

Національний університет “Чернігівська політехніка”  
Міністерство освіти і науки України

Національний університет “Чернігівська політехніка”

Кваліфікаційна наукова  
праця на правах рукопису

**Пахалюк Богдан Петрович**

УДК 621.314.5:621.318.43:621.3.051

## **ДИСЕРТАЦІЯ**

### **НАПІВПРОВІДНИКОВІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ З ПОКРАЩЕНИМИ МАСОГАБАРИТНИМИ ПАРАМЕТРАМИ ДЛЯ БЕЗДРОТОВОЇ ЗАРЯДКИ НА ОСНОВІ ІМПЕДАНСНОЇ ЛАНКИ В РЕЗОНАНСНОМУ РЕЖИМІ**

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



(підпис, ініціали та прізвище здобувача) Б.П. Пахалюк

Науковий керівник (консультант)

Гусев Олександр Олександрович, канд. техн. наук, доцент  
Хоменко Максим Анатолійович, канд. техн. наук, доцент

Чернігів - 2024

## АНОТАЦІЯ

*Пахалюк Б.П.* Напівпровідникові перетворювачі з покращеними масогабаритними параметрами для бездротової зарядки на основі імпедансної ланки в резонансному режимі. - Кваліфікаційна наукова праця на правах рукопису.

Дисертація на здобуття наукового ступеня доктора філософії за спеціальністю 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка» (014 - Електрична інженерія). - Національний університет «Чернігівська політехніка», Чернігів, 2024.

Дисертаційна робота присвячена вирішенню актуального наукового завдання - оптимізації перетворювача, як частини системи бездротової передачі енергії з використанням багатобмоточних рішень, а саме використанню імпедансної ланки з мінімальною кількістю напівпровідникових елементів, шляхом виконання аналізу, розрахунків і впровадження програмних і технічних методів.

З розвитком технологій, а також зі збільшенням кількості портативних електричних пристроїв технологія бездротової передачі енергії набула великої популярності в останні десятиліття. Такі системи характеризуються високою надійністю, оскільки не має дротів і механічних роз'ємів. Це також підвищує безпечність таких систем, де присутність високого рівня вологості чи інших факторів не впливає на процес передачі енергії. Відсутність необхідності в безпосередньому механічному контакті між приймачем і передавачем дозволяє розмістити системи передачі енергії в герметичному корпусі, що дозволяє багатократно збільшити стійкість таких пристроїв до будь-яких зовнішніх чинників.

Не зважаючи на те, що технологія бездротової передачі енергії вже відома більше ніж сто років, основним завданням залишається мінімізація розміру системи передачі енергії, разом зі збільшенням її надійності та безпеки. Основними елементами, які визначають як розмір так і ціну систем бездротових передачі енергій є напівпровідникові і реактивні компоненти.

В ході математичного аналізу, з використанням імітаційних моделей зв'язаних котушок, було визначено, що з точки зору підтримання фіксованої вихідної потужності і високої ефективності можлива реалізація зв'язаних котушок з мінімальною кількістю витків, але з високою об'ємною густиною потужності.

Проаналізувавши топології інверторів, в ході багатокритеріального порівняльного аналізу, була запропонована топологія з використанням імпедансної ланки, яка дозволила зменшити втрати в напівпровідникових елементах і збільшила надійність схеми завдяки реактивним компонентам, які обмежують струм від вхідного джерела в режимі повної провідності. Така топологія підвищує вхідну напругу і дозволяє працювати з напругами, які в одиниці разів перевищують вхідну напругу. Це дозволяє виконувати передачу енергії при зменшених значеннях струму, тим самими зменшуючи втрати в індуктивностях і в зв'язаних котушках.

Враховуючи що для роботи запропонованого рішення в системі зарядки акумуляторів є необхідним зворотній зв'язок, який має комунікаційну затримку і яка може вплинути на стабільність системи керування, було запропоновано систему керування з використанням предиктора Сміта. Це дозволило мінімізувати вплив комму-

нікаційної затримки і розширити діапазон стабільності при значних відхиленнях затримки.

З метою верифікації роботи запропонованого рішення бездротової передачі енергії був розроблений експериментальний макет малої потужності, який був проаналізований при різних конфігураціях топологій, таких як різні положення зв'язаних котушок чи конфігурація з використанням додаткового напівпровідникового ключа для мінімізації втрат. Також був розроблений макет конвенціонального рішення бездротової передачі енергії. Ці рішення були порівняні в схожих умовах, при однакових вхідних параметрах і співвідношеннях коефіцієнтів зв'язку зв'язаних котушок. Запропоноване рішення показало вищу ефективність.

Ключові слова:

перетворення енергії, транзистори, інвертори, резонансні схеми, втрати потужності, силові ключі, оптимізація, цільова функція, парето оптимальність, моделювання, інвертор напруги, розосереджена генерація, математична модель, широтно-імпульсна модуляція, оптимальний регулятор, оптимізація, енергоефективність, стійкість, комутація, приватні домогосподарства, електромагнітне поле, енергетичні показники, електромагнітні параметри, феромагнітний екран, перехідні процеси, скін-ефект.

Список публікацій здобувача:

1. B. Pakhaliuk, O. Husev, V. Shevchenko, J. Zakis, K. Maksym, and R. Strzelecki, “Modified inductive multicoil wireless power transfer approach based on z-source network,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 9, no. 4, pp. 4906–4917, Aug. 2021 (Особистий внесок – Запропоновано топологію системи передачі енергій з імпедансною ланкою з додатковими резонансними контурами з підключеними до індуктивності, запропоновано аналітичну модель з використанням методу припасування, проведено експериментальні дослідження запропонованої топології для різних дизайнів передавальних котушок).
2. V. Shevchenko, B. Pakhaliuk, O. Husev, D. Vinnikov, and R. Strzelecki, “Wireless charging station design for electric scooters: Case study analysis,” *Energies*, vol. 17, no. 11, p. 2472, May 2024 (Особистий внесок – Був виконаний аналіз обмежень системи індуктивної передачі енергії для різних рішень зв’язаних котушок з використанням високопараметризованих імітаційних моделей).
3. V. Shevchenko, B. Pakhaliuk, J. Zakis, O. Veligorskyi, J. Luszcz, O. Husev, O. Lytvyn, and O. Matiushkin, “Closed-loop control system design for wireless charging of low-voltage ev batteries with time-delay constraints,” *Energies*, vol. 14, no. 13, p. 3934, Jun. 2021 (Особистий внесок – Був виконаний аналіз системи керування для різних значень комунікаційної затримки і визначені коефіцієнти регулятора).

4. V. Shevchenko, B. Pakhaliuk, O. Husev, O. Veligorskyi, D. Stepins, and R. Strzelecki, “Feasibility study gan transistors application in the novel split-coils inductive power transfer system with t-type inverter,” *Energies*, vol. 13, no. 17, p. 4535, Sep. 2020 (Особистий внесок – Був виконаний аналітичний і експериментальний аналіз системи передачі енергії з двома передавальними котушками).
5. B. Pakhaliuk, O. Husev, V. Shevchenko, O. Veligorskyi, and K. Kroics, “Novel inductive power transfer approach based on z-source network with compensation circuit,” in *2018 IEEE 38th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*. IEEE, apr 2018, pp. p. 1–6 (Особистий внесок – Запропоновано топологію системи передачі енергій з імпедансною ланкою, розроблено імітаційну модель запропонованої топології та проведений аналіз рішення в різних режимах роботи).
6. B. Pakhaliuk, O. Husev, V. Shevchenko, J. Zakis, and D. Stepins, “Multivariable optimal control of wireless power transfer systems with series-parallel compensation,” in *2019 IEEE 60th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON)*. IEEE, Oct. 2019 (Особистий внесок – Запропоновано методологію оптимального багатопараметричного керування замкнутої системи бездротової передачі енергії за допомогою контуру зі змінним імпедансом та розроблена імітаційна модель для верифікації запропонованого рішення).

7. B. Pakhaliuk, O. Husev, R. Strzelecki, V. Shevchenko, and K. Maksym, “Comparative evaluation of multicoil inductive power transfer approaches based on z-source network,” in *2019 IEEE 2nd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*. IEEE, Jul. 2019 (Особистий внесок – Запропоновано топологію системи передачі енергії з імпедансною ланкою з додатковими резонансними контурами підключеними до ємностей, розроблено імітаційні моделі для порівняння з іншими рішеннями з використанням імпедансних ланок та проведене порівняння рішень).
8. B. Pakhaliuk, O. Husev, R. Strzelecki, K. Tytelmaier, J. Zakis, and D. Stepins, “Optimal multivariable control for modified z-source based ipt,” in *2018 IEEE 59th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON)*. IEEE, Nov. 2018 (Особистий внесок – Запропоновано методологію оптимального багатопараметричного керування замкнутої системи бездротової передачі енергії на основі імпедансної ланки та розроблена імітаційна модель для верифікації запропонованого рішення).

9. B. Pakhaliuk, O. Husev, R. Strzelecki, and K. Tytelmaier, “Optimal components design for modified z-source based ipt approach,” in *2018 IEEE 3rd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*. IEEE, Sep. 2018 (Особистий внесок – Запропоновано методологію оптимізації компонентів системи передачі енергій з імпедансною ланкою з додатковими резонансними контурами з підключеними до індуктивності та виконано оптимізацію з використанням запропонованого методу).
10. B. Pakhaliuk, O. Husev, V. Shevchenko, K. Kroics, D. Stepins, and R. Strzelecki, “Inductive bifilar coil based wireless charging system for autonomous electric boat,” in *2022 IEEE 31st International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*. IEEE, Jun. 2022 (Особистий внесок – Запропоновано метод керування системою індуктивної передачі енергії з двома передавальними котушками, виконано експериментальну верифікацію запропонованого рішення для зарядки безпілотного човна).
11. B. Pakhaliuk, V. Shevchenko, R. Strzelecki, and J. Zakis, “Harmonics influence analysis in modified inductive multi-coil wireless power transfer approach based on z-source network,” in *Комплексне забезпечення якості технологічних процесів та систем*, May 2021 (Особистий внесок – Розроблено імітаційну модель системи передачі енергій з імпедансною ланкою для аналізу впливу гармонік).



12. B. Pakhaliuk, V. Shevchenko, D. Stepins, and J. Zakis, “Automated multicoil coupling coefficient measurement with switched relay system,” in *Комплексне забезпечення якості технологічних процесів та систем*, May 2020 (Особистий внесок – Розроблений метод виміру коефіцієнтів зв'язку між передавальними і приймальними котушками та розроблена експериментальна установка для верифікації запропонованого рішення).
13. “Індуктивний спосіб передачі енергії на основі імпедансної ланки в резонансному режимі,” UA patent 125 856, May 25, 2018, Пахалюк Богдан, Гусев Олександр, Шевченко Віктор, Велігорський Олександр (Особистий внесок – Запропоноване і описане використання імпедансної ланки в системі багатокотушечної бездротової передачі енергії).
14. “Система бездротової передачі енергії на основі двох послідовно включених передавальних котушок із середньою точністю,” UA patent 127 763, May 25, 2023, Пахалюк Богдан, Гусев Олександр, Шевченко Віктор, Велігорський Олександр (Особистий внесок – Виконаний електромагнітний аналіз зв'язаних котушок бездротової системи передачі енергії з двома передавачами).
15. V. Shevchenko, B. Pakhaliuk, and H. Oleksandr, “Review the main technologies of the wireless charging of energy accumulators for small-purchasing systems,” *TECHNICAL SCIENCES AND TECHNOLOGIES*, no. 4(10), pp. 133–146, 2017 (Особистий внесок – Виконаний аналіз рішень систем заряджання для малопотужних скутерів).

16. V. Shevchenko, B. Treiko, O. Husev, B. Pakhaliuk, and K. Oleg, “ОГЛЯД І ПОРІВНЯННЯ БАЗОВИХ ТОПОЛОГІЙ КОМПЕНСАЦІЇ ДЛЯ БЕЗДРОТОВОЇ ПЕРЕДАЧІ ЕНЕРГІЇ,” *TECHNICAL SCIENCES AND TECHNOLOG IES*, no. 3(13), pp. 209–218, 2018 (Особистий внесок – Виконаний аналітичний аналіз систем компенсації бездротової передачі енергії).

## ABSTRACT

Pakhaliuk B.P. Semiconductor converters with improved mass - dimensional parameters for wireless charging based on Z-source network in resonant mode. - Qualification 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; Chernihiv, 2023.

The dissertation is devoted to solving an urgent scientific problem - optimization of the converter as part of a wireless energy transmission system using multi-winding solutions, namely the use of an impedance link with a minimum number of semiconductor elements, by performing analysis, calculations and implementation of software and technical methods.

With the development of technology, as well as the increase in portable electrical devices, wireless power transmission technology has become very popular in recent decades. Such systems are characterized by high reliability, as they have no wires or mechanical connectors. This also improves the safety of such systems, where the impact of high humidity or other factors does not affect the energy transfer process. The absence of the need for direct mechanical contact between the receiver and the transmitter allows energy transmission systems to be placed in a sealed housing, which can multiply the resistance of such devices to any external factors.

Despite the fact that the technology of wireless energy transmission

has been known for more than a hundred years, the main task remains to minimize the size of the energy transmission system, while increasing its reliability and safety. The main elements that determine both the size and price of wireless power transmission systems are semiconductor and reactive components.

In the course of mathematical analysis, using simulation models of coupled coils, it was determined that in terms of maintaining a fixed output power and high efficiency, it is possible to implement coupled coils with a minimum number of turns, but with a high volumetric power density.

After analyzing the inverter topologies, in the course of multi-criteria comparative analysis and synthesis, a topology using an impedance link was proposed, which reduced losses in semiconductor elements and increased the reliability of the circuit due to reactive components that limit the current from the input source in the full conduction mode. This topology increases the input voltage and allows operation with voltages that are a few times higher than the input voltage. This makes it possible to transfer energy at reduced current values, thereby reducing losses in inductors and in coupled coils.

Given that the proposed solution requires feedback in the battery charging system, which has a communication delay and which can affect the stability of the control system, it was proposed to use a control system using a Smith predictor. This allowed us to minimize the impact of the communication delay and expand the stability range in case of significant delay deviations.

To verify the operation of the proposed wireless energy transfer

solution, a low-power experimental layout was developed and analyzed under different topology configurations such as various positions of coupled coils or a configuration using an additional semiconductor key to minimize losses. A mockup of a conventional wireless power transmission solution was also developed. These solutions were compared under similar conditions, with the same input parameters and coupling coefficient ratios of the coupled coils. The proposed solution showed higher efficiency.

Keywords:

energy conversion, transistors, inverters, resonant circuits, power consumption, power switches, optimization, objective function, Pareto optimality, modeling, voltage inverter, distributed energy generation, mathematical model, pulse-width modulation, optimal controller, optimization, energy efficiency, stability, switching , private households, electromagnetic field, energy indicators, electromagnetic parameters, ferromagnetic screen, transients processes, skin effect.

# Зміст

<b>ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ</b>	<b>17</b>
<b>ВСТУП</b>	<b>18</b>
<b>РОЗДІЛ 1 ОГЛЯД ТЕХНОЛОГІЇ БЕЗДРОТОВОЇ ПЕРЕДАЧІ ЕНЕРГІЇ</b>	<b>26</b>
1.1 Методи бездротової передачі енергії . . . . .	30
1.2 Основи ємнісного принципу бездротової передачі енергії	40
1.3 Основи індуктивного принципу бездротової передачі енергії . . . . .	43
1.4 Основи бездротової передачі енергії з використанням магнітного резонансу . . . . .	46
1.5 Аналіз рішень малопотужних систем бездротової передачі енергії транспортних засобів . . . . .	50
1.6 Висновки до розділу 1 . . . . .	55
<b>РОЗДІЛ 2 АНАЛІЗ РІШЕНЬ І ОБМЕЖЕНЬ ТРАДИЦІЙНИХ СИСТЕМ БПЕ</b>	<b>56</b>
2.1 Аналіз систем компенсацій індуктивного способу передачі енергії . . . . .	56
2.2 Топології інверторів для індуктивного способу передачі енергії . . . . .	75
2.3 Обмеження індуктивного способу передачі енергії . . . . .	77
2.4 Висновки до розділу 2 . . . . .	90
<b>РОЗДІЛ 3 БАГАТОКОТУШЕЧНА СИСТЕМА НА ОСНОВІ ІМПЕДАНСНОЇ ЛАНКИ</b>	<b>91</b>

3.1	Розробка аналітичної моделі . . . . .	94
3.1.1	Аналіз першого стану системи . . . . .	97
3.1.2	Аналіз другого стану системи . . . . .	98
3.1.3	Аналіз третього стану системи . . . . .	99
3.1.4	Визначення усталеного режиму роботи топології	100
3.2	Аналіз гармонічного складу енергії під час бездротової передачі . . . . .	104
3.3	Аналіз можливостей системи передачі енергії з декіль- кома індуктивними зв'язками . . . . .	108
3.4	Висновки до розділу 3 . . . . .	113

**РОЗДІЛ 4 БАГАТОПАРАМЕТРИЧНА ОПТИМІЗАЦІЯ  
СИСТЕМИ БЕЗДРОВОЇ ПЕРЕДАЧІ ЕНЕРГІЇ 114**

4.1	Методологія оптимізації з використанням генетичного алгоритму . . . . .	114
4.2	Оптимізація і аналіз результатів . . . . .	123
4.2.1	Визначення обмежень параметрів оптимізації .	123
4.2.2	Аналіз результатів оптимізації . . . . .	125
4.3	Висновки до розділу 4 . . . . .	130

**РОЗДІЛ 5 РОЗРОБКА ЗАМКНУТОЇ СИСТЕМИ КЕ-  
РУВАННЯ 132**

5.1	ПІ регулятор струму . . . . .	135
5.2	ПІД регулятор струму . . . . .	137
5.3	ПІД регулятор струму з предиктором Сміта . . . . .	140
5.4	Аналіз роботи регулятора з предиктором при неточно- сті моделювання об'єкту і комунікаційної затримки .	145

5.5	Порівняння отриманих рішень регуляторів . . . . .	149
5.6	Висновки до розділу 5 . . . . .	150
<b>РОЗДІЛ 6 ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНИЙ АНАЛІЗ</b>		<b>151</b>
6.1	Експериментальна перевірка на малій потужності . .	151
6.2	Експериментальний аналіз традиційного рішення з ін- вертором Е-класу з двома передавачами . . . . .	162
6.3	Висновки до розділу 6 . . . . .	167
<b>ВИСНОВОК</b>		<b>169</b>
Список використаної літератури		171
ДОДАТОК А - Список публікацій здобувача		199
ДОДАТОК Б - Акт про використання результатів ди- сертаційної роботи		207
ДОДАТОК В - Акт результатів апробації науково-технічної розробки		208
ДОДАТОК Г - Результати МСЕ моделювання для рі- зних повітряних зазорів між передавачем і прийма- чем		209
ДОДАТОК Д - Результати МСЕ моделювання для рі- зних розмірів катушок		213
ДОДАТОК Е - Результати МСЕ моделювання об'ємної густини потужності		217



ДОДАТОК Є - Листинг програми оптимізації	220
ДОДАТОК Ж - Листинг програми збору даних	223
ДОДАТОК З - Результати оптимізації системи бездрото- вої передачі енергії	227

## ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

---

БПЕ	–	бездротова передача енергії;
БЗП	–	бездротовий зарядний пристрій;
ЕТЗ	–	електричний транспортний засіб;
ІПЕ	–	індуктивна передача енергії;
СЗМР	–	сильно зв'язаний магнітний резонанс;
ККД	–	коефіцієнт корисної дії;
МСЕ	–	метод скінченних елементів;
МР	–	магнітний резонанс;
ШІМ	-	широотно-імпульсна модуляція;

---

ALPHA	–	Arbitrarily Large Phased Array;
CC	–	constant current (постійний струм);
CV	–	constant voltage (постійна напруга);
ISC	–	Integrated Symmetric Concentrator;
ISM	–	industrial, scientific and medicine;
FHA	-	first harmonic approximation;
FOD	-	foreign object detection;
PP	–	parallel parallel (паралельно-паралельний);
PS	–	parallel series (паралельно-послідовний);
PWM	-	pulse-width modulation;
SP	–	series parallel (послідовно-паралельний);
SS	–	series series (послідовно-послідовний);
SSPS	–	Space Solar Power Satellite/Station;
STFC	–	Symmetric Two-Stage Flat Reflection Concentrator;
SWER	–	Single wire with earth return;
ZVS	-	zero voltage switching;
ZCS	-	zero current switching;

---

## ВСТУП

**Обґрунтування вибору теми дослідження** Дисертаційна робота спрямована на вирішення важливого наукового завдання – аналізу і оптимізації системи бездротової передачі енергії з використанням багатокотушечних рішень. Дослідження в галузі бездротової передачі енергії набули високого інтересу з розвитком технологій і особливо з розвитком портативних пристроїв та електротранспорту низької потужності, як електроскутери, так і електротранспорту високої потужності, як автомобілі чи автобуси.

Використання системи бездротового електроживлення в електротранспорті має ряд переваг основні з яких: уніфікація стандартів передачі енергії, яка не вимагає використання пропієтарних роз'ємів для заряджання автомобілів, безпека з точки зору відсутності роз'ємів для підключення живлення. Також слід зауважити про можливість заряджання електроавтомобілю під час поїздки, чи в динамічному режимі, де передавач буде розміщено під дорожнім полотном, чи в статичному режимі, де передавальні котушки розміщуються біля світлофорів чи на зупинках.

Такий підхід показав можливість роботи електроавтобусу на одному заряді акумулятора, де періодичне підзаряджання батареї дозволяє підтримувати рівень заряду батареї на тому рівні на якому автобус зможе працювати до 10 годин. І тільки після цього треба буде виконувати повноцінне заряджання електроавтобусу.

Також системи бездротової системи заряджання знаходить своє місце в системах зарядки електроскутерів. Особливий інтерес до цієї технології виникає у компаній, які займаються прокатом електро-

скутерів. Використання такої технології дозволяє зменшити кошти на обслуговування електроскутерів. Оскільки систему бездротової зарядки можна зробити у вигляді спеціальної парковки на якій будуть розміщуватись електроскутери це мінімізує втручання обслуговувального персоналу і відповідно зменшує витрати на обслуговування.

Дослідження направлене на аналіз нових можливостей розвитку данної технології з використанням сучасних методів і матеріалів. Важливим аспектом є пошук оптимальної топології високочастотного інвертора для зменшення масогабаритних параметрів системи бездротової передачі енергії.

Також особлива увага повинна бути направлена на розробку системи керування, де наявність комунікаційної затримки в замкнутих системах керування передачею енергії можуть призвести до нестабільної роботи, пульсацій вихідних параметрів, пришвидшеному виходу з ладу електроаккумулятора.

Також очікується, що використання багатокотушечних рішень з використанням різних підходів до розміщення передавальних котушок дозволить реалізувати системи, де в одному випадку, можливо буде отримати високі значення вихідної потужності за рахунок сильнозв'язаних передавачів. В іншому випадку, коли передавачі не будуть сильнозв'язані очікується збільшення стійкості до неточності позиціонування приймача.

**Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами** Дисертаційна робота виконана в Національному університеті «Чернігівська політехніка» за пріоритетним напрямком розви-

тку науки і техніки України «Енергетика та енергоефективність» в рамках науково дослідної теми «Високоєфективна система бездротової зарядки низьковольтних накопичувачів енергії легких електричних транспортних засобів» №0117U007260, «Високоєфективні системи бездротової передачі електричної енергії на основі нових топологій напівпровідникових перетворювачів» №0118U003865, «Забезпечення максимальної ефективності автономних електроенергетичних систем на основі фотоелектричних перетворювачів для спеціальних застосувань» №0123U100975.

**Мета і завдання дослідження** Мета дисертаційного дослідження полягає у покращенні масогабаритних показників систем бездротової індуктивної передачі енергії малої потужності шляхом реалізації комплексу науково-практичних і програмних методів та засобів.

Вирішення наукового завдання, яке було поставленого в дисертаційній роботі, складається з вирішення наступного комплексу задач:

1. Огляд сучасного стану технології бездротової передачі енергії та аналіз можливостей їх покращення з точки зору масогабаритних показників.
2. Синтез нових схемотехнічних рішень, які б дозволяли покращити масогабаритні показники.
3. Розробка математичної моделі, яка дозволяє цілісно описати поведінку нової запропонованої топології БПЕ.
4. Розробка автоматичної системи керування БПЕ з урахуванням комунікаційної затримки зворотного зв'язку

5. Розробка експериментального зразка для верифікації і порівняння запропонованого рішення.

**Об'єктом дослідження** є електромагнітні процеси в напівпровідникових перетворювачах побудованих з використанням імпедансної ланки для бездротової індуктивної передачі енергії

**Предметом дослідження** є напівпровідникові перетворювачі електричної енергії побудовані з використанням імпедансної ланки для бездротової індуктивної передачі енергії.

**Методи дослідження.** У процесі вирішення завдань, визначених у дисертації, було застосовано теорію електричних кіл, основні принципи теорії лінійних та нелінійних систем, моделювання через простір станів, моделювання за першою гармонікою, перетворення Лапласа, математичне моделювання та фізичний експеримент.

Математичне моделювання електромагнітних полів у зв'язаних котушках було виконано методом скінченних елементів за допомогою програмного пакету ANSYS Maxwell (в рамках співпраці з Гданським технічним університетом) та мови програмування Python.

Розрахунок аналітичних моделей був виконаний за допомогою програмного пакету MATLAB (в рамках співпраці з Гданським технічним університетом).

Математичне моделювання електричної схеми та процесів під час бездротової передачі енергії виконувалися за допомогою програмного пакету PSIM (в рамках співпраці з Гданським технічним університетом);

Розробка програмного забезпечення проводилася в середовищах Eclipse, NeoVim з використанням GNU Compiler Collection. Проекту-

вання друкованих плат здійснювалося за допомогою вільного програмного забезпечення KiCad.

### **Наукова новизна отриманих результатів**

1. Вперше було запропоновано використання імпедансної ланки як одночасного інвертора і передавача для систем бездротової передачі енергії в резонансному режимі, що дозволяє зменшити кількість напівпровідникових і реактивних елементів, а також спростити систему керування.
2. Вперше було розроблену математичну модель багатокотушечної системи бездротової передачі енергії з використанням імпедансної ланки в імпедансному режимі, що дозволяє розраховувати пасивні компоненти в залежності від номінальної робочої точки.
3. Вперше було запропоновано спосіб керування системою бездротової енергії з використанням імпедансної ланки в резонансному режимі, яка враховує суттєву затримку передачі даних між приймальною та передавальною частинами і покращує функціональність та надійність пристрою.
4. Вперше було використано генетичний алгоритм для оптимізації системи бездротової передачі енергії з імпедансною ланкою, що дозволяє зменшити масогабаритні параметри.

### **Практичне значення отриманих результатів**

1. Були розроблені малопотужні прототипи, які дозволили порівняти запропоноване рішення на основі імпедансної ланки в

резонансному режимі і показали, що воно має значно вищі показники ефективності та менші значення розмірів реактивних компонентів у порівнянні з класичним рішенням.

2. Запропонована система керування дозволяє працювати з досить великими комунікаційними затримками. Це дозволяє зменшити робочу частоту регулятора, що дозволить зменшити ціну розробки і інтеграції системи комунікації зворотного зв'язку.
3. Результати досліджень, які були отримані в ході виконання проєкту можуть бути використані в навчальному процесі для вдосконалення лекційних курсів та оновлення циклів лабораторних робіт з дисциплін «Технології бездротової передачі енергії» (спеціальність 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка»), освітньо - науковий рівень «доктор філософії».

Наукові роботи опубліковані у співавторстві з Гусевим О.О., Хоменком М.А., Шевченко В.О., Велігорським О.А., Кондратенком Б.П., Тительмаєром 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.

Співавторами наукових праць є наукові керівники Гусев О.О. та Хоменко М.А. 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 науковими керівниками.



**Апробація результатів дисертації** Основні положення дисертаційної роботи доповідались і обговорювались на восьми міжнародних науково-технічних конференціях і одному симпозиумі, а саме:

1. Міжнародній науково-технічній конференції «2018 IEEE 38th International Conference on Electronics and Nanotechnology», ( ELNANO ) (Україна, Київ, 2018р).
2. Міжнародній науково-технічній конференції «2018 IEEE 59th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University(RTUCON)» (Латвія, Рига, 2018р).
3. Міжнародній науково-технічній конференції «2018 IEEE 3rd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)» (Україна, Харків, 2018р).
4. Міжнародному науково-технічному симпозиумі « Topical Problems in the Field of Electrical and Power Engineering» (Естонія, Тоїла, 2019р).
5. Міжнародній науково-технічній конференції «2019 IEEE 60th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON)» (Латвія, Рига, 2019р).
6. Міжнародній науково-технічній конференції «2019 IEEE 2nd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering», (UKRCON) (Україна, Львів, 2019р).

7. Міжнародній науково-технічній конференції «Комплексне забезпечення якості технологічних процесів та систем» (Україна, Чернігів, 2020р).
8. Міжнародній науково-технічній конференції «Комплексне забезпечення якості технологічних процесів та систем» (Україна, Чернігів, 2021р).
9. Міжнародній науково-технічній конференції «2022 IEEE 31st International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)» (США, Анкоридж, Аляска, 2022р).

**Структура і обсяг дисертації** Дисертація складається із вступу, **шести** розділів, висновків, списку використаних джерел з **168** найменувань та **9** додатків. Загальний обсяг роботи становить **233** сторінок, в тому числі **154** сторінок основного змісту, **59** рисунків, **7** таблиць.

# РОЗДІЛ 1

## ОГЛЯД ТЕХНОЛОГІЇ БЕЗДРОТОВОЇ ПЕРЕДАЧІ ЕНЕРГІЇ

Технологія бездротової передачі енергії стає все більш популярною [17], [18], [19], [20], [21]. Її ремонтпридатність і безпека дають новий вимір розвитку електронного обладнання.

Сфера застосування широка. Зарядні пристрої з низьким енергоспоживанням використовуються в побутових приладах, таких як зубні щітки або телефони. Крім того, неінвазійні системи зарядки кардіостимуляторів використовують технологію [22], [23], [24], тоді як інвазійні операції можуть бути виключені. Зарядні пристрої високої потужності використовуються для зарядки електромобілів [25], [26], [27], [28], [29] автобусів [30], [31], [32] і човнів [33], [34], [35], [36].

Існують різні способи бездротової передачі енергії: за допомогою ємнісного зв'язку [37], [38], індуктивного зв'язку [39], [40], [41], магнітного резонансу, звукових хвиль [42], [43], мікрохвиль [44] та світлових хвиль. Бездротова передача енергії на основі ємнісного та індуктивного зв'язку є найбільш популярною. Ємнісна передача енергії здебільшого використовується для малопотужних застосувань, тоді як індуктивний зв'язок може використовуватися для малої і великої потужності і з повітряним зазором, відносно більшим, ніж у ємнісному підході.

Міжнародні стандарти, такі як Qi [45], SAE [46], дозволяють розробляти пристрої, сумісні з системами бездротової зарядки по всьому світу. Вони визначають робочий діапазон частот, вихідну поту-

жність і типи каналів зв'язку. Також передбачені спеціальні стандарти, що підвищують безпеку пристроїв. Вони передбачають способи подолання електромагнітного впливу на людину, такі як зменшення потужності або залучення додаткових котушок для екранування. З іншого боку, наявність з'єднаних котушок з порівняно великим повітряним зазором дозволяє виконувати багато завдань за допомогою цієї технології. Повітряний зазор між котушками передавача і приймача швидко збільшує індуктивність розсіювання і призводить до зростання втрат. У цьому випадку розробка систем великої потужності є складним завданням [47].

Для підвищення продуктивності системи можуть бути використані різні підходи. В одному з підходів в інверторі використовуються високоякісні елементи, такі як конденсатори з низьким еквівалентним послідовним опором і транзистори з низьким  $R_{DSon}$ . За допомогою цього методу можна зменшити втрати в інверторі та частині бездротової передачі енергії. Однак ціна кінцевого пристрою може різко зрости, що обмежить його застосування в певних галузях.

Другий підхід здебільшого стосується конструкції котушок, додавання феритового матеріалу для концентрації потоку і збільшення коефіцієнта зв'язку або використання літцендрату для зменшення скін-ефекту і ефекту близькості. Метою є підвищення добротності котушки.

Відповідно, у найпоширеніших рішеннях котушки передавача і приймача розташовуються між двома феритовими пластинами або осердями. У цьому випадку потік концентрується між ними і, як на-

слідок, коефіцієнт зв'язку може бути ефективно збільшений. Третій підхід використовує багатокотушечні рішення [48], [19], [49], [50], [51], [52], [53]. У цьому підході ефективну площу, де досягається висока ефективність, можна швидко збільшити.

Система може підтримувати високу продуктивність при значному зміщенні передавальної та приймальної котушок, тоді як ефективність рішення з двома котушками при такому ж зміщенні різко знизиться. Популярним підходом є відстеження максимальної ефективності, яке може бути реалізоване шляхом зміни частоти перемикачів [54], імпедансу [55], навантаження або інших параметрів для адаптації до змін системи (наприклад, повітряного зазору), для узгодження з навантаженням і, відповідно, знаходження точки з найвищою ефективністю. На відміну від інших підходів, це рішення потребує додаткових датчиків (а іноді і каналів зв'язку між передавачем і приймачем) для оцінки оптимальної точки.

Найчастіше в багатокотушечних рішеннях використовуються топології бездротової передачі енергії на основі повномостової [48] та напівмостової [56] схем. Перевагами таких підходів є повна керуваність кожної передавальної котушки (котушки можуть працювати окремо або одночасно, з фазовим зсувом або без нього) і можливість реалізації різних методів керування, таких як керування з фазовим зсувом [48] або з розділенням вхідної потужності [57], коли для кожної котушки вибирається оптимальна кількість переданої потужності для збереження високого ККД при змінному бічному зсуві. Топології інверторів з двома передавальними котушками використовують більшу кількість перемикачів. Це збільшує складність

керування та габарити, а також підвищує ціну. Також використовуються топології на основі інвертора класу E. Вони поєднують в собі простоту і можливість роботи в режимі ZVS і ZCS. Недоліком є висока напруга на напівпровідникових елементах, яка може до 3,5 разів перевищувати вхідну постійну напругу [58]. Для реалізації двох передавачів необхідно мати два комутаційних елементи.

В роботі запропоновано нову топологію, яка позбавлена недоліків традиційних топологій, що базуються на повно- або напівмостовій схемі. Використовуючи інвертор на основі імпедансної ланки, можна досягти зменшення кількості активних елементів при одночасному підвищенні надійності. Це дозволяє зменшити розмір і ціну системи. Кілька передавальних котушок дозволяють створювати різні конструкції, змінюючи неспіввідношення між передавальними котушками. Це забезпечує збільшення щільності потоку або збільшення площі передачі. З іншого боку, недоліки запропонованого рішення пов'язані з обмеженою керованістю системи.

Топологія не дозволяє керувати кожною передавальною котушкою незалежно, оскільки в схемі наявний лише один елемент керування. Перевагою перетворювачів на основі імпедансної ланки є те, що мережа на основі імпедансної ланки може працювати як в режимі пониження, так і в режимі підвищення напруги, що неможливо в традиційних рішеннях [59], [60]. Подолання цього недоліку дозволяє підвищити надійність і запобігти пошкодженню активних елементів.

## 1.1 Методи бездротової передачі енергії

Питання ефективної передачі енергії на високі відстані була і є однією з найважливіших проблем сучасності. Враховуючи технологічні обмеження тих часів основний метод передачі був дротовим. Але вже і в ті часи інтерес до бездротової передачі енергії розглядався як альтернатива. Бездротова передача енергії - це один з методів передачі електричної енергії з відсутністю матеріалів, які проводять струм між генератором електричної енергії і її безпосереднім споживачем.

Одним з перших, хто запропонував використовувати метод бездротової передачі енергії і який провів експерименти, був Нікола Тесла. Деякі з експериментів були зроблені більше ніж 100 років тому.

Тесла проводив експерименти, як по передачі енергії на великі відстані, так і для систем бездротового живлення електротранспорту. На рисунку 1.1.а показана бездротова система передачі енергії запропонована Н. Тесла для живлення електротранспорту.

Слід також зазначити що інтерес до бездротової передачі енергії і особливо до бездротової передачі енергії транспортних засобів також виникав і в інших вчених у всьому світі. Слід навести, як приклад, патент від С. Е. Roehl (Рисунок 1.1.б) де була запропонована система передачі бездротової енергії для динамічної зарядки (у русі) рухомої платформи (трамваю) [61]. Особливість запропонованого рішення полягала в тому, що передавальна частина розділялась на велику кількість передавальних котушок. До кожної з цих котушок послідовно підключалась індуктивність з рухомим осердям. Це

рухоме осердя рухалось під час руху рухомої платформ і змінюючи індуктивність змінювало загальний імпеданс тієї чи іншої гілки масиву передавачів. Завдяки такому підходу можна було отримати проходження значних значень струмів в передавальних котушках, які були розташовані під рухомою платформою і мінімізувати струм, який проходив через контури, де не було рухомої платформи.

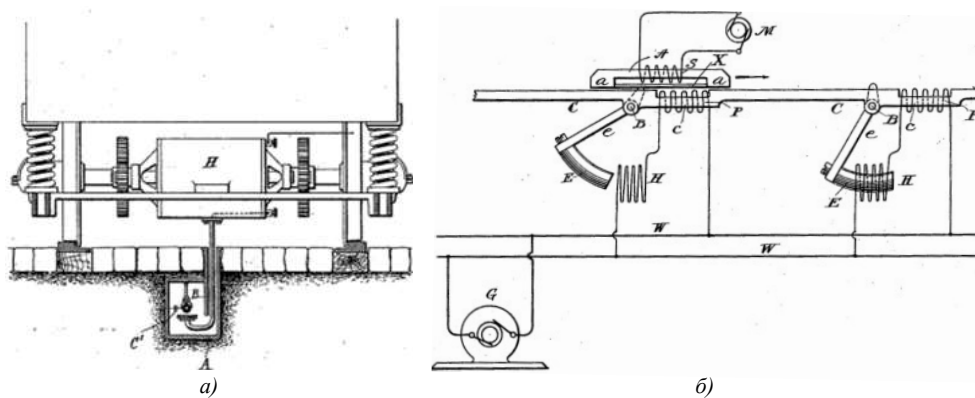


Рисунок 1.1 – Патенти систем бездротової передачі енергії: (а) автор N.Tesla (Лютий 1894) [62]; (б) автор С. Е. Roehl (Квітень 1894) [61].

Деякий час методи бездротової передачі енергії були обмежені технологічними можливостями людства. Але і тоді деякі дослідження все таки проводились.

Слід згадати українського вченого на ім'я Георгій Бабат [63], який ще в 40-х роках двадцятого сторіччя проводив експерименти з бездротової передачі енергії використовуючи осцилятор побудований з використанням вакуумних труб. Йому вдалось передати потужність в 2кВт. Єдиним недоліком такої системи була дуже низька ефективність, яка складала всього 4 проценти.

Також варті уваги дослідження бездротової передачі енергії, які проводились в Берклі в 70-х роках [64], [65], [66], [67], [68]. Була розроблена система бездротової динамічної передачі енергії потужністю



в 8 кВт [69], [70], [71], [72]. За рахунок розвитку технологій ефективність в цьому випадку вже сягала 72-х відсотків. Варте уваги також, що в ході дослідження було показано, що система бездротової передачі енергії, за ціною, не значно відрізнялась від ціни тролейбусів і підтримання їх інфраструктури.

Розглянемо основні технології бездротової передачі енергії.

**Метод електростатичної індукції.** Наведений метод був одним з перших методів який був застосований для бездротової передачі енергії, і був використаний Н. Тесла у своїх дослідженнях для живлення ламп. Метод електростатичної індукції заснований на проходженні енергії через діелектричний матеріал, що в багатьох випадках являє собою повітряний прошарок між передавачем і приймачем. В реальних застосуваннях нерівномірне електричне поле чи так звана диференційна ємність між кількома ізольованими струмопровідними поверхнями, які знаходяться на невеликій відстані від провідної поверхні передавача.

Оскільки до пластин підключається змінний струм високої частоти і високого потенціалу, то між пластинами створюється досить сильне магнітне поле. Деяке значення ємності між двома пластинами створює різницю потенціалів. Ця енергія може бути далі використана на стороні приймача для живлення навантаження.

В своїх експериментах Тесла використав саме цей метод для живлення ламп оскільки він є досить простим з точки зору реалізації і не вимагає складних систем керування чи позиціонування. Разом з цим цей метод має досить невисоку потужність передачі енергії.

**Метод електромагнітної індукції (індуктивний зв'язок)**

Під час використання методу електромагнітної індукції для бездротової передачі енергії використовується так зване ближнє електромагнітне поле. Це ближнє електромагнітне поле характеризується роботою на відстанях. За своєю природою енергія такого ближнього поля не є випромінюючою, хоча деякі втрати на випромінювання все ж таки відбуваються.

Також слід зауважити і наявність не тільки випромінюючих (радіаційних), а й резистивних втрат, що визначається матеріалом, робочою частотою і струмопровідною площею обмоток. Принцип електромагнітної індукції, завдяки змінному струму в передавальній котушці, дозволяє створити змінне електромагнітне поле, яке буде індукувати електричний струм в приймальній котушці і відповідно передавати енергію на навантаження. Слід зауважити, що відстань між передавачем і приймачем повинна бути невеликою для досягнення високого рівня ефективності.

Переваги:

- високе значення коефіцієнту корисної дії та потужності
- є найбільш популярною технологій бездротової передачі енергії
- є досить популярною технологією, що підтверджується рядом стандартів для широкого діапазону потужностей
- є значно безпечнішою для навколишнього середовища

Недоліки:

- низька ефективність при високих значення повітряного зазору

- необхідність налаштування резонансних контурів

**Мікрохвильове випромінювання.** Мікрохвильове випромінювання може бути використане для передачі енергії з використанням радіоантени. В цьому випадку на пристрій, який буде приймати енергію, також треба встановити антену, яка буде виконувати перетворення отриманого мікрохвильового випромінювання в електричну енергію. На відміну від лазерної технології чи технологій електростатичної і електродинамічної в даному випадку точне позиціонування не є критичним для отримання максимальної ефективності і є можливість використовувати декілька приймачів в довільних положеннях простору.

Значний крок в розвиток технології було зроблено Вільямом С. Брауном, який вважається батьком технології мікрохвильової передачі енергії.

Він був одним з перших, хто запропонував використовувати мікрохвильове випромінювання для бездротової передачі енергії. Для цього в 1964, в рамках контракту з Повітряними Силами США, він продемонстрував на CBS Walter Cronkite news, малогабаритний літальний апарат який працював за принципом гелікоптера і виконав його бездротове живлення з використанням мікрохвиль частотою в 2.45 ГГц. Як видно з рисунку 1.2 пропелер гелікоптера був підключений як навантаження до спеціально розробленої антени, яка напряду виконувала перетворення отриманого мікрохвильового випромінювання в постійну напругу. В рамках експерименту мікрохвильове випромінювання передавалось протягом десяти годин і гелікоптер весь цей час знаходився в повітрі. Наведена технологія була

запатентована в другій половині двадцятого сторіччя в 1969 році [73].

Очікувалось, що завдяки технології польоту на мікрохвильовому промені гелікоптер зможе літати на висотах до 50-60 тисяч футів.

Слід також зауважити, що в випадку такої технології треба підтримувати передачу стабільного рівня енергії для стабільного польоту гелікоптера. Також варто враховувати погодні умови, які також значно можуть впливати на рівень переданої енергії і на загальну ефективність системи.

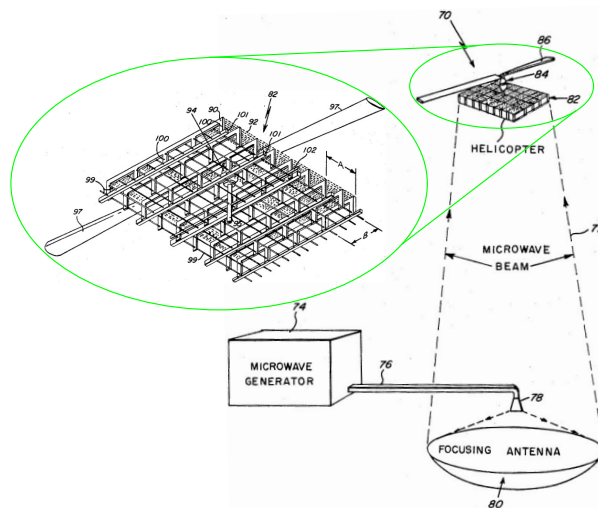


Рисунок 1.2 – Система бездротової передачі енергії з використанням мікрохвильового випромінювання [73], [74]

Переваги:

- велика дальність дії на відміну від більшості інших технологій
- незалежність позиціонування приймача

Недоліки:

- складність розробки системи і відповідно висока вартість, що обмежує комерційне впровадження для цивільних застосунків

- невисока ефективність у порівнянні з іншими рішеннями
- проблеми з впливом мікрохвильового випромінювання на довкілля і живих організмів

**Лазерна або оптична передача енергії.** Технологія передачі електричної енергії з використанням лазерів до цього моменту в основному використовувалася для розробок в аерокосмічній промисловості та системах озброєння. Наразі також розробляються комерційні та деякі технології для побутових пристроїв малої потужності. Такі системи бездротової передачі енергії повинні відповідати стандартам безпеки. Для того щоб зрозуміти, як працює ця технологія, треба розуміти, що лазерний промінь значно менш піддається дифракційним обмеженням. Просторове та спектральне узгодження характеристик лазерів дозволяє збільшити робочу потужність і дистанцію передачі енергії. Це також впливає на ефективність фокусування променя.

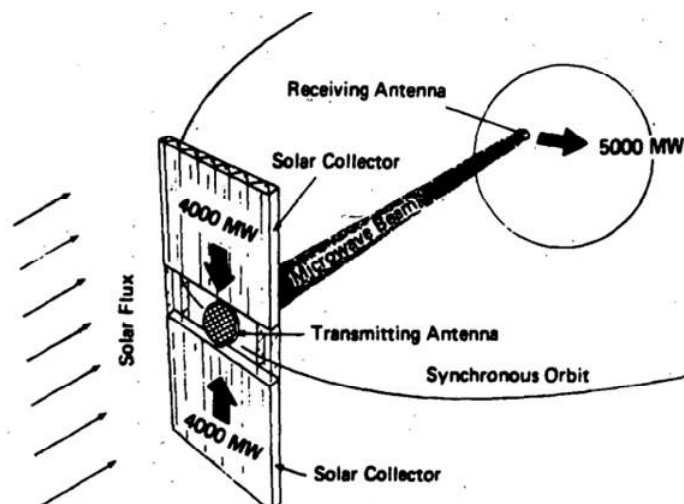


Рисунок 1.3 – Система бездротової передачі енергії з використанням лазерів [75]

Одним з найважливіших методів є технологія, підтверджена компанією Space Solar Power Satellite/Station (SSPS). Ця система використовує геостаціонарні супутники на орбіті Землі, щоб перетворювати сонячну енергію в електричну. Зібрана енергія потім перетворюється і передається на приймальну станцію на Землі за допомогою лазерного променя. У порівнянні з традиційними фотовольтаїчними системами, така система дозволяє передавати енергію 24/7 і є географічно незалежною. Це означає, що використання такої технології дозволить передавати енергію на більшу частину планети і стати альтернативою у вирішенні енергетичної кризи.

На сьогоднішній день вчені запропонували кілька різних типів цієї технології. Типова технологія може бути розділена на декілька категорій залежно від фокусу: 1) розфокусована, 2) зфокусування в точці, і 3) розподілене фокусування. Один із прикладів без фокусування - це модель, запропонована NASA в 1979 році, яка складалася з одного великого сонячного масиву площею близько 50 000 квадратних метрів і мікрохвильового передавача. Інша модель без фокусування була представлена компанією Tethered Solar Power Satellite. Вона складалася з великих панелей, що використовуються для генерації та передачі енергії, підключених до багатьох супутників. Недоліком таких моделей є великі фінансові та технічні інвестиції. Як тільки цілі проекту виходять за межі процесу розробки, досить складно налаштувати параметри пристроїв, щоб вони відповідали змінним потребам в реальному часі.

Типові концепти для фокусування в точці це Integrated Symmetric Concentrator (ISC) та Symmetric Two-Stage Flat Reflection Concentrator

(STFC). Така технологія використовує великі симетричні рефлектори, які розміщені на площині. Регулюючи параметри первинного і вторинного рефлектора та приймальної поверхні, такі концепти дозволяють покращити розподіл і ефективність прийому енергії та зменшити втрати. Хоча обидві технології вимагають високої потужності обертових механізмів і складної системи керування супутниками. Підхід Solar Power Satellite з використанням Arbitrarily Large Phased Array (ALPHA), який був запропонований Джоном С. Манкінсом, також представив ультрасучасну розширену систему фокусування з тисячею індивідуально налаштованих легких тонких дзеркал, які перенаправляють сонячне світло на високоефективні масиви. Зараз існує велика кількість проєктів, які досі знаходяться в стадії розробки і валідації, і їх кінцеві результати ще не показані.

У порівнянні з іншими технологіями бездротової передачі енергії методологія передачі енергії з використанням лазерів має наступні переваги:

- передачу значної потужності електричної енергії можливо виконувати на досить великі відстані (оскільки енергія передається у вигляді сконцентрованого пучка),
- малі розміри у випадку використання технології для малих потужностей, оскільки основним елементом передачі є компактний напівпровідниковий лазер
- енергія, яка передається за допомогою лазера не впливає на інші системи передачі енергії чи інформації (як наприклад технології WiFi, LoRa і т.д.) оскільки працюють направлено і в

інших частотних діапазонах.

- оскільки енергія, яка передається, має направленість і не розповсюджується рівномірно вздовж простору (як наприклад радіохвилі, які передає радіопередавач) це дає можливість чітко визначити споживачів цієї енергії і виконувати їх контроль

Також наведена методологія передачі енергії має деякі недоліки:

- перетворення електричної енергії в високочастотну для подальшої передачі, як і подальша конвертація в низькочастотну не є ефективно
- передача виконується через багат шарову структуру атмосфери, яка значно знижує ефективність передачі енергії
- між передавальною і приймальною системою не повинно знаходитись жодних завад

Незважаючи на це така технологія є досить перспективною для живлення регіонів на значному віддаленні від будь яких джерел генерації енергії і місць де ефективність сонячних панелей є незначною. В таких місцях проведення електричної лінії можливо є недоцільним і як раз технологія передачі з використанням лазерів може бути застосована.

**Використання електропровідності.** Один з підходів, де енергія передається не за допомогою провідності провідника, а з використанням провідності поверхні землі [76], [77], [78], [79], [80]. Поверхня землі має досить гарну провідність і її використання, як каналу передачі енергії, було запропоновано ще 100 років тому. Система з



використанням провідності землі чи система з одним провідником струму SWER (англ. Single wire with earth return) базується на тому що контур проходження струму складається з ізольованого провідника, який йде до споживача і з провідності землі, яка використовується замість зворотного провідника.

Така система не є унікально і багато високовольтних ліній, в аварійному режимі можуть забезпечувати передачу енергії саме в такому режимі.

Також проводились експерименти, де в бездротовій передачі енергії використовувалась атмосфера, чи системи де використовувалась виключно провідність землі.

Не зважаючи на те що такі системи вперше були запропоновані в Новій Зеландії, основний інтерес до таких систем в даний час виникає в африканських країнах. Використання одного провідника дозволяє значно знизити ціну проведення лінії електропередач (приблизно 30%) у порівнянні з конвенціональними двопровідними підходами.

Наступні підрозділи будуть присвячені більш детальному поясненню способів бездротової передачі енергії, які використовуються в малопотужних системах.

## **1.2 Основи ємнісного принципу бездротової передачі енергії**

Узагальнююче раніше сказане можна зробити підсумок що найпопулярнішими і найбільш використовуваними технологіями є технологія індуктивного і ємнісного зв'язку. У цьому розділі буде описаний

принцип роботи ємнісного зв'язку, який також називають методом електростатичної індукції. З визначення електростатичної індукції зрозуміло, що цей підхід заснований на факті перерозподілу електричного заряду в провідниковому матеріалі під впливом зовнішнього електричного поля.

Тобто об'єкт з зарядом і провідник який не є зарядженим знаходяться на невеликій дистанції, і в цьому випадку під впливом дії електричних зарядів буде виконуватись перерозподілення таких зарядів. В залежності від типу заряду ці заряди будуть рухатись до країв зарядженого об'єкта, в той час як такі ж електричні заряди будуть рухатись в іншу сторону провідника далі, від зарядженого об'єкта.

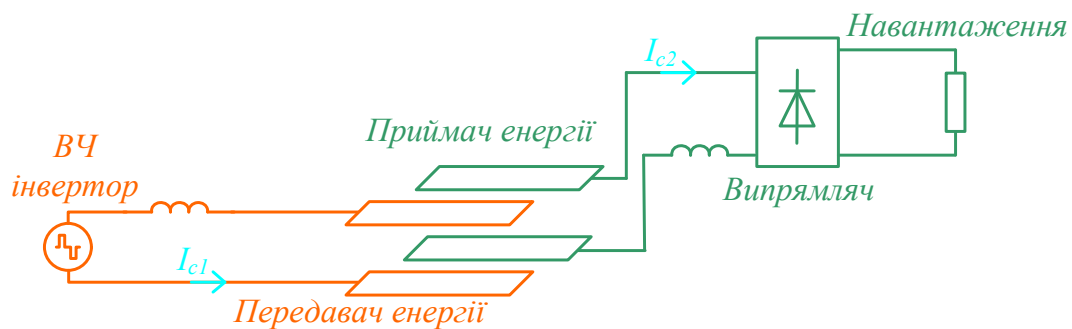


Рисунок 1.4 – Система бездротової передачі енергії з використанням електростатичної індукції

Для того щоб отримати можливість передачі електричної енергії треба створити непостійне електричне поле чи змінне електричне поле. Особливістю є те, що провідники які знаходяться на значній відстані формують дві пластини електричного повітряного (якщо площа між обкладками не заповнюється іншими типами газів) конденсатора. Принцип дії системи бездротової передачі енергії заснованої на використанні методу електростатичної індукції наведено на

рисунку 1.4.

Використання повітряного конденсатора і визначило назву технології як ємнісна система передачі енергії. На рисунку 1.4 показані основні елементи системи бездротової передачі енергії на основі ємнісного зв'язку.

Випрямлена напруга підключається до високочастотного інвертора, який генерує змінний сигнал високої частоти. Ця напруга подається на резонансний контур, який зазвичай складається з двох компенсуючих індуктивностей та чотирьох обкладок повітряного конденсатора. В залежності від конфігурації і розташування пластин ємнісний зв'язок між різними пластинами буде різний і в деяких випадках деякими значеннями ємності можна знехтувати. Тобто ці пластини можна представити у вигляді як однієї так і шести ємностей (кількість можливих зв'язків між 4-ма пластинами) в залежності від впливу кожної з цих ємностей на роботу системи передачі енергії. Після передачі енергії на сторону приймача, отримана енергія випрямляється, фільтрується і поступає на навантаження.

Перевагою ємнісної передачі енергії є невелика ціна системи передачі, оскільки замість використання дроту (зазвичай літцендрат) і феритових пластин можна використовувати будь який електропровідний метал для створення обкладок конденсатора. Метод дозволяє збільшити повітряний зазор між приймачем і передавачем у порівнянні з методом електромагнітної індукції, але в той же час такий підхід має нижче значення як ефективності передачі енергії так і меншу потужність передачі.

Слід також зауважити що вагомий доробок у розвиток систем

бездротової передачі енергії на основі ємнісного зв'язку був зроблений в тому числі і вітчизняними вченими [81], [82], [83], [84].

### 1.3 Основи індуктивного принципу бездротової передачі енергії

Найпоширенішим методом у порівнянні з наведеними раніше методами бездротової передачі енергії є використання методу електромагнітної індукції. Основний принцип роботи з використанням зазначеного методу показано на рисунку 1.5.

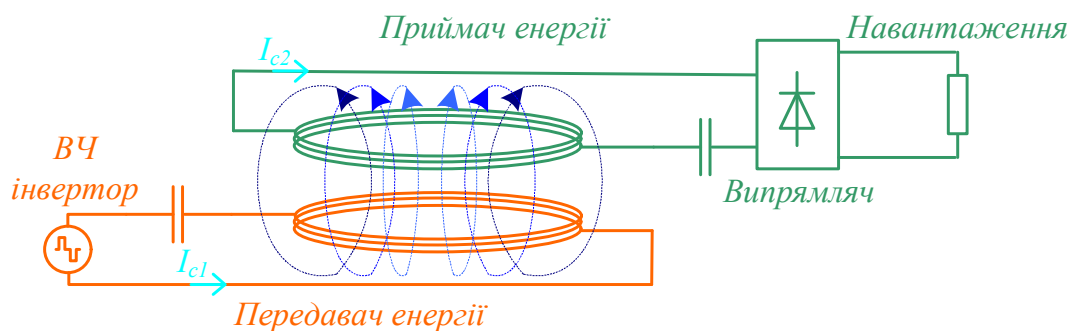


Рисунок 1.5 – Система бездротової передачі енергії з використанням електромагнітної індукції

У відповідності до закону Ампера високочастотний інвертор генерує змінний струм, який протікає через первинну обмотку з компенсуючим конденсатором і створює змінне магнітне поле. Це змінне магнітне поле діє на приймальну, вторинну обмотку, і у відповідності до закону Фарадея, це магнітне поле призводить до протікання змінного електричного струму.

Явище електромагнітної індукції можна визначити як появу електричного поля у якому магнітний потік буде змінний. Це явище було відкрито Майклом Фарадеєм ще на початку 19 сторіччя в 1831

році. Він визначив, що рух струмопровідної рамки біля постійного магніту буде викликати створення електричного струму через цю рамку і до деякого значення напруги яке він виміряв вольтметром.

Для того щоб отримати високу ефективність відстань між передавальною і приймальною котушкою повинна бути невисокою. Також повинно бути невисоке значення зміщення приймальної і передавальної котушки одна відносно одної. При великих значення відстані чи зміщення не весь магнітний потік, який генерується на передавальній котушці проходить через приймальну котушку. У цьому випадку кількість переданої енергії значно зменшується, як і значення ефективності системи. Оскільки цей принцип пов'язаний з взаємодією первинної і вторинної котушок індуктивності то такий спосіб передачі енергії було прийнято називати індуктивною передачею енергії.

Використання нерезонансного режиму індуктивної передачі енергії є досить неефективним у порівнянні з роботою індуктивної передачі енергії з використанням резонансу. Під час роботи без резонансу навантаження передавальної схеми складається не тільки з деякого еквівалентного опору навантаження, а і з реактивного опору зв'язаних індуктивностей. Такий підхід значно знижує можливості схеми по передачі високих значень потужності. У порівнянні зі звичайним трансформатором, повітряний трансформатор має високе значення індуктивності розсіювання, яке визначається розсіюванням потоку. Для компенсації цієї індуктивності використовуються спеціальні компенсаційні конденсатори. Це дозволяє збільшити відстань між котушками без втрат значення переданої потужності.

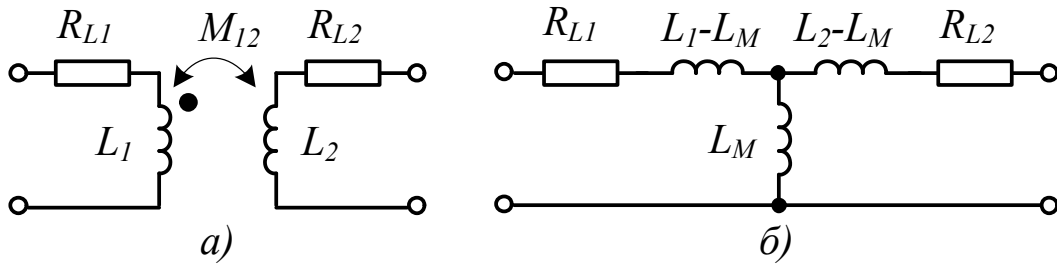


Рисунок 1.6 – Схеми заміщення зв’язаних котушок з використанням: а) взаємоіндуктивності; б) індуктивності намагнічування.

Еквівалентні схеми заміщення зв’язаних індуктивностей представлені на рисунку 1.6.

Використовуються два основних підходи:

- З використанням взаємоіндуктивності (Рисунок 1.6.а)
- З використанням індуктивності намагнічування (Рисунок 1.6.б)

В першому підході використовується власна індуктивність передавальної  $L_1$  і приймальної  $L_2$  котушок, а взаємоіндуктивність  $M_{12}$  визначає зв’язок між котушками.  $R_{L1}$  та  $R_{L2}$  представляють активні опори втрат в передавальній і приймальній індуктивності відповідно. Така модель є досить зручною оскільки дозволяє масштабувати модель збільшуючи кількість зв’язаних котушок без використання додаткових розрахунків.

В другому підході модель описується індуктивністю намагнічування  $L_M$  і індуктивностями розсіювання передавальної  $L_{l1} = L_1 - L_M$  та приймальної  $L_{l2} = L_2 - L_M$  котушок. Така модель зручна у випадку одного передавача але досить складна для опису для систем вищого порядку. Варто також зазначити що в даному випадку була показана спрощена модель де кількість витків передавальної і приймальної сторони є рівними і відповідно  $L_1 = L_2$

Основною перевагою індуктивної передачі енергії є можливість передачі значних рівнів потужності при невеликих витратах на розробку і невелику складність системи. У порівнянні з лазерною технологією, де вимагається система фокусування, у випадку індуктивної передачі енергії, з точки зору саме бездротового зв'язку, основні задачі полягають у ефективній концентрації магнітного потоку (яке виконується використанням феромагнітних матеріалів) і розробка дизайну котушки, яка буде мати стійкість до неточного позиціонування приймача.

#### **1.4 Основи бездротової передачі енергії з використанням магнітного резонансу**

У відповідності до коефіцієнту зв'язку системи бездротової передачі енергії можна розділити на дві підгрупи. Першу, де коефіцієнт зв'язку менше ніж 0.1 називається слабо зв'язаною системою. Друга, це системи передачі енергії з коефіцієнтом більше ніж 0.1. Зазвичай їх значення наближається до 1. Такі системи називаються сильно зв'язаними. Слабо зв'язані системи прийнято називати магнітно резонансними системами, а сильно зв'язані системи називають магніто-індуктивними.

В цьому розділі будуть розглянуті саме слабо зв'язані системи. Враховуючи що вони працюють при низькому зв'язку, то для їх роботи не є таким критичним розташування приймача і передавача як у випадку з магніто-індуктивними системами. Враховуючи це можна також використовувати один передавач для живлення декількох приймачів.

Працюючи в резонансі така система може підтримувати порівняно стабільне значення коефіцієнту корисної дії при значній зміні положення приймача [85], [86]. Основні переваги такого підходу можна оцінити особливо у випадках коли габаритні розміри приймача і передавача не є рівними.

Такий підхід набув великої популярності через можливість передавати енергію на значні відстані (декількох метрів). З іншої сторони реалізація такого підходу є складнішою оскільки вимагає використання значно вищої робочої частоти в діапазоні одиниць і десятків МГц а також необхідність використання великої кількості котушок.

На рисунку 1.7 наведений принцип роботи бездротової передачі енергії з використанням магнітного резонансу. Слід зауважити що окрім передавальної і приймальної частини, також додаються спеціальні резонансні контури, які виступають, як проміжні ланки в передачі енергії.

Із особливостей проектування у таких системах котушка проектується для роботи на резонансній частоті, а резонансна ємність зазвичай створюється за рахунок паразитних параметрів, а не використанням окремого електричного компонента. Такі резонансні контури зазвичай мають високу добротність і розміщуються на невеликих відстанях від приймача і передавача.

Враховуючи що смуга частот в даному частотному діапазоні є досить стандартизована, то такі системи зазвичай працюють на двох частотах 6.78 або 13.56 МГц відповідно. Ці частоти відносяться до так званого ISM (industrial, scientific and medicine).



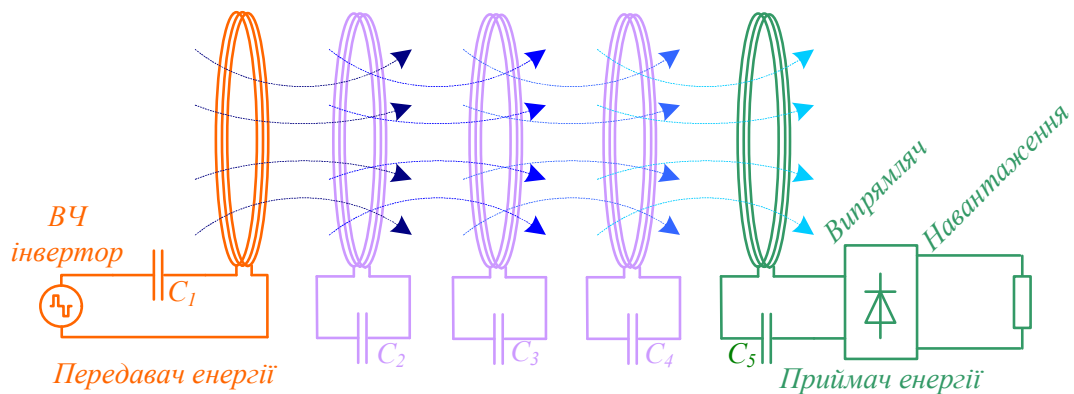


Рисунок 1.7 – Система бездротової передачі енергії з використанням магнітного резонансу

До недоліків такої системи слід віднести те що під час роботи високочастотне випромінювання впливає на роботу інших приладів і вимагає додаткових апаратних чи програмних рішень для зменшення цього випромінювання, як наприклад додаткові екрануючі котушки.

Також для зменшення цього впливу використовують різного роду модуляції [87],[88]. Таким чином можна зменшити електромагнітні завади і дещо збільшити ефективність системи у порівнянні з конвенціональними рішеннями.

Загалом до переваг систем бездротової передачі енергії можна віднести наступні пункти:

- Відсутність механічних елементів кріплення між надавачем і споживачем енергії, що значно збільшує надійність системи і необхідність постійного контролю надійності кріплення і заміни механічних елементів, що в свою чергу знижує вартість підтримки роботи системи
- Знижений рівень небезпеки ураження електричним струмом

за рахунок повної ізоляції струмопровідних елементів, що неможливо в стандартних дротових рішеннях доступних на ринку без залучення додаткових елементів, які збільшують ціну пристрою

- Можливість роботи у місцях з високим рівнем вологості і забрудненості середовища, що стає можливим оскільки навіть наявність струмопровідних рідин не впливає значною мірою на ефективність передачі енергії, за рахунок повної ізоляції передавача і приймача
- Можливість роботи у місцях з наявністю різноманітних газів, оскільки під час підключення не виникає жодних ефектів, які призводять до загоряння
- Відсутність пропрієтарних роз'ємів в системі передачі (де зарядка може виконуватись змінною чи постійною напругою, з комунікацією і без), що дозволяє значно спростити сумісність різних зарядних систем
- Комунікація в системах бездротової передачі енергії часто побудована на добре стандартизованих протоколах, що дозволяє гнучко виконувати налаштування та адаптацію зарядних і приймальних пристроїв між собою за умови роботи при співставних робочих напругах і потужностях

Разом з цим є ряд обмежень і недоліків, які треба враховувати під час розробки бездротових систем, а саме:

- Збільшена ціна у порівнянні з дротовими рішеннями

- Необхідність додаткових систем визначення завад в системі передачі енергії FOD (Foreign object detection), оскільки окрім зниження ефективності, також виникає ризик серйозної шкоди для живих організмів та можливість загоряння
- Струмopровідні матеріали в проміжку між передавачем і приймачем можуть призвести до пожежі [89], [90],[91], [92]
- Вимагається контроль різних видів випромінювання для недопущення впливу на живі організми
- Необхідність розміщення габаритного приймача на приймальній стороні, що збільшує розміри пристрою

## **1.5 Аналіз рішень малопотужних систем бездротової передачі енергії транспортних засобів**

Для вибору правильної топології перетворювача ([93]) та схеми компенсації необхідно знати параметри скутера [94]. [95], [96], [97], [98]. З цією метою на сьогоднішній день (2024 рік) було проведено статистичний аналіз доступних на ринку рішень скутерів, щоб оцінити бажані параметри, які будуть конкурентоспроможним у найближчому майбутньому і може бути використано як об'єкт інтеграції технології бездротової передачі електроенергії. Аналіз проводився з використанням вільно доступного набору даних [99], який містить інформацію про понад 500 рішень, що працюють у різних сферах. На рисунку 1.8.а показано кількість рішень для основних робочих напруг акумуляторних батарей (декілька рішень з робочою напругою, що відрізняється від вказаної, не були показані, оскільки наразі

доступні лише 1-3 рішення для певної напруги). Як видно, найбільший інтерес (з точки зору кількості доступних рішень) викликають рішення для робочих напруг 36, 48 і 60 В.

Використання транспортних засобів на відкритому повітрі та обмежений простір для інтеграції акумуляторів накладають певні обмеження. Першим обмеженням є робоча напруга. Експлуатація на відкритому повітрі унеможливорює виконання будь-яких операцій при високій номінальній напрузі через обмеження безпеки, які стають критичними в місцях з високою вологістю і механічними взаємодіями. Другим обмеженням є розмір батареї. Для того, щоб бути конкурентоспроможним з точки зору зручності, необхідно знайти компроміс між ємністю батареї (і, відповідно, розміром) та відстанню, яку можна проїхати за один заряд батареї (Рисунок 1.8.б).

Враховуючи цей факт, наявні рішення можна розділити на дві області: компактні рішення з середнім запасом ходу та громіздкі рішення з великим запасом ходу. Рішення першої категорії зручно використовувати в місті, де попит на пробіг є невеликим і на одному заряді можна подолати 20-40 км. Ці рішення в основному охоплюють робочу напругу 36 і 48 В. Рішення другої категорії зручно використовувати в сільській місцевості, де вони можуть бути оснащені великими колесами і мають потребу в запасі ходу не менше 30 км. Ці рішення можуть працювати з робочою напругою 60 і 72 В.

Наведені твердження можна додатково перевірити за допомогою аналізу заряду батареї (Рисунок 1.8.в) та ємності батареї (Рисунок 1.8.г). Для цього було побудовано розподіл рішень для цього параметра для кожної з основних робочих напруг акумуляторів. Видно,

що низьковольтні рішення оснащуються батареями малої ємності (кілька сотень Вт-год), тоді як високовольтні рішення оснащуються батареями ємністю до тисяч Вт-год.

На жаль, у використаному наборі даних відсутня інформація про тип акумулятора і, відповідно, параметри заряджання (тип зарядки, потужність зарядки). Кілька рішень були додатково досліджені з точки зору типу батареї та інших пов'язаних параметрів. У таблиці 1.1 наведено зведену інформацію про параметри популярних рішень для бездротової зарядки самокатів, які наразі доступні на ринку. Як видно, для популярних рішень в діапазоні 36-48 В потужність зарядки варіюється в межах 50-100 Вт (в середньому 90 Вт). Час заряджання варіюється в діапазоні 5-10 годин із середнім значенням 7,5 годин.

Враховуючи ці аспекти, а також те, що основний інтерес технології бездротової передачі енергії спрямований на зарядку скутерів у містах, аналізуючи доступні комерційні та некомерційні рішення, можна побачити, що діапазон напруги акумуляторів для більшості скутерів варіюється в діапазоні 36 В - 48 В.

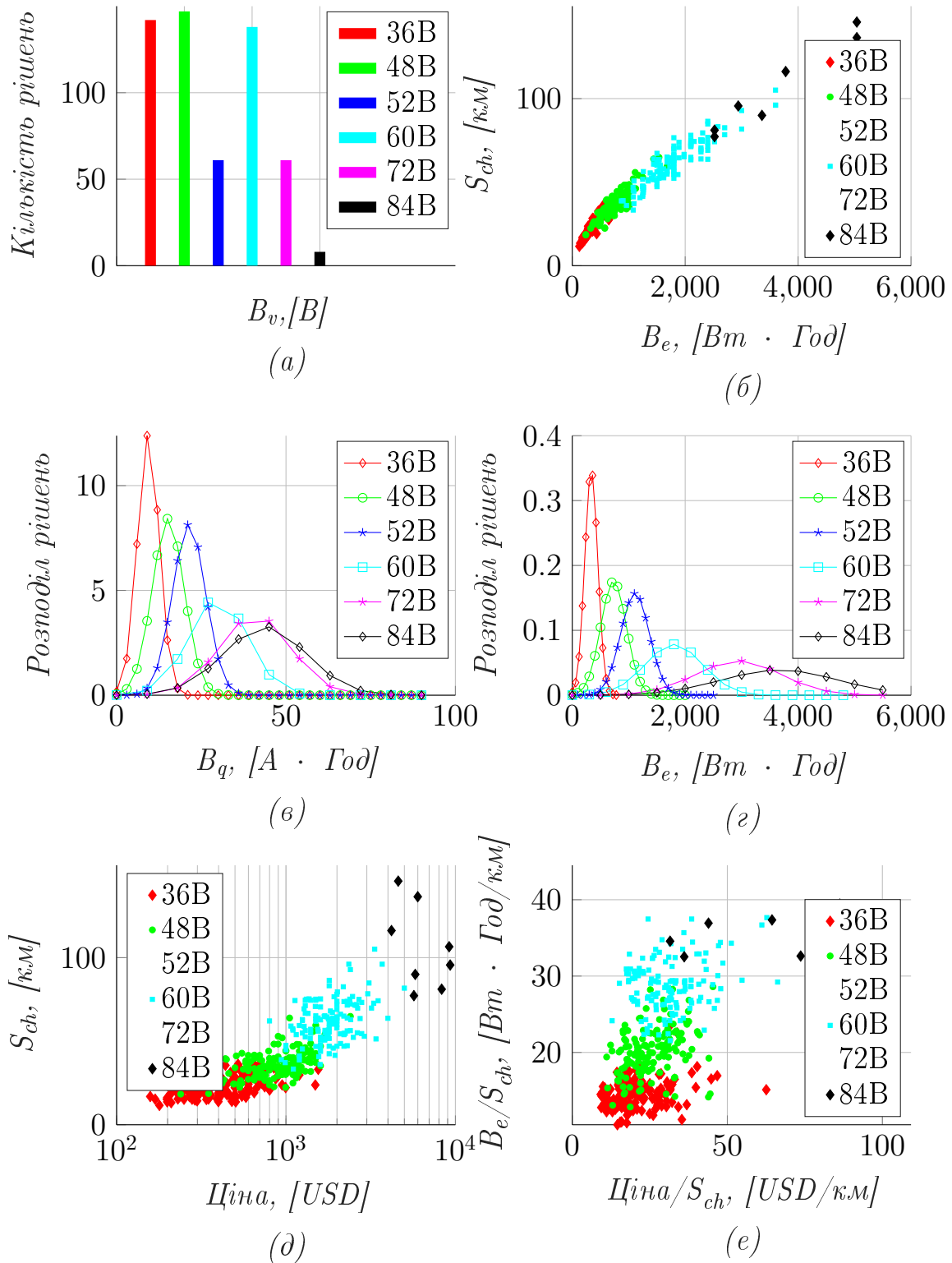


Рисунок 1.8 – Аналіз рішень для електроскутерів: (а) розподіл напруги акумулятора, (б) залежність між енергією акумулятора та відстанню, (в) розподіл рішень значень заряду акумулятора, (г) розподіл рішень значень енергії акумулятора, (д) запас ходу як функція ціни, (е) аналіз оптимізації електроскутерів залежно від ціни.

З огляду на обмеження, пов'язані зі зменшенням терміну служби акумуляторів, пов'язані із зарядкою при високих номінальних значеннях потужності, максимальна потужність зарядки не повинна перевищувати 500 Вт. Оскільки акумулятори на 36 В зазвичай заряджаються при номінальній потужності в сотні Вт, а будь-яке збільшення потужності зарядки може призвести до скорочення терміну служби акумулятора, враховуючи ці аспекти, можна стверджувати, що 100 Вт бездротової передачі енергії здається розумним компромісом для більшості існуючих малопотужних скутерів, при цьому швидкість зарядки залишається еквівалентною зі звичайною контактною зарядкою.

Таблиця 1.1 – Список основних специфікацій електричних скутерів

Скутер	$B_v$	$B_q$	$B_c$	$P_{ch}$	$T_{ch}$	$S_{ch}$
Kugoo M4 Pro 18 Ah	48	18	864	101.64	8.5	53
Ninebot KickScooter Max G30 II	36	15	540	90	6	65
Xiaomi Mi Electric Scooter 4 Pro	36	12.4	446.4	49.6	9	55
Xiaomi Mi Electric Scooter 3	36	7.65	275.4	50.07	5.5	30
Hator Model Pro	48	15.6	748.8	106.97	7	80
Kugoo G1	48	18.2	873.6	109.2	8	70
Kugoo Kirin M4 Pro	48	18	864	108		65
Ruptor R1	48	20	960	96	10	80
Ninebot KickScooter MAX G2 E	36	15.3	550.8	91.8	6	70
Середнє	-	15.57	680	89	7.56	63

Де:

$B_v$ , [В] - напруга живлення батареї скутера

$B_q$ , [А·Год] - заряд батареї скутера

$B_c$ , [Вт·Год] - ємність батареї скутера

$P_{ch}$ , [Вт] - номінальна потужність зарядки батареї скутера

$T_{ch}$ , [Год] - час зарядки батареї скутера

$S_{ch}$ , [км] - максимальна робоча дистанція на одному заряді батареї скутера (запас ходу)

## 1.6 Висновки до розділу 1

В розділі був проведений ґрунтовний аналіз сучасного стану технології бездротової передачі енергії. Були показані основні технології передачі енергії та принципи їх роботи.

Більш детально були описані метод з використанням магнітного резонансу, ємністний та індуктивний. Третій підхід був обраний для подальшого аналізу, оскільки він дозволяє передавати значні обсяги енергії і є досить безпечний у порівнянні з іншими рішеннями.

Також, враховуючи що запропонована система бездротової передачі енергії може бути використана для зарядки транспортних пристроїв низької потужності був виконаний ґрунтовний аналіз різноманітних рішень електричних скутерів, які є доступними на сучасному ринку.

У відповідності до цього аналізу були визначені основні параметри системи передачі енергії, які в подальшому будуть використовуватись в наступних розділах під час синтезу топології інвертора та його оптимізації.



## РОЗДІЛ 2

# АНАЛІЗ РІШЕНЬ І ОБМЕЖЕНЬ ТРАДИЦІЙНИХ СИСТЕМ БПЕ

### 2.1 Аналіз систем компенсації індуктивного способу передачі енергії

Технологія бездротової передачі енергії, зокрема технологія індуктивного зв'язку, використовує велику різноманітність топологій інверторів і типів компенсації ([100], [27], [29], [101]), щоб задовольнити вибрані вимоги застосування.

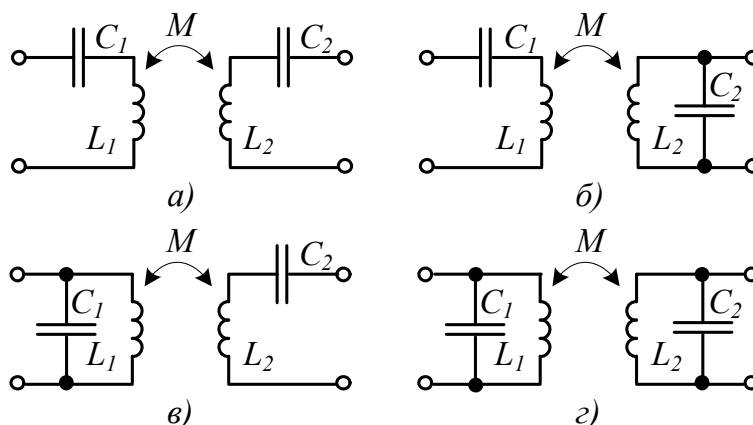


Рисунок 2.1 – Конвенціональні види компенсації системи індуктивної передачі енергії: а) послідовно - послідовна; б) послідовно - паралельна; в) паралельно - послідовна; г) паралельно - паралельна.

Для того, щоб збільшити можливості передачі потужності за технологією індуктивного зв'язку та підвищити загальну ефективність системи, котушки компенсуються реактивними елементами або їх комбінаціями (зазвичай одиночними конденсаторами) [27], [29]. Ці конденсатори налаштовуються на роботу в резонанс зі зв'язаними

катушками на частоті перемикання інвертора. Компенсаційні конденсатори можуть бути підключені послідовно або паралельно до кожної з катушок. Для випадку "один передавач - один приймач" є 4 варіанти: SS (послідовно - послідовне) (Рисунок 2.1.а), SP (послідовно - паралельне) (Рисунок 2.1.б), PS (паралельно - послідовне) (Рисунок 2.1.в) і PP (паралельно - паралельне) (Рисунок 2.1.г).

Враховуючи специфічні вимоги до кожного використання системи бездротової передачі енергії, вибір відповідної топології компенсації повинен бути зроблений, враховуючи велику кількість різнорідних параметрів. В загальному вигляді послідовна компенсація підходить для роботи з системами передачі енергії, в яких передавальна система має велику довжину і де конденсатори підключені вздовж цієї лінії передачі енергії. Вимоги до значень напруг і струмів у випадку послідовної компенсації суттєво вище, ніж у випадку використання підходу з паралельною компенсацією. З іншої сторони послідовна компенсація є більш популярною і раціональною у випадку роботи системи передачі енергії на високих потужностях, а також в системах де наявна динамічна змінна навантаження. Враховуючи наведені переваги одним з найпопулярніших напрямків використання подібної системи, є використання її в системах бездротової передачі енергії для заряджання автомобілів де потужність заряджання в середньому складає від одиниць до десятки кіловат. Також варто зазначити, що підхід з використання послідовної компенсації є також популярним для сегментної динамічної бездротової передачі енергії, де значення напруги, яке передається до вторинної сторони має значну амплітуду і наявні суттєві флуктуації значення коефіціє-

енту зв'язку між передавальною і приймальною котушками.

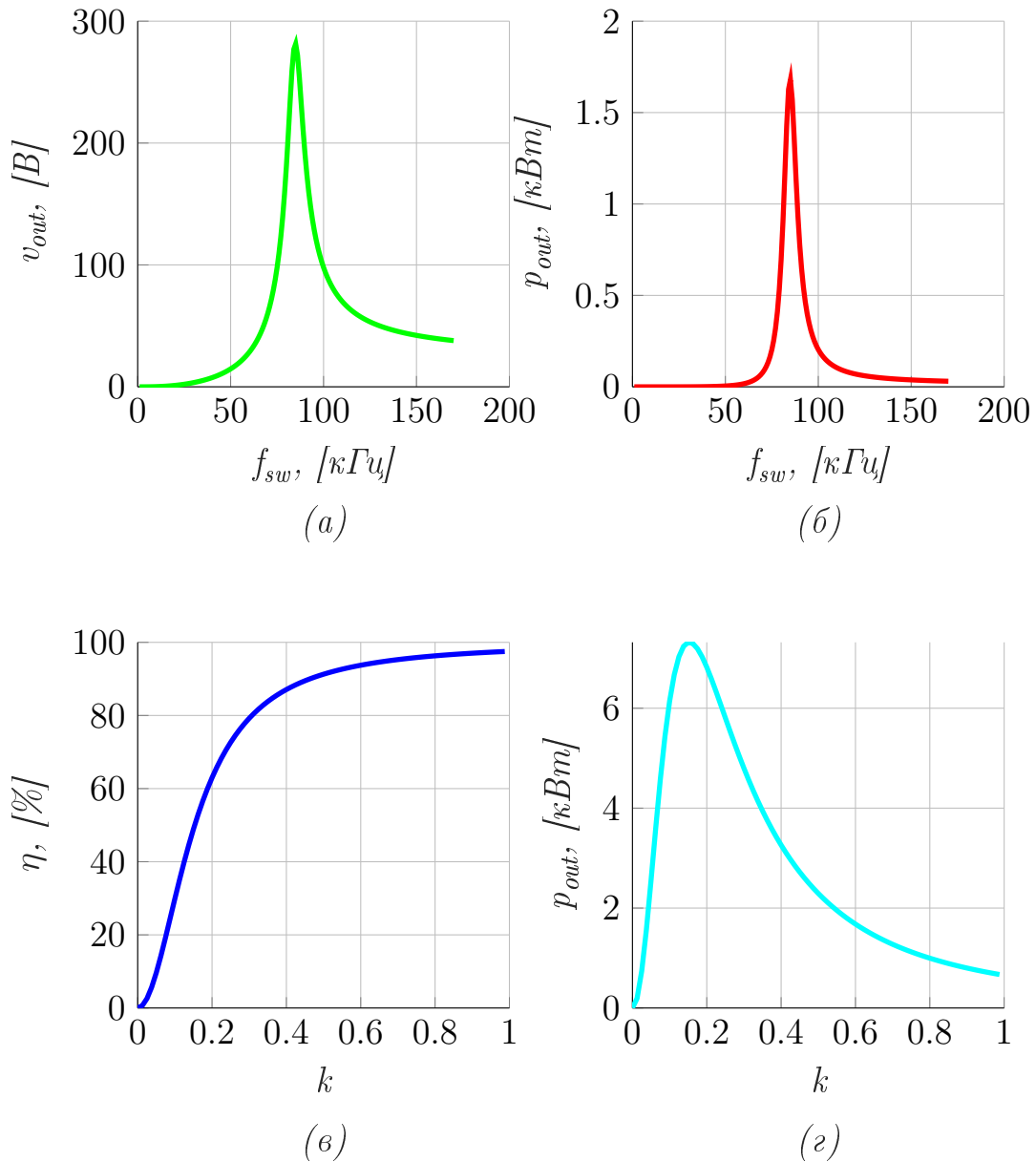


Рисунок 2.2 – Моделювання послідовно-послідовної компенсації: а) залежність вихідної напруги від частоти  $v_{out}(f_{sw})$ ; б) залежність вихідної потужності від частоти  $p_{out}(f_{sw})$ ; в) залежність ККД від коефіцієнту зв'язку  $\eta(k)$ ; г) залежність вихідної потужності від коефіцієнту зв'язку  $p_{out}(k)$ .

Найпопулярнішими методами компенсації є послідовно - послідовна (Рисунок 2.1.а) і послідовно - паралельна (Рисунок 2.1.б) [17], [26]. Тип компенсації послідовно - послідовна знайшла більше засто-

сування, оскільки в цьому випадку система компенсації залишається в резонансі для випадків змінного коефіцієнта зв'язку (Рисунок 2.2) і не вимагає додаткового контролю резонансного режиму у вигляді додаткових вимірювальних компонентів.

Це дає можливість підтримувати резонанс навіть у випадку значної зміни повітряного зазору, що в реальних застосуваннях має місце. Недоліком цієї топології є те, що коефіцієнт підсилення напруги сильно залежить від коефіцієнта зв'язку (Рисунок 2.2.г), що викликає необхідність у керуванні вихідною напругою для подолання будь-якого шкідливого впливу високих напруг на навантаження під час великих повітряних зазорів. Як видно з рисунку 2.2.в, робота з низьким коефіцієнтом зв'язку призводить до високих втрат і низької ефективності. На коефіцієнт підсилення по напрузі і відповідно на значення вихідної потужності також в значній мірі впливає частота перемикання (Рисунок 2.2.а-2.2.б).

Тим не менш, така поведінка системи також може бути використана саме для керування вихідними параметрами оскільки достатньо регулювання у досить малому діапазоні частот. З іншого боку, компенсація типу послідовно-паралельна дає можливість підтримувати постійну вихідну напругу [6]. Але компенсаційні можливості цієї топології обмежуються залежністю вхідного імпедансу від коефіцієнта зв'язку. Це означає, що система в цьому випадку повинна бути налаштована на певний коефіцієнт зв'язку (повітряний зазор) і будь-яка зміна цих параметрів призведе до відхилення від резонансної роботи, що спричинить зниження номінальної вихідної потужності [6].

Коли у випадку послідовно-послідовної компенсації приймач є неактивним чи коли передач не знаходиться в зоні передачі енергії передавача (тобто передавач не є навантаженим), еквівалентний імпеданс на первинній стороні визначається частотою налаштування компонентів на первинній стороні і рівний 0. Значним недоліком послідовно-послідовної компенсації у цьому випадку є те, що тільки паразитний імпеданс послідовно включених ємності і індуктивності визначають значення струму на первинній стороні. Також значним недоліком послідовної компенсації є вимоги до навантаження і до параметрів перетворювача, які не залежать від значення резонансної частоти. У відповідності до того, що послідовно-послідовна компенсація не залежить від значення коефіцієнту зв'язку це робить систему керування більш складною і призводить до зниження ефективності. Слід також зауважити, що послідовно-послідовна топологія не залежить від значення магнітного зв'язку.

З іншої сторони, треба приймати до уваги, що підхід з використанням послідовно - паралельної компенсації залежить в значній мірі від значення коефіцієнту зв'язку і у своїй роботі вимагає більшого значення послідовної ємності на передавальній стороні. Конденсатор, який підключений паралельно на приймальній стороні визначається аналогічно за формулою компенсаційного конденсатора приймальної сторони послідовно-послідовної компенсації. У випадку паралельно-послідовної компенсації саме вхідна напруга на первинній стороні визначає вхідний струм. При однаково вибраних значеннях індуктивності і ємності послідовно-послідовна і послідовно-паралельна типи компенсації працюють на різних частотах.

Дослідження паралельно - послідовної і паралельно - паралельної компенсації набули значного поширення в останні часи і зробили її придатною для використання в системах бездротової передачі енергії високої потужності [102]. У цих системах бездротової передачі конденсатор підключено напряму до виводів (терміналів) передавальної котушки. У відповідності до схеми включення паралельна компенсація (як паралельно - паралельна так і паралельно - послідовна) підходить для роботи при високих значеннях напруги і при низьких значеннях струму. Індустріальні рішення високої потужності на даний момент часто використовують саме паралельно - паралельний тип компенсації. Навіть незважаючи на те що зі сторони передавача паралельно - паралельний тип компенсації використовує схему з джерелом струму для генерації значного значення струму, а зі сторони приймача така компенсації зазвичай підключена до акумулятора. Еквівалентні схеми паралельно - паралельної та паралельно - послідовної компенсації, показані на рисунку 2.1.в) і рисунку 2.1.г).

Значно більше значення компенсаційної ємності, яке у випадку архітектури з паралельно – паралельним типом компенсації, викликане низьким коефіцієнтом добротності вторинної сторони. Значення компенсаційної ємності може бути знижене за рахунок використання покращеного дизайну зв'язаних котушок, які дозволяють отримати вищі значення коефіцієнту зв'язку чи зменшенням повітряного зазору між приймачем і передавачем.

Підхід з використання паралельно- паралельної компенсації має і інші суттєві обмеження. Основними з них є низький коефіцієнт по-

тужності, висока напруга на вторинній стороні, що обмежує використання такого підходу у випадку низьковольтних застосувань без використання додаткових понижуючих елементів. Також важливим недоліком є високі вимоги до джерела струму, яке підключається до передавача. Також треба мати на увазі, що зміна опору навантаження буде впливати на значення резонансної частоти і відповідно індуктивності. Додатково, як і у випадку послідовно – паралельної компенсації, має вплив і коефіцієнт зв'язку. Для того, щоб керування такою топологією було більш стабільним після інвертора ще додають послідовно індуктивність до контуру, чий струм протікає через паралельний резонансний контур первинної сторони.

Ця додаткова індуктивність збільшує вартість системи та впливає на габаритні розміри перетворювача і як наслідок передавача. Крім того, вхід джерела струму необхідний, щоб уникнути різких перепадів напруги. Іншим критичним фактором є вхідний опір, який набагато вищий у топологіях паралельно - послідовній і паралельно - паралельній. Основні переваги топологій (паралельно - послідовної) і (паралельно - паралельної) включають відмінні коефіцієнти корисної дії і потужності при низькій взаємній індуктивності, що також підходить для практично широкого діапазону змін навантаження і коефіцієнту зв'язку. У послідовно - послідовній топології навантаження і резонансна частота не впливають на вихідний струм або самоіндуктивності котушок приймача; вона краще підходить для електромобілів у стаціонарних і динамічних режимах заряджання. Топологія з використанням послідовно – паралельної компенсації вимагає значно меншого значення самоіндуктивності індуктивності

приймача, ніж конфігурація з послідовно – послідовною компенсацією. Одночасно контур резонансу на стороні приймача використовується для подачі постійного струму, і така архітектура підходить для малопотужних застосувань. Аналогічно, паралельно – паралельна архітектура компенсації підходить для потужних застосувань [102].

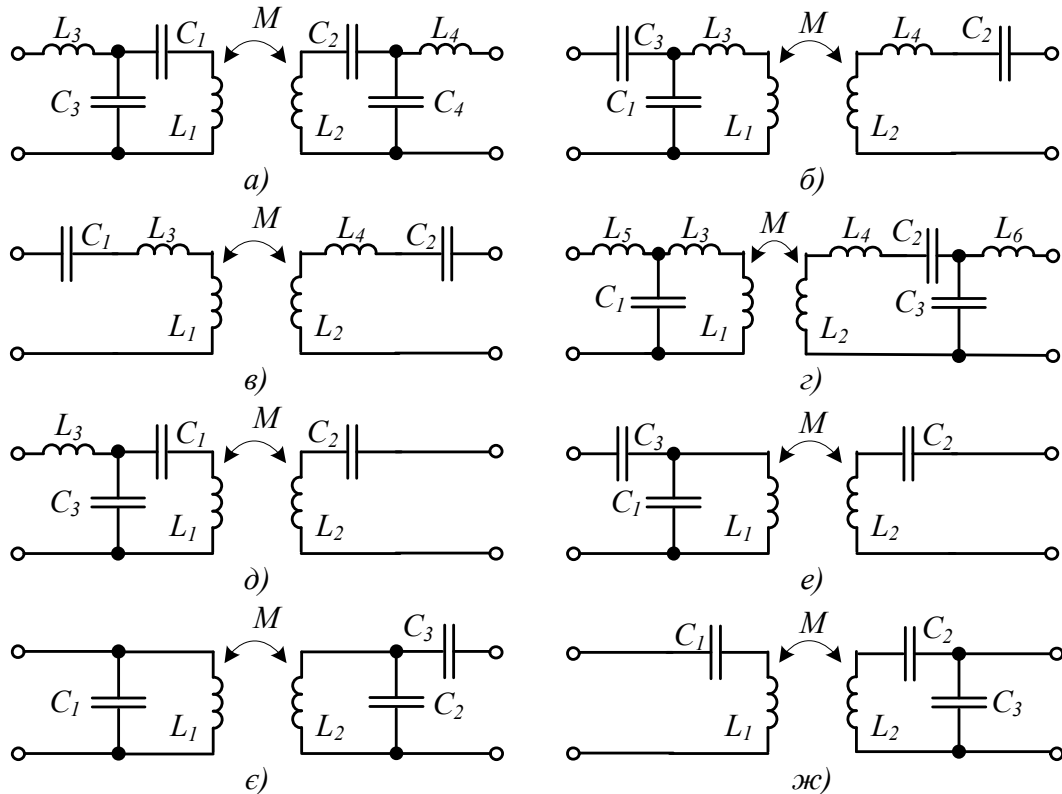


Рисунок 2.3 – Різновиди підходів до гібридної компенсації для індуктивної передачі енергії: а) компенсація типу LCC-LCC; б) компенсація типу CCL-LC; в) компенсація типу LC-LC; г) компенсація типу LCL-LCCL; д) компенсація типу LCC-S; е) компенсація типу SP-S; є) компенсація типу P-PS; ж) компенсація типу S-SP.

На основі показаних раніше підходів до компенсації можна побудувати гібридні топології більш складних конструкцій. Для цього в раніше запропоновані схеми додаються додаткові реактивні елементи, як індуктивності (Рисунок 2.3.а - Рисунок 2.3.г), так і ємності (Рисунок 2.3.е), як зі сторони передавача так і зі сторони прийма-



ча. Також можливі і інші комбінації підключення цих реактивних елементів для отримання певних специфічних переваг.

До основних переваг таких гібридних топологій як LCL-LCL та LCC-LCC відноситься високе значення ефективності у широкому діапазоні, як магнітного зв'язку так і вихідного опору навантаження [103]. З іншої сторони варто також враховувати, що наявність додаткових індуктивностей і додаткових ємностей призводить до додаткових втрат за рахунок опорів цих компонентів, що також призводять до збільшення габаритних розмірів у порівнянні з популярними типами компенсації як послідовно – послідовна, чи послідовно-паралельна при однакових значеннях потужності, і особливо при роботі при високих рівнях потужності. Враховуючи вищий порядок системи також ускладнюється і керування порівнянні з послідовно-послідовною чи послідовно-паралельною компенсацією. Незважаючи на наведені недоліки, саме топології побудовані на LCL-LCL та LCC-LCC типах компенсації є популярними варіантами для системи бездротової зарядки акумуляторів [27], [104]. У випадку гібридних схем LCL або CLC-топології можна використовувати для побудови T-схеми для зарядки як скутерів так і електромобілів [105]. Варто також зазначити, що у випадку LCC компенсації діюче значення вихідного струму для випадку двосторонньої топології є фіксованим, при значних змінах вхідної напруги [27]. У випадку LCC компенсації можливо також отримати перемикання при нульовому струмі, виконавши таке налаштування, можливо значно зменшити втрати в активних елементах. Також LCC компенсація дозволяє значно мінімізувати реактивну потужність на вторинній стороні, що в свою

чергу призводить до можливості передачі енергії з вищим коефіцієнтом потужності. Такий підхід компенсації також не залежить від опору навантаження, як і у випадку послідовно-послідовної компенсації, так і від коефіцієнту зв'язку [106], [107]. Такий тип компенсації є досить популярним, оскільки його використання не вимагає високої напруги на виході інвертора, є достатньо високоефективним, не залежить від позиції приймача відносно передавача та не залежить від значення опору навантаження [27], [107], [108]. У випадку використання LCC типу компенсації, компенсація може бути виконана з використанням стандартних методів компенсації, тобто паралельна компенсація приймальної котушки чи послідовна. В цьому випадку паралельний тип компенсації буде мати переваги які полягають у стійкості системи компенсації до варіації вихідного навантаження [106]. До обмеження рішень в використанні паралельної компенсації є значення імпедансу зі сторони передавача, оскільки окрім активного навантаження, є наявним і реактивне навантаження. З іншої сторони у випадку використання підходу з послідовною компенсацією зі сторони приймача є необхідність у досить габаритному мостовому конденсаторі для отримання режиму безперервної провідності. Також треба враховувати значне збільшення вихідної напруги при високих рівнях вихідної потужності [100], [107].

Перевагою LCC типу у порівнянні з паралельно-паралельним типом компенсації полягає в усуненні недоліків саме цього типу компенсації, а саме менші втрати в системі випрямлення, що значно впливає на ефективність системи передачі енергії [106]. До переваги використання послідовного типу компенсації зі сторони переда-

вача є можливість блокування постійної складової, за рахунок наявності послідовно включеного конденсатора і стабільність роботи джерела живлення. До недоліків відноситься струм високої частоти і амплітуди, що призводить до високої напруги на конденсаторі і обмежує використання деяких типів конденсаторів [109]. З іншої сторони використання паралельного типу компенсації має переваги в тому, що вихідна напруга на первинній стороні може регулюватись навіть без наявності навантаження та дозволяти отримувати стабільний струм. Але варто враховувати, що відсутність послідовно включеного конденсатора в контурі компенсації призводить до того, що треба додатково контролювати наявність постійної складової напруги в резонансному контурі, оскільки ця напруга не приймає участі в передачі енергії, а тільки призводить до втрат в передавальній котушці. Зі сторони приймача послідовний тип компенсації дозволяє отримати стабільне значення вихідної напруги та присутність активної складової у вхідному опорі. Зі сторони приймача паралельний тип компенсації дозволяє отримати стабільне значення струму, що є зручним для використання в системах заряджання різноманітних пристроїв з акумуляторами. Недоліком є те що таке рішення в структурі вхідного опору має як активну так і реактивну складові [109]. Відповідно частота в такому випадку буде також залежати від опору навантаження. Варто також розуміти, що в практичних застосуваннях навантаження на виході зазвичай не є виключно активним опором і має реактивну складову. Також часто навантаження взагалі є нелінійним і при різних рівнях напруги (чи заряду, як у випадку акумулятора) може мати нелінійні ха-

рактики. Наявність кожного такого додаткового реактивного елемента в навантаженні призводить до збільшення порядку моделі і до ускладнення її розрахунку і аналізу. Для того щоб мінімізувати недоліки, як рішення з послідовної компенсацією так і рішення з паралельною компенсацією, можливо використати гібридну схему компенсації LCL – LCCL яку було показано в наступній роботі [109]. Завдяки використанню комутуючих елементів можливо реалізувати систему компенсації, яка може перемикатись між режимами послідовної компенсації і компенсацію LCC [110]. Для цього достатньо двох комутаційних елементів, які будуть шунтувати елементи компенсації LCC, які не є наявними в послідовній компенсації. Комутатори можна реалізувати у вигляді двонаправленого ключа на двох MOSFET транзисторах. Вибір такого типу ключа пов'язаний з тим, що ключ повинен працювати на резонансній частоті.

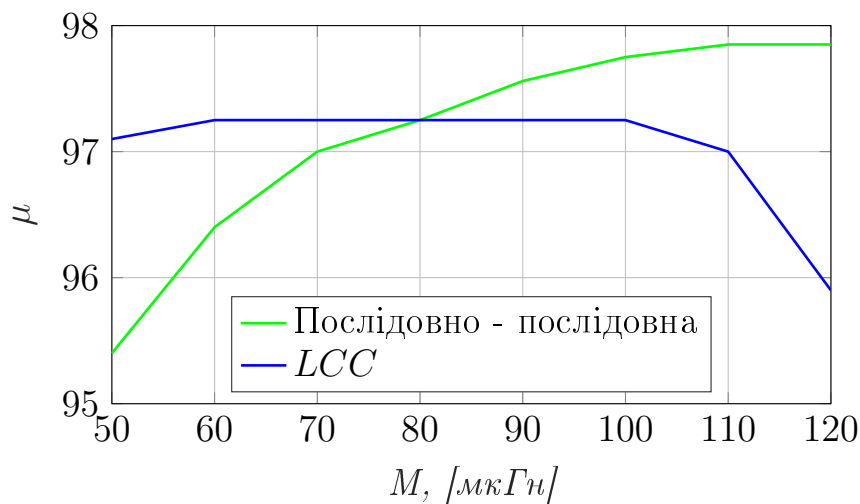


Рисунок 2.4 – Результати розрахунку ефективності систем бездротової передачі енергії з використанням послідовно - послідовної та LCC типів компенсації при роботі на потужності більше 2 кВт [111].

Класична двостороння послідовно – послідовна компенсація і

компенсація LCC були порівняні за різноманітними критеріями у наступній роботі [111]. З результатів моделювання двох топологій (Рисунок 2.4) можна побачити, що використання підходу з LCC типом компенсації дозволяє отримати більшу стійкість і стабільність до зміни коефіцієнту зв'язку між передавачем та приймачем. Також варто зауважити менші рівні напруги і струмів, які протікають через послідовні компенсаційні ємності та через котушки приймача і передавача у випадку LCC типу компенсації у порівнянні з послідовно – послідовним типом компенсації [111].

Також стабільність LCC типу компенсації в запропонованих топологіях з точки зору ефективності є вищою для високих рівнів зміщення приймача відносно передавача у порівнянні з послідовно-послідовним типом компенсації, як можна побачити на рисунку 2.5. Тип компенсації LCC з вторинної сторони не залежить від навантаження і вхідний опір складається виключно з активної, а не реактивної складової [112]. Існують деякі підходи до розробки топологій, де можливо отримати високе значення ефективності бездротової передачі енергії зі зниженими показниками напруг і струмів на компонентах системи передачі. Одним з прикладів високочастотного рішення, є рішення яке на стороні передавача використовує топологію з LLC типом компенсації. Така реалізація дозволяє ефективно працювати на частотах вище 1 МГц [113] з високим рівнем ефективності. З розвитком матеріалів і напівпровідників, все більшого інтересу набувають топології високого порядку, такі як LCL та LCC, за рахунок кращих сукупних показників [114], [108], [115], [116]. З іншої сторони треба мати на увазі, що в такому випадку в

структурі системи передачі енергії треба використовувати додатковий перетворювач для регулювання потужності, оскільки головний інвертор в загальних підходах використовує фіксовану частоту перемикання.

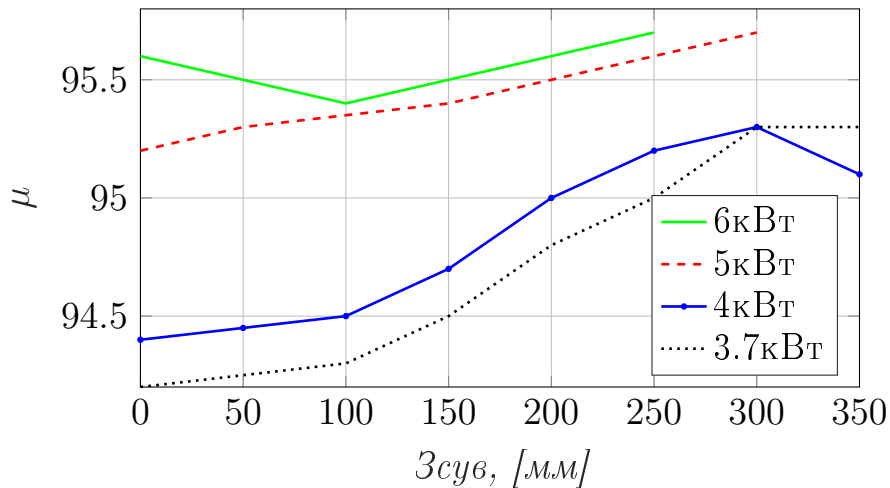


Рисунок 2.5 – Результати ефективності роботи рішення з LCC компенсацією для різних зміщень приймача і рівнів потужності [111].

Зазвичай саме топологія компенсації є основним елементом, який визначає основні характеристики системи бездротової передачі енергії та метод керування цією системою. Одним з таких прикладів є LC-LC тип послідовної компенсації, де новий метод управління [117], дозволяє мінімізувати вимогу до наявності деяких компонентів подвійного активного випрямляча. Використання такого підходу з LC-LC типом компенсації дозволяє отримати високий півень ефективності на рівні 92 процентів. Подальшим розвитком була топологія з типом компенсації LC-LC2 (чи так звана S-CCL тип компенсації), яка дозволила отримати ефективність на рівні 93 проценти [118]. Топологія з типом компенсації LC-LC2 дозволяє отримати вхідний опір ZPA та коефіцієнт підсилення за напругою, характеристики якої не

будуть залежати від параметрів навантаження. Порівнюючи топологію з типом компенсації LC-LC2 і топологію з типом компенсації S-SP, перша топологія показала меншу залежність ефективності від значення коефіцієнту зв'язку, взаємоіндуктивності і гармонічного складу енергії [118]. Загальновідомо, що напруги реактивних компонентів резонансного контуру (напругу ємності і індуктивності відповідно) є рівними, а їх фази є протилежними [119]. Виконавши порівняння топології компенсації LC-S та LCL видно що втрати обох топологій мають приблизно один рівень, але у другому випадку кількість елементів є більшою [120]. Також, варто зауважити, що в паралельному резонансному контурі значна частка реактивного струму подається на компоненти цього контуру. Це призводить до того, що в такому випадку використовуючи тип компенсації LC-P можна отримати вище значення потужності на навантаженні. Також проводились експерименти з таким типом гібридної компенсації де передавальна сторона використовує CCL тип компенсації, а приймальна сторона використовує LC (CCL/LC) тип компенсації [106]. Такий підхід використовувався, бо паралельний резонансний контур на первинній стороні дозволяє отримати нижче значення струму перетворювача, оскільки конденсатор паралельного резонансного контуру створює шлях для циркуляції струму з низьким опором. Також треба використовувати додатковий компенсуючий конденсатор, для компенсації котушки.

Як було згадано раніше, використання послідовної компенсації призводить до більших значень напруг і струмів, у порівнянні з паралельним типом компенсації. Використання комбінованого підходу

з SP компенсації дозволяє отримати оптимальне значення ємності для отримання потрібного рівня струму і напруги. Взагалі система бездротової передачі енергії вимагає точного позиціонування положення приймача і передавача для отримання високих рівнів потужності при високих рівнях ефективності. Використання SP-S дозволяє отримати більш стабільну передачу потужності при значному зміщенні приймача відносно передавача [26]. Система з використанням SP/S типом компенсації має кращі характеристики з точки зору стабільності до зміщення у порівнянні з конвенціональною послідовно – послідовним типом компенсації. Топологія з SP/S є гібридною компенсацією послідовно – послідовної і паралельно – послідовного типів компенсації і завдяки цьому є ідеальним кандидатом до вибору топології у випадку системи бездротової передачі енергії для заряджання акумуляторів, де можливе неточне позиціонування приймача і передавача.

Іншим підходом гібридної компенсації для бездротової передачі енергії є використання топології з типом компенсації S/SP [121], де можливо виконати налаштування системи для роботи в режимі, де вхідний опір має виключно активну складову. У такому випадку, коефіцієнт підсилення за напругою залишається стабільним, незалежно від зміни рівня навантаження та від коефіцієнту зв'язку.

Використання S-SP підходу до компенсації дозволяє отримати кращу стабільність характеристик і нижчий струм який протікає через напівпровідникові елементи у випадку значних змін параметрів схеми [122]. Як було зазначено вхідний імпеданс послідовно – послідовної схеми компенсації залежить від коефіцієнту зв'язку від-



повідно і коефіцієнт підсилення (та вихідна напруга) буде значно збільшуватись. Така топологія не дозволяє отримати стабільне значення коефіцієнту підсилення за напругою і відповідно стабільну напругу при зміні параметрів схеми. У випадку топології з S-SP типом компенсації коефіцієнт підсилення за напругою є більш стабільним до зміщень між передавальною і приймальною котушками у порівнянні з S-P типом компенсації. З цього слідує, що підходи перетворювачів з використанням S-S та S-SP типів компенсації дозволяє отримати фіксоване значення підсилення, та високого значення ефективності роботи системи при роботі на різних резонансних частотах. З цього виходить, що S-SP тип компенсації має широке застосування у випадку роботи з широким спектром параметрів, а також для роботи з високими рівнями потужності [122].

Є підходи де система компенсації не збільшується за рахунок додавання додаткових компенсаційних елементів, а навпаки, спрощується за рахунок того що деякі компенсаційні ємності зі списку класичних типів компенсації не використовуються в запропонованих топологіях компенсації. Тобто топологія використовує односторонню компенсацію де використовується тільки послідовна компенсація передавача [123], паралельна компенсація приймача [124], послідовна компенсація приймача [85]. Відповідно з іншої сторони не буде компенсаційного елемента підключеного до приймальної чи передавальної котушки.

Одним з варіацій односторонньої компенсації є використання компенсації зі сторони передавача, як було показано у роботі [125]. Така система була вивчена при невисоких значеннях навантажень, що

дозволило знехтувати впливом високочастотних гармонік. В такому випадку була отримана вища потужність під час передачі енергії у порівнянні з послідовно-послідовною компенсацією. До недоліків варто віднести той факт, що компенсаційна ємність передавача має більш складну залежність у порівнянні зі звичайною послідовно-послідовною компенсацією [126]. В даному випадку вхідний імпеданс не має суто активний характер, оскільки приймальна котушка не є компенсованою, відповідно компенсаційна ємність буде залежати як від значення коефіцієнту зв'язку, навантаження та значення індуктивності приймача. Очевидною перевагою є зменшена кількість компонентів у порівнянні з конвенціональними топологіями.

Системи з односторонньою компенсацією мають велику кількість обмежень зі сторони впливу всіх наявних параметрів на загальну стабільність роботи системи. Вони не дозволяють отримати гнучкості класичних чи гібридних підходів до компенсації в системах бездротової передачі енергії [127], через це такий підхід рідко знаходить своє використання на практиці.

Проаналізувавши всі наведені типи компенсації можна констатувати, що з усіх неконвенціональних підходів до компенсації систем бездротової передачі енергії найкращі параметри мають топологій, які використовують LCC та LCL типи компенсації. Такі системи є досить ефективними і у деяких випадках ефективність таких систем може складати більше 95 процентів [101], [58], [128]. Узагальнюючи аналіз проведений в даному підрозділі можна сказати що:

- На стабільність роботи в резонансі послідовно-послідовної компенсації не впливає значення вихідного навантаження та кое-

фіцієнту зв'язку. Тобто, система з використанням такого типу компенсації може використовуватись при значній зміні положення приймача і передавача.

- Підхід з використанням послідовно – послідовної компенсації є одним з найбільш популярних і практичних підходів в системах бездротової передачі високих значень потужності
- Підхід з використанням послідовно – паралельної компенсації є популярним рішенням в медичних системах бездротової зарядки, оскільки в такої топології розмір приймача (приймальної котушки) є значно меншим у порівнянні з іншими рішеннями.
- Підхід з використанням послідовно – паралельної компенсації є толерантним до зміни вихідного навантаження і може працювати з високим рівнем ефективності при значних змінах навантаження
- Рішення, які використовують паралельно – послідовну і паралельно – паралельну типи компенсації не набули широкого застосування через ряд недоліків, таких як нестабільна робота при зміні параметрів системи, таких як, вихідне навантаження та положення приймача відносно передавача. Також такі топології вимагають додаткової індуктивності, що збільшує розмір, ціну і надійність передавача.

Наступні дослідження будуть проведені для топології з послідовно-послідовною компенсацією, оскільки у випадку зарядного пристрою

для скутера очевидна значна зміна коефіцієнта зв'язку, і навіть за допомогою спеціальних елементів кріплення, таких як передній тримач шини, дасть відхилення коефіцієнта зв'язку.

## 2.2 Топології інверторів для індуктивного способу передачі енергії

Другим елементом, який слід вибрати, є топологія високочастотного інвертора [129]. Деякі з топологій, що використовуються для бездротової передачі енергії, показані на рисунку 2.6.

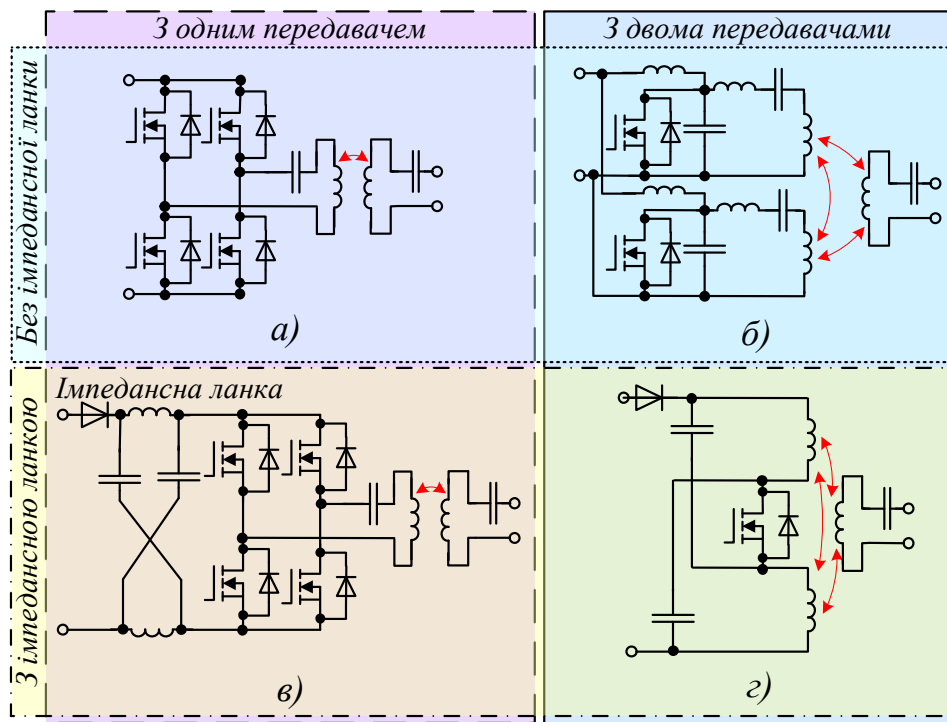


Рисунок 2.6 – Топології інверторів: а) з повномостовою схемою; б) з інвертором Е-класу; в) з імпедансною ланкою на вході перед інвертором; г) на основі імпедансної ланки, яка виконує функцію інвертора.

Традиційне рішення показано на рисунку 2.6.а. Перевагою цієї топології є висока простота налаштування і можливість реалізації різних типів управління. Топологія на рисунку 2.6.в розширює тра-

диційне рішення, залучаючи імпедансну ланку перед комутаційними компонентами. Імпедансна ланка [59],[60],[130],[131] надає топології різних можливостей і підвищує надійність, оскільки ця топологія не страждає від ефекту коли наводки на керуючих сигналах затворів транзисторів можуть викликати одночасне відкриття транзистора і відповідно до короткого замикання ланцюга.

Такі можливості має і топологія 4 (Рисунок 2.6.г). У цьому випадку імпедансна ланка покриває всі завдання передавача, використовуючи лише один керований елемент [5], [6], [7]. Така топологія має дві передавальні котушки, що дає можливість підвищити стійкість до зміщення приймача. Обмеження топології пов'язане з тим, що система працює виключно в режимі повної провідності, що обмежує можливість застосування різних методів керування. Одним з методів керування такою топологією є використання пропуску імпульсів, що призводить до проблем зі стабільністю вхідних і вихідних параметрів та складності фільтрації вихідних значень. Крім того, наявність лише одного керованого компонента не дає можливості керувати кожним з передавачів окремо.

Роздільне керування кожним передавачем може бути реалізоване за допомогою перетворювачів класу E (Рисунок 2.6.б). Перетворювач класу E, як наведено на рисунку, має два перемикаючі елементи. Кожен з цих елементів дозволяє отримати резонансні струми, які в свою чергу поступають на резонансний контур бездротової передачі енергії. Основною перевагою наведеної топології є те, що наявність двох перемикаючих елементів дає можливість вимкнути один з передавачів, коли рівень зміщення буде занадто високим. Недоліком цієї

топології є велика кількість реактивних складових і складність налаштування. Основні параметри перерахованих топологій були порівняні в таблиці нижче.

Таблиця 2.1 – Порівняння топологій інверторів

Топологія	1	2	3	4
Кількість передавачів	1	1	2	2
Простота налаштування	Так	Ні	Ні	Ні
Кількість напівпровідників	4	2	5	2
Кількість перемикачів	4	2	4	1
Кількість реактивних компонентів	4	12	8	6
Boost режим	Ні		Так	Так
Shoot through можливість	Ні	Так	Так	Так

### 2.3 Обмеження індуктивного способу передачі енергії

Окрім топології і типу компенсації важливим елементом реалізації системи бездротової передачі енергії, а конкретно індуктивної передачі енергії, є розробка дизайну передавальної і приймальної колушок. Їх дизайн і особливості, визначають коефіцієнт зв'язку і рівень розсіювання магнітного потоку. Також критичним елементом є стабільність коефіцієнту зв'язку при зміні положення приймача відносно передавача.

Покращення цих параметрів можна розділити на 2 частини. Перша, це використання спеціалізованих матеріалів. До цього підходу відноситься використання матеріалів з високою магнітною проникністю, які дозволяють сконцентрувати (направити) магнітний потік в системі передачі енергії і не дозволити виходу магнітного потоку поза елементами системи передачі енергії, тобто зменшити ін-

дуктивність розсіювання і безпечність системи бездротової передачі енергії. До таких матеріалів відносяться феромагнітні матеріали, чи алюмінієві екрани.

Також важливим елементом, який впливає на ефективність є використання спеціального матеріалу дроту. Оскільки система передачі енергії працює на досить високих частотах (десятки – сотні кГц), під час проходження струму через дріт виникає скін ефект. Через це не вся площа перерізу дроту буде використовуватись для проходження струму. Для мінімізації цього ефекту використовується літцендрат, який складається з великої кількості паралельно включених провідників. В такому дроті вплив скін ефекту є значно нижчим і добротність передавальної і приймальної котушок стає значно вищою.

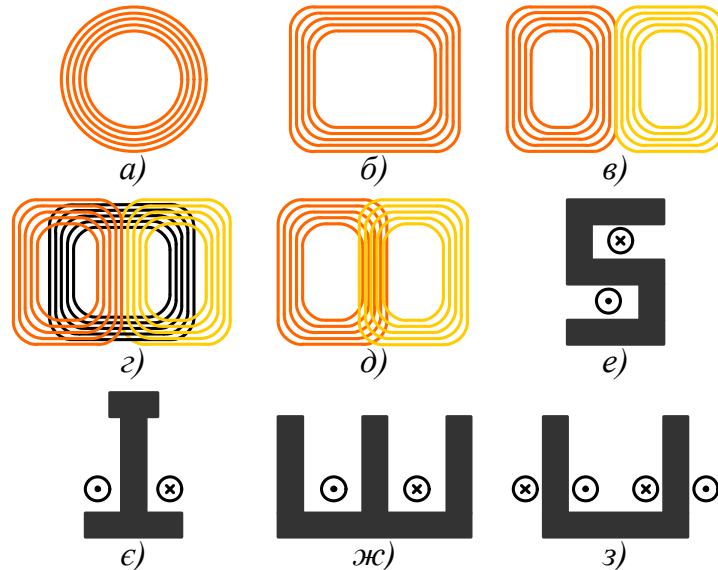


Рисунок 2.7 – Рішення передавачів: а) дизайн котушки кругового типу; б) дизайн котушки квадратного типу; в) дизайн котушки DD типу; г) дизайн котушки DDQ типу; д) дизайн котушки BP типу; е) дизайн котушки S типу; є) дизайн котушки I типу; ж) дизайн котушки W типу; з) дизайн котушки U типу.

Як було показано в попередньому розділі розмір приймача і передавача і співвідношення між ними має значний вплив під час малих значень повітряного зазору. Також треба зауважити, що не тільки розмір, а і форма передавальної і приймальної котушки має важливе значення.

Одними з найпопулярніших рішень є використання котушок кругового (Рисунок 2.7.а) чи прямокутного (Рисунок 2.7.б) типу. Вони знайшли широке застосування в системах бездротової передачі енергії через свою простоту і надійність. Підхід з використанням котушки кругового типу має переваги через простоту виготовлення котушки, оскільки механічні сили наявні в провіднику під час його намотування розподіляються рівномірно. Виготовлення котушки прямокутного типу є дещо складнішим, але на відміну від котушки кругового типу, у випадку використання прямокутної форми феромагнітної підложки, прямокутний тип покриває більшу площу і тим самим збільшує значення як індуктивності, так і коефіцієнту зв'язку з приймачем.

В пошуках підходів до покращення системи індуктивної передачі енергії до неточного позиціонування приймача і передавача було запропоновано використовувати DD структуру (чи подвійну DD структуру) котушки (Рисунок 2.7.в), яка складається з двох прямокутних котушок розміщених зі зсувом [132]. Такий підхід знайшов популярність в системах заряджання автомобілів, де неточність паркування транспортного засобу (і відповідно позиціонування приймача) можуть суттєво вплинути на ефективність системи передачі енергії. У порівнянні з круговим і прямокутним типом, такий підхід дозво-



ляє значно збільшити ефективність при неточному позиціонуванні.

Підхід з використанням DD структури має один суттєвий недолік. Треба враховувати те, що значення магнітного потоку над поверхнею такої котушки є нерівномірним. В точці між зсунутими котушками, значення магнітного потоку знижується до дуже низького рівня, що робить процес статичного заряджання практично неможливим без великого рівня втрат. У випадку динамічної зарядки, де приймач буде рухатись вздовж передавача, це призведе до значного зниження переданої енергії. Одним з варіантів компенсації цього недоліку є використання приймальної котушки, яка буде складатись з декількох перпендикулярно включених катушок [133]. В такому випадку, в залежності від позиції приймача основна частина магнітного потоку буде проходити через ту чи іншу приймальну катушку і рівномірність передачі енергії значно збільшиться. Недоліком є значне ускладнення дизайну приймальної котушки, а також збільшення розміру приймача для отримання високого значення коефіцієнту зв'язку при різних його позиціях.

Іншим підходом є додавання додаткової котушки по середині передавача, в місці зниження рівня магнітного потоку котушки DD типу (Рисунок 2.7.г). Дизайн з використанням трьох катушок називається дизайном DDQ типу [134]. В такому підході значення коефіцієнту зв'язку значно збільшується, що робить таке рішення більш практичним для використання в системах заряджання транспортних засобів.

Подальшим розвитком DDQ типу, став підхід, який нагадує DD тип, але у цьому випадку площа перекриття передавальних катушок

є вищою (Рисунок 2.7.д). Це дозволяє отримати рівень ефективності котушки DDQ типу, але в той же час зменшити рівень використання міді для виготовлення котушки на більше ніж 25 процентів [135], [136].

У випадку динамічної зарядки є два підходи до дизайну передавальної котушки. Першим підходом є сегментований підхід, де запропоновані раніше котушки розміщуються вздовж шляху бездротової передачі енергії з деяким кроком. Такий підхід є зручним з точки зору ремонту і налагодження, але ціна такого підходу є досить висока. Другим підходом є використання однієї котушки, яка розташована вздовж шляху бездротової зарядки. Такі підходи були запропоновані в KAIST, Корея близько десяти років тому. Першими варіантами реалізації такого підходу стали котушки W (Рисунок 2.7.ж) і U типу (Рисунок 2.7.з). Подальшим розвитком став дизайн котушки I типу (Рисунок 2.7.є). Такий підхід має менші розміри і також він має меншу чутливість до неточності позиціонування транспортного засобу, який рухається над зоною бездротової зарядки. Такий підхід зарекомендував себе і був проаналізований також і у вигляді двофазної і трифазної системи передачі енергії, що дозволило покращити рівномірність передачі енергії. Дизайн котушки S типу (Рисунок 2.7.е) є подальшим етапом розвитку дизайну котушки I типу. В такому підході прокладання дроту передавача є більш зручним, що дозволяє ще більше зменшити ширину передавача і відповідно зменшити ціну як системи передачі енергії так і ціну її встановлення.

Для аналізу обмежень конструкції котушки методом скінченних

елементів була розроблена модель [2]. Моделювання проводилося в ANSYS MAXWELL (Рисунок 2.8) з використанням параметричної 3Д моделі написаної на мові програмування Python.

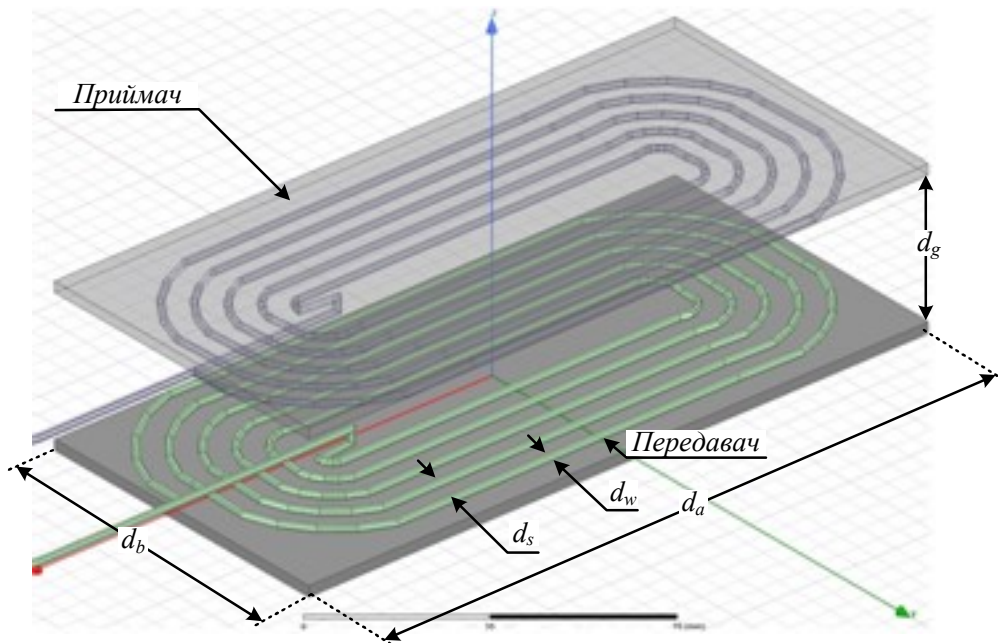


Рисунок 2.8 – 3D FEM модель зв'язаних котушок

Електричні параметри моделювалися за першою гармонікою [137] з використанням Symbolical Math Toolbox в MATLAB.

Параметри котушок передавача і приймача були обрані однаковими. Те ж саме стосується і розмірів феритового екрану, які залишалися однаковими для всіх розв'язків і визначають розміри котушок.

Для аналізу впливу повітряного зазору між котушками приймача і передавача на вихідну потужність і ефективність системи було проведено моделювання для набору рішень (Рисунок 2.9). Було промодельовано повітряні проміжки 10, 20, 30, 40, 50 мм.

Крім того, для кожного повітряного зазору варіювалася кількість витків і діаметр дроту. Кожне з рішень займало однакову пло-

щу котушки. Крім того, еквівалентне вихідне навантаження було налаштоване на роботу при 48 В постійної напруги.

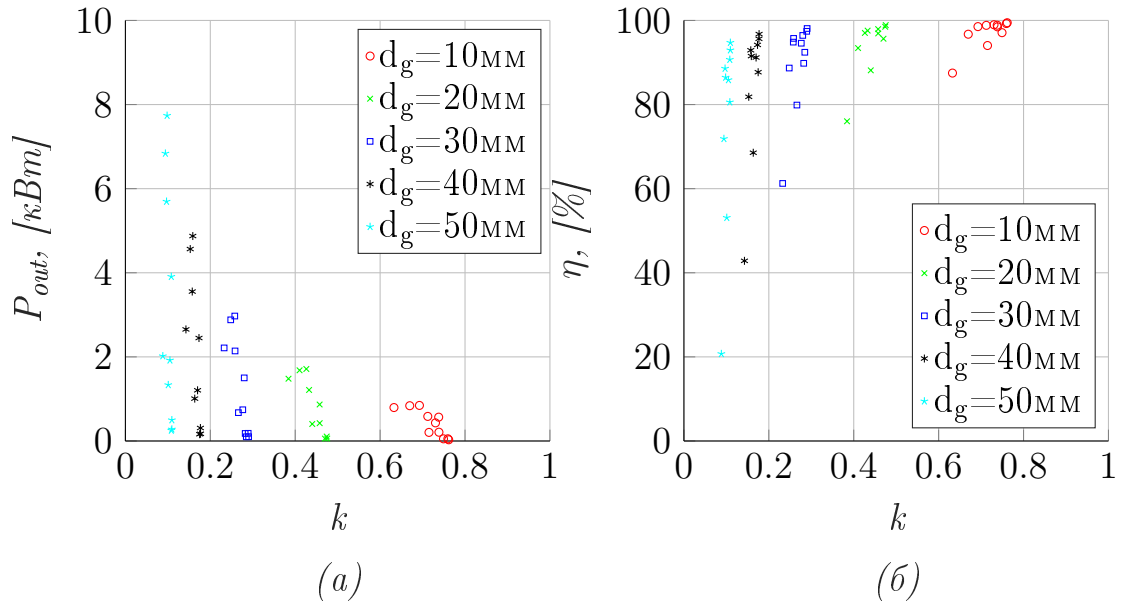


Рисунок 2.9 – Моделювання для різних повітряних зазорів між приймачем і передавачем: а) вихідна потужність  $p_{out}(k)$ ; б) ККД  $\eta(k)$ .

Результати моделювання показують, що при низьких рівнях коефіцієнту зв'язку (великий повітряний зазор) наведені рішення оперують при більших потужностях порівняно з високими коефіцієнтами зв'язку (малий повітряний зазор). Це пов'язано з тим, що передавач є ненавантаженим. З іншого боку, такі рішення дають низький рівень ККД, що поступово обмежує їх застосування в реальних умовах.

Також слід зазначити, що у випадку рішень з великим повітряним зазором коефіцієнт зв'язку не змінюється суттєво при зміні інших параметрів, таких як кількість витків і діаметр дроту (Рисунок 2.9.б).

Для того, щоб проаналізувати, як використаний простір котушки впливає на коефіцієнт зв'язку, було проведено моделювання

для фіксованого повітряного зазору в 30 мм (Рисунок 2.10). Площа розраховувалася як відношення ширини котушки до її довжини, що означає, що порожній ферит на кутах також додається до простору котушки.

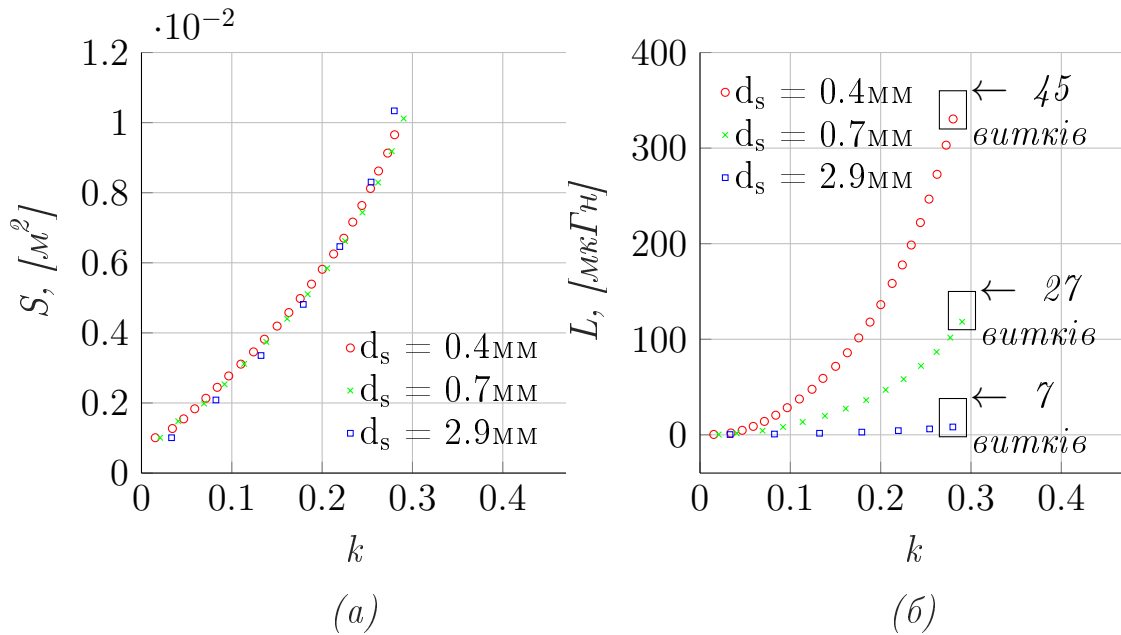


Рисунок 2.10 – Моделювання для різних розмірів котушки: а) зайнята площа котушки  $S(k)$ ; б) індуктивність котушки  $L(k)$ .

Результати моделювання показують, що коефіцієнт зв'язку повністю визначається геометричними розмірами котушок і не зазнає впливу від витків котушки [2]. Це означає, що рішення з 45 і 7 витками, як показано на Рисунок 2.10.а, матимуть однаковий коефіцієнт зв'язку, якщо вони займатимуть однакову площу. З іншого боку, на індуктивність котушок впливатимуть витки котушок, як показано на рисунку 2.10.б. Те ж саме буде справедливо і для питомого опору котушки.

Додатково було проаналізовано, яким чином розмір передавальної котушки та відстань від приймача впливають на коефіцієнт зв'язку.

В наступному моделюванні розмір приймальної котушки залишався незмінним (значення  $d_a = 300$  мм та  $d_b = 100$  мм вибрані як номінальні для приймача). В той же час розмір передавальної котушки варіювався в діапазоні  $d_a = 150$  мм..450 мм з кроком 50 мм (відносно номінального значення 300 мм) та  $d_b = 50$  мм..150 мм з кроком 25 мм (відносно номінального значення 100 мм). Розподіл коефіцієнту зв'язку для зазначених діапазонів розмірів передавальної котушки при фіксованому повітряному зазорі  $d_g = 10$  мм показано на рисунку 2.11. Як видно з результатів моделювання найвище значення коефіцієнту зв'язку можна отримати у випадку однакових розмірів передавальної і приймальної котушок. У цьому випадку найбільша кількість магнітного потоку передавальної котушки буде перетинати площу приймальної котушки з одним вектором направленості. В інших випадках коефіцієнт зв'язку буде знижуватись. Оскільки магнітний потік ззовні площі котушки, який має протилежну направленість буде зменшувати магнітний потік який проходить через контур приймальної котушки. Варто зауважити, що при збільшенні розмірів передавальної котушки до  $d_a = 450$  мм та  $d_b = 150$  мм, тобто при збільшенні площі котушки більше ніж в 4 рази коефіцієнт зв'язку падає з 0.66 до 0.39, тобто більше ніж на 30 процентів. При зменшенні розмірів передавальної котушки до  $d_a = 150$  мм та  $d_b = 50$  мм, тобто зменшенні площі котушки в 3 рази коефіцієнт зв'язку падав з 0.66 до 0.27, тобто приблизно на 60 процентів. З цих результатів можна сказати що для випадку з одним передавачем і одним приймачем і малим повітряним зазором між ними є раціональним використовувати котушки однакового розміру, для отримання най-

вищого рівня коефіцієнту зв'язку.

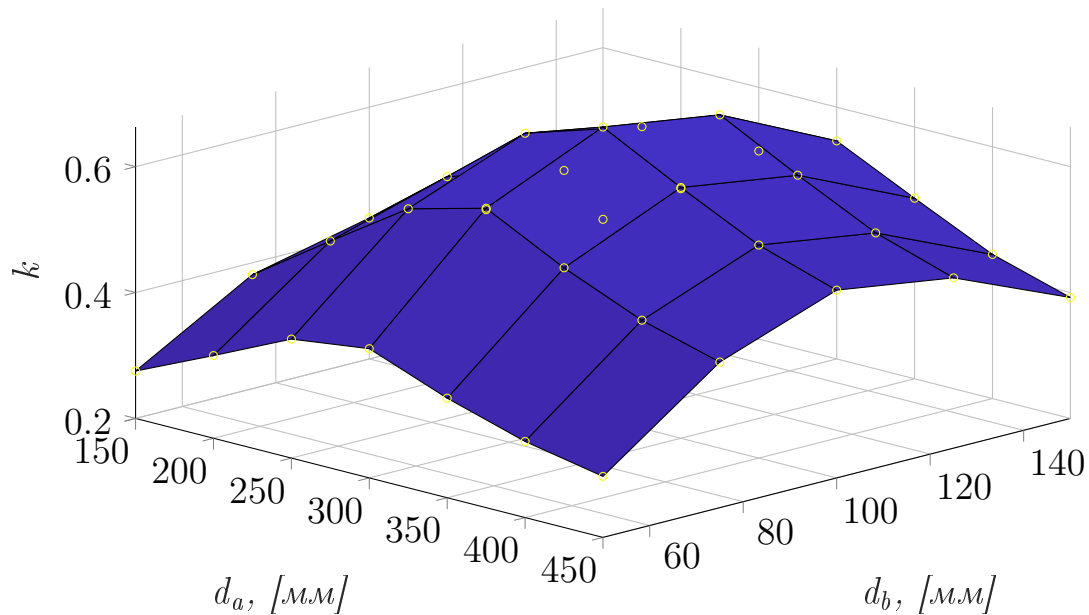


Рисунок 2.11 – Моделювання для різних розмірів  $d_a$   $d_b$  передавальної котушки при фіксованому повітряному зазорі 10мм.

Така поведінка спостерігається у випадку високого значення коефіцієнту зв'язку між передавальною і приймальною котушками. При збільшенні повітряного зазору і відповідно при зменшенні коефіцієнту зв'язку магнітний потік, який виходить з середини передавальної індуктивності, починає розподілятися на більшій площі, і не відбувається такого високого рівня компенсації магнітного потоку іншої направленості, що призводить до того що збільшення розміру передавальної котушки відносно номінального значення вже не призводить до зменшення коефіцієнту зв'язку. У цьому випадку коефіцієнт зв'язку починає зростати (Рисунок 2.12). З цього можна сказати, що при значних значеннях повітряного зазору між передавальною і приймальною котушками є доцільним збільшення розміру передавальної котушки відносно номінального значення. У випадку зменшення розміру передавальної котушки відносно номінального

значення поведінка системи залишається як і у випадку з малим повітряним зазором, тобто зменшення розміру котушки призводить до зменшення значення коефіцієнту зв'язку. Слід також зауважити що розмір  $d_a$  є більш критичним до вибору (Рисунок 2.12.а) оскільки його зміна має більший вплив на коефіцієнт зв'язку у порівнянні з параметром  $d_b$  (Рисунок 2.12.б).

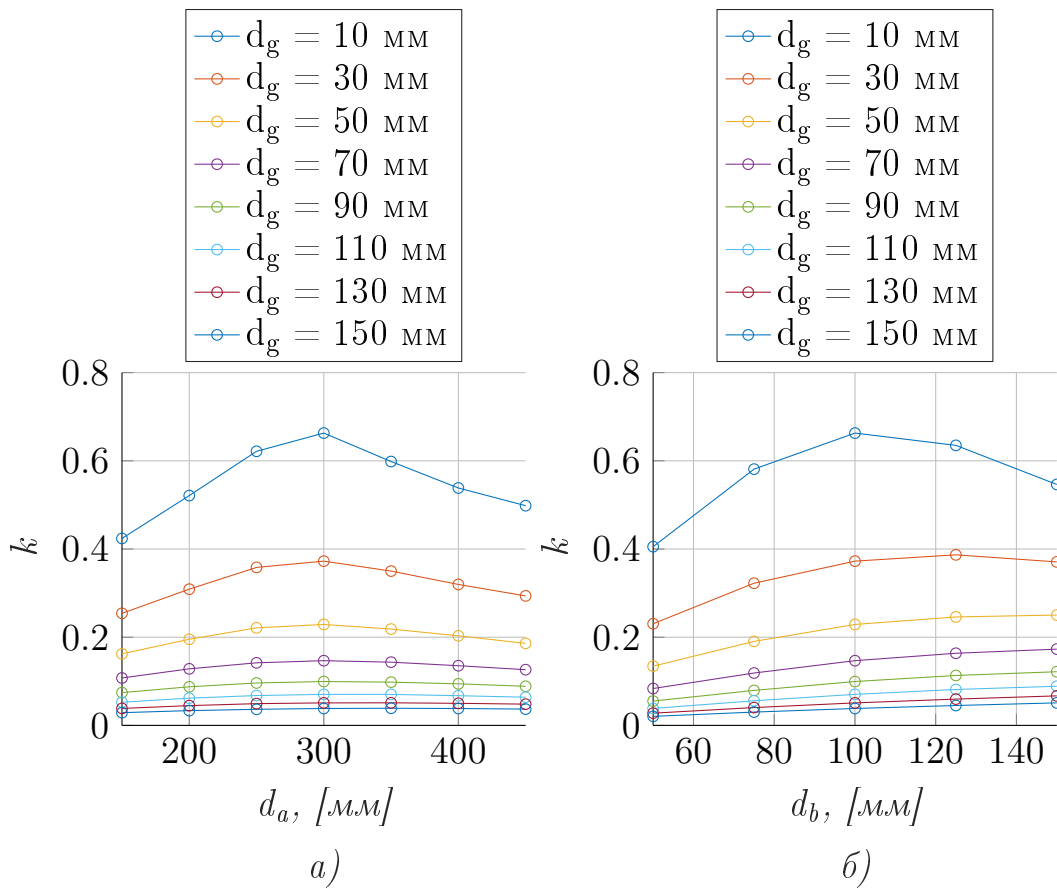


Рисунок 2.12 – Моделювання для різних розмірів  $d_a$   $d_b$  передавальної котушки: а) залежність коефіцієнту зв'язку від  $d_a$ ; б) залежність коефіцієнту зв'язку від  $d_b$ .

Слід також зауважити, що при зміні повітряного зазору не тільки коефіцієнт зв'язку змінює своє значення. У випадку зв'язаних котушок, де магнітний потік додатково концентрується феритовими пластинами, цей матеріал, при приближенні до котушки (як при-



ймальної так і передавальної) збільшує її індуктивність. Наведена залежність показана на рисунку 2.13 для номінального значення приймальної і передавальної котушок. Приймальна котушка налічує в 2 рази більшу кількість витків, що видно за чотирикратним збільшенням значення індуктивності у порівнянні з приймальною котушкою. Як видно з результатів моделювання при наближенні приймача до передавача індуктивність зростає з 750 мкГн до 850 мкГн у випадку передавальної котушки (13 процентів приросту) та з 185 мкГн до 210 мкГн у випадку приймальної котушки (13 процентів приросту).

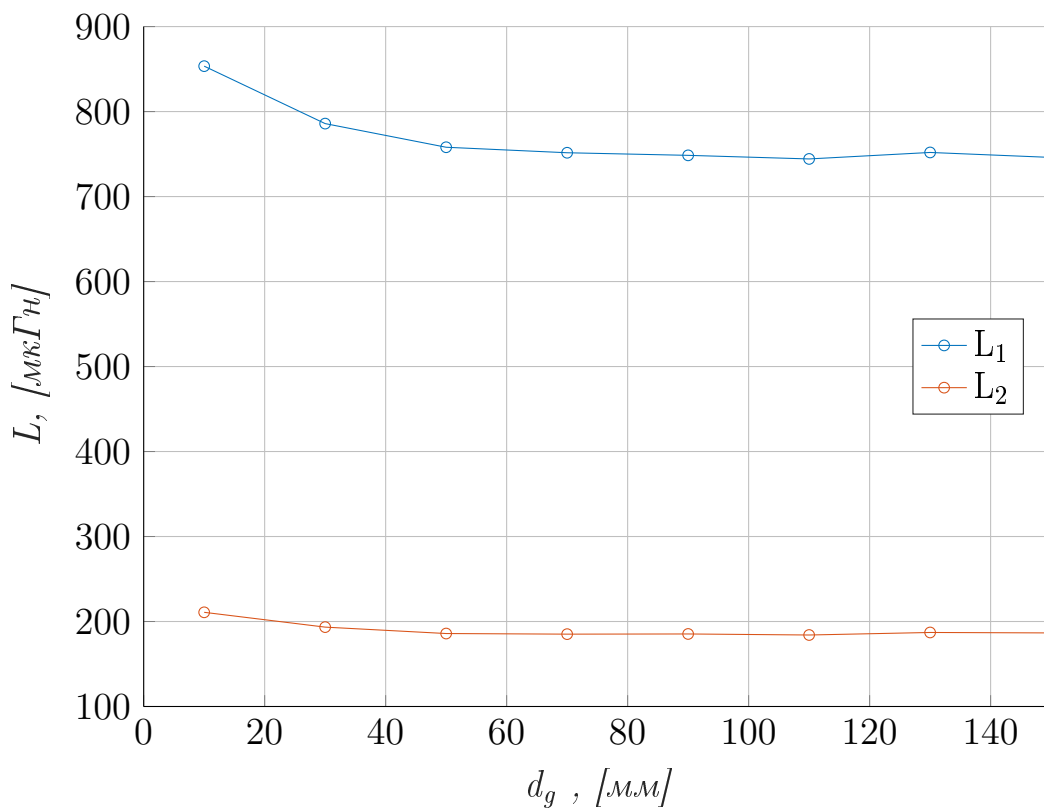


Рисунок 2.13 – Моделювання для різних значень повітряного зазору  $d_g$  індуктивності передавальної котушки  $L_1$  та індуктивності приймальної котушки  $L_2$ .

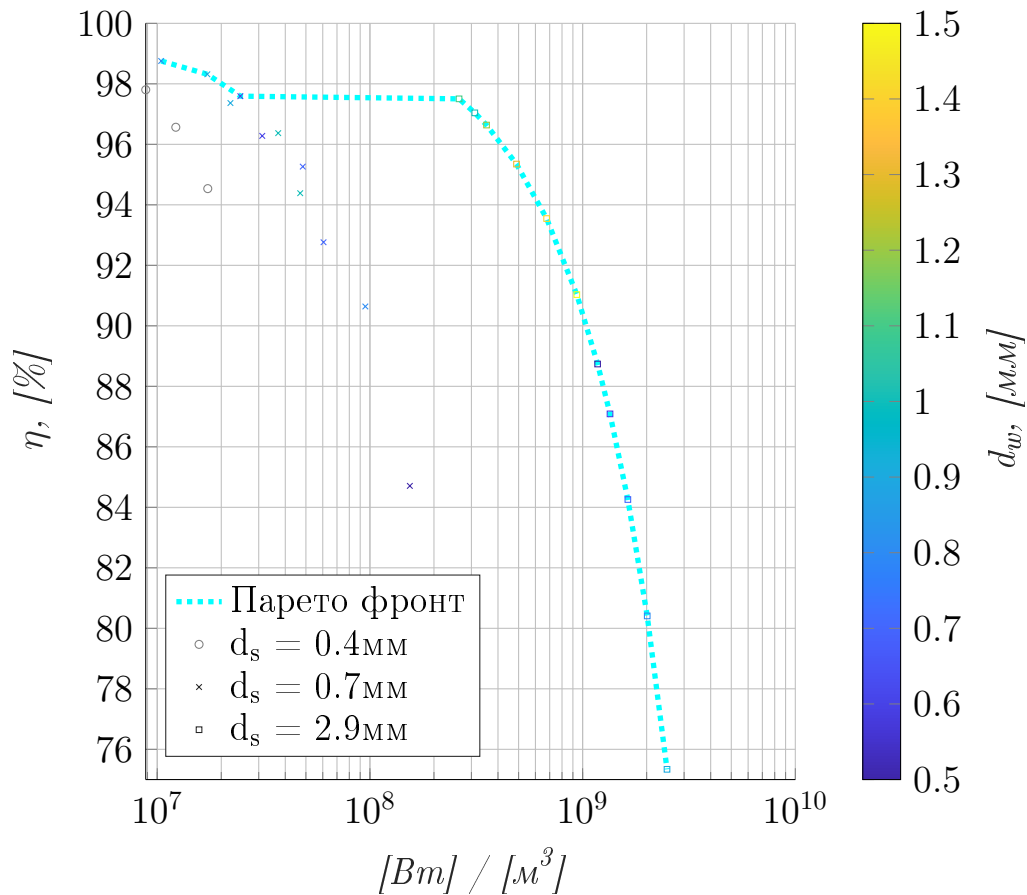


Рисунок 2.14 – Залежність ККД від об’ємної густини потужності

Для аналізу впливу саме фізичного об’єму котушок і відповідно і кількості міді, яка використовується для їх виготовлення, розв’язки з максимальною зайнятою площею і порівняно однаковим коефіцієнтом зв’язку були далі промодельовані також для різних радіусів дроту. Це дало набір рішень з однаковим повітряним зазором, коефіцієнтом зв’язку (відхилення між рішенням складає  $< 5\%$ ) і вихідною напругою. Ці рішення були проаналізовані з точки зору об’ємної густини потужності (Рисунок 2.14). Результати моделювання показані нижче. Для отриманих рішень був побудований фронт Парето [138], [139] який показав, що найкращі рішення з точки зору компромісу між ефективністю та об’ємною питомою потужністю можна отримати

мати при великому кроці між витками і великому діаметрі дроту [2].

## 2.4 Висновки до розділу 2

В розділі був проведений аналіз основних елементів системи бездротової індуктивної передачі енергії. З використанням розроблених імітаційних моделей були порівняні різні методи компенсації зв'язаних котушок і обране рішення з найкращими показниками з точки зору стабільності під час суттєвих змін коефіцієнту зв'язку між передавальною і приймальною котушками.

Також був виконаний огляд і порівняння основних топологій які використовуються для бездротової передачі енергії. Зв'язані котушки були проаналізовані з використанням розроблених імітаційних моделей з використанням методу скінченних елементів і апроксимацією за першою гармонікою. Були проаналізовані різні рішення зв'язаних котушок для різних зазорів, кількості витків, коефіцієнтом заповнення та діаметром дроту. Був побудований Парето фронт, який дозволяє визначити оптимальне рішення з точки зору ефективності і об'ємної густини потужності.

## РОЗДІЛ 3

# БАГАТОКОТУШЕЧНА СИСТЕМА НА ОСНОВІ ІМПЕДАНСНОЇ ЛАНКИ

Рішення системи індуктивної передачі енергії з використанням імпедансної ланки показано на рисунку 3.1. Це рішення складається з чотирьох частин: інвертора (1), двох передавальних котушок з компенсацією (2), приймальної котушки з компенсацією (3) та випрямляча з фільтрацією (4). Інвертор побудовано на основі імпедансної ланки [59], [60], [131]. Вона складається з пасивних елементів: двох конденсаторів, двох котушок індуктивності та двох активних елементів. У цій топології транзистор  $VT_2$  використовується як перемикач для перемикання топології між двома послідовними ( $C_{z1}, L_{z2}$  і  $C_{z2}, L_{z1}$ ) і двома паралельними ( $C_{z1}, L_{z1}$  і  $C_{z2}, L_{z2}$ ) резонансними контурами. У режимі підвищення напруги, різниця потенціалів отримана на реактивних елементах імпедансної ланки перевищує вхідну напругу живлення.

Для запобігання проходженню струму в зворотному напрямку до джерела напруги використовується ключ  $K_1$ , де можна використати діод  $VD_1$  або транзистор  $VT_1$  (Рисунок 3.1). Як видно, активні елементи працюють в комплементарному режимі тобто коли  $K_1$  відкритий  $VT_2$  буде закритий і навпаки коли  $VT_2$  відкритий  $K_1$  буде закритий. Друга і третя частини (Рисунок 3.1) представлені передавальними ( $L_{c1}, L_{c2}$ ) і приймальною ( $L_{c3}$ ) котушками разом з компенсаційними конденсаторами ( $C_{c1}, C_{c2}, C_{c3}$ ). Конденсатори використовуються для зменшення впливу високої індуктивності розсіювання

через більший повітряний зазор, ніж у звичайному трансформаторі, і, як наслідок, підвищують ефективність системи.

Компенсаційний конденсатор можна підключати послідовно або паралельно, залежно від необхідної напруги та струму ([127], [140], [141], [142], [143], [144], [145]). Найчастіше використовуються типи компенсації: послідовно - послідовна та послідовно - паралельна. Для малопотужних застосувань вони є кращими, оскільки використовують найменший об'єм котушок (тобто меншу кількість матеріалу для їх виготовлення), що в свою чергу зменшує розмір і ціну цих котушок. Оскільки в цій роботі розглядається зміна горизонтального зміщення, оптимальним рішенням була обрана послідовно-послідовна компенсація. Причина полягає в тому, що в цьому випадку зміна коефіцієнта зв'язку відповідає лише зміні вхідного опору, а зміна реактивного опору відсутня. Таким чином, система працює в резонансному режимі без реактивних струмів у всіх можливих режимах, що неможливо для послідовно-паралельної компенсації без додаткових компенсаційних елементів або додаткового керування з динамічним налаштуванням резонансного режиму. Зазвичай, в стандартному використанні, реактивні елементи імпедансної ланки налаштовані на резонансну частоту, набагато нижчу ніж частота комутації ключів  $K_1$  і  $VT_2$ , щоб зменшити пульсації [59], [60], [131]. Тобто в цьому випадку ці реактивні елементи окрім можливості підвищити вихідну напругу також працюють як фільтр нижніх частот другого порядку.

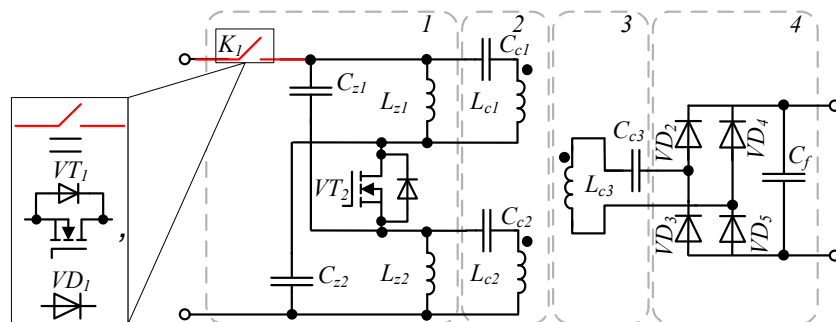


Рисунок 3.1 – Топологія системи бездротової передачі енергії на основі імпедансної ланки

На відміну від стандартного підходу, у цій роботі елементи імпедансної ланки налаштовані таким чином, щоб отримати резонанс на половині частоти перемикання. У цьому випадку на котушках індуктивності імпедансної ланки можна отримати квазісинусоїдальні напруги з досить малими вищими гармоніками. Ідеальні діаграми очікуваних напруг, отриманих на компонентах імпедансної ланки для рівних коефіцієнтів зв'язку  $k_{13}$  і  $k_{23}$ , показано на рисунку 3.2. У випадку ідеальної компенсації (тобто відсутність реактивних опорів в системі передачі і прийому енергії) на вторинній і первинній сторонах, частини індуктивної передачі енергії і навантаження (блоки 2-4) можуть бути представлені вхідним імпедансом, який буде описаний деяким еквівалентним резистором  $R_{eq}$ . Ємність конденсаторів імпедансної ланки може бути розрахована з рівняння резонансу (3.1), використовуючи половину частоти перемикання, а компенсаційні конденсатори розраховуються на частоті перемикання:

$$\begin{cases} C_{z1,z2} = \frac{1}{(\omega/2)^2 \cdot L_{z1,z2}} \\ C_{c1,c2,c3} = \frac{1}{\omega^2 \cdot L_{c1,c2,c3}} \end{cases} \quad (3.1)$$

### 3.1 Розробка аналітичної моделі

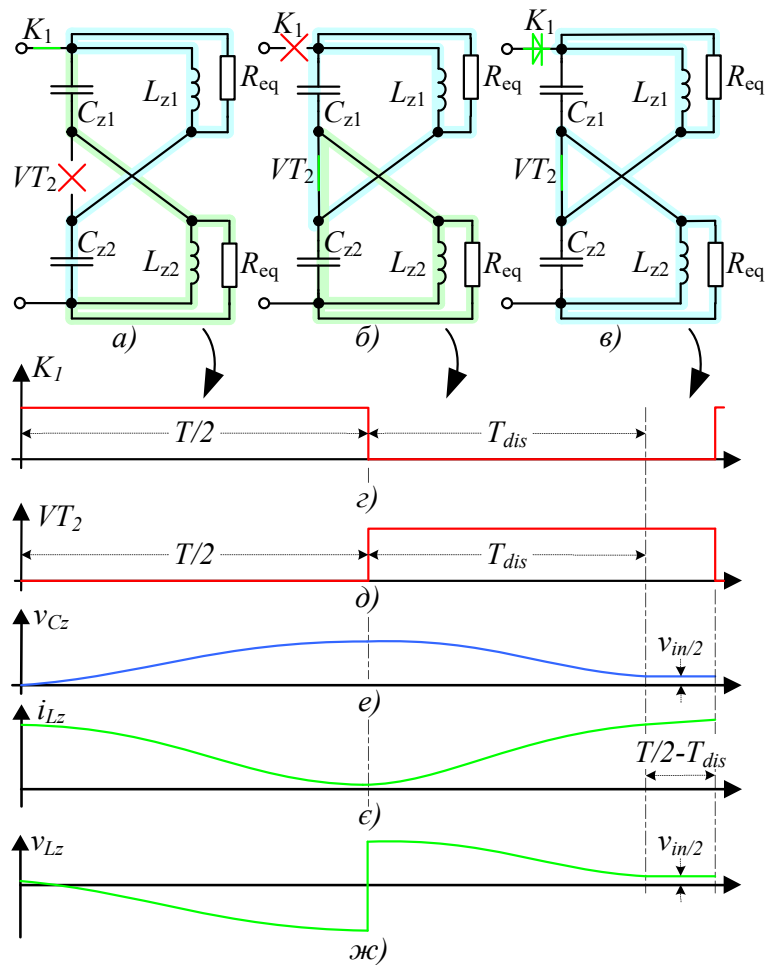


Рисунок 3.2 – Еквівалентні схеми бездротової передачі енергії на основі імпедансної ланки: (а) при вимиканні транзистора; (б) при вмиканні транзистора; (в) при вмиканні транзистора і розряді конденсаторів до  $v_{in}/2$ ; (г) стан ключа  $K_1$ ; (д) стан транзистора  $VT_2$ ; (е) напруги на конденсаторах  $C_{z1}$  і  $C_{z2}$ ; (є) струми індуктивностей  $L_{z1}$  і  $L_{z2}$ ; (ж) напруги на індуктивностей  $L_{z1}$  і  $L_{z2}$

В залежності від станів активних компонентів і напруг на реактивних компонентах запропонована топологія може знаходитись у трьох станах, які будуть описані нижче. Еквівалентні схеми для трьох станів топології з імпедансною ланкою наведено на рисунку 3.2. Коли транзистор  $VT_2$  вимкнено, а ключ  $K_1$  увімкнено (Рисунок 3.2.а), вхідна напруга заряджає конденсатори імпедансної ланки  $C_{z1}$  і  $C_{z2}$ .

Зі збільшенням напруги на конденсаторах струми в котушках імпедансної ланки зменшуються. Рівняння, що описують перший стан, мають такий вигляд. Визначення параметрів описані в попередньому підрозділі.

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{in} = v_{Cz2}^{(1)}(t) + L_{z1} \frac{di_{Lz1}^{(1)}(t)}{dt} \\ v_{in} = v_{Cz1}^{(1)}(t) + L_{z2} \frac{di_{Lz2}^{(1)}(t)}{dt} \\ C_{z1} \frac{dv_{Cz1}^{(1)}(t)}{dt} = i_{Lz2}^{(1)}(t) + \frac{L_{z2} di_{Lz2}^{(1)}(t)}{R_{eq} dt} \\ C_{z2} \frac{dv_{Cz2}^{(1)}(t)}{dt} = i_{Lz1}^{(1)}(t) + \frac{L_{z1} di_{Lz1}^{(1)}(t)}{R_{eq} dt} \end{array} \right. \quad (3.2)$$

При вмиканні транзистора  $VT_2$  топологія перетворюється на два паралельних резонансних контури (Рисунок 3.2.б) і кожен з конденсаторів імпедансної ланки стає закороченим на індуктивність і відповідне навантаження тобто конденсатори розряджається на індуктивності. Рівняння, що описують другий стан, мають вигляд:

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{Cz2}^{(2)}(t) = L_{z1} \frac{di_{Lz1}^{(2)}(t)}{dt} \\ v_{Cz1}^{(2)}(t) = L_{z2} \frac{di_{Lz2}^{(2)}(t)}{dt} \\ -C_{z1} \frac{dv_{Cz1}^{(2)}(t)}{dt} = i_{Lz1}^{(2)}(t) + \frac{L_{z1} di_{Lz1}^{(2)}(t)}{R_{eq} dt} \\ -C_{z2} \frac{dv_{Cz2}^{(2)}(t)}{dt} = i_{Lz2}^{(2)}(t) + \frac{L_{z2} di_{Lz2}^{(2)}(t)}{R_{eq} dt} \end{array} \right. \quad (3.3)$$

Слід зазначити, що топологія перейде в наступний стан в момент  $T/2 + T_{dis}$ . Час розряду  $T_{dis}$  можна оцінити враховуючи умову



з наступного виразу  $v_{Cz1}^{(2)}(t) = v_{in}/2$ . Значення  $T_{dis}$  знаходиться в діапазоні  $0..T/2$ . У третьому стані (Рисунок 3.2.в), поки ключ  $K_1$  закритий, його внутрішній діод починає проводити струм і струм проходить через котушки індуктивності та еквівалентне навантаження. Оскільки конденсатори заряджені до половини вхідної напруги, струм через них не проходить. Рівняння, що описують третій стан, наведено нижче:

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{in} = L_{z1} \frac{di_{Lz1}^{(3)}(t)}{dt} + L_{z2} \frac{di_{Lz2}^{(3)}(t)}{dt} \\ i_{Lz1}^{(3)}(t) + \frac{L_{z1} di_{Lz1}^{(3)}(t)}{R_{eq} dt} = i_{Lz2}^{(3)}(t) + \frac{L_{z2} di_{Lz2}^{(3)}(t)}{R_{eq} dt} \\ C_{z1} \frac{dv_{Cz1}^{(3)}(t)}{dt} = 0 \\ C_{z2} \frac{dv_{Cz2}^{(3)}(t)}{dt} = 0 \end{array} \right. \quad (3.4)$$

Щоб отримати математичну модель для одного періоду комутації, були розв'язані диференціальні рівняння для напруг на конденсаторах і струмів котушок індуктивності. Ці рішення включають невідомі постійні інтегрування. Ці константи можна оцінити, об'єднавши граничні умови для системи в усталеному режимі, а також розв'язавши систему, в якій початкова умова стану прирівнюється до кінцевої умови попереднього стану. Нарешті, оцінивши константи інтегрування, струми в котушках індуктивності (і аналогічно, напруги на конденсаторах) за один період комутації можна отримати шляхом об'єднання всіх станів за допомогою функції Хевісайда. Потужність, отримана на еквівалентних опорах, може бути отримана зі струму котушки індуктивності. Цю потужність можна

перерахувати, щоб отримати вихідну потужність і оцінити втрати.

### 3.1.1 Аналіз першого стану системи

Напруга першого конденсатора в першому стані роботи:

$$\begin{aligned}
 v_{Cz1}^{(1)}(t) = & \frac{1}{2 \cdot R_{eq} \cdot C_{z2}} \cdot (2 \cdot v_{in} \cdot C_{z2} \cdot R_{eq} + \\
 & O_{31} \cdot \left( L_{z2} - \sqrt{-4 \cdot R_{eq}^2 \cdot L_{z2} \cdot C_{z2} + L_{z2}^2} \right) \cdot e^{-\frac{\left( L_{z2} - \sqrt{-4 \cdot R_{eq}^2 \cdot L_{z2} \cdot C_{z2} + L_{z2}^2} \right) \cdot t}{2 \cdot R_{eq} \cdot C_{z2} \cdot L_{z2}}} \\
 & + O_{41} \cdot \left( L_{z2} + \sqrt{-4 \cdot R_{eq}^2 \cdot L_{z2} \cdot C_{z2} + L_{z2}^2} \right) \cdot e^{-\frac{\left( L_{z2} + \sqrt{-4 \cdot R_{eq}^2 \cdot L_{z2} \cdot C_{z2} + L_{z2}^2} \right) \cdot t}{2 \cdot R_{eq} \cdot C_{z2} \cdot L_{z2}}}
 \end{aligned} \tag{3.5}$$

Символ  $O$  використовується для постійних інтегрування отриманих рівнянь.

Напруга другого конденсатора в першому стані роботи:

$$\begin{aligned}
 v_{Cz2}^{(1)}(t) = & e^{-\frac{t \cdot \left( L_{z2} - \sqrt{-L_{z2} \cdot (4 \cdot R_{eq}^2 \cdot C_{z2} - L_{z2})} \right)}{2 \cdot R_{eq} \cdot C_{z2} \cdot L_{z2}}} \cdot O_{21} \\
 & + e^{-\frac{t \cdot \left( L_{z2} + \sqrt{-L_{z2} \cdot (4 \cdot R_{eq}^2 \cdot C_{z2} - L_{z2})} \right)}{2 \cdot R_{eq} \cdot C_{z2} \cdot L_{z2}}} \cdot O_{11} + v_{in}
 \end{aligned} \tag{3.6}$$

Струм через першу і другу індуктивність в першому стані роботи:

$$\begin{aligned}
i_{Lz1}^{(1)}(t) &= \frac{1}{2 \cdot L_{z2} \cdot R_{eq}} \\
&\cdot \left( e^{-\frac{t \cdot \left( L_{z2} + \sqrt{-L_{z2} \cdot (4 \cdot R_{eq}^2 \cdot C_{z2} - L_{z2})}}{2 \cdot R_{eq} \cdot C_{z2} \cdot L_{z2}} \right)} \cdot O_{11} \cdot L_{z2} \right. \\
&+ e^{-\frac{t \cdot \left( L_{z2} - \sqrt{-L_{z2} \cdot (4 \cdot R_{eq}^2 \cdot C_{z2} - L_{z2})}}{2 \cdot R_{eq} \cdot C_{z2} \cdot L_{z2}} \right)} \cdot O_{21} \cdot L_{z2} \\
&- e^{-\frac{t \cdot \left( L_{z2} + \sqrt{-L_{z2} \cdot (4 \cdot R_{eq}^2 \cdot C_{z2} - L_{z2})}}{2 \cdot R_{eq} \cdot C_{z2} \cdot L_{z2}} \right)} \cdot O_{11} \cdot \sqrt{-L_{z2} \cdot (4 \cdot R_{eq}^2 \cdot C_{z2} - L_{z2})} \\
&\left. + e^{-\frac{t \cdot \left( L_{z2} - \sqrt{-L_{z2} \cdot (4 \cdot R_{eq}^2 \cdot C_{z2} - L_{z2})}}{2 \cdot R_{eq} \cdot C_{z2} \cdot L_{z2}} \right)} \cdot O_{21} \cdot \sqrt{-L_{z2} \cdot (4 \cdot R_{eq}^2 \cdot C_{z2} - L_{z2})} \right)
\end{aligned} \tag{3.7}$$

$$i_{Lz2}^{(1)}(t) = O_{31} \cdot e^{-\frac{t \cdot \left( L_{z2} - \sqrt{-L_{z2} \cdot (4 \cdot R_{eq}^2 \cdot C_{z2} - L_{z2})}}{2 \cdot R_{eq} \cdot C_{z2} \cdot L_{z2}} \right)} + O_{41} \cdot e^{-\frac{t \cdot \left( L_{z2} + \sqrt{-L_{z2} \cdot (4 \cdot R_{eq}^2 \cdot C_{z2} - L_{z2})}}{2 \cdot R_{eq} \cdot C_{z2} \cdot L_{z2}} \right)} \tag{3.8}$$

### 3.1.2 Аналіз другого стану системи

Напруга першого конденсатора в другому стані роботи:

$$\begin{aligned}
v_{Cz1}^{(2)}(t) &= \frac{1}{2 \cdot C_{z1} \cdot R_{eq}} \\
&\left( -O_{12} \cdot \left( L_{z1} - \sqrt{-4 \cdot R_{eq}^2 \cdot C_{z1} \cdot L_{z1} + L_{z1}^2} \right) \cdot e^{-\frac{\left( L_{z1} - \sqrt{-4 \cdot R_{eq}^2 \cdot C_{z1} \cdot L_{z1} + L_{z1}^2} \right) \cdot t}{2 \cdot C_{z1} \cdot R_{eq} \cdot L_{z1}}} \right. \\
&\left. - O_{22} \cdot \left( L_{z1} + \sqrt{-4 \cdot R_{eq}^2 \cdot C_{z1} \cdot L_{z1} + L_{z1}^2} \right) \cdot e^{-\frac{\left( L_{z1} + \sqrt{-4 \cdot R_{eq}^2 \cdot C_{z1} \cdot L_{z1} + L_{z1}^2} \right) \cdot t}{2 \cdot C_{z1} \cdot R_{eq} \cdot L_{z1}}} \right)
\end{aligned} \tag{3.9}$$

Напруга другого конденсатора в другому стані роботи:

$$\begin{aligned}
v_{Cz2}^{(2)}(t) &= \frac{1}{2 \cdot R_{eq} \cdot C_{z2}} \\
&\quad (-O_{32} \cdot \left( L_{z2} - \sqrt{-4 \cdot R_{eq}^2 \cdot L_{z2} \cdot C_{z2} + L_{z2}^2} \right) \cdot e^{-\frac{\left( L_{z2} - \sqrt{-4 \cdot R_{eq}^2 \cdot L_{z2} \cdot C_{z2} + L_{z2}^2} \right) \cdot t}{2 \cdot R_{eq} \cdot C_{z2} \cdot L_{z2}}} \\
&\quad - O_{42} \cdot \left( L_{z2} + \sqrt{-4 \cdot R_{eq}^2 \cdot L_{z2} \cdot C_{z2} + L_{z2}^2} \right) \cdot e^{-\frac{\left( L_{z2} + \sqrt{-4 \cdot R_{eq}^2 \cdot L_{z2} \cdot C_{z2} + L_{z2}^2} \right) \cdot t}{2 \cdot R_{eq} \cdot C_{z2} \cdot L_{z2}}})
\end{aligned} \tag{3.10}$$

Струм через першу індуктивність в другому стані роботи:

$$\begin{aligned}
i_{Lz1}^{(2)}(t) &= O_{12} \cdot e^{-\frac{t \cdot \left( L_{z1} - \sqrt{-L_{z1} \cdot (4 \cdot R_{eq}^2 \cdot C_{z1} - L_{z1})} \right)}{2 \cdot C_{z1} \cdot R_{eq} \cdot L_{z1}}} \\
&\quad + O_{22} \cdot e^{-\frac{t \cdot \left( L_{z1} + \sqrt{-L_{z1} \cdot (4 \cdot R_{eq}^2 \cdot C_{z1} - L_{z1})} \right)}{2 \cdot C_{z1} \cdot R_{eq} \cdot L_{z1}}}
\end{aligned} \tag{3.11}$$

Струм через другу індуктивність в другому стані роботи:

$$\begin{aligned}
i_{Lz2}^{(2)}(t) &= O_{32} \cdot e^{-\frac{t \cdot \left( L_{z2} - \sqrt{-L_{z2} \cdot (4 \cdot R_{eq}^2 \cdot C_{z2} - L_{z2})} \right)}{2 \cdot R_{eq} \cdot C_{z2} \cdot L_{z2}}} \\
&\quad + O_{42} \cdot e^{-\frac{t \cdot \left( L_{z2} + \sqrt{-L_{z2} \cdot (4 \cdot R_{eq}^2 \cdot C_{z2} - L_{z2})} \right)}{2 \cdot R_{eq} \cdot C_{z2} \cdot L_{z2}}}
\end{aligned} \tag{3.12}$$

### 3.1.3 Аналіз третього стану системи

Напруга першого конденсатора в третьому стані роботи постійна і визначається постійною інтегрування:

$$v_{Cz1}^{(3)}(t) = O_{13} \tag{3.13}$$

Напруга другого конденсатора в третьому стані роботи постійна і визначається постійною інтегрування:

$$v_{Cz1}^{(3)}(t) = O_{23} \quad (3.14)$$

Струм через першу індуктивність в третьому стані роботи:

$$i_{Lz1}^{(3)}(t) = \frac{1}{R_{eq} \cdot (L_{z1} + L_{z2})} \cdot (2 \cdot L_{z2}^2 \cdot e^{-\frac{R_{eq} \cdot (L_{z1} + L_{z2}) \cdot t}{2 \cdot L_{z1} \cdot L_{z2}}} \cdot O_{33} + P_{43} \cdot R_{eq} \cdot L_{z1} + O_{43} \cdot R_{eq} \cdot L_{z2} + v_{in} \cdot t \cdot R_{eq} - v_{in} \cdot L_{z1} + v_{in} \cdot L_{z2}) \quad (3.15)$$

Струм через другу індуктивність в третьому стані роботи:

$$i_{Lz2}^{(3)}(t) = -\frac{1}{R_{eq} \cdot (L_{z1} + L_{z2})} \cdot (2 \cdot L_{z1} \cdot L_{z2} \cdot e^{-\frac{R_{eq} \cdot (L_{z1} + L_{z2}) \cdot t}{2 \cdot L_{z1} \cdot L_{z2}}} \cdot O_{33} - O_{43} \cdot R_{eq} \cdot L_{z1} - O_{43} \cdot R_{eq} \cdot L_{z2} - v_{in} \cdot t \cdot R_{eq}) \quad (3.16)$$

### 3.1.4 Визначення усталеного режиму роботи топології

Для отримання аналітичних рівнянь, які описують роботу імпедансної ланки в усталеному режимі зв'яжемо кінцеві умови кожного зі станів з початком наступного і визначимо постійні інтегрування:

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{Cz1}^{(1)}(0) = v_{Cz1}^{(3)}\left(\frac{T}{2} - T_{dis}\right); \\ v_{Cz2}^{(1)}(0) = v_{Cz2}^{(3)}\left(\frac{T}{2} - T_{dis}\right); \\ i_{Lz1}^{(1)}(0) = i_{Lz1}^{(3)}\left(\frac{T}{2} - T_{dis}\right); \\ i_{Lz2}^{(1)}(0) = i_{Lz2}^{(3)}\left(\frac{T}{2} - T_{dis}\right); \\ v_{Cz1}^{(2)}(0) = v_{Cz1}^{(1)}\left(\frac{T}{2}\right); \\ v_{Cz2}^{(2)}(0) = v_{Cz2}^{(1)}\left(\frac{T}{2}\right); \\ i_{Lz1}^{(2)}(0) = i_{Lz1}^{(1)}\left(\frac{T}{2}\right); \\ i_{Lz2}^{(2)}(0) = i_{Lz2}^{(1)}\left(\frac{T}{2}\right); \\ v_{Cz1}^{(3)}(0) = v_{Cz1}^{(2)}(T_{dis}); \\ v_{Cz2}^{(3)}(0) = v_{Cz2}^{(2)}(T_{dis}); \\ i_{Lz1}^{(3)}(0) = i_{Lz1}^{(2)}(T_{dis}); \\ i_{Lz2}^{(3)}(0) = i_{Lz2}^{(2)}(T_{dis}); \end{array} \right. \quad (3.17)$$

Отримавши значення постійних інтегрування для вибраних параметрів схеми з'єднаємо отримані функції для побудови аналітичної моделі роботи імпедансної ланки для двох періодів перемикання напівпровідникових елементів. Для цього використаємо функцію Хевісайда  $H(t)$ .

Приведемо рівняння деяких елементів моделі. Напряга першого конденсатора імпедансної ланки визначається наступною формулою:

$$\begin{aligned}
v_{Cz1}(t) = & \\
& v_{Cz1}^{(1)}(t)H(t) - v_{Cz1}^{(1)}(t)H(t - \frac{T}{2}) + \\
& v_{Cz1}^{(2)}(t - \frac{T}{2})H(t - \frac{T}{2}) - v_{Cz1}^{(2)}(t - \frac{T}{2})H(t - \frac{T}{2} - T_{dis}) + \\
& v_{Cz1}^{(3)}(t - \frac{T}{2} - T_{dis})H(t - \frac{T}{2} - T_{dis}) - v_{Cz1}^{(3)}(t - \frac{T}{2} - T_{dis})H(t - T) + \\
& v_{Cz1}^{(1)}(t - T)H(t - T) - v_{Cz1}^{(1)}(t - T)H(t - \frac{3T}{2}) + \\
& v_{Cz1}^{(2)}(t - \frac{3T}{2})H(t - \frac{3T}{2}) - v_{Cz1}^{(2)}(t - \frac{3T}{2})H(t - \frac{3T}{2} - T_{dis}) + \\
& v_{Cz1}^{(3)}(t - \frac{3T}{2} - T_{dis})H(t - \frac{3T}{2} - T_{dis}) - v_{Cz1}^{(3)}(t - \frac{3T}{2} - T_{dis})H(t - 2T)
\end{aligned} \tag{3.18}$$

Струм першої індуктивності визначається наступною формулою:

$$\begin{aligned}
i_{Lz1}(t) = & \\
& i_{Lz1}^{(1)}(t)H(t) - i_{Lz1}^{(1)}(t)H(t - \frac{T}{2}) + \\
& i_{Lz1}^{(2)}(t - \frac{T}{2}) \cdot H(t - \frac{T}{2}) - i_{Lz1}^{(2)}(t - \frac{T}{2})H(t - \frac{T}{2} - T_{dis}) + \\
& i_{Lz1}^{(3)}(t - \frac{T}{2} - T_{dis})H(t - \frac{T}{2} - T_{dis}) - i_{Lz1}^{(3)}(t - \frac{T}{2} - T_{dis})H(t - T) + \\
& i_{Lz1}^{(1)}(t - T)H(t - T) - i_{Lz1}^{(1)}(t - T)H(t - \frac{3T}{2}) + \\
& i_{Lz1}^{(2)}(t - \frac{3T}{2})H(t - \frac{3T}{2}) - i_{Lz1}^{(2)}(t - \frac{3T}{2})H(t - \frac{3T}{2} - T_{dis}) + \\
& i_{Lz1}^{(3)}(t - \frac{3T}{2} - T_{dis})H(t - \frac{3T}{2} - T_{dis}) - i_{Lz1}^{(3)}(t - \frac{3T}{2} - T_{dis})H(t - 2T)
\end{aligned} \tag{3.19}$$

Побудуємо графіки отриманих залежностей

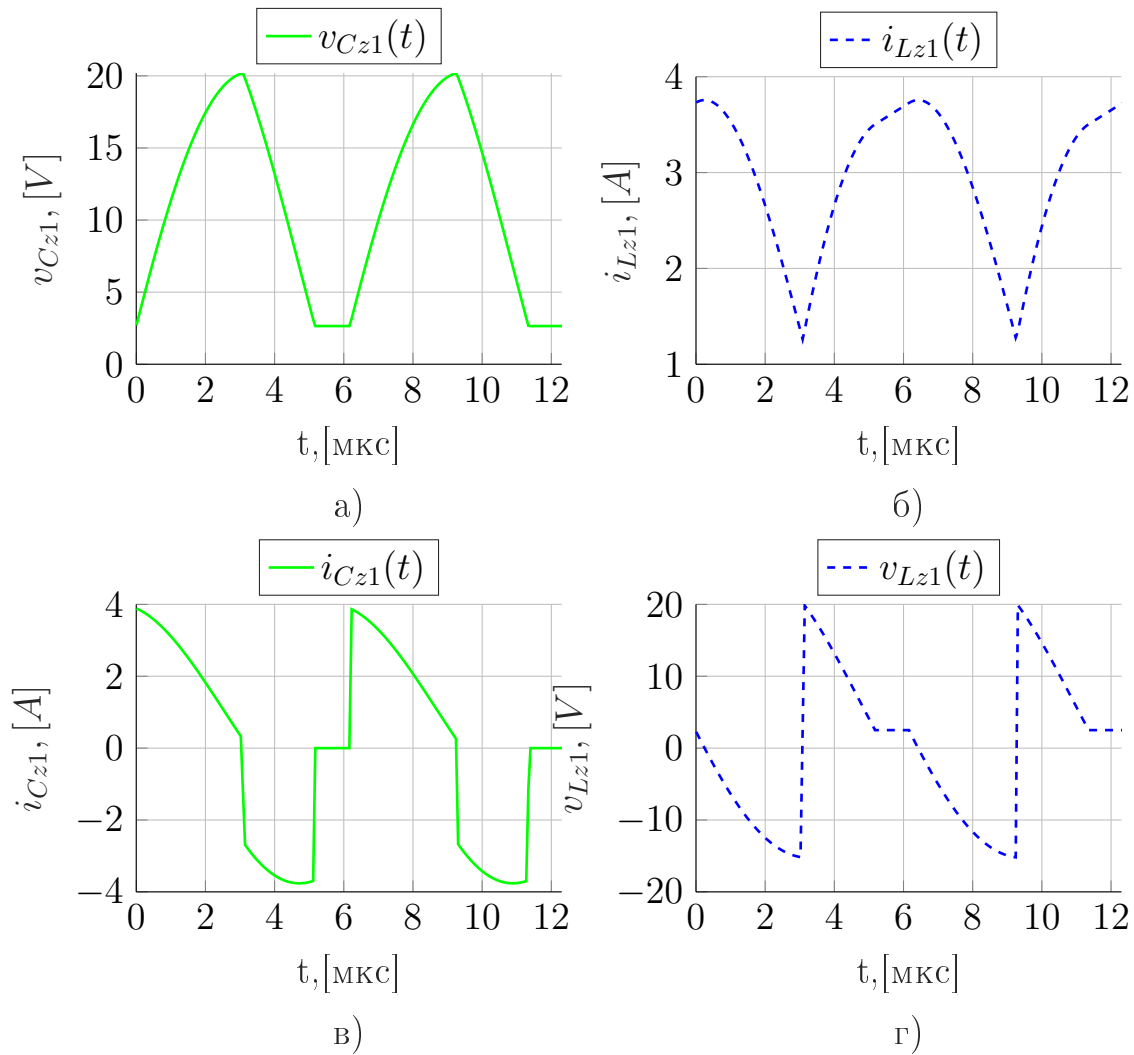


Рисунок 3.3 – Результати моделювання схеми методом припасування: а) Напруга  $v_{Cz1}(t)$ ; б) Струм  $i_{Lz1}(t)$ ; в) Струм  $i_{Cz1}(t)$ ; г) Напруга  $v_{Lz1}(t)$ ;

Як видно з результатів моделювання струм котушки  $i_{Lz1}$  (Рисунок 3.3.б), як і напруга на конденсаторі  $u_{cz1}$  (Рисунок 3.3.а) є неперервними і не мають розривів, що свідчить про те що граничні умови були розраховані вірно. Взнявши похідні  $i_{Lz1}$  та  $u_{cz1}$  можна також отримати струм через конденсатор  $i_{cz1}$  (Рисунок 3.3.в) та напругу на індуктивності  $u_{Lz1}$  (Рисунок 3.3.г).

Як видно розроблена модель описує очікувану поведінку системи в кожному з раніше описаних станів.



### 3.2 Аналіз гармонічного складу енергії під час бездротової передачі

Аналіз за першою гармонікою є достатнім для оцінки основних зв'язків у резонансних системах. Для випадку імпедансної ланки, через не-синусоїдальну напругу [1], яка подається на передавальну частину, напруги індуктивностей імпедансної ланки, які є приєднаними до передавальної частини мають форму сигналу, яка повинна бути додатково проаналізована. Для оцінки розподілу переданої потужності за основними гармоніками та її впливу на систему було застосовано Фур'є аналіз ([146]).

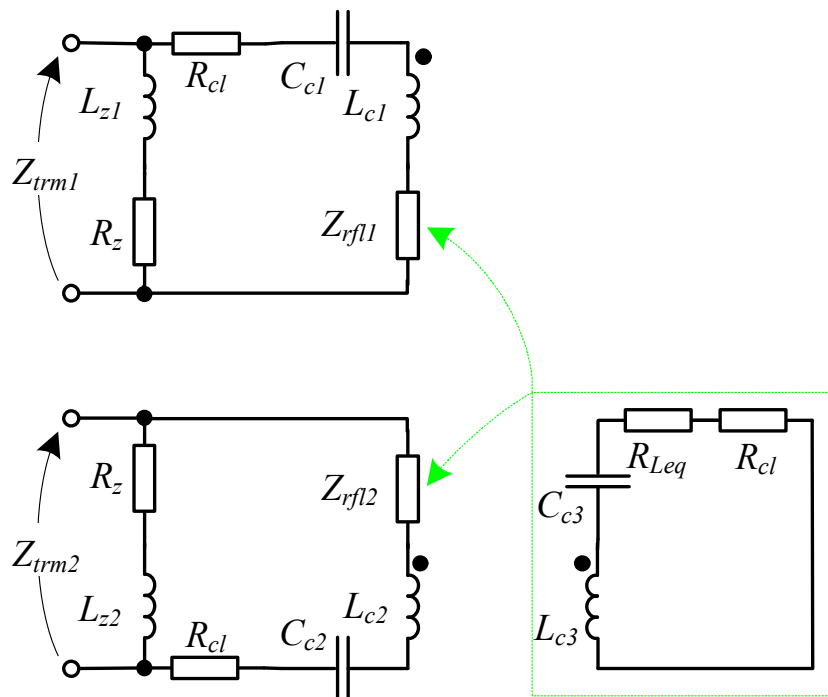


Рисунок 3.4 – Еквівалентна модель зв'язаних котушок

На рисунку 3.4 показано основні компоненти передавальної частини і вхідні імпеданси які присутні на первинній стороні.  $R_{cl}$  відповідає втратам провідності в котушках,  $Z_{rcl}$  відображає втрати в

приймальній котушці,  $Z_{rLeq}$  вхідний імпеданс навантаження, а  $Z_{rim}$  - вхідний імпеданс реактивних складових приймача. Відповідно до моделі імпеданс передавальної частини з компенсаційними конденсаторами для запропонованих рішень можна отримати з (3.20) і (3.21).

Випадок, де передавальні котушки не є сильно зв'язаними, тобто  $M_{12} = 0$ .

$$\begin{cases} Z_{tr1} = Z_{rfl1} + R_{cl} + j(\omega_h L_{c1} - \frac{1}{\omega_h C_{c1}}) \\ Z_{tr2} = Z_{rfl2} + R_{cl} + j(\omega_h L_{c2} - \frac{1}{\omega_h C_{c2}}) \end{cases} \quad (3.20)$$

Випадок, де передавальні котушки зв'язані та  $M_{12} \neq 0$ .

$$\begin{cases} Z_{tr1} = Z_{rfl1} + R_{cl} + j(\omega_h(L_{c1} + M_{12}) - \frac{1}{\omega_h C_{c1}}) \\ Z_{tr2} = Z_{rfl2} + R_{cl} + j(\omega_h(L_{c2} + M_{12}) - \frac{1}{\omega_h C_{c2}}) \end{cases} \quad (3.21)$$

Де  $\omega_h$  відповідає частоті певної гармоніки,  $Z_{sec}$  - вхідний імпеданс сторони приймача. Вхідний імпеданс визначається наступною формулою:

$$\left\{ \begin{array}{l} Z_{rfl1} = \frac{2\omega_h^2 M_{13}^2}{R_{Leq} + R_{cl} + j\omega_h L_{c3} - \frac{1}{\omega_h C_{c3}}} \\ Z_{rfl2} = \frac{2\omega_h^2 M_{23}^2}{R_{Leq} + R_{cl} + j\omega_h L_{c3} - \frac{1}{\omega_h C_{c3}}} \end{array} \right. \quad (3.22)$$

Підставивши імпеданс вторинної сторони (3.22) в передавальний опір (3.20), (3.21) і  $Z_{Lz1,Lz2} = R_z + j\omega L_{z1,z2}$  імпеданс, отриманий на вході схеми (Рисунок 3.4), можна визначити з

$$\left\{ \begin{array}{l} Z_{trm1} = \frac{Z_{Lz1} \cdot Z_{tr1}}{Z_{Lz1} + Z_{tr1}} \\ Z_{trm2} = \frac{Z_{Lz2} \cdot Z_{tr2}}{Z_{Lz2} + Z_{tr2}} \end{array} \right. \quad (3.23)$$

Нарешті, таким чином, оцінивши струми в окремих гілках, можна отримати вихідну потужність і потужність, що розсіюється на всіх пасивних компонентах. Потужність, що подається на клеми для певної гармоніки може бути оцінена з (3.24), де напруга  $v_{trm}$  оцінюється з моделі.

$$\left\{ \begin{array}{l} p_{trm1} = \left| \frac{v_{trm1}}{Z_{trm1}} \right|^2 \cdot Re(Z_{trm1}) \\ p_{trm2} = \left| \frac{v_{trm2}}{Z_{trm2}} \right|^2 \cdot Re(Z_{trm2}) \end{array} \right. \quad (3.24)$$

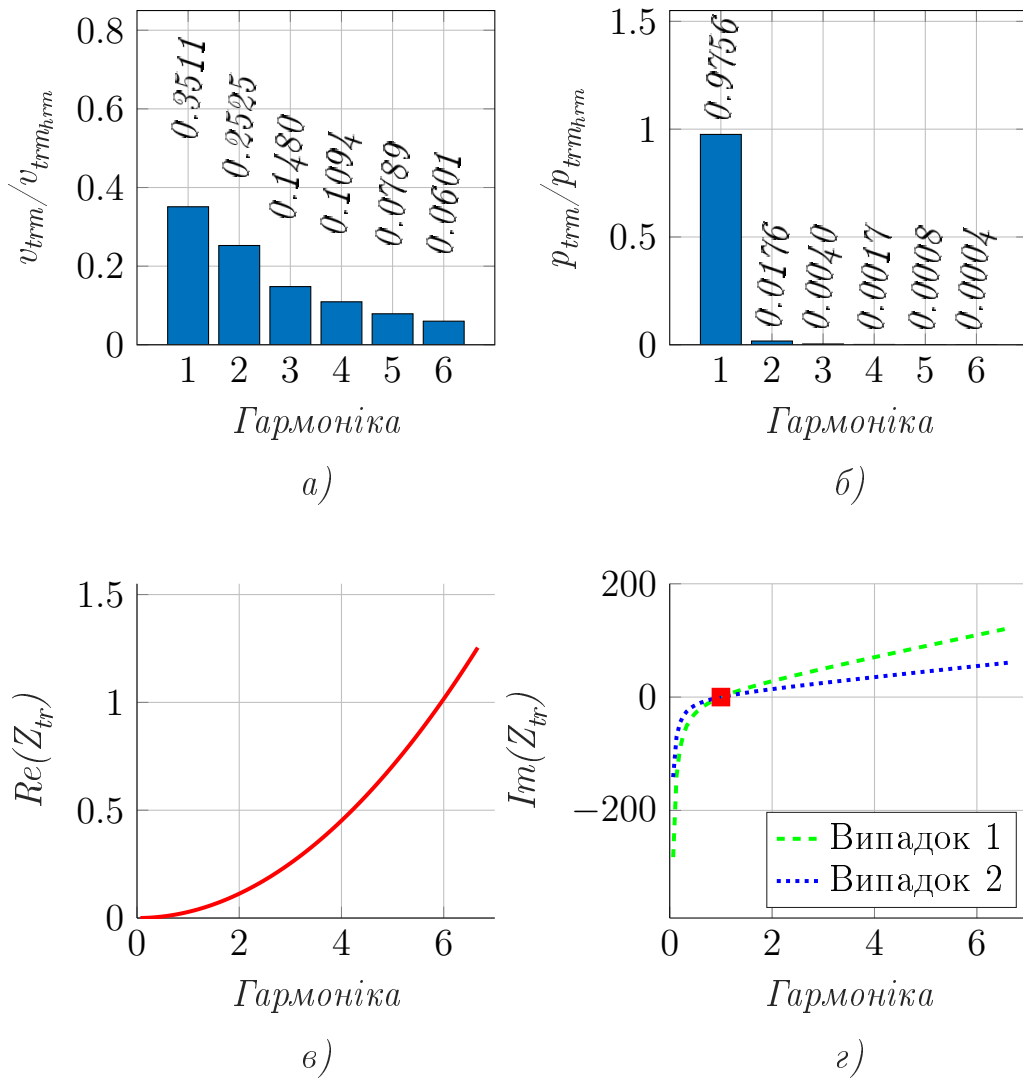


Рисунок 3.5 – Результати моделювання: (а) розподіл гармонік  $v_{trm}$ ; (б) розподіл гармонік  $p_{trm}$ ; (в) реальна частина  $p_{trm}$ ; (г) уявна частина  $p_{trm}$ ;

Рисунок 3.5.а показує, що 2-6 гармоніки  $V_{Lz}$  мають порівняно високу амплітуду.

З іншого боку, потужність, яка передається на цих гармоніках, підтримується на низькому рівні (Рисунок 3.5.б) і приблизно дорівнює 2,5% від усієї переданої енергії. Слід зазначити, що по першій гармоніці (тобто на частоті перемикання) реактивна складова опісаного імпедансу (Рисунок 3.5.г) залишається нульовою.

За допомогою Фур'є аналізу було показано, що аналіз за основними гармоніками також є достатнім для випадків бездротових систем зарядки на основі імпедансної ланки. Також це показало що навіть з використанням квазісинусоїдальної напруги, яка генерується імпедансною ланкою, можна отримати передачу енергії саме на основній гармоніці.

### **3.3 Аналіз можливостей системи передачі енергії з декількома індуктивними зв'язками**

Конструкція котушки з декількома зв'язками представлена на рисунку 3.6.a і рисунку 3.6.b. Вона складається з двох передавальних котушок з перетином 100% і 50% і приймальної котушки. Причиною такого вибору є те, що в першому випадку очікується збільшення ефективності передачі енергії порівняно з рішеннями з однією передавальною котушкою, тоді як у другому рішенні електромагнітне поле створене передавальними котушками буде розподілене на більшій площі, що збільшить стійкість до неточного позиціонування приймача над системою передачі енергії.

Для представлення таких конструкцій магнітно зв'язаних котушок можна використовувати дві моделі. Перша використовує самоіндуктивність котушок і взаємну індуктивність між ними (Рисунок 1.6.a).

Друга модель використовує дві індуктивності розсіювання, індуктивність намагнічування та ідеальний трансформатор для представлення співвідношення витків між зв'язаними котушками (Рисунок 1.6.b). Якщо індуктивність котушок однакова, ідеальний транс-

форматор можна не враховувати.

У випадку багатокотушечних рішень перевага надається першій моделі, оскільки вона дозволяє описати всі наявні зв'язки між котушками у більш компактний і зрозумілий спосіб. В другій моделі індуктивності розсіювання кожної зі зв'язаних котушок часто роблять рівними, що не є до кінця правильним оскільки важно аналітично привести яка саме з зі зв'язаних котушок вводить більшу кількість втрат.

Хоча цей метод і є популярним на етапі експерименту оскільки дозволяє досить просто визначити параметри компонентів виконуючи вимірювання в режимі холостого ходу і короткого замикання на виході зв'язаної котушки.

Коефіцієнт зв'язку - це відношення між самоіндуктивностями і взаємною індуктивностями, який описує кількість енергії, що передається від однієї котушки до іншої. Цей коефіцієнт визначається геометричними розмірами котушок як вже було згадано раніше.

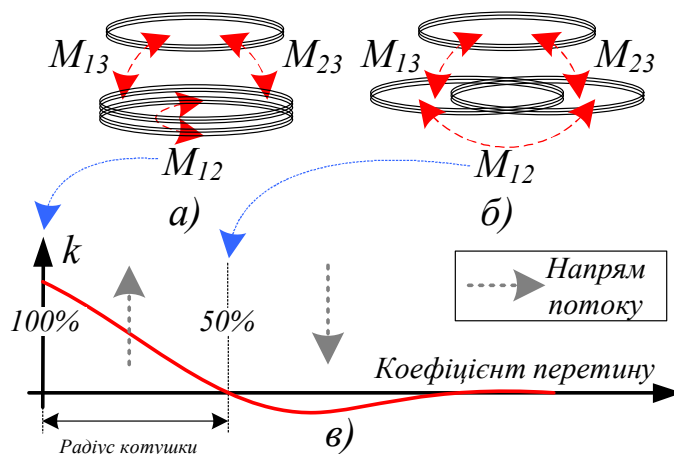


Рисунок 3.6 – Котушки: (а) конструкція зі 100% перетином; (б) конструкція з 50% перетином; (в) величина зв'язку між двома котушками при різних перетинах.

Слід зазначити, що в першій схемі коефіцієнт зв'язку між котушками передавача і приймача нижчий, ніж між котушками передавача, який наближається до 1. У другому варіанті зв'язок між котушками передавача значно (в 10-40 разів) нижчий, ніж між котушками передавача і приймача.

Залежність між коефіцієнтом зв'язку і зміщенням двох котушок показано на рисунку 3.7.в. Після 50% перетину магнітний потік змінює свій напрямок, оскільки внутрішній простір другої котушки збирає більше зовнішнього потоку, ніж внутрішній простір першої котушки, і навпаки.

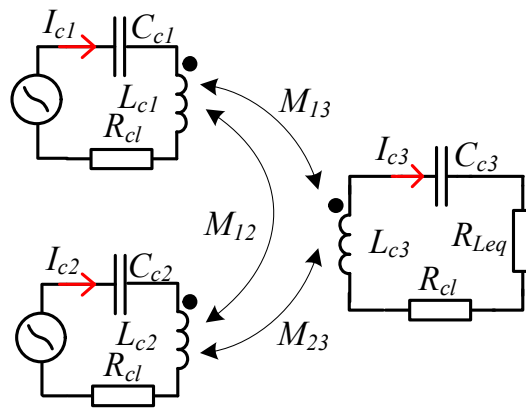


Рисунок 3.7 – Еквівалентна схема, що відображає систему бездротової передачі енергії.

Для оцінки номіналів компенсаційних конденсаторів слід отримати імпеданс на первинній стороні разом з вхідним імпедансами для обох рішень (3.25), (3.27). Для першого випадку, коли  $M_{12} > M_{13} \approx M_{23}$ , як бачимо, реактивна складова, яку потрібно компенсувати конденсатором, дорівнює  $L_{c1,c2} + M_{12}$ :

$$Z_{1,2} = \frac{2\omega^2 M_{13,23}^2}{R_{Leq} + R_{lc}} + j\omega(L_{c1,c2} + M_{12}) \quad (3.25)$$

$$C_{c1,c2} = \frac{1}{\omega^2(L_{c1,c2} + M_{12})} \quad (3.26)$$

У другій ситуації, коли  $M_{12} \ll M_{13} \approx M_{23}$ , коефіцієнт зв'язку між первинними котушками низький і складовою  $M_{12}$  можна знехтувати:

$$Z_{1,2} = \frac{2\omega^2 M_{13,23}^2}{R_{Leq} + R_{lc}} + j\omega L_{c1,c2} \quad (3.27)$$

Отримані рівняння показують, що для  $M_{13} \approx M_{23}$  в обох ситуаціях вхідний імпеданс не має реактивних складових. Крім того, порівняно з рішеннями з одним передавачем, в рівняннях (3.25), (3.27) з'являється число 2, яке вказує на те, що збільшення кількості передавальних котушок призводить до збільшення вхідного імпедансу для кожної котушки. Компенсаційний конденсатор вторинної сторони однаковий для обох ситуацій  $C_{c3} = 1/(\omega^2 L_{c3})$ .

Результати довільного переміщення для обох розв'язків у наближенні першої гармоніки з компенсацією показано на рисунку 3.8. Компенсаційні конденсатори беруть участь у моделюванні і налаштовуються відповідно до (3.26) і (3.1). З рисунку 3.8.а видно, що в першій ситуації зв'язок між передавальною та приймальною котушками змінюється однаково і відповідні взаємні індуктивності також рівні, тоді як у другій ситуації (Рисунок 3.8.б) коефіцієнти зв'язку та відповідні взаємні індуктивності різні. Як видно з рисунку 3.8.в та рисунку 3.8.г, компенсація ефективно працює на всьому діапазоні зміщень, тоді як у другому випадку повна компенсація досягається лише для нульового зміщення.



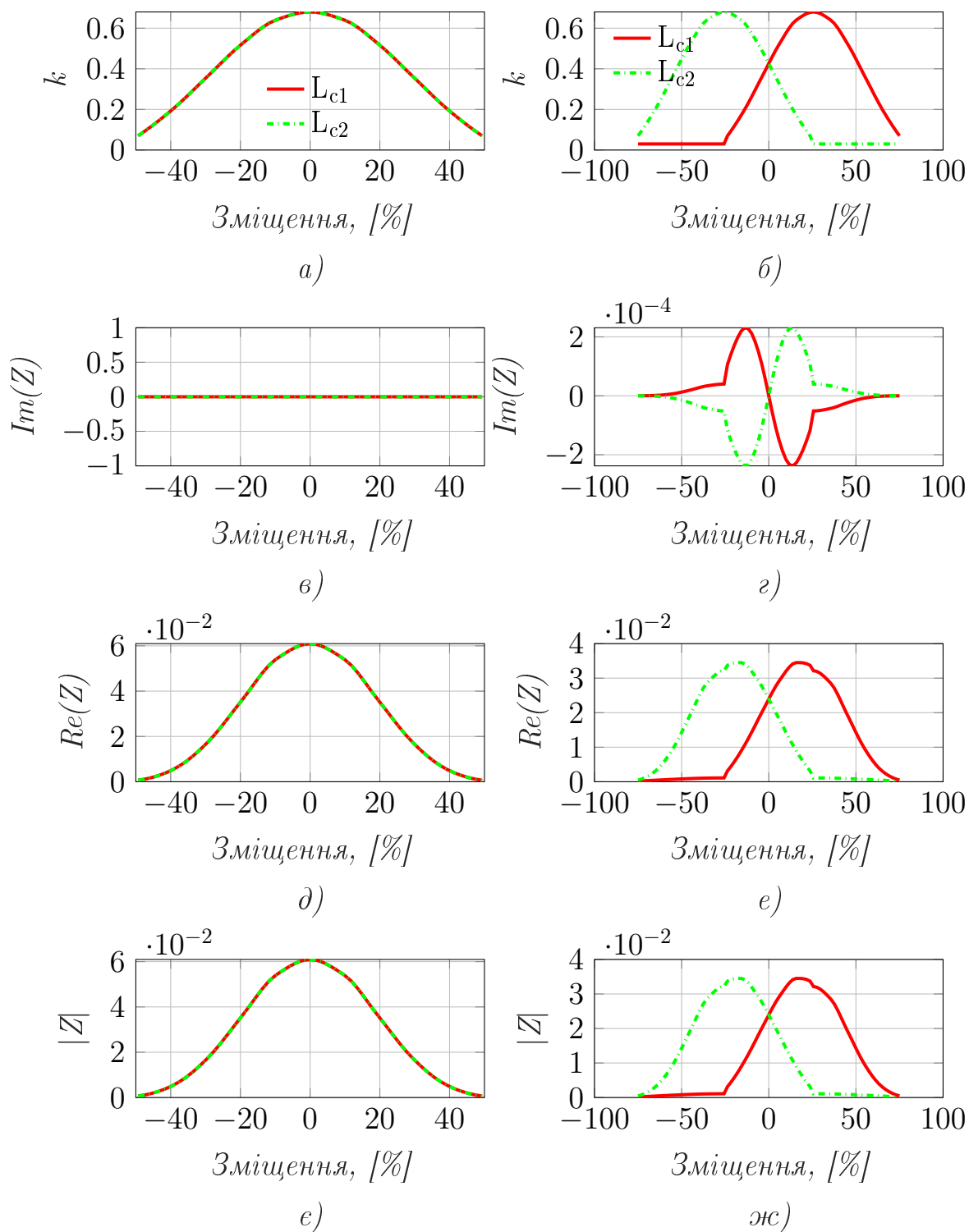


Рисунок 3.8 – Моделювання розв’язків: а) коефіцієнт зв’язку для першої ситуації; б) коефіцієнт зв’язку для другої ситуації; в) уявна частина  $Z_{im}$  для першої ситуації; г) уявна частина  $Z_{im}$  для другої ситуації; д) дійсна частина  $Z_{re}$  для першої ситуації; е) дійсна частина  $Z_{re}$  для другої ситуації; є)  $|Z|$  для першої ситуації; ж)  $|Z|$  для другої ситуації.

### 3.4 Висновки до розділу 3

В розділі був виконаний аналіз системи бездротової передачі енергії з використанням імпедансної ланки. Була наведена методологія розрахунку компонентів для отримання резонансних струмів, як на компонентах імпедансної ланки (робота на частоті  $f_r/2$ ) так і на компонентах передавальної і приймальної ланки. Були проаналізовані стани роботи системи передачі енергії при різних комбінаціях включення напівпровідникових компонентів, враховуючи також наявність внутрішнього діода транзистора. Це дозволило верифікувати стани з можливістю потенціального покращення ефективності за рахунок використання додаткового діода, який буде паралельно підключений до стоку-витоку першого транзистора.

Не піддавався аналізу режим роботи з розділенням частоти (так званий frequency splitting phenomena) оскільки він не буде присутнім для всіх можливих комбінацій параметрів схеми (окрім аварійного режиму - тобто короткого замикання на виході системи передачі енергії, коли опір навантаження буде наближатись до нуля). Але і такий режим буде обмежуватись системою керування.

Була розроблена аналітична модель системи бездротової передачі енергії в режимі резонансу, коли приймач можна представити у вигляді еквівалентного резистора. Це дозволило зменшити порядок диференціальних рівнянь до 4-го порядку, що значно спростило розрахунок і можливість аналізу схеми. Кожен зі станів був описаний системою диференціальних рівнянь, де постійні інтегрування були допасовані для отримання аналітичного рівняння роботи схеми в усталеному режимі.

# РОЗДІЛ 4

## ОПТИМІЗАЦІЯ СИСТЕМИ БЕЗДРОТОВОЇ ПЕРЕДАЧІ ЕНЕРГІЇ

### 4.1 **Методологія оптимізації з використанням генетичного алгоритму**

Підходи до виконання оптимізації можна розділити на локальну оптимізацію, де часто використовуються методи з використанням градієнту та на глобальну оптимізацію, де зазвичай не використовуються методи з градієнтом, а вибираються еволюційні методи оптимізації. Варто також згадати евристичні методи та методи багатьох стратегій. Загалом, порівняння методів оптимізації є досить складним враховуючи те що результати оптимізації часто сильно залежать від задачі оптимізації і початкових умов, які в деяких алгоритмах можуть бути довільними.

Першим видом є еволюційні алгоритми до яких відносяться різноманітні стохастичні алгоритми прямого пошуку засновані на використанні популяцій. Ці алгоритми використовують в своїй основі принципи біологічної еволюції такі як розмноження, мутація, перестановка і селекція. На відміну від інших підходів оптимізації вони не вимагають додаткової інформації про модель, як градієнти, гесіан матриці і т.д.

Вони мають недоліки високого часу розрахунку та не до кінця правильну роботу з обмеженнями (алгоритм може створити рішення які будуть виходити за обмеження), специфічні параметри для

налаштування для кожної проблеми і обмежений розмір проблеми. Також вони можуть привести до сходження в локальному екстремумі. Алгоритми генерують початкову популяцію різних рішень з використанням різних підходів, а часто випадково. Кожне рішення оптимізаційної проблеми моделює поведінку моделі системи. Набір цих рішень визначає популяцію з якої, використовуючи вагову функцію і обмеження вибираються найкращі рішення. Далі відбувається створення нової популяції на новому етапі, поки не отримується найкраще рішення, яке буде задовольняти цілям оптимізації. Всі наступні рішення створюються методом схрещення і мутацій кращих рішень. Основною перевагою генетичного алгоритму у порівнянні з іншими підходами є те, що він підходить для всіх видів проблем, оскільки нам не потрібно жодної інформації чи точних моделей які описували б можливі точки екстремумів в просторі розв'язків. Тобто він може бути використаний для рішення складних оптимізаційних проблем такі, які мають високу кількість вимірів, модульність, нелінійність, недиференційність, чи у яких є шум, чи в яких функції залежить від часу.

Евристичні методи використовуються для швидкого рішення задач оптимізації у тих випадках де класичні підходи вимагають достатньо великого часу на розрахунок або взагалі не можуть знайти оптимального рішення і відповідності до заданих критеріїв. Використання евристичних методів оптимізації є раціональним з точки зору точності оптимізації, її повноти та швидкості розрахунку оптимального рішення. В загальному розумінні задачею оптимізації є знаходження найкращого рішення до того, як ми отримаємо всі мо-

жливі рішення для даної проблеми. Якраз саме ці методи і визначають сутність евристичної функції, яка й займається ранжуванням альтернатив в алгоритмах пошуку на кожному кроці розгалуження з використанням наявної інформації і визначення відповідної гілки для подальшої оптимізації.

Вони засновані на пошуку схожої проблеми, рішення якої вже було знайдено і на знаходженні техніки, яка була використана для її розв'язання і відповідно отриманого рішення. Перевагою наведеного методу є те що результатом оптимізації є досить точне рішення, яке знаходиться за досить короткий період часу. Часто це рішення є достатнім для вирішення поставленої проблеми, хоча воно і не буде найбільш оптимальним рішенням з усіх можливих розв'язків проблеми. Такі підходи є корисними для рішення проблем, де у нас немає повної інформації чи інформація про модель і об'єкт є недосконалою. Також такі алгоритми набули значного використання у комбінації з іншими алгоритмами оптимізації для збільшення їх ефективності. Стохастичні методи використовуються для швидкого створення набору початкових рішень, які в свою чергу вже використовуються, іншим, більш точним, але більш повільним методом оптимізації.

Методи оптимізації засновані на градієнті це ітераційні методи, в яких напрям пошуку визначається градієнтною інформацією цільової функції під час кожної з ітерацій. Вони надають інформацію про поведінку функції, тобто про форму поверхні і відповідно дають інформації про точку екстремумів параметрів в просторі. Це в свою чергу дозволяє значно зменшити час сходження і відповідно час

виконання оптимізації. Також перевагою є досить зручна система обмежень, яка у випадку лінійних систем з часовими параметрами дозволяє задавати обмеження, як на амплітуди параметрів моделей, так і на їх похідні. Недоліками такого підходу є досить значна вимога до точності моделі, яка буде визначати оптимальність рішень. У випадку багатокритеріальної оптимізації з багатьма параметрами така оптимізація буде використовувати досить великі ресурсів для виконання розрахунку. Також слід зауважити що без додаткових підходів щодо вибору початкової точки такі методи, у випадку складних систем, часто будуть сходиться в локальному, а не в глобальній точні оптимальності. Також, незважаючи на наведені переваги часто настільки точна інформація про модель є невідомою. В таких випадках використовують алгоритми які заснований на послідовному квадратичному програмуванні. Вони дозволяють ефективно вирішувати проблеми змішаної цілочисельної оптимізації (SQP). Вони є також нелінійним методом оптимізації з обмеженнями де цільова функція і обмеження є безперервно диференційовані.

Також слід згадати методи засновані на використанні декількох стратегій. Перевагами їх є те що вони комбінують переваги різних стратегій (наприклад високу швидкодію і високу точність, як було наведено раніше у випадку евристичних методів). Вони дозволяють знайти глобальне рішення. До недоліків слід додати те що такі підходи все ж мають недоліки того набору методів, які в них використовуються, хоча і деякі недоліки вдається компенсувати (як наприклад великий час розрахунку, чи низьку точність)

Враховуючи що запропонована система бездротовою передачі енер-

гії має велику кількість нелінійних елементів і великий порядок моделі, для визначення оптимального рішення було запропоновано використання саме генетичного алгоритму. Оскільки він дозволить знайти глобально оптимальне рішення на відміну від методів заснованих на використанні градієнту. Також також використання генетичного алгоритму дозволить досить гнучно додати систему обмежень і вагових критеріїв до задачі оптимізації.

Для оптимізації систем бездротової передачі енергії використовуються різні моделі і підходи, як наприклад багатокритеріальні оптимізації [21],[147],[24],[148], оптимізація передавальної частини [149],[150] чи оптимізація температурних параметрів схеми [151] бездротової передачі енергії.

Детальна модель системи передачі енергії складається з 12 реактивних компонентів і для опису такої системи вимагається система 12 порядку. Тобто для опису такої моделі з використанням методу припасування треба буде розв'язувати систему з 36 рівнянь. Це значно ускладнює можливість опису системи у вигляді аналітичної моделі. Також використання методу припасування вимагатиме розв'язку додаткових систем рівнянь для опису перехідного процесу під час комутації ключів системи передачі енергії.

В цьому випадку було запропоновано використовувати деталізовану імітаційну модель [152], [153] в процесі оптимізації системи бездротової передачі енергії (Рисунок 4.1). Така модель окрім наведених компонентів враховує також втрати в кожному з них, що значно покращує точність аналізу.

Запропонована імітаційна модель описана з використанням SPI-

SE моделей [154], [155], [156], [157], [158], що дозволяє отримати гнучкі можливостями до налаштування і подальшої модифікації.

Система введення (задавання параметрів модельованої схеми) і система виведення (отримання векторів зміни напруги, струму тощо.) виконані завдяки підключенню розробленої статичної бібліотеки у форматі dll (Dynamic-link library), написаної на мові програмування С. Ця бібліотека дозволяє формувати параметри схеми і генерувати набори даних всіх рішень, які були промодельовані і вигляді текстового файлу з розділювальним знаком (так званий csv (Comma-separated values) формат).

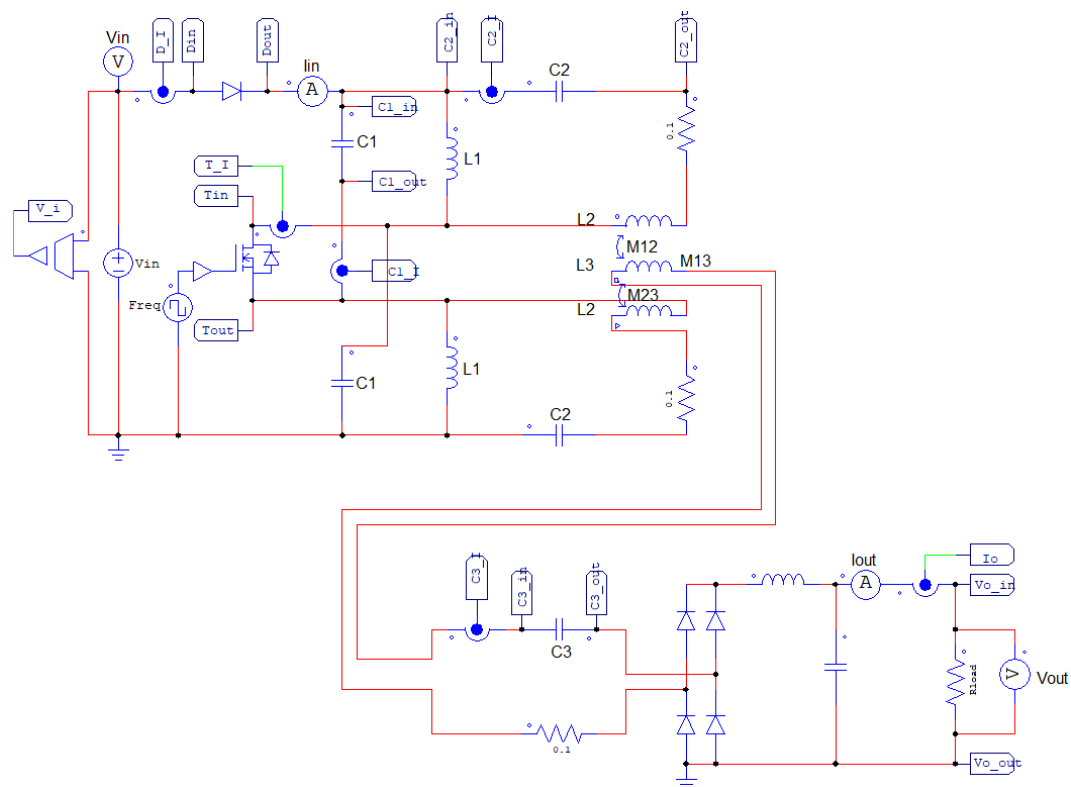


Рисунок 4.1 – Деталізована імітаційна модель системи бездротової передачі енергії

Вектор параметрів які будуть знайдені у процесі оптимізації наведено нижче.



$$\vec{x} = \begin{bmatrix} v_{in} & f_{sw} & L_z & k_{13} & k_{23} & R_l \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

Для отримання достовірних і практично реалізуємих рішень запропонованої топології кожен з наведених параметрів може приймати значення у попередньо визначеному діапазоні. Обмеження діапазону приведено у вигляді конкатенації двох векторів нижньої границі параметру  $x_{conmin}^{\rightarrow}$  та верхньої границі параметру  $x_{conmax}^{\rightarrow}$ :

$$x_{con} = \begin{bmatrix} x_{conmin}^{\rightarrow} \\ x_{conmax}^{\rightarrow} \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

Електричні компоненти, які беруть участь в оптимізації мають обмеження по струму і напрузі, що також було враховано. Окрім цього, зазвичай, в багатьох випадках зменшення значень параметрів струму і напруги є доцільним в процесі оптимізації і дозволить використовувати компоненти з меншими масогабаритними параметрами. Для мінімізації цих значень для опису цільових функції було запропоновано використовувати ряд сигмоїдальних функцій.

Перша функція це сигмоїдальна функція з масштабуванням діапазону:

$$\acute{\sigma}(x, x_{min}, x_{max}) = \frac{1}{1 + e^{-\left(\frac{12(x - x_{min})}{x_{max} - x_{min}}\right)^6}} \quad (4.3)$$

Друга функція це сигмоїдальна функція з визначеним діапазоном оптимуму:

$$\check{\sigma}(x, x_{min}, x_{max}) = 1 - \frac{1}{1 + e^{-\frac{12(x - x_{min})}{x_{max} - x_{min}} - 6}} + \frac{1}{1 + e^{-\frac{12((x - x_{max}) - x_{min})}{x_{max} - x_{min}} - 6}}; \quad (4.4)$$

Матриця обмежень критеріїв цільової функції:

$$D = \begin{bmatrix} v_{K1_{min}} & v_{K1_{max}} \\ v_{VT2_{min}} & v_{VT2_{max}} \\ v_{C_{min}} & v_{C_{max}} \\ i_{K1_{min}} & i_{K1_{max}} \\ i_{VT2_{min}} & i_{VT2_{max}} \\ i_{C_{min}} & i_{C_{max}} \\ \eta_{min} & \eta_{max} \\ v_{out_{min}} & v_{out_{max}} \\ p_{out_{min}} & p_{out_{max}} \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

Вектор критеріїв цільової функції складається з параметрів отриманих від результатів моделювання імітаційної моделі. Ці параметри підставляються в одну з сигмоїдальних функцій діапазон яких визначається у відповідності до отриманого параметру.

$$\vec{K} = \begin{bmatrix} \check{\sigma}(\eta, D_{7,1}, D_{7,2}) \\ \acute{\sigma}(v_{K1}, D_{1,1}, D_{1,2}) \\ \acute{\sigma}(v_{VT2}, D_{2,1}, D_{2,2}) \\ \acute{\sigma}(v_{C_{z1}}, D_{3,1}, D_{3,2}) \\ \acute{\sigma}(v_{C_{c1}}, D_{3,1}, D_{3,2}) \\ \acute{\sigma}(v_{C_{c3}}, D_{3,1}, D_{3,2}) \\ \acute{\sigma}(i_{K1}, D_{4,1}, D_{4,2}) \\ \acute{\sigma}(i_{VT2}, D_{5,1}, D_{5,2}) \\ \acute{\sigma}(i_{C_{z1}}, D_{6,1}, D_{6,2}) \\ \acute{\sigma}(i_{C_{c1}}, D_{6,1}, D_{6,2}) \\ \acute{\sigma}(i_{C_{c3}}, D_{6,1}, D_{6,2}) \\ \check{\sigma}(v_{out}, D_{8,1}, D_{8,2}) \\ \check{\sigma}(p_{out}, D_{9,1}, D_{9,2}) \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

Вектор вагових коефіцієнтів цільової функції визначає наскільки кожен з критеріїв цільової функції впливає на вихідне значення цільової функції:

$$\vec{B} = \begin{bmatrix} B_{\eta} & B_{v_{K1}} & B_{v_{VT2}} & B_{v_{C_{z1}}} & B_{v_{C_{c1}}} & B_{v_{C_{c3}}} & \dots \\ B_{i_{K1}} & B_{i_{VT2}} & B_{i_{C_{z1}}} & B_{i_{C_{c1}}} & B_{i_{C_{c3}}} & B_{v_{out}} & B_{p_{out}} \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

Цільова функція є сумою елементів вектору критеріїв цільової функції відмасштабованої і нормованої за допомогою вектору вагових коефіцієнтів цільової функції:

$$J = \vec{B} \cdot \vec{K}; \quad (4.8)$$

## 4.2 Оптимізація і аналіз результатів

### 4.2.1 Визначення обмежень параметрів оптимізації

Значення обмежень діапазону (4.2) наведено нижче. Вхідна напруга визначається напругами низьковольтних рішень які були описані в попередніх розділах.

$$x_{conmin}^{\rightarrow} = [12 \ 10 \ 0 \ 0 \ 0.1 \ 0] \quad (4.9)$$

$$x_{conmax}^{\rightarrow} = [48 \ 500 \ 300 \ 1 \ 1 \ 1000] \quad (4.10)$$

Значення обмежень цільової функції (4.5) визначається обмеженнями напруги і струму активних і пасивних компонентів.

$$D = \begin{bmatrix} 50 & 50 & 50 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 500 & 500 & 500 & 15 & 15 & 15 & 1 & 48 & 500 \end{bmatrix}^T \quad (4.11)$$

Результати моделювання елементів критеріїв цільової функції показаний нижче. Як видно у вибраному діапазоні зміни обраного параметру сигмоїдальна функція змінюється в діапазоні від 0 до 1. Подальше збільшення обраного параметру приводить до значного збільшення значення цього критерію цільової функції і буде визначатись генетичним алгоритмом як неоптимальне. Вагові коефіцієнти цільової функції (4.7) були вибрані для максимізації в першу чергу ефективності ( $B_{\eta}$ ). Другим пріоритетом вибиралось значення вихідних параметрів: напруги ( $B_{v_{out}}$ ) і потужності ( $B_{p_{out}}$ ). Третім пріоритетом є параметри активних компонентів ( $B_{v_{K1}}$ ,  $B_{v_{VT2}}$ ,  $B_{i_{K1}}$ ,  $B_{i_{VT2}}$ ). І останнім пріоритетом є параметри пасивних компонентів

$(B_{v_{Cz1}}, B_{v_{Cz1}}, B_{v_{Cz3}}, B_{i_{Cz1}}, B_{i_{Cz1}}, B_{i_{Cz3}})$ .

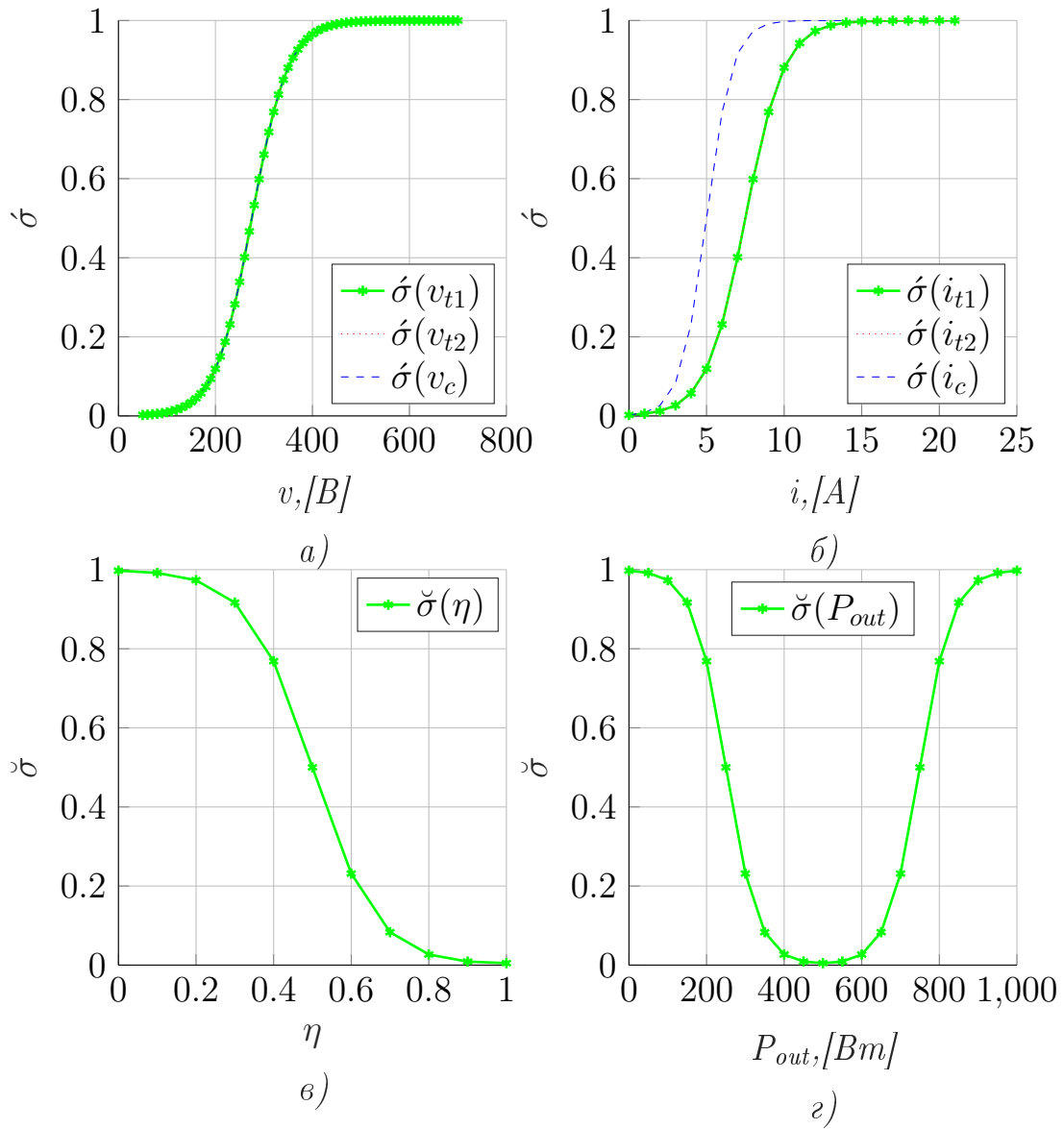


Рисунок 4.2 – Результати моделювання сигмоїдальних функцій: а) для напруг на компонентах  $\sigma(v_{K1})$ ,  $\sigma(v_{VT2})$ ,  $\sigma(v_C)$ ; б) для струмів через компоненти  $\sigma(i_{K1})$ ,  $\sigma(i_{VT2})$ ,  $\sigma(i_C)$ ; в) для ККД  $\check{\sigma}(\eta)$ ; г) для вихідної потужності  $\check{\sigma}(P_{out})$ ;

$$\vec{B} = \begin{bmatrix} 0.476 & 0.035 & 0.035 & 0.023 & 0.023 & 0.023 & \dots \\ 0.035 & 0.035 & 0.023 & 0.023 & 0.023 & 0.119 & 0.119\dots \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

#### 4.2.2 Аналіз результатів оптимізації

З результатів оптимізації (Рисунок 4.3) видно, що вагові критерії були наведені вірно і алгоритм знаходив оптимальні рішення для мінімальних напруг і струмів як активних так і реактивних компонентів схеми (Рисунок 4.4).

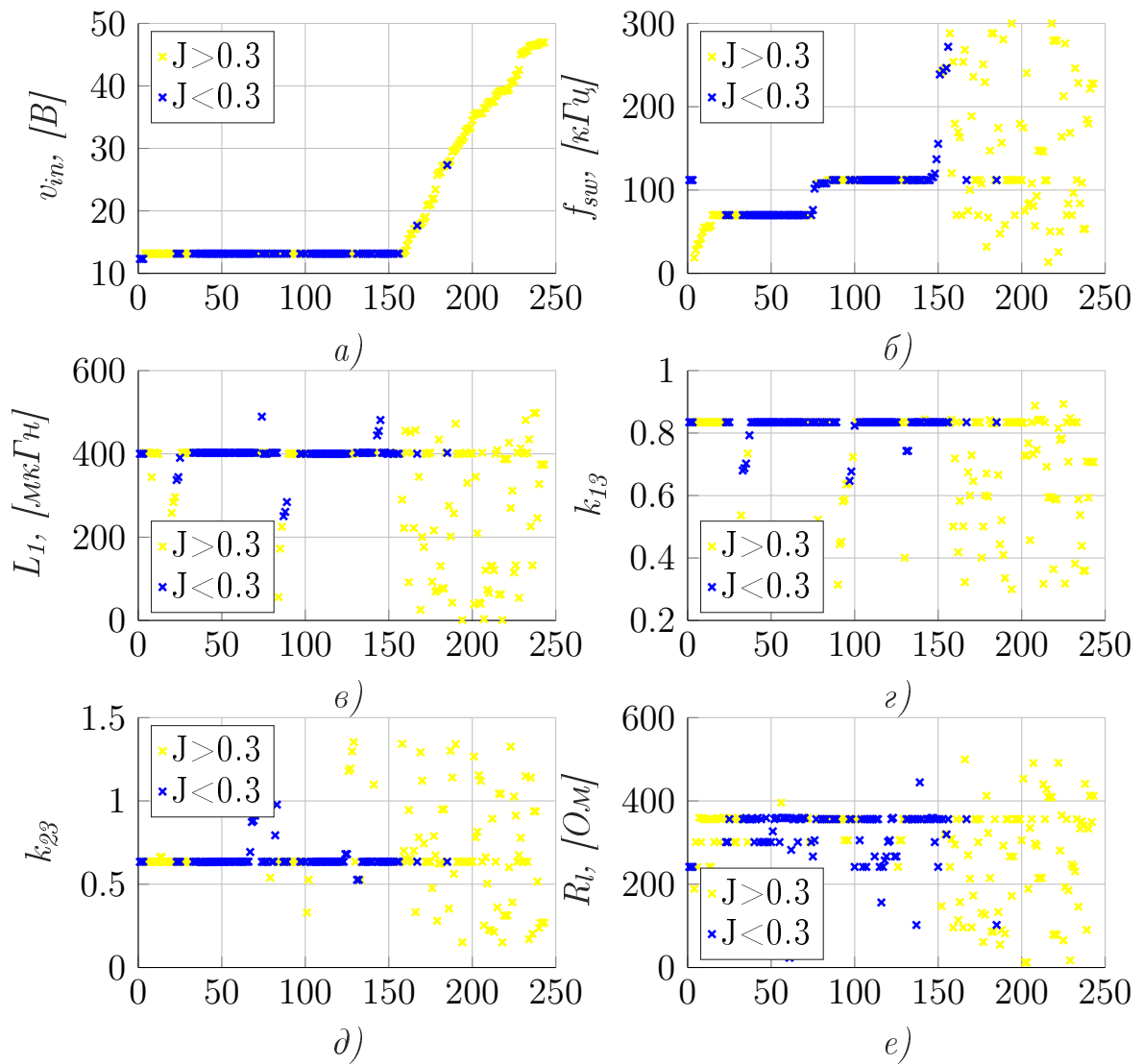


Рисунок 4.3 – Рішення вектора оптимізації: а)  $v_{in}$ ; б)  $f_{sw}$ ; в)  $L_z$ ; г)  $k_{13}$ ; д)  $k_{23}$ ; е)  $R_l$ ;

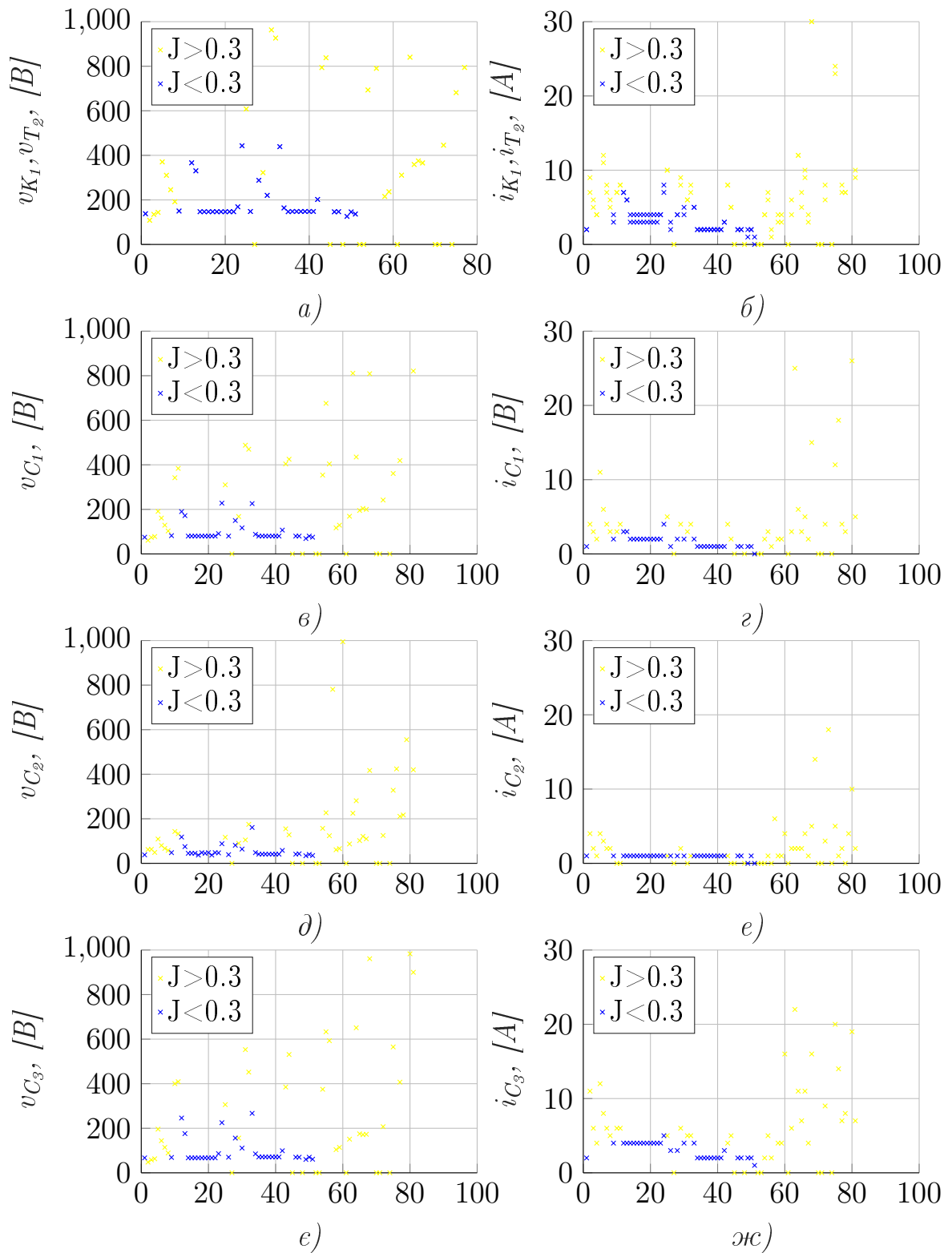


Рисунок 4.4 – Додаткові параметри оптимізації: а)  $v_{K_1}, v_{T_2}$ ; б)  $i_{K_1}, i_{T_2}$ ; в)  $v_{C_1}$ ; г)  $i_{C_1}$ ; д)  $v_{C_2}$ ; е)  $i_{C_2}$ ; е)  $v_{C_3}$ ; ж)  $i_{C_3}$ ;

Струми більшості оптимальних рішень не перевищують струм в

5 А для всіх компонентів струм яких був доданий як елемент цільової функції. Напруги на активних компонентах (Рисунок 4.4.а та рисунку 4.4.в) не перевищували напругу в 200 В в той час як напруги на реактивних компонентах були в діапазоні 80..120 В

Не зважаючи на широкий діапазон вибору вхідної напруги більша частина оптимальних рішень отримана при напругах, які не перевищують 20 В (Рисунок 4.8.а). Це викликано підвищуючими особливостями схеми і роботою компонентів схеми при низьких напругах при низьких значеннях вхідної напруги.

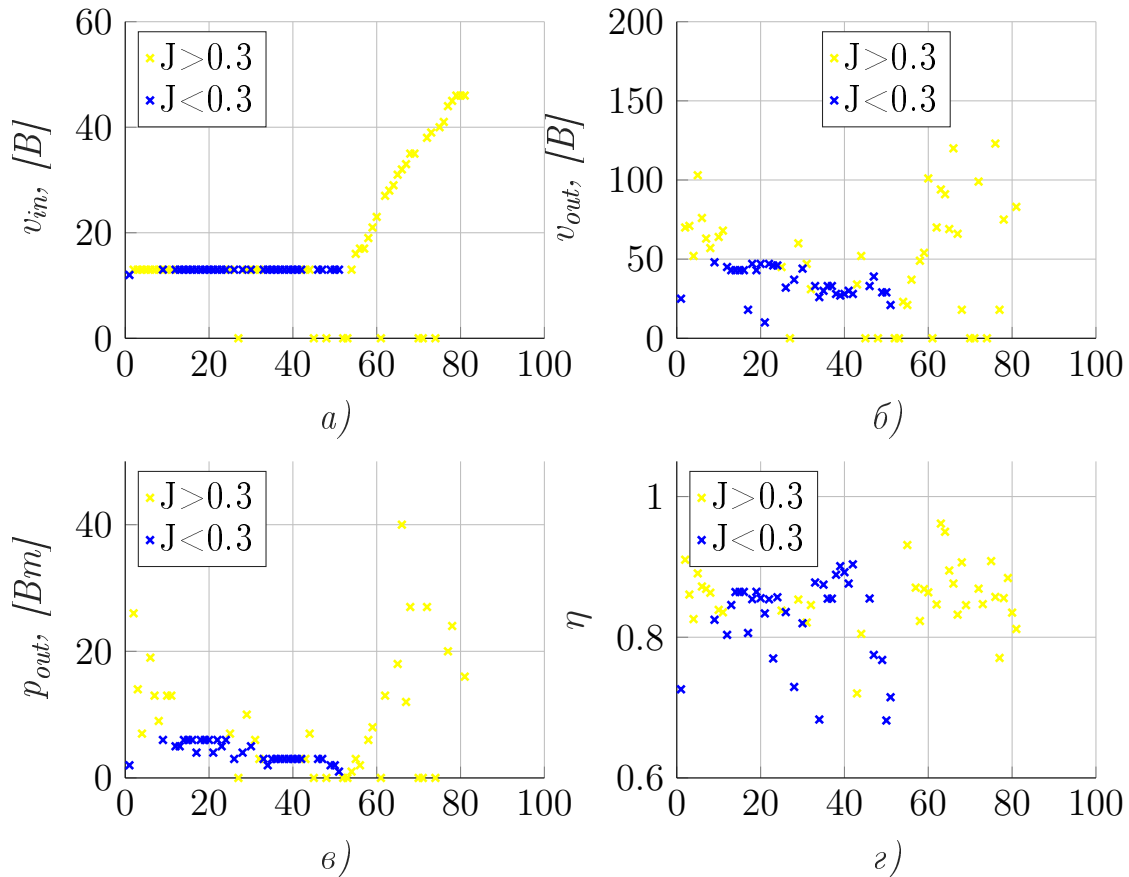


Рисунок 4.5 – Вхідні і вихідні параметри електричної схеми: а)  $v_{in}$ ; б)  $v_{out}$ ; в)  $p_{out}$ ; г)  $\eta$ ;



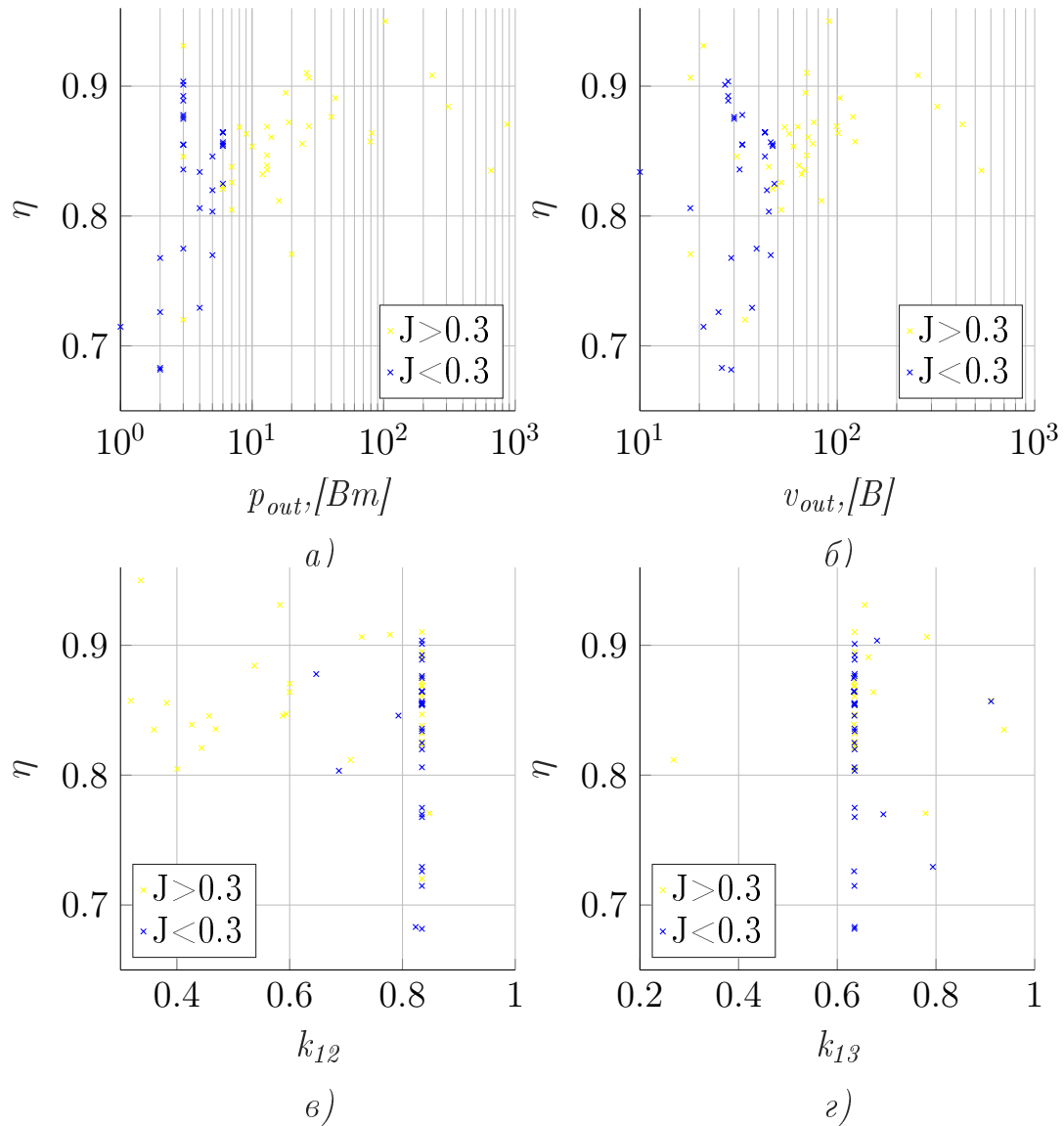


Рисунок 4.6 – ККД: а) залежність ККД від  $p_{out}$ ; б) залежність ККД від  $v_{out}$ ; в) залежність ККД від  $k_{12}$ ; г) залежність ККД від  $k_{13}$ ;

Рішення були проаналізовані з точки зору ККД як функцію від вихідної напруги  $v_{out}$  і вихідної потужності  $p_{out}$ . З результатів моделювання видно, що вдалось отримати досить велику кількість рішень з високою ККД але на жаль рішення з найбільшими значеннями ККД потребували використання високої напруги і струмів компонентів системи бездротової передачі енергії, що робить такі рішення нерентабельними оскільки для їх реалізації треба викори-

стовувати значно дорожчі компоненти.

Оптимальні рішення як показано на рисунку 4.7 знаходяться в діапазоні  $20V < v_{out} < 50V$ .

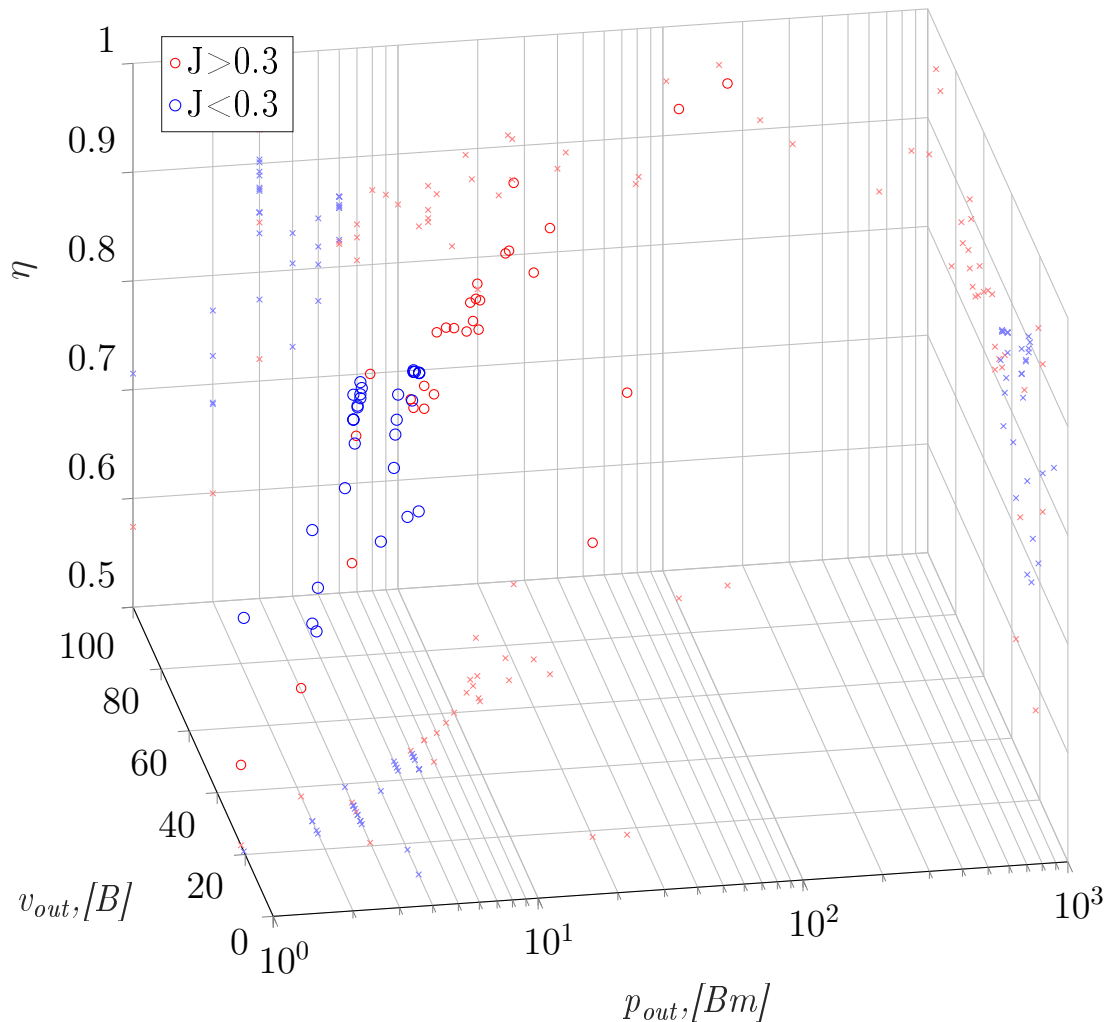


Рисунок 4.7 – ККД для різних рішень  $\eta(v_{out}, p_{out})$ ;

Для подальшого аналізу вагова функція була представлена у вигляді залежності від вихідної напруги  $v_{out}$  і вихідної потужності  $p_{out}$ . Результати аналізу наведені на рисунку 4.8.

Далі для цих даних був визначений фронт Парето [159]. Оскільки данні є нерівномірними то для інтерполяції таких даних був використаний метод інтерполяції розрізнених даних (Scattered Interpolant).

Отримавши інтерпольовану площину стала можлива побудова її контуру, що показано на рисунку 4.8. З результатів моделювання видно що найкращі рішення у відповідності до запропонованої цільової функції отримані для вихідної напруги  $v_{out} \approx 36V$   $v_{out} \approx 48V$  При потужностях  $p_{out} < 10W$

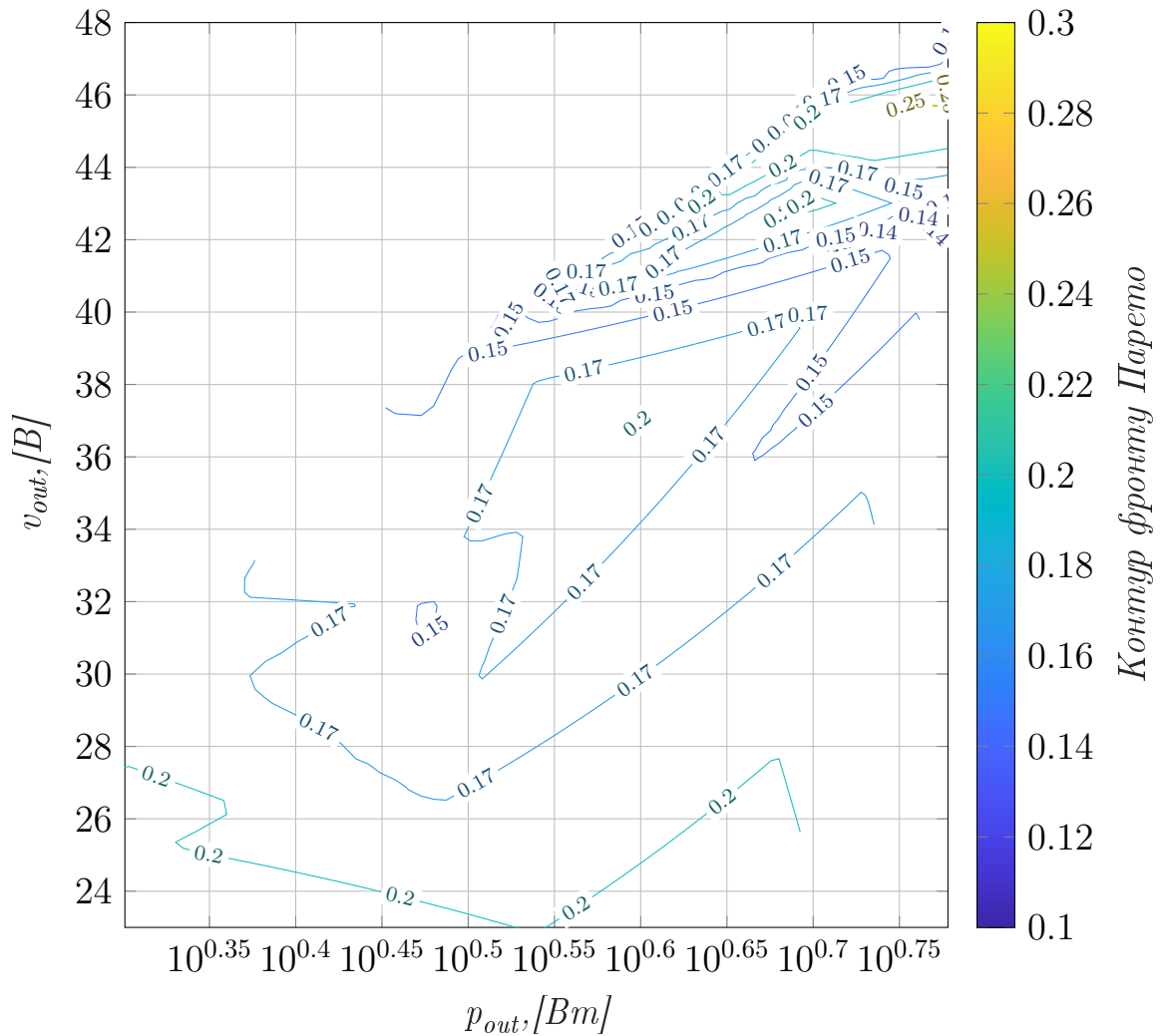


Рисунок 4.8 – Цільова функція для різних рішень  $J(v_{out}, p_{out})$ ;

### 4.3 Висновки до розділу 4

В даному розділі була виконана оптимізація системи бездротової передачі енергії на основі імпедансної ланки з використанням гене-

тичного алгоритму.

Параметри оптимізації були вибрані враховуючі пріоритет в отриманні мінімальних габаритів пасивних компонентів, що в свою чергу визначається значеннями струму і напруг в цих компонентах. На основні параметри були накладені обмеження для отримання рішень в яких напруги і струми були мінімальними, тобто рішення не вимагало би громіздких пасивних компонентів.

Результати моделювання показали що використання імпедансної ланки дозволяє розробити систему бездротової передачі низької потужності, де втрати в компонентах компенсуються роботою на високих напругах у порівнянні зі стандартними рішеннями де немає можливості підвищувати напругу на реактивних компонентах не збільшуючи вхідну напругу.

Отриманні рішення підходять до вибраного діапазону робочих напруг акумуляторів низьковольтних транспортних засобів.

# РОЗДІЛ 5

## РОЗРОБКА ЗАМКНУТОЇ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ

У цьому розділі представлено детальний опис і порівняння різних методів керування системою бездротової передачі енергії, а також часові діаграми для запропонованого багатоконтурну систему автоматичного керування.

Для керування вихідною напругою ( $v_{out}$ ) і струмом ( $i_{out}$ ) було запропоновано використовувати багатоконтурну [160] систему керування (Рисунок 5.1), де головний (внутрішній контур) керує вихідним струмом, а зовнішній контур керує вихідною напругою. Головний контур повинен працювати на вищій частоті для керування струмом в той час як зовнішній контур може працювати на низькій частоті.

В такому вигляді динаміка замкненої системи керування в більшій мірі буде визначатись саме внутрішнім контуром, як в режимі постійного струму так і постійної напруги.

На початку роботи система керування працює в режимі постійного струму (Рисунок 5.1). Контур регулювання напруги є неактивним оскільки рівень заряду батареї (і рівень напруги  $v_{out}$  на виході) є невеликим і відповідно не виконується умова  $v_{out} > v_{ref}$ . В цьому режимі  $i_{ref} = i_{refc}$ , а  $i_{dec} = 0$  і відповідно ніяка додаткова корекція опорного струму не виконується. Помилка керування струму  $i_{err}$  поступає на регулятор струму. Вихід регулятора струму підключено до об'єкту керування.

Об'єкт керування було розділено на дві частини:

- Високочастотний перетворювач і система БПЕ
- Вихідний фільтр і акумулятор

Перша частина об'єкту керування має високу динаміку оскільки система БПЕ і її резонансні контури працюють на високих частотах.

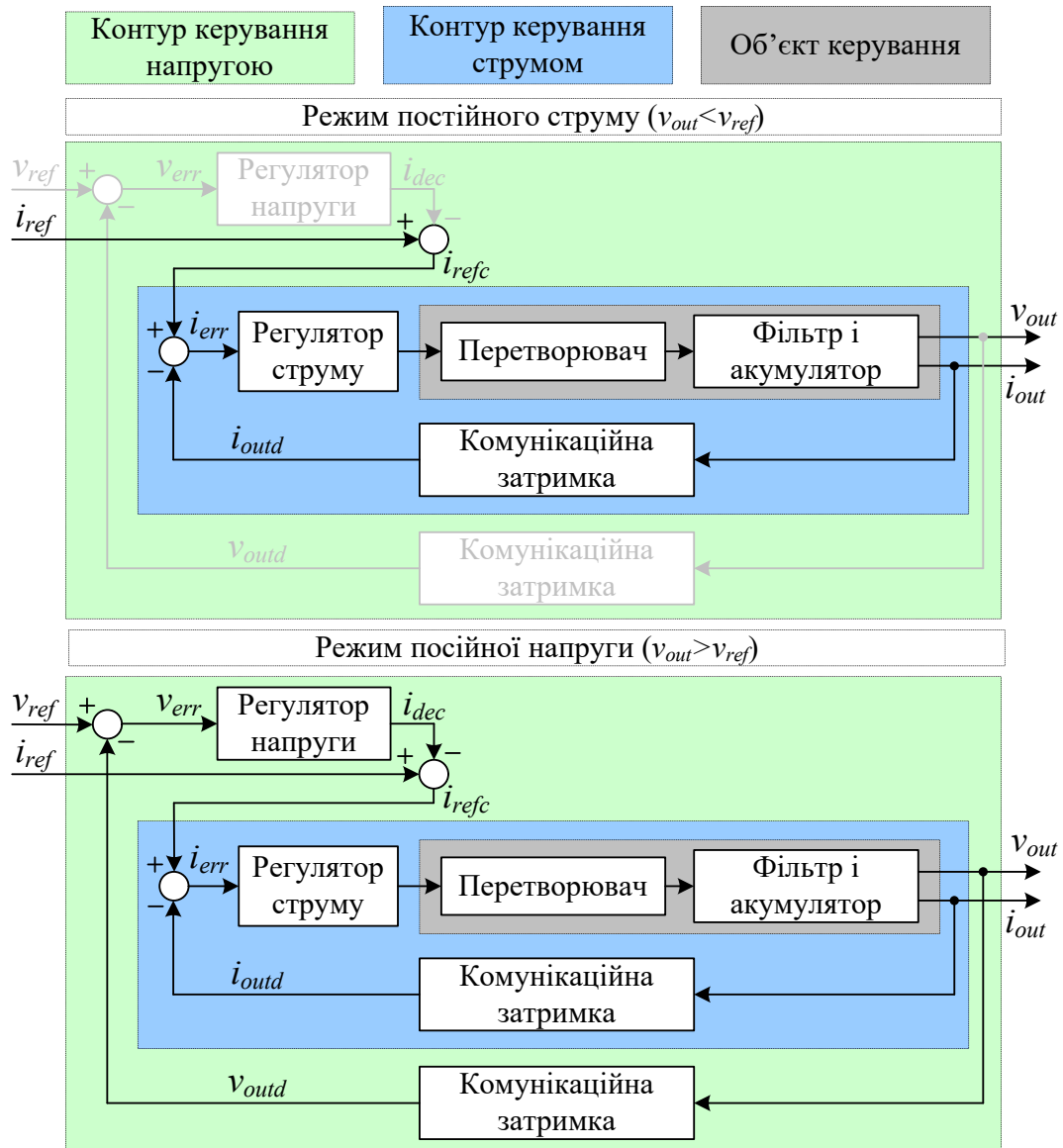


Рисунок 5.1 – Замкнута система керування БПЕ

Враховуючи обмеження системи керування з точки зору можливості комунікації, яка в таких системах може доходити до кількох

кГц, час перехідного процесу цієї ланки є коротшим ніж частота виміру вихідних параметрів. Враховуючи вищезазначене було виконано спрощення системи керування і даний блок було представлено у не інерційною ланкою, а коефіцієнтом підсилення.

Друга частина об'єкту керування це вихідний фільтр який працює на значно нижчій частоті і може бути описаний як інерційна ланка.

Окрім обмеження на частоту вибірки бездротовий зворотній зв'язок також має досить значну комунікаційну затримку тобто від моменту початку виміру вихідного струму чи вихідної напруги і до потрапляння цього виміру на вхід регулятора проходить досить значний період часу, який в свою чергу призводить до не достовірних вимірів і в системах з великою затримкою до нестабільності системи керування об'єктом. Саме цей факт сильно впливає на можливості реалізації недорогої бездротової системи зворотного зв'язку.

Як тільки акумулятор зарядиться до опорної напруги  $v_{out}$  і почне виконуватись умова  $v_{out} > v_{ref}$  система керування переходить в режим керування постійної напруги (Рисунок 5.1). В цьому режимі вмикається зовнішній контур керування. На відміну від контуру струму, де вихід регулятора є фактично керуючим сигналом для об'єкту керування, у випадку контуру керування напругою вихід регулятора напруги визначає рівень пониження опорного струму ( $i_{dec}$ ) для отримання опорної напруги на виході об'єкту керування, тобто:

$$i_{refc} = i_{ref} - i_{dec}; \quad (5.1)$$

Такий підхід до керування дозволяє значно спростити зовнішній

контур керування як з точки зору структури регулятора напруги (в багатьох випадках достатньо пропорційного чи ПІ регулятора) так і з точки зору частоти вибірки, оскільки вихідна напруга змінюється досить повільно.

Таким чином можна стверджувати, що динаміка і стабільність системи керування визначається в більшій мірі саме контуром струму і відповідно детальному аналізу підлягає саме контур регулювання струму.

## 5.1 ПІ регулятор струму

Замкнута система керування струмом з використанням ПІ регулятора показана нижче на рисунку 5.2.

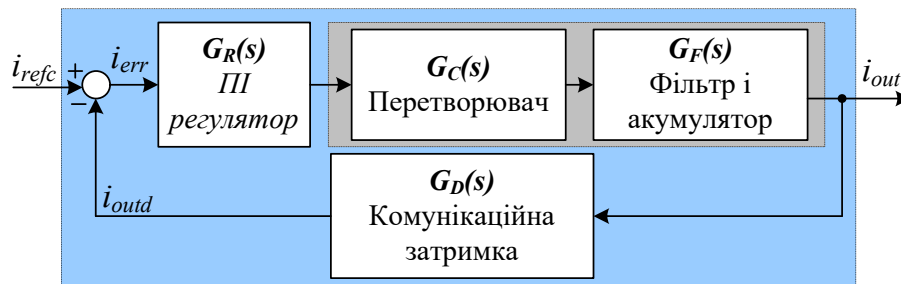


Рисунок 5.2 – Замкнута система керування струмом БПЕ з ПІ регулятором [10]

Передаточна функція ПІ регулятора  $G_R(s)$  складається з пропорційної ланки та інтегруючої ланки, яка виконує функцію компенсації статичної помилки керування

$$G_R(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (5.2)$$

Як було сказано раніше, передаточна функція системи БПЕ  $G_C(s)$



описується коефіцієнтом підсилення і визначається номіналом компонентів БПЕ

$$G_C(s) = G \quad (5.3)$$

Передаточна функція фільтра  $G_F(s)$  визначається номіналом індуктивності вихідного фільтра

$$G_F(s) = \frac{1}{sL} \quad (5.4)$$

Передаточна функція комунікаційної затримки  $G_D(s)$  описується експонентною і визначається часом затримки  $T_s$

$$G_D(s) = e^{-s \cdot t_d} \quad (5.5)$$

Передаточна функція системи керування струмом БПЕ ( $G_{pi_i}(s)$ ) приведена нижче:

$$G_{pi_i}(s) = \frac{(K_p + \frac{K_i}{s}) \cdot \frac{1}{sL} \cdot G}{1 + (K_p + \frac{K_i}{s}) \cdot \frac{1}{sL} \cdot G \cdot e^{-s \cdot t_d}} \quad (5.6)$$

Таблиця 5.1 – Параметри регулятора

Параметр	Значення	Одиниці виміру
$k_p$	0.06	—
$k_i$	0.015	—

Як видно з результатів моделювання (Рисунок 5.3) ПІ регулятор підтримує задану величину струму, але при значних затримках є нестабільним.

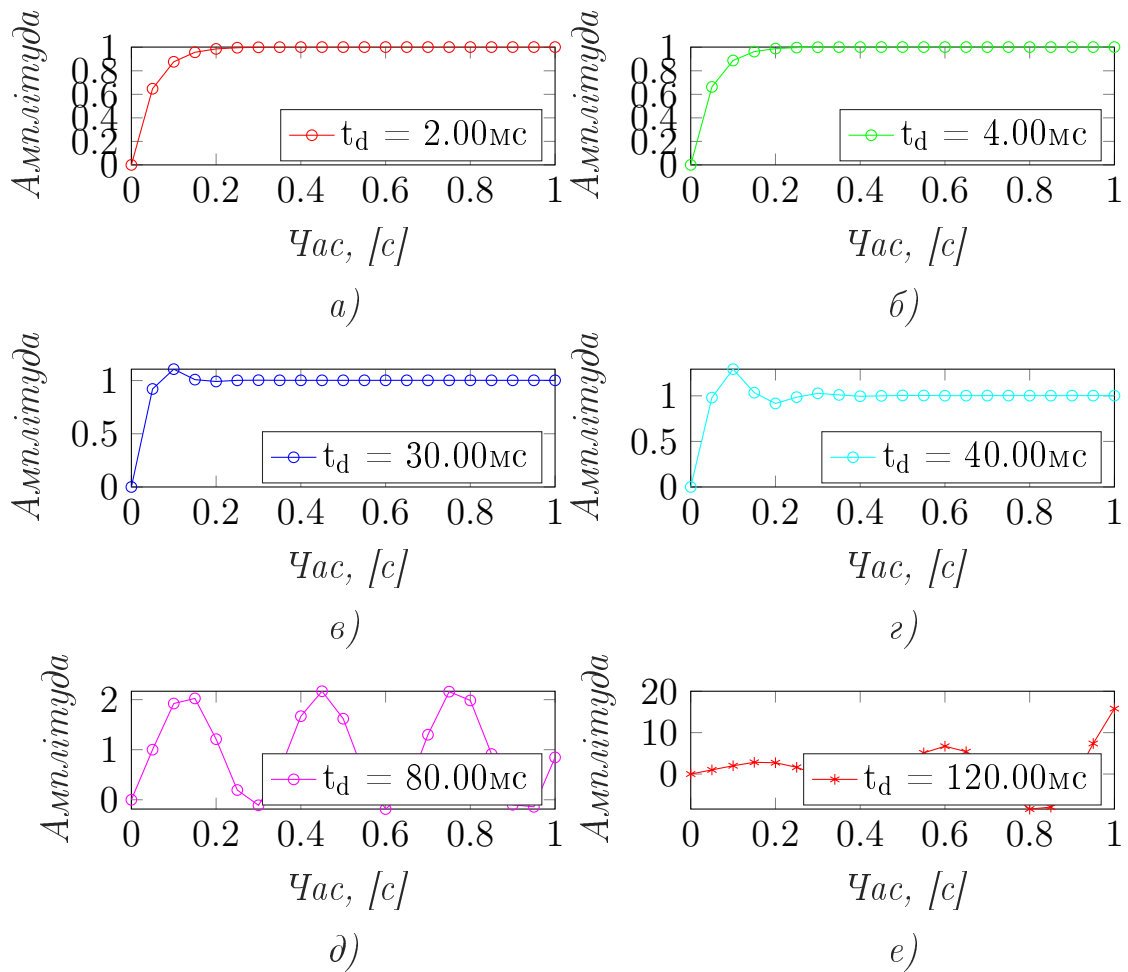


Рисунок 5.3 – Перехідна функція замкненої системи з ПІ регулятором, де комунікаційна затримка: а)  $t_d = 2\text{мс}$ ; б)  $t_d = 4\text{мс}$ ; в)  $t_d = 30\text{мс}$ ; г)  $t_d = 40\text{мс}$ ; д)  $t_d = 80\text{мс}$ ; е)  $t_d = 120\text{мс}$ ;

## 5.2 ПІД регулятор струму

Попереднє рішення мало значне перерегулювання і високу нестабільність для випадків високих значень комунікаційної затримки. Для покращення стабільності можна використати ПІД регулятор (Рисунок 5.4) де диференційна ланка буде виконувати функцію обмеження перерегулювання і розширювати робочі межі стабільної регуляції вихідного струму.

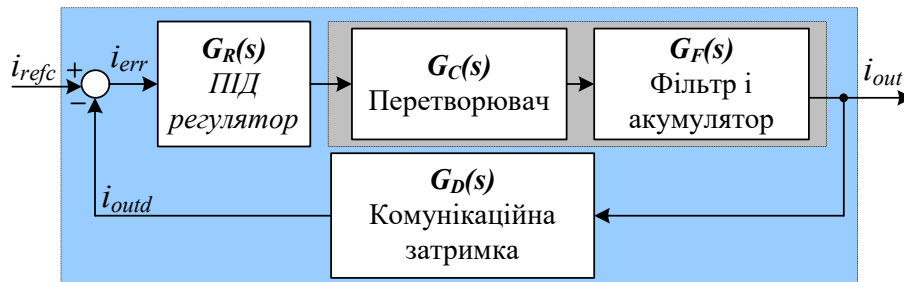


Рисунок 5.4 – Замкнута система керування струмом БПЕ з ПІД регулятором

Передаточна функція регулятора ПІД  $G_R(s)$  складається з пропорційної ланки, інтегруючої ланки яка виконує функцію компенсації статичної помилки керування та диференційної ланки, яка компенсує перерегулювання.

$$G_R(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \quad (5.7)$$

Передаточна функція системи керування струмом бездротової передачі енергії ( $G_{pid_i}(s)$ ) приведена нижче:

$$G_{pid}(s) = \frac{(K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s) \cdot \frac{1}{sL} \cdot G}{1 + (K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s) \cdot \frac{1}{sL} \cdot G \cdot e^{-s \cdot t_d}} \quad (5.8)$$

Таблиця 5.2 – Параметри регулятора

Параметр	Значення	Одиниці виміру
$k_p$	0.06	—
$k_i$	0.015	—
$k_d$	0.0008	—

Порівнюючи перехідну функцію ПІ регулятора (Рисунок 5.3) і перехідну функцію ПІД регулятора (Рисунок 5.5) для різних зна-

чень комунікаційної затримки видно, що диференційна складова дозволила зменшити перерегулювання і коливання регульованої величини. Це особливо видно при комунікаційній затримці  $t_d = 40\text{мс}$  (Рисунок 5.5.г), де в випадку ПІ регулятора додатково до перерегулювання виникає коливальний процес (Рисунок 5.3.г).

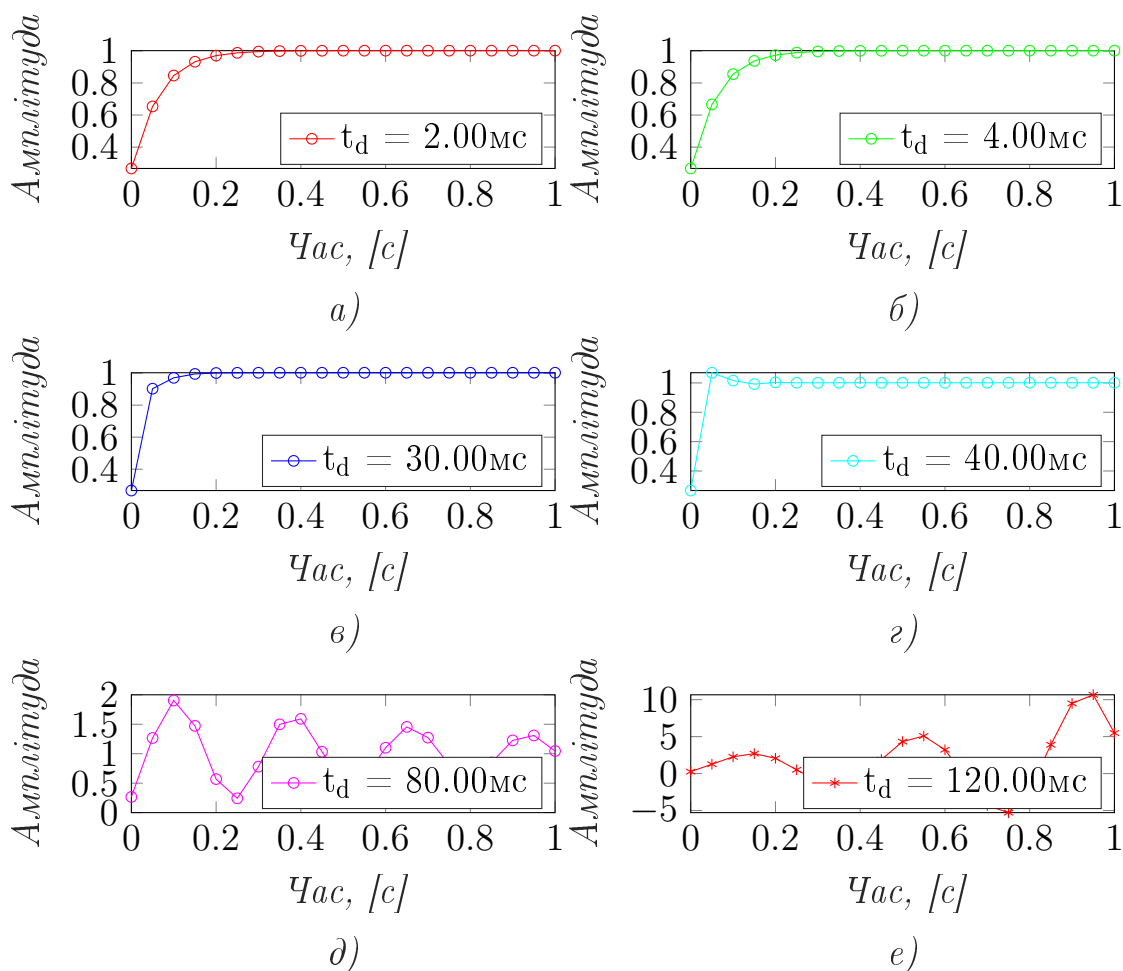


Рисунок 5.5 – Перехідна функція замкненої системи з ПІД регулятором, де комунікаційна затримка: а)  $t_d = 2\text{мс}$ ; б)  $t_d = 4\text{мс}$ ; в)  $t_d = 30\text{мс}$ ; г)  $t_d = 40\text{мс}$ ; д)  $t_d = 80\text{мс}$ ; е)  $t_d = 120\text{мс}$ ;

При більший значеннях затримки диференційна складова також дозволила розширити діапазон стабільної роботи регулятора навіть при затримці в  $t_d = 80\text{мс}$  (Рисунок 5.5.д). Як видно під час регулювання з такою затримкою з використанням ПІ регулятора система

вже була нестабільна (Рисунок 5.3.д) в той час як під час регулювання з ПІД регулятором, незважаючи на досить суттєвий коливальний і довгий перехідний процес система є стабільною (Рисунок 5.5.д).

### **5.3 ПІД регулятор струму з предиктором Сміта**

До цього моменту система керування не компенсувала вплив комунікаційної затримки на систему керування. Це призводило до того що інформація, яка отримувалась від зворотного зв'язку, завжди мала затримку, а це в свою чергу впливало на стабільність системи керування. Без врахування затримки система керування не може отримати достовірні значення відхилення чи перерегулювання і відповідно її дії в деяких випадках (за аналогією з позитивним зворотнім зв'язком) можуть викликати навпаки додаткові коливання регульованого параметру.

З розвитком цифрових технологій методики предиктивного керування набули значного інтересу [161], [162], [163]. Одним з методів компенсації комунікаційної затримки є використання предиктору Смітта [164], [165].

Принцип роботи предиктора Сміта полягає у моделювання процесів, які відбуваються в керованому об'єкті, аналітично, без затримки і використанням цієї інформації в якості зворотного зв'язку для визначення похибки регулювання (Рисунок 5.6).

Звичайно в реальних системах незалежно від порядку і точності моделі завжди буде виникати розбіжність між реальним об'єктом і аналітичною моделлю. Для цього система керування має другий зворотній зв'язок, який як раз компенсує цю розбіжність.

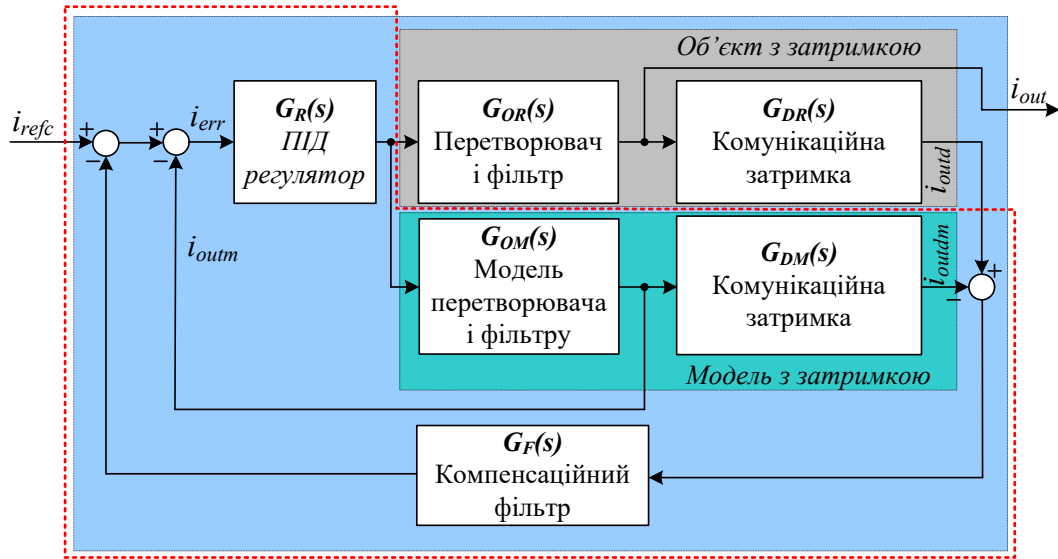


Рисунок 5.6 – Замкнута система керування БПЕ з предиктором Сміта

До переваг такого методу керування належить:

1. Простота реалізації, оскільки окрім імітаційної моделі об'єкту і фільтра не вимагає визначення чи безперервного розрахунку додаткових параметрів чи коефіцієнтів
2. Компенсація затримки реалізується аналітично без необхідності використання додаткових датчиків (окрім датчику регульованого параметру)
3. Неточність моделі компенсується додатковим контуром
4. Робота предиктора не визначається типом регулятора що дає можливість використовувати будь який регулятором (П, ПІ чи якісь більш складні структури)

Для подальшого аналізу визначимо передаточну функцію замкнутої системи керування з предиктором.

Перенесемо внутрішній контур зворотного зв'язку перед моделлю перетворювача  $G_{OM}(s)$ , додавши відповідно  $G_{OM}(s)$  до контуру зворотного зв'язку.

Зворотній зв'язок і регулятор  $G_R(s)$  можуть бути описані як:

$$G_1(s) = \frac{G_R(s)}{1 + G_R(s)G_{OM}(s)} \quad (5.9)$$

Перенесемо вихід  $i_{out}$  перед перетворювачем  $G_{OR}(s)$ . Запишемо об'єкт і модель з затримками як:

$$G_2(s) = G_{OR}(s)G_{DR}(s) \quad (5.10)$$

$$G_3(s) = G_{OM}(s)G_{DM}(s) \quad (5.11)$$

Опишемо утворений зворотній зв'язок до  $G_1(s)$  як:

$$G_4(s) = G_F(s)(G_2(s) - G_3(s)) \quad (5.12)$$

Зворотній зв'язок  $G_4(s)$  і  $G_1(s)$  можуть бути описані як:

$$G_5(s) = \frac{G_1(s)}{1 + G_1(s)G_4(s)} \quad (5.13)$$

Фінальна передаточна функція може бути описана наступним чином:

$$G_{wpt}(s) = G_5(s)G_{OR}(s) \quad (5.14)$$

Виконавши усі підстановки отримаємо передаточну функцію:

$$G_{pids_i}(s) = \frac{\left( \frac{G_R(s)}{1 + G_R(s)G_{OM}(s)} \right) G_{OR}(s)}{1 + \left( \frac{G_R(s)(G_F(s)[G_{OR}(s)G_{DR}(s) - G_{OM}(s)G_{DM}(s)])}{1 + G_R(s)G_{OM}(s)} \right)} \quad (5.15)$$

В ідеальному випадку модель  $G_{OM}(s)$  повністю описує об'єкт керування  $G_{OR}(s)$  і комунікаційну затримку  $G_{DR}(s)$ . Відповідно зовнішній контур компенсації завжди рівний нулю.

В цьому випадку передаточна функції системи описується наступним рівнянням:

$$G_{pids}(s) = \left( \frac{G_R(s)}{1 + G_R(s)G_{OM}(s)} \right) G_{OR}(s) \quad (5.16)$$

Як видно в цьому випадку керування (з відсутністю комунікаційних затримок) виконується на базі аналітичної моделі, а керуючий сигнал відповідно подається як на модель  $G_{OM}(s)$  так і на об'єкт керування  $G_{OR}(s)$ .

Виконаємо аналіз передаточної функції, прийнявши для спрощення, що  $G_F(s) = 1$ .

Як видно з перехідних функцій (Рисунок 5.7) у даному випадку предиктор Сміта повністю компенсує комунікаційну затримку  $G_D(s)$  і відповідно підставляючи правильне значення затримки в контур предикції можна повністю її компенсувати.



В цьому випадку система буде залишатись стабільно для будь яких значень комунікаційної затримки як показано на перехідних функціях нижче.

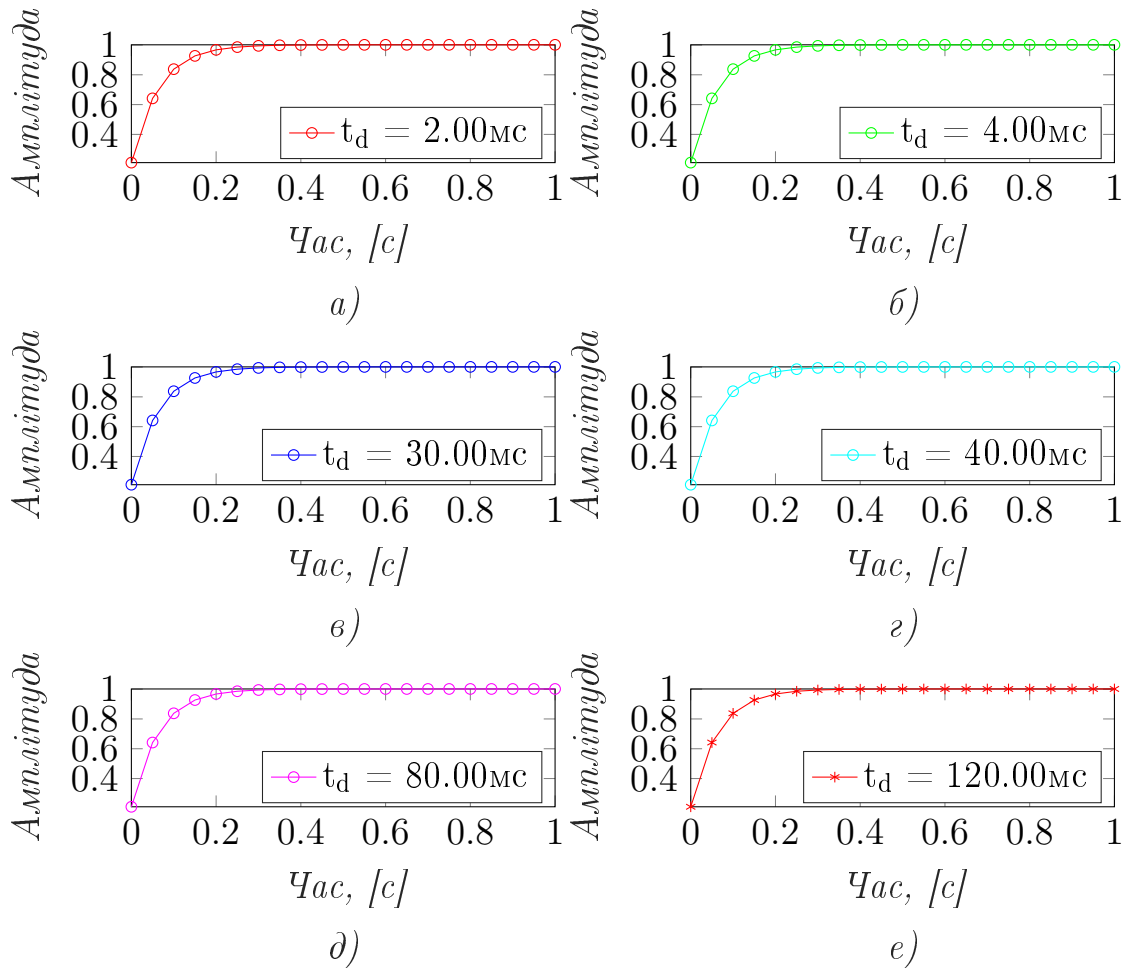


Рисунок 5.7 – Перехідна функція замкненої системи з ПІД регулятором і предиктором Сміта, де комунікаційна затримка: а)  $t_d = 2\text{мс}$ ; б)  $t_d = 4\text{мс}$ ; в)  $t_d = 30\text{мс}$ ; г)  $t_d = 40\text{мс}$ ; д)  $t_d = 80\text{мс}$ ; е)  $t_d = 120\text{мс}$ ;

## 5.4 Аналіз роботи регулятора з предиктором при неточності моделювання об'єкту і комунікаційної затримки

Для перевірки стабільності роботи при відхиленнях моделі  $G_{OM}(s)$  проведемо перевірку роботи, коли похибка виміру вихідного фільтра знаходиться в діапазоні  $-50..50\%$ . Моделювання проведемо для затримки в 120 мс.

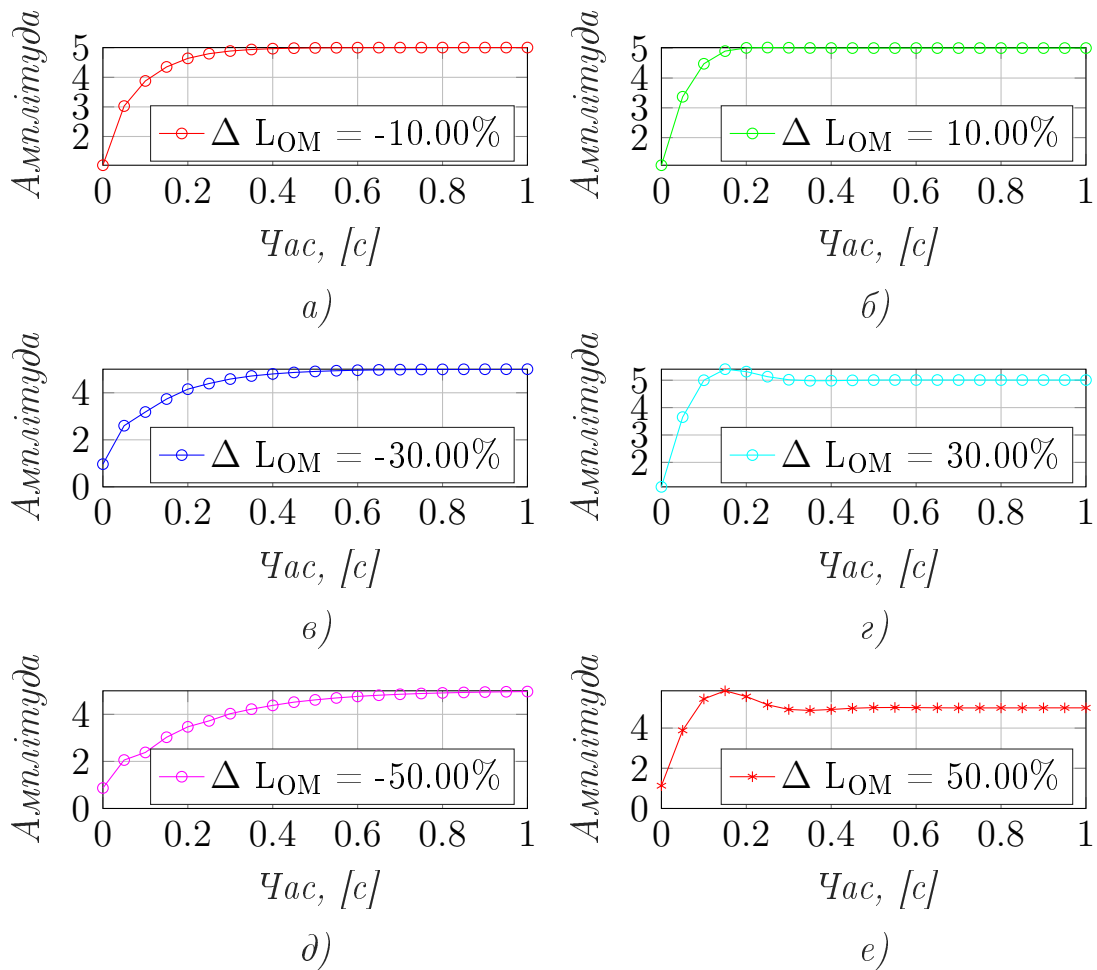


Рисунок 5.8 – Перехідна функція замкненої системи з ПІД регулятором і предиктором Сміта, де помилка моделі: а)  $\Delta L_{OM} = -10\%$ ; б)  $\Delta L_{OM} = 10\%$ ; в)  $\Delta L_{OM} = -30\%$ ; г)  $\Delta L_{OM} = 30\%$ ; д)  $\Delta L_{OM} = -50\%$ ; е)  $\Delta L_{OM} = 50\%$ ;

Як видно з результатів моделювання (Рисунок 5.8) система залишається стабільною хоча і при великих значеннях відхилення від реального значення вихідної індуктивності є значне перерегулювання і затухаючий коливальний процес. Це відбувається коли номінал індуктивності в моделі більше ніж реальне значення.

В іншому випадку, коли значення в моделі менше ніж реальне і модель має більшу динаміку (тобто час перехідного процесу є меншим ніж реальний) неточність моделі не призводить до коливальних процесів, а тільки збільшує час перехідного процесу (Рисунок 5.8).

Окрім неточностей моделі системи передачі енергії в реальних застосуваннях нестабільною також може бути і комунікаційна затримка.

Це може бути викликано різними факторами такими як нестабільність комунікації під впливом зовнішніх електромагнітних впливів чи затримки викликані роботою черг системи керування побудованої з використанням операційної системи реального часу.

Для верифікації стабільності роботи алгоритму в наведених умовах модель була проаналізована для похибки затримки в діапазоні -60..60мс.

Як видно з результатів моделювання (Рисунок 5.9) для високих значень комунікаційної затримки виникають коливання регульованої величини але на відміну від регуляторів ПІ і ПІД типу система залишається стабільною.

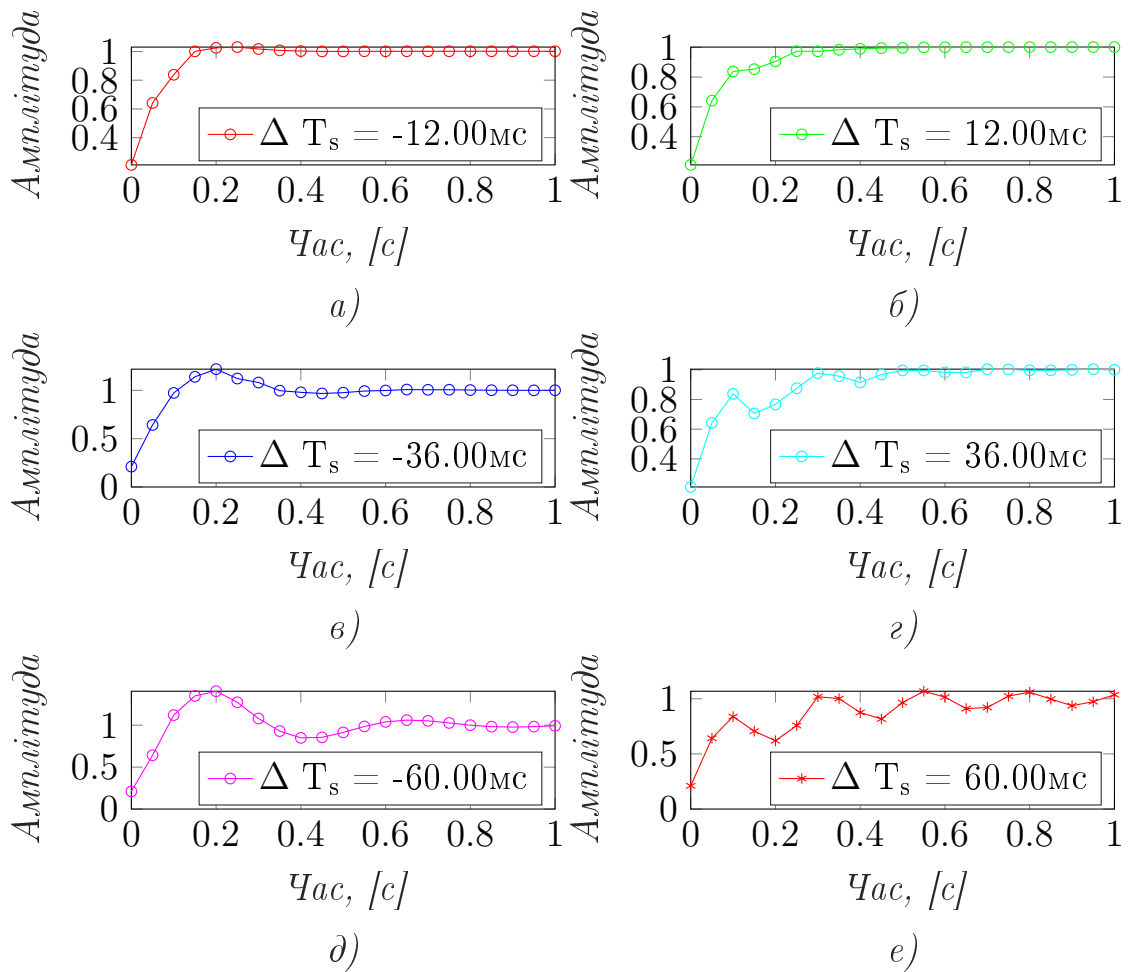


Рисунок 5.9 – Перехідна функція замкненої системи з ПІД регулятором і предиктором Сміта, де помилка затримки: а)  $\Delta T_s = -12\text{мс}$ ; б)  $\Delta T_s = 12\text{мс}$ ; в)  $\Delta T_s = -36\text{мс}$ ; г)  $\Delta T_s = 36\text{мс}$ ; д)  $\Delta T_s = -60\text{мс}$ ; е)  $\Delta T_s = 60\text{мс}$ ;

Попередні моделювання були виконані без використання фільтру в зворотному зв'язку. Для аналізу впливу фільтру на стабільність роботи регулятора використаємо простий фільтр першого порядку:

$$G_F(s) = \frac{1}{1 + 0.1 \cdot s} \quad (5.17)$$

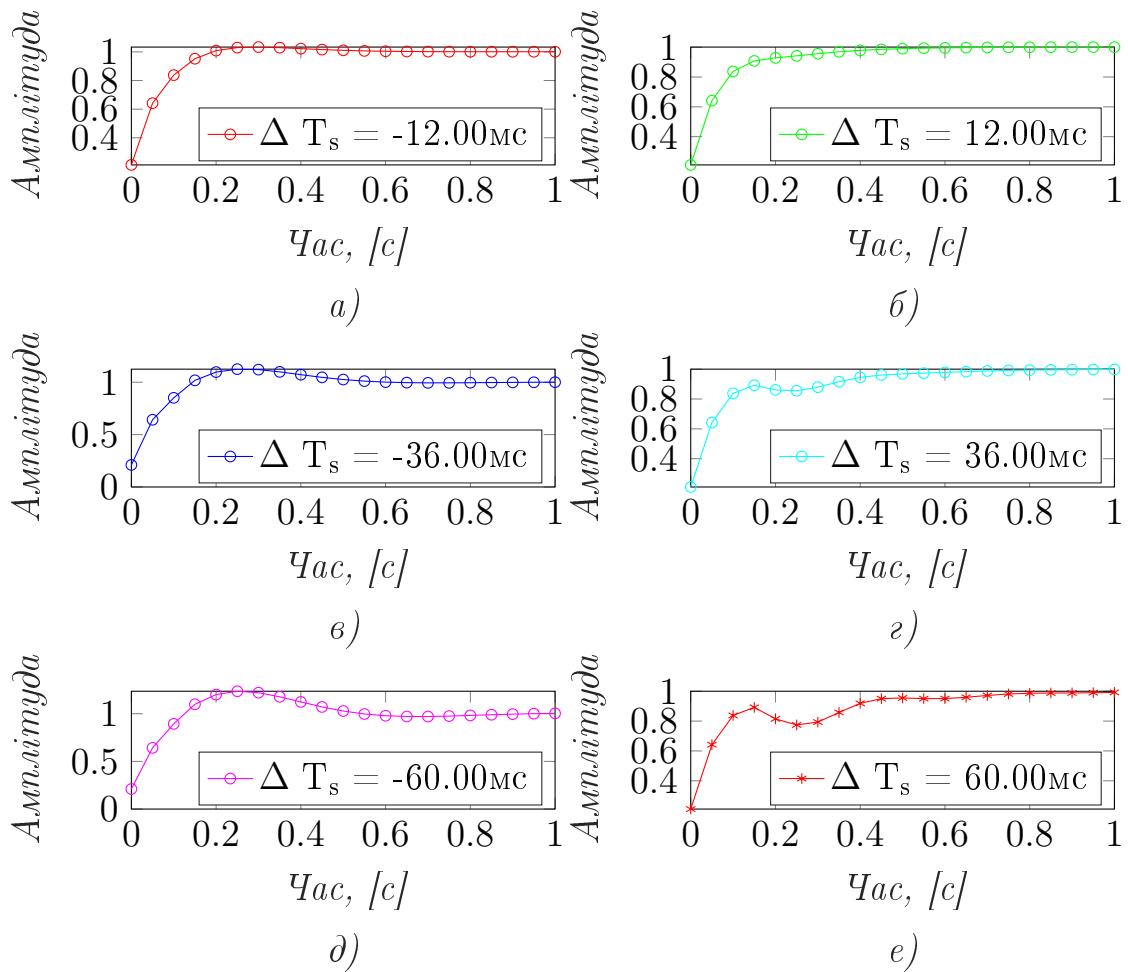


Рисунок 5.10 – Перехідна функція замкненої системи з ПІД регулятором і предиктором Сміта з фільтром, де помилка затримки: а)  $\Delta T_s = -12\text{мс}$ ; б)  $\Delta T_s = 12\text{мс}$ ; в)  $\Delta T_s = -36\text{мс}$ ; г)  $\Delta T_s = 36\text{мс}$ ; д)  $\Delta T_s = -60\text{мс}$ ; е)  $\Delta T_s = 60\text{мс}$ ;

Як видно з результатів моделювання (Рисунок 5.10) рівень перерегулювання, як і стабільність регульованої величини значно покращилась, з чого можна зробити висновок що навіть при значних відхиленнях елементів моделі, робота з предиктором Сміта дозволяє отримати стабільне керування вихідним параметром.

## 5.5 Порівняння отриманих рішень регуляторів

Три запропоновані структури регуляторів як і випадки роботи з помилками моделі об'єкту керування та комунікаційної затримки були порівняні під час роботи з затримкою в 40 мс. Результати показані нижче в таблиці 5.3. .

Таблиця 5.3 – Порівняння основних параметрів регуляторів

Параметри	ПІ регулятор	ПІД регулятор	ПІД регулятор з предиктором
$t_{TT}$ , [с]	0.314	0.100	0.249
$t_{ST}$ , [с]	0.314	0.095	0.237
$y_{min}$ , [А]	0.916	0.992	0.927
$y_{max}$ , [А]	1.293	1.069	1.001
$t_{RT}$ , [с]	0.041	0.040	0.136
$y_P$ , [А]	1.293	1.069	1.001

Де:

$t_{TT}$  - Час перехідного процесу ( Transient Time )

$t_{ST}$  - Час установлення ( Settling Time )

$y_{min}$  - Мінімум в усталеному режимі ( Settling Min )

$y_{max}$  - Максимум в усталеному режимі ( Settling Max )

$t_{RT}$  - Час наростання ( Rise Time )

$y_P$  - Пікове значення ( Peak )

Як видно з результатів ПІ та ПІД регулятор без предиктора для таких рівнів комунікаційних затримок має значний рівень перерегулювання.

В той же час робота з предиктором Сміта дозволяє отримувати стабільне регулювання при таких рівнях затримки.

Слід зазначити що при використанні предиктора Сміта час перехідного процесу є дещо довшим у порівнянні з ПІД регулятором.

Час перехідного процесу можна зменшити подальшим налаштуванням коефіцієнтів регулятора.

## 5.6 Висновки до розділу 5

В розділі було проаналізовано та запропоновано декілька систем керування без та з урахуванням комунікаційної затримки між приймачем і передавачем завдяки використанню предиктору. Для кожної з запропонованих систем керування була розроблена спрощена імітаційна модель, яка враховує тільки основні компоненти системи передачі енергії, які впливають на динаміку системи.

Системи керування без урахування комунікаційної затримки показали можливість керування передачею енергії зі значним перерегулюванням.

Запропонована система керування з предиктором Сміта заснована на спрощеній імітаційній моделі дозволила зменшити перерегулювання і час виходу на очікуване значення струму. Слід врахувати що якість регулювання залежить від точності моделі і від точності компонентів схеми. Для компенсації цих впливів використовується другий контур. Який компенсує неточність моделі у порівнянні з реальним об'єктом. Доцільність такої системи керування визначається економічним фактором, тобто можливістю зменшити ціну системи керування за рахунок недорогих систем комунікації в яких значення комунікаційної затримки може мати досить великі значення.

# РОЗДІЛ 6

## ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНИЙ АНАЛІЗ

### 6.1 Експериментальна перевірка на малій потужності

Для перевірки запропонованої топології та конструкцій котушок було розроблено експериментальну установку для тестування системи бездротові передачі енергії з використанням імпедансної ланки (Рисунок 6.1.а). Він складається з плати керування, плати перетворювача, з'єднаних котушок та навантаження.

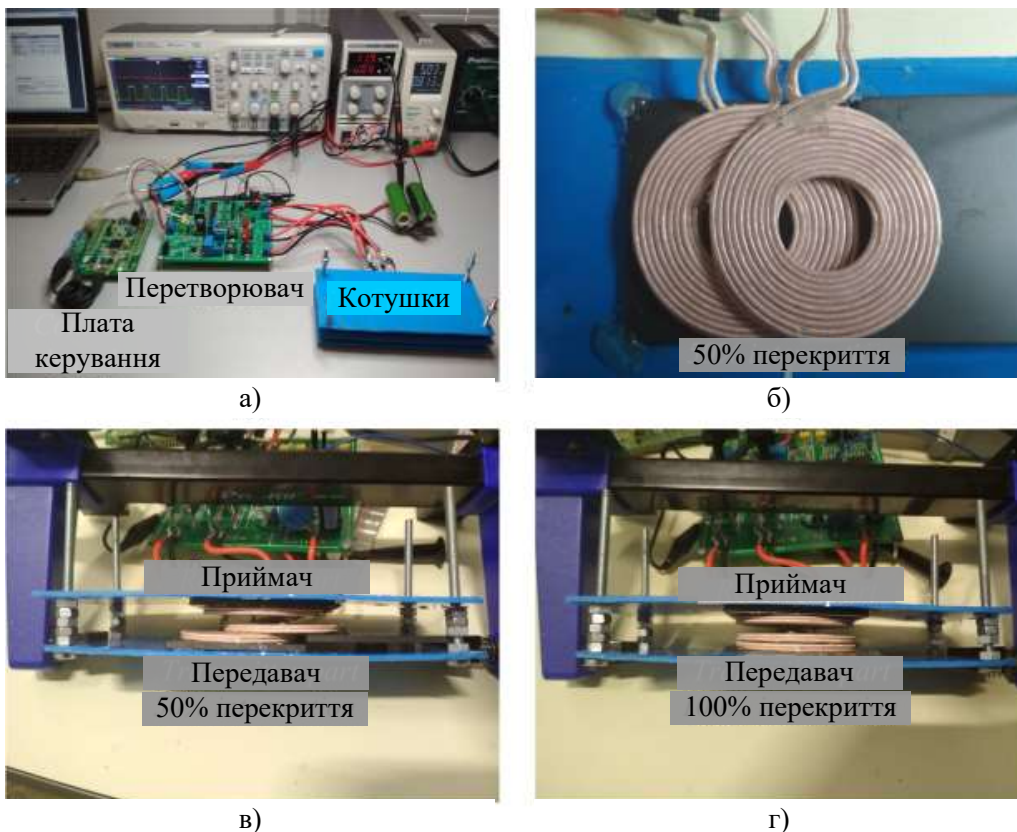


Рисунок 6.1 – Експериментальний прототип: (а) зовнішній вигляд компонентів; (б) передавальні котушки; (в) котушки з 50% перекриттям; (г) котушки з 100% перекриттям.



Таблиця 6.1 – Параметри експериментальної установки

Символ	Короткий опис	Значення	
<b>Первинна сторона</b>			
$f_{sw}$	Частота перемикання	140	кГц
$L_{z1}, L_{z2}$	Індуктивність імпедансної ланки	11	мкГн
$C_{z1}, C_{z2}$	Ємність імпедансної ланки	470	нФ
<b>Індуктивності</b>			
$L_{c1}, L_{c2}, L_{c3}$	Індуктивність котушки	5.8	мкГн
$R_{cl}$	Опір котушки	10	МОм
$Q$	Добротність	100	-
<b>Транзистори - IPI041N12N3</b>			
$V_{DS}$	Напруга сток-витік	120	В
$R_{DS}$	Опір сток-витік	3.5	МОм
$I_{DS}$	Струм витоку	120	А
$t_{on}$	Час відкриття	35	нс
<b>Діоди - FERD40U50C</b>			
$V_{RRM}$	Пік зворотної напруги	50	В
$V_F$	Пряме падіння напруги	0.43	В
$I_F$	Середній прямий струм	20	А
<b>Вторинна сторона</b>			
$C_f$	Фільтруючий конденсатор	1000	мкФ
$R_L$	Значення навантаження	1 - 50	Ом

Оскільки основним завданням була перевірка ефективності топології, як первинна, так і вторинна сторони були виконані на одній друкованій платі, а для спрощення системи були обрані MOSFET-транзистори. У комерційній реалізації GaN транзистори можуть бути кращими, оскільки можна збільшити ефективність і частоту перемикання [38], [166], [167]. Вхідна напруга  $V_{in} = 5$  В. Основні параметри експериментальної установки наведено в (Табл. 6.1). Котушки виготовлені з двох паралельно включених літцендратів і мають феритові пластини для концентрації потоку. Цифрові сигнали для керування транзисторами генерувалися за допомогою плати з мі-

кроконтролером STM32F407VGT з робочою частотою 168 МГц.

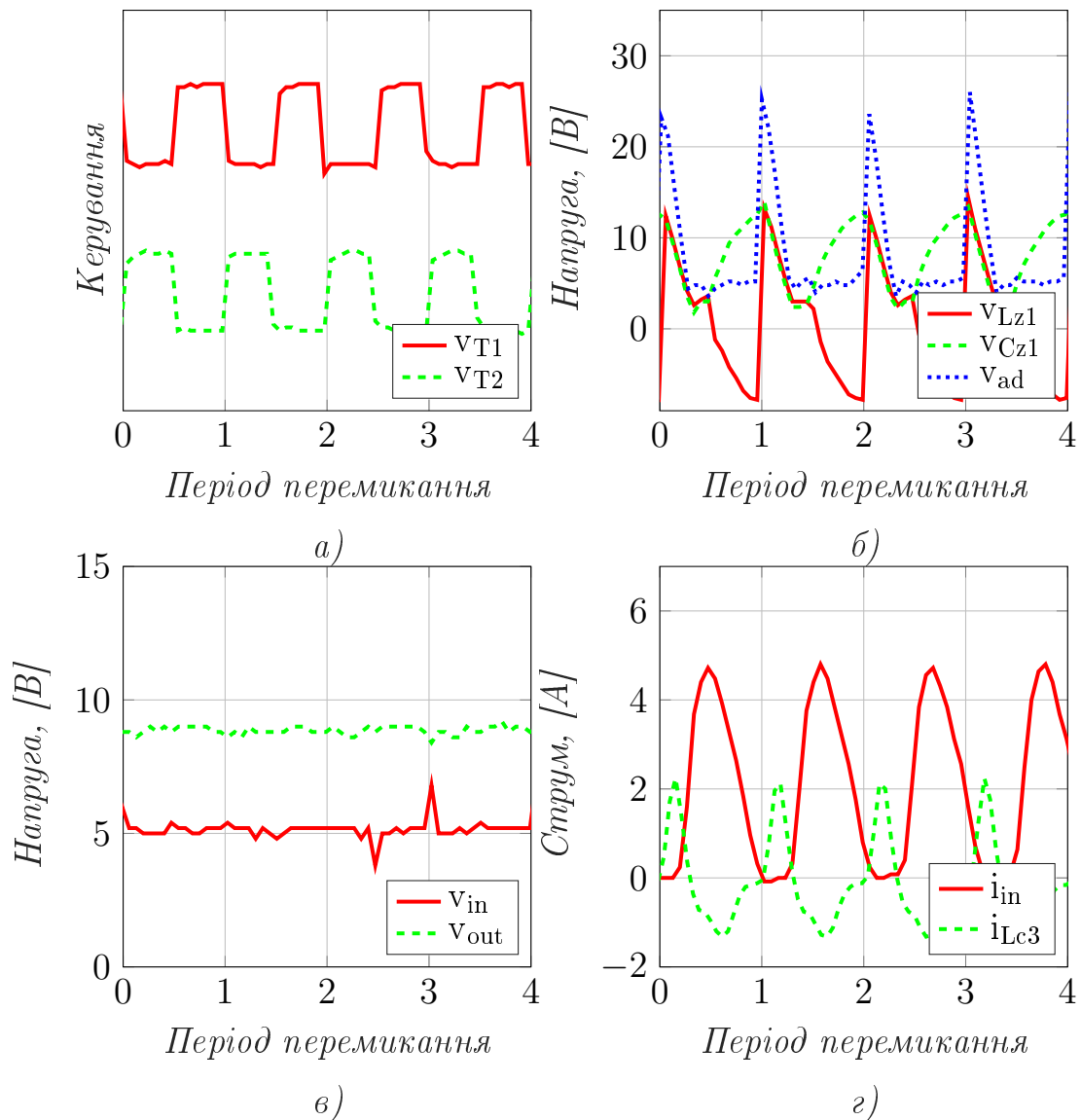


Рисунок 6.2 – Результати експериментів: (а) керуючі сигнали; (б) напруги імпедансного джерела; (в) вихідна та вхідна напруги; (г) струм вхідної та приймальної котушки;

Котушки були встановлені на пластиковому тримачі для підтримки постійного зв'язку у всіх режимах. Експериментальні результати рішення з транзистором для кількох періодів роботи наведено на (Рисунок 6.2). Напруги, отримані на компонентах імпедансної ланки (Рисунок 6.2.б), подібні до напруг, отриманих при моде-

люванні. Слід зазначити, що деякі коливання значень, присутні в сигналі, спричинені взаємодією між ємністю вихідного транзистора сток-витік і котушками індуктивності імпедансної ланки. На (Рисунок 6.2.г) показано струм вторинної обмотки, який має таку ж амплітуду і форму, як і в результаті моделювання. Вимірювальне обладнання додає шум до вхідної та вихідної напруги, що особливо видно на рисунку 6.2.в. Щоб порівняти рішення з транзистором  $VT_1$  і діодом  $VD_1$  ці компоненти було замінено на тій самій платі. Як було зазначено вище, керуючі сигнали враховують час очікування між перемиканнями транзистора. Цей час дорівнює 5% від періоду перемикання. У цьому випадку в робочому режимі не виникають стадії короткого замикання.

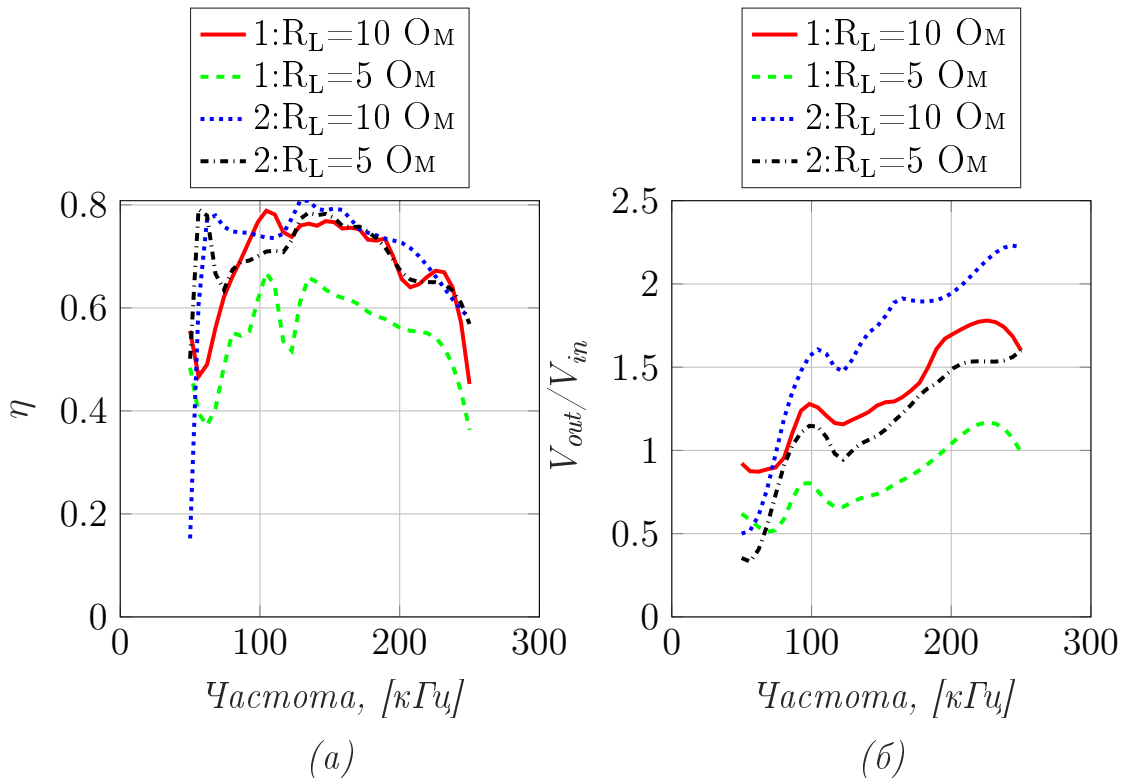


Рисунок 6.3 – Експериментальні результати топологій з діодом (рішення 1) і транзистором (рішення 2): (а) ККД; (б) коефіцієнт підсилення за напругою

Експериментальні результати оцінювалися для значень навантаження 10 Ом і 5 Ом. На рисунку 6.3 показано різницю в коефіцієнті корисної дії (Рисунок 6.3.а) і коефіцієнті підсилення напруги (Рисунок 6.3.б) між двома варіантами топології (Рисунок 6.1.г) ( $k_{13}$   $k_{23}$  0,35). Як видно, рішення, що використовує транзистор  $VT_1$ , дає 5% збільшення ККД в робочому діапазоні. Також слід зауважити збільшення ККД в 40% для частот в діапазоні 60-75 кГц, що відповідає частоті резонансу імпедансної ланки.

Щоб приблизно оцінити втрати в системі та виявити елементи, що призводять до цих втрат, було зафіксовано температуру, що розсіюється перетворювачем, для звичайного режиму роботи. На рисунку 6.4 наведено результати для топології з одним транзистором (Рисунок 6.4.а) і двома транзисторами (Рисунок 6.4.б). На фотографіях температур: 1 - транзистор  $VT_1$  або діод  $VD_1$ , 2 - транзистор  $VT_2$ , 3 - ізольовані dc-dc перетворювачі для живлення драйвера і 4 - драйвер.

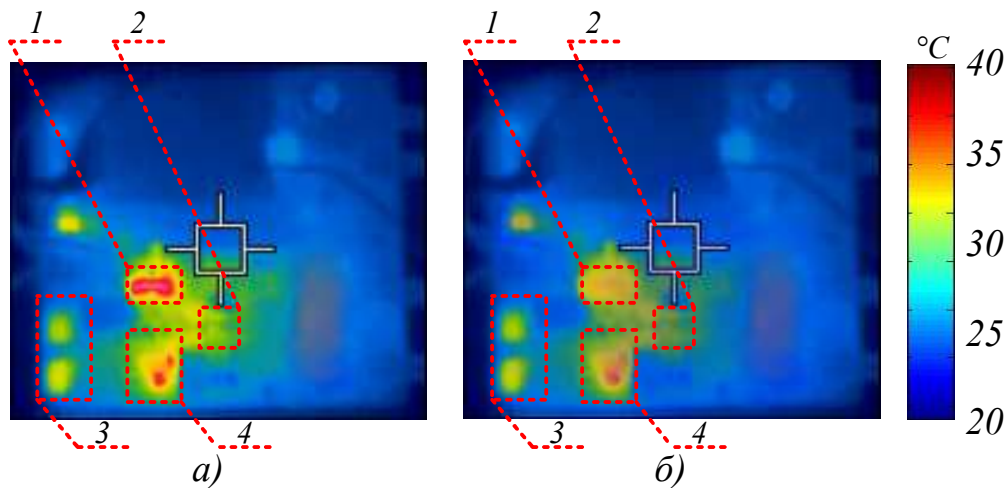


Рисунок 6.4 – Термограми для: а) рішення з діодом; б) рішення з транзистором.

Для дослідження режимів роботи при різному розташуванні передавальної та приймальної котушок було запропоновано три типи рішень.

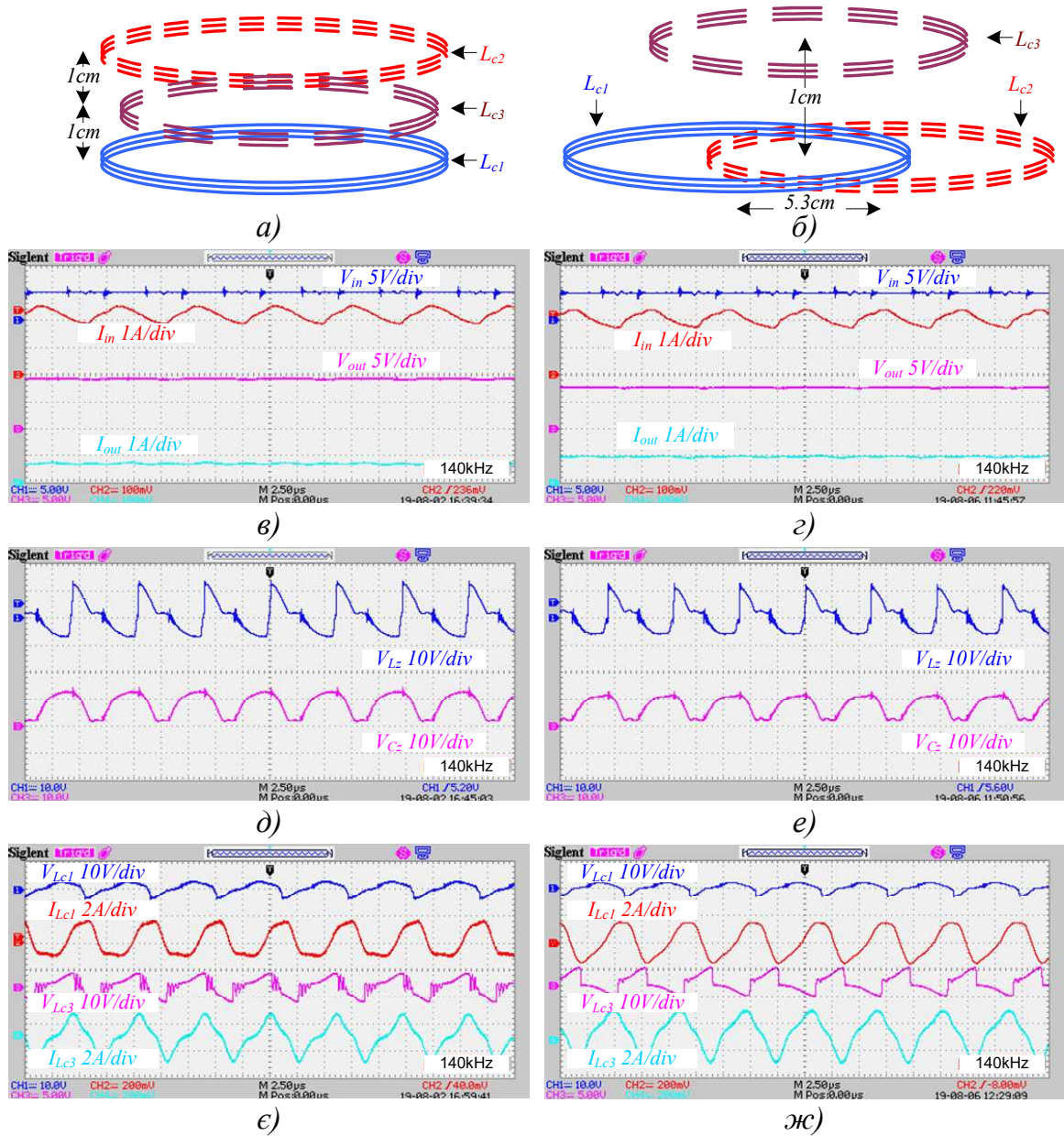


Рисунок 6.5 – Результати експериментів: (а) розташування котушок де приймач знаходиться всередині; (б) розташування котушок у випадку слабо зв'язаних котушок; (в) осцилограми  $V_{in}$ ,  $I_{in}$ ,  $V_{out}$ ,  $I_{out}$ ; (г) осцилограми  $V_{in}$ ,  $I_{in}$ ,  $V_{out}$ ,  $I_{out}$ ; (д) осцилограми  $V_{Lz1}$ ,  $V_{Cz1}$ ; (е) осцилограми  $V_{Lz1}$ ,  $V_{Cz1}$ ; (є) осцилограми  $V_{Lc1}$ ,  $I_{Lc1}$ ,  $V_{Lc3}$ ,  $I_{Lc3}$ ; (ж) осцилограми  $V_{Lc1}$ ,  $I_{Lc1}$ ,  $V_{Lc3}$ ,  $I_{Lc3}$ ;

У першому варіанті приймальна котушка розташована між передавальними котушками з однаковим повітряним зазором між кожним передавачем, як показано на рисунку 6.5.а. Друге рішення використовує дві передавальні котушки з 50% зміщенням (Рисунок 6.5.б) і відповідно низьким зв'язком передавальних котушок ( $k_{12} < 0,05$ ).

Третє рішення (Рисунок 6.6.а) використовує протилежний підхід. Нульове зміщення між передавачами використовуються для отримання високого значення зв'язку між передавальними котушками ( $k_{12} > 0,95$ ). Слід зазначити, що в перших двох рішеннях формула (3.26) використовується для розрахунку значень компенсаційних конденсаторів первинної сторони. У третьому розв'язку використовується формула (3.1), оскільки необхідно врахувати взаємну індуктивність передавальних котушок.

Отримані діаграми для кількох періодів комутації для запропонованих рішень показано на рисунку 6.5 і рисунку 6.6. Вхідні та вихідні напруги і струми (Рисунок 6.5.в, Рисунок 6.5.г, Рисунок 6.6.в) демонструють низький рівень шуму. Лише третє рішення має високий рівень стрибків вхідної напруги. Вони виникають через те, що система працює на більшій потужності, ніж в інших рішеннях. Вище значення піків можна пояснити вищою потужністю, що передається, ніж в інших рішеннях.

Загалом, перші два рішення показують досить схожі результати для частини з імпедансною ланкою (Рисунок 6.5.д, Рисунок 6.5.е). Таку поведінку можна пояснити тим, що єдиною відмінністю цих рішень є вища величина зв'язку між передавачами в першому рі-

шенні, оскільки вони розташовані між феритовими екранами. Третє рішення (Рисунок 6.6.б) має менший рівень гармонік. З іншого боку, це рішення використовує вищу напругу на компонентах імпедансної ланки і, відповідно на передавальних котушках. У цьому випадку слід використовувати транзистори з вищою напругою, ніж в інших рішеннях.

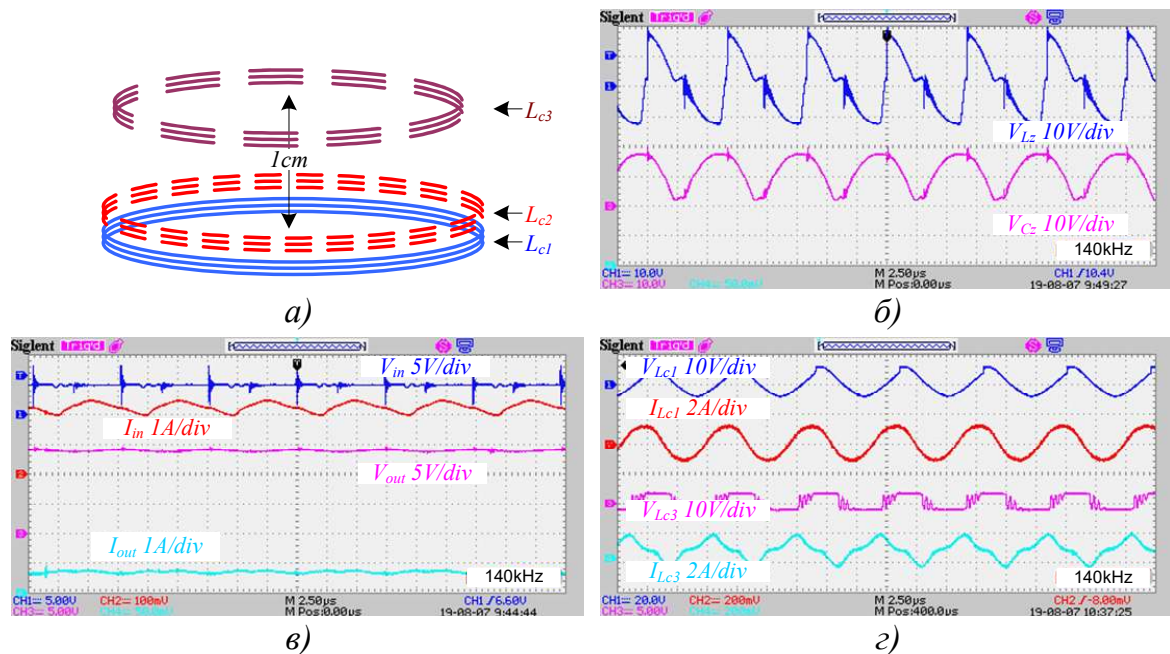


Рисунок 6.6 – Результати рішення з сильно зв’язаними котушками: (а) розташування котушок; (б) осцилограми  $V_{in}$ ,  $I_{in}$ ,  $V_{out}$ ,  $I_{out}$ ; (в) осцилограми  $V_{Lz1}$ ,  $V_{Cz1}$ ; (г) осцилограми  $V_{Lc1}$ ,  $I_{Lc1}$ ,  $V_{Lc3}$ ,  $I_{Lc3}$

Всі запропоновані рішення були досліджені для різних значень навантаження (Рисунок 6.7.а). Варіація навантаження була обрана через обмеження лабораторного джерела живлення, що дорівнює максимальному вхідному струму 3,2 А. Криві показують, що оптимальне навантаження для перших двох рішень приблизно однакове (11 Ом і 8 Ом), тоді як для третього рішення оптимальне навантаження вище (30 Ом).

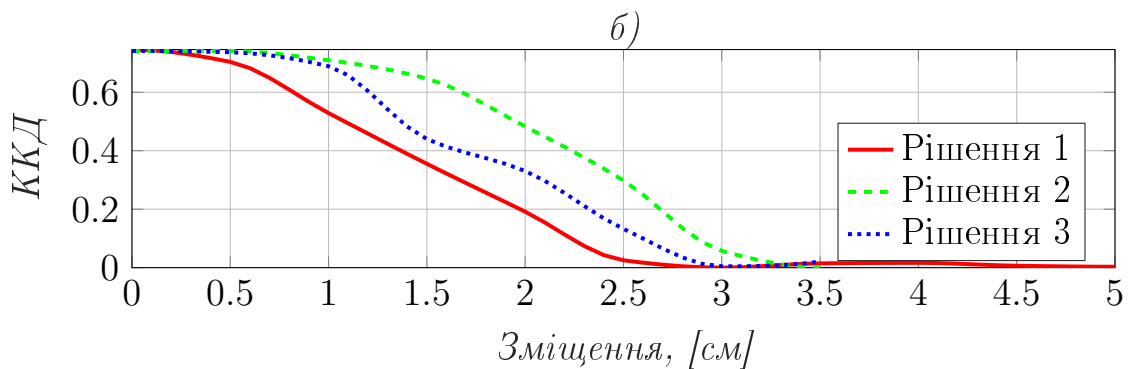
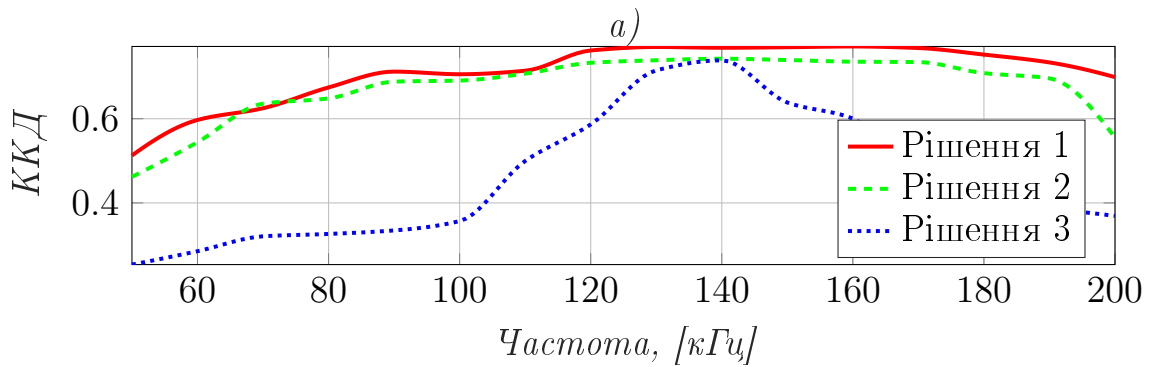
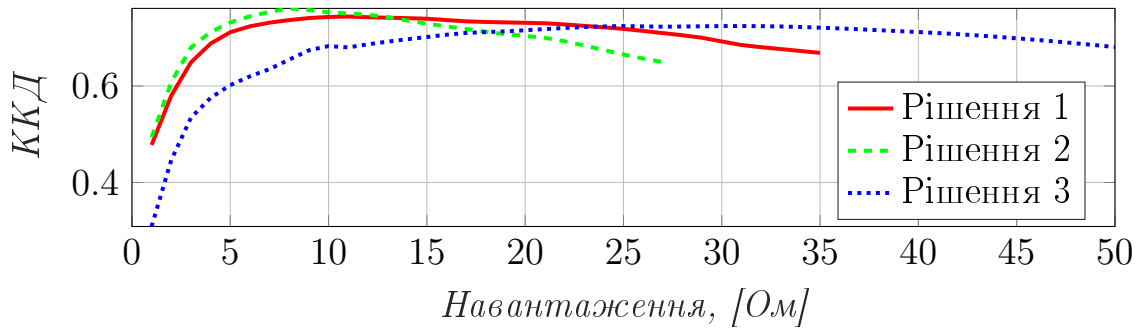


Рисунок 6.7 – ККД для: а) різних навантажень; б) різних частот перемикання; в) різних зміщеннях між передавачем і приймачем.

В результаті частотного аналізу, проведеного для отриманих оптимальних значень навантажень (Рисунок 6.8.б), перші два рішення є більш стійкими до змін частоти комутації, тоді як третє рішення повинно використовувати точну частоту комутації, оскільки будь-яке відхилення частоти призведе до різкого зниження ефективності порівняно з іншими рішеннями. Це можна пояснити вищою добротністю резонансного контуру в третьому варіанті, що призводить



до зменшення смуги пропускання ( $BW = f_r/Q$ , де  $f_r$  - резонансна частота,  $Q$  - добротність).

Також було проаналізовано ефективність різних зміщень (Рисунок 6.8.в). Як і очікувалося, друге рішення має вище ККД при зміщенні. Як показано на рисунку 6.8.в, у першому і третьому варіантах зміщення перевищує половину радіуса; після точки нульової ефективності ( $\approx 3$  см) деяка енергія надходить від зовнішнього потоку випромінювачів.

Оскільки друге рішення показало найкращу стійкість до зміщення, його осцилограми були отримані для зміщення в 1 см (Рисунок 6.8). Видно, що елементи імпедансної ланки не перебувають у рівновазі (Рисунок 6.8.б і Рисунок 6.8.в), оскільки на кожній передавальній котушці виникають різні входні імпеданси. Проте, завдяки наявності компенсаційних елементів, налаштованих на частоту перемикання, якість переданої енергії все одно залишається високою.

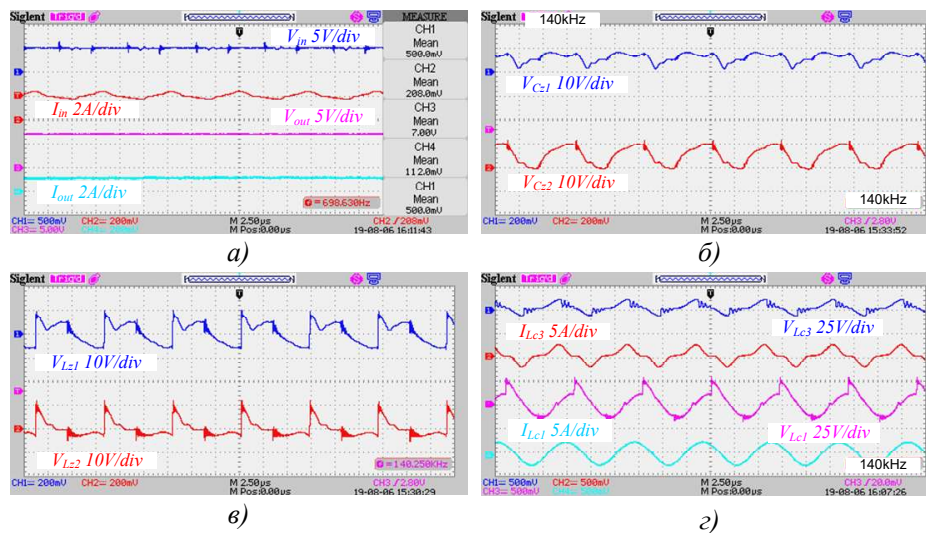


Рисунок 6.8 – Результати для другого рішення зі зміщенням зв’язаних котушок на 1 см: а) осцилограми  $V_{in}$ ,  $I_{in}$ ,  $V_{out}$ ,  $I_{out}$ ; б) осцилограми  $V_{Cz1}$ ,  $V_{Cz2}$ ; в) осцилограми  $V_{Lz1}$ ,  $V_{Lz2}$ ; г) осцилограми  $V_{Lc1}$ ,  $I_{Lc1}$ ,  $V_{Lc3}$ ,  $I_{Lc3}$ .

Нарешті, шляхом вимірювання температури на напівпровідниках з пасивними компонентами та загальної ефективності було зроблено аналіз втрат (Рисунок 6.9). Аналіз проводився для конфігурації котушок, показаної на Рисунок 3.6.б. Найбільший вплив на ефективність мали котушки імпедансної ланки ( $L_{z1}$  і  $L_{z2}$ ). Це пов'язано з використанням котушок індуктивності, що використовують звичайний дріт, що і призводить до низької добротності. Для зменшення рівня втрат можна використовувати котушки індуктивності з меншим опором на високих частотах.

Основні втрати в активних елементах пов'язані з транзистором  $VT_2$ . Ці втрати не можна зменшити шляхом використання транзисторів з кращими параметрами.

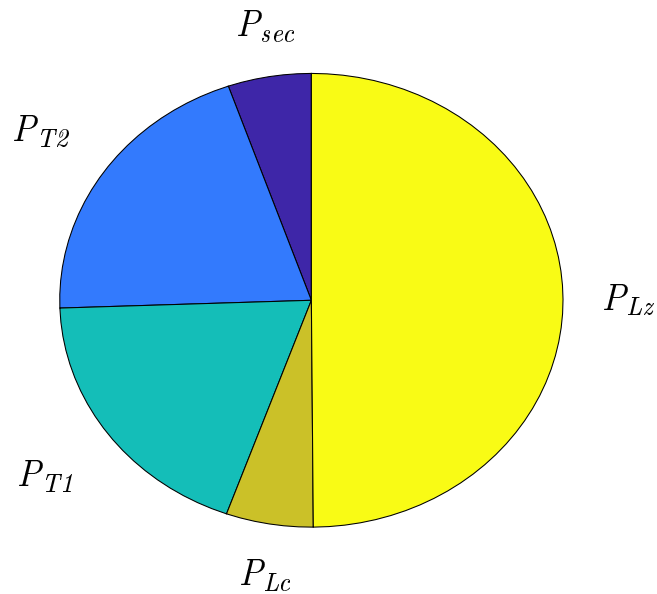


Рисунок 6.9 – Аналіз втрат системи бездротової передачі енергії з імпедансною ланкою

Незважаючи на те, що транзистор  $VT_1$  вмикається в режимі ZVS, значний вплив втрат спричиняється, коли внутрішній діод транзистора  $VT_1$  проводить струм. Ці втрати з'являються у стані 3 (Рису-

нок 3.2.в). Оскільки цей режим є небажаним, його тривалість слід мінімізувати. Це можна зробити шляхом подальшої оптимізації топології для отримання вищих входних опорів. В цьому випадку період розряду конденсаторів  $C_z$  (режим 2, Рисунок 3.2.б) може бути збільшений (до моменту, коли конденсатори  $C_z$  розряджені до  $v_{in}/2$ ) і призведе до зменшення тривалості стану, коли внутрішній діод першого транзистора проводить струм.

## 6.2 Експериментальний аналіз традиційного рішення з інвертором Е-класу з двома передавачами

Для порівняння запропонованого рішення було виконано експериментальне порівняння з одним із традиційних рішень [18]. Для цього було обрано перетворювач Е-класу з двома передавачами (Рисунок 2.6.б).

Для об'єктивного порівняння приймач і схема зв'язаних котушок були однаковими.

Щоб задовольнити умовам ZVS, розрахунок компонентів проводився за методикою, наведеною в [168]. Порівняно із запропонованим рішенням, необхідно використовувати один додатковий реактивний елемент (Рисунок 2.6.б).

Опір навантаження резонансного інвертора з вторинної сторони трансформатора можна розрахувати з наведеного рівняння:

$$R_{ir} = \frac{8}{Pi^2 + 4} \cdot \frac{V_i^2}{P_{ri}} = 144.2m\Omega; \quad (6.1)$$

Враховуючи, що значення  $n = 1$  можна розрахувати

$$R_i = n^2 \cdot R_{ir} = 144.2m\Omega; \quad (6.2)$$

Еквівалентний вхідний опір можна розрахувати враховуючи значення індуктивностей і коефіцієнт зв'язку:

$$R_{ti} = \frac{\omega^2 \cdot L_p^2 \cdot k^2 \cdot R_i}{R_i^2 + \omega^2 \cdot k^2 \cdot L_p^2} = 144.077m\Omega; \quad (6.3)$$

Значення еквівалентної вхідної індуктивності можна розрахувати як:

$$L_{ti} = \frac{\omega^2 \cdot L_p^3 \cdot k^2 \cdot (1 - k) + L_p \cdot R_i^2}{R_i^2 + \omega^2 \cdot k^2 \cdot L_p^2} = 1.45\mu H; \quad (6.4)$$

Значення індуктивності намагнічування в режимі роботи в резонансі можна розрахувати з наведеного виразу:

$$L_m = \frac{R_i}{\omega \cdot \sqrt{\frac{R_i}{R_{ti}} - 1}} = 4.85\mu H; \quad (6.5)$$

Індуктивності розсіювання передавальної і приймальної котушки вважаються рівними оскільки співвідношення витків передавача і приймача є рівними, тобто  $n = 1$ . Виходячи з цього індуктивність розсіювання можна розрахувати за наступною формулою:

$$L_{lp} = (1 - k) \cdot L_p = 1.44\mu H; \quad (6.6)$$

Компенсаційний резонансний конденсатор який використовується для компенсації індуктивності розсіювання розраховується як:

$$C_s = \left( \frac{n^2}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_s^2 \cdot (1 - k) \cdot L_p} \right) \quad (6.7)$$

Індуктивність  $L_1$  розраховується як:

$$L_1 = \frac{R_{ti}}{w} \cdot (Q_l - \sqrt{\frac{R_i}{R_{ti}} - 1}) \quad (6.8)$$

Виходячи з цього зовнішня індуктивність може бути розрахована з наступного виразу:

$$L_{ext} = (L_1 - L_{lp}); \quad (6.9)$$

Значення загальної індуктивності  $L$  в резонансній схемі розраховується як:

$$L = L_{ext} + L_{ti}; \quad (6.10)$$

Резонансний конденсатор який підключений послідовно до індуктивності  $L$  визначається з наступної формули:

$$C = \left( \frac{1}{w \cdot (Q_l - \frac{\pi \cdot (\pi^2 - 4)}{16}) \cdot R_{ti}} \right) \quad (6.11)$$

Вираз для розрахунку індуктивності дроселя:

$$L_f = \left( \frac{2 \cdot (\frac{\pi^2}{4} + 1) \cdot R_{ti}}{4 \cdot f_s} \right); \quad (6.12)$$

Значення шунтуючої ємності розраховується як:

$$C_1 = \left( \frac{8}{w \cdot \pi \cdot (\pi^2 + 4) \cdot R_{ti}} \right); \quad (6.13)$$

Виходячи з наведеного, фактичне значення шунтуючої ємності яке буде задовільняти усім наведеним вимогам розраховується з:

$$C_{1ext} = (C_1 - 0.117 \cdot 10^{-9}); \quad (6.14)$$

Результати розрахунків показують, що для забезпечення умов ZVS та видалення гармонік при приблизно однаковій номінальній потужності, порівняно із запропонованим рішенням, індуктивності повинні бути значно більшими. Це призводить до збільшення габаритів кінцевого прототипу та складності налаштування системи.

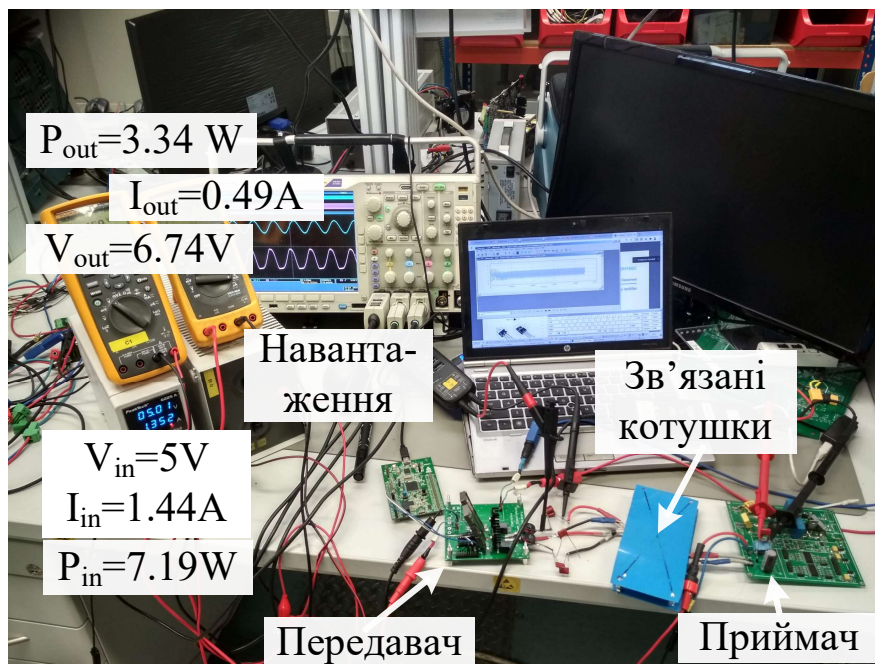


Рисунок 6.10 – Експериментальна установка для системи бездротової передачі енергії з інвертором E-класу

Для перевірки розрахунку було сконструйовано експериментальну установку (Рисунок 6.10).

При тих самих з'єднаних котушках, приймачі і вхідній напрузі (5В) (за винятком перерахованого вторинного компенсаційного кон-

денсатора) ККД склав близько 46,5%.

Як видно з (Рисунок 6.11), компенсаційні конденсатори передавача і приймача мають синусоїдальну напругу, що свідчить про те, що система працює в резонансному режимі і що канали симетричні. Виміряні напруги на транзисторі свідчать про те, що умови ZVS також виконуються.

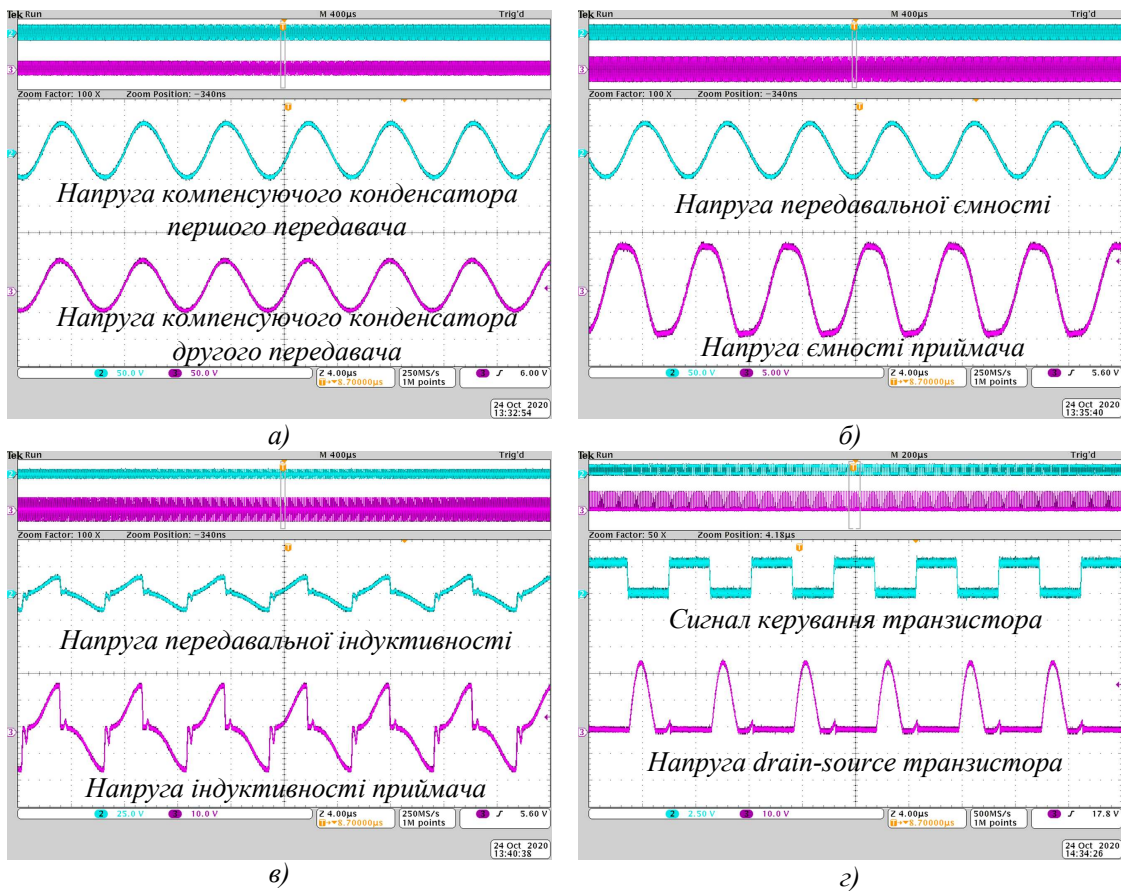


Рисунок 6.11 – Результати роботи експериментального прототипу: а) напруги передавальних конденсаторів двох передавачів; б) напруги компенсуючих конденсаторів передавача і приймача; в) напруги індуктивностей; г) напруги транзистора;

Таблиця 6.2 – Порівняння експериментальних результатів топологій

Параметр	З імпедансною ланкою	З інвертором E-класу
$f_{sw}$ , [кГц]	140	140
$L_{c1}..L_{c3}$ , [мкГн]	5.8	5.8
$V_{in}$ , [В]	5	5
$I_{in}$ , [А]	1.64	1.44
$P_{in}$ , [Вт]	8.22	7.19
$V_{out}$ , [В]	8.15	6.74
$I_{out}$ , [А]	0.81	0.49
$P_{out}$ , [Вт]	6.64	3.34
$\eta$ , [%]	80.7	46.5

Як видно з результатів експериментального порівняння запропонованого рішення і конвенціонального рішення з точки зору ефективності в системах з низькою потужністю використання імпедансної ланки дозволяє значно збільшити ефективність системи. Це пояснюється роботою імпедансною ланки при вищих рівнях напруги на компонентах, що значно зменшує статичні втрати в компонентах.

### 6.3 Висновки до розділу 6

В розділі була виконана експериментальна верифікація запропонованого рішення системи бездротової передачі енергії з використанням імпедансної ланки.

Були проаналізовані рішення топології з використанням одного і двох транзисторів для компенсації втрат в діоді. Рішення з двома транзисторами показало вищу ефективність, хоча доцільність цього підходу також має враховувати економічні фактори, оскільки додатковий транзистор вимагає додаткових компонентів для його керування та додаткового сигналу з мікроконтролера.



Наявність двох передавальних котушок також дозволила проаналізувати три положення передавачів один відносно одного. Друге рішення зі слабо зв'язаними котушками дозволило розширити робочу область передавача і є найкращим рішенням з точки зору неточностей позиціонування приймача.

Рішення номер три з сильно зв'язаними передавальними котушками дозволило зменшити рівень гармонік резонансних струмів, що потенційно збільшило ефективність системи. Але у цьому випадку система є досить чутлива до точності підлаштування резонансної частоти на відміну від двох перших рішень де зміна в  $\pm 10$  кГц не призводить до значного погіршення ефективності. Також запропоноване рішення було експериментально порівняне з одним їх традиційних рішень і показало значно вищу ефективність з використанням однакових котушок і при рівній вихідній потужності.

# ВИСНОВОК

У цій роботі представлено інноваційний підхід до бездротової системи передачі енергії на основі імпедансної ланки в використанні декількох передавачів. Показано, що імпедансна ланка може бути використана в резонансному режимі, як генератор квазісинусоїдальної напруги. Як наслідок, система індуктивної передачі енергії з двома передавачами може бути реалізована за допомогою лише двох напівпровідникових елементів.

Отримані наступні наукові і практичні результати:

1. Був проведений аналіз основних технологій бездротової передачі енергії та описані загальні принципи їх роботи. Також були проаналізовані рішення скутерів, які є доступні на ринку, що дозволило обрати діапазон вихідних параметрів системи бездротової передачі енергії.
2. Були проаналізовані основні елементи системи бездротової передачі енергії з порівнянням різних рішень інверторів і підходів до компенсації. Були також проаналізовані обмеження системи індуктивного зв'язку з використанням імітаційних моделей з використанням методу скінченних елементів і апроксимацією за першою гармонікою.
3. Запропонована система бездротової передачі енергії з використанням імпедансної ланки в резонансному режимі. Була наведена методологія розрахунку компонентів. Розроблені аналітичні моделі методом припасування і проведений аналіз роботи ланцюгів схеми у різних режимах роботи.

4. В результаті проведеної оптимізації системи бездротової передачі енергії на основі імпедансної ланки в резонансному режимі з використанням генетичного алгоритму, досягнуто зменшення масогабаритних параметрів які в свою чергу визначаються значеннями струму та напруг, як активних так і реактивних елементів.
5. Була розроблена система керування, яка в своїй структурі використовує предиктор Сміта для компенсації комунікаційної затримки. Інтеграція предиктора дозволила значно зменшити рівень перерегулювання на **29.2 %** і **6.8 %** у порівнянні з конвенціональним рішенням) для затримок в **40 мс**.
6. Була виконана експериментальна перевірка запропонованого рішення системи бездротової передачі енергії з використанням імпедансної ланки в резонансному режимі. Запропоноване рішення, у порівнянні з конвенціональним рішенням, для однакових вхідних параметрів і з використанням ідентичної системи зв'язаних котушок показала приріст ефективності на **32.4 %**, а вихідної потужності на **3.3 Вт**.

Слід зауважити , що спрощений експериментальний прототип який працював на низькій потужності, показав ефективність, яка є прийнятною для таких рівнів потужності і може бути значно покращена як за рахунок збільшення потужності, так і за рахунок використання сучасних напівпровідників з мінімальними динамічними втратами.

## Список використаної літератури

- [1] B. Pakhaliuk, O. Husev, V. Shevchenko, J. Zakis, K. Maksym, and R. Strzelecki, “Modified inductive multicoil wireless power transfer approach based on z-source network,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 9, no. 4, pp. 4906–4917, Aug. 2021.
- [2] V. Shevchenko, B. Pakhaliuk, O. Husev, D. Vinnikov, and R. Strzelecki, “Wireless charging station design for electric scooters: Case study analysis,” *Energies*, vol. 17, no. 11, p. 2472, May 2024.
- [3] V. Shevchenko, B. Pakhaliuk, J. Zakis, O. Veligorskyi, J. Luszcz, O. Husev, O. Lytvyn, and O. Matiushkin, “Closed-loop control system design for wireless charging of low-voltage ev batteries with time-delay constraints,” *Energies*, vol. 14, no. 13, p. 3934, Jun. 2021.
- [4] V. Shevchenko, B. Pakhaliuk, O. Husev, O. Veligorskyi, D. Stepins, and R. Strzelecki, “Feasibility study gan transistors application in the novel split-coils inductive power transfer system with t-type inverter,” *Energies*, vol. 13, no. 17, p. 4535, Sep. 2020.
- [5] B. Pakhaliuk, O. Husev, V. Shevchenko, O. Veligorskyi, and K. Kroics, “Novel inductive power transfer approach based on z-source network with compensation circuit,” in *2018 IEEE 38th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*. IEEE, apr 2018, pp. p. 1–6.

- [6] B. Pakhaliuk, O. Husev, V. Shevchenko, J. Zakis, and D. Stepins, “Multivariable optimal control of wireless power transfer systems with series-parallel compensation,” in *2019 IEEE 60th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON)*. IEEE, Oct. 2019.
- [7] B. Pakhaliuk, O. Husev, R. Strzelecki, V. Shevchenko, and K. Maksym, “Comparative evaluation of multicoil inductive power transfer approaches based on z-source network,” in *2019 IEEE 2nd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*. IEEE, Jul. 2019.
- [8] B. Pakhaliuk, O. Husev, R. Strzelecki, K. Tytelmaier, J. Zakis, and D. Stepins, “Optimal multivariable control for modified z-source based ipt,” in *2018 IEEE 59th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON)*. IEEE, Nov. 2018.
- [9] B. Pakhaliuk, O. Husev, R. Strzelecki, and K. Tytelmaier, “Optimal components design for modified z-source based ipt approach,” in *2018 IEEE 3rd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*. IEEE, Sep. 2018.
- [10] B. Pakhaliuk, O. Husev, V. Shevchenko, K. Kroics, D. Stepins, and R. Strzelecki, “Inductive bifilar coil based wireless charging system for autonomous electric boat,” in *2022 IEEE 31st International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*. IEEE, Jun. 2022.
- [11] B. Pakhaliuk, V. Shevchenko, R. Strzelecki, and J. Zakis,

- “Harmonics influence analysis in modified inductive multi-coil wireless power transfer approach based on z-source network,” in *Комплексне забезпечення якості технологічних процесів та систем*, May 2021.
- [12] B. Pakhaliuk, V. Shevchenko, D. Stepins, and J. Zakis, “Automated multicoil coupling coefficient measurement with switched relay system,” in *Комплексне забезпечення якості технологічних процесів та систем*, May 2020.
- [13] “Індуктивний спосіб передачі енергії на основі імпедансної ланки в резонансному режимі,” UA patent 125 856, May 25, 2018, Пахалюк Богдан, Гусев Олександр, Шевченко Віктор, Велігорський Олександр.
- [14] “Система бездротової передачі енергії на основі двох послідовно включених передавальних котушок із середньою точністю,” UA patent 127 763, May 25, 2023, Пахалюк Богдан, Гусев Олександр, Шевченко Віктор, Велігорський Олександр.
- [15] V. Shevchenko, B. Pakhaliuk, and H. Oleksandr, “Review the main technologies of the wireless charging of energy accumulators for small-purchasing systems,” *TECHNICAL SCIENCES AND TECHNOLOGIES*, no. 4(10), pp. 133–146, 2017.
- [16] V. Shevchenko, B. Treiko, O. Husev, B. Pakhaliuk, and K. Oleg, “ОГЛЯД І ПОРІВНЯННЯ БАЗОВИХ ТОПОЛОГІЙ КОМПЕНСАЦІЇ ДЛЯ БЕЗДРОТОВОЇ ПЕРЕДАЧІ ЕНЕРГІЇ,”

*TECHNICAL SCIENCES AND TECHNOLOGIES*, no. 3(13), pp. 209–218, 2018.

- [17] G. A. Covic and J. T. Boys, “Modern trends in inductive power transfer for transportation applications,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 1, no. 1, pp. 28–41, mar 2013.
- [18] Z. Zhang, H. Pang, A. Georgiadis, and C. Cecati, “Wireless power transfer—an overview,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 2, pp. 1044–1058, feb 2019.
- [19] S. Huh and D. Ahn, “Two-transmitter wireless power transfer with optimal activation and current selection of transmitters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 6, pp. 4957–4967, jun 2018.
- [20] V. Cirimele, M. Diana, F. Freschi, and M. Mitolo, “Inductive power transfer for automotive applications: State-of-the-art and future trends,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, no. 5, pp. 4069–4079, sep 2018.
- [21] S. Bandyopadhyay, P. Venugopal, J. Dong, and P. Bauer, “Comparison of magnetic couplers for IPT-based EV charging using multi-objective optimization,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 68, no. 6, pp. 5416–5429, jun 2019.
- [22] O. Knecht and J. W. Kolar, “Comparative evaluation of IPT resonant circuit topologies for wireless power supplies of implantable mechanical circulatory support systems,” in *2017*

*IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. IEEE, mar 2017.

- [23] J. Bito, S. Jeong, and M. M. Tentzeris, “A real-time electrically controlled active matching circuit utilizing genetic algorithms for wireless power transfer to biomedical implants,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 64, no. 2, pp. 365–374, feb 2016.
- [24] O. Knecht, R. Bosshard, J. W. Kolar, and C. T. Starck, “Optimization of transcutaneous energy transfer coils for high power medical applications,” in *2014 IEEE 15th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*. IEEE, jun 2014.
- [25] Z. Zhang, W. Ai, Z. Liang, and J. Wang, “Topology-reconfigurable capacitor matrix for encrypted dynamic wireless charging of electric vehicles,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 67, no. 10, pp. 9284–9293, oct 2018.
- [26] R. Bosshard and J. W. Kolar, “Inductive power transfer for electric vehicle charging: Technical challenges and tradeoffs,” *IEEE Power Electronics Magazine*, vol. 3, no. 3, pp. 22–30, sep 2016.
- [27] T. Kan, T.-D. 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*, vol. 32, no. 2, pp. 1638–1650, feb 2017.
- [28] K. Hata, T. Imura, and Y. Hori, “Dynamic wireless power transfer



system for electric vehicles to simplify ground facilities - power control and efficiency maximization on the secondary side,” in *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. IEEE, mar 2016.

[29] Y. Chen, H. Zhang, S.-J. Park, and D.-H. Kim, “A comparative study of s-s and LCCL-s compensation topologies in inductive power transfer systems for electric vehicles,” *Energies*, vol. 12, no. 10, p. 1913, may 2019.

[30] K. Song, K. E. Koh, C. Zhu, J. Jiang, C. Wang, and X. Huang, “A review of dynamic wireless power transfer for in-motion electric vehicles,” in *Wireless Power Transfer - Fundamentals and Technologies*. InTech, jun 2016.

[31] N. Suh, D. Cho, and C. Rim, “Design of on-line electric vehicle (OLEV),” in *Global Product Development*. Springer Berlin Heidelberg, 2011, pp. 3–8.

[32] S. Y. Choi, B. W. Gu, S. Y. Jeong, and C. T. Rim, “Advances in wireless power transfer systems for roadway-powered electric vehicles,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 3, no. 1, pp. 18–36, mar 2015.

[33] J. Oiler, G. Anderson, V. Bana, A. Phipps, M. Kerber, and J. D. Rockway, “Thermal and biofouling effects on underwater wireless power transfer,” in *2015 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*. IEEE, may 2015.

[34] A. Askari, R. Stark, J. Curran, D. Rule, and K. Lin, “Underwater

- wireless power transfer,” in *2015 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*. IEEE, may 2015.
- [35] D. Futagami, Y. Sawahara, T. Ishizaki, and I. Awai, “Study on high efficiency WPT underseas,” in *2015 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC)*. IEEE, may 2015.
- [36] Z. Yan, Y. Zhang, T. Kan, F. Lu, K. Zhang, B. Song, and C. C. Mi, “Frequency optimization of a loosely coupled underwater wireless power transfer system considering eddy current loss,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 5, pp. 3468–3476, may 2019.
- [37] M. Antivachis, M. Kasper, D. Bortis, and J. W. Kolar, “Analysis of capacitive power transfer GaN ISOP multi-cell DC/DC converter systems for single-phase telecom power supply modules,” in *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. IEEE, oct 2016.
- [38] K. Kroics, J. Voitkans, and B. Pakhaliuk, “Design considerations of GaN transistor based capacitive wireless power transfer system,” in *2018 IEEE 18th International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)*. IEEE, aug 2018.
- [39] Z. Huang, S.-C. Wong, and C. K. Tse, “An inductive-power-transfer converter with high efficiency throughout battery-charging process,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 10, pp. 10 245–10 255, oct 2019.
- [40] N. Inagaki, “Theory of image impedance matching for inducti-

- vely coupled power transfer systems,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 62, no. 4, pp. 901–908, apr 2014.
- [41] M. P. Kazmierkowski, R. M. Miskiewicz, and A. J. Moradewicz, “Inductive coupled contactless energy transfer systems - a review,” in *2015 Selected Problems of Electrical Engineering and Electronics (WZEE)*. IEEE, sep 2015.
- [42] M. G. L. Roes, J. L. Duarte, M. A. M. Hendrix, and E. A. Lomonova, “Acoustic energy transfer: A review,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 1, pp. 242–248, Jan. 2013.
- [43] R. V. Taalla, M. S. Arefin, A. Kaynak, and A. Z. Kouzani, “A review on miniaturized ultrasonic wireless power transfer to implantable medical devices,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 2092–2106, 2019.
- [44] K. Huang and X. Zhou, “Cutting the last wires for mobile communications by microwave power transfer,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 53, no. 6, pp. 86–93, Jun. 2015.
- [45] M. Galizzi, M. Caldara, V. Re, and A. Vitali, “A novel qi-standard compliant full-bridge wireless power charger for low power devices,” in *2013 IEEE Wireless Power Transfer (WPT)*. IEEE, May 2013.
- [46] I. Karakitsios, E. Karfopoulos, N. Madjarov, A. Bustillo, M. Ponsar, D. D. Pozo, and L. Marengo, “An integrated approach

for dynamic charging of electric vehicles by wireless power transfer - lessons learned from real-life implementation,” *SAE International Journal of Alternative Powertrains*, vol. 6, no. 1, pp. 15–24, apr 2017.

- [47] M. Leibl, O. Knecht, and J. W. Kolar, “Inductive power transfer efficiency limit of a flat half-filled disc coil pair,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 11, pp. 9154–9162, nov 2018.
- [48] X. Dai, J. Jiang, Y. Li, and T. Yang, “A phase-shifted control for wireless power transfer system by using dual excitation units,” *Energies*, vol. 10, no. 7, p. 1000, jul 2017.
- [49] J. Burdio, F. Monterde, J. Garcia, L. Barragan, and A. Martinez, “A two-output series-resonant inverter for induction-heating cooking appliances,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, no. 4, pp. 815–822, jul 2005.
- [50] F. Lin, G. A. Covic, and J. T. Boys, “A comparison of multi-coil pads in IPT systems for EV charging,” in *2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. IEEE, sep 2018.
- [51] V.-B. Vu, M. Dahidah, V. Pickert, and V.-T. Phan, “A high-power multiphase wireless dynamic charging system with low output power pulsation for electric vehicles,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 8, no. 4, pp. 3592–3608, dec 2020.
- [52] L. Chen, G. R. Nagendra, J. T. Boys, and G. A. Covic, “Double-coupled systems for IPT roadway applications,” *IEEE Journal of*

*Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 3, no. 1, pp. 37–49, mar 2015.

- [53] S. Cui, Z. Wang, S. Han, C. Zhu, and C. C. Chan, “Analysis and design of multiphase receiver with reduction of output fluctuation for EV dynamic wireless charging system,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 5, pp. 4112–4124, may 2019.
- [54] D. Patil, M. Sirico, L. Gu, and B. Fahimi, “Maximum efficiency tracking in wireless power transfer for battery charger: Phase shift and frequency control,” in *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. IEEE, Sep. 2016.
- [55] Y. Liu and H. Feng, “Maximum efficiency tracking control method for wpt system based on dynamic coupling coefficient identification and impedance matching network,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 8, no. 4, pp. 3633–3643, Dec. 2020.
- [56] C. Anyapo, N. Teerakawanich, and C. Mitsantisuk, “Development of multi-coils full-bridge resonant inverter for dynamic wireless power transfer,” in *2017 14th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON)*. IEEE, Jun. 2017.
- [57] Y. Cao and J. A. A. Qahouq, “Analysis and evaluation of input power splitting method between multiple transmitters for maximum wireless power transfer,” in *2018 IEEE Applied Power*

- Electronics Conference and Exposition (APEC)*. IEEE, Mar. 2018.
- [58] C. Jiang, K. T. Chau, C. Liu, and C. H. T. Lee, “An overview of resonant circuits for wireless power transfer,” *Energies*, vol. 10, no. 7, p. 894, Jun. 2017.
- [59] F. Z. Peng, “Z-source inverter,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 2, pp. 504–510, Mar. 2003.
- [60] F. Peng, M. Shen, and Z. Qian, “Maximum boost control of the z-source inverter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, no. 4, pp. 833–838, Jul. 2005.
- [61] C. E. Roehl, “Induction electric railway,” USA patentus US517 531A, Apr. 4, 1894.
- [62] N. Tesla, “Electric railway system,” USA patentus US514 972A, Feb. 20, 1894.
- [63] G. I. Babat, “Electrodeless discharges and some allied problems,” *Journal of the Institution of Electrical Engineers - Part III: Radio and Communication Engineering*, vol. 94, no. 27, pp. 27–37, Jan. 1947.
- [64] J. Bolger, “Urban electric transportation systems: the role of magnetic power transfer,” in *Proceedings of WESCON '94*. IEEE, 1994.
- [65] J. G. Bolger., “Supplying power to vehicles,” USA patentus US3 914 562A, Oct. 21, 1975.

- [66] J. G. Bolger, "Roadway for supplying power to vehicles and method of using the same," USA patentus US4 007 817A, Feb. 15, 1977.
- [67] J.-G. Bolger, "Roadway power and control system for inductively coupled transportation system," USA Patent US4 836 344A, Jun. 6, 1989.
- [68] J. G.-. Bolger., "Power control system for electrically driven vehicle," USA patentus US4 331 225A, May 25, 1982.
- [69] J. Bolger and F. Kirsten, "Investigation of the feasibility of a dual mode electric transportation system," Lawrence Berkeley Laboratory, University of California, Berkeley, Tech. Rep., may 1977.
- [70] J. Bolger and L. Ng, "Inductive power coupling with constant voltage output," USA patentus US4 800 328A, Jan. 24, 1989.
- [71] J. Bolger, F. Kirsten, and L. Ng, "Inductive power coupling for an electric highway system," in *28th IEEE Vehicular Technology Conference*. IEEE, 1978.
- [72] J. Bolger, L. Ng, D. Turner, and R. Wallace, "Testing a prototype inductive power coupling for an electric highway system," in *29th IEEE Vehicular Technology Conference*. IEEE, 1979.
- [73] W. C. Brown, R. H. George, N. I. Heenan, and R. C. Wonson, "Microwave to dc converter," USA patentus US3 434 678A, May 25, 1969.

- [74] W. C. Brown and J. R. Mims, "The microwave-powered helicopter system," *Journal of Microwave Power*, vol. 2, no. 4, pp. 111–122, Jan. 1967.
- [75] P. E. Glaser, O. E. Maynard, J. Mackovciak, and E. Ralph, "Feasibility study of a satellite solar power station," NASA, Tech. Rep., 1974.
- [76] C. J. Kikkert and G. D. Reid, "Radiation losses from a single wire earth return power line with bends," in *2008 Australasian Telecommunication Networks and Applications Conference*. IEEE, Dec. 2008.
- [77] G. Bakkabulindi, M. R. Hesamzadeh, M. Amelin, and I. P. Da Silva, "Models for conductor size selection in single wire earth return distribution networks," in *2013 Africon*. IEEE, Sep. 2013.
- [78] M. Kashem and G. Ledwich, "Distributed generation as voltage support for single wire earth return systems," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 19, no. 3, pp. 1002–1011, Jul. 2004.
- [79] S. A. O. da Silva and F. A. Negrao, "Single-phase to three-phase unified power quality conditioner applied in single-wire earth return electric power distribution grids," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 5, pp. 3950–3960, May 2018.
- [80] P. Wolfs, N. Hosseinzadeh, and S. Senini, "Capacity enhancement for aging distribution systems using single wire earth return," in *2007 IEEE Power Engineering Society General Meeting*. IEEE, Jun. 2007.



- [81] А. Л.-. Приступа, “Результати експериментальних досліджень безконтактної підзарядки акумуляторів портативних побутових електричних пристроїв за допомогою тісловських процесів,” *Вісник Чернігівського державного технологічного університету. Серія: Технічні науки*, no. 3, pp. 198–202, 2012.
- [82] А. Л. Приступа, “Результати експериментальних досліджень безконтактної підзарядки акумуляторів імплантованих електроприладів за допомогою теслівських процесів,” *Вісник Чернігівського державного технологічного університету. Серія: Технічні науки*, no. 1, pp. 178–184, 2013.
- [83] А.-Л. Приступа, “Особенности расчета частковых емкостей для моделирования тесловских процессов при бездротовой передаче энергии,” *Вісник Чернігівського державного технологічного університету. Серія: Технічні науки*, no. 2, pp. 43–47, 2013.
- [84] А. Л. Приступа, “Особенности расчета частичных емкостей для моделирования тесловских процессов при бездротовой передаче энергии,” *Вісник Чернігівського державного технологічного університету. Серія: Технічні науки*, no. 2, pp. 43–47, 2013.
- [85] A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher, and M. Soljacic, “Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonances,” *Science*, vol. 317, no. 5834, pp. 83–86, Jul. 2007.
- [86] D. Stepins, J. Zakis, J. Audze, O. Husev, V. Shevchenko, and B. Pakhaliuk, “Effect of double-slope modulation signals on

- conducted emissions and efficiency of strongly coupled magnetic resonance wpt systems,” in *2019 IEEE 60th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON)*. IEEE, Oct. 2019.
- [87] S. Johnson, Y. Yin, and R. Zane, “Custom spectral shaping for emi reduction in electronic ballasts,” in *Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*,. IEEE, 2004.
- [88] D. Stepins and J. Huang, “Optimization of modulation waveforms for improved emi attenuation in switching frequency modulated power converters,” *Advances in Electrical and Electronic Engineering*, vol. 13, no. 1, Mar. 2015.
- [89] A. Zhylytsov, N. Zaiets, A. Bereziuk, O. Gai, and V. Lyktei, “Eddy currents calculation in a three-phase induction-type heat generator using the secondary sources method. current mode,” *Tekhnichna Elektrodynamika*, vol. 2023, no. 4, pp. 3–10, Jun. 2023.
- [90] Y. Vasetsky, “The electromagnetic field at the flat surface of conducting body caused by basic sources of a non-uniform external field,” *Tekhnichna Elektrodynamika*, vol. 2024, no. 2, pp. 3–11, Apr. 2024.
- [91] A. Zhylytsov, A. Bereziuk, and T. Vishtak, “Three-dimensional mathematical model of three-phase heat generator of induction type based on the method of secondary sources,” *Tekhnichna Elektrodynamika*, vol. 2022, no. 5, pp. 8–13, Aug. 2022.

- [92] Y. Vasetsky, “Impedance boundary condition of non-uniform electromagnetic field penetration into conducting half-space,” *Tekhnichna Elektrodynamika*, vol. 2022, no. 4, pp. 3–8, Jul. 2022.
- [93] I. Verbytskyi, A. Blinov, D. Vinnikov, and D. Pefititsis, “Operation and design of series-resonant current-source full-bridge dc-dc converter,” in *IECON 2021 – 47th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. IEEE, Oct. 2021.
- [94] E. Gomaa, A. Shawky, and M. Orabi, “Wireless charging techniques and converter topologies for light evs, e-bikes, e-chairs and scooters: A review,” in *2023 IEEE Conference on Power Electronics and Renewable Energy (CPERE)*. IEEE, Feb. 2023.
- [95] S. Carrese, T. Giacchetti, M. Nigro, G. Algeri, and G. Ceccarelli, “Analysis and management of e-scooter sharing service in italy,” in *2021 7th International Conference on Models and Technologies for Intelligent Transportation Systems (MT-ITS)*. IEEE, Jun. 2021.
- [96] D. Ranawat and M. P. R. Prasad, “A review on electric vehicles with perspective of battery management system,” in *2018 International Conference on Electrical, Electronics, Communication, Computer, and Optimization Techniques (ICECCOT)*. IEEE, Dec. 2018.
- [97] S. Mishra, S. C. Swain, and R. K. Samantaray, “A review on battery management system and its application in electric vehi-

- cle,” in *2021 International Conference on Advances in Computing and Communications (ICACC)*. IEEE, Oct. 2021.
- [98] A. Krings and C. Monissen, “Review and trends in electric traction motors for battery electric and hybrid vehicles,” in *2020 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*. IEEE, Aug. 2020.
- [99] Freshly charged - latest scooter, e-bike, euc, onewheel news [Электронный ресурс ] – Режим доступа: <https://freshlycharged.com>.
- [100] 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*, vol. 4, no. 1, pp. 3–37, mar 2018.
- [101] M. A. Houran, X. Yang, and W. Chen, “Magnetically coupled resonance WPT: Review of compensation topologies, resonator structures with misalignment, and EMI diagnostics,” *Electronics*, vol. 7, no. 11, p. 296, nov 2018.
- [102] M. Venkatesan, N. Rajamanickam, P. Vishnuram, M. Bajaj, V. Blazek, L. Prokop, and S. Misak, “A review of compensation topologies and control techniques of bidirectional wireless power transfer systems for electric vehicle applications,” *Energies*, vol. 15, no. 20, p. 7816, Oct. 2022.
- [103] B. Esteban, M. Sid-Ahmed, and N. C. Kar, “A comparative study of power supply architectures in wireless ev charging systems,”

- IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 11, pp. 6408–6422, Nov. 2015.
- [104] 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*, vol. 6, no. 3, pp. 1581–1594, Sep. 2018.
- [105] R. Mai, Y. Chen, Y. Li, Y. Zhang, G. Cao, and Z. He, “Inductive power transfer for massive electric bicycles charging based on hybrid topology switching with a single inverter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 8, pp. 5897–5906, Aug. 2017.
- [106] J. Hou, Q. Chen, K. Yan, X. Ren, S.-C. Wong, and C. K. Tse, “Analysis and control of s/sp compensation contactless resonant converter with constant voltage gain,” in *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. IEEE, Sep. 2013.
- [107] T. Diekhans and R. W. De Doncker, “A dual-side controlled inductive power transfer system optimized for large coupling factor variations and partial load,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 11, pp. 6320–6328, Nov. 2015.
- [108] W. Li, H. Zhao, S. Li, J. Deng, T. Kan, and C. C. Mi, “Integrated *LCC* compensation topology for wireless charger in electric and plug-in electric vehicles,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 7, pp. 4215–4225, Jul. 2015.
- [109] N. Hatchavanich, M. Konghirun, and A. Saengswang, “Lcl — lcll

- voltage source inverter with phase shift control for wireless ev charger,” in *2017 IEEE 12th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*. IEEE, Dec. 2017.
- [110] Y. Li, Q. Xu, T. Lin, J. Hu, Z. He, and R. Mai, “Analysis and design of load-independent output current or output voltage of a three-coil wireless power transfer system,” *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 4, no. 2, pp. 364–375, Jun. 2018.
- [111] W. Li, H. Zhao, J. Deng, S. Li, and C. C. Mi, “Comparison study on ss and double-sided lcc compensation topologies for ev/phev wireless chargers,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 65, no. 6, pp. 4429–4439, Jun. 2016.
- [112] C. Wang, R. Lu, C. Zhu, G. Wei, and K. Song, “Characteristics comparison of typical secondary-side compensation topologies in wireless powering systems with constant-current primary-side,” in *2017 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*. IEEE, Aug. 2017.
- [113] D. Fu, B. Lu, and F. C. Lee, “1mhz high efficiency llc resonant converters with synchronous rectifier,” in *2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference*. IEEE, 2007.
- [114] I. Nam, R. Dougal, and E. Santi, “Novel control approach to achieving efficient wireless battery charging for portable electronic devices,” in *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. IEEE, Sep. 2012.

- [115] C. L. Chia and E. K. K. Sng, “A novel robust control method for the series–parallel resonant converter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 8, pp. 1896–1904, Aug. 2009.
- [116] X. Meng, D. Qiu, M. Lin, S. C. Tang, and B. Zhang, “Output voltage identification based on transmitting side information for implantable wireless power transfer system,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 2938–2946, 2019.
- [117] Y. Yao, X. Liu, Y. Wang, and D. Xu, “Lc/cl compensation topology and efficiency-based optimisation method for wireless power transfer,” *IET Power Electronics*, vol. 11, no. 6, pp. 1029–1037, Apr. 2018.
- [118] Z. Dai, J. Wang, M. Long, and H. Huang, “A witrlicity-based high-power device for wireless charging of electric vehicles,” *Energies*, vol. 10, no. 3, p. 323, Mar. 2017.
- [119] Y. Wang, Y. Yao, X. Liu, D. Xu, and L. Cai, “An lc/s compensation topology and coil design technique for wireless power transfer,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 3, pp. 2007–2025, Mar. 2018.
- [120] S. Samanta and A. K. Rathore, “Analysis and design of current-fed (l)(c) (lc) converter for inductive wireless power transfer (iwpt),” in *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. IEEE, Sep. 2015.
- [121] J. Hou, Q. Chen, X. Ren, X. Ruan, S.-C. Wong, and C. K. Tse, “Precise characteristics analysis of series/series-parallel

- compensated contactless resonant converter,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 3, no. 1, pp. 101–110, Mar. 2015.
- [122] G. R. M. Uddin, S. Mekhilef, “A compact wireless ipt system using a modified voltage-fed multi-resonant class ef2 inverter,” *Journal of Power Electronics*, vol. 18, no. 1, pp. 277–288, 2018.
- [123] J. Barnard, J. Ferreira, and J. van Wyk, “Sliding transformers for linear contactless power delivery,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 44, no. 6, pp. 774–779, 1997.
- [124] H. Abe, H. Sakamoto, and K. Harada, “A noncontact charger using a resonant converter with parallel capacitor of the secondary coil,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 36, no. 2, pp. 444–451, 2000.
- [125] S. Nutwong, A. Sangswang, and S. Naetiladdanon, “Design of the wireless power transfer system with uncompensated secondary to increase power transfer capability,” in *8th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2016)*. Institution of Engineering and Technology, 2016.
- [126] V.-B. Vu, V.-T. Phan, M. Dahidah, and V. Pickert, “Multiple output inductive charger for electric vehicles,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 8, pp. 7350–7368, Aug. 2019.
- [127] W. Zhang and C. C. Mi, “Compensation topologies of high-power wireless power transfer systems,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 65, no. 6, pp. 4768–4778, Jun. 2016.



- [128] S. Y. R. Hui, W. Zhong, and C. K. Lee, “A critical review of recent progress in mid-range wireless power transfer,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 9, pp. 4500–4511, sep 2014.
- [129] Y. Denisov, V. Gordienko, A. Gorodny, S. Stepenko, R. Yershov, A. Prokhorova, and O. Kostyrieva, “Power losses in mosfet switch of quasi-resonant pulse converter with series resonant circuit,” in *2016 2nd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*. IEEE, Jun. 2016.
- [130] M. Shen, J. Wang, A. Joseph, F. Z. Peng, L. Tolbert, and D. Adams, “Constant boost control of the z-source inverter to minimize current ripple and voltage stress,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 42, no. 3, pp. 770–778, May 2006.
- [131] F. Peng, A. Joseph, J. Wang, M. Shen, L. Chen, Z. Pan, E. Ortiz-Rivera, and Y. Huang, “Z-source inverter for motor drives,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, no. 4, pp. 857–863, Jul. 2005.
- [132] M. Budhia, J. T. Boys, G. A. Covic, and C.-Y. Huang, “Development of a single-sided flux magnetic coupler for electric vehicle ipt charging systems,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 1, pp. 318–328, Jan. 2013.
- [133] Z. Zhang and K. T. Chau, “Homogeneous wireless power transfer for move-and-charge,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 11, pp. 6213–6220, Nov. 2015.
- [134] A. Zaheer, G. A. Covic, and D. Kacprzak, “A bipolar pad in a

- 10-khz 300-w distributed ipt system for agv applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 7, pp. 3288–3301, Jul. 2014.
- [135] G. A. Covic, M. L. G. Kissin, D. Kacprzak, N. Clausen, and H. Hao, “A bipolar primary pad topology for ev stationary charging and highway power by inductive coupling,” in *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. IEEE, Sep. 2011.
- [136] A. Zaheer, D. Kacprzak, and G. A. Covic, “A bipolar receiver pad in a lumped ipt system for electric vehicle charging applications,” in *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. IEEE, Sep. 2012.
- [137] R. Bosshard and J. W. Kolar, “All-SiC 9.5 kW/dm<sup>3</sup>on-board power electronics for 50 kW/85 kHz automotive IPT system,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 5, no. 1, pp. 419–431, mar 2017.
- [138] R. Bosshard, J. Muhlethaler, J. W. Kolar, and I. Stevanovic, “The  $\eta$ - $\alpha$ -pareto front of inductive power transfer coils,” in *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. IEEE, oct 2012.
- [139] R. Bosshard, U. Iruretagoyena, and J. W. Kolar, “Comprehensive evaluation of rectangular and double-d coil geometry for 50 kW/85 kHz IPT system,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 4, no. 4, pp. 1406–1415, dec 2016.
- [140] K. N. Mude and K. Aditya, “Comprehensive review and analysis of

- two-element resonant compensation topologies for wireless inductive power transfer systems,” *Chinese Journal of Electrical Engineering*, vol. 5, no. 2, pp. 14–31, Jun. 2019.
- [141] M. Rehman, S. Mirsaeidi, N. M. Nor, M. A. Koondhar, M. A. A. M. Zainuri, Z. M. Alaas, E. Tag-Eldin, N. A. Ghamry, and M. M. R. Ahmed, “A review of inductive power transfer: Emphasis on performance parameters, compensation topologies and coil design aspects,” *IEEE Access*, vol. 11, pp. 144 978–145 010, 2023.
- [142] J. Skorvaga and M. Pavelek, “Review on high power wpt coil system design,” in *2021 International Conference on Electrical Drives and Power Electronics (EDPE)*. IEEE, Sep. 2021.
- [143] W. Xu, X. Li, and Y. Peng, “Review and new developments of adaptive tuning technologies for wireless power transfer,” in *2022 IEEE 9th International Conference on Power Electronics Systems and Applications (PESA)*. IEEE, Sep. 2022.
- [144] N. Zahedi, Q. Wang, and A. Chandra, “A review of self-compensated wireless power transfer system,” in *2023 IEEE 14th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*. IEEE, Aug. 2023.
- [145] I. Verbytskyi, “Spectrum calculation of frequency pulse modulation voltage using double fourier series,” in *2015 IEEE 3rd Workshop on Advances in Information, Electronic and Electrical Engineering (AIEEE)*. IEEE, Nov. 2015.
- [146] P. Welch, “The use of fast fourier transform for the estimati-

- on of power spectra: A method based on time averaging over short, modified periodograms,” *IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics*, vol. 15, no. 2, pp. 70–73, Jun. 1967.
- [147] R. Bosshard and J. W. Kolar, “Multi-objective optimization of 50 kW/85 kHz IPT system for public transport,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 4, no. 4, pp. 1370–1382, dec 2016.
- [148] K. A. Thackston, H. Mei, and P. P. Irazoqui, “Coupling matrix synthesis and impedance-matching optimization method for magnetic resonance coupling systems,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 66, no. 3, pp. 1536–1542, mar 2018.
- [149] W. Wang, J. Deng, Z. Wang, and S. Wang, “The design and optimization of ground-side coils for dynamic wireless power transfer considering coupling variations,” *Energies*, vol. 15, no. 16, p. 6075, aug 2022.
- [150] W. Wang, J. Deng, D. Chen, and Z. Wang, “Multi-objective optimization of ground-side coils for dynamic wireless power transfer considering coupling variations,” in *2022 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. IEEE, mar 2022.
- [151] B. Zhang, J. Deng, W. Wang, L. Li, Z. Wang, S. Wang, and G. Guidi, “Multi-objective thermal optimization based on improved analytical thermal models of a 30 kW IPT system for EVs,” *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, pp. 1–1, 2022.

- [152] S. Onoda and A. Emadi, “Psim-based modeling of automotive power systems: Conventional, electric, and hybrid electric vehicles,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 53, no. 2, pp. 390–400, Mar. 2004.
- [153] H. Dallagi, “Study, analysis and simulation of three phase three-level, five-level and seven-level neutral-point-clamped inverters by psim,” in *2014 15th International Conference on Sciences and Techniques of Automatic Control and Computer Engineering (STA)*. IEEE, Dec. 2014.
- [154] D. Pfeifer and A. Gerstlauer, “Expression-level parallelism for distributed spice circuit simulation,” in *2011 IEEE/ACM 15th International Symposium on Distributed Simulation and Real Time Applications*. IEEE, Sep. 2011.
- [155] D. I. Zaikin, “Basic diode spice model extension and a software characterization tool for reverse recovery simulation,” in *2015 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*. IEEE, Mar. 2015.
- [156] Y. Yang and S. Zhou, “A circuit simulation experimental system based on re-development spice,” in *2011 4th International Congress on Image and Signal Processing*. IEEE, Oct. 2011.
- [157] T. Q. Van Hoang, D. Yassuda-Yamashita, P. Fernandez-Lopez, and F. Lafon, “Spice model extraction for a mosfet based on a parametric simulation and waveform measurement,” in *2017*

*International Symposium on Electromagnetic Compatibility - EMC EUROPE*. IEEE, Sep. 2017.

- [158] I. C. Guran, L. Andrei Perisoara, and A. Florescu, “Spice model implementation for lifepo4 cell,” in *2020 International Symposium on Fundamentals of Electrical Engineering (ISFEE)*. IEEE, Nov. 2020.
- [159] V. Bodunov, T. Kulko, A. Prystupa, and A. Gai, “Topological task of distributed generation placement using a pareto optimization,” in *2018 IEEE 3rd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*. IEEE, Sep. 2018.
- [160] Y. Denisov and S. Stepenko, “A subharmonic stability of power factor correctors with dual-loop control system,” in *2015 IEEE 35th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*. IEEE, Apr. 2015.
- [161] V. Varvolik, D. Prystupa, G. Buticchi, S. Peresada, M. Galea, and S. Bozhko, “Co-simulation analysis for performance prediction of synchronous reluctance drives,” *Electronics*, vol. 10, no. 17, p. 2154, Sep. 2021.
- [162] R. Marino, S. Peresada, and P. Tomei, “Global adaptive output feedback control of induction motors with uncertain rotor resistance,” *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 44, no. 5, pp. 967–983, May 1999.
- [163] N. Zaiets and I. Kondratenko, “Development of an intelligent system for predicting the reliability of electric motors,” in

*2019 IEEE 39th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*. IEEE, Apr. 2019.

- [164] A. Ingimundarson and T. Hägglund, “Robust tuning procedures of dead-time compensating controllers,” *Control Engineering Practice*, vol. 9, no. 11, pp. 1195–1208, Nov. 2001.
- [165] K. Warwick and D. Rees, *Industrial digital control systems*. Peregrinus on behalf of the Institution of Electrical Engineers, 1988.
- [166] L. Jiang and D. Costinett, “A high-efficiency GaN-based single-stage 6.78 MHz transmitter for wireless power transfer applications,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 1–1, 2018.
- [167] C. Florian, F. Mastri, R. P. Paganelli, D. Masotti, and A. Costanzo, “Theoretical and numerical design of a wireless power transmission link with GaN-based transmitter and adaptive receiver,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 62, no. 4, pp. 931–946, apr 2014.
- [168] F. Corti, F. Grasso, A. Reatti, A. Ayachit, D. K. Saini, and M. K. Kazimierczuk, “Design of class-e zvs inverter with loosely-coupled transformer at fixed coupling coefficient,” in *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. IEEE, Oct. 2016.

# ДОДАТОК А

## Список публікацій здобувача

Список публікацій здобувача:

1. B. Pakhaliuk, O. Husev, V. Shevchenko, J. Zakis, K. Maksym, and R. Strzelecki, “Modified inductive multicoil wireless power transfer approach based on z-source network,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 9, no. 4, pp. 4906–4917, Aug. 2021 (Особистий внесок – Запропоновано топологію системи передачі енергій з імпедансною ланкою з додатковими резонансними контурами з підключеними до індуктивності, запропоновано аналітичну модель з використанням методу припасування, проведено експериментальні дослідження запропонованої топології для різних дизайнів передавальних котушок).
2. V. Shevchenko, B. Pakhaliuk, O. Husev, D. Vinnikov, and R. Strzelecki, “Wireless charging station design for electric scooters: Case study analysis,” *Energies*, vol. 17, no. 11, p. 2472, May 2024 (Особистий внесок – Був виконаний аналіз обмежень системи індуктивної передачі енергії для різних рішень зв’язаних котушок з використанням високопараметризованих імітаційних моделей).



3. V. Shevchenko, B. Pakhaliuk, J. Zakis, O. Veligorskyi, J. Luszcz, O. Husev, O. Lytvyn, and O. Matiushkin, “Closed-loop control system design for wireless charging of low-voltage ev batteries with time-delay constraints,” *Energies*, vol. 14, no. 13, p. 3934, Jun. 2021 (Особистий внесок – Був виконаний аналіз системи керування для різних значень комунікаційної затримки і визначені коефіцієнти регулятора).
4. V. Shevchenko, B. Pakhaliuk, O. Husev, O. Veligorskyi, D. Stepins, and R. Strzelecki, “Feasibility study gan transistors application in the novel split-coils inductive power transfer system with t-type inverter,” *Energies*, vol. 13, no. 17, p. 4535, Sep. 2020 (Особистий внесок – Був виконаний аналітичний і експериментальний аналіз системи передачі енергії з двома передавальними котушками).
5. B. Pakhaliuk, O. Husev, V. Shevchenko, O. Veligorskyi, and K. Kroics, “Novel inductive power transfer approach based on z-source network with compensation circuit,” in *2018 IEEE 38th International Conference on Electronics and Nanotechnology (ELNANO)*. IEEE, apr 2018, pp. p. 1–6 (Особистий внесок – Запропоновано топологію системи передачі енергій з імпедансною ланкою, розроблено імітаційну модель запропонованої топології та проведений аналіз рішення в різних режимах роботи).

6. B. Pakhaliuk, O. Husev, V. Shevchenko, J. Zakis, and D. Stepins, “Multivariable optimal control of wireless power transfer systems with series-parallel compensation,” in *2019 IEEE 60th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON)*. IEEE, Oct. 2019 (Особистий внесок – Запропоновано методологію оптимального багатопараметричного керування замкненою системою бездротової передачі енергії за допомогою контуру зі змінним імпедансом та розроблена імітаційна модель для верифікації запропонованого рішення).
7. B. Pakhaliuk, O. Husev, R. Strzelecki, V. Shevchenko, and K. Maksym, “Comparative evaluation of multicoil inductive power transfer approaches based on z-source network,” in *2019 IEEE 2nd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*. IEEE, Jul. 2019 (Особистий внесок – Запропоновано топологію системи передачі енергії з імпедансною ланкою з додатковими резонансними контурами підключеними до ємностей, розроблено імітаційні моделі для порівняння з іншими рішеннями з використанням імпедансних ланок та проведене порівняння рішень).

8. B. Pakhaliuk, O. Husev, R. Strzelecki, K. Tytelmaier, J. Zakis, and D. Stepins, "Optimal multivariable control for modified z-source based ipt," in *2018 IEEE 59th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON)*. IEEE, Nov. 2018 (Особистий внесок – Запропоновано методологію оптимального багатопараметричного керування замкнутої системи бездротової передачі енергії на основі імпедансної ланки та розроблена імітаційна модель для верифікації запропонованого рішення).
9. B. Pakhaliuk, O. Husev, R. Strzelecki, and K. Tytelmaier, "Optimal components design for modified z-source based ipt approach," in *2018 IEEE 3rd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*. IEEE, Sep. 2018 (Особистий внесок – Запропоновано методологію оптимізації компонентів системи передачі енергій з імпедансною ланкою з додатковими резонансними контурами з підключеними до індуктивності та виконано оптимізацію з використанням запропонованого методу).
10. B. Pakhaliuk, O. Husev, V. Shevchenko, K. Kroics, D. Stepins, and R. Strzelecki, "Inductive bifilar coil based wireless charging system for autonomous electric boat," in *2022 IEEE 31st International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*. IEEE, Jun. 2022 (Особистий внесок – Запропоновано метод керування системою індуктивної передачі енергії з двома передавальними котушками, виконано експериментальну верифікацію запропонованого рішення для зарядки безпілотного човна).

11. B. Pakhaliuk, V. Shevchenko, R. Strzelecki, and J. Zakis, “Harmonics influence analysis in modified inductive multi-coil wireless power transfer approach based on z-source network,” in *Комплексне забезпечення якості технологічних процесів та систем*, May 2021 (Особистий внесок – Розроблено імітаційну модель системи передачі енергій з імпедансною ланкою для аналізу впливу гармонік).
12. B. Pakhaliuk, V. Shevchenko, D. Stepins, and J. Zakis, “Automated multicoil coupling coefficient measurement with switched relay system,” in *Комплексне забезпечення якості технологічних процесів та систем*, May 2020 (Особистий внесок – Розроблений метод виміру коефіцієнтів зв'язку між передавальними і приймальними котушками та розроблена експериментальна установка для верифікації запропонованого рішення).
13. “Індуктивний спосіб передачі енергії на основі імпедансної ланки в резонансному режимі,” UA patent 125 856, May 25, 2018, Пахалюк Богдан, Гусев Олександр, Шевченко Віктор, Велігорський Олександр (Особистий внесок – Запропоноване і описане використання імпедансної ланки в системі багатокотушечної бездротової передачі енергії).

14. “Система бездротової передачі енергії на основі двох послідовно включених передавальних котушок із середньою точністю,” UA patent 127 763, May 25, 2023, Пахалюк Богдан, Гусев Олександр, Шевченко Віктор, Велігорський Олександр (Особистий внесок – Виконаний електромагнітний аналіз зв’язаних котушок бездротової системи передачі енергії з двома передавачами).
15. V. Shevchenko, B. Pakhaliuk, and H. Oleksandr, “Review the main technologies of the wireless charging of energy accumulators for small-purchasing systems,” *TECHNICAL SCIENCES AND TECHNOLOGIES*, no. 4(10), pp. 133–146, 2017 (Особистий внесок – Виконаний аналіз рішень систем заряджання для малопотужних скутерів).
16. V. Shevchenko, B. Treiko, O. Husev, B. Pakhaliuk, and K. Oleg, “ОГЛЯД І ПОРІВНЯННЯ БАЗОВИХ ТОПОЛОГІЙ КОМПЕНСАЦІЇ ДЛЯ БЕЗДРОТОВОЇ ПЕРЕДАЧІ ЕНЕРГІЇ,” *TECHNICAL SCIENCES AND TECHNOLOGIES*, no. 3(13), pp. 209–218, 2018 (Особистий внесок – Виконаний аналітичний аналіз систем компенсації бездротової передачі енергії).

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

1. Міжнародній науково-технічній конференції «2018 IEEE 38th International Conference on Electronics and Nanotechnology», ( ELNANO ) (Україна, Київ, 2018р).

2. Міжнародній науково-технічній конференції «2018 IEEE 59th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON)» (Латвія, Рига, 2018р).
3. Міжнародній науково-технічній конференції «2018 IEEE 3rd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)» (Україна, Харків, 2018р).
4. Міжнародному науково-технічному симпозиумі « Topical Problems in the Field of Electrical and Power Engineering» (Естонія, Тоїла, 2019р).
5. Міжнародній науково-технічній конференції «2019 IEEE 60th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON)» (Латвія, Рига, 2019р).
6. Міжнародній науково-технічній конференції «2019 IEEE 2nd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering», (UKRCON) (Україна, Львів, 2019р).
7. Міжнародній науково-технічній конференції «Комплексне забезпечення якості технологічних процесів та систем» (Україна, Чернігів, 2020р).
8. Міжнародній науково-технічній конференції «Комплексне забезпечення якості технологічних процесів та систем» (Україна, Чернігів, 2021р).

9. Міжнародній науково-технічній конференції «2022 IEEE 31st International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)» (США, Анкоридж, Аляска, 2022р).

# ДОДАТОК Б

## Акт про використання результатів дисертаційної роботи

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І  
НАУКИ УКРАЇНИ



MINISTRY OF EDUCATION AND  
SCIENCE OF UKRAINE

НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ  
«ЧЕРНІГІВСЬКА ПОЛІТЕХНІКА»

тел. +38(0462) 665-103;  
факс +38(0462) 665-105  
E-mail: cstun@stun.cn.ua  
www.stun.cn.ua  
Код ЄДРПОУ 05460798

CHERNIHIV POLYTECHNIC  
NATIONAL UNIVERSITY

вул. Шевченка, 95, Чернігів, 14035,  
Україна

95, Shevchenko str., Chernihiv, 14035,  
Ukraine

26.08.2024 № 202/08-1860/BC

На № \_\_\_\_\_ від \_\_\_\_\_

### ДОВІДКА ПРО ВПРОВАДЖЕННЯ РЕЗУЛЬТАТІВ ДИСЕРТАЦІЙНОЇ РОБОТИ

ПАХАЛЮКА Богдана Петровича на тему:

"Напівпровідникові перетворювачі з покращеними масогабаритними параметрами для бездротової зарядки на основі імпедансної ланки в резонансному режимі",  
представленої на здобуття ступеня доктора філософії  
зі спеціальності 141 -«Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка»

Основні положення та результати дисертаційного дослідження ПАХАЛЮКА Богдана Петровича на тему «Напівпровідникові перетворювачі з покращеними масогабаритними параметрами для бездротової зарядки на основі імпедансної ланки в резонансному режимі» були впроваджені в навчальному процесі Національного університету «Чернігівська політехніка», а саме:

- у структурі лекційних занять та лабораторних робіт для здобувачів вищої освіти за освітнім ступенем бакалавр спеціальності 172 «Телекомунікації та радіотехніка» в рамках дисциплін "Пристрої аналогової електроніки" та "Основи радіоелектроніки", які містять рекомендації щодо методології розрахунку перехідних процесів в електричних колах в резонансному і нерезонансному режимах.

Проректор з наукової роботи



Вікторія МАРГАСОВА



# ДОДАТОК В

## Акт результатів апробації науково-технічної розробки

ТОВ «Системи проектування та точного синтезу»

15552, вул. М. Коцюбинського, будинок 60,

м. Чернігів, Чернігівська область, Україна

тел. 38 (050) 211-54-33

### АКТ ПРО ВПРОВАДЖЕННЯ

**наукових результатів дисертаційної роботи ПАХАЛЮКА Богдана Петровича на тему: "Напівпровідникові перетворювачі з покращеними масогабаритними параметрами для бездротової зарядки на основі імпедансної ланки в резонансному режимі", представленої на здобуття ступеня доктора філософії зі спеціальності 141 - «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка»**

Під час проектування та впровадження комплексних систем бездротового заряджання були використані результати дисертаційної роботи ПАХАЛЮКА Богдана Петровича. Запропонована в дисертаційній роботі система бездротового заряджання з використанням імпедансної ланки показала високу ефективність у порівнянні з конвенціональними рішеннями з дротовим заряджанням, які доступні на ринку.

Апробовано при модернізації технологічних розробок в якості альтернативного джерела живлення. Завдяки підвищенню енергоефективності системи заряджання очікуваний річний економічний ефект від впровадження зазначених науково-технічних розробок може значно зменшити ціну розроблюваного пристрою.

Даний акт не є підставою для взаємних фінансових вимог.

Директор ТОВ «Системи проектування та точного синтезу»

Вислий Анатолій Анатолійович



## ДОДАТОК Г

### Результати МСЕ моделювання для різних повітряних зазорів між передавачем і приймачем

Крок між витками:

$$d_s = \{3.9 \ 3 \ 2.9 \ 1.9 \ 0.95 \ 0.7\} \quad (6.15)$$

Радіус витків:

$$d_w = \{0.25 \ 0.5 \ 0.75\} \quad (6.16)$$

Кількість витків:

$$Turns = \{5 \ 6 \ 7 \ 10 \ 20 \ 27\} \quad (6.17)$$

Повітряний зазор:

$$d_g = \{10 \ 20 \ 30 \ 40 \ 50\} \quad (6.18)$$

Табл. 6.3: Результати моделювання для різних повітряних зазорів

	$d_s, [\text{мм}]$	$d_w, [\text{мм}]$	$Turns$	$d_g, [\text{мм}]$	$k$	$L, [\text{мкГн}]$	$l, [\text{мм}]$
1	3.9	0.25	5	10	0.63	6.468	1658.27
2	3.9	0.25	5	20	0.38	5.219	1658.27

Продовження на наступній сторінці

Табл. 6.3: Результати моделювання для різних повітряних зазорів (Продовження таблиці)

	$d_s, [\text{мм}]$	$d_w, [\text{мм}]$	<i>Turns</i>	$d_g, [\text{мм}]$	$k$	$L, [\text{мкГн}]$	$l, [\text{мм}]$
3	3.9	0.25	5	30	0.23	4.901	1658.27
4	3.9	0.25	5	40	0.14	4.799	1658.27
5	3.9	0.25	5	50	0.08	4.708	1658.27
6	3.9	0.5	5	10	0.66	6.119	1658.27
7	3.9	0.5	5	20	0.41	4.911	1658.27
8	3.9	0.5	5	30	0.24	4.607	1658.27
9	3.9	0.5	5	40	0.15	4.487	1658.27
10	3.9	0.5	5	50	0.09	4.422	1658.27
11	3.9	0.75	5	10	0.69	5.927	1658.27
12	3.9	0.75	5	20	0.42	4.733	1658.27
13	3.9	0.75	5	30	0.25	4.468	1658.27
14	3.9	0.75	5	40	0.15	4.333	1658.27
15	3.9	0.75	5	50	0.09	4.240	1658.27
16	3	0.75	6	10	0.71	8.349	1905.61
17	3	0.75	6	20	0.43	6.597	1905.61
18	3	0.75	6	30	0.25	6.208	1905.61
19	3	0.75	6	40	0.15	6.036	1905.61
20	3	0.75	6	50	0.09	5.927	1905.61
21	3	0.75	6	10	0.73	8.308	1905.61

Продовження на наступній сторінці

Табл. 6.3: Результати моделювання для різних повітряних зазорів (Продовження таблиці)

	$d_s, [\text{мм}]$	$d_w, [\text{мм}]$	<i>Turns</i>	$d_g, [\text{мм}]$	$k$	$L, [\text{мкГн}]$	$l, [\text{мм}]$
22	2.9	0.75	7	10	0.73	11.06	2268.81
23	2.9	0.75	7	20	0.45	8.758	2268.81
24	2.9	0.75	7	30	0.27	8.233	2268.81
25	2.9	0.75	7	40	0.17	8.040	2268.81
26	2.9	0.75	7	50	0.10	7.849	2268.81
27	1.9	0.25	10	10	0.71	23.19	3095.80
28	1.9	0.25	10	20	0.44	18.40	3095.80
29	1.9	0.25	10	30	0.26	17.18	3095.80
30	1.9	0.25	10	40	0.16	16.76	3095.80
31	1.9	0.25	10	50	0.10	16.45	3095.80
32	1.9	0.5	10	10	0.73	22.53	3095.80
33	1.9	0.5	10	20	0.45	17.81	3095.80
34	1.9	0.5	10	30	0.27	16.63	3095.80
35	1.9	0.5	10	40	0.16	16.34	3095.80
36	1.9	0.5	10	50	0.10	15.95	3095.80
37	0.95	0.25	20	10	0.74	89.45	6008.48
38	0.95	0.25	20	30	0.28	65.54	6008.48
39	0.95	0.5	20	10	0.75	88.00	6008.48
40	0.95	0.5	20	20	0.47	69.06	6008.48

Продовження на наступній сторінці

Табл. 6.3: Результати моделювання для різних повітряних зазорів (Продовження таблиці)

	$d_s, [\text{мм}]$	$d_w, [\text{мм}]$	<i>Turns</i>	$d_g, [\text{мм}]$	$k$	$L, [\text{мкГн}]$	$l, [\text{мм}]$
41	0.95	0.5	20	30	0.28	65.62	6008.48
42	0.95	0.5	20	40	0.17	62.96	6008.48
43	0.95	0.5	20	50	0.10	61.71	6008.48
44	0.7	0.5	27	10	0.76	159.7	8035.95
45	0.7	0.5	27	20	0.47	125.0	8035.95
46	0.7	0.5	27	30	0.29	118.3	8035.95
47	0.7	0.5	27	40	0.17	113.8	8035.95
48	0.7	0.5	27	50	0.10	111.5	8035.95
49	0.7	0.25	27	20	0.47	126.9	8035.95
50	0.7	0.25	27	30	0.28	118.6	8035.95
51	0.7	0.25	27	40	0.17	115.6	8035.95
52	0.7	0.25	27	50	0.10	113.4	8035.9

## ДОДАТОК Д

### Результати МСЕ моделювання для різних розмірів котушок

Крок між витками:

$$d_s = \{0.4 \quad 0.7 \quad 2.9\} \quad (6.19)$$

Радіус витків:

$$d_w = \{0.25 \quad 0.5 \quad 0.75\} \quad (6.20)$$

Кількість витків:

$$Turns = \left\{ \begin{array}{cccccccccc} 3 & 5 & 7 & 9 & 11 & 13 & 15 & 17 & 19 & 21 \\ 23 & 25 & 27 & 29 & 31 & 33 & 35 & 37 & 39 & 41 \\ 43 & 45 & & & & & & & & \end{array} \right\} \quad (6.21)$$

Повітряний зазор:

$$d_g = \{30\} \quad (6.22)$$

Табл. 6.4: Результати моделювання для різних розмірів котушок

	$d_s, [\text{мм}]$	$d_w, [\text{мм}]$	$Turns$	$d_g, [\text{мм}]$	$\kappa$	$L, [\text{мкГн}]$	$l, [\text{мм}]$	$d_{wd}, [\text{мм}]$	$d_{hg}, [\text{мм}]$
1	0.4	0.25	3	30	0.03	1.918	807.68	94.18	13.5
2	0.4	0.25	5	30	0.04	4.742	1231.9	96.66	16
3	0.4	0.25	7	30	0.05	8.848	1672.1	99.14	18.5

Продовження на наступній сторінці

Табл. 6.4: Результати моделювання для різних розмірів  
катушок (Продовження таблиці)

	$d_s, [\text{MM}]$	$d_w, [\text{MM}]$	$Turns$	$d_g, [\text{MM}]$	$k$	$L, [\text{МКГН}]$	$l, [\text{MM}]$	$d_{wd}, [\text{MM}]$	$d_{hg}, [\text{MM}]$
4	0.4	0.25	9	30	0.07	14.03	2128.3	101.6	21
5	0.4	0.25	11	30	0.08	20.54	2600.6	104.1	23.5
6	0.4	0.25	13	30	0.09	28.39	3088.8	106.5	26
7	0.4	0.25	15	30	0.11	37.47	3593.0	109.0	28.5
8	0.4	0.25	17	30	0.12	47.66	4113.2	111.5	31
9	0.4	0.25	19	30	0.13	59.08	4649.4	114.0	33.5
10	0.4	0.25	21	30	0.15	71.67	5201.6	116.5	36
11	0.4	0.25	23	30	0.16	85.85	5769.7	118.9	38.5
12	0.4	0.25	25	30	0.17	101.4	6353.9	121.4	41
13	0.4	0.25	27	30	0.18	117.9	6954.1	123.9	43.5
14	0.4	0.25	29	30	0.20	136.2	7570.2	126.4	46
15	0.4	0.25	31	30	0.21	158.4	8202.4	128.9	48.5
16	0.4	0.25	33	30	0.22	177.7	8850.5	131.3	51
17	0.4	0.25	35	30	0.23	198.5	9514.7	133.8	53.5
18	0.4	0.25	37	30	0.24	222.1	10194.	136.3	56
19	0.4	0.25	39	30	0.25	246.6	10890.	138.8	58.5
20	0.4	0.25	41	30	0.26	272.5	11603.	141.3	61
21	0.4	0.25	43	30	0.27	303.0	12331.	143.7	63.5

Продовження на наступній сторінці

Табл. 6.4: Результати моделювання для різних розмірів  
катушок (Продовження таблиці)

	$d_s, [\text{MM}]$	$d_w, [\text{MM}]$	$Turns$	$d_g, [\text{MM}]$	$k$	$L, [\text{MKГH}]$	$l, [\text{MM}]$	$d_{wd}, [\text{MM}]$	$d_{hg}, [\text{MM}]$
22	0.4	0.25	45	30	0.28	330.4	13075.	146.2	66
23	0.7	0.5	1	30	0.02	0.321	401.66	91.7	11
24	0.7	0.5	3	30	0.04	1.720	821.01	96.1	15.38
25	0.7	0.5	5	30	0.06	4.380	1268.3	100.5	19.76
26	0.7	0.5	7	30	0.09	8.245	1743.6	104.9	24.14
27	0.7	0.5	9	30	0.11	13.45	2246.9	109.3	28.52
28	0.7	0.5	11	30	0.13	19.86	2778.2	113.7	32.9
29	0.7	0.5	13	30	0.16	27.44	3337.4	118.1	37.28
30	0.7	0.5	15	30	0.18	36.31	3924.7	122.5	41.66
31	0.7	0.5	17	30	0.20	47.05	4539.9	126.9	46.04
32	0.7	0.5	19	30	0.22	58.25	5183.1	131.3	50.42
33	0.7	0.5	21	30	0.24	72.14	5854.3	135.7	54.8
34	0.7	0.5	23	30	0.26	86.71	6553.5	140.1	59.18
35	0.7	0.5	25	30	0.27	101.7	7280.7	144.5	63.56
36	0.7	0.5	27	30	0.29	118.3	8035.9	148.9	67.94
37	2.9	0.75	1	30	0.03	0.316	418.98	91.7	11
38	2.9	0.75	2	30	0.08	0.828	654.89	101.7	20.5
39	2.9	0.75	3	30	0.13	1.662	919.74	111.8	30

Продовження на наступній сторінці



Табл. 6.4: Результати моделювання для різних розмірів котушок (Продовження таблиці)

	$d_s, [\text{MM}]$	$d_w, [\text{MM}]$	$Turns$	$d_g, [\text{MM}]$	$k$	$L, [\text{MKГH}]$	$l, [\text{MM}]$	$d_{wd}, [\text{MM}]$	$d_{hg}, [\text{MM}]$
40	2.9	0.75	4	30	0.17	2.839	1213.5	121.8	39.5
41	2.9	0.75	5	30	0.21	4.385	1536.3	131.9	49
42	2.9	0.75	6	30	0.25	6.178	1888.0	141.9	58.5
43	2.9	0.75	7	30	0.27	8.233	2268.8	152	68

## ДОДАТОК Е

### Результати МСЕ моделювання об'ємної густини потужності

Крок між витками:

$$d_s = \{2.9 \ 0.7 \ 0.4\} \quad (6.23)$$

Радіус витків:

$$d_w = \left\{ \begin{array}{cccccc} 0.25 & 0.3 & 0.35 & 0.4 & 0.45 & 0.5 \\ 0.55 & 0.6 & 0.65 & 0.7 & 0.75 & \end{array} \right\} \quad (6.24)$$

Кількість витків:

$$Turns = \{7 \ 25 \ 27 \ 41 \ 43 \ 45\} \quad (6.25)$$

Повітряний зазор:

$$d_g = \{30\} \quad (6.26)$$

Табл. 6.5: Результати моделювання для об'ємної густини потужності

	$d_s, [\text{мм}]$	$d_w, [\text{мм}]$	$Turns$	$d_g, [\text{мм}]$	$k$	$L, [\text{мкГн}]$	$l, [\text{мм}]$
1	0.4	0.25	41	30	0.26	270.7	11603.0
2	0.4	0.25	43	30	0.27	300.7	12331.2
3	0.4	0.25	45	30	0.28	327.6	13075.3
4	0.7	0.25	25	30	0.27	101.0	7280.77

Продовження на наступній сторінці

Табл. 6.5: Результати моделювання для об'ємної густини потужності (Продовження таблиці)

	$d_s, [\text{мм}]$	$d_w, [\text{мм}]$	<i>Turns</i>	$d_g, [\text{мм}]$	$k$	$L, [\text{мкГн}]$	$l, [\text{мм}]$
5	0.7	0.25	27	30	0.29	116.9	8035.95
6	0.7	0.3	25	30	0.27	101.4	7280.77
7	0.7	0.3	27	30	0.28	117.3	8035.95
8	0.7	0.35	25	30	0.27	101.0	7280.77
9	0.7	0.35	27	30	0.28	116.9	8035.95
10	0.7	0.4	25	30	0.27	100.6	7280.77
11	0.7	0.4	27	30	0.28	118.3	8035.95
12	0.7	0.45	25	30	0.27	101.6	7280.77
13	0.7	0.45	27	30	0.28	117.9	8035.95
14	0.7	0.5	25	30	0.27	101.6	7280.77
15	0.7	0.5	27	30	0.28	115.6	8035.95
16	2.9	0.25	7	30	0.25	8.715	2268.81
17	2.9	0.3	7	30	0.26	8.620	2268.81
18	2.9	0.35	7	30	0.26	8.563	2268.81
19	2.9	0.4	7	30	0.26	8.459	2268.81
20	2.9	0.45	7	30	0.26	8.389	2268.81
21	2.9	0.5	7	30	0.27	8.343	2268.81
22	2.9	0.55	7	30	0.27	8.295	2268.81
23	2.9	0.6	7	30	0.27	8.215	2268.81

Продовження на наступній сторінці

Табл. 6.5: Результати моделювання для об'ємної густини потужності (Продовження таблиці)

	$d_s, [\text{мм}]$	$d_w, [\text{мм}]$	<i>Turns</i>	$d_g, [\text{мм}]$	$k$	$L, [\text{мкГн}]$	$l, [\text{мм}]$
24	2.9	0.65	7	30	0.27	8.216	2268.81
25	2.9	0.7	7	30	0.27	8.171	2268.81
26	2.9	0.75	7	30	0.27	8.102	2268.81

# ДОДАТОК Є

## Листинг програми оптимізації

---

```
1
2 % Change default axes fonts.
3 set(0,'DefaultAxesFontName', 'Times New Roman')
4 set(0,'DefaultAxesFontSize', 14)
5 set(0,'DefaultAxesFontAngle', 'italic')
6
7 % Change default text fonts.
8 set(0,'DefaultTextFontname', 'Times New Roman')
9 set(0,'DefaultTextFontSize', 14)
10 set(0,'DefaultTextFontAngle', 'italic')
11
12 global Pout_cons;
13 global Eff_cons;
14 global C1_cons;
15 ga_constraints;
16
17 global Input_voltage ;
18 global Diode_voltage ;
19 global Diode_current ;
20 global Transistor_voltage;
21 global Transistor_current ;
22 global Capacitor_C1_voltage;
23 global Capacitor_C1_current;
24 global Capacitor_C2_voltage;
25 global Capacitor_C2_current;
26 global Capacitor_C3_voltage;
27 global Capacitor_C3_current;
28 global Output_voltage ;
```

```

29 global Output_current ;
30 global Output_power ;
31 global Input_energy ;
32 global Output_energy ;
33 global Efficiency ;
34
35 global popp;
36 popp = [ 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0];
37 nvars = 8;
38
39 % Non-equality constraints
40 A = [];
41 b = [];
42
43 % Equality constraints
44 Aeq = [];
45 beq = [];
46
47 % Bound constraint
48 global lb_scl;
49 global ub_scl;
50 lb_scl = [ 12; 10; 1; 355; 155; 0.3; 0.1; 1 ];
51 ub_scl = [ 48; 300; 500; 356; 156; 0.9; 0.9; 500 ];
52
53 lb = (lb_scl-lb_scl)./(ub_scl - lb_scl);
54 ub = (ub_scl-lb_scl)./(ub_scl - lb_scl);
55
56 % Non-linear constraint
57 % - Switching frequency constraint
58 nonlcon = [];
59
60 % Integer constraint

```

```

61 intcon = [];
62
63 options = optimoptions( ...
64     'ga', ...
65     'CreationFcn', 'gacreationuniform', ...
66     'ConstraintTolerance', 1e-2, ...
67     'PopulationSize', 50, ...
68     'MaxGenerations', 50, ...
69     'MutationFcn', 'mutationuniform', ...
70     'CrossoverFraction', 0.05, ...
71     'PlotFcn', @gaplotbestf ...
72 );
73
74 [x,fval,exitflag,output,population,scores] = ga( ...
75     @funobjective, ...
76     nvars, ...
77     A,b, ...
78     Aeq,beq, ...
79     lb,ub, ...
80     ... % @nonlincons, ...
81     nonlcon, ...
82     intcon, ...
83     options ...
84 );
85
86 fprintf('The number of generations was : %d\n', output.generations);
87 fprintf('The number of function evaluations was : %d\n',
88     output.funccount);
89 fprintf('The best function value found was : %g\n', fval);
90 csvwrite("population_FHA.csv", popp);

```

---

# ДОДАТОК Ж

## Листинг програми збору даних

---

```
1 #include "dll.h"
2 #include <windows.h>
3 #include <stdio.h>
4 #include <stdint.h>
5 #include <stdlib.h>
6 #include <math.h>
7
8 enum MeasuredFields
9 {
10     Input_voltage = 0,
11     Diode_voltage,
12     Diode_current,
13     Transistor_voltage,
14     Transistor_current,
15     Capacitor_C1_voltage,
16     Capacitor_C1_current,
17     Capacitor_C2_voltage,
18     Capacitor_C2_current,
19     Capacitor_C3_voltage,
20     Capacitor_C3_current,
21     Output_voltage,
22     Output_current,
23     Output_power,
24     Input_energy,
25     Output_energy,
26     Efficiency,
27     Measured_elements_count
28 };
```



```

29
30 double output_vector[Measured_elements_count];
31
32 __declspec(dllexport) void simuser( double t, double delt, double
    *in, double *out)
33 {
34     // Initialization of the simulation
35     if( t == delt )
36     {
37         char *filenam_sol = "solution.txt";
38
39         int i = 0;
40         FILE *f_sol = fopen(filenam_sol, "w");
41         for(i = 0; i < Measured_elements_count; i++)
42             fprintf(f_sol, "%05e, ", output_vector[i]);
43         fclose(f_sol);
44     }
45     output_vector[Input_voltage] = abs(in[Input_voltage]);
46
47     if (output_vector[Diode_voltage] < abs(in[Diode_voltage]))
48         output_vector[Diode_voltage] = abs(in[Diode_voltage]);
49     if (output_vector[Diode_current] < abs(in[Diode_current]))
50         output_vector[Diode_current] = abs(in[Diode_current]);
51
52     if (output_vector[Transistor_voltage] <
53         abs(in[Transistor_voltage]))
54         output_vector[Transistor_voltage] =
55             abs(in[Transistor_voltage]);
56     if (output_vector[Transistor_current] <
57         abs(in[Transistor_current]))
58         output_vector[Transistor_current] =
59             abs(in[Transistor_current]);

```

```

56
57     if (output_vector[Capacitor_C1_voltage] <
58         abs(in[Capacitor_C1_voltage]))
59         output_vector[Capacitor_C1_voltage] =
60             abs(in[Capacitor_C1_voltage]);
61
62     if (output_vector[Capacitor_C2_voltage] <
63         abs(in[Capacitor_C2_voltage]))
64         output_vector[Capacitor_C2_voltage] =
65             abs(in[Capacitor_C2_voltage]);
66
67     if (output_vector[Capacitor_C3_voltage] <
68         abs(in[Capacitor_C3_voltage]))
69         output_vector[Capacitor_C3_voltage] =
70             abs(in[Capacitor_C3_voltage]);
71
72     output_vector[Output_voltage] = abs(in[Output_voltage]);
73     output_vector[Output_current] = abs(in[Output_current]);
74     output_vector[Output_power] = abs(in[Output_voltage] *
75         in[Output_current]);

```

```

75
76     output_vector[Input_energy] +=
77         abs(in[Input_voltage] * in[Diode_current])* delt;
78     output_vector[Output_energy] +=
79         abs(in[Output_voltage] * in[Output_current])* delt;
80
81     if(output_vector[Input_energy] > 0)
82         output_vector[Efficiency] =
83             output_vector[Output_energy] /
84                 output_vector[Input_energy];
85     else
86         output_vector[Efficiency] = 0;
87
88     if(t >=1 - (delt*1.5))
89     {
90         char *filenam_sol = "solution.txt";
91         char *filename_log = "solutions_log.txt";
92
93         int i = 0;
94         FILE *f_sol = fopen(filenam_sol, "w");
95         for(i = 0; i < Measured_elements_count; i++)
96             fprintf(f_sol, "%05e, ", output_vector[i]);
97         fclose(f_sol);
98
99         FILE *f_log = fopen(filename_log, "a");
100        for(i = 0; i < Measured_elements_count; i++)
101            fprintf(f_log, "%05e, ", output_vector[i]);
102        fprintf(f_log, "\n");
103        fclose(f_log);
104    }
105 };

```

## ДОДАТОК 3

### Результати оптимізації системи бездрото- вої передачі енергії

Табл. 6.6: Результати оптимізації системи бездротової передачі енергії для  $J < 0.3$

$v_{in}, [V]$	$f_{sw}, [kHz]$	$L_1, [\mu H]$	$k_{12}$	$k_{13}$	$R_l, [\Omega]$	$v_{out}, [V]$	$p_{out}, [W]$	$\eta$	$J$
12.311	111.98	400.23	0.834	0.6340	241.53	25	2	0.726	0.204
12.311	111.98	400.23	0.834	0.6350	241.53	25	2	0.726	0.204
12.311	111.98	400.23	0.834	0.6351	241.53	25	2	0.726	0.204
13.146	69.896	337.27	0.834	0.6346	301.11	48	7	0.841	0.144
13.146	69.896	344.11	0.834	0.6346	301.11	47	7	0.853	0.143
13.146	69.896	390.56	0.834	0.6346	356.17	48	6	0.824	0.141
13.146	69.896	402.53	0.679	0.6350	356.17	45	5	0.788	0.204
13.146	69.896	402.53	0.687	0.6350	356.17	45	5	0.803	0.243
13.146	69.896	402.53	0.702	0.6348	359.07	45	5	0.815	0.282
13.146	69.896	402.53	0.792	0.6346	356.17	43	5	0.845	0.212
13.146	69.896	402.53	0.834	0.6328	356.17	47	6	0.850	0.138
13.146	69.896	402.53	0.834	0.6328	356.17	47	6	0.850	0.138
13.146	69.896	402.53	0.834	0.6334	301.11	43	6	0.864	0.137

Продовження на наступній сторінці

Табл. 6.6: Результати оптимізації системи бездротової передачі енергії для  $J < 0.3$  (Продовження таблиці)

$v_{in}, [V]$	$f_{sw}, [kHz]$	$L_1, [\mu H]$	$k_{12}$	$k_{13}$	$R_l, [\Omega]$	$v_{out}, [V]$	$p_{out}, [W]$	$\eta$	$J$
13.146	69.896	402.53	0.834	0.6338	356.17	47	6	0.852	0.138
13.146	69.896	402.53	0.834	0.6338	359.07	47	6	0.853	0.138
13.146	69.896	402.53	0.834	0.6339	301.11	43	6	0.864	0.137
13.146	69.896	402.53	0.834	0.6339	356.17	47	6	0.853	0.138
13.146	69.896	402.53	0.834	0.6340	301.11	43	6	0.864	0.137
13.146	69.896	402.53	0.834	0.6342	301.11	43	6	0.864	0.137
13.146	69.896	402.53	0.834	0.6343	359.07	47	6	0.854	0.138
13.146	69.896	402.53	0.834	0.6345	301.11	43	6	0.864	0.137
13.146	69.896	402.53	0.834	0.6346	70.319	18	4	0.806	0.239
13.146	69.896	402.53	0.834	0.6346	301.11	43	6	0.864	0.137
13.146	69.896	402.53	0.834	0.6346	326.95	46	6	0.837	0.139
13.146	69.896	402.53	0.834	0.6346	356.17	47	6	0.854	0.138
13.146	69.896	402.53	0.834	0.6346	359.07	47	6	0.855	0.138
13.146	69.896	402.53	0.834	0.6346	359.07	47	6	0.855	0.138
13.146	69.896	402.53	0.834	0.6346	301.11	43	6	0.864	0.137
13.146	69.896	402.53	0.834	0.6346	359.07	47	6	0.855	0.138
13.146	69.896	402.53	0.834	0.6346	359.07	47	6	0.855	0.138

Продовження на наступній сторінці

Табл. 6.6: Результати оптимізації системи бездротової передачі енергії для  $J < 0.3$  (Продовження таблиці)

$v_{in}, [V]$	$f_{sw}, [kHz]$	$L_1, [\mu H]$	$k_{12}$	$k_{13}$	$R_l, [\Omega]$	$v_{out}, [V]$	$p_{out}, [W]$	$\eta$	$J$
13.146	69.896	402.53	0.834	0.6348	359.07	47	6	0.855	0.138
13.146	69.896	402.53	0.834	0.6349	359.07	47	6	0.855	0.138
13.146	69.896	402.53	0.834	0.6350	23.385	10	4	0.833	0.254
13.146	69.896	402.53	0.834	0.6350	282.39	40	5	0.813	0.143
13.146	69.896	402.53	0.834	0.6350	356.17	47	6	0.853	0.138
13.146	69.896	402.53	0.834	0.6350	356.17	47	6	0.853	0.138
13.146	69.896	402.53	0.834	0.6350	359.07	47	6	0.855	0.138
13.146	69.896	402.53	0.834	0.6352	301.11	43	6	0.864	0.137
13.146	69.896	402.53	0.834	0.6933	356.17	46	5	0.769	0.152
13.146	69.896	402.53	0.834	0.8731	356.17	46	5	0.779	0.253
13.146	69.896	402.53	0.834	0.8817	359.07	46	6	0.780	0.255
13.146	69.896	402.53	0.834	0.9116	359.07	46	6	0.856	0.260
13.146	69.896	489.32	0.834	0.6346	301.11	38	4	0.783	0.142
13.146	76.019	400.23	0.834	0.6334	266.61	36	4	0.788	0.145
13.146	101.73	400.23	0.834	0.6350	305.54	32	3	0.835	0.147
13.146	106.58	400.23	0.834	0.6350	356.17	34	3	0.823	0.143
13.146	108.04	402.53	0.834	0.6344	356.17	34	3	0.842	0.140

Продовження на наступній сторінці

Табл. 6.6: Результати оптимізації системи бездротової передачі енергії для  $J < 0.3$  (Продовження таблиці)

$v_{in}, [V]$	$f_{sw}, [kHz]$	$L_1, [\mu H]$	$k_{12}$	$k_{13}$	$R_l, [\Omega]$	$v_{out}, [V]$	$p_{out}, [W]$	$\eta$	$J$
13.146	108.04	402.53	0.834	0.6350	356.17	34	3	0.842	0.140
13.146	108.04	402.53	0.834	0.7935	356.17	37	4	0.729	0.202
13.146	108.04	402.53	0.834	0.9776	356.17	37	3	0.713	0.249
13.146	111.98	250.47	0.834	0.6335	356.17	45	5	0.781	0.165
13.146	111.98	260.72	0.834	0.6350	356.17	44	5	0.819	0.156
13.146	111.98	284.30	0.834	0.6350	356.17	42	4	0.759	0.159
13.146	111.98	400.23	0.647	0.6350	356.17	33	3	0.877	0.237
13.146	111.98	400.23	0.676	0.6350	356.17	33	3	0.876	0.172
13.146	111.98	400.23	0.823	0.6350	241.53	26	2	0.683	0.217
13.146	111.98	400.23	0.834	0.6334	305.54	30	3	0.874	0.150
13.146	111.98	400.23	0.834	0.6345	356.17	33	3	0.855	0.141
13.146	111.98	400.23	0.834	0.6345	241.53	27	3	0.901	0.165
13.146	111.98	400.23	0.834	0.6347	356.17	33	3	0.854	0.141
13.146	111.98	400.23	0.834	0.6347	241.53	27	3	0.901	0.165
13.146	111.98	400.23	0.834	0.6347	356.17	33	3	0.854	0.141
13.146	111.98	400.23	0.834	0.6348	356.17	33	3	0.854	0.141
13.146	111.98	400.23	0.834	0.6348	356.17	33	3	0.854	0.141

Продовження на наступній сторінці

Табл. 6.6: Результати оптимізації системи бездротової передачі енергії для  $J < 0.3$  (Продовження таблиці)

$v_{in}, [V]$	$f_{sw}, [kHz]$	$L_1, [\mu H]$	$k_{12}$	$k_{13}$	$R_l, [\Omega]$	$v_{out}, [V]$	$p_{out}, [W]$	$\eta$	$J$
13.146	111.98	400.23	0.834	0.6349	356.17	33	3	0.854	0.141
13.146	111.98	400.23	0.834	0.6349	266.61	28	3	0.888	0.16
13.146	111.98	400.23	0.834	0.6349	356.17	33	3	0.854	0.141
13.146	111.98	400.23	0.834	0.6350	356.17	33	3	0.854	0.141
13.146	111.98	400.23	0.834	0.6350	241.53	27	3	0.901	0.165
13.146	111.98	400.23	0.834	0.6350	156.14	21	3	0.926	0.207
13.146	111.98	400.23	0.834	0.6350	241.53	27	3	0.901	0.165
13.146	111.98	400.23	0.834	0.6350	257.08	28	3	0.892	0.159
13.146	111.98	400.23	0.834	0.6350	266.61	28	3	0.888	0.160
13.146	111.98	400.23	0.834	0.6350	301.75	30	3	0.875	0.150
13.146	111.98	400.23	0.834	0.6350	305.54	30	3	0.876	0.150
13.146	111.98	400.23	0.834	0.6350	356.17	33	3	0.854	0.141
13.146	111.98	400.23	0.834	0.6350	359.42	33	3	0.852	0.141
13.146	111.98	400.23	0.834	0.6806	266.61	28	3	0.903	0.168
13.146	111.98	400.23	0.834	0.6807	266.61	28	3	0.903	0.168
13.146	111.98	402.53	0.742	0.5264	356.17	35	3	0.816	0.155
13.146	111.98	402.53	0.742	0.5264	356.17	35	3	0.816	0.155

Продовження на наступній сторінці



Табл. 6.6: Результати оптимізації системи бездротової передачі енергії для  $J < 0.3$  (Продовження таблиці)

$v_{in}, [V]$	$f_{sw}, [kHz]$	$L_1, [\mu H]$	$k_{12}$	$k_{13}$	$R_l, [\Omega]$	$v_{out}, [V]$	$p_{out}, [W]$	$\eta$	$J$
13.146	111.98	402.53	0.834	0.6335	356.17	33	3	0.856	0.141
13.146	111.98	402.53	0.834	0.6349	356.17	33	3	0.855	0.141
13.146	111.98	402.53	0.834	0.6350	356.17	33	3	0.855	0.141
13.146	111.98	402.53	0.834	0.6350	102.09	17	2	0.666	0.281
13.146	111.98	402.53	0.834	0.6350	356.17	33	3	0.855	0.141
13.146	111.98	402.53	0.834	0.6350	444.59	39	3	0.774	0.142
13.146	111.98	402.53	0.834	0.6353	356.17	33	3	0.855	0.141
13.146	111.98	444.53	0.834	0.6350	356.17	31	2	0.712	0.174
13.146	111.98	454.89	0.834	0.6350	356.17	30	2	0.727	0.172
13.146	111.98	481.25	0.834	0.6350	356.17	29	2	0.767	0.166
13.146	115.57	402.53	0.834	0.6341	359.07	32	3	0.790	0.151
13.146	115.57	402.53	0.834	0.6348	359.07	32	3	0.795	0.150
13.146	119.76	402.53	0.834	0.6346	301.11	29	2	0.681	0.198
13.146	136.95	400.23	0.834	0.6350	356.17	30	2	0.747	0.167
13.146	155.48	400.23	0.834	0.6350	241.53	22	2	0.875	0.202
13.146	238.81	402.53	0.834	0.6346	356.17	21	1	0.714	0.235
13.146	243.18	400.23	0.834	0.6350	356.17	21	1	0.717	0.234

Продовження на наступній сторінці

Табл. 6.6: Результати оптимізації системи бездротової передачі енергії для  $J < 0.3$  (Продовження таблиці)

$v_{in}, [V]$	$f_{sw}, [kHz]$	$L_1, [\mu H]$	$k_{12}$	$k_{13}$	$R_l, [\Omega]$	$v_{out}, [V]$	$p_{out}, [W]$	$\eta$	$J$
13.146	246.42	400.23	0.834	0.6350	319.57	19	1	0.737	0.24
13.146	271.95	400.23	0.834	0.6350	356.17	19	1	0.725	0.244
17.638	111.98	400.23	0.834	0.6350	356.17	45	5	0.804	0.148
27.338	111.98	402.53	0.834	0.6350	102.09	36	13	0.910	0.213