



Oleksandr K. Zhuk
Жук Олександр Кирилович

УДК 621.314.26

ENSURING THE EFFICIENCY OF THE INDUCTIVE ENERGY TRANSMISSION SYSTEM WITH VARIABLE CONNECTION CONDITIONS

ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ІНДУКТИВНОЇ СИСТЕМИ ПЕРЕДАЧІ ЕНЕРГІЇ ЗІ ЗМІНЮВАНИМИ УМОВАМИ ЗВ'ЯЗКУ

DOI [https://doi.org/10.15589/smi2021.1\(15\).2](https://doi.org/10.15589/smi2021.1(15).2)

Oleksandr K. Zhuk

Жук Олександр Кирилович,
канд. техн. наук, доц.
akzhuk2@gmail.com
ORCID: 0000-0002-9069-475X



Yana V. Dzysiuk
Дзисюк Яна В'ячеславівна

Yana V. Dzysiuk

Дзисюк Яна В'ячеславівна, аспірант
yana_dz@ukr.net
ORCID: 0000-0002-4305-0089

Admiral Makarov National University of Shipbuilding, Mykolayiv
Національний університет кораблебудування імені адмірала Макарова,
м. Миколаїв

Abstract. The general problems of charging powerful lithium-ion batteries in marine applications, in particular on zero-emission electric ferries, are considered, provided that they are charged to a sufficient energy level for a short time of each docking, which is only 4–5 minutes. For such applications, the most acceptable use of wireless contactless inductive energy transfer, which allows you to perform safe and fully automated charging operations with the best use of limited docking time. However, the introduction of inductive charging technology in the maritime sector requires taking into account some features and solving related technical problems: 1) in contrast to land vehicles (electric cars, electric buses, trams), ships require a much higher level of transmitted power, so the marine inductive charger must have a rated power of the order of a few megawatts; 2) during charging the vessel can move relative to the stationary part of the charging system due to the combined action of wind, waves and change of draft during loading and unloading, ie the efficiency of the inductive charging system must be independent of shift and change of mutual arrangement of inductive communication elements (coils), as well as the length of the air gap between them. The purpose of this work is to analyze the areas of improvement of modern inductive charging systems for battery ships by finding the principles of invariance of transmitted power (charging current) and energy efficiency of these systems to change the conditions of inductive communication. The sequential-serial configuration of the compensated inductive charging system with a controlled voltage inverter and a diode rectifier is considered in the article, a mathematical model of the system is proposed and its research in the frequency domain is performed. For the first time, the dependences of the energy characteristics of the system on the operating frequency are obtained and investigated. According to the results of these studies, new principles of stabilization of transmitted power (charging current) and providing a single power factor in the entire range of changes in the inductive coupling, which are implemented by adjusting the frequency at constant output voltage of the inverter; received recommendations for improving energy efficiency through the use of non-resonant modes under the condition of changing the inductive coupling. The use of these results will reduce the required installed capacity of the inductive charging system, hence its weight and dimensions, and minimize the charging time of batteries of electric marine vessels.

Key words: inductive power transfer, transmitted power, magnetic coupling, high-power inductive charging systems, resonant circuits, stabilization of charging current, voltage control, frequency control.

Анотація. У статті розглядаються загальні проблеми зарядки потужних літій-іонних акумуляторів у морських застосуваннях, зокрема на електричних поромках із нульовим рівнем викидів, за умови підзарядки до достатнього рівня енергії за короткий час кожного стикування, який становить лише 4–5 хв. Для таких застосувань найбільш прийнятне використання бездротової безконтактної індуктивної передачі енергії, що дозволяє виконувати безпечні та повністю автоматизовані операції підзарядки із кращим використанням обмеженого часу стикування, проте впровадження технології індуктивної зарядки у морському секторі вимагає врахування деяких особливостей і вирішення пов'язаних із ними технічних проблем: 1) на відміну від наземних транспортних засобів (електромобілів, електробусів, трамваїв) для суден потрібен значно вищий рівень потужності, що передається, тому морський індуктивний зарядний пристрій повинен мати номінальну потужність близько кількох одиниць мегават; 2) під час зарядки судно може переміщуватися відносно нерухомої частини зарядної системи через комбіновану дію вітру, хвиль і зміну осадки під час завантаження і вивантаження, тобто ефективність індуктивної зарядної системи повинна бути незалежною від зсуву і зміни взаємного розташування елементів індуктивного зв'язку (катушок), а також довжини повітряного проміжку між ними. Метою роботи є аналіз напрямів удосконалення сучасних індуктивних зарядних систем для акумуляторних морських суден шляхом пошуку принципів забезпечення інваріантності переданої потужності (зарядного струму) і показників енергоефективності зазначених систем до зміни умов індуктивного зв'язку. У статті розглянута послідовно-послідовна конфігурація компенсованої індуктивної зарядної системи з керованим інвертором напруги та діодним випрямлячем, запропоновано математичну модель системи та виконано її дослідження в частотній області. Вперше отримані та досліджені залежності енергетичних характеристик системи від робочої частоти. За результатами зазначених досліджень сформульовані нові принципи стабілізації переданої потужності (зарядного струму) і забезпечення одиничного коефіцієнта потужності у всьому діапазоні зміни коефіцієнта індуктивного зв'язку, що реалізуються за рахунок регулювання частоти при незмінній вихідній напрузі інвертора; одержані рекомендації щодо покращення енергоефективності шляхом використання нерезонансних режимів за умови зміни індуктивного зв'язку. Використання зазначених результатів дозволить зменшити необхідну встановлену потужність індуктивної зарядної системи, а отже, її вагу і габарити, та мінімізувати час зарядки акумуляторів електричних морських суден.

Ключові слова: індуктивна передача енергії, передана потужність, магнітний зв'язок, потужні індуктивні зарядні системи, резонансні кола, стабілізація зарядного струму, регулювання напруги, регулювання частоти.

References

- [1] Covic, G.A., Boys, J.T. Inductive Power Transfer. *Proc. of the IEEE*. Vol. 101. № 6, pp. 1276–1289, Jun. 2013
- [2] Covic, G.A., Boys, J.T. Modern Trends in Inductive Power Transfer for Transport Applications. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*. Vol. 1, № 1, pp. 28–41, Mar. 2013,
- [3] Fernández, C., García, O., Prieto, R., Cobos, J.A., Uceda, J. Overview of different alternatives for the contact-less transmission of energy. *Proc. of the 2002 28th Ann. Conf. of the IEEE Ind. Electron. Soc., IECON 2002*, Sevilla, Spain, 5–8 Nov. 2002, pp. 13118–1323
- [4] S. Li, C.C. Mi. Wireless Power Transfer for Electric Vehicle Applications. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*. Vol. 3. № 1, pp. 4–17, Mar. 2015
- [5] Maggetto, G., Van den Bossche, P. Inductive Automatic Charging: The Way to Safe, Efficient and User-Friendly Electric Vehicle Infrastructure. *Proc. of the 18th International Electric Vehicle Symposium and Exhibition. EVS-18*, Berlin, Germany, 20–24 Oct. 2001, 12 p.
- [6] Brecher, A., Arthur, D. Review and Evaluation of Wireless Power Transfer (WPT) for Electric Transit Applications. *U.S. Department of Transportation, Federal Transit Administration (FTA)*. FTA Report № 0060, August 2014
- [7] S.Y. Choi, B.W. Gu, S.Y. Jeong, 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. № 1, pp. 18–36, Mar. 2015
- [8] J.H. Kim, B.-S. Lee, J.-H. Lee, S.-H. Lee, C.-B. Park, S.-M. Jung, S.-G. Lee, K.-P. Yi, J. Baek. Development of 1-MW Inductive Power Transfer System for a High-Speed Train. *IEEE Trans. on Ind. Electron.* Vol. 62. № 10, pp. 6242–6250, Oct. 2015

- [9] C.S. Wang, O.H. Stielau, G.A. Covic. Design Considerations for Contactless Electric Vehicle Battery Charger. *IEEE Trans. on Ind. Electron.* Vol. 52, № 5, pp. 1308–1313, Oct. 2005
- [10] C. Zheng, H. Ma, J.-S. Lai, L. Zhang. Design Considerations to Reduce Gap Variation and Misalignment Effects for the Inductive Power Transfer System. *IEEE Trans. on Power Electron.* Vol. 30, № 11, pp. 6108–6119, Nov. 2015
- [11] Bosshard, R., Kolar, J.W., Mühlethaler, J., Stevanović, I., Wunsch, B., Canales, F. Modeling and η - α -Pareto Optimization of Inductive Power Transfer Coils for Electric Vehicles. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics.* Vol. 3, № 1, pp. 50–64, Mar. 2015
- [12] Villa, J.L., Sallán, J., Osorio, J.F.S., Llombart, A. High-Misalignment Tolerant Compensation Topology for ICPT Systems. *IEEE Trans. on Ind. Electron.* Vol. 59, № 2, pp. 945–951, Feb. 2012
- [13] Budhia, M., Boys, J.T., Covic, G.A., Huang, C. Development of single-sided flux magnetic coupler for electric vehicle IPT charging systems. *IEEE Trans. on Ind. Electron.* Vol. 60, № 1, pp. 318–328, Jan. 2013
- [14] Bosshard, R., Badstubner, U., Kolar, J.W., Stevanovic, I. Comparative evaluation of control methods for inductive power transfer. *Proc. of the 1st Int. Conf. on Renewable Energy Research and Applications, ICRERA 2012, Nagasaki, Japan, 11–14 Nov. 2012*, 6 pp.
- [15] Diekhans, T., De Doncker R.W. A Dual-Side Controlled Inductive Power Transfer System Optimized for Large Coupling Factor Variations. *Proc. of the 2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2014, Pittsburgh, Pennsylvania, USA, 14–18 Sept. 2014*, pp. 652–659.
- [16] Diekhans, T., De Doncker R.W. A Dual-Side Controlled Inductive Power Transfer System Optimized for Large Coupling Factor Variations and Partial Load. *IEEE Trans. on Power Electron.*, Vol. 30, № 11, pp. 6320–6328, Nov. 2015
- [17] H.H. Wu, Gilchrist, A., Sealy, K.D., Bronson, D. A High Efficiency 5 kW Inductive Charger for EVs Using Dual Side Control. *IEEE Trans. on Ind. Informatics.* Vol. 8, № 3, pp. 585–595, Aug. 2012
- [18] Berger, A., Agostinelli, M., Vesti, S., Oliver, J.A., Cobos, J.A., Huemer, M.A. Wireless Charging System Applying Phase-Shift and Amplitude Control to Maximize Efficiency and Extractable Power. *IEEE Trans. on Power Electron.*, Vol. 30, № 11, pp. 6338–6348, Nov. 2015
- [19] C.-S. Wang, Covic, G.A., Stielau, O.H. Investigating an LCL Load Resonant Inverter for Inductive Power Transfer Applications. *IEEE Trans. on Power Electron.*, Vol. 19, № 4, pp. 995–1002, Jul. 2004
- [20] C.-Y. Huang, Boys, J.T., Covic, G.A., Ren, S. LCL Pick-up Circulating Current Controller for Inductive Power Transfer Systems. *Proc. of the 2010 2nd IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2010, Atlanta, Georgia, USA, 12–16 September 2010*, pp. 640–646.
- [21] Y. Han, Leitermann, O., Jackson, D.A., Rivas, R.M., Perreault, D.J. Resistance Compression Networks for Radio-Frequency Power Conversion. *IEEE Trans. on Power Electron.*, Vol. 22, № 1, pp. 41–53, Jan. 2007
- [22] Borage, M., Tiwari, S., Kotaiah, S. Analysis and Design of an LCL-T Resonant Converter as a Constant-Current Power Supply. *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, Vol. 52, № 6, pp. 1547–1554, Dec. 2005
- [23] Guidi, G., Suul, J.A. Minimization of Converter Ratings for MW-scale Inductive Charger Operated under Widely Variable Coupling Conditions. *Proc. of the IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power, 2015 WoW, Daejeon, Korea, 5–6 June 2015*, 7 p.
- [24] Steigerwald, R.L. A Comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies. *IEEE Trans. on Power Electron.*, Vol. 3, № 2, pp. 174–182, Apr. 1988
- [25] Guidi, G. An apparatus and a method for wireless transmission of power between DC Voltage sources. Norwegian Patent application 20150087, January 2015.
- [26] C.-S. Wang, Covic, G.A., Stielau, O.H. Power transfer capability and bifurcation phenomena of loosely coupled inductive power transfer systems. *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, Vol. 51, № 1, pp. 148–157, Feb. 2004
- [27] Mohan, N., Undeland, T.M., Robbins, W.P. Power Electronics: Converters, Applications, and Design. John Wiley & Sons, 2003.
- [28] Hayes, J.G., Mohan, N., Henze, C.P. Zero-Voltage Switching in a Constant Frequency Digitally Controlled Resonant DC-DC Power Converter. *Proc. of the Third Ann. IEEE Applied Power Electron. Conf. and Expo., APEC'88, New Orleans, Louisiana, USA, 1–5 February 1988*, pp. 360–367.

- [29] Bosshard, R., Kolar, J.W., Wunsch, B. Control Method for Inductive Power Transfer with High Partial-Load Efficiency and Resonance Tracking. *Proc. of the 2014 Int. Power Electron. Conf., IPEC-Hiroshima 2014 – ECCE Asia, Hiroshima, Japan, 18–21 May 2014*. pp. 2167–2174.
- [30] Trivedi, M., Shenai, K. Internal Dynamics of IGBT Under Zero-Voltage and Zero-Current Switching Conditions. *IEEE Trans. on Electron Devices*, Vol. 46, № 6, pp. 1274–1282, Jun. 1999.
- [31] Randstad, P., Nee, H.-P. On Dynamic Effects Influencing IGBT Losses in Soft-Switching Converters. *IEEE Trans. on Power Electron.*, Vol. 26, № 1, pp. 260–271, Jan. 2011

Постановка проблеми. Технології бездротової індуктивної передачі енергії (IPT) швидко розвиваються протягом останніх десятиліть [1–4]. Зокрема, значні дослідження та зусилля з розвитку нині направлені на зарядку акумуляторів електромобілів [2; 4–6]. Нещодавно були продемонстровані системи для статичної та динамічної бездротової зарядки автомобільного та залізничного транспорту з рівнями потужності, що досягають кількох сотень кВт у бік діапазону MW [2; 4; 6–8]. У системах IPT великої потужності зі слабким зв'язком між котушками застосовуються ємнісні компенсаційні елементи для забезпечення резонансного режиму і компенсації великого споживання реактивної потужності внаслідок низької взаємної індуктивності. Основні топології застосованих компенсаційних кіл – серієсно-серієсна (SS) і серієсно-паралельна (SP), паралельно-послідовно-послідовна, паралельно-серієсна і паралельно-паралельна (PP) – добре відомі та були об'єктом загального аналізу та порівняння [9–11].

Оптимізація схемних рішень і методів управління для підвищення ефективності, надійності й основних енергетичних показників системи при можливих просторових зсувах котушок є активно досліджуваною сферою з декількома можливими підходами [10–18]. Пропонувалися також більш складні компенсаційні кола, що включають комбінації послідовно-паралельно з'єднаних ємностей [12] і / або додаткових індуктивностей [19; 20]. Деякі з цих топологій показали багатообіцяючі характеристики з погляду зниження напруг і струмів в елементах силових перетворювачів за змін навантаження і / або умов зв'язку [12; 19–22], однак підвищена складність і потреба в додаткових реактивних компонентах роблять

такі топології менш бажаними для установок із дуже високою потужністю. Пристрої з додатковими індуктивностями і / або ємностями в діапазоні потужності порядку одиниць MW, описані у [8; 23], мають значну додану вартість, складність, вагу й об'єм. Для зарядних установок великої потужності найбільш прийнятною є проста SS-топологія системи IPT, яка забезпечує лише невеликий вплив на залежність вибору резонансної частоти від зміни навантаження й умов зв'язку, що відбуваються під час роботи [8; 11]. Системи IPT із SS-компенсацією можуть також бути симетричними, що призводить до спрощення конструкції котушок, особливо коли величини вхідної / вихідної напруги однакові. Характеристики джерела струму на передавальній стороні також підходять для забезпечення швидкої зарядки акумуляторів. Більш того, серієсна компенсація на передавальній стороні дозволяє безпосередньо використовувати традиційні топології перетворювача напруги, без необхідності в додатковій послідовній індуктивності або іншого опору в колі перетворення. Для будь-якої системи IPT, призначеної для роботи з максимальним ККД при найменшому навантаженні та за певних умов зв'язку, при зміні цих умов ККД може знизитися, якщо тільки не здійснюється активне управління еквівалентним опором навантаження і / або резонансною частотою системи. На високих рівнях потужності узгодження навантаження при управлінні необхідним потоком енергії зазвичай досягається за рахунок використання активних перетворювачів на обох сторонах IPT [4; 15–18], однак використання на стороні приймача пасивного діодного випрямляча замість активного високочастотного перетворювача великої потужності спрощує систему і дозволяє знизити її вартість.

Виокремлення не вирішених раніше частин загальної проблеми. У статті розглядається актуальна проблема проектування системи IPT високої потужності, прийнятної для роботи за великих змін умов зв'язку між передавальною і приймальною котушками через відносно зміщення або несоосності. Пропонується проста конфігурація системи із SS-компенсацією і доданими випрямлячем, вхід якого підключений до приймаючої сторони, а вихід – до постійної напруги акумулятора. Чутливість зв'язку до відносного переміщення залежить від фізичної конструкції котушок (тобто форми, розміру і т. д.) [11; 12]. На цьому рівні не розглядається електромагнітна конструкція котушок, замість цього виконано аналіз фундаментальних властивостей і відповідні математичних співвідношень SS-компенсованих систем IPT, які передають енергію між двома джерелами напруги постійного струму при фіксованій величині напруги навантаження. Зокрема, найбільший інтерес представляють математичні моделі частотних характеристик таких систем і аналіз впливу цих характеристик та обраної стратегії управління на рейтингові вимоги до потужності напівпровідникових перетворювачів у складі IPT. Подальші дослідження вестимуться у напрямі пошуку узгодженого підбору параметрів резонансних кіл і стратегії управління частотою з метою мінімізації значення встановленої потужності перетворювачів, а отже, їх габаритів, ваги та вартості.

Мета дослідження. Метою роботи є аналіз напрямів удосконалення сучасних індуктивних зарядних систем, зокрема для акумуляторних морських суден, шляхом пошуку принципів забезпечення стабілізації переданої потужності (зарядного струму) й інваріантності показників енергоефективності зазначених систем до зміни умов індуктивного зв'язку.

Основний матеріал (результати).

Основні характеристики й обмеження резонансних SS-компенсованих систем IPT з постійним опором навантаження (CR) У простій SS-компенсованій системі на рис. 1 передавальна котушка збуджується вихідною напругою H-моста інверторного перетворювача $U_{перед}(t)$. Зазвичай $U_{перед}(t)$ є періодичною трирівневою кривою прямокутно-ступінчастої форми з регульованою основною частотою. Амплітуда $U_{перед}(t)$ знаходиться в межах, визначених вхідною постійною напругою $U_{dc,вх}$. Сигнали змінного струму і напруги на виході приймального резонансного кола і випрямляються діодним мостом, до вихідних клем якого підключено навантаження з постійною напругою (CVL) – акумуляторна батарея. У літературі характеристики системи на рис. 1 зазвичай вивчаються шляхом введення двох основних припущень, що призводять до простої еквівалентної схеми, показаної на рис. 2:

- Гармонічна апроксимація; припускається, що всі напруги та струми у системі є синусоїдальними.
- Навантаження представляється еквівалентним опором.

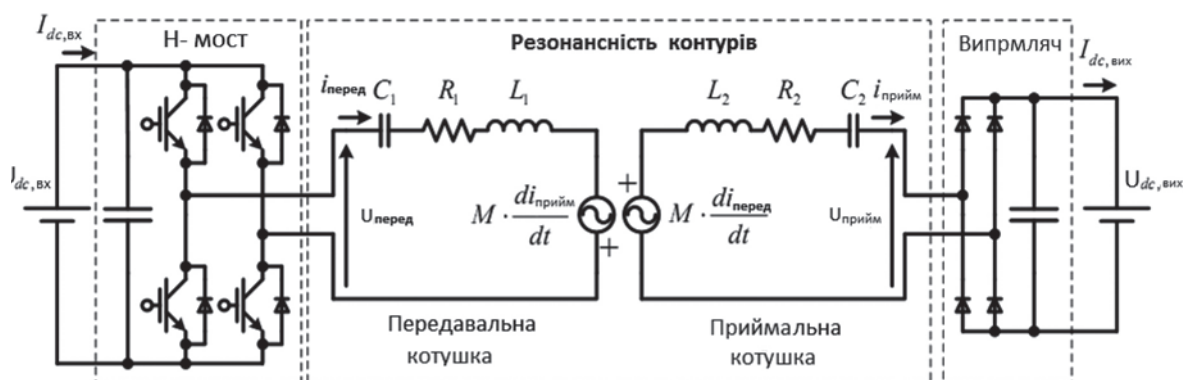


Рис. 1. Обрана топологія системи індукційної передачі енергії з постійною напругою навантаження

Діапазон зміни комплексів діючих значень вхідної та вихідної напруги перетворювача

$$0 \leq U_{\text{перед}} \leq \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_{dс,вх}, U_{\text{прийм}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_{dс,вих} \quad (1)$$

Еквівалентне навантаження виражається як [24]:

$$R_{\text{ек}} = \frac{U_{\text{прийм}}}{I_{\text{прийм}}} = \frac{8}{\pi^2} \cdot \frac{U_{dс,вих}}{I_{dс,вих}} \quad (2)$$

У [4] показано що максимальне досягне значення ККД системи передачі потужності, представленої на рис. 2, становить

$$\eta_{\text{max}} = \left(\frac{k \cdot Q}{1 + \sqrt{1 + (k \cdot Q)^2}} \right)^2 \quad (3)$$

Коефіцієнт зв'язку k і добротність Q виражені через індуктивності L_1 і L_2 котушок і взаємну індуктивність M , а також послідовні еквівалентні опори R_1 і R_2 , визначаються як:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}} \quad (4)$$

$$Q = \sqrt{Q_1 \cdot Q_2} = \sqrt{\frac{\omega_0 \cdot L_1}{R_1} \cdot \frac{\omega_0 \cdot L_2}{R_2}} \quad (5)$$

Щоб максимізувати можливості передачі потужності та мінімізувати вимоги до встановленої потужності передавального перетворювача, резонансні контури по обидві сторони від лінії зазвичай налаштовуються на одну і ту саму резонансну частоту ω_0 :

$$\omega_0 = \omega_{0,перед} = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \omega_{0,прийм} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} = 2\pi \cdot f_0 \quad (6)$$

Максимальний ККД у (3) досягається тільки при роботі системи при резонансі й

еквівалентним навантаженням приймально-го контуру, ідеально узгодженим із внесеним опором [11]:

$$R_{\text{ек}} = R_{\text{ек,совп}} = \frac{\omega_0 \cdot L_2}{Q_2} \cdot \sqrt{1 + (k \cdot Q)^2} \quad (7)$$

Нехтуючи втратами в компонентах схеми на рис. 2, номінальний потік потужності через індукційний зв'язок на певній резонансній частоті можна знайти з виразу

$$P_0 = \frac{U_{\text{перед}} \cdot U_{\text{прийм}}}{\omega_0 \cdot M} \quad (8)$$

При взаємній індуктивності між передавальною і приймальною котушками сталість потоку потужності може бути збережено шляхом регулювання $U_{\text{перед}}$. Для номінального потоку потужності $P_{\text{ном}}$ при максимальному і мінімальному значеннях взаємної індуктивності виконуються такі співвідношення:

$$P_{\text{ном}} = \frac{U_{\text{перед,max}} \cdot U_{\text{прийм}}}{\omega_{0,max} \cdot M_{\text{max}}} = \frac{U_{\text{перед,min}} \cdot U_{\text{прийм}}}{\omega_{0,min} \cdot M_{\text{min}}} \quad (9)$$

Взаємні індуктивності M_{min} , M_{max} та резонансні частоти $\omega_{0,min}$, $\omega_{0,max}$ відповідають мінімальному і максимальному зв'язку між котушками. Робота кола в режимі резонансу з регульованою амплітудою напруги $U_{\text{перед}}$ забезпечує підтримку одиничного коефіцієнта потужності у всьому робочому діапазоні зміни взаємної індуктивності. Для системи без втрат це означає, що:

$$P_{\text{ном}} = U_{\text{перед,max}} \cdot I_{\text{перед,min}} = U_{\text{перед,min}} \cdot I_{\text{перед,max}} \quad (10)$$

У цьому рівнянні $I_{\text{перед,min}}$ – струм, необхідний для передачі номінальної потужності за максимального зв'язку (що відповідає

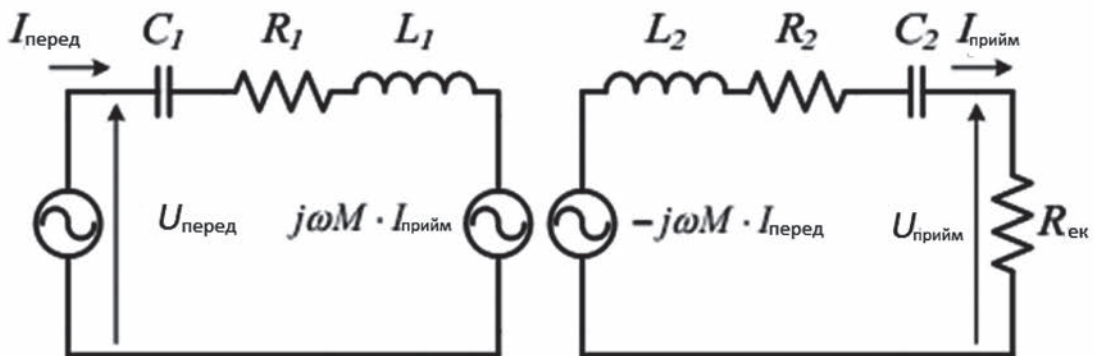


Рис. 2. Еквівалентна схема IPT з SS-компенсацією за гармонічної апроксимації сигналів і представлення навантаження опором

максимальній напрузі), а $I_{перед, max}$ – струм, необхідний за мінімального зв'язку (що відповідає мінімальній напрузі). Використовуючи (9) і (10), максимальне значення встановленої потужності Н-подібного моста можна розрахувати таким чином:

$$S_{перед} = U_{перед, max} \cdot I_{перед, max} = \frac{\omega_{0, max} \cdot M_{max}}{\omega_{0, min} \cdot M_{min}} \cdot P_{ном} \quad (11)$$

Для більшості слабкозв'язаних систем із SS- компенсацією припустимо приймати величини L_1 і L_2 постійними, внаслідок чого постійною буде і резонансна частота ω_0 . З урахуванням (4) це означає, що значення M буде приблизно пропорційним коефіцієнту зв'язку. Таким чином, вираз (11) спрощується до виду [25; 23]:

$$S_{перед} \approx \frac{k_{max}}{k_{min}} \cdot P_{ном} \quad (12)$$

Наведене вище рівняння показує, що діапазон зміни коефіцієнта зв'язку має великий вплив на величину необхідної встановленої потужності передавального перетворювача при роботі системи в режимі резонансу з регулюванням вхідної напруги.

Насправді необхідна величина встановленої потужності для перетворювача передавальної сторони в найгіршому випадку приблизно визначається співвідношенням між максимальним і мінімальним коефіцієнтами зв'язку. Таким чином, чим більший діапазон зміни k , тим вищим буде необхідний номінал встановленої потужності за заданих конкретних рівнів напруги та струму.

Це проілюстровано на рис. 3 при зміні відношення поточного значення k до мінімального k_{min} в діапазоні від 1 до 3. На малюнку добре видно, як передані напруга і струм будуть змінюватися залежно від цього відношення при звичайній роботі з фіксованою частотою резонансу і підтримці незмінного номінального потоку потужності. На графіках $U_{перед}$ і $I_{перед}$ показані у відношенні до своїх значень $U_{перед, max}$ і $I_{перед, max}$, які відповідають максимальному значенню коефіцієнта зв'язку.

Стационарні частотні характеристики системи IPT з постійною напругою навантаження (CV). Під час дослідження частотних характеристик вихідної фізичної системи, представленої на рис. 1, навантаження не може бути змодельоване еквівалентним постійним опором (ПС), як на рис. 2. Замість цього слід враховувати, що амплітуда напруги на навантаженні $U_{прийм}$ залишатиметься незмінною, тоді як струм навантаження I_{rick} буде змінюватися при зміні частоти збудження. Таким чином, спільна дія діодного випрямляча і джерела постійної напруги навантаження призводить до еквівалентної схеми заміщення для основної гармоніки, показаної на рис. 4.

Слід зазначити, що залежне джерело напруги $U_{прийм}$ враховує вплив навантаження на струм приймального контуру; зокрема, фаза напруги на контурі повинна дорівнювати фазі струму, який викликає перемика-

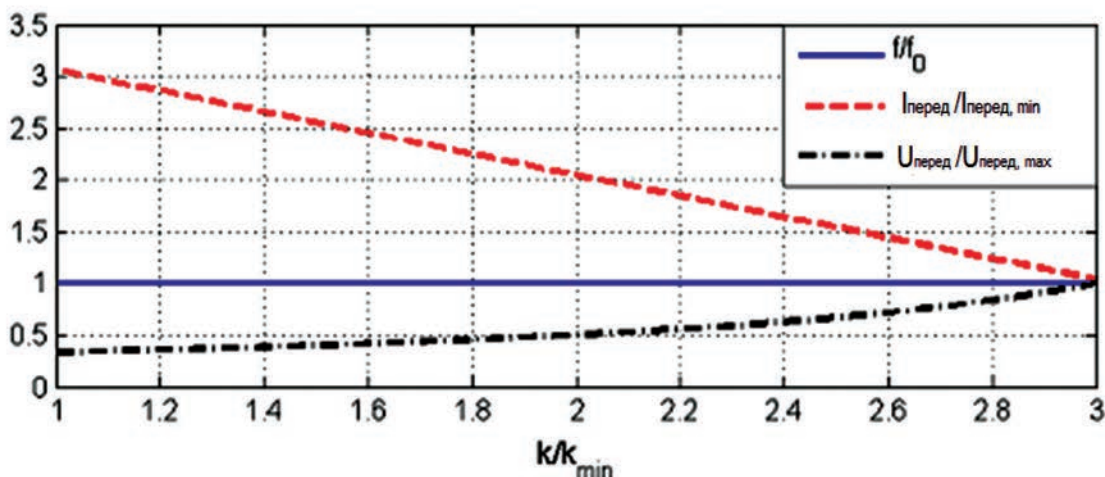


Рис. 3. Залежності переданих напруги та струму від коефіцієнта зв'язку при підтримці незмінного номінального потоку потужності та фіксованої частоти резонансу

ня полярності діодів випрямного моста, що призводить до нелінійного поведінки всього кола. Використовуючи класичну теорію кіл і з огляду на прийняті припущення, описані вище, можна знайти у замкнутій формі вирази для струмів і напруг у системі. В ідеальному випадку котушок без активних втрат потужність, що передається у навантаження, визначається відносно простим виразом:

$$P_{\text{вих}} = \frac{U_{\text{прийм}}^2 \cdot \sqrt{\omega^2 \left(\frac{k^2}{x_u^2} - 1\right) + 2\omega_0^2 - \frac{\omega_0^4}{\omega^2}}}{L_2 \left(\omega^2 (k^2 - 1) + 2\omega_0^2 - \frac{\omega_0^4}{\omega^2}\right)} = \frac{U_{\text{прийм}}^2}{R_{\text{ек}}(\omega, x_u)} \quad (13)$$

де коефіцієнт дисбалансу x_u знаходиться за формулою

$$x_u^2 = \frac{L_1}{L_2} \left(\frac{U_{\text{прийм}}}{U_{\text{перед}}}\right)^2 \quad (14)$$

Вираз у (13) має сенс тільки тоді, коли результуючий потік потужності дійсний і позитивний, що відповідає роботі діодного випрямляча в межах режиму безперервної провідності вентилів. Для $x_u = 1$ частотний діапазон, у якому можлива передача ненульової потужності, задається коренями другого порядку характеристичного рівняння, що відповідає нульовому значенню знаменника виразу (13):

$$\omega_L \leq \omega \leq \omega_U, \quad \omega_L = \omega_0 \cdot \sqrt{\frac{1}{1+k}}, \quad \omega_U = \omega_0 \cdot \sqrt{\frac{1}{1-k}} \quad (15)$$

З (13) видно, що передана потужність на частотах $\omega = \omega_L$ і $\omega = \omega_U$ в ідеалі прямує до нескінченності. Ситуація помітно інша, якщо $x_u > 1$; у цьому випадку робочий діапазон визначається рішеннями характерис-

тичного рівняння з чисельника (13) і обмежений ділянкою $\omega'_L \leq \omega \leq \omega'_U$, де

$$\omega'_L = \omega_0 \cdot \sqrt{\frac{1}{1+k/x_u}}; \quad \omega'_U = \omega_0 \cdot \sqrt{\frac{1}{1-k/x_u}} \quad (16)$$

тоді як потік потужності наближається до нуля на межах ділянки.

За відсутності втрат у котушках аргумент вхідного імпедансу IPT з боку передавального інвертора (рис. 4) має вигляд:

$$\angle Z_{\text{перед}} = \angle \frac{U_{\text{перед}}}{I_{\text{перед}}} = \arctan\left(\frac{\left(1 - \frac{1}{x_u^2}\right) + \frac{\omega_0^2}{\omega^2} \left(\frac{1}{x_u^2} - 1\right)}{\sqrt{\left(\frac{k^2}{x_u^2} - 1\right) + 2\frac{\omega_0^2}{\omega^2} - \frac{\omega_0^4}{\omega^4}}}\right) \quad (17)$$

Із (17) впливає ключова властивість систем IPT, що працюють при $x_u = 1$ (так званих збалансованих систем):

$$\angle Z_{\text{перед}}|_{x_u=1} = 0 \quad \text{для всіх } \omega_L \leq \omega \leq \omega_U; \quad (18)$$

Таким чином, збалансована система без втрат, що працює при постійній напрузі навантаження (CV), буде підтримувати одиничний коефіцієнт потужності на передавальному кінці для всіх можливих робочих частот у діапазоні (15).

Система, збалансована згідно з наведеним вище визначенням, також є ідеально підбраною системою в сенсі класичного визначення, отриманого з концепції еквівалентного опору. Знаючи необхідну величину потужності, що передається до навантаження, з (13) при $x_u = 1$ і $\omega = \omega_0$ отримуємо величину еквівалентного критичного опору:

$$R_{\text{ек}}|_{\omega=\omega_0, x_u=1} = \omega_0 \cdot k \cdot L_2 \quad (19)$$

Оскільки (13) може бути застосовано до котушок без втрат із нескінченним значенням

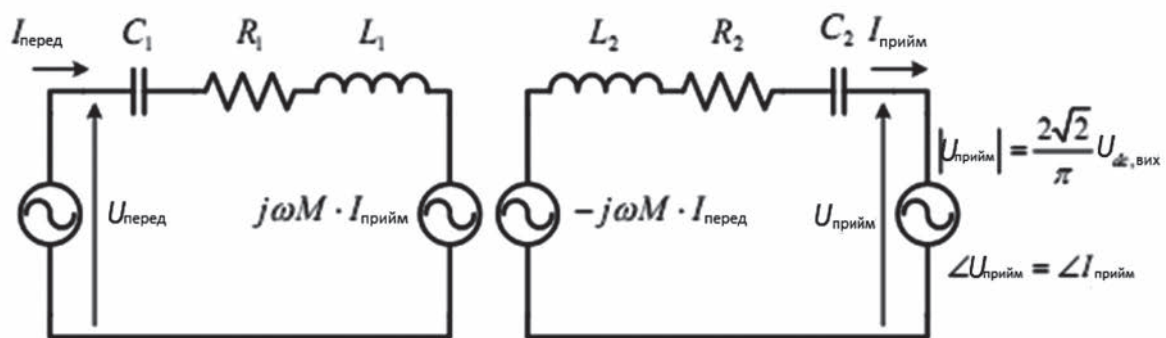


Рис. 4. Еквівалентна схема IPT із SS-компенсацією при гармонічній апроксимації передавального інвертора та випрямного діодного моста з постійною напругою навантаження

добротності Q , (19) збігається з виразом (7) ідеально узгодженого опору навантаження. У [26] було показано, що узгоджена система працює на біфуркаційній межі. Для систем із постійним резистивним навантаженням це означає, що для будь-якого опору, який перевищує критичне значення у (19), фазовий зсув між відправленими напругою і струмом становить немонотонну функцію частоти і, крім одного переходу через нуль на резонансній частоті (6), буде мати ще два додаткові. Аналогічне явище відбувається і для системи з випрямлячем при постійній вихідній напрузі як наслідок інверсії знака (17) біля ω_0 , коли значення x_u перетинає одиницю.

Пряме порівняння характеристик усталеного режиму для двох згаданих вище систем IPT показано на рис. 5. Напряга на передавальному кінці залишається однаковою в обох випадках. На графіках потужність нормована базовим значенням при резонансі, яке визначається формулою (8).

Як і слід було очікувати, характеристики CR і CV систем збігаються в разі котушок без втрат при резонансній частоті, проте суттєві відмінності виникають при розгляді нерезонансних режимів. Зокрема, потік потужності завжди обмежений у разі CR навантаження, навіть коли розглядаються котушки без втрат. Крім того, постійний коефіцієнт потужності, характерний для

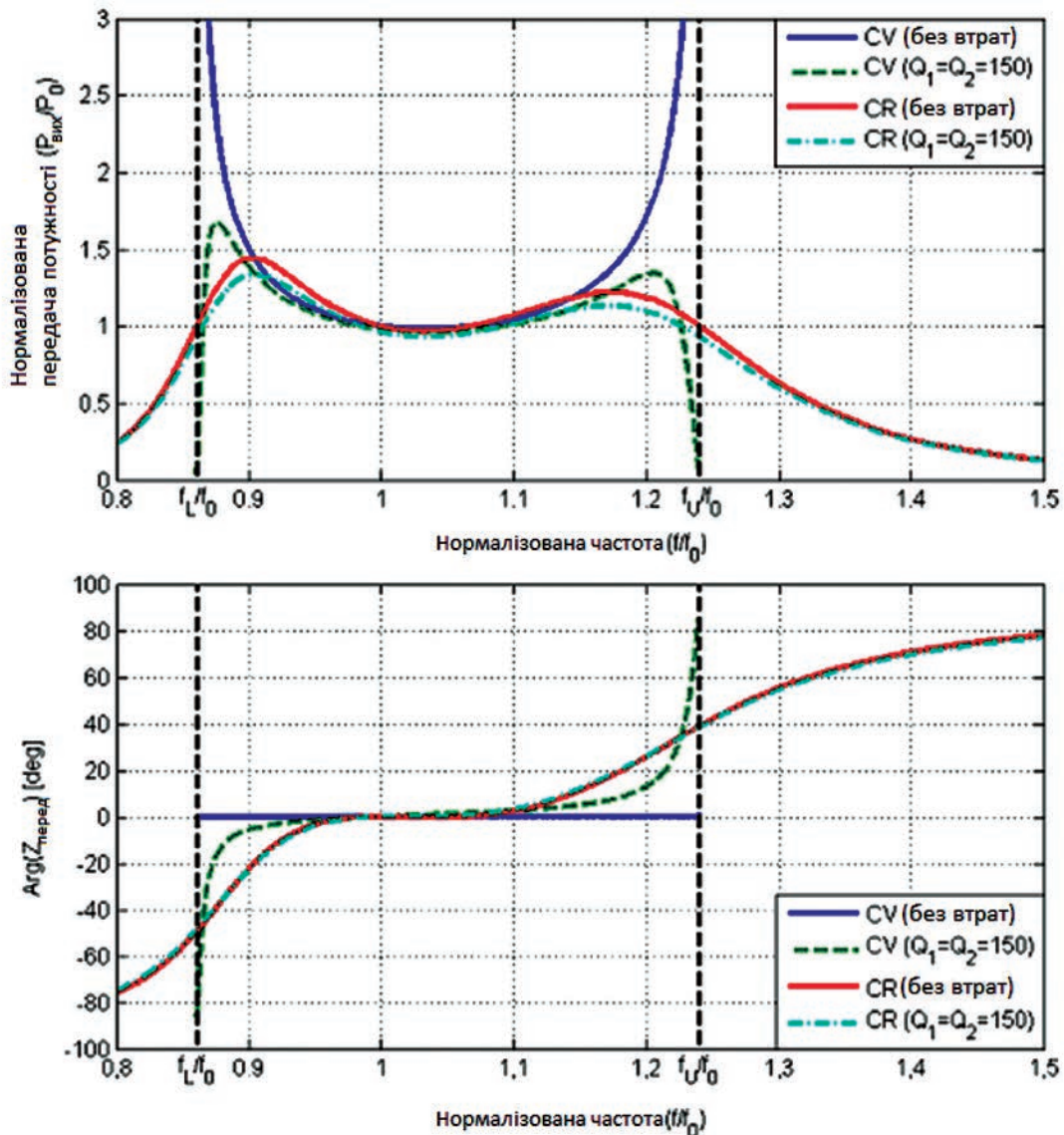


Рис. 5. Порівняння характеристик системи SS-IPT при оптимально узгодженому навантаженні RC згідно з (19) на резонансній частоті та при CV-навантаженні за умов $x_u = 1, k = 0,35$

збалансованої CV систем, ніколи не спостерігається в разі CR систем. На рис. 5 також показано що при обліку втрат характеристики CV систем істотно погіршуються; проте потік потужності, як і раніше, має два яскраво виражені піки, близькі до граничних частот (15). Крім того, еквівалентний імпеданс із боку передавального контуру залишається практично резистивним для всіх частот між ними, що відповідає режиму роботи з коефіцієнтом потужності, близьким до одиниці. Характеристики CR систем досить нечутливі до втрат, поки добротність Q знаходиться у діапазоні, відповідному практичним системам великої потужності. Піки потужності набагато менше виражені для навантаження CR, а залежність коефіцієнта потужності на передавальному кінці від частоти проявляється значно сильніше.

Слід зазначити, що характеристики, показані на малюнку 5, є досить загальними, оскільки вони можуть бути застосовані до всіх систем IPT із SS-компенсацією, які призначені для роботи при ідеально погодженому навантаженні незалежно від конкретного вибору рівнів напруги та струму. Характеристики побудовані для $k = 0,35$; зміна коефіцієнта зв'язку вплине на ширину досяжний робочого частотного діапазону CV відповідно до (15). Збільшення коефіцієнта зв'язку призводить до зростання піків нормалізованого потоку потужності при тих самих добротностях.

Напрямки покращення ефективності резонансної та нерезонансної передачі потужності. Попередній аналіз показав, що при роботі IPT на резонансній частоті зміна умов зв'язку справляє негативний вплив на ефективність системи. Регулювання потоку потужності у такому випадку можливе лише шляхом зміни відправленої напруги. Чим більший діапазон зміни коефіцієнта зв'язку k , тим вищим буде необхідний номінал встановленої потужності передавального інвертора при заданих конкретних рівнях напруги та струму навантаження. Іншим способом стабілізації переданої потужності при зміні умов зв'язку є частотне регулювання.

Характеристики ідеальної системи з визначеним коефіцієнтом зв'язку k , отримані у (13) і (18), передбачають, що шляхом змі-

ни робочої частоти при незмінній напрузі вхідного інвертора потужність, передана навантаженню з постійною напругою, може ідеально регулюватися у діапазоні:

$$P_0 \leq P_{\text{вих}} \leq \infty; \quad P_0(k) = \frac{U_{\text{перед}} U_{\text{прийм}}}{\omega_0(k) \cdot M(k)} \quad (20)$$

Причому система буде мати одиничний коефіцієнт потужності на обох сторонах – передавальній і приймальній у всьому діапазоні регулювання.

На рис. 5 показано, що частотне управління потужністю при постійній кінцевій напрузі на виході та коефіцієнті потужності, близькому до одиниці, також може бути досягнуто для систем із розумними втратами у широкому діапазоні частот, як більших, так і менших, ніж резонансна. Це відрізняє запропонований метод від загальноприйнятого способу регулювання частоти лише в післярезонансному діапазоні, яке зазвичай застосовується в послідовно-резонансних перетворювачах або навіть від методів із більш досконалим подвійним регулюванням напруги / частоти [14; 28; 29]. Ці методи дозволяють отримувати незначні втрати при вмиканні перемикачів, оскільки вони завжди вмикаються при близькому до нуля струмі, але вимкнення може відбуватися при відносно великому стумі. Зумовлені цим втрати можуть бути значними, особливо при використанні високовольтних ключів IGBT [30; 31].

Висновки. Основна проблема частотно-го методу регулювання при постійній напрузі навантаження (VF-CV) – це відносно обмежений діапазон, досягнутий для регулювання вихідної потужності. Як показано на рис. 5, цей діапазон скорочується за рахунок зменшення добротностей котушок. Очевидно, що для досягнення максимально можливої ефективності слід досягати максимально можливої добротності конструкцій (3), але існують практичні обмеження, продиктовані властивостями компонентів і матеріалів.

Можливі способи покращення ефективності нерезонансної передачі енергії повинні бути спрямовані на розширення діапазону регулювання переданої потужності. Як альтернативи необхідно додатково дослідити:

1) Налагодження передавального відношення напруги при коефіцієнті дисбалансу $x_u < 1$ для збільшення діапазону регулювання нормованої передачі потужності.

2) Налагодження резонансних частот, що не збігаються, передавального і приймального контурів для забезпечення ZVS (zero voltage switch) – режиму H-моста.

Список літератури:

- [1] Covic, G.A., Boys, J.T. Inductive Power Transfer. *Proc. of the IEEE*. Vol. 101. № 6, pp. 1276–1289, Jun. 2013
- [2] Covic, G.A., Boys, J.T. Modern Trends in Inductive Power Transfer for Transport Applications. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*. Vol. 1, № 1, pp. 28–41, Mar. 2013.
- [3] Fernández, C., García, O., Prieto, R., Cobos, J.A., Uceda, J. Overview of different alternatives for the contact-less transmission of energy. *Proc. of the 2002 28th Ann. Conf. of the IEEE Ind. Electron. Soc., IECON 2002*, Sevilla, Spain, 5–8 Nov. 2002, pp. 13118–1323
- [4] S. Li, C.C. Mi. Wireless Power Transfer for Electric Vehicle Applications. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*. Vol. 3. № 1, pp. 4–17, Mar. 2015
- [5] Maggetto, G., Van den Bossche, P. Inductive Automatic Charging: The Way to Safe, Efficient and User-Friendly Electric Vehicle Infrastructure. *Proc. of the 18th International Electric Vehicle Symposium and Exhibition*. EVS-18, Berlin, Germany, 20–24 Oct. 2001, 12 p.
- [6] Brecher, A., Arthur, D. Review and Evaluation of Wireless Power Transfer (WPT) for Electric Transit Applications. *U.S. Department of Transportation, Federal Transit Administration (FTA)*. FTA Report № 0060, August 2014
- [7] S.Y. Choi, B.W. Gu, S.Y. Jeong, 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. № 1, pp. 18–36, Mar. 2015
- [8] J.H. Kim, B.-S. Lee, J.-H. Lee, S.-H. Lee, C.-B. Park, S.-M. Jung, S.-G. Lee, K.-P. Yi, J. Baek. Development of 1-MW Inductive Power Transfer System for a High-Speed Train. *IEEE Trans. on Ind. Electron.* Vol. 62. № 10, pp. 6242–6250, Oct. 2015
- [9] C.S. Wang, O.H. Stielau, G.A. Covic. Design Considerations for Contactless Electric Vehicle Battery Charger. *IEEE Trans. on Ind. Electron.* Vol. 52, № 5, pp. 1308–1313, Oct. 2005
- [10] C. Zheng, H. Ma, J.-S. Lai, L. Zhang. Design Considerations to Reduce Gap Variation and Misalignment Effects for the Inductive Power Transfer System. *IEEE Trans. on Power Electron.* Vol. 30. № 11, pp. 6108–6119, Nov. 2015
- [11] Bosshard, R., Kolar, J.W., Mühlethaler, J., Stevanović, I., Wunsch, B., Canales, F. Modeling and η - α -Pareto Optimization of Inductive Power Transfer Coils for Electric Vehicles. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*. Vol. 3. № 1, pp. 50–64, Mar. 2015
- [12] Villa, J.L., Sallán, J., Osorio, J.F.S., Llombart, A. High-Misalignment Tolerant Compensation Topology for ICPT Systems. *IEEE Trans. on Ind. Electron.* Vol. 59, № 2, pp. 945–951, Feb. 2012
- [13] Budhia, M., Boys, J.T., Covic, G.A., Huang, C. Development of single-sided flux magnetic coupler for electric vehicle IPT charging systems. *IEEE Trans. on Ind. Electron.* Vol. 60. № 1, pp. 318–328, Jan. 2013
- [14] Bosshard, R., Badstubner, U., Kolar, J.W., Stevanovic, I. Comparative evaluation of control methods for inductive power transfer. *Proc. of the 1st Int. Conf. on Renewable Energy Research and Applications, ICRERA 2012*, Nagasaki, Japan, 11–14 Nov. 2012, 6 pp.
- [15] Diekhans, T., De Doncker R.W. A Dual-Side Controlled Inductive Power Transfer System Optimized for Large Coupling Factor Variations. *Proc. of the 2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2014*, Pittsburgh, Pennsylvania, USA, 14–18 Sept. 2014, pp. 652–659.
- [16] Diekhans, T., De Doncker R.W. A Dual-Side Controlled Inductive Power Transfer System Optimized for Large Coupling Factor Variations and Partial Load. *IEEE Trans. on Power Electron.*, Vol. 30. № 11, pp. 6320–6328, Nov. 2015
- [17] H.H. Wu, Gilchrist, A., Sealy, K.D., Bronson, D. A High Efficiency 5 kW Inductive Charger for EVs Using Dual Side Control. *IEEE Trans. on Ind. Informatics*. Vol. 8, № 3, pp. 585–595, Aug. 2012

- [18] Berger, A., Agostinelli, M., Vesti, S., Oliver, J.A., Cobos, J.A., Huemer, M.A. Wireless Charging System Applying Phase-Shift and Amplitude Control to Maximize Efficiency and Extractable Power. *IEEE Trans. on Power Electron.*, Vol. 30, № 11, pp. 6338–6348, Nov. 2015
- [19] C.-S. Wang, Covic, G.A., Stielau, O.H. Investigating an LCL Load Resonant Inverter for Inductive Power Transfer Applications. *IEEE Trans. on Power Electron.*, Vol. 19, № 4, pp. 995–1002, Jul. 2004
- [20] C.-Y. Huang, Boys, J.T., Covic, G.A., Ren, S. LCL Pick-up Circulating Current Controller for Inductive Power Transfer Systems. *Proc. of the 2010 2nd IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE 2010, Atlanta, Georgia, USA, 12–16 September 2010*, pp. 640–646.
- [21] Y. Han, Leitermann, O., Jackson, D.A., Rivas, R.M., Perreault, D.J. Resistance Compression Networks for Radio-Frequency Power Conversion. *IEEE Trans. on Power Electron.*, Vol. 22, № 1, pp. 41–53, Jan. 2007
- [22] Borage, M., Tiwari, S., Kotaiah, S. Analysis and Design of an LCL-T Resonant Converter as a Constant-Current Power Supply. *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, Vol. 52, № 6, pp. 1547–1554, Dec. 2005
- [23] Guidi, G., Suul, J.A. Minimization of Converter Ratings for MW-scale Inductive Charger Operated under Widely Variable Coupling Conditions. *Proc. of the IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power, 2015 WoW, Daejeon, Korea, 5–6 June 2015*, 7 p.
- [24] Steigerwald, R.L. A Comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies. *IEEE Trans. on Power Electron.*, Vol. 3, № 2, pp. 174–182, Apr. 1988
- [25] Guidi, G. An apparatus and a method for wireless transmission of power between DC Voltage sources. Norwegian Patent application 20150087, January 2015.
- [26] C.-S. Wang, Covic, G.A., Stielau, O.H. Power transfer capability and bifurcation phenomena of loosely coupled inductive power transfer systems. *IEEE Trans. on Ind. Electron.*, Vol. 51, № 1, pp. 148–157, Feb. 2004
- [27] Mohan, N., Undeland, T.M., Robbins, W.P. Power Electronics: Converters, Applications, and Design. John Wiley & Sons, 2003.
- [28] Hayes, J.G., Mohan, N., Henze, C.P. Zero-Voltage Switching in a Constant Frequency Digitally Controlled Resonant DC-DC Power Converter. *Proc. of the Third Ann. IEEE Applied Power Electron. Conf. and Expo., APEC'88, New Orleans, Louisiana, USA, 1–5 February 1988*, pp. 360–367.
- [29] Bosshard, R., Kolar, J.W., Wunsch, B. Control Method for Inductive Power Transfer with High Partial-Load Efficiency and Resonance Tracking. *Proc. of the 2014 Int. Power Electron. Conf., IPEC-Hiroshima 2014 – ECCE Asia, Hiroshima, Japan, 18–21 May 2014*. pp. 2167–2174.
- [30] Trivedi, M., Shenai, K. Internal Dynamics of IGBT Under Zero-Voltage and Zero-Current Switching Conditions. *IEEE Trans. on Electron Devices*, Vol. 46, № 6, pp. 1274–1282, Jun. 1999.
- [31] Randstad, P., Nee, H.-P. On Dynamic Effects Influencing IGBT Losses in Soft-Switching Converters. *IEEE Trans. on Power Electron.*, Vol. 26, № 1, pp. 260–271, Jan. 2011

© Жук О. К., Дзисюк Я. В.

Дата надходження статті до редакції: 09.04.2021

Дата затвердження статті до друку: 05.05.2021