавальна і приймальна котушки індуктивності—зазвичай представляють собою одношарові соленоїди або пласку спіраль з набором конденсаторів, які дозволяють налаштувати приймальний елемент на частоту передавача.

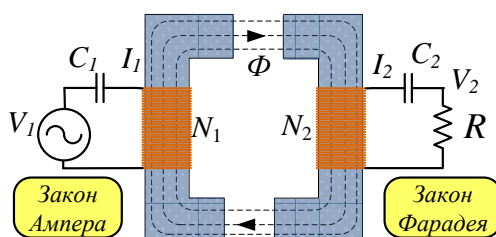


Рис.1.3. Основний принцип роботи БПЕ з електромагнітною індукцією [24]

Спочатку змінний високочастотний електричний струм, що протікає через первинну обмотку, створює змінне магнітне поле (закон Ампера), яке діє на вторинну обмотку, індукуючи її в електричний струм (закон Фарадея) [25]. За визначенням, електромагнітна індукція - це явище створення в просторі вихрового електричного поля змінним магнітним потоком. Було відомо, що електричний струм у провіднику створює магнітне поле. Це явище, відоме як явище електромагнітної індукції, відкрив у 1831 році Майкл Фарадей, саме він встановив, що струм виникає при зміні магнітного поля. Якщо підносити й віддаляти від рамки з провідного матеріалу постійний магніт, то стрілка підключеного до рамки вольтметра відхилитиметься, детектуючи електричний струм.

Для досягнення високої ефективності взаємодія між обмотками котушок має бути досить тісною. Коли вторинна обмотка віддаляється від передавальної обмотки, велика частина магнітного потоку не досягає приймальної обмотки, і система стає неефективною через втрати. Внаслідок взаємодії між індуктивностями на первинній та вторинній сторонах такий спосіб БПЕ часто називають індуктивною передачею енергії.

До переваг ІПЕ відносять також простоту виконання, високу ефективність на близькій відстані та високу безпеку [16], [26]. За таким принципом працює переважна більшість безпроводних зарядних пристроїв та ІПЕ є стандартизованим способом зарядки батарей. Ці факти призвели до масового комерційного та промислового розповсюдження ІПЕ. Недоліками є низька ефективна відстань передачі, наявність резонансних явищ, складне налаштування.

На Рис.1.4 показаний найбільш типовий приклад реалізації системи ІПЕ засобами силової електроніки [26], [27].

Енергія від мережі через передавальний випрямляч надходить до високочастотного інвертора. Інвертор генерує високочастотну напругу змінного струму, яка подається на передавальний резонансний контур C_p-L_p . Завдяки магнітно-зв'язаним котушкам індуктивності енергія передається з передавальної сторони на сторону пристрою. Отриманий струм випрямляється, фільтрується і подається до навантаження.

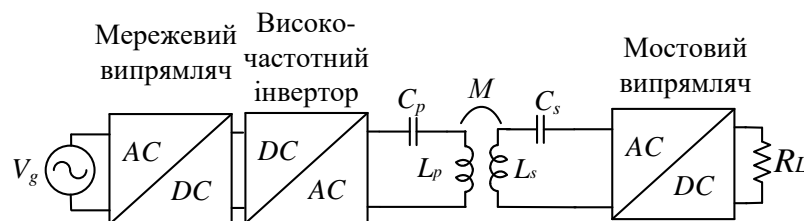


Рис.1.4. Приклад побудови ІПЕ в силовій електроніці [26]

Більш докладно ця структура буде розглянута в наступних розділах.

Асоціація споживачів електроніки класифікує технології безпроводних зарядних пристроїв за величиною коефіцієнта зв'язку контурів [28]. При значенні коефіцієнта зв'язку до 0,1 система називається слабкозв'язаною, а якщо коефіцієнт

наближається до 1, то це сильнозв'язана система. Сильнозв'язані системи називаються магнітно-індуктивними, а слабозв'язані - магнітно-резонансними.

Магнітно-резонансна технологія менш критична до взаємного розташування котушок, з одним передавачем може працювати відразу кілька приймачів, тобто один зарядний пристрій може заряджати кілька пристроїв. Найвища ефективність системи може бути досягнута тільки за певної резонансної частоти і при оптимальному опорі навантаження. У разі використання магнітно-резонансної технології енергія передається виключно на певній резонансної частоті, отже добротність системи вище, але потрібне дуже точне узгодження резонансних частот [16].

Вище перелічені факти було доведено зокрема при глибокому аналізі у роботах [29]. [30]. Проте розглядати такий вид ППЕ для реалізації БПЕ для зарядки батарей індивідуального електротранспорту далі не варто, оскільки типова передача енергії потужністю одиниці і декілька десятків ват максимум зазвичай відбувається на частотах в одиниці мегагерц [16].

В магнітно-індуктивній системі для компенсації індуктивності розсіювання (як наслідок – компенсації реактивної потужності) на первинній та вторинній сторонах використовують додаткові конденсатори (Рис.1.5) [31]-[33]. В такому випадку можлива відстань між котушками індуктивності збільшується, і таким чином, ефективність переданої потужності зменшується повільніше [29].

Еквівалентні схеми заміщення спарених індуктивностей представлені на Рис.1.5б та Рис.1.5в [16], [34]. З огляду на принцип роботи (Рис.1.5а) спарені індуктивності представлені через само-індуктивності L_P , L_S та взаємо-індуктивність M . В першій еквівалентній схемі індуктивності представлені у вигляді ідеального трансформатора з індуктивністю намагнічення L_M , та індуктивностями розсіювання L_{LS} , L_{LP} . У другому варіанті схеми заміщення параметрів напряму виражаються через параметри попередньої схеми: L_{P-M} , L_{S-M} – індуктивності розсіювання основного потоку в обмотках первинного та вторинного кіл. Взаємоіндукція виражає індуктивність намагнічування, а R_1 , R_2 – активні опори, враховують статичні втрати первинного та вторинного кіл.

Системи з виключно індуктивним зв'язком мають ефективність значно нижчу за системи із магнітно-індуктивним та магнітно-резонансним зв'язком [16], [26]. Великий повітряний зазор трансформатора збільшує розсіювання потоку і, як наслідок, призводить до більшої індуктивності розсіювання порівняно зі звичайними трансформаторами. Ефективність БПЕ без компенсації, здебільшого, не перевищує 50 % [31].

Використання резонансу призводить до компенсації індуктивностей розсіювання в первинному та вторинному колах і збільшує дальність передачі та ефективність [35]. У цьому разі можлива відстань між котушками індуктивності збільшується [26].

За такого способу передавач і приймач налаштовані на одну частоту. Отже, значна потужність може бути передана між двома обопільно налаштованими LC-ланцюгами з відносно невисоким коефіцієнтом зв'язку k .

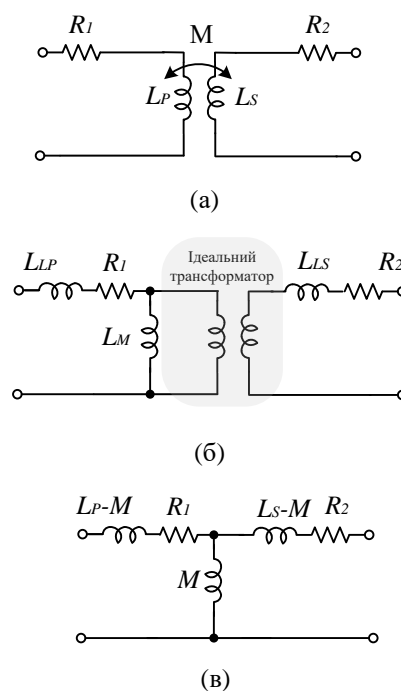


Рис.1.5. Еквівалентні схеми ППЕ

Вибір компенсаційної ланки для застосування в системі БПЕ зі зменшеними масогабаритними показниками обумовлений вихідною потужністю, частотою роботи, характером і діапазоном навантаження і є важливим завданням.

Згідно з рекомендаціями стандартів [26], [28] заснованих на технології магнітної індуктивності, резонансна частота компенсаційної ланки обирається з урахуванням навантаження і може змінюватися в доволі широкому діапазоні. У зв'язку з цим ефективна добротність системи відносно низька порівняно з рішеннями на базі технології магнітного резонансу. Оптимальна ефективність системи може бути досягнута лише на певній резонансній частоті і при оптимальному опорі навантаження.

Робоча частота для портативних та мобільних пристроїв і малопотужних транспортних засобів регулюється стандартом Qi Wireless Power Consortium [36]. Категорія малої потужності може передавати потужність в межах 5 Вт в діапазоні частот від 110 до 205 кГц, а середня потужність означає передачу потужності до 120 Вт в діапазоні частот 80-300 кГц [26], [30]. Тому частота для реалізації БЗП буде лежати в діапазоні 100...300 кГц (обрано 150 кГц).

Компенсацію індуктивної передачі енергії можна розглядати як ланку, в якій є щонайменше один резонансний елемент. На Рис.1.6 зображена запропонована класифікація компенсаційних ланок, оскільки в жодній із проаналізованих літературних джерел не була проведена відповідна комплексна класифікація.

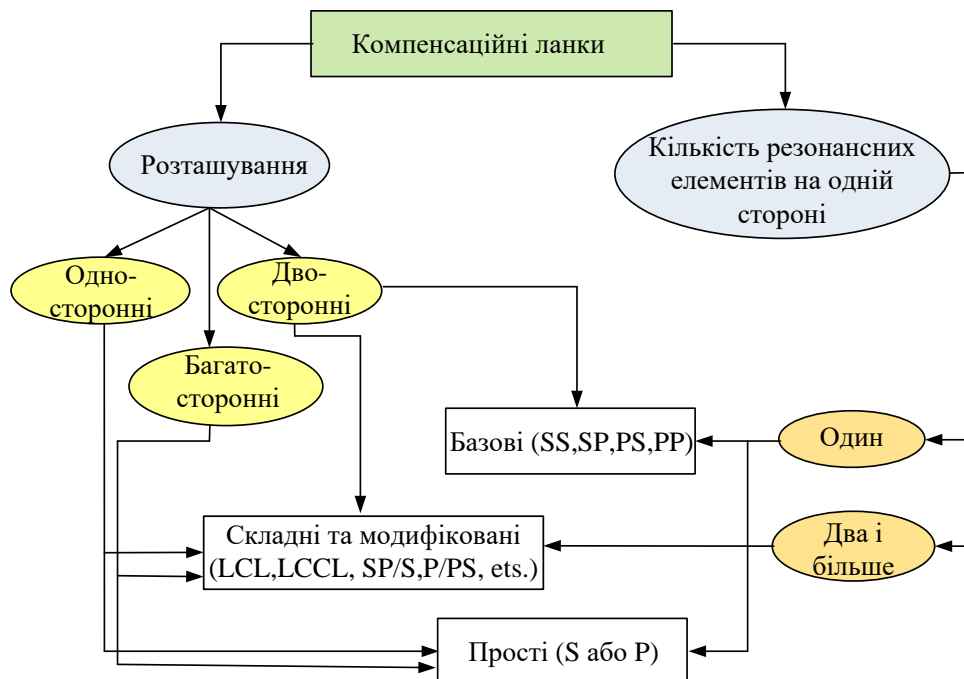


Рис.1.6. Запропонована класифікація компенсаційних ланок

Схеми компенсації пропонується класифікувати за місцем розташування (на первинному чи вторинному боці, двосторонні та багатосторонні, якщо є кілька котушок передачі або прийому) [26]. Резонансними елементами з обох боків можуть бути один, два чи більше конденсаторів або індукторів. У випадку з багатьма котушками індуктивності компенсаційний елемент або елементи можуть бути розташовані як біля кожної котушки, так і тільки на передавачі або на приймальній стороні, чи на обох.

Класичні (або основні чи базові) схеми компенсації - це компенсаційні ланки, які мають один компенсаційний конденсатор з обох боків. Існує 4 базові компенсаційні ланки (Рис.1.6 та Рис.1.7), на основі яких створюється переважна більшість напівпровідникових рішень: послідовно-послідовна (series-series, SS), послідовно-паралельна (series-parallel, SP), паралельно-послідовна (parallel-series, PS) та паралельно-паралельна (parallel – parallel, PP).

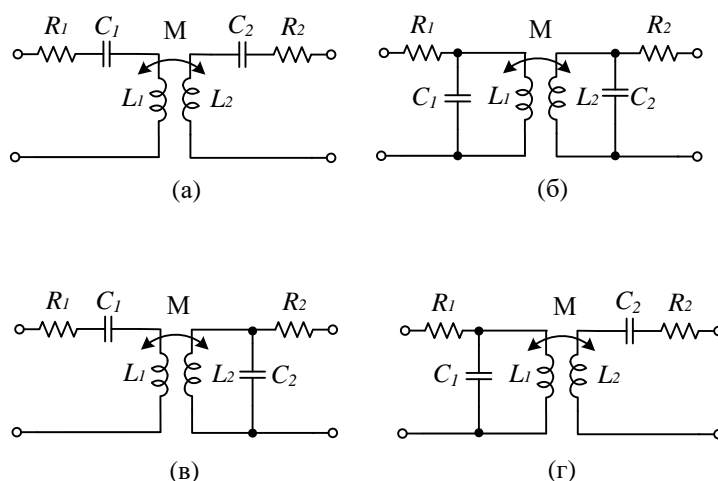


Рис.1.7. Компенсаційні ланки системи ППЕ: а) послідовно-послідовна (SS); б) паралельно-паралельна (PP); в) послідовно-паралельна (SP); г) паралельно-послідовна (PS)

У випадку компенсацій іншого типу або їх комбінацій складність обчислення параметрів та прогнозування поведінки системи зростає, із збільшенням кількості елементів надійність знижується [26]. Компенсаційні ланки можуть бути або комбінаціями двох та більше конденсаторів на одній стороні або з додаванням послідовних або паралельних додаткових індуктивностей. Можливі й інші

комбінації з ємністю паралельного з'єднання (C) та індуктивністю (L) – наприклад LCC , LCL та ін. Детальний аналіз комбінованих компенсаційних ланок проведено в роботі [26]. Одним з очевидних недоліків таких схем є збільшення кількості пасивних елементів та відповідно додаткові втрати потужності в них й проведення більш складних налаштувань і розрахунків.

Якщо ж компенсуючий конденсатор знаходиться лише з однієї сторони, то це не виконує повною мірою задачі із компенсації реактивної потужності [37], попри дещо менші спотворення форми струму.

Детальний аналіз основних компенсаційних ланок представлений у [16], [24], [26], [37], [38]. Зокрема у роботі [39] визначено, що вибір значень L та C резонансного кола залежить здебільшого від схеми передавальної чи приймальної частини БПЕ, добротності та значення коефіцієнта магнітного зв'язку.

Із чотирьох класичних схем компенсації для ППЕ послідовно-послідовна та послідовно-паралельна найбільш поширені, особливо для безпровідної зарядки [16]. Це обумовлено їх особливостями, оскільки саме вони мають найвищу ефективність за різних умов та за зміни різних параметрів [37], [40].

Компенсації з паралельним конденсатором на первинній стороні (PS і PP компенсації - Рис.1.7 б,г) використовуються рідко [41], [42] через великий вхідний опір, складність обчислень, залежність величини резонансної ємності від коефіцієнта зв'язку та навантаження [43], [44] (Таблиця 1.2), а також інші недоліки.

У послідовно-послідовній компенсації конденсатори послідовно розташовані на первинній та вторинній стороні, як показано на Рис.1.7а. Важливою перевагою цієї схеми компенсації є те, що передана потужність на частоті резонансу не залежить від коефіцієнта зв'язку та опору навантаження і ККД в такому випадку є максимальним [16], [26], [31], [32], [37], [45]-[47]. Для ілюстрації залежності компенсації від коефіцієнту зв'язку необхідно обчислити конденсатори для роботи на резонансній частоті (Таблиця 1.2).

Основний недолік SS компенсації простежується в умовах часткового навантаження, та коли приймач відсутній. В такому разі еквівалентний імпеданс

дорівнює нулю при резонансній частоті і лише паразитичний опір конденсатора та індуктивності обмежують струм [24].

Застосування компенсації SS є більш доцільним для великої потужності зі змінними параметрами навантаження, наприклад, зарядки електричних акумуляторів навантаженням у кілька кіловат [31], [35], [39], [48].

Таблиця 1.2

Передавальна ємність C_p для основних компенсаційних ланок

Схема компенсації	Рівняння
SS	$C_p = \frac{1}{\omega_r^2 \cdot L_p}$
SP	$C_p = \frac{1}{\left(L_p - \frac{M^2}{L_s}\right) \cdot \omega_r^2}$
PS	$C_p = L_p / \left(\left(\frac{\omega_r^2 \cdot M^2}{R} \right)^2 + \omega_r^2 \cdot L_p^2 \right)$
PP	$C_p = (L_p - M^2/L_s) / \left(\left(\frac{M^2 \cdot R}{L_s^2} \right)^2 + \omega_r^2 \cdot (L_p - M^2/L_s)^2 \right)$

Однією із найважливіших переваг SP компенсації є менше значення, а відповідно і розмір приймальної індуктивності, ніж в SS (Рис.1.8) [26], [36], [49], [50]. З Рис.1.8, видно, зі зменшенням частоти резонансу зростає перевага SP компенсації у розмірах приймальної котушки індуктивності. Передавальна індуктивність при обох компенсаційних ланках майже однакова, але вона трохи менша при SP компенсації. Цю особливість SP компенсації доцільно використовувати в біомедичних та інших компактних пристроях, як от безпроводна зарядка для транспорту малої потужності [51]-[53].

У SP компенсації зі збільшенням взаємної індуктивності ефективність системи зростає [24], [26]. Проведений аналіз у роботі [54] визначив, що

ефективність паралельної компенсації на вторинній стороні зі значним навантаженням вища, ніж у послідовній компенсації.

Щодо недоліків, то SP компенсація залежить від коефіцієнту зв'язку і вимагає більшого значення передавальної ємності при високому коефіцієнті магнітного зв'язку (Таблиця 1.2) [16] [32], [39], [49].

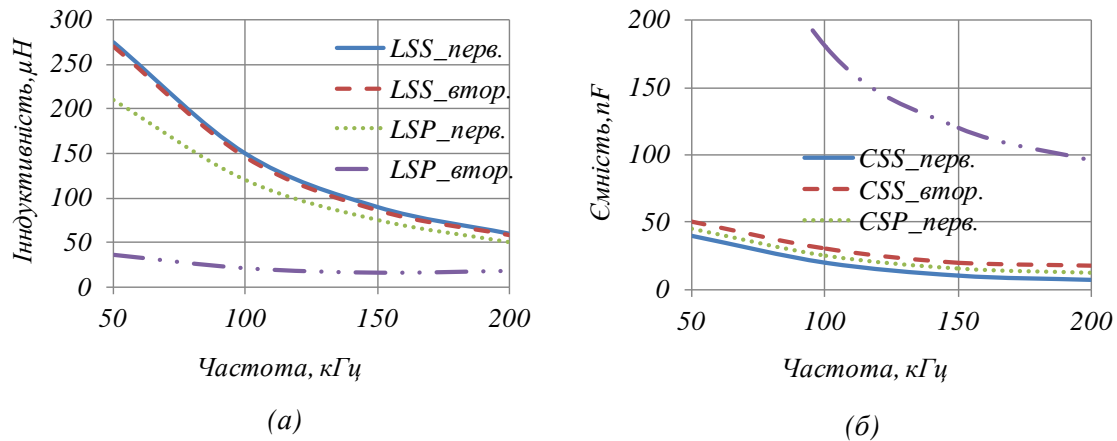


Рис.1.8. Порівняння для SS та SP компенсацій: а) необхідна індуктивність; б) необхідна ємність [45]

З метою візуалізації та покращення сприйняття інформації на основі проаналізованих результатів побудовано пелюсткову діаграму, що порівнює ключові ознаки основних компенсаційних ланок, яка показана на Рис.1.9. Чим більшим є число на діаграмі (тобто далі від центру) і чим більша площа фігури, тим кращою буде схема компенсації порівняно з іншими. Найкращими є компенсації SS та SP в абсолютній більшості параметрів, що порівнювалися [16], [26].

В результаті огляду та порівняння визначено, що компенсації із послідовним розміщенням первинного компенсуючого конденсатора є найбільш ефективними при ІПЕ для зарядних пристроїв серед чотирьох класичних схем [26]. Окрім того, можна узагальнити наступне:

1) На вибір компенсаційних конденсаторів із SS компенсацією не впливає коефіцієнт зв'язку та навантаження. З цього випливає, що система має нижчу чутливість до зміни позиції котушок, ніж SP компенсація та є універсальною в застосуваннях. Вихідний струм на резонансній частоті не залежить від зміни навантаження.

3) Схема SS компенсації може бути рекомендована для практичного застосування у системах із передачею значної потужності (порядку одиниць і десятків кіловат) або/і значної резонансної частоти.

4) SP компенсація потребує прийнятну індуктивність меншого розміру за тієї ж резонансної частоти, що важливо для біомедичних та малопотужних транспортних засобів.

5) При SP компенсації система може ефективно працювати у більш широкому діапазоні навантажень.

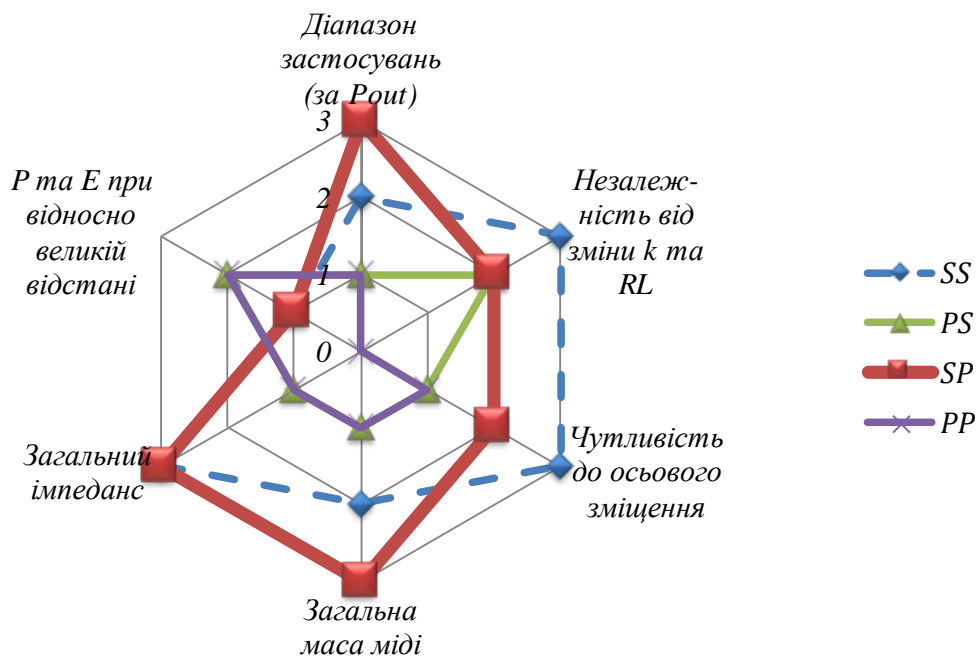


Рис.1.9. Порівняльна діаграма основних компенсаційних ланок

Отже, для компенсації реактивної потужності в магнітно-індуктивній системі ППЕ для зменшення масогабаритних параметрів обрано компенсаційну ланку із послідовно-паралельним розташуванням компенсаційних ємностей.

1.3 Основні проблеми та перешкоди на шляху масового впровадження безпровідної передачі енергії і способи покращення масогабаритних характеристик

З проведеного аналізу в попередньому пункті стає зрозуміло, що пристрої БПЕ охоплюють багато різноманітних сфер застосування. Водночас слід зазначити, що масового поширення набули лише малопотужні безпровідні зарядні пристрої, тоді як потужні безпровідні зарядні пристрої (1 кВт і вище – наприклад для зарядки

електромобілів та електробусів) є дуже обмеженими у практичному використанні та ще не знайшли свого місця на ринку [23], [26]. Для того, щоб зрозуміти причини такої ситуації, необхідно проаналізувати основні проблеми та перешкоди на шляху до масового впровадження БПЕ.

Основне обмеження індуктивної передачі енергії полягає в коефіцієнті магнітного зв'язку, добротності резонансного контуру та ефективності силового перетворювача [16]. Окремо слід звернути увагу на те, що ефективність такої системи залежить безпосередньо від частоти резонансного контуру, яка має співпадати з частотою комутації напівпровідникових ключів [26], [33]. Вирішення цієї проблеми зводиться до використання систем зворотного зв'язку [55] і налаштування частоти комутації [26], [33].

Користувачів також завжди резонно цікавить вплив електромагнітного випромінювання пристроїв БПЕ на здоров'я людини. Це питання також є для частини споживачів стримуючим фактором щодо придбання БЗП. Міжнародна комісія з захисту від іонізуючого випромінювання (ICNIRP) встановила межу внутрішнього електричного поля $1,35 \times 10^{-4} f$, де f - частота електричного поля, а типова межа – 83 В/м. Магнітне поле для тканин людини дорівнює 27 мкТ (21,4 А/м) для магнітного поля [24], [56], [57]. ЕРС витоків має відповідати також більш жорсткому стандарту IEEE C95.1-2345 [58], який пропонує більше розуміння таких фізіологічних ефектів, як нагрівання тканин вище 100 кГц.

Якщо розглядати потужність зарядки порядку 100-200 Вт при частоті менше 100 кГц, то жодної небезпеки для здоров'я людини нема [59], це перевірено на прикладі безпровідної зарядки електроскутера. Випромінювання вже в декількох десятках сантиметрах від котушок є мізерним [24], [26]. У [60] доведено, що навіть при частоті 6,78 МГц та потужності 100 Вт доза випромінювання $4 \text{ Вт} \cdot \text{кг}^{-1}$ (так звана специфічна швидкість поглинання, англ. SAR) для кінцівок є значно нижчою за допустимий ліміт. Доведено [59], що при зарядках потужністю більше 100 Вт можна отримати більше випромінювання на одиницю поверхні шкіри за допустиме стандартами, тільки якщо надовго розмістити частину тіла безпосередньо між передавальною та приймальною котушками індуктивності. Тож безпровідні зарядні

пристрої для малопотужних електричних транспортних засобів є цілком безпечними для здоров'я людей.

Ще одне обмеження таких систем полягає в низькій ефективності при значній відстані передачі [26], [32], [61]. Як буде висвітлено нижче, при збільшенні відстані передачі або боковому зсуві котушок індуктивності суттєво зменшується коефіцієнт магнітного зв'язку між індуктивностями, що в свою чергу збільшує індуктивність розсіювання [26], [62], [61]. Наслідком цього є збільшення реактивної потужності по відношенню до потужності, що передається до приймача. Також слід зазначити, що внаслідок наявності реактивної потужності в первинному колі всі напівпровідникові елементи та інші компоненти силової частини мають бути розраховані на більшу потужність по відношенню до номінальної.

Щоб компенсувати або мінімізувати залежність ККД від відстані передачі або горизонтальних зміщень звичайно необхідно використовувати котушки індуктивності великого діаметру або декілька передавальних котушок [63], що в свою чергу призводить до великих масогабаритних параметрів.

Урешті-решт, всі перелічені вище проблеми призводять до високої собівартості систем БПЕ. За результатами маркетингового дослідження на ринку України [64], безпроводні зарядні пристрої для мобільних телефонів потужністю 5-20 Вт є дорожчими в середньому у 2-3 рази (Рис.1.10) за дотові аналоги при однаковій потужності заряджання [64].

Рис.1.10 підсумовує якісну відмінність між дотовими та безпроводними зарядними пристроями [16].

Видно, що при однаковій потужності зарядки та ККД собівартість та габарити безпроводних пристроїв значно поступаються дотовим пристроям. Передусім саме ці аспекти обмежують широке впровадження таких систем.

З іншого боку, відсутність контактів та з'єднань між приймачем та передавачем енергії значно підвищує надійність та зручність використання. Це, зі свого боку, спонукає до подальшої роботи з оптимізації та впровадження таких систем.

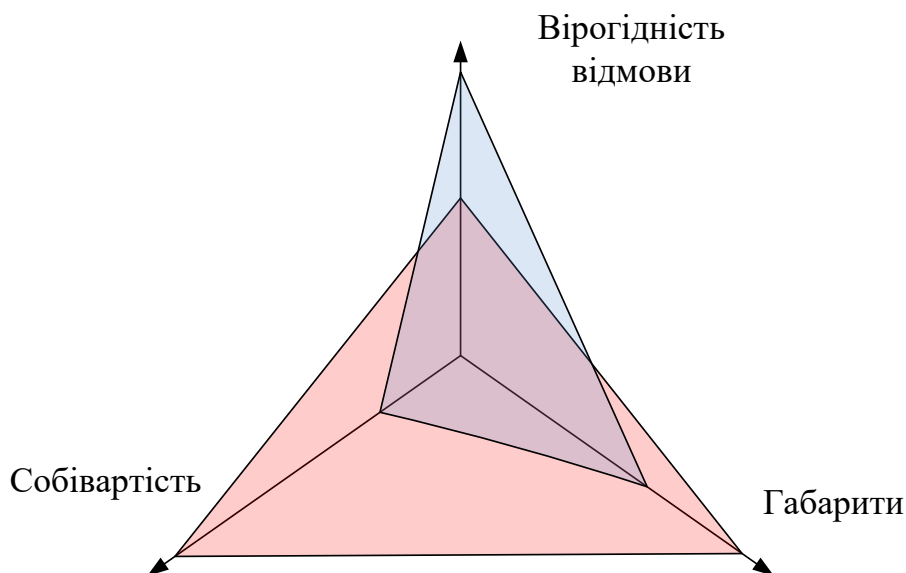


Рис.1.10. Якісне співвідношення між дротовими та безпроводними зарядними пристроями за критеріями собівартості, габаритами та надійністю при однаковій потужності та ККД

Іншим важливим висновком є те, що саме малопотужні пристрої БПЕ мають комерціалізований рівень технологій. Вони мають найбільший попит. В ході маркетингових досліджень держбюджетної теми №0117U007260 [64] в 2020 році було встановлено, що серед безпроводних зарядних пристроїв на ринку можна знайти пристрої потужністю в середньому 10-15 Вт. Малопотужні безпроводні зарядні пристрої для мобільних телефонів на ринку України складають до 25 % від загальної кількості зарядних пристроїв для смартфонів. Отже такий ринок є висококонцентрованим і висококонкурентним.

Водночас, як зазначено в пункті 1.1, стабільно збільшується і, згідно з прогнозами, буде стрімко зростати кількість індивідуального електротранспорту в Україні (електромопеди, електроскутери, електровелосипеди, гіроборди, електросамокати та ін). Такі види електротранспорту переважно мають акумуляторні батареї номінальною напругою 36 та 48 В, і найбільш типовою напругою заряджання від 1 до 2 А.

Аналоги безпроводних зарядних пристроїв потужністю 100-110 Вт відсутні на ринку України і водночас є гостра потреба в БЗП саме такого рівня потужності [64]. З одного боку це створює передумови перспективності налагодження

виробництва. З іншого боку, маркетингові дослідження, шляхом опитування потенційних користувачів показали, що для забезпечення сталого попиту вартість такого пристрою має бути не більшою за 1800 грн (з них собівартість близько 1 тис. грн) [64]. Це зі свого боку свідчить про те, що для зниження собівартості безпровідних зарядних пристроїв та налагодження їх масового виробництва потрібні індустріальні партнери поза межами України. Не в останню чергу це через вартість магнітних компонентів, а саме передавальної і приймальної котушок, оскільки значна частина вартості складають саме котушки індуктивності на феритових пластинах. Тому очевидно, що потрібно оптимізувати (зменшувати) розміри індуктивностей разом зі зменшенням розмірів та вартості самого пристрою БПЕ.

Спосіб зменшити напругу та струм через кожен транзистор є прямим шляхом до зниження напруги на передавальній котушці індуктивності, що веде до зниження її значення самоіндуктивності та розмірів. Відповідно, ще одною проблемою постає вибір схеми інвертора зі зниженою напругою через транзистори. Тому проведено аналіз основних можливих варіантів реалізації БПЕ на основі напівпровідникових перетворювачів з урахуванням основного критерію застосування, а саме масогабаритних параметрів як самого інвертору (кількості транзисторів та необхідних допоміжних елементів схеми). Варто пам'ятати, що основним компонентом для систем БПЕ є магнітна частина, а саме передавальна та приймальна котушки індуктивності, питання проектування та розрахунку яких будуть детально розглянуті в наступних розділах. Нижче представлені деякі схемотехнічні рішення із різними типами компенсаційних ланок, більшість із яких детально описана в [16], [23].

Звісно варто приділити увагу найбільш поширеним класичним топологіям інверторів, котрі використовуються у системах БПЕ.

Напівмостовий інвертор є найпростішою схемою, яка може бути використана у системах БПЕ в якості високочастотного інвертору, та показана на Рис.1.11а [16], [65]. Схема складається лише з двох силових ключів, які управляються одним компліментарним каналом широтно-імпульсної модуляції (ШІМ). Вартість

реалізації такої схеми є найнижчою, хоча, у порівнянні з іншими, більш складними топологіями, ця схема має досить багато недоліків, які вказані нижче.

Інвертор, побудований за повномостовою топологією (Рис.1.11б), є одним з найбільш розповсюджених не лише для використання у системах БПЕ [66], але і для інших застосувань [67]. У порівнянні з напівмостовим перетворювачем, показаним на Рис.1.11а, повномостовий, хоча і має більшу кількість силових ключів, однак, має вдвічі менші статичні втрати у силових ключах. Це пояснюється тим, що струм через кожне плече повномостової схеми буде вдвічі меншим, а відповідно, квадрат струму буде в чотири рази більшим [16]. І хоча кількість силових ключів буде вдвічі більшою, це так само дасть вигоду у два рази по статичних втратах. До того ж, втрати у магнітопроводі котушок індуктивності для повномостової схеми також будуть меншими. Варто зауважити, що повномостовий інвертор може мати режим включення силових ключів при нульовій напрузі, що зменшує динамічні втрати в ключах. Саме із даним класичним рішенням варто порівнювати обраний інвертор щодо різних показників масогабаритних параметрів.

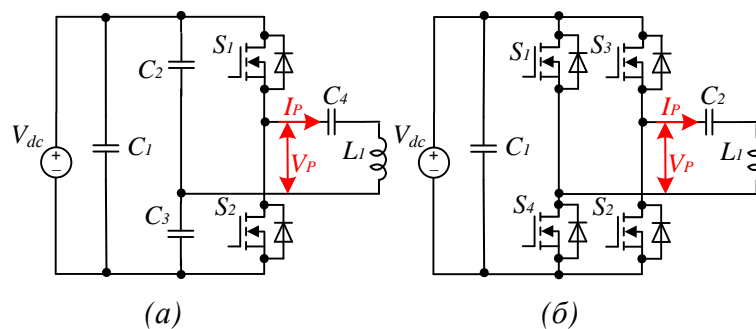


Рис.1.11. Найпоширеніші класичні інвертори в БПЕ: а) напівмостовий;
б) повномостовий

Використовується і інша група топологій інверторів, котра вже давно активно досліджується [16]. У роботі [68] проаналізовано та порівняно запропонований БЗП електричного транспортного засобу на базі імпедансної ланки (в англійській літературі - Z-source network) із більш традиційною схемою БЗП (Рис.1.12б). Завдяки імпедансній ланці, інвертор одночасно регулює вихідну напругу системи без додавання додаткових напівпровідникових перетворювачів (Рис.1.12в).

Інвертор на основі X-імпедансної ланки може як понижувати, так і підвищувати вхідну напругу [69].

Незважаючи на те, що імпедансна ланка зменшує кількість силових напівпровідників у системі, спостерігається збільшення кількості пасивних компонентів порівняно з підвищуючим перетворювачем з одним транзистором. Головний недолік цього факту полягає в тому, що первинна частина системи може мати більший розмір і вагу порівняно з класичними рішеннями. Згідно з [70], конденсатори та напівпровідникові прилади мають більші показники відмов та старіння (відповідно 30 % та 21 %) серед усіх компонентів в електронній системі.

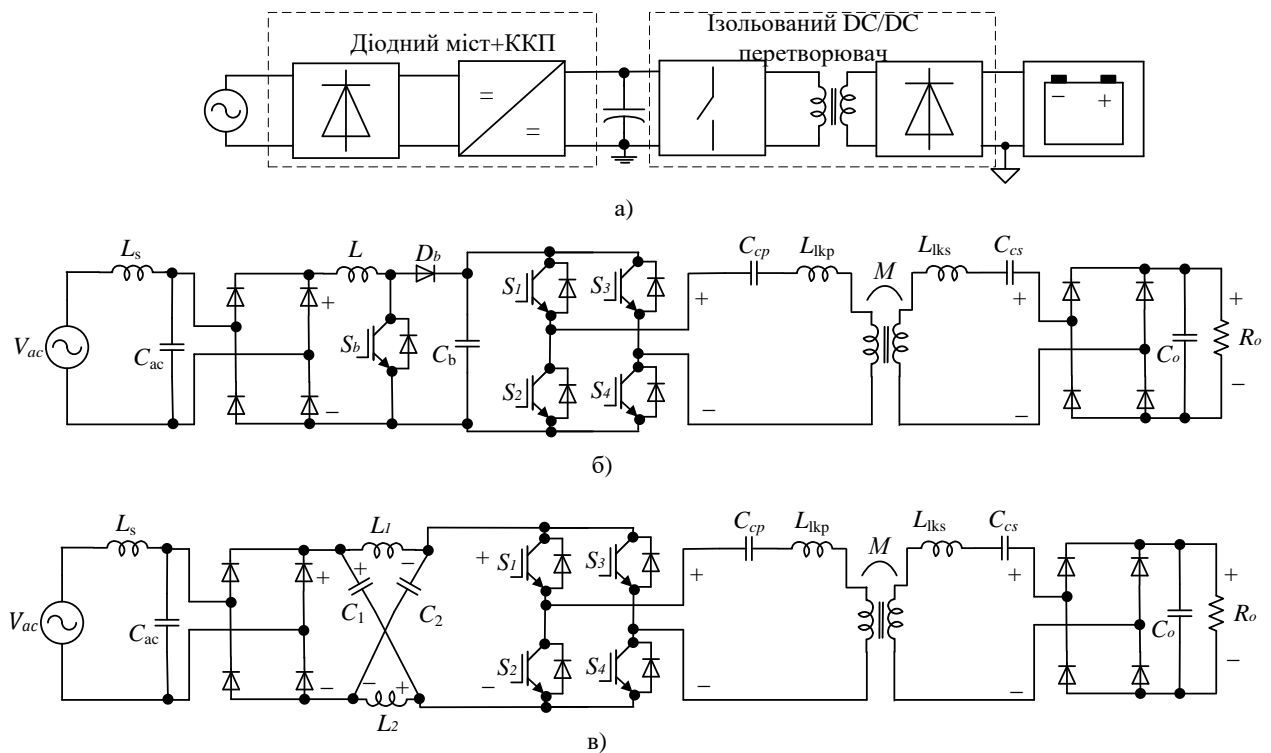


Рис.1.12. Схеми безпровідного зарядного пристрою [68]: а) структурна схема звичайного БЗП; б) типовий підвищуючий перетворювач в БЗП; в) запропонований БЗП на основі імпедансної ланки

Іншим недоліком вважається обмежене використання напруги ланки постійного струму на вході інвертора, адже нульова напруга, яка відповідає режиму повної провідності, коли відкриті всі транзистори, обмежує максимальне діюче значення вихідної напруги інвертора [69]. Це призводить до необхідності підвищувати амплітуду напруги ланки постійного струму, що є небажаним для напівпровідникових приладів, а в деяких випадках суттєво звужує можливості

їхнього застосування [16].

Розширюючи тему імпедансних ланок, не можна не приділити увагу схемам інверторів із одним транзистором. Здавалося б на перший погляд, що інвертори з одним транзистором (модифікований інвертор з імпедансною ланкою (Рис.1.13а) та класичний інвертор Е-класу (Рис.1.13б)) будуть очевидно кращим рішенням для мінімізації системи БПЕ просто з причини меншої кількості напівпровідників, а габарити силової частини передавальної ДП відповідно будуть меншими.

Як видно зі структури запропонованого рішення (Рис.1.13а), його можна розділити на дві основні частини. Перша - це імпедансна ланка, яка виконує роль генератора напруги (1), а друга частина складається з передавальної (2) та приймальної (3) котушок разом з випрямлячем (не показано) на вторинній стороні.

Імпедансна ланка інвертора складається з пасивних елементів (а саме: двох конденсаторів та двох котушок індуктивності) та двох активних елементів [63]. У цій топології транзистор S_2 використовується як ключ для перемикання топології між двома послідовними (C_{z1}, L_{z2} і C_{z2}, L_{z1}) та двома паралельними (C_{z1}, L_{z1} і C_{z2}, L_{z2}) резонансними контурами. Реактивні елементи імпедансної ланки зазвичай налаштовані на резонансну частоту, яка є нижчою, ніж частота комутації, для того, щоб зменшити пульсації [71]. У такому разі елементи імпедансної ланки налаштовані так, щоб мати резонанс для половини частоти комутації. Це призведе до того, що квазісинусоїдальна напруга буде на індуктивностях імпедансної ланки.

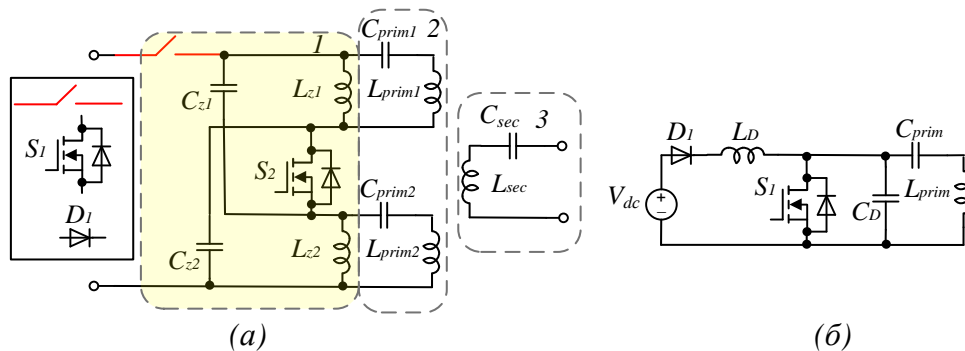


Рис.1.13. Топології інверторів з одним транзистором: а) з імпедансною ланкою [63]; б) інвертор Е-класу

Частина недоліків представленого рішення пов'язані з обмеженою керованістю системи. Перемикання транзистора відбувається не при нульовій

напрузі, що звісно впливає на довговічність та надійність системи. Традиційну надійну та просту ШІМ до керування модифікованим інвертором з імпедансною ланкою також застосовувати не можна через особливості роботи, оскільки транзистор фактично завжди є відкритий. Інвертор і загальну схему БПЕ складно аналізувати математично та моделювати, є високі вимоги до точності пасивних компонентів.

У разі двох передавальних котушок індуктивності топологія на Рис.1.13а не може керувати кожною передавальною котушкою індуктивності незалежно, оскільки в колі доступний лише один елемент керування [63]. В результаті схема буде несиметричною, до того ж таке рішення не буде оптимальним через великі розміри котушок. Використання кількох передавальних котушок індуктивності є одним із підходів до підвищення ефективності передачі енергії в практичних застосуваннях. Їх використання збільшує ефективну площу передачі і зміна коефіцієнту зв'язку відбувається більш повільно при горизонтальному зміщенні між передавальними та приймальною котушками індуктивності.

Класичний інвертор Е-класу також має у своєму складі лише один транзистор (Рис.1.13б). При практичному застосуванні варіації коефіцієнта зв'язку та навантаження значно знижують ефективність передачі енергії, оскільки система працює за межами номінальних умов, за яких умови перемикавання при нульовому струмі інвертора Е-класу не досягаються [72]. В такій системі необхідно підтримувати номінальну вихідну напругу з високою ефективністю передачі енергії. Тому звичайно в практичних застосуваннях для роботи на значному діапазоні зміни коефіцієнту зв'язку та навантажень необхідно додавати dc/dc перетворювачі на первинній та вторинній сторонах [72]. Відповідно, у такий спосіб ускладнюється загальне керування системою БПЕ (оскільки потрібне керування на обох сторонах dc-dc перетворювачами), з'являються додаткові напівпровідникові елементи (зокрема транзистори на вторинній стороні), що нівелює перевагу інвертора Е-класу в плані лише 1 транзистора. В даному випадку вирішальний недолік використання інвертора Е-класу полягає у високій напрузі на напівпровідникових елементах, яка може бути до 3,5 разів вище вхідної напруги

постійного струму [71]. Це суттєво збільшить значення та розміри передавальної котушки індуктивності, а також знижує довговічність та надійність елементів на шляху протікання струму з високою напругою та збільшує втрати потужності.

Крім вищезазначених, є суттєві недоліки, через які типи інверторів з одним транзистором не будуть використовуватись в даній роботі. Напруга на транзисторі, і, відповідно, котушці індуктивності є більшою аніж напруга на вході. Це збільшує розміри магнітної частини і навантаження на елементи. А через вищевказані сукупні недоліки перевага у зменшенні розмірів силової частини первинної ДП буде не такою відчутною.

Отже можна зробити наступний головний висновок: розглянуті інвертори не дають змоги знизити розмір масогабаритних параметрів магнітної складової системи БПЕ, оскільки на передавальній індуктивності напруга буде такою ж, як на вході інвертора або більшою. Саме тому в наступному розділі буде представлений інший підхід до вирішення цієї важливої проблеми на основі нетрадиційних топологій інверторів для БПЕ.

Отже, потрібно перш за все зменшити масогабаритні параметри магнітних компонентів та друкованої плати приймальної частини БЗП для заряджання акумуляторних батарей індивідуальних електричних транспортних засобів.

1.4 Висновки до розділу 1

1. Згідно огляду джерел інформації та аналізу ринку зарядних пристроїв для транспортних засобів, визначено, що тема БПЕ є і буде надзвичайно актуальною у наступні роки у зв'язку зі збільшенням попиту на малопотужні індивідуальні електричні транспортні засоби та перевагами індуктивного способу БПЕ порівняно із дротовими зарядними пристроями.

2. Встановлено, що одним із обмежень масового поширення систем БПЕ та БЗП, є збільшені в 2-3 рази масогабаритні параметри БЗП порівняно із дротовими аналогами, тому потрібно зменшувати фізичні розміри та вагу пристроїв з метою підвищення їх конкурентоздатності та більшої привабливості для споживачів. Після аналізу ринку України виявлено, що аналоги БЗП для заряджання

низьковольтних акумуляторних батарей індивідуального електротранспорті відсутні взагалі (в тому числі і в діапазоні 50-1000 Вт), що робить актуальною дану тематику.

3. Для дослідження та реалізації системи БПЕ та БЗП в ході огляду способів БПЕ обрано індуктивно-резонансний спосіб безпроводної передачі енергії через сукупність переваг перед іншими а також через найбільш масове поширення і стандартизацію подібних пристроїв.

4. За результатами огляду джерел інформації визначено резонансну частоту для БЗП малопотужного електротранспорту, 150 кГц. Встановлено, що інтенсивність електромагнітного випромінювання за рівня потужності передачі до кількох сотень ват та частоти 100-300 кГц не виходить за встановлені допустимі межі, а отже подібні БЗП будуть цілком безпечним для людини.

5. Вперше запропоновано класифікацію компенсаційних ланок для ППЕ, і визначено, що для більш ретельного огляду та фінального вибору доцільно розглядати лише класичні базові компенсаційні ланки.

6. Після проведеного детального огляду, аналізу та порівняння компенсаційних ланок обрано послідовно-паралельну компенсацію. Визначено, що системи з SP компенсацією ефективно працюють із більш широким діапазоном навантажень, ніж SS компенсація та найголовніше - дозволяють зменшити розміри передавальної та особливо приймальної котушок індуктивності.

7. Проведено аналіз сучасних напівпровідникових рішень для реалізації малопотужних БЗП для електротранспорту та розглянуто класичні інвертори і особливості їх застосування в системах БПЕ. За результатами аналізу зроблено висновок, що для мінімізації масогабаритних параметрів магнітної частини системи БПЕ потрібно застосовувати некласичну топологію інвертора.

Посилання: [1-72] див. список використаних джерел стор. 117-125.

РОЗДІЛ 2

НОВИЙ БАГАТОРІВНЕВИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ ДЛЯ БПЕ НА ОСНОВІ ІНВЕРТОРА Т-ТИПУ

Згідно поставленої мети дисертаційного дослідження, потрібно забезпечити зменшення масогабаритних розмірів системи БПЕ. Водночас, мінімізація системи не повинна суттєво вплинути на ефективність роботи системи. Як відомо, окрім первинної та вторинної частини, в багатьох випадках (особливо при збільшенні потужності передачі) найбільші габарити має саме магнітна частина системи, тобто передавальна та приймальна котушки індуктивності. Вибір, застосування та керування інвертором напруги, котрий може зменшити струм через напівпровідники та котушки індуктивності, допоможе передусім зменшити саме цю складову.

В даному розділі проведено опис запропонованої системи БПЕ на основі інвертора Т-типу та розділеними індуктивностями на приймальній стороні. Проведено дослідження складових компонентів системи БПЕ, а саме компенсаційних ланок та котушок індуктивності з покращеними масогабаритними параметрами. Це необхідно для кращого розуміння електричних і електромагнітних процесів в системі, оскільки таке рішення в представленій комбінації ще не було аналітично описане в літературі.

Врешті, виконано розрахунок, моделювання, аналіз та порівняння магнітних компонентів систем БПЕ на базі інвертора Т-типу та класичної системи із однією та двома передавальними котушками індуктивності при двох різних компенсаційних ланках та різних варіаціях, щоб довести переваги обраного рішення з погляду масогабаритних параметрів.

2.1 Запропонована система БПЕ на основі інвертора Т-типу та розділеними індуктивностями на приймальній стороні

На Рис.2.1 зображено запропоновану схему багаторівневого перетворювача для БПЕ [73]-[75]. Перетворювач на первинній стороні складається з

повномостового трирівневого інвертора Т-типу, підключеного до двонаправлених допоміжних напівпровідникових перемикачів.

Інвертор Т-типу з підключенням в середній точці вперше запропонований для використання в системі БПЕ разом з двома розділеними передавальними котушками індуктивності. Це забезпечує ряд переваг порівняно з іншими багаторівневими інверторами: менший загальний розмір та більш прості принципи роботи, менший коефіцієнт гармонік, менші статичні втрати, менша кількість напівпровідників [76]-[78]. При збільшенні рівнів входної напруги, загальний рівень напруги на елементах схеми інвертора зменшується, що призводить до збільшення довговічності та надійності елементів, напруга та форма струму на виході інвертора покращуються за рахунок збільшення рівня напруги під час передачі енергії. Найважливішою перевагою інвертора Т-типу в такому разі є те, що лише половина напруги постійного струму подається на первинну котушку індуктивності, що, в свою чергу, зменшує значення первинної індуктивності та розмір котушки [74], [78], [79].

Як результат, завдяки всім вищезазначеним конструктивним особливостям, у перетворювачів Т-типу з підключенням в середній точці (neutral point clamped (NPC)), статичні втрати в напівпровідниках та котушці індуктивності значною мірою зменшуються, а ефективність підвищується і має вищі значення, ніж класичні NPC та двоурівневі інвертори [79].

Розділення передавальних котушок зменшить статичні втрати і загальний діаметр первинної індуктивності [74]. Застосування двох пов'язаних передавальних котушок індуктивності на одному феритовому осерді зменшує загальні розміри магнітних компонентів на первинній стороні. Крім того, в даному випадку коефіцієнт зв'язку між ними вважається постійним, що спрощує певні розрахунки системи. Також таке рішення зменшує струм через кожну котушку індуктивності. Це призводить до нижчого загального опору передавальних котушок, що, в свою чергу, збільшує добротність та ефективність передачі енергії.

Послідовно-паралельна ланка компенсації в системі БПЕ дозволяє покращити масогабаритні параметри магнітних компонентів, зменшуючи розміри

приймальної та передавальної котушки індуктивності а також ефективно працювати із ширшим діапазоном навантажень [16], [26].

Принцип роботи запропонованої схеми на Рис.2.1 наступний: постійний струм подається на інвертор Т-типу, далі енергія передається на вторинну сторону через первинні котушки індуктивності з повітряним зазором (Рис.2.1). Вихідний струм випрямляється пасивним повномостовим випрямлячем, фільтрується і подається на навантаження.

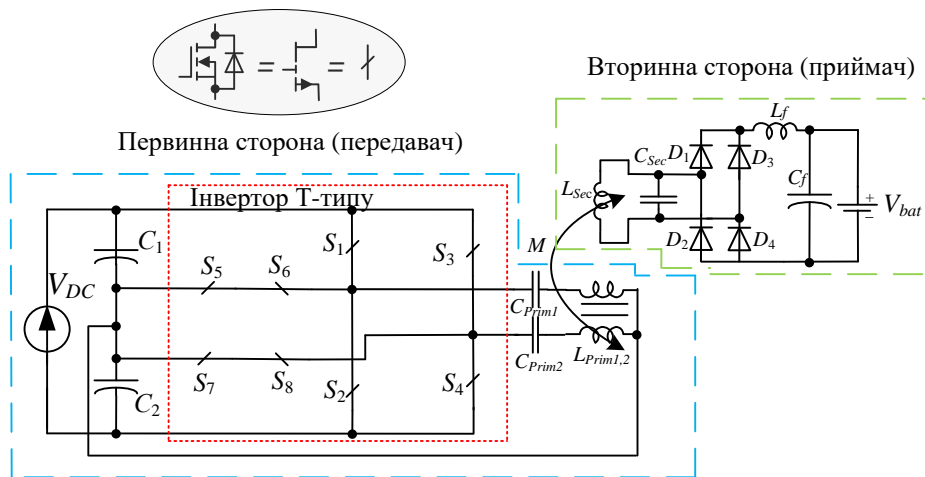


Рис.2.1. Запропонований перетворювач ППЕ

На зображеній схемі V_{dc} є джерелом вхідної напруги постійного струму; C_1 , C_2 — вхідні конденсатори; S_1 - S_4 — ключі однофазного повномостового інвертора; S_5 , S_6 і S_7 , S_8 — допоміжні двонаправлені ключі; $L_{prim1,2}$ — розділені первинні котушки індуктивності; C_{prim1} , C_{prim2} — первинні компенсаційні ємності; L_{sec} — вторинна котушка індуктивності; C_{sec} — вторинна компенсуюча ємність; D_1 - D_4 — мостовий випрямляч; C_f — конденсатор фільтра; L_f - індуктивність фільтра; V_{bat} — акумуляторна батарея.

Дослідження системи БПЕ починається із розрахунку магнітних компонентів – котушок індуктивності та компенсаційних конденсаторів як найбільш важливих складових системи ППЕ.

2.2 Розрахунок пасивних компонентів компенсаційної ланки схеми БПЕ на основі інвертора Т-типу

В [45], [54], [16] визначено чіткий порядок розрахунку передавальної та приймальної котушок індуктивності, а також компенсуючих конденсаторів.

Насамперед, в якості вхідних параметрів необхідно визначитися з потужністю навантаження та очікуваним коефіцієнтом зв'язку k між індуктивностями, тобто відстанню.

На другому етапі, враховуючи значення k , навантаження R_L та резонансну частоту ω_{res} можна визначити індуктивність приймального контуру L_{sec} , враховуючи значення коефіцієнту відповідності навантаження γ [16]. Резонансна частота обирається у відповідності до стандартів з одного боку, та у відповідності до можливостей напівпровідників та допустимих втрат з іншого.

Після розрахунку приймальної індуктивності, можна вирахувати значення передавальної індуктивності L_{prim} , знаючи всі вище згадані параметри та співвідношення напруги між приймальною та передавальною сторонами. Це може бути напруга акумулятору з одного боку, та напруга мережі з іншого.

Фінальним етапом є розрахунок компенсуючих конденсаторів у відповідності до нижче наведених формул.

З одного боку очевидно, що чим більшим буде значення індуктивностей, тим меншою буде реактивна потужність, з іншого боку – реальний розмір котушок індуктивностей є обмеженим, до того ж не в усіх випадках збільшення індуктивності призводить до підвищення ефективності [16], [78].

Для оптимального вибору індуктивності вводять таке поняття як коефіцієнт відповідності навантаженню γ (англ. load matching factor), який виражається наступним чином [45]:

$$\gamma = \frac{R_L}{\omega_{res} \cdot L_{sec}} \Rightarrow L_{sec} = \frac{R_L}{\omega_{res} \cdot \gamma} \quad (2.1)$$

Коефіцієнт відповідності навантаженню описує, наскільки резонансний контур пристосований до навантаження [80]. В багатьох роботах [45], [80] було

показано, що у випадку SS компенсації коефіцієнт відповідності навантаженню варто обирати близьким до коефіцієнту індуктивного зв'язку:

$$\gamma \approx k. \quad (2.2)$$

З наукових публікацій [45], [80] також відомо, що індуктивність передавальної частини визначається співвідношенням між очікуваною первинною вхідною V_1 та вторинною вихідною V_2 напругами:

$$L_{Prim} \approx L_{Sec} \left(\frac{V_1}{V_2} \right)^2. \quad (2.3)$$

Аналогічні вирази існують і для SP компенсації [45]:

$$\gamma \approx \frac{1}{k} \sqrt{1+k^2}, \quad (2.4)$$

$$L_{Prim} \approx L_{Sec} \left(\frac{8 \cdot V_1}{k \cdot \pi^2 \cdot V_2} \right)^2. \quad (2.5)$$

З наведених вище формул видно, що при SS компенсації, за однакових умов, коефіцієнт відповідності навантаженню менший ніж у випадку SP компенсації, що зі свого боку означає, що індуктивності передавальної і приймальної ланки мають бути більшими [16].

Щоб зрозуміти особливості компенсаційної ланки, її потрібно детально проаналізувати та сформулювати основні критерії розрахунку. Нижчепредставлені формули показують як обрати ємності в первинному та вторинному колах. Вони залежать від розрахованих раніше значень індуктивностей та взаємоіндуктивності і повинні бути налаштовані на резонансну частоту.

Рис.2.2 демонструє принцип роботи компенсаційної ланки для SP рішення [16], [33], [54].

Рис.2.2а показує конфігурацію передавальної та приймальної ланки, де L_{Prim} передавальна та L_{Sec} вторинна індуктивності.

На Рис.2.2б показано, що у випадку компенсації доцільно використовувати схему заміщення на основі трансформатора. Взаємоіндукція M за такої умови виражається наступною формулою:

$$M = k \sqrt{L_{Prim} \cdot L_{Sec}}, \quad (2.6)$$

де коефіцієнт k це коефіцієнт магнітного зв'язку між первинною та вторинною індуктивністю.

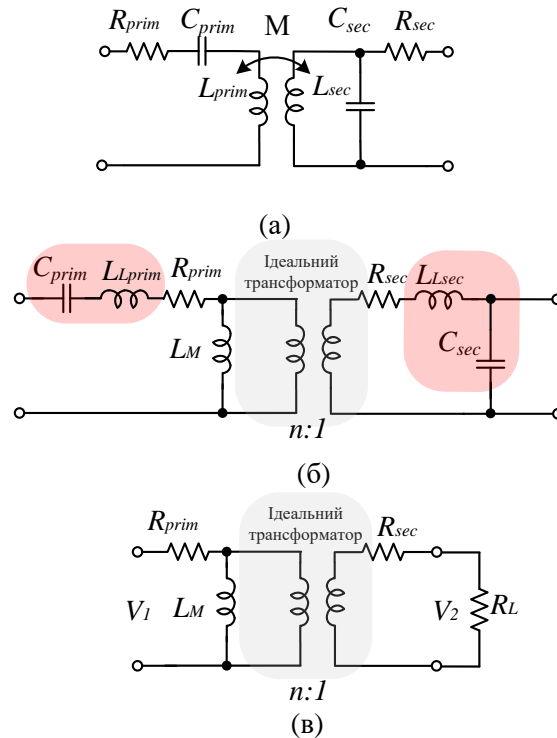


Рис.2.2. Принцип дії компенсації на прикладі SP ланки

Параметри повітряного трансформатора виражаються у такий спосіб:

$$L_M = k^2 L_{Prim}, \quad (2.7)$$

$$L_{LPrim} = (1 - k^2) \cdot L_{Prim}, \quad (2.8)$$

$$n = k \cdot \sqrt{\frac{L_{prim}}{L_{Sec}}}, \quad (2.9)$$

де L_M індуктивність намагнічування, L_{LPrim} , L_{LSec} - індуктивності розсіювання та n - співвідношення витків, виражаються через ті самі базові величини, що і у випадку Т-подібної еквівалентної схеми.

Ємність C_P у первинному колі розраховується за наступною формулою:

$$C_{prim} = \frac{1}{\left(L_{Prim} - \frac{M^2}{L_{Sec}}\right) \cdot \omega_{res}^2} = \frac{1}{L_{Prim} (1 - k^2) \cdot \omega_{res}^2}. \quad (2.10)$$

Водночас значення передавальної індуктивності в первинному контурі буде повністю скомпенсоване. Варто зауважити, що на відміну від SS компенсації у такому разі для оптимальної роботи ППЕ ємність у первинному колі варто обирати, враховуючи очікуваний коефіцієнт зв'язку між індуктивностями. SP компенсацію можна успішно використовувати за фіксованої відстані між котушками індуктивності при малому опорі навантаження [16], [81].

Для вторинного кола розрахунок буде наступним:

$$C_{Sec} = \frac{1}{\omega_{res}^2 \cdot L_{Sec}}. \quad (2.11)$$

Як наслідок такого підходу, можна побачити еквівалентну схему на Рис.2.2в. З еквівалентної схеми можна розрахувати вхідний опір Z_{IN} за умови повної компенсації:

$$Z_{IN} = \frac{n \cdot R_L \cdot \omega_{res}^2 \cdot L_M^2}{n^2 \cdot R_L^2 + \omega_{res}^2 \cdot L_M^2} + j \cdot \frac{n^2 \cdot R_L^2 \cdot \omega_{res} \cdot L_M}{n^2 \cdot L_L + \omega_{res}^2 \cdot L_M^2}. \quad (2.12)$$

Головним висновком є те, що вхідний опір має реактивну складову навіть за умов повної компенсації, яка залежить від індуктивності намагнічування [16]. У разі, якщо приймальна котушка індуктивності у приймальному контурі буде значно віддалена від передавальної, це рівнозначно короткому замиканню на вході. При значному віддаленні приймальної та передавальної котушок індуктивності одна від одної, в залежності від робочої частоти реактивна потужність в первинному колі буде зростати, в той час як енергія, яка досягає приймальної котушки буде значно зменшуватись.

2.3 Порівняльний аналіз обраного рішення із аналогічною системою БПЕ на базі класичного повномостового інвертора

Як було вже зазначено у попередніх розділах, система БПЕ складається з кількох частин, які включають як напівпровідникові перетворювачі електричної енергії, так і ланку БПЕ. Якщо напівпровідникові перетворювачі для систем БПЕ по суті мало чим відрізняються від перетворювачів, які застосовуються в інших

сферах застосувань, то ланка БПЕ є саме тією складовою, яка має низку особливостей, що потрібно враховувати під час розробки системи.

Правильний вибір, розрахунок параметрів та розробка конструкції магнітних компонентів системи БПЕ є ключовим фактором забезпечення високої ефективності передачі енергії та зменшення масогабаритних параметрів котушок, що особливо важливо у наш час – час мініатюризації електронного обладнання. Даний підрозділ спрямований на зменшення котушок індуктивності, які використовуються для індуктивної передачі енергії.

Огляд і аналіз різних форм котушок індуктивності, форм та матеріалу магнітних осердь та питання екранування магнітного потоку проведено в роботах [61], [62], [78] здобувачем особисто. З огляду переваг, найчастіше використовують котушки індуктивності круглої форми з прямокутними або квадратними феритовими пластинами, тому саме така конфігурація обрана за базову для подальших досліджень.

Як буде доведено далі, навіть для передачі потужності близько 100 Вт потрібно котушки індуктивності досить значного розміру, особливо якщо брати для розрахунку вхідну напругу при класичному повномостовому інверторі. Тому існує проблема доцільності виготовлення та використання магнітних елементів значного розміру. Використання інвертора Т-типу покращує ситуацію, зменшуючи значення самоіндуктивності та габаритів котушок. Проте масогабаритні параметри котушки індуктивності можливо оптимізувати ще більше.

Для цього вперше запропоновано використання двох розділених передавальних котушок індуктивності з підключенням в середній точці.

В комплексі із двома інверторами Т-типу це зменшує струм через перемикачі та кожну передавальну котушку індуктивності, зменшуючи тим самим статичні втрати та підвищуючи ефективність системи [74]. Розділення передавальних котушок зменшить їх власний опір - а відповідно збільшить добротність та ефективність передачі енергії.

Перш за все, застосування двох розділених передавальних котушок індуктивності на одному феритовому осерді (що зменшить в 2 рази кількість

фериту порівняно із двома звичайними передавальними котушками) зменшує загальні габаритні розміри магнітних компонентів на первинній стороні. В результаті розмір феритової пластини зменшиться, що призведе до підвищення надійності та механічної стійкості магнітної частини приймача. Крім того, в даному випадку коефіцієнт зв'язку між ними вважається постійним, що спрощує певні розрахунки системи [74].

Модель котушок розроблена та досліджена в ANSYS Electrimagnetic Suite з використанням методу скінченних елементів (МСЕ). Моделювання котушок індуктивності проведено майже у тому самому порядку, як і для класичних котушок індуктивності [62]. Передавальні котушки знаходяться зверху, а знизу приймальна котушка індуктивності (Рис.2.3).

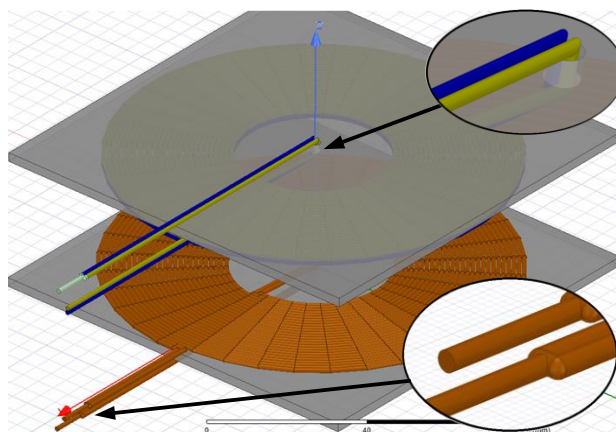


Рис.2.3. Розроблена модель котушок для БПЕ із двома розділеними передавальними індуктивностями

Первинна котушка індуктивності складається з двох котушок, паралельно з'єднаних на одному виводі. Один кінець виводів котушки проведений через отвір у фериті. У такий спосіб вони не заважають котушкам розташовуватись якомога ближче одна до одної і не спотворюють магнітний потік. Обидві первинні котушки індуктивності мають однакову кількість витків. Вони розташовані в два шари, один над іншим. Це рішення зменшує кількість фериту, а також загальні розміри магнітних компонентів на первинній стороні.

Вторинна котушка індуктивності складається з подвійних витків в один шар (зображено на Рис.2.3 збільшеним фрагментом). Обмотка котушки з подвійними

витками зменшує власний опір котушки при однаковому значенні самоіндуктивності та збільшує добротність. Це також збільшує максимальний струм, який пропускає вторинна котушка індуктивності [81].

При розрахунках і моделюванні котушок індуктивності враховано ще декілька важливих проблем, виявлених і досліджених в процесі роботи над дисертацією, щодо габаритних розмірів котушок індуктивності.

Встановлено [45], [62], що задля забезпечення високого коефіцієнту зв'язку внутрішній радіус котушки індуктивності повинен дорівнювати приблизно половині зовнішнього радіуса або менше. Діаметр провідника, відстань між витками та розділення обмоток не мають суттєвого впливу на коефіцієнт зв'язку [24], [45]. Добротність можна збільшити через зниження опору постійному та змінному струмові шляхом використання літцендрату збільшеного діаметру.

На основі моделювання встановлено, що збільшення зовнішнього діаметра котушки індуктивності та діаметра літцендрату призводить до зменшення загальних втрат та збільшення коефіцієнта зв'язку та підвищення ефективності системи [73]. Це означає високий коефіцієнт зв'язку через більшу площу котушки індуктивності та низькі втрати потужності. Однак в реальності завжди слід пам'ятати про баланс технічної необхідності, механічної міцності, загальних розмірів та економічної доцільності.

Виявлено, досліджено і доведено інший факт: площі передавальної та приймальної котушок повинні бути приблизно однаковими для забезпечення якомога вищої ефективності передачі енергії [73]. За таких умов будуть найменші втрати потужності в котушках індуктивності і найвищий коефіцієнт зв'язку. Це можна пояснити тим, що в такому разі зовнішній та внутрішній діаметри обох котушок будуть приблизно однаковими. Також більший діаметр котушки на вторинній стороні забезпечить більше струму.

Тобто в даному випадку фінальне рішення може бути або із дротом більшого діаметру для задоволення вимоги вище, або є альтернативний варіант із подвійною намоткою вторинної котушки індуктивності дротом того ж самого діаметру, що і первинна. Оскільки на ринку доступний відносно обмежений діапазон діаметрів

літцендрату, то досить важко підібрати такий діаметр літцендрату, щоб забезпечити і потрібне значення самоіндуктивності і зовнішній діаметр вторинної котушки за таких умов дорівнював первинній.

При дослідженні котушок індуктивності різних номіналів і розмірів було встановлено, що у разі простої обмотки вторинної котушки індуктивності дротом більшого діаметру втрати у цій же котушці будуть дещо меншими через менший опір витків котушки [73]. При розрахованій приймальній котушці номіналом 16,7 мкГн з діаметром дроту 2,2 мм зі звичайною обмоткою порівняно із рішенням з подвійною обмоткою дротом меншого діаметру (1,2 мм, як в первинних котушках) різниця в загальних втратах буде складати буде 0,5 Вт. Тому і зроблено на практиці альтернативне рішення по подвійній намотці, але з більшою самоіндуктивністю номіналом 24 мкГн. Зовнішні та внутрішні діаметри первинної та вторинної котушок за таких умов однакові. Порівняно із рішеннями в 16,7 мкГн із дротом збільшеного діаметру, різниця у загальних втратах складає лише 0,3 Вт. З огляду на вартість більша кількість дроту меншого діаметру має приблизно однакову ціну із меншою кількістю дроту більшого діаметру.

Врешті, враховуючи вищезазначене, розділені первинні котушки індуктивності були розраховані та виготовлені для перевірки та експериментів з номінальним значенням 90 мкГн кожна і приймальна котушка з номінальним значенням 24 мкГн. Коефіцієнт зв'язку для розрахунку взято 0,7. Коефіцієнт зв'язку між первинними котушками дорівнює 0,97.

Для підтвердження переваг запропонованого рішення проведено комплексний аналіз та обґрунтування фінального рішення (представлено кількісними і якісними показниками) шляхом моделювання замкнутої системи із GaN транзисторами із двома типами інверторів та різними комбінаціями розрахованих індуктивностей і компенсаційних ланок.

Вхідна напруга для розрахунку пасивних компонентів компенсуючої ланки повномостового (англ. Full-Bridge-FB) інвертора (Рис.1.12) складає 310 В. Напруга на транзисторах інвертора Т-типу ділиться і буде вже 155 В, що згідно з формулами (2.3), (2.5) зменшить номінал передавальної індуктивності (варіанти 1-5 в

Таблиці 2.1). Частота роботи транзисторів і резонансна частота дорівнює 150 кГц. Еквівалентний опір складає 27,5 Ом, що відповідає напрузі заряджання акумуляторних батарей на виході 55 В та струм 2 А для вихідної потужності 110 Вт. В Таблиці 2.1 представлено результати розрахунку номіналів самоіндуктивностей котушок для різних комбінацій використання.

Всі розрахунки проведено для $k = 0,7$ між передавальною та приймальною котушками індуктивності. З формул для SP компенсації (2.1), (2.4), (2.5) та для SS компенсації (2.1)-(2.3) видно, що чим менший коефіцієнт зв'язку, тим більшими будуть розраховані значення котушок індуктивності. Це пояснюється тим, що при слабшому коефіцієнті зв'язку потрібні більші котушки за значенням, а відповідно і габаритами, щоб передати ту саму потужність. Всі індуктивності мають однаковий внутрішній діаметр значенням 40 мм для спрощення моделювання, розрахунків та порівняння.

Напруга на транзисторах у випадку інвертора Т-типу зменшується в 2 рази, тоді як згідно з розрахунками [45], [74] та моделюванням, значення однієї первинної самоіндуктивності зменшується в 4 рази при SP-компенсації (2.5) та розділених котушках індуктивності (варіант 3 порівняно з варіантом 7 – Таблиця 2.1). При розділених же індуктивностях та подвійному інверторі Т-типу (варіант 2) зменшення значення L_{prim} буде у 8 разів порівняно із однією первинною котушкою для класичного повномостового інвертора (варіант 7). Якщо порівнювати запропоноване рішення (варіант 2) із класичним інвертором з SS компенсацією (варіант 9), то перевага буде майже в 15 раз. Взагалі, із використанням SP компенсації не тільки первинна котушка індуктивності буде менша за значенням, а й вторинна також (варіанти 2,3,6,7).

В першому рядку Таблиці 2.1 (варіант 1) представлена виготовлена вторинна котушка індуктивності для фінальних експериментів, яка має дещо більше значення самоіндуктивності на противагу розрахованому. Це зроблено з метою збільшення ефективної площі котушки та зрівняння зовнішніх діаметрів первинної та вторинної котушок, про що вже було згадано та це підтверджено автором у відповідних дослідженнях.

Порівняльна таблиця розрахунків параметрів при різних комбінаціях інверторів, компенсаційних ланках та котушках індуктивності

<i>№</i>	<i>Топологія інвертора та вид передавальних котушок (ки)</i>	<i>Компенсаційна ланка</i>	<i>Значення передавальних індуктивностей, мкГн</i>	<i>Значення приймальної індуктивності, мкГн</i>
1	Т-тип (подвійний) + розділені котушки – фінальний варіант	SP	180 (90+90)	24
2	Т-тип (подвійний) + розділені – розрахунок	SP	178 (89+89) 2x89	16,7
3	Т-тип + звичайна котушка	SP	178	16,7
4	Т-тип (подвійний) + розділені	SS	331 (165,5+165,5)	41,7
5	Т-тип + звичайна	SS	331	41,7
6	Повномостовий подвійний + розділені	SP	713 (356+356)	16,7
7	Повномостовий + звичайна	SP	713	16,7
8	Повномостовий подвійний + розділені	SS	1324 (662+662)	41,7
9	Повномостовий + звичайна	SS	1324	41,7

Встановлено, що для SP компенсації при обох типах інверторів потрібна в 2,5 рази менша вторинна індуктивність (16,7 проти 41,7 мкГн) ніж для SS. Як вже було зазначено, вторинну котушку намотано подвійним дротом того ж діаметру, що і первинну, переваги такого рішення описані у попередньому пункті дисертації.

Вираховані значення індуктивностей є приблизними згідно з формулами, тобто можливі незначні зміни значень як у бік збільшення, так і зменшення, залежно від способу виготовлення котушок. Якщо виготовити вручну котушки індуктивності даних параметрів не є проблемою, то типорозмір феритової пластини є визначеним. На ринку України та за кордоном масово доступні всього декілька

типорозмірів квадратної і прямокутної форми, котрі не завжди є в наявності, і для даних котушок індуктивності найбільш доцільним є саме розмір 53x53 мм. Якщо замовляти спеціальні розміри фериту в одиничному екземплярі особливо круглої форми, то це вийде надто дорого і недоцільно. Тому при моделюванні вказувались та аналізувались ідеальні феритові пластини квадратної форми, які мали габарити, що відповідають зовнішньому діаметру котушки індуктивності.

Проведено аналіз масогабаритних параметрів котушок індуктивності згідно з отриманими моделями в ANSYS EM Suite. Основні результати представлені в таблиці нижче (Таблиця 2.2).

Зовнішній діаметр передавальних котушок та вага літцендрату порівняно із однією котушкою для класичного повномостового інвертора (full bridge, FB) при SP компенсації (варіант 1 проти варіанту 6 в Таблиці 2.2) зменшується в 2 рази, в 3,5 раз зменшується маса фериту.

Нормовані результати Таблиці 2.2 відображені на пелюстковій діаграмі (Рис.2.4). Якісний аналіз діаграми на Рис.2.4 за таких умов показує, наскільки різні рішення по кожному конкретному параметру будуть кращими порівняно із найгіршим рішенням—тобто яку складають частину від максимуму. Відповідно чим менше буде значення та чим менша площа фігури, тим рішення буде кращим. Очевидно, що для подальшого аналізу варіанти із SS компенсацією для всіх схем можна не розглядати, оскільки це не є кращими рішеннями.

Хоча для двох передавальних розділених котушок літцендрату потрібно на 12 г (на 18 %) більше, ніж для одної, але фериту суттєво менше (на 111 г, 34 %). Це дасть змогу зменшити зовнішній діаметр на 24 мм (19 %) порівняно із одною котушкою індуктивності.

Для SP компенсації при обох типах інверторів перевага у зовнішньому діаметрі приймальної котушки індуктивності складає 32 мм (в 1,3 рази). Літцендрату потрібно менше майже в 2 рази, вага фериту буде меншою в 1,8 раз.

Порівняння масогабаритних параметрів розрахованих та змодельованих передавальних котушок індуктивності

№	Топологія інвертора та вид передавальних котушок (ки)	Маса літцендрату, г	Маса фериту, г	Зовнішній діаметр котушки, г
1	SP_89x2_T-тип	67	220	106
2	SP_178_T-тип	55	331	130
3	SS_165x2_T-тип	99	311	126
4	SS_331_T-тип	80	489	158
5	SP_365x2_FB	171	514	162
6	SP_713_FB	135	783	200
7	SS_662x2_FB	255	752	196

Резюмуючи, запропоноване рішення системи БПЕ із інверторами Т-типу разом із розділеними передавальними котушками індуктивності з використанням SP компенсації буде мати найкомпактніші масогабаритні параметри порівняно із розглянутими варіантами.

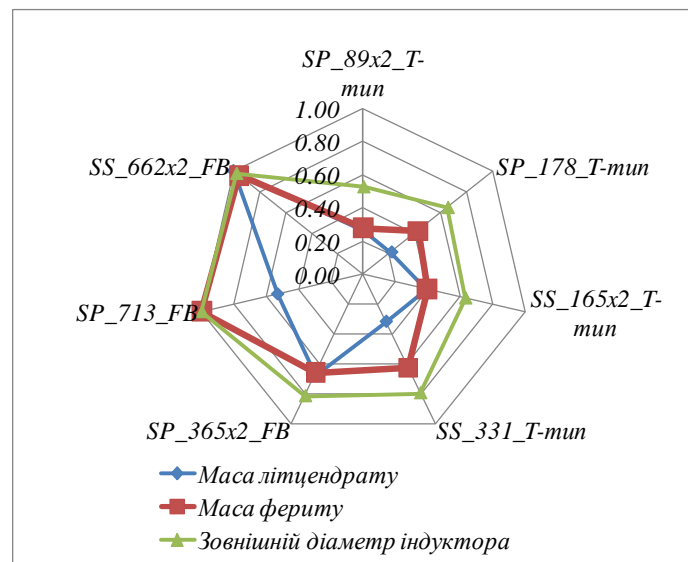


Рис.2.4. Радіальна діаграма порівняння масогабаритних параметрів котушок індуктивності для різних типів інверторів

2.4 Висновки до розділу 2

1. Вперше запропоновано топологію багаторівневого інвертора Т-типу для застосування в системі БПЕ з метою зменшення масогабаритних параметрів

системи в цілому передусім через зменшення в 2 рази напруги на транзисторах інвертора та передавальних котушках індуктивності порівняно із класичними рішеннями, що насамперед зменшить масогабаритні параметри магнітної частини системи БПЕ на додачу до інших переваг.

2. Запропоновано вперше використовувати для зменшення масогабаритних параметрів в системі БПЕ з інверторами Т-типу дві розділені передавальні котушки індуктивності, підключені із середньою точкою, що зменшить власний опір котушок, зменшить струм через напівпровідники та кожну з котушок порівняно з однією, а отже і зменшить втрати потужності. Використання такого рішення на одній спільній феритовій пластині покращить масогабаритні параметри, зменшуючи в 2 рази кількість фериту та зменшивши зовнішній діаметр магнітної частини передавача на відміну від рішення із двома звичайними передавальними котушками індуктивності, що було встановлено в математичному пакеті моделювання за допомогою методу скінченних елементів.

3. В результаті аналізу, розрахунків і моделювання доведено, що використання запропонованого рішення системи БПЕ, а саме інверторів Т-типу з розділеними передавальними котушками індуктивності і SP компенсацією демонструє значну перевагу в габаритних розмірах порівняно з класичним повномостовим інвертором. Зовнішній діаметр передавальних котушок та вага літцендрату порівняно із котушкою для класичного рішення для SP компенсації зменшується в 2 рази, маса фериту зменшується в 3,5 раз. За таких умов значення первинної самоіндуктивності буде меншим від 8 до 15 разів порівняно із класичним інвертором з однією передавальною котушкою, а значення вторинної самоіндуктивності при SP компенсації буде меншим в 2,5 раз.

Посилання:[16], [24], [26], [33], [45], [54], [61], [62], [73-81] див. список використаних джерел стор. 118-121, 123, 126-126.

РОЗДІЛ 3

РОЗРОБКА СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ БАГАТОРІВНЕВОГО ІНВЕРТОРА Т-ТИПУ

Для керування інвертором Т-типу із врахуванням особливостей запропонованого БЗП для низьковольтних накопичувачів енергії потрібно дослідити замкнену систему керування відповідно до мети і завдань дослідження. Тому в даному розділі описано, розраховано та промодельовано систему БЗП із замкненою системою керування зі зворотнім зв'язком для дослідження стійкості системи керування до зміни параметрів, отримання коефіцієнтів налаштування пропорційно-інтегрального (ПІ) регулятора, та максимально можливої затримки передачі даних.

3.1 Опис замкненої системи керування для запропонованого рішення

Взагалі, існують різні структури і методи керування для систем БПЕ [55], [78]. В результаті огляду та аналізу в роботах здобувача [55], [78] було визначено, що керування інвертором на передавальній стороні за допомогою ПІ-регулятора є найпростішим, зменшує вартість, розмір, складність і втрату потужності в компонентах порівняно із будь-яким звичайним двостороннім регулятором системи БПЕ [55], [78], [82]-[84]. Ця структурна схема переважно використовується для реалізації режимів постійного струму зарядки (англ. CC) та постійної напруги (англ. CV), і це рішення неодноразово довело свою ефективність [82], [85]-[87].

Основними перевагами обраного методу є простота ланок вимірювання на вторинній стороні та низька частота дискретизації. Загальновідомо, що ПІ регулятор має такі переваги, як низька чутливість до шуму в вимірювальному каналі, і здатний забезпечити нульову статичну похибку керування. Це, зі свого боку, призводить до спрощення процесу та вимог до безпроводної комунікації між сторонами пристрою БПЕ. У такому разі системи керування вихідною напругою і струмом заряджання акумуляторів за допомогою ПІ регулятора як на первинній стороні, так і на вторинній стороні будуть лише АЦП, датчики напруги та струму і передавач цих даних.

У замкнутому контурі розробленої системи керування системи БПЕ використовується ПІ регулятор із широтно-імпульсною модуляцією для забезпечення режимів CC/CV, надсилаючи зворотнім зв'язком значення струму та напруги від випрямляча на вторинній стороні до інвертора на первинній стороні (Рис.3.1). Передача даних зворотного зв'язку здійснюється за допомогою радіочастотного передавача на частоті 2,4 ГГц. З огляду на хороші характеристики енергоспоживання, діапазону, безпеки даних, а також невелику затримку при передачі інформації, для передачі результатів вимірювань на первинну сторону було обрано модулі nRF24L01[55]. Алгоритм керування реалізований на 32-х бітному мікроконтролері.

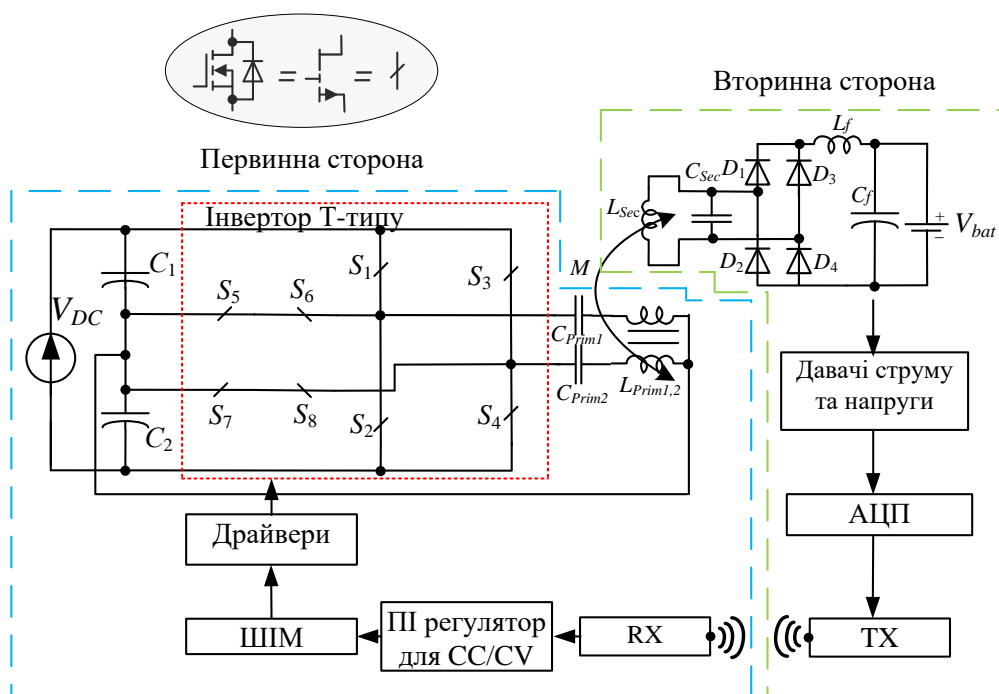


Рис.3.1. Запропонований перетворювач ППЕ зі структурною схемою керування

Запропонований алгоритм замкнутої системи керування зображений на Рис.3.2 та Рис.3.3 [55]. Зокрема запропонований спосіб виявлення приймальної котушки індуктивності (Рис.3.2) [55]. Структура програми реалізована через прапорець і має два основних завдання. Перед виконанням одного із завдань, перш за все відбувається ініціалізація переривань таймера, радіомодуля та іншої периферії. Вихідна напруга та струм контролюються за допомогою датчиків напруги та струму.

Відразу тестова кількість енергії надсилається протягом однієї секунди, а сигнал ШІМ відключається. Потім протягом декількох секунд система чекає відповіді про значення напруги та струму вторинної сторони та аналізує величини, що було отримано. Якщо вихідний струм заряду акумулятора I_{bat} менше $0.1 I_{ref}$ (тобто струму заряджання на акумуляторі недостатньо), система повторює цю процедуру для виявлення приймальної котушки індуктивності. Це означає, що вторинна котушка або взагалі відсутня, або коефіцієнт зчеплення недостатній (зслабкий) через велику відстань між котушками чи бічне зміщення.

Якщо вихідний струм заряджання більше $0.1 I_{ref}$ (10% від опорного зарядного струму), прапорець розпочне нормальну роботу ПІ регулятора для реалізації режимів CC або CV. У цьому завданні в будь-який час, якщо I_{bat} раптом стане менше $0.1 I_{ref}$, і водночас акумулятор не заряджений повністю, режим виявлення вторинної котушки індуктивності відновлюється, щоб знову увійти в нормальну циклічну роботу і продовжити процес зарядки.

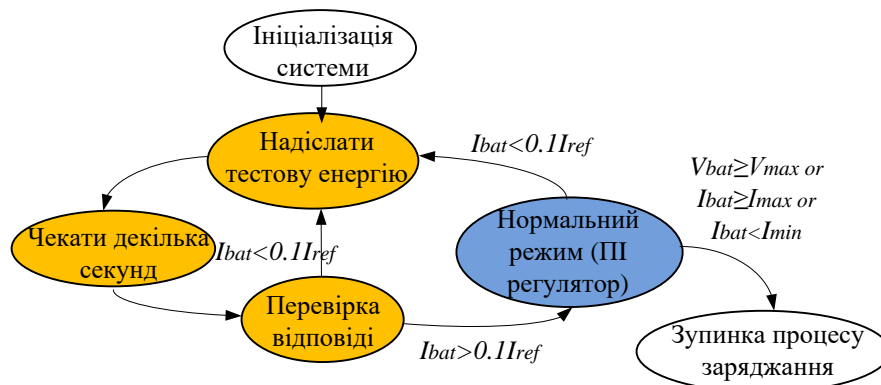


Рис.3.2. Алгоритм виявлення вторинної котушки індуктивності

Після ініціалізації та запуску системи і успішної перевірки наявності вторинної котушки індуктивності та умов допустимого струму програма входить у завдання нормальної роботи ПІ регулятора (Рис.3.2) [55]. Виміряні з датчиків напруги та струму вихідні зарядні напруга акумулятора V_{bat} і струм I_{bat} надсилаються на основний контролер на первинній стороні. У всіх випадках усі дані з вторинної сторони перш за все фільтруються за допомогою методу ковзного середнього.

Система керування СС/СV режимами побудована навколо каскадного ПІ регулятора (Рис.3.3а, б) [55]. Перший регулятор використовується для підтримки вихідного струму на належному рівні. Другий регулятор активується, коли система зарядки повинна перейти в режим CV. Як можна бачити, вихід другого регулятора використовується як значення, на яке слід зменшити опорний струм I_{refc} , щоб отримати необхідну вихідну напругу (Рис.3.3б, в). Такий підхід є більш зручним у порівнянні з окремим використанням регуляторів для режимів СС та CV, оскільки за таких умов регулятор СС працює під час усіх режимів роботи і підтримує динаміку системи на одному рівні.

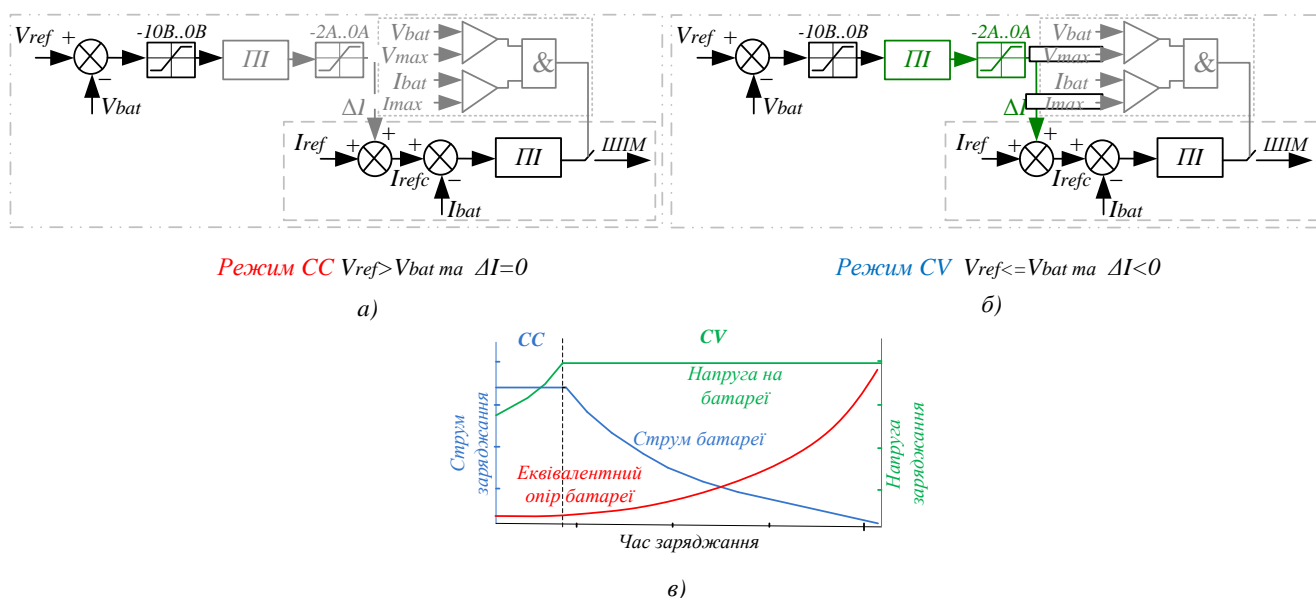


Рис.3.3. Запропонована стратегія керування на основі ПІ регуляторів: а) режим СС; б) режим CV; в) часова діаграма роботи регулятора

Режим роботи починається з режиму СС (Рис.3.3а). Оскільки значення V_{bat} нижче, ніж V_{ref} , вхід регулятора CV режиму дорівнює нулю, та вихідне значення ΔI також дорівнює нулю. У цьому випадку $I_{ref} = I_{refc}$. Як тільки V_{bat} стає вище ніж V_{ref} , активується режим CV (Рис.3.3б, в). Другий регулятор активується, і його вихід (ΔI) зменшує опорний струм $I_{refc} = I_{ref} + \Delta I$.

Слід зазначити, що додатково для безпеки процесу заряджання і працездатності акумуляторних батарей додані обмежувачі максимального струму та напруги. Як тільки напруга або струм перевищують встановлений ліміт, передача потужності зупиняється.

Процес зарядки завершується, коли вихідний струм зарядки досягає мінімального значення, що складає 10 % від значення струму в режимі CC, або ж вихідний струм зарядки чи напруга раптово перевищують максимально допустимий струм зарядки.

Для підтвердження та перевірки роботи замкнутої системи керування безпроводною зарядкою була проведена серія експериментальних досліджень в розділі 5.

3.2 Дослідження стійкості замкнутої системи керування запропонованої системи БПЕ

Здебільшого, дослідники максимально ідеалізують та спрощують системи БПЕ при математичному описі. Однак врахування принаймні загальної затримки всіх сигналів при передачі інформації суттєво наблизить змодельовану та обчислену систему до експериментального прототипу та допоможе при налаштуванні контролера. Затримки передачі інформації через безпроводну мережу є актуальною проблемою [55], [88] і можуть призвести до порушення БПЕ при занадто великому значенні.

Усі затримки в безпроводних мережах для спрощення можна спільно називати комунікаційною затримкою як загальною затримкою від кінця передачі інформації до кінця повного прийому пакету даних [55].

Система керування була спрощена для математичного аналізу (Рис.3.4) [55]. Ланку зі змінним струмом високої частоти замінено коефіцієнтом посилення G . Опорний струм акумулятора I_{bat*} порівнюється з вимірним струмом батареї I_{bat} на вході системи. Поточна помилка надходить до ПІ регулятора, який надсилає сигнал на блок $dc-dc$ зі значенням модуляції M , в результаті вихідна напруга буде добутком $M*G=V_{out}$. Струм I_{bat} визначається різницею напруг між V_{out} і V_{bat} ($\Delta V*gL=I_{bat}$). Ця напруга подається на фільтр L (індуктивний опір вихідного фільтра $1/sL$). Нарешті, з певною затримкою $e^{-sT_s \cdot N}$ сигнал зворотного зв'язку надходить на регулятор.

Для отримання математичної моделі та оцінки коефіцієнтів регулятора [55] було використано перетворення Лапласа. Беручи до уваги значну різницю в

динаміці передавальної системи порівняно з вихідним фільтром, є можливість спростити модель, тоді як динаміка системи буде досить точною.

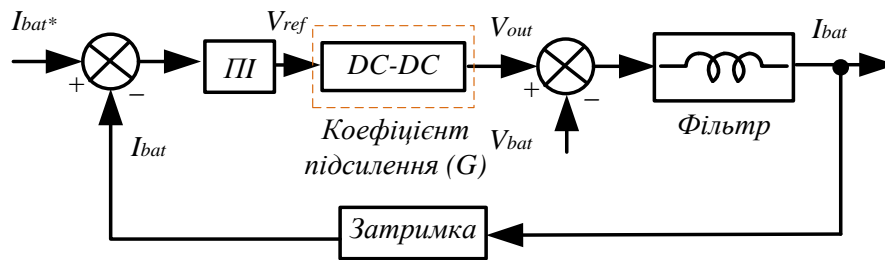


Рис.3.4. Структурна схема спрощеної системи керування

Використовуючи ці співвідношення, структурна схема на Рис.3.4 може бути представлена передавальною функцією (3.1).

$$W(s) = \frac{\left(K_p + \frac{K_i}{s}\right) \cdot \frac{1}{sL} \cdot G}{1 + \left(K_p + \frac{K_i}{s}\right) \cdot \frac{1}{sL} \cdot G \cdot e^{-s \cdot T_s \cdot N}}, \quad (3.1)$$

де K_p , K_i - коефіцієнти ПІ-регулятора, G -коефіцієнт передачі постійного струму, L - індуктивність фільтра, T_s -період вибірки, N - кількість вибірок (семплів).

Беручи знаменник моделі, можна оцінити полюси для кожної комбінації коефіцієнтів регулятора. На Рис.3.5а представлена реальна складова кожного полюса, що залежить від цих коефіцієнтів. Якщо значення позитивне, система буде нестабільною. Беручи всі рішення нижче нуля та об'єднуючи ці області, можна оцінити запаси стійкості системи.

На Рис.3.5б показано об'єднані області стабільності системи. Коефіцієнт у цих областях можна вибрати залежно від бажаної динаміки, рівня перерегулювання та мінімальної статичної помилки. Чим ближче до межі стійкості, тим швидше можна налаштувати регулятор. Але водночас існує небезпека виникнення незатухаючих коливань.

Цей аналітичний метод регулювання регулятора з урахуванням передавальної функції на низькій частоті буде більш точним методом, на відміну від відомого методу Зіглера-Ніколса [89]. У випадку останнього, коефіцієнти, отримані після попереднього розрахунку, повинні коригуватися експериментально, часто з дуже значними поправками.

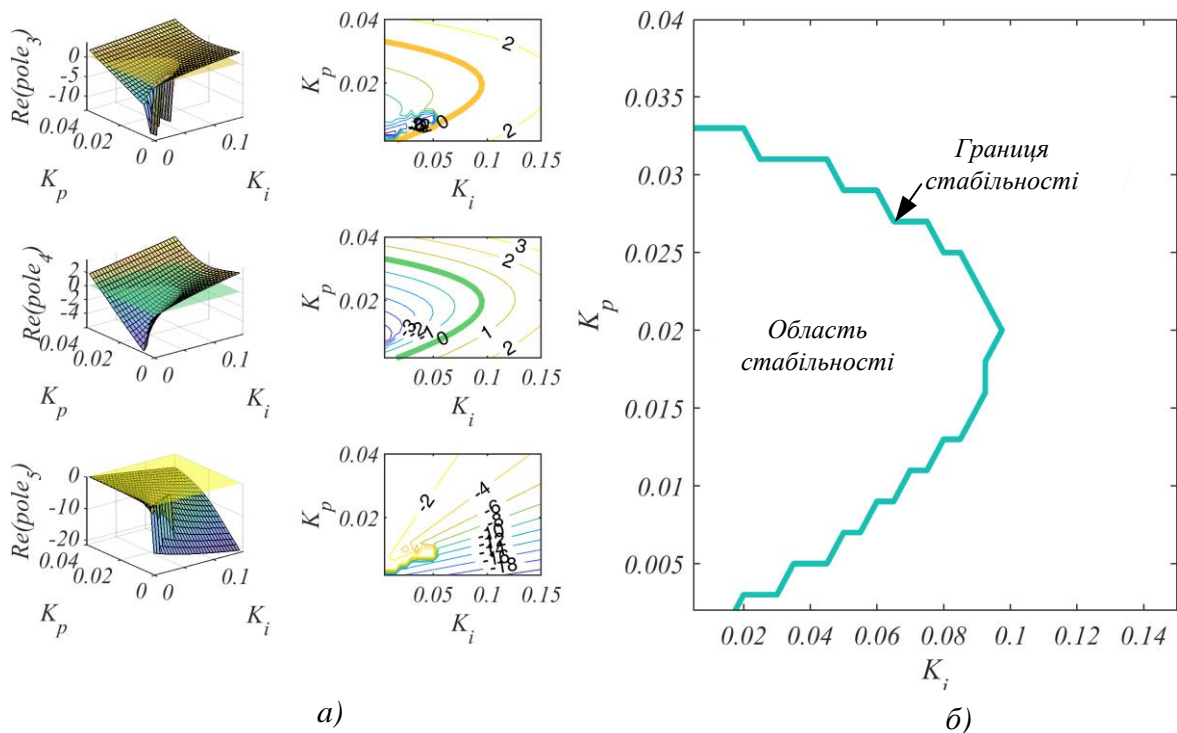


Рис.3.5. Визначення комбінацій коефіцієнтів налаштування регулятора:

а) полюси; б) область стабільності системи

Було проведено аналіз стабільності системи керування при різних затримках сигналу зворотного зв'язку (Рис.3.6) [55]. Зроблена перевірка діапазону стабільності системи для різних значень затримок, множенням значення на N (кількість вибірок), беручи до уваги, що частота регулятора встановлена 500 Гц.

Комплексна діаграма на Рис.3.6а показує полюси системи для різних затримок. Горизонтальна вісь побудована в логарифмічному масштабі, оскільки полюси дуже розсосереджені. При $N \leq 5$ поодинокі полюси знаходяться на уявній осі Im , за такої умови система стабільна, процес затухаючий. Видно, що при $N \geq 15$ із збільшенням затримки виникають комплексно-спряжені полюси і починається процес незатухаючих коливань.

На Рис.3.6б показано динамічну реакцію системи на одиничний стрибок при різних затримках [55]. Слід зазначити появу комплексно-спряжених полюсів для вагомих значень затримок зв'язку до того моменту, коли система стане нестабільною. Як можна бачити, система все ще стабільна навіть при затримці, яка

в 10 разів перевищує затримку зв'язку системи. Система керування реалізована на основі налаштувань, отриманих за результатами моделювання та розрахунків.

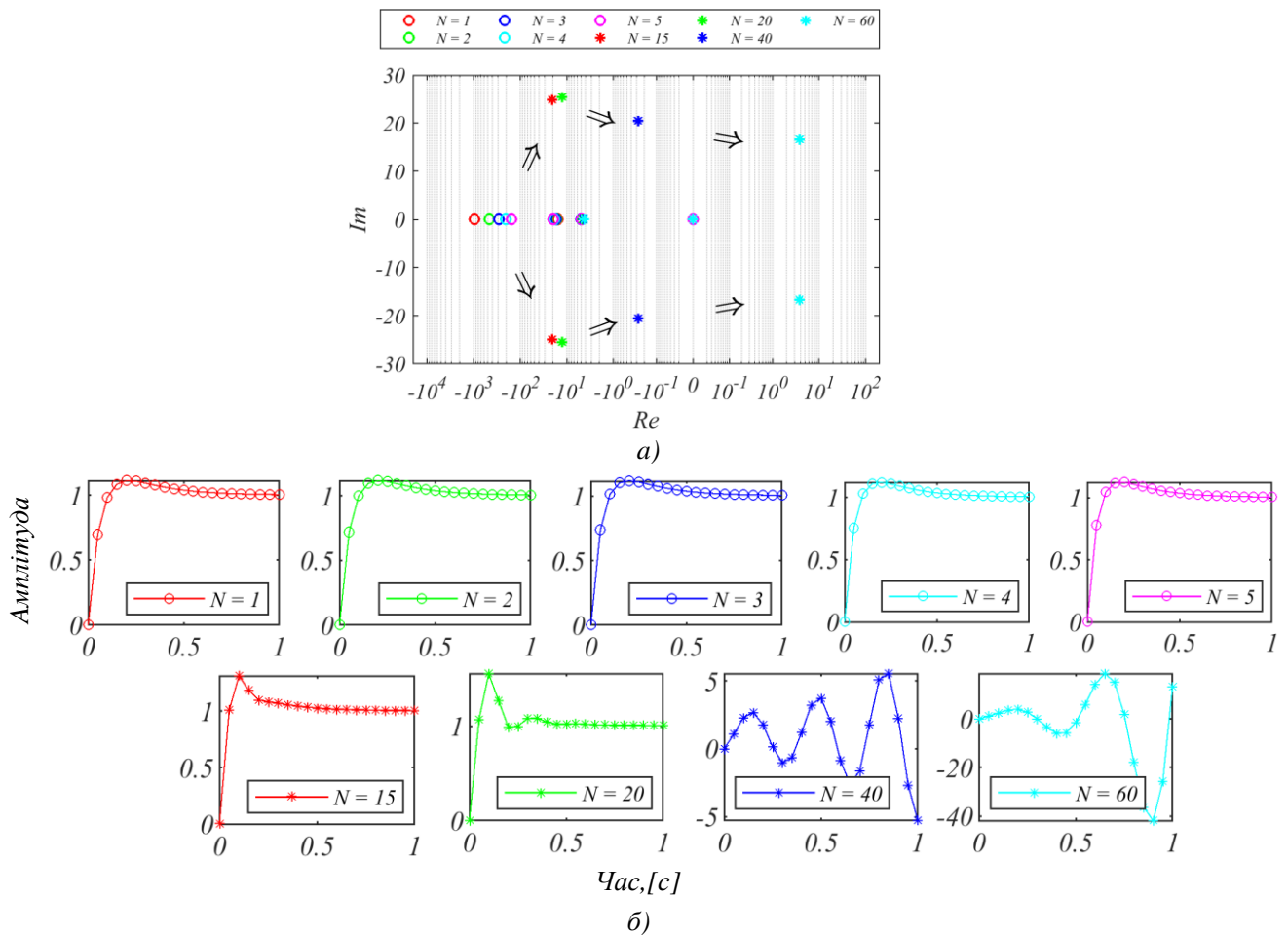


Рис.3.6. Поведінка замкненої системи із різними затримками: а)полуси системи;
б) динамічна реакція на одиничний стрибок

3.3 Висновки до розділу 3

1. Вперше запропоновано і розроблено класифікацію основних схем керування та методів керування для системи БПЕ в малопотужних застосуваннях на основі огляду існуючих рішень. На основі результатів досліджень в статтях здобувача визначено, що найбільш доцільним варіантом для створення малопотужної системи БПЕ зі зменшеними масогабаритними параметрами буде замкнута система керування інвертором на первинній стороні за допомогою ПІ регулятора, що має невисоку складність програмної реалізації та налаштування і суттєво не впливає на загальні масогабаритні параметри БЗП.

2. Розроблено та запропоновано замкнену систему керування на основі ПІ регуляторів, що спрощує схему вимірювання на вторинній стороні. А саме, достатньо моніторити лише напругу зарядки та струм зарядки на виході вторинної сторони, після чого дані обробляються за допомогою методу ковзного середнього. Це дозволяє працювати на низькій частоті дискретизації.

3. Запропоновано і розроблено алгоритм перевірки наявності вторинної котушки індуктивності, що підвищує функціональність, безпеку та зручність практичного використання безпроводного зарядного пристрою. З метою підвищення безпеки заряджання акумулятора, було розроблено автоматичну зупинку процесу зарядки в звичайному режимі при досягненні мінімально допустимого струму. Реалізація цих функцій не потребує додаткових електронних компонентів.

4. Отримано передавальну функцію системи керування, що дозволяє аналітично визначати межі стійкості системи керування. Встановлено, що система все ще стабільна при затримці, що в 10 разів перевищує комунікаційну затримку безпроводної передачі даних, тобто при затримці не більше 20 мс, що свідчить про високу стійкість розробленої системи керування.

Посилання: [55], [78], [82-89] див. список використаних джерел стор. 123, 125-127.

РОЗДІЛ 4

РОЗРАХУНОК СТАТИЧНИХ ТА ДИНАМІЧНИХ ВТРАТ В ЗАПРОПОНОВАНІЙ СИСТЕМІ БПЕ НА ОСНОВІ GAN ТА SiC ТРАНЗИСТОРІВ

Даний розділ зосереджений на техніко-економічному обґрунтуванні застосування GaN та SiC транзисторів в безпроводній системі передачі енергії на базі інвертора T-типу на первинній стороні. Для цього проведено аналіз втрат потужності основних компонентів системи: напівпровідників та магнітних елементів згідно з даними моделювання та експерименту. Проведено аналіз, порівняння та вибір різних напівпровідників для інвертора T-типу в системі БПЕ.

Попередні дослідження [45] показують, що в системах БПЕ більше 70 % втрат складають втрати потужності, спричинені транзисторами інвертора, а також втрати у випрямних діодах та втрати магнітного зв'язку [45], [90]. Причому такі дані є актуальними у системах БПЕ для різних випадків потужності, навантажень та робочих частот [45], [90], що також буде підтверджено в наступних пунктах цього розділу.

4.1 Модель втрат потужності в котушках індуктивності

Визначення втрат в осерді та втрат від вихрового струму, особливо, враховуючи поверхневий ефект та ефект близькості індуктивностей є досить складною математичною задачею [91]. Не завжди можливо досягти прийнятної точності розрахунків, навіть коли ці втрати визначені. Проблеми викликані складною фізичною природою цих явищ. З іншого боку, для мінімізації цих втрат використовувався ліцендрат, тому при розрахунках втрат в індуктивностях були допущені певні спрощення.

Феритова пластина здебільшого призначена для екранування потоку магнітної індукції в системі БПЕ [62]. Втрати в пластині визначаються модифікованим громіздким рівнянням Штейнмеца при неідеальній синусоїдальній напрузі [45], [91]. Однак в реальності важко визначити коефіцієнти фериту для рівняння, оскільки необхідна експериментальна процедура для конкретного

матеріалу в належних умовах з високоякісним обладнанням. Ці коефіцієнти досить рідко вказуються виробником.

Більшість доступних пакетів моделювання за методом скінчених елементів (МСЕ) не підтримують моделювання літцендрату. Крім того, магнітне поле H відрізняється від витка до витка при визначенні ефекту близькості [62]. Отже, H слід оцінювати в центрі кожного витка окремо, щоб обчислити втрату від ефекту близькості для кожного витка [45]. Статичні втрати зазвичай додаються до цього значення при визначенні поверхневого ефекту [45], [91]. Однак, враховуючи, що літцендрат значно зменшує поверхневий ефект та ефект близькості [45], [91] цими втратами можна знехтувати. Крім того, ефект близькості мінімальний між передавальною та приймальною котушками індуктивності через великий повітряний зазор. Значення статичних втрат достатньо для розуміння впливу різних котушок.

Статичні втрати в первинних котушках індуктивності:

$$P_{L_{prim}2} = I_{L_{prim_rms}}^2 \cdot (2R_{L_{prim}}), \quad (4.1)$$

де $I_{L_{prim_rms}}$ — струм через первинні котушки; $R_{L_{prim}}$ - опір однієї первинної котушки. Обидві розділені передавальні котушки однакові і у такому разі мають однаковий опір.

Статичні втрати у вторинній котушці індуктивності визначаються наступним чином:

$$P_{L_{sec}} = I_{L_{sec_rms}}^2 \cdot R_{L_{sec}}, \quad (4.2)$$

де $I_{L_{sec_rms}}$ — струм через вторинну котушку індуктивності.

Втрати потужності в первинній котушці здебільшого залежать від струму через інвертор, що пов'язаний з власним опором первинної котушки.

4.2 Розробка моделі втрат в напівпровідниках запропонованої системи БПЕ

Запропонована схема багаторівневого перетворювача для БПЕ щодо оцінки втрат потужності зображена на Рис.4.1 [74]. Перетворювач на первинній стороні складається з повномостового трирівневого інвертора Т-типу на основі GaN транзисторів, підключеного до двонаправлених допоміжних напівпровідникових перемикачів. Інвертор Т-типу на основі GaN транзисторів вперше запропонований для використання в системі БПЕ разом з двома розділеними котушками індуктивності. Це забезпечує низку переваг перед існуючими аналогами, що описано в розділі 2 та [74], як і принцип роботи схеми.

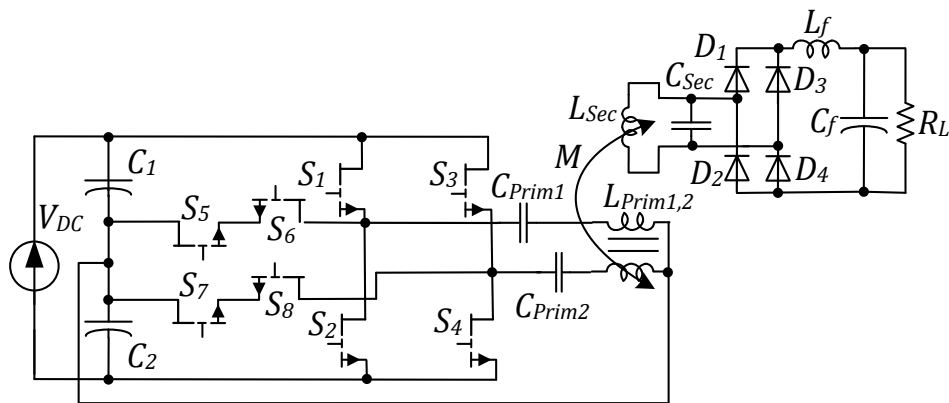


Рис.4.1. Запропонований перетворювач ІПЕ на базі GaN транзисторів

Режими роботи запропонованого інвертора Т-типу розглянуті нижче в Таблиці 4.1 та на Рис.4.2. Стани перемикання та напруга показані для однієї стійки (це транзистори S_1, S_2, S_5, S_6).

Таблиця 4.1

Стани роботи та напруги для трирівневого інвертора Т-типу [74]

Рівень	S_1	S_5	S_6	S_2	Напруга
Позитивний (+)	1	1	0	0	$+V_{dc}/2$
Нейтральний (N)	0	1	1	0	0
Негативний (-)	0	0	1	1	$-V_{dc}/2$

На Рис.4.2 для однієї фази показана послідовність керуючих сигналів транзистора, напруга (V_{Inv}) та вихідний струм інвертора (I_{Inv}).

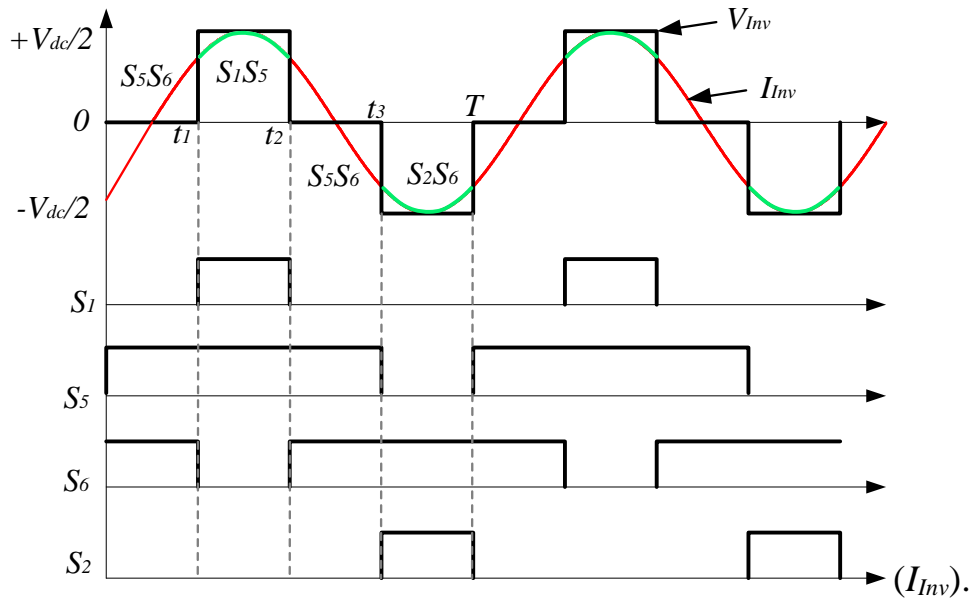


Рис.4.2. Послідовність сигналів керування та форми напруги і струму перетворювача ППЕ

Статичні втрати обчислюються, знаючи струм через кожен транзистор на певному інтервалі [74].

Загальні втрати потужності транзистора визначаються сумою статичних та динамічних втрат [92].

$$P_{Total} = P_{Cond} + P_{Dyn}, \quad (4.3)$$

де P_{Cond} – статичні втрати, P_{Dyn} - динамічні втрати.

Рівняння, яке визначає статичні втрати, виглядає наступним чином:

$$P_{Cond} = I_{Drms}^2 R_{DS(on)}, \quad (4.4)$$

де I_{Drms} – середньоквадратичне значення струму через відкритий канал транзистора, $R_{DS(on)}$ - опір стоку-витоку транзистора у включеному стані.

Струм I_{Drms} визначається на кожному інтервалі (Рис.4.2) для позитивної напівхвилі наступним чином [74]:

$$I_{S1S5}^2 = \frac{1}{T} \int_{t1}^{t2} (i_m \sin(\omega t))^2 dt, \quad (4.5)$$

де i_m - значення амплітуди струму стоку, ω - кутова частота, T - період. Для негативної напівхвилі:

$$I^2 = \frac{1}{T} \int_{t_3}^T (i_m \sin(\omega t))^2 dt. \quad (4.6)$$

Для нульового стану визначено дві секції (Рис. 4.2):

$$I^2 = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_1} (i_m \sin(\omega t))^2 dt + \frac{1}{T} \int_{t_2}^{t_3} (i_m \sin(\omega t))^2 dt. \quad (4.7)$$

Загальні динамічні втрати потужності [92]:

$$P_{Dyn} = P_{SW(on)} + P_{SW(off)} + P_G + P_{rcl} + P_{oss} + P_{RR}, \quad (4.8)$$

де $P_{SW(on)}$ та $P_{SW(off)}$ - втрати на перемикування, P_G - втрати заряду затвора, P_{rcl} - втрати потужності від зворотної напруги провідності через внутрішній діод; P_{RR} — втрати зворотного відновлення; P_{OSS} - втрата потужності через вихідну ємність.

Втрати потужності через заряд затвора транзистора:

$$P_G = Q_G V_{dr} f_{sw}, \quad (4.9)$$

де Q_G - загальний заряд транзистора, V_{dr} - напруга керування, f_{sw} - частота комутації.

Рівняння показують, що втрати заряду зростають за високої частоти комутації. Зворотні втрати на відновлення спричинені зарядом, що зберігається в місці з'єднання внутрішнього діода транзистора в інверторі Т-типу [93]:

$$P_{RR} = Q_{RR} \frac{V_{in}}{2} f_{sw}, \quad (4.10)$$

де Q_{RR} - заряд зворотного відновлення, V_{in} - вхідна напруга інвертора. У документації на GaN транзистори зазначено, що вони не містять внутрішнього діода в корпусі, тому зворотні втрати відновлення в цих пристроях відсутні. В SiC транзисторах ці втрати необхідно враховувати.

Втрати потужності через вихідну ємність [92] будуть наступними:

$$P_{OSS} = f_{sw} \int_0^{V_{in}} (V_{DS} C_{OSS}(V_{DS})) dv_{DS}, \quad (4.11)$$

де C_{OSS} - вихідна ємність транзистора, що визначається залежностями із документації на транзистор.

Ці втрати не залежать від потужності і будуть незначними при збільшенні потужності, але внесок цього типу втрат є значним при низькій потужності та високій частоті комутації [74].

Втрати потужності через зворотну напругу провідності через внутрішній діод:

$$P_{rcl} = V_{REV} I_D t_{dead} f_{sw}, \quad (4.12)$$

де t_{dead} - тривалість часу зворотної провідності діода, V_{REV} - зворотне падіння напруги в транзисторі. В SiC транзисторах ці втрати необхідно враховувати.

Час увімкнення розглянутої моделі GaN транзистора - 4,9 нс, час вимкнення - 3,4 нс відповідно до документації на транзистор. Для SiC транзисторів ці значення складають відповідно 22 нс та 9 нс. Водночас тривалість ввімкненого та вимкненого станів транзисторів на кожному з плечей у моделі набагато більша.

Для кількісної оцінки величини втрат на перемикання використовують наступні формули [94]. Втрати комутації транзистора на включення:

$$P_{SW(on)} = \frac{1}{T} \int_0^{t_{rise}} (V_{DS} I_D) dt. \quad (4.13)$$

Втрати комутації транзистора на вимкнення:

$$P_{SW(off)} = \frac{1}{T} \int_0^{t_{fall}} (V_{DS} I_D) dt, \quad (4.14)$$

де t_{rise} і t_{fall} - час транзистора на ввімкнення та вимкнення, V_{ds} - напруга джерела стоку, I_D - струм стоку, T -період.

Тобто на відміну від GaN транзисторів, в SiC транзисторах присутність зворотного внутрішнього діода говорить про необхідність врахування статичних та динамічних втрат в ньому. Однак в даній схемі за рахунок синхронної комутації діоди не задіяні і не проводять струм. Тому втрати (4.10) та (4.12) будуть практично нульовими, як і в GaN транзисторах.

Втрати потужності у випрямляючих діодах можуть бути значними, особливо за високої частоти комутації та великого струму через діоди [74]. Параметри високошвидкісних діодів Шотки використовувались для моделювання та експериментальної перевірки.

Відомо, що статичні втрати в діоді визначаються потоком струму через діод, помноженим на падіння напруги на діоді. Два діоди одночасно проводять струм у випадку діодного моста [74]:

$$P_{Cond.D} = 2I_{forv}V_{drop}, \quad (4.15)$$

де I_{forv} - значення прямого струму через діод, V_{drop} - падіння напруги на діоді.

Динамічні втрати в діоді - це комутаційні втрати. Всі діоди на діодному мосту беруть участь у процесі випрямлення. Якщо в документації на діод вказано значення заряду зворотного відновлення Q_{RR} , то рівняння має такий вигляд:

$$P_{SW_D} = 4Q_{rr}V_{rev}f_{sw}. \quad (4.16)$$

Значення заряду зворотного відновлення визначається як добуток ємності переходу $C_{junction}$ на зворотну напругу на діоді V_{rev} . Результат у (4.17) отримується підстановкою цього добутку у рівняння (4.16):

$$P_{SW_D} = 4V_{rev}^2 C_{junction} f_{sw}. \quad (4.17)$$

Сумарні втрати у всіх напівпровідниках за цією схемою на практиці можуть бути більшими, ніж втрати в передавальній та приймальній котушках індуктивності, що показано в наступних пунктах.

4.3 Порівняння втрат в класичній схемі на основі повномостового інвертора та схемі БПЕ з інвертором Т-типу

Після визначення аналітичних виразів втрат потужності, можна порівняти обране рішення із найбільш поширеною схемою БПЕ на базі класичного повномостового інвертора для окреслення остаточних переваг застосування інвертора Т-типу з GaN транзисторами і показати зменшені втрати потужності.

Систему БПЕ промодельовано в математичному пакеті PSIM при однакових вхідних та вихідних параметрах та різних типах інверторів на потужність 110 Вт, струм зарядки моделі акумуляторної батареї при цьому становить 2 А. Використано реальні номінали та опори елементів, заміряно необхідні величини для розрахунку втрат потужності. Розраховано статичні та динамічні втрати у транзисторах, втрати у передавальних та приймальній котушках індуктивності.

Варто зауважити, що в цьому пункті до аналізу втрат включено не тільки розраховані значення котушок, але й фінальний варіант виготовлених котушок індуктивностей із вторинною котушкою зі збільшеним значенням самоіндуктивності 24 мкГн (SP_89x2_24uH_Т-тип – варіант 1 в Таблиці 4.2). Завдяки цьому можна перевірити фінальне рішення із виготовленими індуктивностями на предмет втрат потужності та порівняти їх із розрахованими варіантами. Як виявилось, в такому разі втрати потужності будуть практично такими ж, як і в розрахованому рішенні.

Таблиця 4.2

Втрати потужності в транзисторах та котушках індуктивності для системи БПЕ із різними типами інверторів

<i>№</i>	<i>Топологія інвертора та вид передавальних котушок (ки)</i>	<i>Втрати в первинних котушках, Вт</i>	<i>Втрати у приймальній котушці, Вт</i>	<i>Статичні втрати в транзисторах, Вт</i>	<i>Загальні втрати в транзисторах, Вт</i>	<i>Сума всіх втрат, Вт</i>
1	SP_89x2_24uH_Т-тип	0,23	0,8	0,07	3,51	6,95
2	SP_89x2_Т-тип	0,16	1,09	0,04	3,33	6,97
3	SP_178_Т-тип	0,49	1,63	0,08	2,07	7,33
4	SP_365x2_FB	0,11	1,09	0,02	5,98	9,53
5	SP_713_FB	0,31	1,63	0,03	3,39	8,42

Загальні втрати у котушках індуктивності та транзисторах у інверторі Т-типу є найменшими. Причому чим нижчим буде значення V_{in} (а відповідно і напруги стоку-витку транзистора), тим більшим буде струм через транзистори та котушки, адже потрібно передати при нижчій напрузі ту ж потужність. Відповідно, статичні втрати дещо збільшаться. Однак за рахунок зниження динамічних втрат в транзисторах загальні втрати з інвертором Т-типу вочевидь будуть нижчими за повномостовий інвертор. Із Таблиці 4.2 та Рис.4.3 можна бачити, що з інвертором Т-типу (варіант 2) загальні втрати будуть до 1,4 разів меншими за втрати в

класичному інверторі (варіант 4). В Таблиці 4.2 показано лише втрати в транзисторах та котушках індуктивності, проте під загальними втратами розуміємо суму втрат також із випрямляючими діодами.

З Таблиці 4.2 та Рис.4.3 видно, що динамічні втрати при простому інверторі Т-типу (варіант 3) будуть в 1,6 раз нижчими за подвійний інвертор Т-типу (варіант 2) через меншу кількість транзисторів. На противагу, падіння потужності на передавальній котушці звичайного інвертора Т-типу буде в 3 рази більшою та й інші види втрат також будуть більшими. Внаслідок цього загальні втрати потужності із урахуванням втрат у випрямляючих діодах в двох кращих рішеннях є майже однаковими.

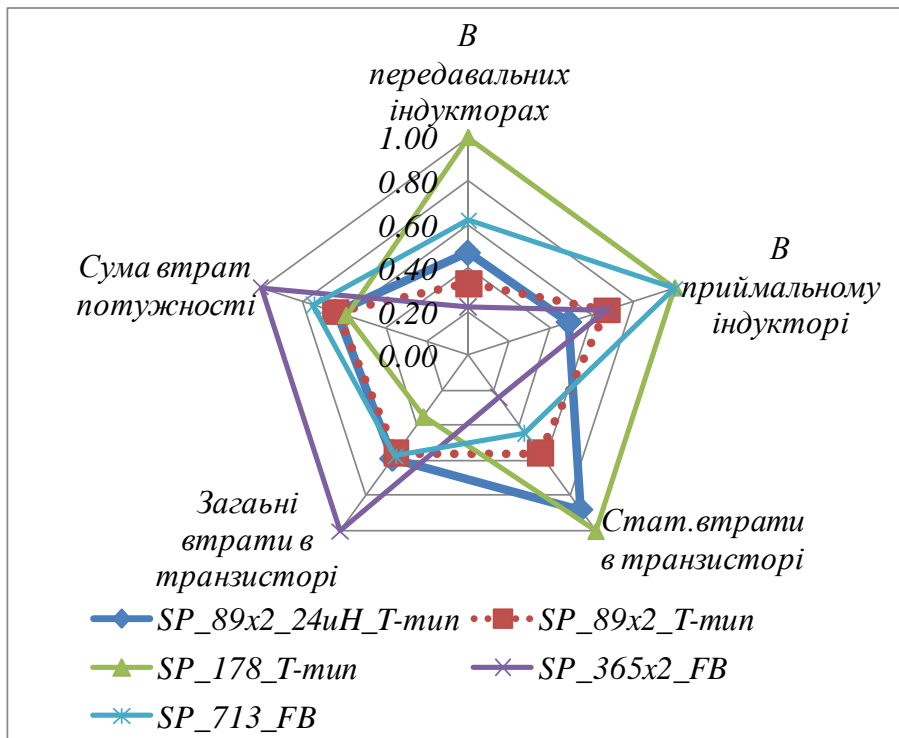


Рис.4.3. Пелюсткова діаграма порівняння втрат потужності в транзисторах та котушках індуктивності для системи БПЕ із різними типами інверторів

Якщо більше звузити варіанти порівняння, то різниця у загальних втратах потужності між одним та подвійним інвертором Т-типу при потужності зарядки 110 Вт є незначною. Однак при збільшенні струму зарядки наприклад в 5 разів (550 Вт) різниця буде більш суттєвою, що далі показує ще більші переваги обраного рішення.

Для більш ретельного аналізу та порівняння втрат в основних елементах схеми інверторів Т-типу, звичайного та подвійного, до втрат в котушках індуктивності та транзисторах також було враховано і втрати у випрямляючих діодах на приймальній стороні. Що зробило різницю між цими двома рішеннями ще більш помітною, в тому числі і при потужності 110 Вт. Для потужності 550 Вт із зарядним струмом 10 А еквівалентний опір складає 5,5 Ом

Оскільки котушки розраховані для струму 2 А, то при зарядному струмі 10 А вже буде частина некомпенсованої реактивної вхідної потужності. На практиці, системи БПЕ розраховують для експлуатації в вузькому діапазоні навантажень. Таблиця 4.3 та Рис.4.4 містить результати перевірки роботи системи із одним та двома інверторами Т-типу в ситуації, коли потрібно забезпечити збільшення струму зарядки в 5 раз (до 10 А).

Таблиця 4.3

Втрати потужності в основних елементах схеми для системи БПЕ із одним та двома інверторами Т-типу при різній вихідній потужності

№	Назва параметру втрат потужності, Вт	SP_89x2_T- min (110Вт)	SP_178_T- min (110Вт)	SP_89x2_T- min (550Вт)	SP_178_T- min (550Вт)
1	Втрати в передавальних котушках індуктивності	0,16	0,49	3,66	11,39
2	Втрати у приймальній котушці	1,09	1,66	6,99	9,97
3	Загальні втрати в котушках	1,26	2,13	10,65	21,36
4	Статичні втрати в транзисторах	0,04	0,08	0,96	1,72
5	Загальні втрати в транзисторах	3,33	2,07	6,67	5,29
6	Загальні втрати в діодах	2,34	3,06	11,6	18,74
7	Сума всіх втрат	6,97	7,33	29,88	47,1

Здебільшого мають вплив втрати в котушках індуктивності та випрямляючих діодах. Внесок втрат в транзисторах в загальні втрати буде меншим при збільшенні

потужності. А от статичні втрати звісно ж будуть зростати в усіх досліджених елементах при збільшенні струму через них (Рис.4.4).

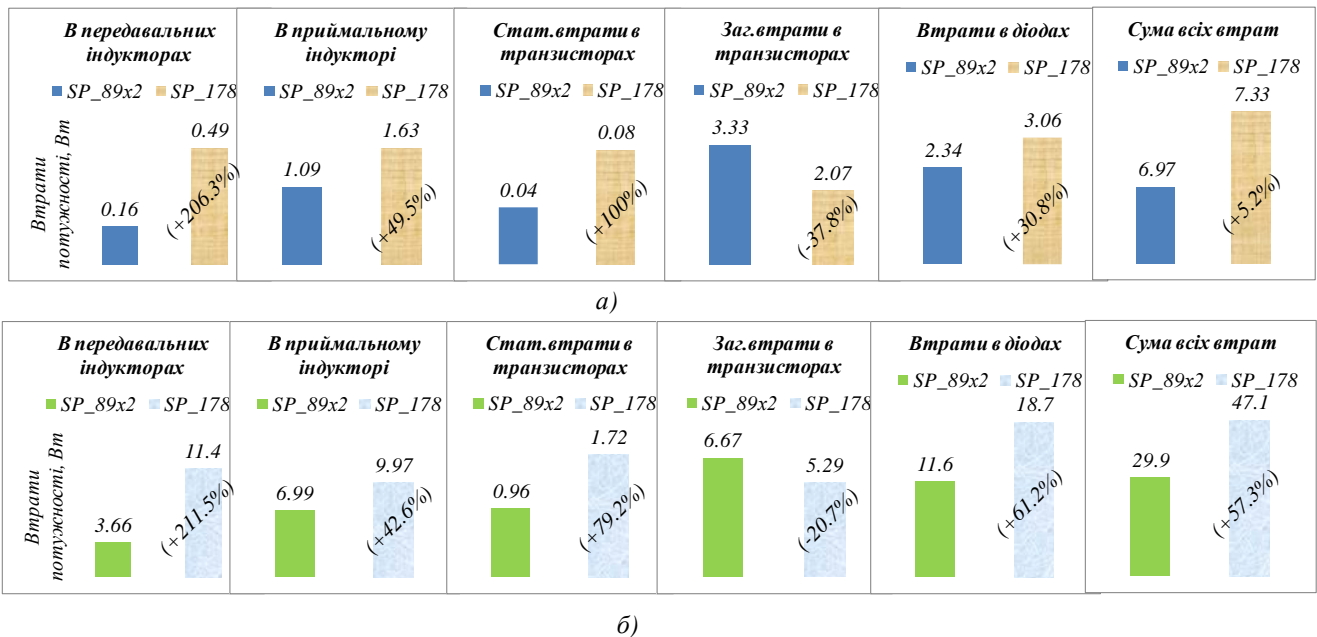


Рис.4.4. Діаграми кількісного порівняння втрат потужності в основних елементах схеми для системи БПЕ: а) із двома (SP_89x2) інверторами та одним інвертором Т-типу (SP_178) при потужності 110 Вт; б) із двома (SP_89x2) інверторами та одним інвертором Т-типу (SP_178) при потужності 550 Вт

Як видно, система успішно буде працювати і при збільшенні потужності в 5 разів. При збільшенні потужності передачі перевага використання рішення із двома інверторами та розділеними приймальними котушками зростає на 57 % за загальними втратами.

Отже, при зарядці акумуляторних батарей номінальною напругою 48 В зі струмом від 2 А до 10 А система БПЕ із подвійним інвертором Т-типу і двома розділеними передавальними котушками індуктивності є доцільними до використання і дозволить зменшити втрати потужності до 1,6 разів порівняно із використанням одного інвертора Т-типу зі звичайною передавальною котушкою при незначному збільшенні на декілька відсотків масогабаритних параметрів силової частини. Також при подвійному інверторі Т-типу є беззаперечна перевага у масогабаритних параметрах передавальних котушок.

Важливим є більш складне питання про перевагу рішення із більшою кількістю напівпровідникових елементів. З одного боку фактично буде збільшення кількості компонентів і їх масогабаритних параметрів в 2 рази. З іншого боку, враховуючи загальні масогабаритні параметри силової передавальної ДП, в кількісному вираженні різниця не буде значною, особливо із використанням більш компактних GaN транзисторів. Один GaN транзистор має дуже компактні розміри (Таблиця 4.4), що вже є вагомою перевагою. Порівняно із загальними параметрами первинної ДП на габарити це суттєво не вплине. Зменшення ваги у випадку застосування одного інвертора Т-типу (мінус 4 транзистори, -2 драйвери, -3 dc-dc мікросхеми живлення драйверів) склало б 5 % (на 16,5 грам) площі до 1,8 % (на 5,5 см²), об'єму всього лише 0,35 % (на 3,7 см³). Інші компоненти є другорядними і не бралися до уваги, оскільки мають надто малу вагу та площу порівняно із вищевказаними елементами. Як можна бачити із кругових діаграм нижче (Рис.4.5), основний об'єм та площу матимуть мікросхеми dc-dc перетворювачів (в SIP корпусах), а вага буде найбільшою в транзисторів.

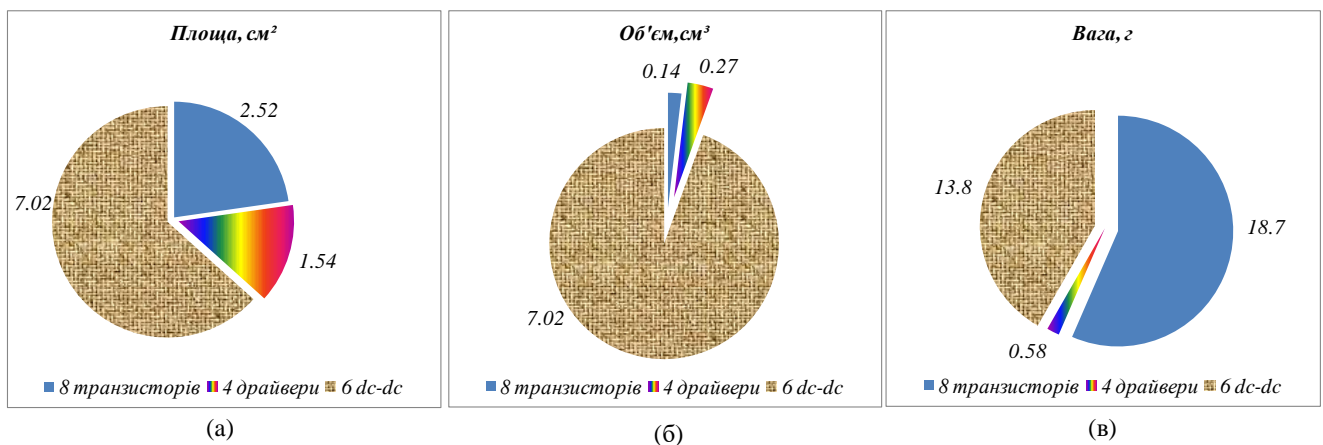


Рис.4.5. Розподіл масогабаритних параметрів основних компонентів силової частини для схеми із подвійним інвертором Т-типу

Зважаючи на результати у Таблиці 4.2 - Таблиці 4.3 та діаграмах порівняння результатів якісного та кількісного аналізу (Рис.4.3-Рис.4.5) і переваги описаного рішення, було обрано саме таку концепцію БЗП для попередніх досліджень - подвійний інвертор Т-типу на основі GaN-транзисторів із двома розділеними передавальними котушками індуктивності з SP компенсацією. Результати та

порівняння експериментальної перевірки обраного рішення описано в наступному пункті.

4.4 Порівняння типу напівпровідників для реалізації системи БПЕ з покращеними масогабаритними параметрами

У перетворювачах силової електроніки загалом та в багаторівневих інверторах Т-типу з середньою точкою зокрема можуть використовуватися різні типи ключів [95], [96]. Звичайні біполярні транзистори із ізольованими затворами (IGBT) поступово виходять з експлуатації в промислових схемах систем БПЕ через низьку комутаційну здатність [18], [76]. Загальновідомо, що використання ширококутових напівпровідників (таких як GaN та SiC транзистори) замість класичних кремнієвих Si транзисторів може значно зменшити втрати потужності, та дозволяє значно збільшити частоту комутації, зменшуючи розмір пасивних елементів [97], [98]. Доцільно їх використовувати і для топології Т-типу [79], [95], [96]. GaN-транзистор має швидке перемикання, низькі паразитні заряди, зворотну провідність з нульовим зарядом відновлення та низькі динамічні втрати. Порівняно з Si-IGBT та SiC-MOSFET [94], [95], [99], [100], можна досягти більш високої ефективності, нижчої паразитної вихідної ємності [94]. Перевага GaN над SiC переважно помітна за більш високих частот де динамічні втрати домінують над статичними [93], [100].

У SiC транзисторів також є свої переваги. Як зазначено в [100], при 600 В SiC МОП транзистори мають нижчі втрати на затворі вище 100 кГц, ніж Si-IGBT, об'єм вихідного фільтра і радіатора може бути зменшений на 43 %, меншими є втрати в драйверах, менші втрати на комутацію та загальні втрати потужності [18], ефективність можлива також більше 95 % при потужності 500-2500 Вт. Пристрої на основі SiC ефективно працюють у високовольтних (понад 600 В) системах БПЕ і наразі вважаються найбільш придатними напівпровідниками для ефективного перетворення потужності за згаданого рівні напруги [98]. SiC має в 2,5-3 рази кращу теплопровідність за GaN та Si, тоді як GaN має найбільшу концентрацію

носіїв заряду ($n_j=1,9 \cdot 10^{10} \text{ см}^{-3}$) та кращу рухливість носіїв заряду - в 1,5 раз [16], [101].

Проте ці два типи транзисторів мають і певний ряд схожих характеристик (Таблиця 4.4). Статичні втрати цих двох типів напівпровідників є майже на одному рівні [93], [94], як і ширина забороненої зони та діелектрична провідність [16].

Таблиця 4.4

Порівняння параметрів напівпровідників

Параметр	SiC (C3M0030090K)	GaN (GS66508T- E02-MR)
Напруга пробою стік-витік V_{ds} , В	900	650
Безперервний струм витоку I_{DS} , А	63	30
Опір стоку-витоку $R_{DS(on)}$, мОм	30	55
Напруга затвор-стік V_{gs} , В	- 4 ... + 15	- 10 ... + 7
Вихідна ємність C_{OSS} , пФ	131	65
Заряд зворотного відновлення Q_{rr} , нКл	545	0
Загальний заряд затвора Q_g , нКл	87	5,8
Типовий час затримки вмикання $t_{D(on)}$, нс	15	4,1
Типовий час затримки вимикання $t_{D(off)}$, нс	32	8
Розсіювана потужність P_D (при 50С), Вт	115	200
Габаритні розміри, мм та об'єм	23,3x15,73x4,83 (1,77см ³)	7x4,5x0,54 (0,017 см ³)
Вага, г	13,806	2,338
Вартість, Євро/шт	24,2	14,5

На противагу, GaN транзистори мають досить високу чутливість до перенапруги як по V_{gs} так і V_{ds} , що зокрема було емпірично підтверджено під час

серії експериментів [74]. Тому SiC матиме більшу надійність та запас за основними параметрами у разі раптового перевантаження за струмом, різкого стрибка напруги або переналаштування на більшу потужність передачі.

В Таблиці 4.4 показано порівняння конкретних моделей двох типів транзисторів, що були обрані та використовувались при побудові експериментальних прототипів в даному дослідженні. Значення параметрів в основному вказано при $V_{DS} = 600 \text{ V}$ (для SiC) та $V_{DS} = 400 \text{ V}$ (для GaN).

З Таблиці 4.4 видно, що GaN транзистор має майже в 2 рази кращу потужність розсіювання ніж SiC за ваги майже в 6 разів меншій та в декілька разів менших габаритних розмірах.

Окрім моделювання схеми із двома типами транзисторів та порівняння втрат потужності в елементах, була розроблена експериментальна модель системи БПЕ із розімкнутою системою керування для перевірки доцільності використання транзисторів GaN в описаній схемі (Рис.4.1) [74]. Параметри і найменування основних компонентів вказано в Таблиці 4.5.

Таблиця 4.5

Таблиця параметрів моделювання та експериментів

Позначення	Опис	Значення
V_{in}	Вхідна напруга, В	300
S_1-S_8	GaN транзистори	GS66508T
	SiC транзистори	C3M0030090K
F_{sw}	Частота перемикання, кГц	150; 200
C_{sn}	Снаберна ємність, пФ	100; 470
D_1-D_4	Випрямляючі діоди	RB228NS100TL
$L_{prim1,2}$	Первинні індуктивності, мкГн	по 90 кожна
L_{sec}	Вторинна індуктивність, мкГн	24
k	Коефіцієнт зв'язку	0.7; 0.9

Застосовано GaN транзистори GS66508 з максимальним струмом стоку 30 А, максимальною напругою стік-витік 650 В, опорі стоку-витоку при 25 °С, що

дорівнює 50 мОм. Транзистор має нульові втрати на зворотне відновлення, швидкий час падіння та підйому, низьку індуктивність та низький тепловий опір у невеликому корпусі. GS66508T - це транзистор з охолодженням з верхньої сторони, який забезпечує дуже низький тепловий опір з'єднання з корпусом. Транзистори розташовані знизу друкованої плати без додаткових радіаторів (Рис.4.6). Всі ці функції поєднуються, забезпечуючи високу ефективність перемикання живлення та компактні розміри силової частини передавальної ДП.

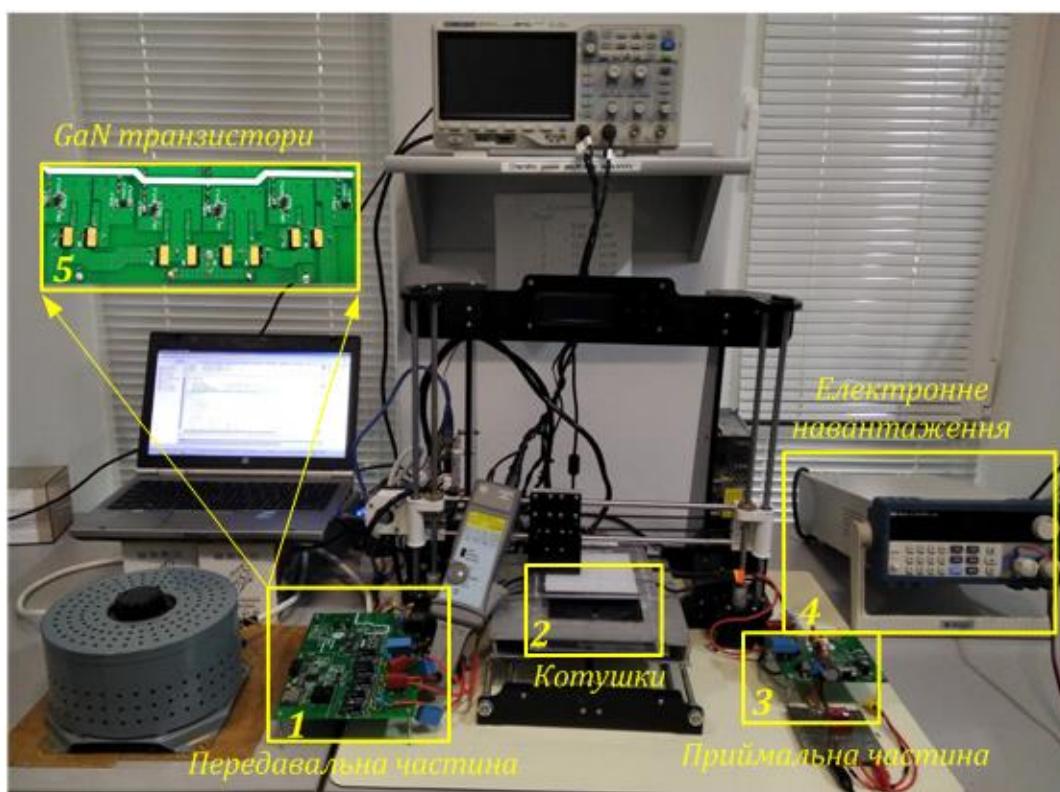


Рис.4.6. Експериментальна лабораторна система БПЕ на основі GaN транзисторів: (1) - друкована плата первинної сторони; (2) - передавальні та приймальні котушки індуктивності; (3) - вторинна друкована плата; (4) - електронне навантаження; (5) - GaN транзистори, розташовані внизу первинної друкованої плати

Друкована плата складається з чотирьох мідних шарів, розділених на сигнальну та силову частини (Рис.4.7). У сигнальній частині плати верхній і нижній шари відведені для сигналів, а внутрішні - для напруги живлення та полігонів заземлення. На відміну від цього, всі шари, як зовнішні, так і внутрішні,

використовуються як силові полігони. На друкованій платі були використані деякі спеціальні методи, спрямовані на підвищення ефективності та зменшення втрат потужності [74]. Насамперед, силові доріжки слід повторювати на всіх чотирьох шарах і реалізувати доріжки за допомогою матриці, щоб зменшити паразитний опір таких доріжок. GaN транзистори, як було згадано вище, розміщувались на нижній стороні плати відповідно до рекомендацій виробника [102]. Беручи до уваги, що GaN транзистори можуть працювати на високих частотах, на платі були реалізовані рішення щодо електромагнітної сумісності компонентів. Зображення нижньої сторони плати з силовими GaN транзисторами та іншими компонентами схеми інвертора типу Т показано на Рис.4.7. Слід зауважити, що позначення компонентів на Рис.4.7 відповідають позначенням на Рис.4.1. Виділені компоненти забезпечують потік струму в ланцюзі для комутаційних станів, позначених як "Позитивний (+)" в Таблиці 4.1.

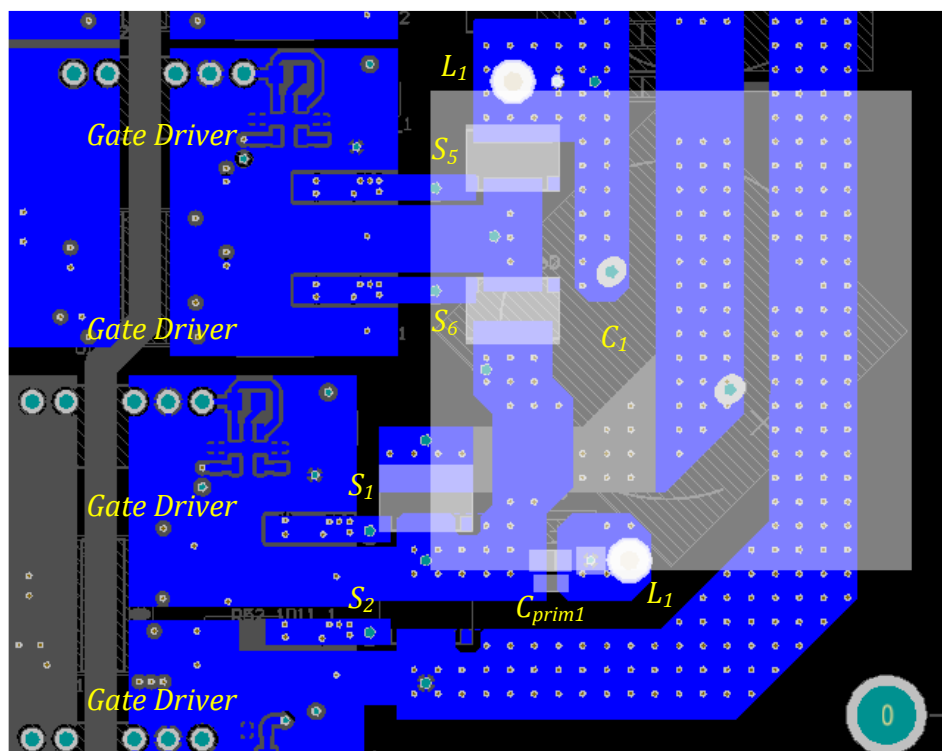


Рис.4.7. Нижня сторона силової частини первинної друкованої плати із GaN транзисторами

Як бачимо, таке розміщення компонентів на друкованій платі забезпечує якомога меншу площу струмових контурів. Подібне рішення щодо площі контурів

струму на друкованій платі також передбачено для інших комутаційних станів, представлених у Таблиці 4.1. Тому такі невеликі площі контурів струму у всіх можливих режимах роботи інвертора забезпечують низькі електромагнітні перешкоди перетворювача потужності, покращуючи електромагнітну сумісність БПЕ.

Експерименти в схемі з GaN транзисторами проводились за відстані між котушками індуктивності 1 см (коефіцієнт зв'язку=0,9) та на відстані 2 см ($k=0,7$) – Таблиця 4.5. Залежності вихідних параметрів від робочої частоти (150 і 200 кГц) досліджувались за різних опорів навантаження для кожної з цих відстаней. Повні результати опубліковані в роботі [74]. Для розподілу потужності був підключений дротяний резистор, оскільки наявне електронне навантаження має максимальну потужність 300 Вт.

На Рис.4.8 видно, що загалом ефективність моделі схеми БПЕ в програмному забезпеченні PSIM була трохи вищою, ніж в експериментах.

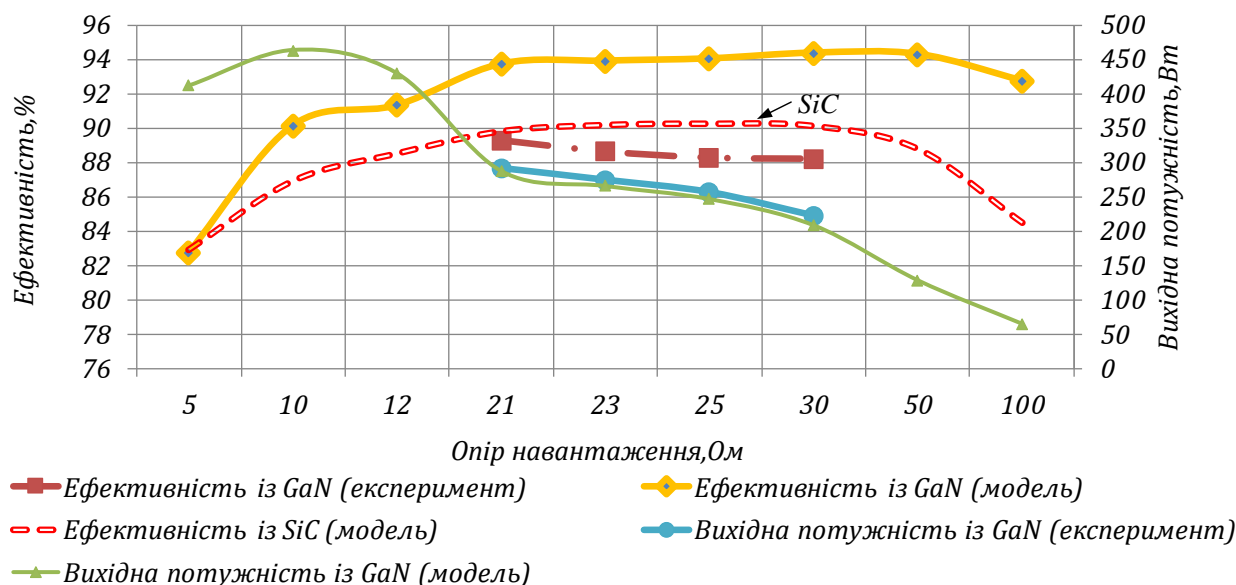


Рис.4.8. Експериментальні та імітаційні залежності ефективності та вихідної потужності системи БПЕ при зміні опору навантаження для схем із GaN та SiC транзисторами при $k = 0,7$

Однак експериментальна ефективність також досягла понад 90 %. Для SiC транзисторів показано лише ефективність в моделі, що досягає максимуму 90,1 %,

що до 4 % нижче за схем із GaN транзисторами. За таких умов вихідна потужність буде майже на тому ж рівні, що і для GaN транзисторів.

При проведенні експериментів максимальна передана потужність становила 360 Вт за опору навантаження 15 Ом (Рис.4.8). Виміряні температури наведені на Рис.4.9 [74]. Температура на поверхні GaN транзисторів та котушках майже не змінилася (40 °С та 42 °С, відповідно) під час тривалої роботи схеми з цією потужністю, що вказує на запас потужності в цих елементах (вони можуть витримати більшу потужність навіть без жодних радіаторів). На випрямляючих діодах температура зросла до 89 °С. Очевидно, що втрати в діодах найбільші зі всієї схеми, що також підтверджують розрахунки втрат потужності. Температуру нагрівання можна зменшити, використовуючи більший радіатор або примусове повітряне охолодження. Як висновок, втрати діодів є головним обмежувальним фактором подальшого збільшення частоти комутації.

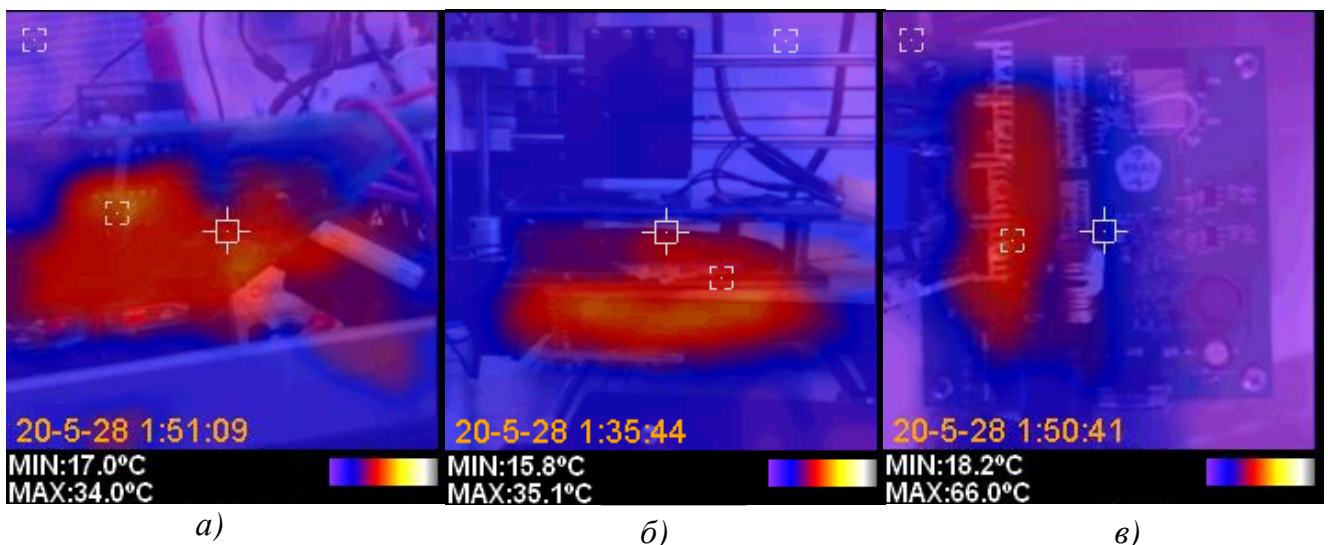


Рис.4.9. Зображення з термокамери при $R_L = 15$ Ом, $k=0,7$, $f = 200$ кГц, $V_{in} = 300$ В: (а) температура GaN транзисторів; (б) температура котушок; (в) температура випрямляючих діодів

Великі коефіцієнти зв'язку обрано для отримання більшої потужності. Більш висока потужність пов'язана з більш тривалим часом, коли транзистори відкриті та проводять струм. Тривалість нульового рівня напруги в таких умовах мінімальна

(Рис.4.10). Час затримки транзисторів був обраний з урахуванням максимальної ефективності передачі енергії і був встановлений менше 5 % періоду.

Форма сигналів в експериментальному макеті показана на Рис.4.10 для одного з досліджених випадків в схемі із GaN транзисторами [74]. Зокрема, зафіксовано напругу на виході інвертора (V_{inv}), струм через первинну котушку індуктивності (I_{prim_coil}), напругу (V_{sec_coil}) та струм на вторинній котушці (I_{sec_coil}).

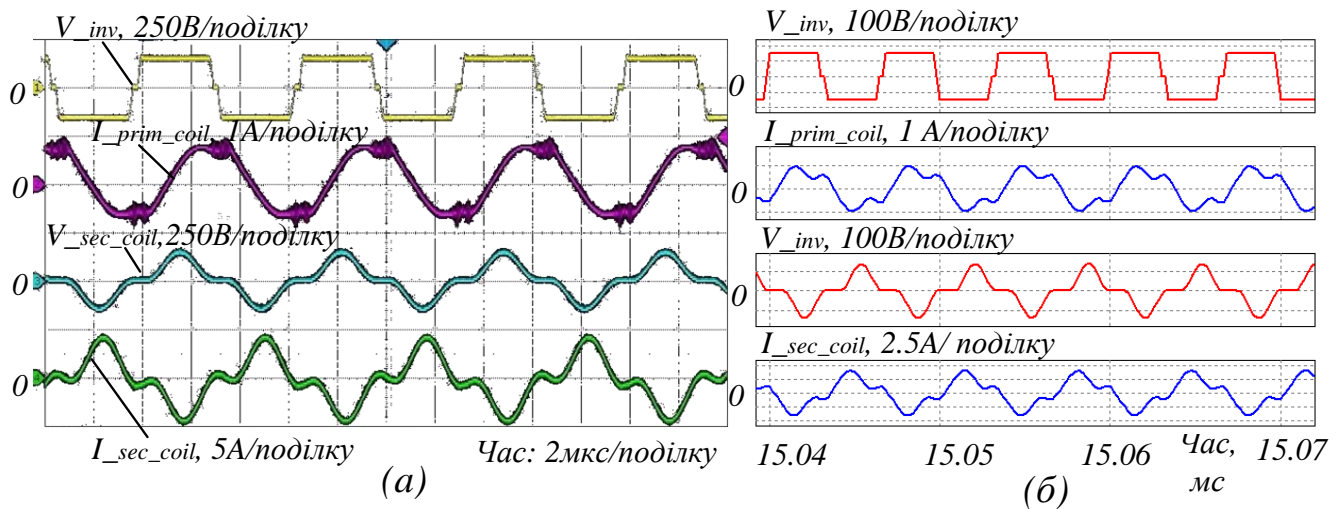


Рис.4.10. Форми сигналів на первинній і вторинній сторонах при $R_L=30$ Ом, $k=0,9$, $f = 150$ кГц, $V_{in} = 300$ В: (а) експеримент; (б) моделювання схеми із GaN транзисторами

Форма і величина струмів та напруг дуже близькі. Резонансна умова виконується.

Вплив снаберної ємності на потужність та ефективність передачі енергії в схемі із GaN транзисторами також досліджено експериментально (Рис.4.11) [74].

Снаберна ємність додається для зменшення піків напруги, коли GaN транзистор вмикається і вимикається, особливо на рівнях напруги, близьких до критичних. Снаберні конденсатори різної ємності було поперемінно встановлено між виводами стоку-витоку транзисторів. Додавання невеликої снаберної ємності до транзисторів, що утворюють міст інвертора Т-типу, майже не впливає на ефективність (Рис.4.11а). Ефект був більш помітним із збільшенням значення конденсатора та збільшенням робочої частоти транзисторів.

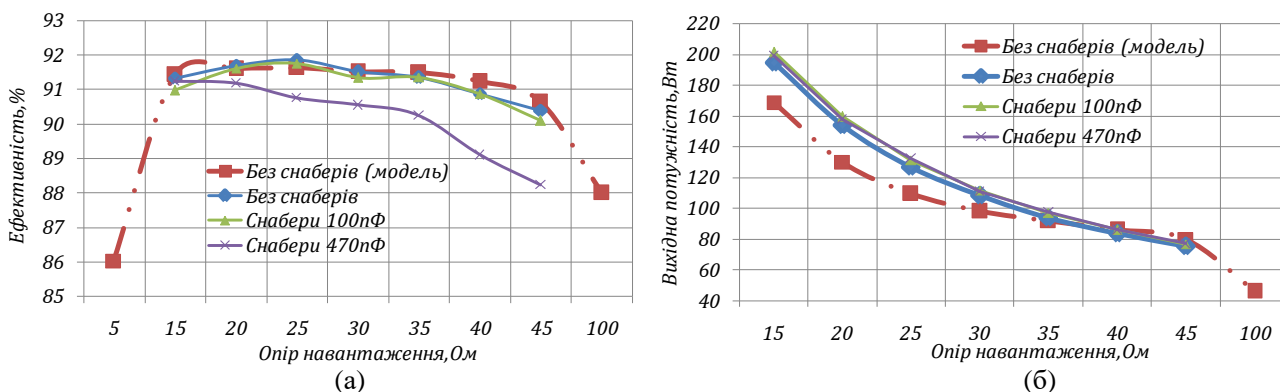


Рис.4.11. Експериментальна та імітаційна залежності при зміні опору навантаження при $k=0,9$, $f = 150$ кГц, $V_{in} = 300$ В: (а) ефективність від опору навантаження; (б) вихідна потужність від опору навантаження

Розподіл втрат показано при зміні опору навантаження для випадку $k=0,7$, $f=150$ кГц, $V_{in}=300$ В (Рис.4.12). Модель схеми, виконана в програмі PSIM, є точною копією експериментальної схеми. Для розрахунку втрат в елементах схеми із двома типами транзисторів дані були взяті з моделі.

Втрати в котушках індуктивності та діодах суттєво зменшуються зі зменшенням струму - Рис.4.12, Рис.4.13. Інші втрати також зменшуються із тих самих причин. Загальні втрати в SiC транзисторах є до 3 разів більшими за GaN на всьому діапазоні досліджуваних робочих точок (Рис.4.12б, Рис.4.13).

Розподіл втрат у напівпровідниковій та магнітній складових схеми БПЕ для одного і того ж випадку $k = 0,7$, $f = 150$ кГц, $V_{in} = 300$ В при опорі навантаження 10 Ом і 50 Ом порівняно більш детально на Рис.4.13. Статичні втрати в індуктивностях та діодах є переважаючими (Рис.4.13а). Причина полягає в тому, що при меншому опорі протікає більше вхідного і вихідного струму. Загальні розрахункові втрати становлять 88 % відносно інших втрат потужності для GaN транзисторів та 83 % для схеми із SiC транзисторами. Це співвідношення становить вже майже 96% для опору навантаження 50 Ом на Рис.4.13б, що підтверджує твердження, описане в [103]. Це можна пояснити значним зменшенням значення струму через усі елементи схеми, особливо вихідного струму.

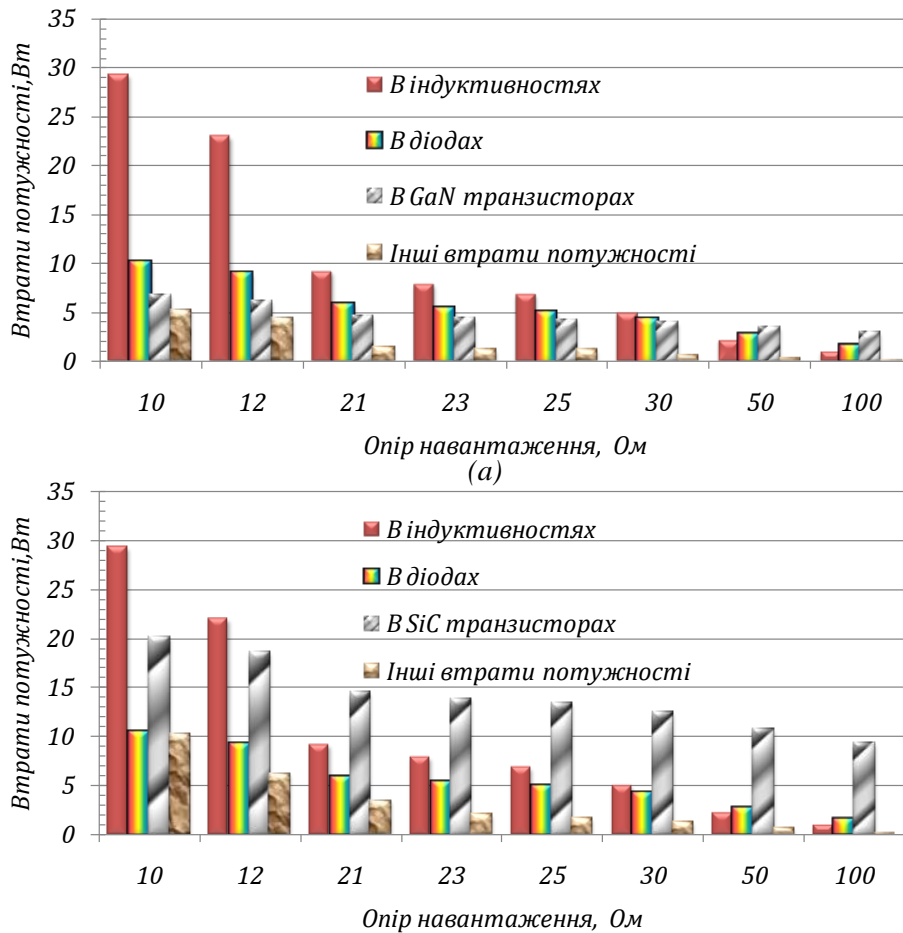
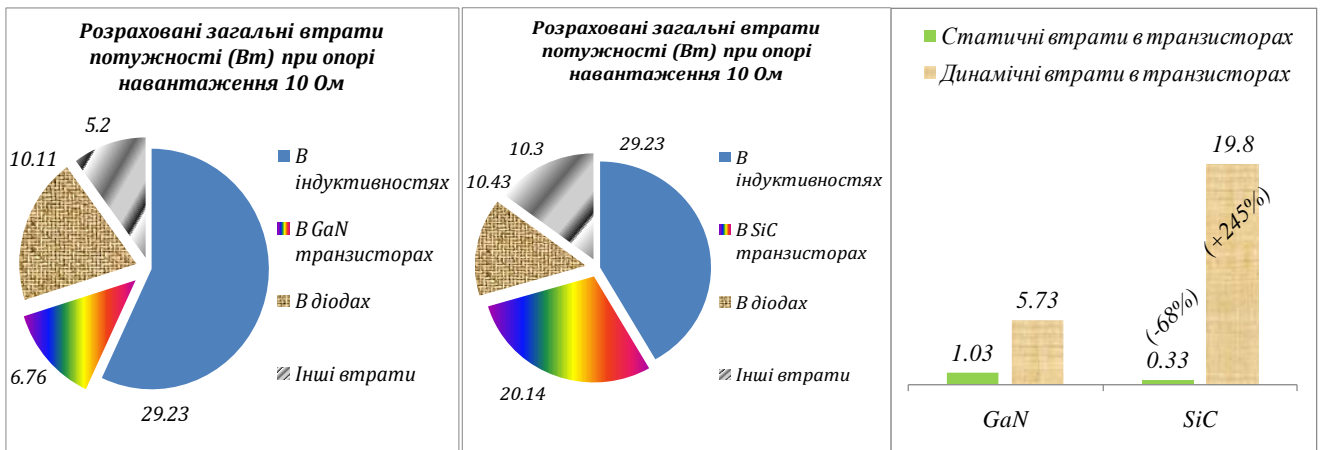


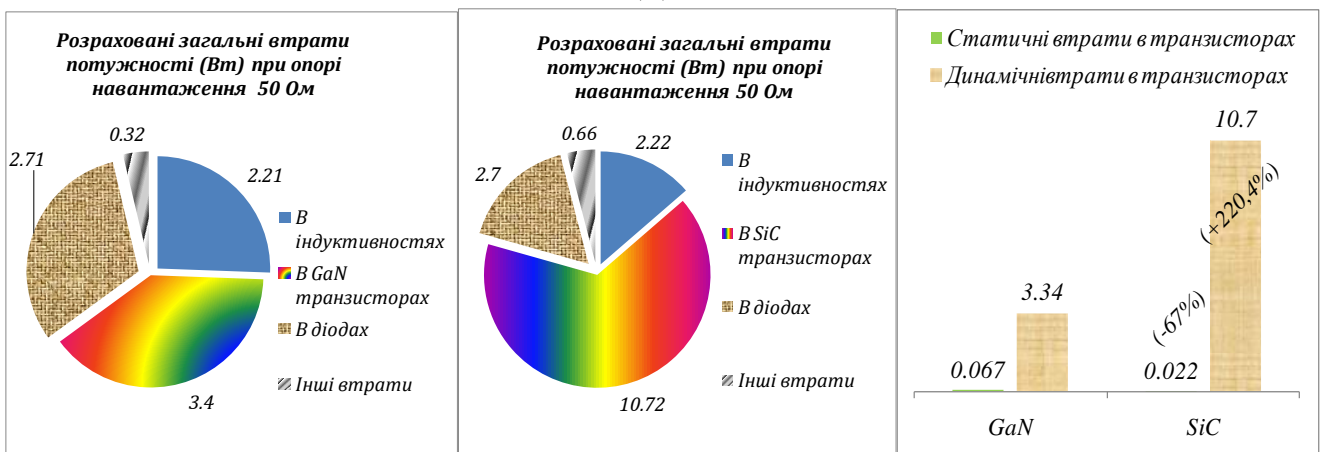
Рис.4.12. Розрахунок втрат потужності при $k=0,7$, $f=150$ кГц, $V_{in}=300$ В та зміні опору навантаження: (а) розподіл втрат в схемі із GaN-транзисторами за основними групами; б) розподіл втрат в схемі із SiC-транзисторами за основними групами

Струм у вторинній котушці є вищим через менший опір у вторинній котушці та величину самоіндукції, оскільки кількість витків є меншою. Це спричиняє більші втрати порівняно з первинними котушками [74].

Опір відкритого каналу SiC транзистора менший, ніж в GaN, тому статичні втрати будуть нижчими попри їх незначний вклад у загальні втрати. Проте динамічні характеристики SiC транзисторів є гіршими, що детально було описано в попередньому розділі, а отже сума всіх втрат у схемі із SiC транзисторами буде в 1,3 рази (на 77 %) більшою.



(a)



(б)

Рис.4.13. Розрахунок втрат потужності при $k = 0,7$, $f = 150$ кГц, $V_{in} = 300$ В:

а) розподіл втрат за основними групами для опору навантаження 10 Ом для GaN (зліва) та SiC транзисторів (посередині) і детальний розподіл втрат в транзисторах (справа); б) розподіл втрат за основними групами для опору навантаження 50 Ом для GaN (зліва) та SiC транзисторів (посередині) і детальний розподіл втрат в транзисторах (справа)

Ефект динамічних втрат в транзисторі стає менш помітним із збільшенням потужності передачі, тобто зі зменшенням опору навантаження [74]. Це означає, що внесок динамічних втрат транзистора в загальні втрати потужності також буде меншим (внесок зміниться із 53 % при 100 Ом до 12,4 % при 10 Ом-для схеми із GaN транзисторами). Для схеми із SiC транзисторами внесок динамічних втрат буде більш відчутним – він зміниться із 78 % при 100 Ом лише до 33 % при 10 Ом.

Експериментально підтверджено, що, при входній напрузі 300 В і вище в GaN транзисторах потрібно ставити снаберні ємності між виводами стоку-витоку транзисторів задля зменшення стрибків напруги, оскільки вони мають незначний запас по перевищенню критичної напруги, а отже і гіршу надійність [74].

На основі вищепроведеного огляду та аналізу прийнято рішення використовувати SiC транзистори для побудови фінального прототипу БЗП із замкненою системою керування для зарядки акумуляторних батарей.

4.5 Висновки до розділу 4

1. Вперше розроблено та виконано комплексну аналітичну оцінку втрат потужності в основних елементах системи БПЕ з інвертором Т-типу на основі GaN та SiC транзисторів та двома розділеними передавальними котушками індуктивності з покращеними масогабаритними параметрами.

2. За результатами аналізу втрат потужності, моделювання та порівняння систем БПЕ на базі звичайного та подвійного інвертора Т-типу із класичним повномостовим інвертором при двох різних рівнях потужності передачі енергії було доведено, що замкнута система БПЕ на базі GaN транзисторів має найнижчі загальні втрати потужності зі всіх розглянутих варіантів до 1,7 разів, що остаточно підтверджує переваги обраної схеми інвертора з двома розділеними передавальними котушками індуктивності з SP компенсацією.

3. Встановлено, що найбільші втрати потужності мають магнітні компоненти і випрямляючі діоди. Водночас загальні втрати в транзисторах є найменшими порівняно з усіма іншими втратами на елементах схеми, що показує, що GaN транзистори є найкращим варіантом для безпровідної передачі потужності в цій схемі. Заразом при моделюванні та порівнянні схеми БПЕ з інверторами Т-типу на базі SiC- транзисторами встановлено, що SiC- транзистори мають більші динамічні втрати в 3 рази, порівняно із GaN транзисторами.

4. Розглянуто та імплементовано основні особливості та рекомендації проектування друкованої плати із врахуванням GaN транзисторів, що спрямовані на підвищення ефективності та зменшення втрат потужності. Були реалізовані

рішення щодо покращення електромагнітної сумісності компонентів, зменшення площі струмових контурів.

5. Встановлено, що розроблена система БПЕ на базі GaN транзисторів має компактні габаритні розміри через менший розмір самих транзисторів та відсутність радіаторів в комплексі із розділеними передавальними котушками індуктивності із SP компенсацією і також ефективність 90 % при максимальній дослідженій потужності 360 Вт, що відповідає рівню промислових зразків. Однак в результаті моделювання та експериментів виявилось, що ці транзистори є більш чутливими до короткочасної перенапруги, ніж інші типи транзисторів, навіть при максимально можливому запасі по напрузі до 650 В. Тому для фінального впровадження прийнято рішення використовувати більш надійні SiC транзистори із більшим запасом по напрузі стоку-витоку (до 900 В) та потужності, оскільки вони передбачають встановлення радіаторів.

Посилання: [16], [18], [45], [62], [74], [76], [79], [90-103] див. список використаних джерел стор. 118, 121, 123, 125-128.

РОЗДІЛ 5

РЕЗУЛЬТАТИ ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНИХ ДОСЛІДЖЕНЬ ФІНАЛЬНОГО ПРОТОТИПУ БЗП НА ОСНОВІ БАГАТОРІВНЕВОГО ІНВЕРТОРА Т-ТИПУ

Як було визначено в розділі 4, для дослідження і виготовлення фінального прототипу лабораторного БЗП із замкнутою системою керування обрано SiC транзистори з погляду більшої практичної доцільності, надійності та експлуатації. Представлено експериментальний прототип системи БПЕ із інверторами Т-типу на базі SiC транзисторів, і порівняно масогабаритні параметри з іншими зразками, в тому числі із серійними.

5.1 Опис експериментального макету

На початковому етапі експерименти проводились у лабораторії (Рис.5.1а) [55].

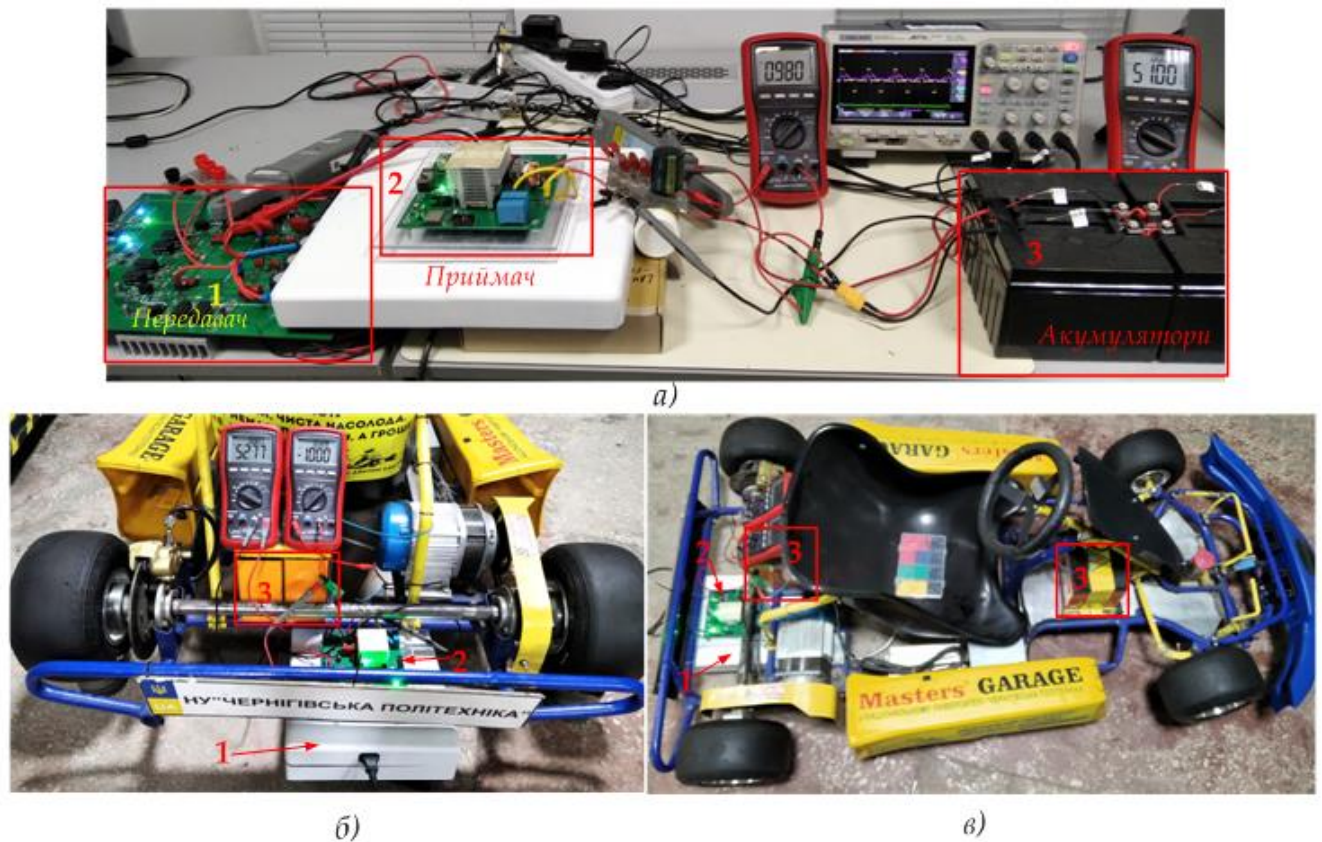


Рис.5.1. Експериментальний прототип БЗП: а) в лабораторії; б, в) встановлено на електрокарті

Згодом БЗП для низьковольтних акумуляторів було встановлено на електричному карті, розробленому в Національному університеті «Чернігівська політехніка» (Рис.5.1б, в). Приймальна котушка розташована під друкованою платою приймальної частини для поліпшення зручності та компактності.

Максимальна швидкість електрокарту становить 45 км/год. Він має три режими руху: дитячий, дорослий та професійний. Обмеження швидкості кожного режиму встановлено відповідно 16, 25 та 45 км/год. Електричний карт може проїхати приблизно 35 км від одного заряду акумулятора. Карт оснащений електродвигуном Voltabikes - безколекторним двигуном постійного струму із вбудованою планетарною коробкою передач. Потужність електродвигуна становить 1 кВт, напруга живлення —48 В.

На Рис.5.2 зображена запропонована схема замкнутої системи БПЕ з багаторівневим перетворювачем для безпроводної зарядки транспортної батареї малої потужності [55]. Трирівневий перетворювач Т-типу на основі SiC транзисторів складається з повномостового інвертора (S_1 - S_4), підключеного до послідовної ланки напівпровідникових перемикачів (двонаправлені допоміжні перемикачі S_5 - S_8) [74].

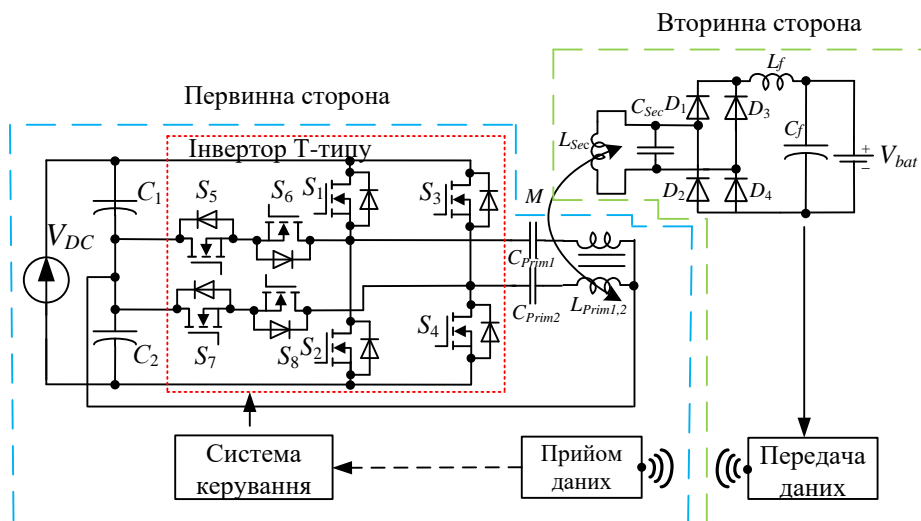


Рис.5.2. Запропонована схема експериментального прототипу системи БЗП на основі інвертора Т-типу з SiC транзисторами для заряджання акумуляторів

Переваги та причини використання двох розділених приймальних котушок індуктивності та компенсаційної ланки описано розділі 2, а запропонована система керування та основні блоки- в розділі 3.

Первинна плата була розроблена з можливістю видавати потужність передачі до декількох сотень ват. Для цього були передбачені більші відстані між доріжками на друкованій платі і транзистори із запасом по струму. Тому ДП має відносно великі габаритні розміри. Всі котушки індуктивності використовуються ті самі, що і були розраховані та досліджені в розділах 2 та 4.

Були використані N-канальні SiC-транзистори C3M0030090K (900 В, 30 мОм) [55]. Транзистори забезпечують комутацію на частоті 150 кГц (Таблиця 5.1). Електроживлення первинної частини пристрою відбувається від мережі змінного струму 220 В.

Таблиця 5.1

Таблиця параметрів для експериментів

<i>Символ</i>	<i>Опис</i>	<i>Значення</i>
V_{in}	Вхідна напруга, В	310
V_{bat}	Номінальна напруга батарей, В	48
P_{nom}	Номінальна напруга заряджання, Вт	110
S_1-S_8	SiC транзистори	C3M0030090K
F_{sw}	Частота перемикання і частота резонансу, кГц	150
МК	Мікроконтроллер	TMS320F28375DPZPS
$L_{prim1,2}$	Передавальні котушки індуктивності, мкГн	90
L_{sec}	Приймальна котушка індуктивності, мкГн	24
Батарея 1	Master 6-DZM-22.2	12 В, 22.2 А/г
Батарея 2	Luxeon LT9	12 В, 9 А/г

Чотири свинцево-кислотні батареї Master 6-DZM-22.2 напругою 12 В послідовно підключені для отримання номінальної напруги 48 В. Це вдосконалені

акумулятори з використанням сучасної нанотехнології графену та силіконового гелю ємністю 22,2 А/г. Для порівняння, інші батареї Luxeon LT9 (9 А/г) також були заряджені меншими струмами. Обмеження струму заряду в цих герметичних свинцево-кислотних акумуляторах становить лише 1,5 А, отже, максимальна потужність зарядки становить близько 77 Вт.

5.2 Результати експериментальних досліджень

Перед початком експериментів усі акумулятори розряджались до напруги 46 В електронним навантаженням. Слід уникати глибокого розряду під час експериментів та експлуатації, щоб продовжити термін їх служби.

На експериментальних осцилограмах видно типові форми сигналів в обох режимах роботи (Рис.5.3) [55]. Майже однакова форма сигналу (як на Рис.5.3а) зберігалася без спотворень при зарядці в режимі СС. Форма сигналу струму інверторів (I_{in}) має певні флуктуації в режимі CV і не має вираженої пікової та синусоїдальної форми, оскільки містить велику кількість гармонік високого порядку [86]. Основною причиною цієї проблеми є реакція вхідного опору на робочу частоту, як зазначено в [86].

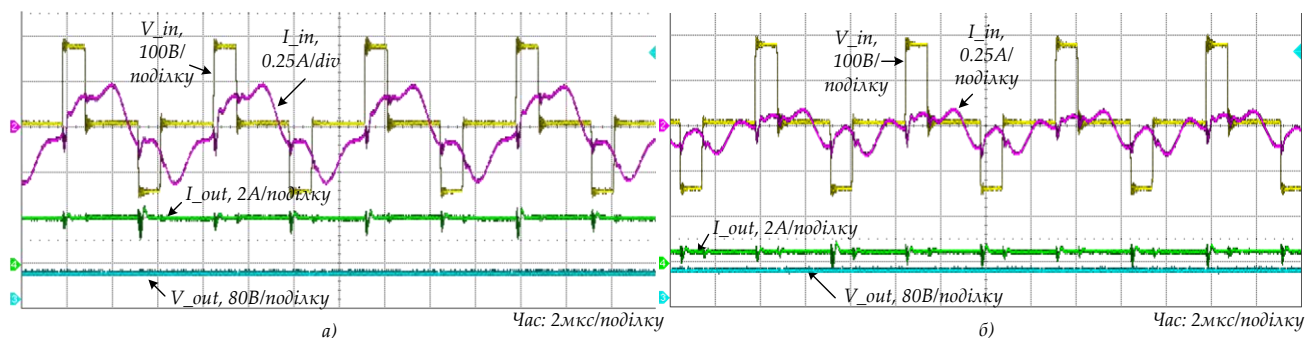


Рис.5.3. Експериментальні осцилограми в режимах СС та CV із струмом зарядки в режимі СС = 2 А: а) напруга та струм інвертора (V_{in} , I_{in}) та напруга й струм зарядки акумуляторів (V_{out} , I_{out}) у режимі СС при $R_{bat} = 27$ Ом; б) напруга та струм в інверторі (V_{in} , I_{in}) та напруга й струм зарядки акумуляторів (V_{out} , I_{out}) в режимі CV при $R_{bat} = 95$ Ом

При відлагодженні замкненої системи керування також визначено поточну затримку сигналу передачі інформації. Згідно з тестовою експериментальною

осцилограмою, комунікаційна затримка системи зворотнього зв'язку складає близько 1 мс (Рис.5.4), що є в декілька разів меншим значенням за максимально допустиму комунікаційну затримку [55].

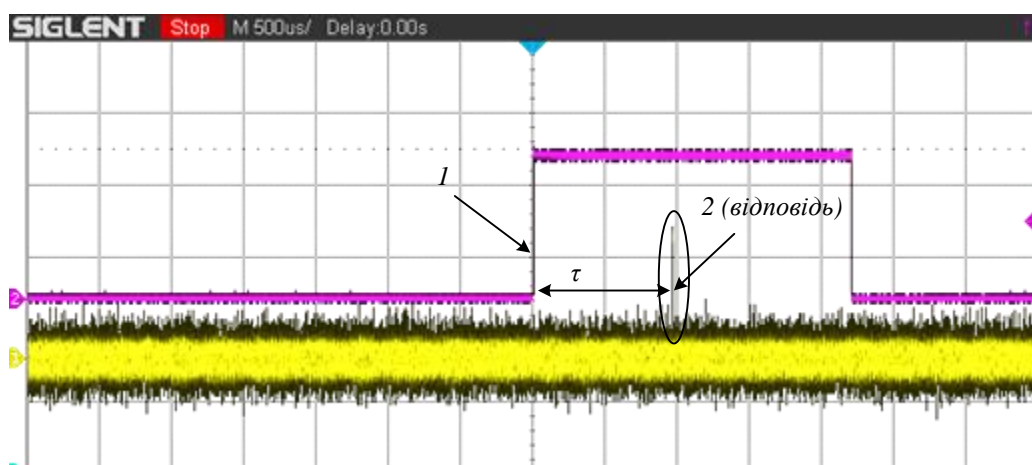


Рис.5.4. Комунікаційна затримка системи зворотнього зв'язку (τ), де крива 1 - інформаційний сигнал із вторинної сторони, крива 2- відповідь на первинній стороні

Підтверджено, що еквівалентний опір акумулятора збільшується із часом заряджання і досягає максимуму, коли акумулятор повністю заряджений, як зазначено у [15], [86], [104]. Еквівалентний змінний опір R_{bat} батарей дорівнює співвідношенню напруги заряджання V_{bat} і струму заряджання I_{bat} : ($R_{bat} = V_{bat}/I_{bat}$).

Еквівалентний опір батарей збільшився до 28 Ом в режимі CC (Рис.5.5а), а напруга на батареях досягла номінального значення 56,8 В. Час зарядки акумулятора в режимі CC становив 73 хв. На Рис.5.5б показано зміну ефективності в залежності від часу зарядки. Максимальний ККД становив 90,5 % і не надто знижувався під час CC режиму. Загальна максимальна ефективність становила 84 %, враховуючи втрати потужності системи керування. Ефективність системи може бути трохи вищою при більшій потужності передачі, насамперед за рахунок зменшення внеску втрат від керування в загальні втрати системи, що доведено в розділі 4.

З цього моменту система автоматично почала заряджатись у режимі CV. Максимальна ефективність у режимі CV була трохи нижчою (88 %), ніж у режимі CC, як і очікувалося. Коливання напруги заряджання в режимі CV становило менше

1 %, що свідчить про чудові характеристики регулятора (Рис.5.3). У режимі CV встановлено мінімальний зарядний струм, за якого процес зарядки автоматично закінчується. Це значення становить 10 % від максимального струму зарядки, тобто в цьому разі 0,2 А. Еквівалентний опір акумуляторів наприкінці процесу зарядки становив 284 Ом, потужність зарядки впала до 11,4 Вт, а ефективність знизилася до 53 %.

Тривалість зарядки в режимі CV становила 6,2 год, що, звичайно, довше зарядки максимальним струмом. Загальна тривалість процесу безпровідної зарядки становила 7,5 год, що відповідає заявленим характеристикам акумуляторів.

На Рис.5.5в та Рис.5.5г показаний час зарядки інших батарей Luxeon LT9 (9 А/г) зі струмом зарядки 1,5 та 1 А [55].

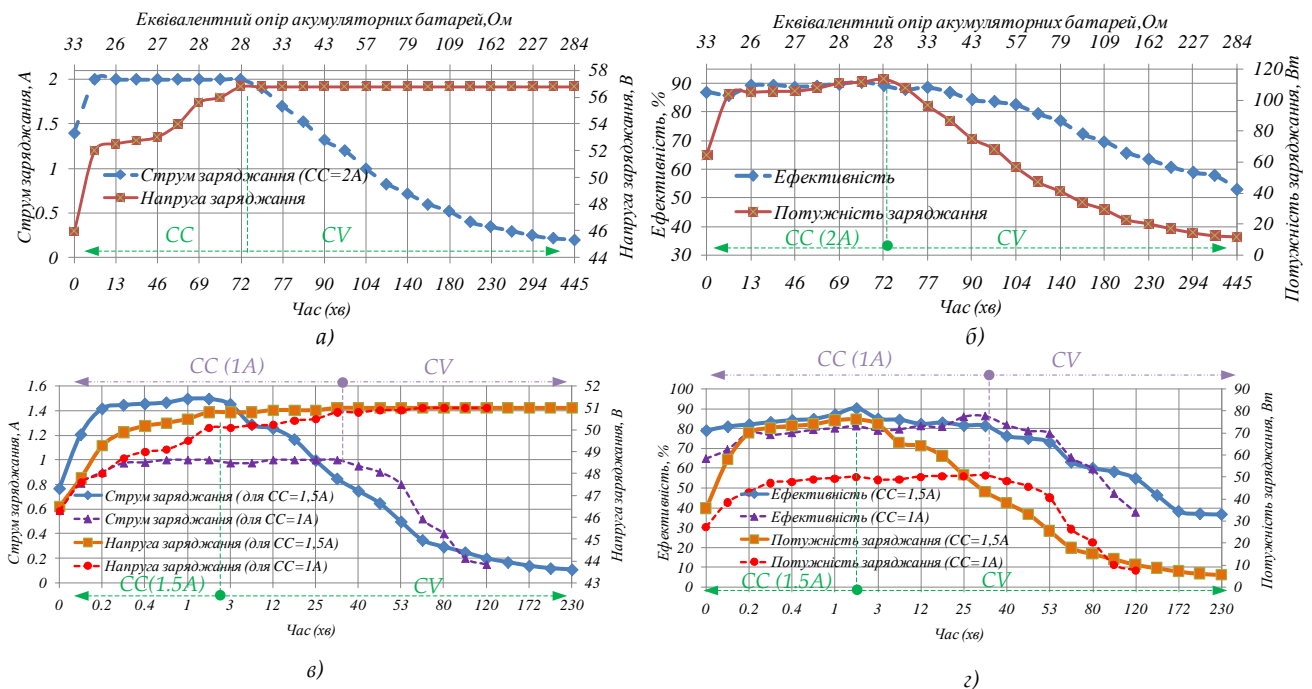


Рис.5.5. Експериментальні залежності в режимах CC та CV для різних акумуляторних батарей: а) профіль зарядки від часу зарядки та еквівалентний опір акумуляторів при струмі заряджання 2 А в режимі CC; б) ККД та вихідна потужність системи БПЕ при струмі заряджання 2 А в режимі CC; в) профіль зарядки від часу зарядки та еквівалентного опору акумуляторів при струмі зарядки 1,5 А та 1 А у режимі CC; г) ефективність та вихідна потужність системи БПЕ при струмі зарядки 1,5 А та 1 А в режимі CC

Тривалість режиму CV значно зменшилась через більшу тривалість роботи в режимі CC. Це показує, що на практиці доцільніше заряджати батареї не максимальним струмом, а дещо меншим. Це зменшить загальний час зарядки з 230 до 120 хв. Ефективність системи при цьому може бути дещо нижчою. Основні результати наведені в порівняльній Таблиці 5.2. Слід зауважити, що для експерименту не використовувались нові батареї. Вони вже втратили частину ємності після інтенсивної роботи, тому процеси заряду-розряду відбуваються відносно швидко.

За незначних модифікацій цей БЗП можна адаптувати для заряджання батареї іншого рівня напруги та потужності. Однак на шляху практичного застосування цього та подібних зарядних пристроїв є певні перешкоди та проблеми. Існує практична інженерна проблема - надійне кріплення на транспортному засобі та захист від механічних та атмосферних впливів. Щодо зменшення масогабаритних параметрів, то можна зменшити висоту приймальної частини представленого зарядного пристрою. Це можна зробити, замінивши стандартні радіатори на металеву раму технічного засобу для відведення залишкового тепла з діодів. Площу силової частини первинної ДП можна зменшити шляхом винесення елементів системи керування на окрему ДП, проте це рішення в такому разі може погіршити комунікацію між цими ДП. З іншого боку, бажаним є адаптувати систему керування щодо можливого застосування для зарядки різних типів акумуляторів, різного рівня потужності та різних транспортних засобів. Це значно розширить область застосування таких пристроїв.

5.3 Порівняння електричних та масогабаритних параметрів фінального прототипу з існуючими та з комерційними рішеннями БЗП

При оптимізації масогабаритних параметрів важливо слідкувати, щоб в результаті ці рішення не призвели до суттєвого зниження ефективності роботи системи БПЕ. Отримані результати дослідження фінального рішення БЗП мають значення продуктивності, подібні до існуючих систем (Таблиця 5.2), що є цілком достатнім рівнем [55].

**Порівняння ефективності та часу заряджання розроблених
безпроводних зарядних пристроїв**

Джерело	Максимальна потужність заряджання, Вт	Макс. ефективність в режимі CC, %	Макс. ефективність в режимі CV, %	Час заряджання в режимі CC, хв	Загальний час заряджання, год	Напруга і ємність батареї
БЗП на основі SiC транзисторів	113	90.5 (при струмі 2 А)	88	73	7.5	48 В, 22.2 А/г
БЗП на основі SiC транзисторів	76	89.7 (при струмі 1.5 А)	84.9	2	3.8	48 В, 9 А/г
[86]	120	Струм заряджання 2.52 А	-	Кілька десятків хвилин	7	48 В, 12 А/г
[85]	87	87.5 (при струмі 1.8 А)	91.1	-	7	48 В, 20 А/г
[85]	220	89.5 (при струмі 3 А)	91.9	-	-	72 В (електронне навантаження)
[86]	200	85 (при струмі 3.8 А)	87	-	-	48 В (електронне навантаження)
[104]	850	88.4 (при струмі 20.8 А)	85	-	13.8	48 В, 100 А/г

Максимальна ефективність в обох режимах роботи і в часі зарядки не гірша, ніж у інших розроблених лабораторних аналогів у діапазоні від 90 до 850 Вт, як видно з Таблиці 5.2.

Жодних комерційних аналогів безпроводних зарядних пристроїв не було знайдено в подібному діапазоні зарядної потужності та з джерелом живлення від побутової мережі та вихідною напругою 48 В. Тому неможливо порівняти ефективність прямих комерційних аналогів із розробленим пристроєм. Як приклад, максимальна ефективність БЗП для мобільних телефонів становить у середньому до 80-85 % при потужності 10-20 Вт. Максимальна ефективність дротових аналогів, що випускаються серійно, може бути вищою – в середньому близько 90 % при потужності від 75 Вт і більше. Ці значення доводять, що розроблений безпроводний зарядний пристрій з новою топологією та запропонована система керування з поліпшеними масогабаритними параметрами магнітної частини має такий самий рівень ефективності, як комерційні дротові та безпроводні пристрої малої потужності. Ця перспектива відкриває шлях для реалізації таких пристроїв.

Запропонована система керування є найпростішою в порівнянні з рішенням у Таблиці 5.2, крім того, перевагою є також спосіб і алгоритм виявлення наявності приймальної котушки. Магнітна частина системи має зменшені масогабаритні параметри, на відміну від рішень, представлених у Таблиці 5.2 і переважної більшості існуючих рішень, а саме лабораторних прототипів.

В наступній Таблиці 5.3 можна бачити два рішення системи БПЕ – на GaN та на SiC транзисторах. Більші масогабаритні параметри фінального рішення на базі SiC транзисторів (площа первинної ДП більша в 2,3 рази - Рис.5.6) пояснюються необхідністю використання радіаторів. Варто зауважити, що більше 25% загальної ваги первинної ДП та висоти для рішення SiC складають радіатори з алюмінію. До того ж, як було зазначено, таке рішення суттєво поліпшить надійність роботи системи при практичному використанні та розширить діапазон потужності для можливої зарядки акумуляторних батарей зі струмом до 10-12 А. Всі котушки індуктивності використано ті самі, як і при попередньому рішення для GaN транзисторів.

Таблиця 5.3

Масогабаритні параметри розроблених систем БПЕ та БЗП

Джерело	Максимальна досліджена потужність, Вт	Робоча частота, кГц	Геометричні розміри первинної ДП (довжина x ширина x висота), мм	Площа первинної ДП (мм ²) та об'єм (мм ³)	Геометричні розміри вторинної ДП, мм	Площа вторинної ДП (мм ²) та об'єм (мм ³)	Вага первинної ДП в зборі, г	Вага вторинної ДП в зборі, г
Рішення на GaN транзисторах	360	150; 200	220x140x34	(308см ²); (1047,5см ³)	110x110x30	(121см ²); (363см ³)	310	210
Рішення на SiC транзисторах	600	150	325x225x63	(731,3см ²); (4606,8см ³)	145x145x50	(210,3см ²); (1051,3см ³)	1180	309
[87]	80	40	75x150x30 (без ДП керування)	(112,5см ²); (337,5см ³)	78x90x20	(70,2см ²); (140,4см ³)	-	-

Як було зазначено, в своїх роботах науковці зазвичай меншою мірою порушують проблему покращення масогабаритних параметрів систем БПЕ та БЗП, аніж підвищення ефективності роботи і передачі енергії. Тому існуючої інформації щодо кількісних показників масогабаритних параметрів ДП для подібного рівня потужності надзвичайно мало і вона є неповною (Таблиці 5.3 та Рис.5.6).

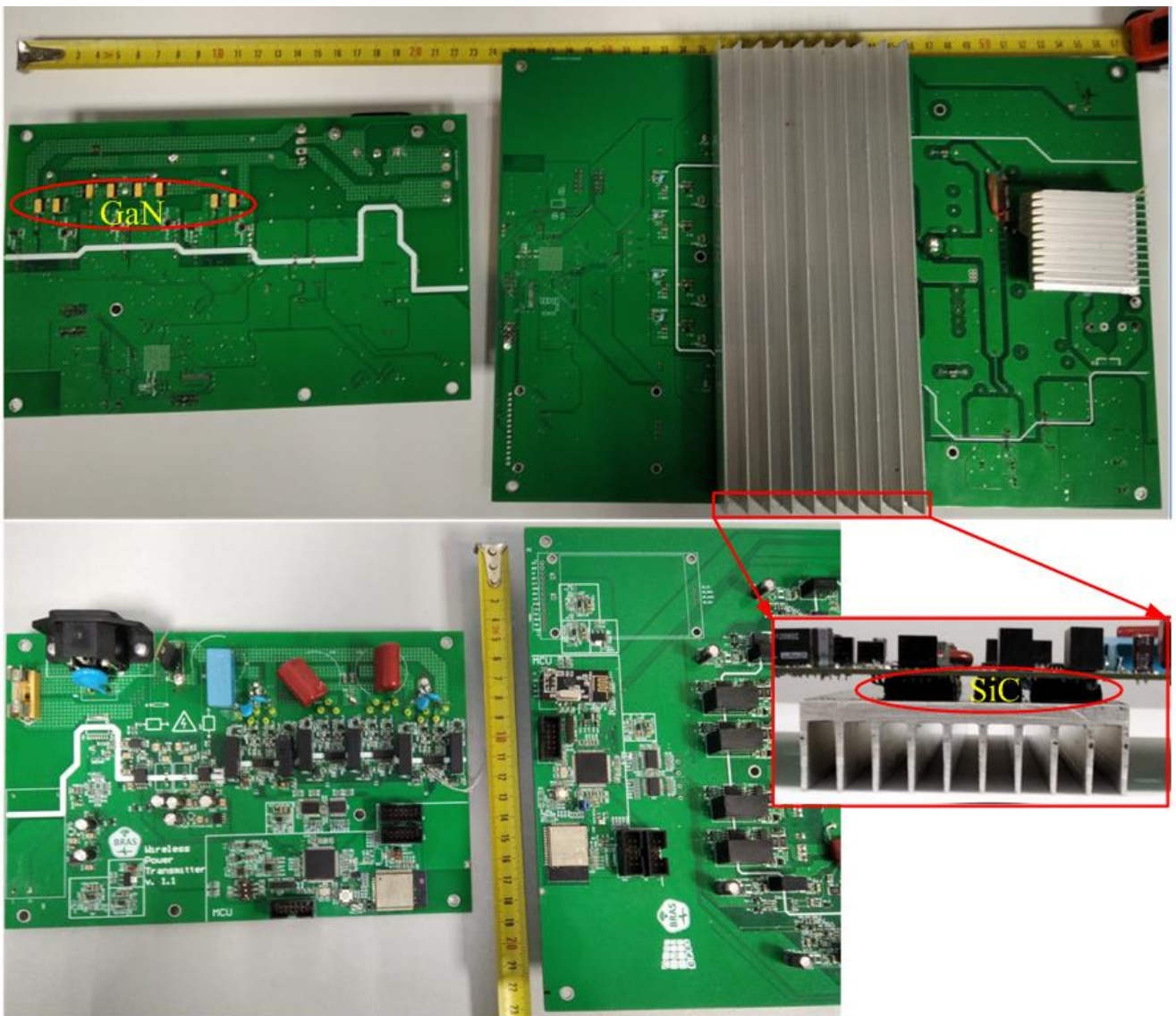


Рис.5.6. Габаритні розміри передавальних друкованих плат на GaN транзисторах (зліва) та на SiC транзисторах (справа)

Найбільш коректно порівнювати розроблений БЗП із дрововими та безпроводними аналогами комерційних БЗП, котрі доступні на ринку України (Таблиця 5.4).

Як можна бачити з Таблиці 5.4, діапазон цін дровових зарядних пристроїв акумуляторних батарей з номінальною напругою 48 В на ринку України навіть для однакової потужності є широким. Знайдено всього дві умовні категорії дровових зарядних пристроїв потужністю 100-200 Вт та біля 1 кВт. В діапазоні біля 500 Вт зарядних пристроїв із напругою заряджання 48 В не було знайдено, і цей факт відкриває ще одну перспективну нішу на ринку БЗП в діапазоні потужності 300-

1000 Вт. Тому саме з такими перспективами і було спроектовано фінальний варіант БЗП.

Таблиця 5.4

Масогабаритні параметри комерційних БЗП та дротових ЗП

Комерційні БЗП	Максимальна заявлена потужність, Вт	Вартість, грн.	Геометричні розміри корпусу БЗП (довжина x ширина x висота), мм	Площа первинної ДП (мм ²) та об'єм (мм ³) або об'єм корпусу(мм ³)	Геометричні розміри вторинні ДП, мм	Площа вторинної ДП (мм ²) та об'єм (мм ³)	Вага всього ЗП, г
Бездровий БЗП [105]	200	2600	17x30x20	(5.1см ²); (10.2см ³)	65x35x32-	(5.1см ²); (10.2см ³)	-
Дровий БЗП [106]	145	502	170x60x100	1020 см ³	-	-	500
Дровий БЗП [107]	190	1200	152x68x45	465,1 см ³	-	-	325
Дровий БЗП [108]	175	560	150x90x50	675см ³	-	-	-
Дровий БЗП [109]	960	4900	180x190x100	3420 см ³	-	-	3000
Дровий БЗП [110]	100	708	190x60x100	1140 см ³	-	-	575

Як зазначалось в розділі 1 даного дисертаційного дослідження, безпровідних зарядних пристроїв для батарей напругою 48 В в Україні не було знайдено. Знайдено аналоги за кордоном [105], щоправда лише набір для самостійного встановлення, без корпусу. Напруга на первинній стороні зазначена 48 В, тому розміри пристрою досить невеликі. Максимальний струм до 4 А при ефективності до 88 %. Повний аналог розробленого в дисертаційній роботі зарядного пристрою із живленням від побутової мережі та вихідною напругою 48 В за кордоном також не було знайдено. Найближчим аналогом є промисловий БЗП із вихідною напругою до 30 В та потужністю до 450 Вт [111]. Його вартість становить до 20 тис.грн (700\$).

Отже ринок БЗП для низьковольтних батарей малопотужного індивідуального електротранспорту є в початковому стані як в Україні, так і за її межами, що відкриває великі перспективи для рішень, представлених в даній роботі.

5.4 Висновки до розділу 5

1. Розроблена та експериментально досліджена система БПЕ з подвійним інвертором Т-типу на базі SiC транзисторів, розділеними передавальними котушками індуктивності та замкнутою системою керування на основі ПП регуляторів для режимів *CC/CV* показала достатню ефективність при відносно низькій складності реалізації. Експериментальний зразок безпровідного зарядного пристрою із замкненою системою керування розроблено для тестування та підтвердження запропонованих рішень для різних акумуляторів з різним струмом зарядки.

2. Реалізовано алгоритм виявлення вторинної котушки індуктивності, автоматичну зупинку процесу зарядки в звичайному та аварійному режимах, що підвищує функціональність, безпеку та зручність використання БЗП.

3. . Максимальна потужність передачі становила 113 Вт при струмі заряджання 2 А. Максимальна ефективність в режимі *CC* була досягнута на рівні 90,5 %, в *CV* – 88 %. Коливання напруги зарядки в режимі *CV* становило менше 1 %, що свідчить про відмінні характеристики регулятора. Загальний час зарядки становив 7,5 год, що відповідає паспортним даним акумуляторів. Отримані експериментальні результати електричних величин відповідають існуючим рішенням. Експериментально виміряна затримка зв'язку становила 1 мс, що в кілька разів нижче дослідженої межі нестабільності.

4. Фінальний варіант БЗП є дещо надлишковим рішенням за масогабаритними параметрами порівняно із рішенням на GaN транзисторах. Однак фінальний варіант було спроектовано із можливістю більш надійної роботи при потужностях заряджання до 600-800 Вт і як рішення на перспективний розвиток ринку БЗП. Крім того, навіть фінальний варіант БЗП можна співставити за об'ємом та вагою із певними дротовими аналогами, якщо брати для порівняння потужність до 1 кВт.

5. Результати досліджень відкривають шлях до комерціалізації цього БЗП з незначною адаптацією лабораторного зразка до практичного застосування,

оскільки безпровідні аналоги БЗП такого рівня потужності (100 Вт-1 кВт) в Україні та за кордоном практично відсутні.

Посилання: [15], [55], [74], [85-87], [104-111] див. список використаних джерел стор. 118, 123, 125, 126, 128-130.

ВИСНОВКИ

В дисертаційній роботі вирішене актуальне наукове завдання зменшення масогабаритних показників безпроводних зарядних пристроїв для низьковольтних акумуляторних батарей індивідуальних електричних транспортних засобів шляхом огляду, аналізу, порівняння, розрахунків, обґрунтування вибору та впровадження комплексу науково-практичних технічних і програмних методів та засобів.

Отримані нові науково підтвержені теоретичні та практичні результати сприятимуть наближенню малопотужних систем БПЕ та БЗП для зарядки акумуляторних батарей індивідуального електротранспорту за масогабаритними показниками до дротових аналогів зарядних пристроїв та підвищення зацікавленості споживачів в БЗП. Також врахування затримки передачі даних між приймальною та передавальною частинами за запропонованим аналізом передавальної функції допоможе збільшити точність результатів при дослідженні стабільності системи керування і наблизити теоретичні результати та результати моделювання до експериментальних при розробці систем керування для БЗП. Можливим напрямком продовження досліджень за тематикою дисертації може бути покращення масогабаритних параметрів та підвищення ефективності роботи БЗП у випадку безпроводного заряджання акумуляторних батарей різних електричних транспортних засобів шляхом адаптації силової частини і системи керування до різних рівнів напруги та потужності акумуляторних батарей.

Представлені результати дозволили створити БЗП для низьковольтних накопичувачів енергії малопотужних індивідуальних електричних транспортних засобів, які відрізняються від відомих перетворювачів зменшеними масогабаритними параметрами.

Отримані наступні наукові та практичні результати:

1. Розглянуто основні напрямки та перешкоди розвитку систем безпроводної передачі енергії, показана доцільність та перспективність використання БЗП низької потужності для зарядки акумуляторних батарей індивідуального електротранспорту за повної відсутності на ринку прямих аналогів. Встановлено,

що зменшення масогабаритних показників системи БЗП як одної зі значних проблем БПЕ найбільш доцільне шляхом вибору топології інвертора, котра зможе забезпечити зменшення струму через передавальні котушки індуктивності, що зменшить значення самоіндуктивності та масогабаритні розміри всіх магнітних компонентів як основної складової габаритів та ваги системи БПЕ.

2. Вперше запропоновано багаторівневий інвертор Т-типу із нейтральною середньою точкою разом із розділеними передавальними котушками індуктивностями та SP компенсацією для розробки БЗП низьковольтних накопичувачів енергії з покращеними масогабаритними параметрами. За результатами математичного моделювання, запропонована топологія дозволяє зменшити струм на силових елементах первинної частини і котушках індуктивності в 2 рази, що призводить до зменшення значення самоіндуктивностей розділених котушок в 8-15 разів та їх масогабаритних параметрів в 2-3,5 рази порівняно з розрахованими котушками для класичного рішення, а значення вторинної самоіндуктивності при послідовно-паралельній компенсаційній ланці буде меншим в 2,5 рази. Крім того, це зменшить в 2 рази кількість фериту та зменшить зовнішній діаметр магнітної частини передавача порівняно із двома звичайними передавальними котушками індуктивності.

3. Розроблено стабільну замкнену систему керування інвертором Т-типу в БЗП для реалізації режимів заряджання CC/CV на базі ПІ регуляторів, котра практично не впливає на масогабаритні параметри системи та має спрощену схему вимірювання на вторинній стороні. Вперше запропоновано налаштування такої системи керування, яка враховує суттєву затримку передачі даних між приймальною та передавальною частинами.

4. Вперше виконано порівняльний комплексний аналіз втрат потужності в основних елементах схеми БПЕ з інверторами Т-типу і розділеними передавальними котушками індуктивності, за результатами чого встановлено, що запропоноване рішення має до 1,7 рази менші загальні втрати потужності порівняно з іншими розглянутими схемами напівпровідникових рішень за різних

рівнів потужності передачі енергії, що підтверджує переваги представленого рішення в цілому і визначає достатню ефективність роботи.

5. Проведено порівняльний аналіз використання сучасних типів напівпровідників у запропонованому рішенні в інверторі Т-типу для системи БПЕ, за результатами якого встановлено, що найкращим рішенням є GaN транзистори, котрі мають найкомпактніші розміри, не потребують жодних радіаторів, мають знижені динамічні втрати потужності разом із сукупністю інших переваг, що призведе до зменшення масогабаритних параметрів силової частини системи БПЕ при високій ефективності роботи.

6. Розроблено та перевірено фінальний експериментальний зразок БЗП з покращеними масогабаритними показниками магнітної частини на базі SiC транзисторів, максимальна ефективність роботи якого була досягнута 90,5 % за потужності заряджання 113 Вт із часом заряджання, що відповідає паспортним даним акумуляторів. Реалізовано алгоритм який визначає наявність приймальної котушки індуктивності та забезпечує захист від перенапруги і перевантажень, що покращує безпеку, надійність, функціональність, зручність практичного користування пристроєм. Представлений зразок можна співставити за масогабаритними параметрами із дротовим аналогами більшої потужності на комерційному ринку, оскільки безпровідні аналоги подібного пристрою в діапазоні потужності 100 Вт-1 кВт відсутні.

7. Розроблений експериментальний зразок БЗП рекомендовано до впровадження в нових розробках ТОВ «П'єзосенсор». Теоретичні та практичні результати дисертаційної роботи впроваджено в учбовий процес Національного університету «Чернігівська політехніка».

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Transport, energy and CO₂. Moving toward sustainability. [Електронний ресурс]// International energy agency.2009, 419 p. Режим доступу: <https://www.iea.org/publications/freepublications/publication/transport2009.pdf>. (дата звернення: 12.01.2018). Назва з екрану.
2. Transport Statistics Great Britain 2014. [Електронний ресурс]// Department for Transport. 2014, 24 p. Режим доступу: https://www.gov.uk/government/uploads/system/uploads/attachment_data/file/389592/tsgb-2014.pdf. (дата звернення: 12.01.2018). Назва з екрану.
3. Какой уличный электротранспорт выбирают украинцы - статистика МОУО [Електронний ресурс]. Режим доступу: <https://ain.ua/2018/07/23/elektrotransport-ukraincev/>. (дата звернення: 12.01.2018). Назва з екрану.
4. R. Bosshard, J.W. Kolar. Inductive power transfer for electric vehicle charging: Technical challenges and tradeoffs. *IEEE Power Electronics Magazine*, 2016. vol. 3, no. 3, pp. 22-30.
5. J.-Y. Lee and B.-M. Han. A Bidirectional Wireless Power Transfer EV Charger Using Self-Resonant PWM. *IEEE Trans. on Ind. Electr.*, 2015. vol. 30, no. 4. pp. 1784-1787.
6. F.Z. Peng, Qian Wei, Dong Cao. Recent advances in multilevel converter/inverter topologies and applications. *Power Electronics Conference (IPEC)*, 2010 International, vol., pp.492-501.
7. R.Strzelecki, T.Sak, L.Roslaniec, J.Mucko. Multipulse Inverter Structures with Low Voltage Distortion. *2016 10th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG)*, 2016. pp 433-437.
8. R.Strzelecki, T.Sak, P.D.Zolov, A.Moradewicz, M.Grabarek. Multi-Pulse VSC Arrangements with Coupled Reactors. *2nd IEEE Southern Power Electronics Conference, SPEC 2016*, Auckland, New Zealand, 2016. pp 1-6.

9. И.В.Волков, И.В.Пентегов. Тесловские процессы в высоковольтных высокочастотных электрических цепях. *Технічна електродинаміка: Тем. випуск "Проблеми сучасної електротехніки"*. Ч. 1. К.: ІЕД НАНУ, 2000. С. 7-11.
10. В.Б. Павлов, О.Д. Подольцев, В.Є. Павленко. Дослідження експериментального зразка бездротового зарядного пристрою електромобіля. *Техн. електродинаміка*. 2021. № 5. С. 21-28.
11. И.В.Пентегов, И.В.Волков, А.Л.Приступа. О возможности осуществления бесконтактной подзарядки аккумуляторов имплантированных электростимуляторов. *Технічна електродинаміка: Тем. вип.; Проблеми сучасної електротехніки;*. Ч.5. К.: ІЕД НАНУ, 2008. С. 109-113.
12. И.В.Пентегов, И.В.Волков, А.Л.Приступа. Применение тесловских процессов для бесконтактного заряда аккумуляторов бытовых электрических устройств. *Технічна електродинаміка. Тем. вип. "Проблеми сучасної електротехніки"*. Ч. 2. 2006. С. 16-21.
13. А.Л. Приступа, І.В. Пентегов. Експериментальна установка для дослідження теслівських процесів при безконтактній зарядці акумуляторів. *Вісник Чернігівського державного технологічного університету: Серія: Технічні науки* - Чернігів: ЧНТУ, 2012. №1 (55). С. 233-239.
14. С. Liao, М. Huang, Z. Li, F. Lin and W. Wu. Simulation-Assisted Design of a Bidirectional Wireless Power Transfer With Circular Sandwich Coils for E-Bike Sharing System. *IEEE Access*, 2020. vol. 8, pp. 110003-110017.
15. Y. Chen, H. Zhang, S. Park and D. Kim. A Switching Hybrid LCC-S Compensation Topology for Constant Current/Voltage EV Wireless Charging. *IEEE Access*. 2019. vol. 7, pp. 133924-133935.
16. Сучасний стан бездротової передачі енергії. Частина I: монографія./ .О. Гусев, О.А. Велігорський, В.О. Шевченко, Б.П. Пахалюк, О.В. Красножон, М.А. Хоменко. Тернопіль: ТОВ "Терно-граф", 2020. 110 с.

17. Z. Huang, S. Wong and C.K. Tse. Design of a Single-Stage Inductive-Power-Transfer Converter for Efficient EV Battery Charging. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 2017. vol. 66, no. 7, pp. 5808-5821.
18. Anthon, A.; Zhang, Z.; Andersen, M.A.E.; Holmes, D.G.; McGrath, B.; Teixeira, C.A. The benefits of SiC mosfets in a t-type inverter for grid-tie applications. *IEEE Trans. Power Electron.* 2017, 32, pp. 2808–2821.
19. Apparatus for transmitting electrical energy. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://patents.google.com/patent/US1119732A/en>. (дата звернення: 12.01.2018). Назва з екрану.
20. Беспроводная передача электроэнергии: технология будущего или дорога в никуда? [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://elektroas.ru/besprovodnaya-peredacha-elektroenergii-tekhnologiya-budushhego-ili-doroga-v-nikuda>. (дата звернення: 12.01.2018). Назва з екрану.
21. Беспроводная передача электроэнергии [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://ichip.ru/tekhnologii/besprovodnaya-peredacha-elektroenergii-2334>. (дата звернення: 12.01.2018). Назва з екрану.
- 22.L. Wu Liu, Q. Zhang, Y. Chen. Avramenko Diode Circuit Topology for Microwave Energy Harvesting in Goubau Line and Wireless Mediums. *IEEE Access*. 2018. vol. 6. pp. 18883 – 18893.
- 23.В.Шевченко, Б.Пахалиук, О.Гусев. Огляд основних технологій бездротової зарядки накопичувачів енергії для малопотужних систем. *Технічні науки та технології*, 2017. № 4 (10). С. 133-146.
- 24.D. Patil, M.K. McDonough, J.M. Miller, B. Fahimi and P.T. Balsara. Wireless Power Transfer for Vehicular Applications: Overview and Challenges. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*. 2018. vol. 4, no. 1, pp. 3-37.
- 25.Jackson, John David. Classical electrodynamics. *Wiley*. 3rd ed. New York, 1999.
- 26.V. Shevchenko, O. Husev, R. Strzelecki, B. Pakhaliuk, N. Poliakov and N. Strzelecka. Compensation Topologies in IPT Systems: Standards, Requirements, Classification, Analysis, Comparison and Application. *IEEE Access*. 2019. vol. 7, pp. 120559-120580.

- 27.V. Shevchenko, O. Husev, B. Pakhaliuk and I. Kondratenko. Design and Simulation Verification of Low Power Wireless Charging Battery System for Electric Bicycle. *2018 IEEE 3rd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*, Kharkiv, 2018, pp. 22-27.
- 28.Технология беспроводной зарядки: принцип действия, стандарты, производители. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.russianelectronics.ru/leader-r/review/doc/70732/>. (дата звернення: 14.01.2018). Назва з екрану.
- 29.B.L. Cannon, J.F. Hoburg, D.D. Stancil and S.C. Goldstein. Magnetic Resonant Coupling As a Potential Means for Wireless Power Transfer to Multiple Small Receivers. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2009. vol. 24, no. 7, pp. 1819-1825.
- 30.Qi.Wireless power consortium. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://www.wirelesspowerconsortium.com>. (дата звернення: 14.01.2018). Назва з екрану.
- 31.M.H.Ameri, A.Y.Varjani, and M.Mohamadian. A New Maximum Inductive Power Transmission Capacity Tracking Method. *Journal of Power Electronics*. 2016. vol.16, no6. pp.2202-2211.
- 32.Z. Ullah, Z.C. Zheng, R. Chen, W.E. Faraci, J.-S. Jason Lai, M. Senesky, DaveAnderson. Design and control of a single-stage large air-gapped transformer isolated battery charger for wide-range output voltage for EV applications. *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Denver, CO, 2013, pp. 5481-5487.
- 33.В. О. Шевченко, Б. О. Трейко, О. О. Гусев, Б. П. Пахалюк, О. Б. Хоменко. Огляд і порівняння базових топологій компенсації для бездротової передачі енергії. *Технічні науки та технології*. 2018. № 3 (13). С. 209-218.
- 34.K.V. Schuylenbergh. Inductive Powering: Basic Theory and Application. *Springer-Verlag*. 1 sted. NewYork. 2009.
- 35.T. Kan, T. Nguyen, J.C. White, R. K. Malhan and C. C. Mi. A New Integration Method for an Electric Vehicle Wireless Charging System Using LCC

- Compensation Topology: Analysis and Design. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2017. vol. 32, no. 2, pp. 1638-1650.
- 36.X. Lu, D. Niyato, P. Wang, D. I. Kim, and Z. Han. Wireless charger networking for mobile devices: Fundamentals, standards, and applications. *IEEE Wireless Commun.*, 2015. vol. 22, no. 2, pp. 126–135.
- 37.W.Zhang, C.C.Mi. Compensation Topologies of High-Power Wireless Power Transfer Systems. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 2016.vol.65, Is:6. pp 4768 - 4778.
- 38.R. Bosshard, J.W. Kolar and B. Wunsch. Accurate finite-element modeling and experimental verification of inductive power transfer coil design. *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014*, Fort Worth, TX, 2014, pp. 1648-1653.
- 39.O.H. Stielau and G.A. Covic. Design of loosely coupled inductive power transfer systems. *Proc. Int. Conf. Power System Technology*. 2000. vol. 1. pp. 85–90.
- 40.S.-H.Lee, R.D. Lorenz. Development and Validation of Model for 95%-Efficiency 220-W Wireless Power Transfer Over a 30-cm Air Gap. *Industry Applications, IEEE Transactions*. 2011. Vol. 47, Issue 6, pp. 2495-2504.
- 41.J.-Shiun Tsai, J.-Sheng Hu, S.-Li Chen, X. Huang. Directional antenna design for wireless power transfer system in electric scooters. *Advances in Mechanical Engineering*. 2016.Vol. 8(2). pp. 1–13.
- 42.S. Samanta and A. K. Rathore. Wireless power transfer technology using full-bridge current-fed topology for medium power applications. *IET Power Electronics*. 2016. vol. 9. no. 9. pp. 1903-1913.
- 43.C.Xia, Y.Zhou, J.Zhang and C.Li. Comparison of Power Transfer Characteristics between CPT and IPT System and Mutual Inductance Optimization for IPT System. *Journal Of ComputerS*. 2012. Vol. 7, No. 11. pp.2734-2741.
- 44.R. Ota, N. Hoshi, J. Haruna. Design of Compensation Capacitor in S/P Topology of Inductive Power Transfer System with Buck or Boost Converter on Secondary Side. *IEEJ Journal of Industry Applications*. 2015. Vol.4 No.4 pp.476–485.

- 45.R. Bosshard, J.W. Kolar, J. Mühlethaler, I. Stevanović, B. Wunsch and F. Canales. Modeling and η - α -Pareto Optimization of Inductive Power Transfer Coils for Electric Vehicles. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*. 2015. vol. 3. no. 1, pp. 50-64.
- 46.A. Moradewicz, M.Kazmierkowski. Contactless Energy Transfer System With FPGA-Controlled Resonant Converter. *IEEE Trans. Ind. Electron*. 2010. vol 57. no 9, pp. 3181-3190.
- 47.C.-Sen Wang, O.H. Stielau and G.A. Covic. Design considerations for a contactless electric vehicle battery charger. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2005. vol. 52. no. 5, pp. 1308-1314.
- 48.H. Li, J. Li, K. Wang, W. Chen and X. Yang. A Maximum Efficiency Point Tracking Control Scheme for Wireless Power Transfer Systems Using Magnetic Resonant Coupling. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2015. vol. 30, no. 7, pp. 3998-4008.
- 49.W. Zhang, S.C. Wong, C.K. Tse and Q. Chen. An Optimized Track Length in Roadway Inductive Power Transfer Systems. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*. 2014. vol. 2, no. 3, pp. 598-608.
- 50.R. Bosshard, U. Badstübner, J.W. Kolar and I. Stevanović. Comparative evaluation of control methods for Inductive Power Transfer. *2012 International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*. Nagasaki, 2012. pp. 1-6.
- 51.C.Zhu, C. Yu, K.Liu, R.Ma. Research on the Topology of Wireless Energy Transfer Device. *Vehicle Power and Propulsion Conference*. 2008. VPPC '08. pp.1-5.
- 52.M.G. Egan, D.L. O'Sullivan, J.G. Hayes, M.J. Willers and C.P. Henze. Power-Factor-Corrected Single-Stage Inductive Charger for Electric Vehicle Batteries. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2007. vol. 54, no. 2, pp. 1217-1226.
- 53.Z. Ouyang, G. Sen, O.C. Thomsen and M.A.E. Andersen. Analysis and Design of Fully Integrated Planar Magnetics for Primary–Parallel Isolated Boost Converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2013. vol. 60, no. 2, pp. 494-508.

54. Ni Bailian, C.Y. Chung, H.L. Chan. Design and Comparison of Parallel and Series Resonant Topology in Wireless Power Transfer. *Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2013 8th IEEE Conference*. 2013. pp 1832-1837.
55. Shevchenko, V.; Pakhaliuk, B.; Zakis, J.; Veligorskyi, O.; Luszcz, J.; Husev, O.; Lytvyn, O.; Matiushkin, O. Closed-Loop Control System Design for Wireless Charging of Low-Voltage EV Batteries with Time-Delay Constraints. *Energies* 2021, 14, 3934.
56. Wireless power transfer for light-duty plug-in/electric vehicles and alignment methodology. [Електронний ресурс]// SAE Std. J2954. Режим доступу: <http://standards.sae.org/wip/j2954/>. (дата звернення: 28.05.2018). Назва з екрану.
57. ICNIRP. Guidelines for limiting exposure to time-varying electric and magnetic fields (1 hz to 100 khz). *Health Physics*. 2010. vol. 99. no. 6, pp. 818–836.
58. IEEE Standard for Military Workplaces-Force Health Protection Regarding Personnel Exposure to Electric, Magnetic, and Electromagnetic Fields, 0 Hz to 300 GHz', IEEE C95.1-2345, 2014.
59. Dergham I, Alayli Y, Imad R, Hamam Y. Effects of a Wireless Charging System Built for An Electric Kick Scooter on Human Biological Tissue. *Int J Environ Res Public Health*. 2020;17(8):2662.
60. C. H. Kwan, J. M. Arteaga, D. C. Yates and P. D. Mitcheson. Design and Construction of a 100 W Wireless Charger for an E-Scooter at 6.78 MHz. *2019 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (WoW)*, London, 2019, pp. 186-190.
61. Шевченко В., Кондратенко І., Гусев О., Хоменко О., Тительмаєр К. Оцінка точності моделі двошарової котушки індуктивності для бездротової передачі енергії за допомогою методу скінчених елементів. *Технічні науки та технології*. 2019. No 3 (17). С. 188–196.
62. V. Shevchenko, O. Husev, B. Pakhaliuk, O. Karlov and I. Kondratenko. Coil Design for Wireless Power Transfer with Series-Parallel Compensation. *2019*

IEEE 2nd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON), Lviv, Ukraine, 2019, pp. 401-407.

63. B. Pakhaliuk, O. Husev, V. Shevchenko, J. Zakis, M. Khomenko and R. Strzelecki. Modified Inductive Multi-Coil Wireless Power Transfer Approach Based On Z-Source Network. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*.2021.vol.9. no.4. pp 4906-4917.
64. Високоєфективна система бездротової зарядки низьковольтних накопичувачів енергії легких електричних транспортних засобів: Звіт про науково-дослідну роботу. Національний університет «Чернігівська політехніка». №0117U007260. Чернігів. 2020. 218 с.
65. Sam Abdel-Rahman. Resonant LLC Converter: Operation and Design 250W 33Vin 400Vout Design Example, *Infineon Technologies North America (IFNA) Corp.*, 2012, p. 19.
66. W.G. de Souza, D.A. de Andrade. Wireless power transfer using a full bridge converter with zero voltage switching. *2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*, 2017, pp. 1-8.
67. Application Report Power Topologies in Electric Vehicle Charging Stations [Електронний ресурс]//Harish Ramakrishnan, Jayanth Rangaraju. 2020. URL: <https://www.ti.com/lit/an/slla497/slla497.pdf>. (дата звернення:14.09.2019). Назва з екрану.
68. Nomar S. González-Santini, Hulong Zeng, Yaodong Yu, Fang Zheng Peng. Z-Source Resonant Converter With Power Factor Correction for Wireless Power Transfer Applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*.2016. vol. 31, Is: 11. pp 7691 – 7700.
69. О.О. Гусев, А.І. Чуб, Д.В. Вінніков. Порівняння імпедансних ланок для перетворювачів з джерелом напруги. *Технічна електродинаміка*. 2015 № 3, С. 25–32.
70. S. Yang, D. Xiang, A. Bryant, P. Mawby, L. Ran, and P. Tavner. Condition monitoring for device reliability in power electronic converters: A review. *IEEE Trans. Power Electron*.2010. vol. 25, no. 11, pp. 2734–2752.

71. Chaoqiang Jiang, K. T. Chau, Chunhua Liu, Christopher H. T. Lee. An Overview of Resonant Circuits for Wireless Power Transfer. *Energies* 2017, 10(7), 894.
72. Y. Ozawa and H. Sekiya. Implementation and evaluation of pre- and post-regulation control with class-e2 wireless power transfer system. *2017 IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, Broadbeach, QLD, 2017, pp. 369-375.
73. V. Shevchenko, O. Husev, O. Veligorskyi, B. Pakhaliuk and R. Strzelecki. Losses Model of the WPT System with Single-Phase T-Type Inverter. *2020 IEEE 4th International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*, Istanbul, Turkey, 2020, pp. 107-112.
74. Shevchenko, V.; Pakhaliuk, B.; Husev, O.; Veligorskyi, O.; Stepins, D.; Strzelecki, R. Feasibility Study GaN Transistors Application in the Novel Split-Coils Inductive Power Transfer System with T-Type Inverter. *Energies* 2020, 13, 4535.
75. Патент № 142050 (Україна) на корисну модель МПК H02J50/10. Система бездротової передачі енергії на основі трирівневого інвертора із Т-подібним мостом та двома спареними передавальними котушками/ Шевченко В.О., Гусев О.О., Велігорський О.А; заявник і правовласник Чернігівський національний технологічний університет. – № и 2019 11165; заявл. 15.11.2019; опубл. 12.05.2020, бюл. № 9.
76. Avci, E.; Uçar, M. Analysis and design of grid-connected 3-phase 3-level AT-NPC inverter for low-voltage applications. *Turkish J. Electr. Eng. Comput. Sci.* 2017, 25, 2464–2478.
77. A. Salem, M. A. Abido. T-Type Multilevel Converter Topologies: A Comprehensive Review. *Arabian Journal for Science and Engineering*. 2019. Volume 44, Issue 3, pp 1713–1735.
78. Сучасний стан бездротової передачі енергії. Частина II.: монографія./ О.А. Велігорський, О.О. Гусев, В.О. Шевченко, Б.П. Пахалюк, М.А. Хоменко, А.Л. Приступа, І.П. Кондратенко. Тернопіль: ТОВ "Терно-граф", 2020. 236 с.

- 79.Z. Zhang, J. Zhang and X. Wu. A single phase T-type inverter operating in boundary conduction mode. *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Milwaukee, WI, 2016, pp. 1-6.
- 80.R. Bosshard, J. Mühlethaler, J.W. Kolar, and I. Stevanovic. The η - α -Pareto front of inductive power transfer coils. *38th IECON*. 2012. pp. 4270–4277.
- 81.V.Shevchenko, M. Khomenko, I. Kondratenko, O.Husev, B. Pakhaliuk. Experimental Comparison of Designed Inductance Coils for Wireless Power Transfer. *Electrical, Control and Communication Engineering*. 2021. №16 (2). pp. 102-109.
- 82.L. Pamungkas, M. Tampubolon, Q. Lin and H. Chiu. Performance Comparison of Primary Side PFM and Secondary Side PWM for SS Wireless Power Transfer CC/CV Control Strategy. *2018 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC)*, Shenzhen, 2018, pp. 1-5.
- 83.F. Liu, K. Chen, Z. Zhao, K. Li and L. Yuan. Transmitter-Side Control of Both the CC and CV Modes for the Wireless EV Charging System With the Weak Communication. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*. 2018. vol. 6, no. 2, pp. 955-965.
- 84.S. Nutwong, A. Sangswang, S. Naetiladdanon. Output Voltage Control of the SP topology IPT system using a Primary side Controller. *13th International Conference (ECTI-CON)*, 2016. pp.1-5.
- 85.Y. Chen, Z. Kou, Y. Zhang, Z. He, R. Mai and G. Cao. Hybrid Topology With Configurable Charge Current and Charge Voltage Output-Based WPT Charger for Massive Electric Bicycles. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*. 2018. vol. 6, no. 3, pp. 1581-1594.
86. Y. Chen et al.. Two-/three-coil hybrid topology and coil design for WPT system charging electric bicycles. *IET Power Electronics*. 2019. vol. 12, no. 10, pp. 2501-2512.
- 87.M. Coppola, P. Cennamo, A. Dannier, D. Iannuzzi and S. Meo. Wireless Power Transfer circuit for e-bike battery charging system. *2018 IEEE International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and*

Road Vehicles & International Transportation Electrification Conference (ESARS-ITEC), Nottingham, 2018, pp. 1-5.

88. Dhand, R., Lee, G. and Cole, G. Communication Delay Modeling and its Impact on Real-Time Distributed Control Systems. *International Conference on Advanced Engineering Computing and Applications in Science*, 2010. pp.39-46.
89. Ziegler, J. G. and N. B. Nichols. Optimum Settings for Automatic Controllers. *Journal of Dynamic Systems Measurement and Control-transactions of The Asme*.1942. No 115.pp 220-222.
90. K. Song, Z. Li, J. Jiang and C. Zhu. Constant Current/Voltage Charging Operation for Series–Series and Series–Parallel Compensated Wireless Power Transfer Systems Employing Primary-Side Controller. *IEEE Transactions on Power Electronics*.2018. vol. 33, no. 9, pp. 8065-8080.
91. Muhlethaler, J. Modeling and Multi-Objective Optimization of Inductive Power Components, Ph.D. Thesis, Swiss Federal Institute Technology in Zurich, ETHZ, Zurich, Switzerland, 2012. p. 207.
92. Lidow, A.; Lidow, A.; Strydom, J.; de Rooij, M.; Reusch, D. GaN Transistors for Efficient Power Conversion. *Wiley: Hoboken*. 2014. 2nd ed; NJ, USA. pp. 250.
93. Aksamit, W.; Rzeszutko, J. Application of GaN transistors to increase efficiency of switched-mode power supplies. *Zeszyty Naukowe Wydziału Elektrotechniki i Automatyki Politechniki Gdańskiej*. 2016.No 49, pp 11–16.
94. Wang, B.; Dong, S.; Jiang, S.; He, C.; Hu, J.; Ye, H.; Ding, X.A. A Comparative study on the switching performance of GaN and Si power devices for bipolar complementary modulated converter legs. *Energies* 2019, 12, 1146.
95. Palmer, P.; Zhang, X.; Shelton, E.; Zhang, T.; Zhang, J. An experimental comparison of GaN, SiC and Si switching power devices. *IECON 2017-43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. Beijing, China. 2017, pp. 780–785.
96. Kurumatani, H.; Katsura, S. GaN-HEMT-based three level T-type NPC inverter using reverse-conducting mode in rectifying. *IEEE 26th International*

- Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, Edinburgh, UK, 2017. pp. 1941–1946.
97. Ueno, H.; Kinoshita, Y.; Yamada, Y.; Suzuki, A.; Ichiryu, T.; Nomura, M.; Fujiwara, H.; Ishira, H.; Hatsuda, T. A 3-phase T-type 3-level inverter using GaN bidirectional switch with very low on-state resistance. *PCIM Europe 2019; International Exhibition and Conference for Power Electronics*. Nuremberg, Germany, 2019. pp. 1–4.
98. Ma, C.-T.; Gu, Z.-H. Review of GaN HEMT Applications in Power Converters over 500 W. *Electronics*. 2019, 8, 1401.
99. Kumari, K.; Mapa, S.; Maheshwari, R. Loss analysis of NPC and T-type three-level converter for Si, SiC, and GaN based devices. *2020 IEEE 9th Power India International Conference (PIICON)*, Sonapat, India. 2020. pp. 1–6.
100. Gurpinar, E.; Castellazzi, A. Single-phase T-type inverter performance benchmark using Si IGBTs, SiC MOSFETs, and GaN HEMTs. *IEEE Trans. Power Electr.* 2016. No31, pp. 7148–7160.
101. Високоєфективні перетворювачі напруги для портативних фотоелектричних систем : автореф. дис. канд. техн. наук : 05.09.12 / Тительмаєр Костянтин Олександрович ; НАН України, Ін-т електродинаміки. Київ, 2019. 20 с.
102. GN009 Application Note. [Електронний ресурс]// PCB Layout Considerations with GaN E-HEMTs, GaN Systems, 2019. – Режим доступу: https://gansystems.com/wp-content/uploads/2019/01/GN009-PCB-Layout-Considerations-with-GaN-E-HEMTs_20190118.pdf. (дата звернення: 04.03.2019). Назва з екрану.
103. Rodriguez, J.; Lai, J.-S.; Peng, F.Z. Multilevel inverters: A survey of topologies, controls, and applications. *IEEE Trans. Ind. Electr.* 2002; No49, 724–738.
104. M. Bottigheimer, N. Parspour and S. Maier. Design of an Intrinsically Safe Inductive Charging System Against Offset for Low Voltage Onboard Supply Systems in Lightweight Construction Electrical Vehicles. *2018 International*

Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM). 2018. pp. 742-749.

105. 200 Вт 48 в источник питания 48 в выходной сигнал Высокая мощность Беспроводная зарядка беспроводной блок питания. [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://aliexpress.ru/item/33002444521.html?spm=a2g0o.productlist.0.0.37fc325bhVL7yB&algo_pvid=32f627b0-3e99-468d-b61c-60dff27b680a&algo_expId=32f627b0-3e99-468d-b61c-60dff27b680a-8&btsid=0b8b036d16126241649351038e89a7&ws_ab_test=searchweb0_0,searchweb201602_,searchweb201603_&sku_id=67084952645. (дата звернення: 18.02.2021). Назва з екрану.
106. Зарядное устройство для свинцовых аккумуляторов 48V -2.5A (2 типа разъемов). [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://moto-velo.com.ua/zaryadnoe-ustrojstvo-48v.html>. (дата звернення: 18.02.2021). Назва з екрану.
107. Зарядное устройство 200W Smart Charger 48V/3.5A. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://ecoelectro.com.ua/zaryadnoe-ustrojstvo-200w-smart-charger.html>. (дата звернення: 18.02.2021). Назва з екрану.
108. Зарядное устройство для свинцово-кислотных аккумуляторов 48V 3A. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://ecoelectro.com.ua/zaryadnoe-ustrojstvo-dlya-svincovo-kislotnyh-akkumulyatorov-48v-3a.html>. (дата звернення: 18.02.2021). Назва з екрану.
109. Автоматическое зарядное устройство BRES СН 960 48V-960W [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://ecoelectro.com.ua/avtomaticheskoe-zaryadnoe-ustrojstvo-bres-ch-960-48v-960w.html>. (дата звернення: 18.02.2021). Назва з екрану.
110. Зарядний пристрій до електровелосипедів 48 вольт [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://bigl.ua/ua/p12695361-zaryadnoe-ustrojstvo-elektrovelosipedam?click_track_data=.eJwljlEPQlAYQP_L96wHt1i8UWFotJWm1uy6dOni6mJlrf8e67yd83Q-0AqeDaRPygx0GamaslRICQiuW1zS5p8VpKnKVDs-CJKDDmlJK5Cg5yxvJiVugsQbb-q7rTgrwx3xk2eVSOK

QDSJ4RVof85OxHfZnrPl2KFJ2Cc2HVlrHtHoMhbEPVjMTpHn-
IUblOYu8hZefYR5pM8pF-M00oF-ldHM7fsDZIQ7oQ.uTkzTZDlDNJj5Dz-
jX9WSKDIvms. (дата звернення: 18.02.2021). Назва з екрану.

111. High technology OEM 500W wireless charger coil 24V 36V induction for robot.
[Електронний ресурс]. Режим доступу: https://www.alibaba.com/product-detail/High-technology-OEM-500W-wireless-charger_62045618761.html?spm=a2700.7724857.normal_offer.d_title.3b79788bnDKW7Y. (дата звернення: 18.02.2021). Назва з екрану.

ДОДАТОК А

Список публікацій здобувача

1. В. Шевченко, Б. Пахалюк, О. Гусев. Огляд основних технологій бездротової зарядки накопичувачів енергії для малопотужних систем. *Технічні науки та технології*. 2017. № 4 (10). С. 133-146. (Особистий внесок – проведено огляд основних способів безпровідної передачі енергії та існуючих сучасних рішень реалізації пристроїв безпровідної передачі енергії на основі індуктивного зв'язку).

2. В. О. Шевченко, Б. О. Трейко, О. О. Гусев, Б. П. Пахалюк, О. Б. Хоменко. Огляд і порівняння базових топологій компенсації для бездротової передачі енергії. *Технічні науки та технології*. 2018. № 3 (13). С. 209-218. (Особистий внесок – проведено огляд та порівняння чотирьох базових класичних компенсаційних ланок для індуктивної передачі енергії).

3. Shevchenko,V., Khomenko,M., Kondratenko,I., Husev,O., Pakhaliuk,B. Experimental Comparison of Designed Inductance Coils for Wireless Power Transfer. *Electrical, Control and Communication Engineering*. 2021. №16 (2). pp. 102-109. (Особистий внесок – особисто проведено експериментальне порівняння розроблених котушок індуктивності різних типів для безпровідної передачі енергії за допомогою використання класичної схеми БПЕ на основі повномостового інвертора).

4. V. Shevchenko, O. Husev, R. Strzelecki, B. Pakhaliuk, N. Poliakov and N. Strzelecka. Compensation Topologies in IPT Systems: Standards, Requirements, Classification, Analysis, Comparison and Application. *IEEE Access*, 2019. vol. 7, pp. 120559-120580. (Особистий внесок – Запропоновано нову класифікацію існуючих компенсаційних ланок, проведено повний огляд, комплексний аналіз та порівняння всіх відомих компенсаційних ланок для індуктивної передачі енергії; також узагальнено необхідні стандарти, вимоги до компенсаційних ланок та надано рекомендації щодо їхнього застосування в пристроях БПЕ).

5. Шевченко В., Кондратенко І., Гусев О., Хоменко О., Тительмаєр К. Оцінка точності моделі двошарової котушки індуктивності для бездротової передачі

енергії за допомогою методу скінчених елементів. *Технічні науки та технології*. 2019. № 3 (17). С. 188–196. (Особистий внесок – запропоновано та розроблено спрощену модель індуктивності для оцінки точності моделі двошарової котушки індуктивності за допомогою методу скінчених елементів; зібрано та узагальнено і проведено порівняння інформації про різні структури, будову і складові котушок індуктивності для безпровідної передачі енергії).

6. Shevchenko, V.; Pakhaliuk, B.; Husev, O.; Veligorskyi, O.; Stepins, D.; Strzelecki, R. Feasibility Study GaN Transistors Application in the Novel Split-Coils Inductive Power Transfer System with T-Type Inverter. *Energies*. 2020. 13, 4535. (Особистий внесок – запропоновано і розроблено систему БПЕ із багаторівневим інвертором Т-типу на базі GaN транзисторів та розділеними передавальними котушками індуктивності; розроблено математичну модель втрат потужності основних компонентів даної системи: напівпровідників та магнітних елементів; брав участь у плануванні та проведенні експерименту).

7. Shevchenko, V.; Pakhaliuk, B.; Zakis, J.; Veligorskyi, O.; Luszcz, J.; Husev, O.; Lytvyn, O.; Matiushkin, O. Closed-Loop Control System Design for Wireless Charging of Low-Voltage EV Batteries with Time-Delay Constraints. *Energies*. 2021, 14, 3934. (Особистий внесок – проведено аналіз та обрано доцільну структуру замкненої системи в результаті огляду існуючих рішень для замкненої системи БПЕ із багаторівневим інвертором Т-типу на базі SiC транзисторів та розділеними передавальними котушками індуктивності для безпровідної зарядки низьковольтних акумуляторних батарей; розроблено модифіковану систему керування БЗП на базі ПІ регуляторів, зокрема запропоновано алгоритм виявлення вторинної котушки індуктивності і дослідження стабільності замкненої системи керування із врахуванням затримки комунікації; особисто проводив експериментальні дослідження).

8. V. Shevchenko, O. Husev, B. Pakhaliuk and I. Kondratenko. Design and Simulation Verification of Low Power Wireless Charging Battery System for Electric Bicycle. *2018 IEEE 3rd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*, Kharkiv, 2018, pp. 22-27.

9. V. Shevchenko, O. Husev, B. Pakhaliuk, O. Karlov and I. Kondratenko. Coil Design for Wireless Power Transfer with Series-Parallel Compensation. *2019 IEEE 2nd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, Lviv, Ukraine, 2019, pp. 401-407.
10. V. Shevchenko, O. Husev, O. Veligorskyi, B. Pakhaliuk and R. Strzelecki. Losses Model of the WPT System with Single-Phase T-Type Inverter. *2020 IEEE 4th International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*, Istanbul, Turkey, 2020, pp. 107-112.

Продовж. дод. А

Апробація результатів дисертації

Основні положення роботи викладено та обговорено на трьох науково-практичних конференціях міжнародного рівня:

1. Міжнародній науково-технічній конференції «IEEE II International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS 2018)» (Харків, 10–14 вересня 2018р., форма участі – публікація тез).
2. Міжнародній науково-технічній конференції «IEEE 2nd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON 2019)» (Львів, 2-6 липня 2019р., форма участі – публікація тез).
3. Міжнародній науково-технічній конференції «IEEE 4th International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS 2020)» (Туреччина, Стамбул, 7–11 вересня 2020р., форма участі – публікація тез).

ДОДАТОК Б

Акт про використання результатів дисертаційної роботи

ЗАТВЕРДЖУЮ

Ректор

Національного університету
«Чернігівська політехніка»

д.т.н., проф.

О.О. Новомлинець

2021р.



АКТ ВПРОВАДЖЕННЯ

результатів дисертаційної роботи Шевченка В.О.

**«Система безпроводної передачі енергії на основі багаторівневих перетворювачів з покращеними масогабаритними параметрами» в
учбовому процесі Національного університету «Чернігівська політехніка»**

Ми, що нижче підписалися, директор навчально-наукового інституту електронних та інформаційних технологій к.т.н., доц. Іванець С.А. та в.о. завідувача кафедри радіотехнічних та вбудованих систем к.т.н., доц. Хоменко М.А, склали цей акт про те, що результати дисертаційної роботи Шевченка В.О., яка присвячена вирішенню важливого наукового завдання зменшення масогабаритних показників безпроводних зарядних пристроїв для низьковольтних акумуляторних батарей індивідуальних електричних транспортних засобів, впроваджено навчальний процес підготовки здобувачів вищої освіти освітнього ступеню «бакалавр» за спеціальністю 172 «Телекомунікації та радіотехніка» та для здобувачів вищої освіти рівня «доктор філософії» освітньої програми 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка».

В лекціях та лабораторних заняттях навчального курсу «Електроживлення радіоелектронних апаратів» та «Технології бездротової передачі енергії» розглядаються системи безпроводної передачі енергії і способи покращення їх масогабаритних параметрів, які були запропоновані в дисертаційній роботі.

Директор ННІ ЕІТ,
к.т.н., доц.

A handwritten signature in blue ink, likely belonging to S.A. Ivanets.

Іванець С.А.

в.о. завідувача кафедри РТВС,
к.т.н., доц.

A handwritten signature in blue ink, likely belonging to M.A. Khomenko.

Хоменко М.А.

ДОДАТОК В

Акт результатів апробації науково-технічної розробки

ЗАТВЕРДЖУЮ

В.о. ректора Національного
університету «Чернігівська
політехніка»

О.О. Новомлинець

«25» вересня 2020 р.



ЗАТВЕРДЖУЮ

Директор ТОВ «П'єзосенсор»

Ю.Г.Задорожний

« 25» вересня 2020 р.

АКТ

результатів апробації науково-технічних розробок

Ми, що нижче підписалися, представник ТОВ «П'єзосенсор», в особі директора Ю.Г.Задорожного та представник Національного університету «Чернігівська політехніка», в особі керівника держбюджетної теми №89/17 «Високоефективна система бездротової зарядки низьковольтних накопичувачів енергії легких електричних транспортних засобів» (№ державної реєстрації 0117U007260), доцента кафедри Радіотехнічних та вбудованих систем О.О. Гусева, цим актом засвідчуємо, що науково-технічні розробки:

- Безпроводний зарядний пристрій потужністю 110 Вт для акумуляторних накопичувачів 48 В.

апробовано на ТОВ «П'єзосенсор» при модернізації технологічного обладнання з гідравлічними приводами вузлів та систем в якості альтернативного джерела живлення. Завдяки підвищенню енергоефективності технологічного обладнання очікуваний річний економічний ефект від впровадження зазначених науково-технічних розробок може становити 10 000 грн. Цей розрахунок базується на кількості виробленої енергії від автономного джерела живлення.

Даний акт не є підставою для взаємних фінансових вимог.

Директор
ТОВ «П'єзосенсор»

Ю.Г.Задорожний

Керівник д/б теми №89/17

О.О. Гусев