

**ТРАНЗИСТОРНИЙ ПЕРЕТВОРЮВАЧ ІЗ УЗГОДЖЕННЯМ ІМПЕДАНСУ
НАВАНТАЖЕННЯ ІНДУКЦІЙНОГО НАГРІВАЛЬНОГО ОБЛАДНАННЯ
З ДВО/ТРИЧАСТОТНИМ ВИХІДНИМ СТРУМОМ**

О.М. Юрченко*, докт. техн. наук, **В.К. Гурін****, канд. техн. наук, **Ю.О. Твердохліб*****
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна,
e-mail: yuon@ied.org.ua.

В роботі запропоновано схемотехнічне рішення транзисторного перетворювача для індукційного нагрівального обладнання із дво/тричастотним вихідним струмом, що дало змогу дискретно регулювати вхідну напругу інвертора цього перетворювача з метою узгодження імпедансу навантаження індукційного нагрівального обладнання за послідовній дії струмів різних частот. Ґрунтовно описані режими роботи DC/DC перетворювача, особливістю якого є те, що його напівпровідникові елементи працюють в режимі близькому до статичного, відповідно динамічні втрати близькі до нуля. Це, в свою чергу, дає можливість підвищити енергоефективність та поліпшити електромагнітну сумісність перетворювачів для індукційного нагрівального обладнання із дво/тричастотним вихідним струмом. Бібл. 10, рис. 4.

Ключові слова: транзисторний перетворювач, резонансний інвертор, помножувач напруги, подільник напруги, погодження імпедансу.

Вступ. Останніми роками широкого застосування набули резонансні транзисторні перетворювачі на основі інвертора напруги, що обумовлено їхніми перевагами, а саме: вищою енергоефективністю, меншими масо-габаритними показниками, а також нижчим рівнем електромагнітних завад, генерованих такими перетворювачами [1, 2].

Одним із технологічних застосувань, де використовуються резонансні перетворювачі на основі інвертора напруги, є індукційний нагрів. Задля ефективної передачі електроенергії навантаження індукційного нагрівального обладнання повинно бути узгоджено із джерелом живлення. Для узгодження імпедансу використовуються трансформатори, які також забезпечують гальванічну розв'язку, а також схеми узгодження.

Для нагріву деталей складної форми таких, як шестерні та зірочки, необхідно забезпечити дво- чи тричастотний вихідний струм індукційного нагрівального обладнання. З цією метою використовують декілька підходів [1, 3]: 1) застосовуються дві системи індукційного нагріву з різними частотами вихідного струму, які діють послідовно; 2) застосовується одна система індукційного нагріву, яка в своєму складі містить два перетворювачі, які забезпечують струми із різними частотами; 3) застосовується одна система індукційного нагріву, яка в своєму складі містить один перетворювач, який забезпечує послідовну дію струмів різної частоти або одночасний двочастотний вихідний струм.

Перший і другий підходи дорогі, але завдяки таким підходам узгодження імпедансу навантаження не є проблемою, оскільки використовуються окремі узгоджувальні трансформатори на виході транзисторних перетворювачів із відповідними коефіцієнтами трансформації задля узгодження імпедансу навантаження, що обумовлено різним опором навантаження у разі дії

© Юрченко О.М., Гурін В.К., Твердохліб Ю.О., 2024
ORCID: * <https://orcid.org/0000-0002-2107-2308>; ** <https://orcid.org/0000-0003-2541-216X> ;
*** <https://orcid.org/0000-0001-9646-814X>

© Видавець Інститут електродинаміки НАН України, 2024



Це стаття відкритого доступу за ліцензією CC BY-NC-ND 4.0
<https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/legalcode.uk>

середньо- та височастотного струму. Система індукційного нагріву, яка в своєму складі містить один перетворювач, є значно простішим та дешевшим рішенням. Однак, наявність одного узгоджувального трансформатора створює труднощі із узгодженням імпедансу навантаження, оскільки опір навантаження у разі дії середньо- та височастотного струму може відрізнятись більш ніж в чотири рази [1]. В свою чергу використання узгоджувального трансформатора із відпайками суттєво ускладнює його структуру, масу та габарит, а також потребує використання додаткових ключів, як правило побудованих на основі зустрічно-послідовного з'єднання двох транзисторів.

В роботі [1] задля узгодження імпедансу навантаження індукційного нагрівального обладнання із двохчастотним вихідним струмом запропоновано використання інвертора із розширеною топологією, який дає можливість змінювати амплітуду вихідної змінної напруги інвертора в два рази, що, в свою чергу, необхідно для узгодження імпедансу навантаження при зміні вихідної частоти. Однак, такий перетворювач має свої недоліки, зокрема: 1) у разі роботи інвертора із розширеною топологією на середніх частотах його робота відповідає роботі інвертора із напівмостовою топологією, відповідно, багато методів керування, які забезпечують м'які або близькі до м'яких режимів комутації транзисторів такі, як фазовий метод керування та модуляція щільності імпульсів, не можуть бути використані; 2) вихідна напруга інвертора змінюється лише в два рази, що обмежує використання цього перетворювача задля узгодження імпедансу навантаження індукційного нагрівального обладнання із тричастотним вихідним струмом.

Метою роботи є розробка структури транзисторного перетворювача для індукційного нагрівального обладнання із дво/тричастотним вихідним струмом з можливістю дискретного регулювання його вихідної напруги для узгодження імпедансу навантаження.

Основний зміст. Логічним рішенням для індукційного нагрівального обладнання із дво/тричастотним вихідним струмом є використання імпульсного регулятора напруги або керованого випрямляча, з метою регулювання вхідної напруги інвертора для узгодження імпедансу навантаження у разі роботи інвертора на різних частотах. Але цей підхід має низку недоліків, насамперед це суттєве ускладнення структури перетворювача, погіршення масо-габаритних показників та ККД (за рахунок динамічних втрат в зазначених елементах структури), а також суттєве збільшення вартості індукційного обладнання. Крім того імпульсний регулятор та керований випрямляч генерують високий рівень електромагнітних завад в широкому діапазоні частот, що впливає на рівень електромагнітної сумісності перетворювача.

В цій роботі задля досягнення поставленої мети пропонується DC/DC перетворювач, напівпровідникові елементи якого працюють в режимі, близькому до статичного. Що, в свою чергу, дає змогу зменшити втрати потужності та загальний рівень електромагнітних завад генерованих обладнанням порівняно із використанням імпульсного регулятора чи керованого випрямляча. Регулювання вхідної напруги інвертора задля узгодження імпедансу навантаження відбувається дискретно. Крім того таке рішення, на відміну від запропонованого в [1], не накладає обмежень на методи керування, що обумовлено функціонуванням лише напівмостової частини топології інвертора.

Відомі DC/DC перетворювачі на основі комутації конденсатора [4 – 6]: блок подвоєння напруги (switched-capacitor voltage doubler unit) (рис. 1, а) та блок поділення вдвічі (switched-capacitor half-module unit) (рис.1, б) напруги. На основі топології цих перетворювачів на рис. 1, в зображено

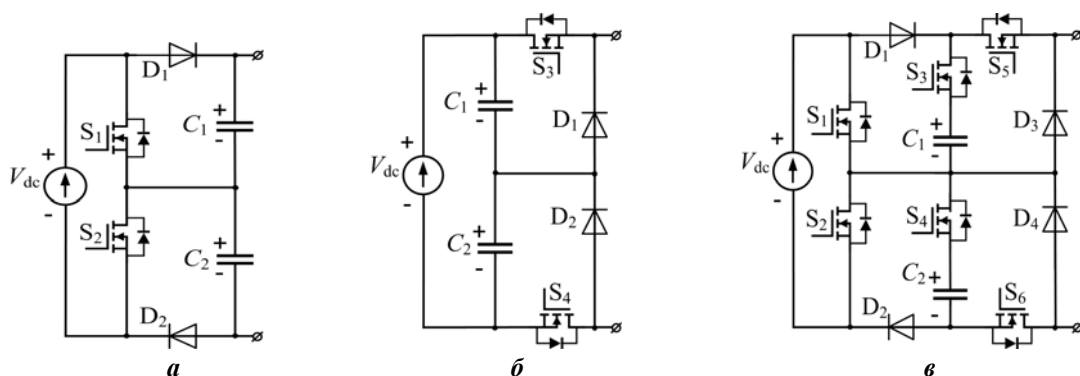


Рис. 1

топологію пропонуваного DC/DC перетворювача для використання в складі індукційного нагрівального обладнання із дво/тричастотним вихідним струмом.

На рис. 2 зображено комутаційні стани пропонуваного DC/DC перетворювача:

- режим I – ввімкнені транзистори S_3 – S_6 , а транзистори S_1 та S_2 вимкнені; струм протікає від джерела живлення V_{dc} через діоди D_1 , D_2 , транзистори S_5 та S_6 , нехтуючи падінням напруги на цих елементах, вихідна напруга пропонуваного DC/DC перетворювача дорівнює вхідній напрузі перетворювача V_{dc} ; напруга на конденсаторах C_1 та C_2 дорівнює $V_{dc}/2$.

- режим II – ввімкнені транзистори S_1 , S_5 та S_6 , транзистори S_2 та S_4 вимкнені, транзистор S_3 може бути ввімкнений для зменшення статичних втрат; струм протікає від V_{dc} через S_1 , C_1 , S_3 (чи внутрішній діод транзистора S_3 , якщо S_3 неувімкнений), S_5 , S_6 та D_2 , нехтуючи падінням напруги на напівпровідникових елементах, вихідна напруга пропонуваного DC/DC перетворювача дорівнює сумі V_{dc} та напруги на C_1 .

- режим III – ввімкнені транзистори S_2 , S_5 та S_6 , транзистори S_1 та S_3 вимкнені, транзистор S_4 може бути ввімкнений для зменшення статичних втрат; струм протікає від V_{dc} через D_1 , S_5 , S_6 , C_2 , S_4 (чи внутрішній діод транзистора S_4 , якщо S_4 неувімкнений) та S_2 , нехтуючи падінням напруги на цих напівпровідникових елементах, вихідна напруга пропонуваного DC/DC перетворювача дорівнює сумі V_{dc} та напруги на C_2 .

- режим IV – ввімкнені транзистори S_3 та S_6 , транзистори S_1 , S_2 , S_4 та S_5 вимкнені; струм протікає від V_{dc} через D_1 , S_3 , C_1 , D_3 , S_6 та D_2 , нехтуючи падінням напруги на напівпровідникових елементах, вихідна напруга пропонуваного DC/DC перетворювача дорівнює різниці V_{dc} та напруги на C_1 .

- режим V – ввімкнені транзистори S_4 та S_5 , транзистори S_1 – S_3 та S_6 вимкнені; струм протікає від V_{dc} через D_1 , S_5 , D_4 , S_4 , C_2 та D_2 , нехтуючи падінням напруги на напівпровідникових елементах, вихідна напруга пропонуваного DC/DC дорівнює різниці V_{dc} та напруги на C_2 .

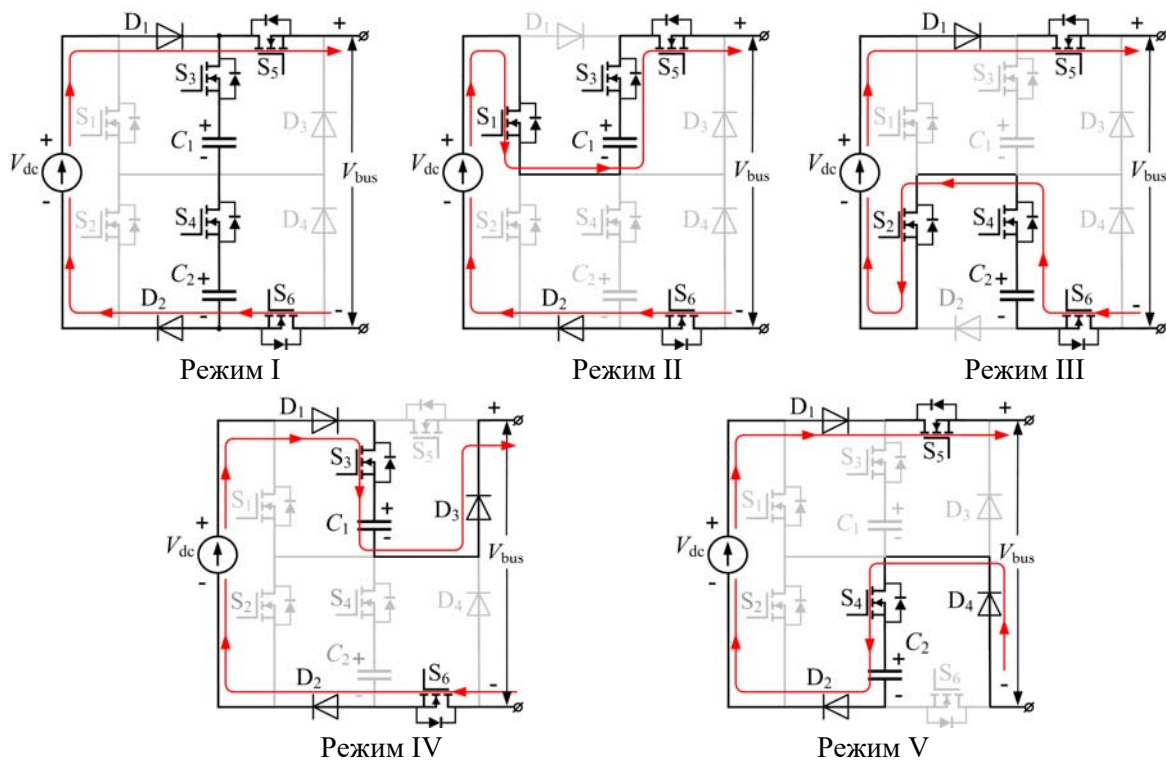


Рис. 2

Зважаючи на режими роботи пропонуваного DC/DC перетворювача, його вихідну напругу V_{bus} можна представити виразом

$$V_{bus} = \begin{cases} V_{dc} & \text{– режим I;} \\ 1.5V_{dc} & \text{– режим II, III;} \\ V_{dc}/2 & \text{– режим IV.} \end{cases} \quad (1)$$

За режиму II вихідна напруга пропонованого DC/DC перетворювача дорівнює напрузі в режимі III, а в режимі IV – режиму V. Теоретично можна було обмежитись використанням лише двох із цих режимів. Однак, чергування режиму II та III, а також режиму IV із режимом V дає змогу уникнути появи дисбалансу напруги на конденсаторах C_1 та C_2 .

Слід зауважити, що на відміну від блоку подвоєння напруги (рис. 1, а), який подвоює вхідну напругу, пропонований DC/DC перетворювач збільшує її тільки в 1.5 рази, що є актуальним з урахуванням частотної залежності зміни опору навантаження індукційного нагрівального обладнання.

На рис. 3 показано частотну залежність еквівалентних параметрів навантаження (активного опору R_{eq} та індуктивності L_{eq}) індукційного нагрівального обладнання [1]. Так за частот $f_1 = 40$ кГц, $f_2 = 150$ кГц та $f_3 = 250$ кГц еквівалентний активний опір навантаження становить: $R_{eq}(f_1) \approx 0.028$ Ом, $R_{eq}(f_2) \approx 0.064$ Ом, $R_{eq}(f_3) \approx 0.09$ Ом.

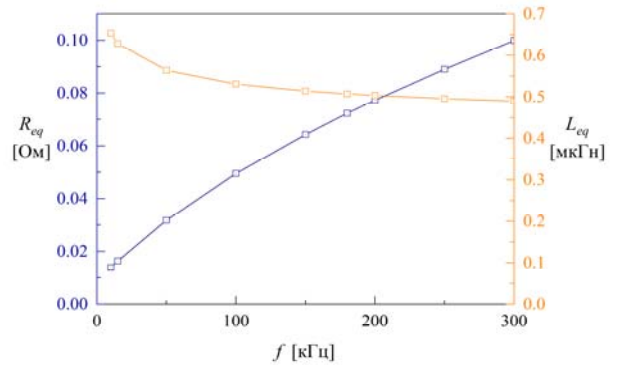


Рис. 3

Як результат, загальна схема перетворювача для індукційного нагрівального обладнання із дво/тричастотним вихідним струмом наведена на рис. 4. До складу перетворювача входять: діодний випрямляч, пропонований DC/DC перетворювач, інвертор напруги із мостовою топологією, схема узгодження та система керування.

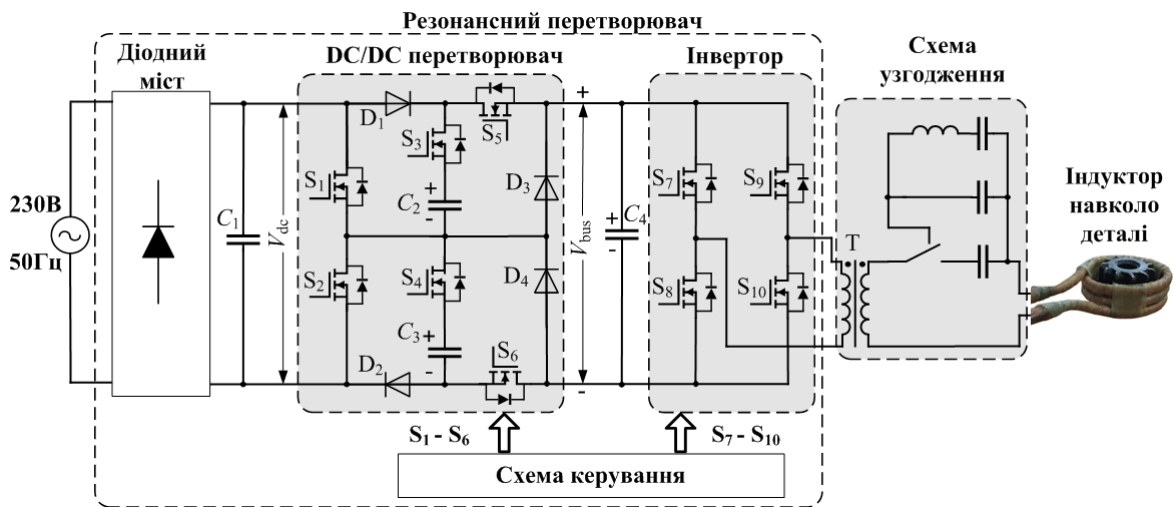


Рис. 4

За використання пропонованого DC/DC перетворювача для узгодження імпедансу навантаження індукційного нагрівального обладнання із тричастотним вихідним струмом, доцільно формувати вхідну напругу інвертора рівну $V_{dc}/2$ за дії струму мінімальної частоти, V_{dc} за дії струму середньої частоти та $1.5V_{dc}$ за дії струму високої частоти. За умови використання схеми узгодження відносна вихідна потужність P^* індукційного нагрівального обладнання із тричастотним вихідним струмом за дії струмів різної частоти складатиме

$$P^* = \begin{cases} P_1^* = \frac{P_1}{P_{\max}} = \frac{(0.5V_1)^2 / R_{eq(pri)}(f_1)^*}{P_{\max}}; \\ P_2^* = \frac{P_2}{P_{\max}} = \frac{V_1^2 / R_{eq(pri)}(f_2)^*}{P_{\max}}; \\ P_3^* = \frac{P_3}{P_{\max}} = \frac{(1.5V_1)^2 / R_{eq(pri)}(f_3)^*}{P_{\max}}, \end{cases} \quad (2)$$

де V_1 – діюче значення першої гармоніки меандра з амплітудою напруги V_{dc} ; $R_{eq(pri)}$ – приведений до первинної обмотки трансформатора Т опір R_{eq} ; P_{max} – максимальна вихідна потужність перетворювача, $P_{max} = \max\{P_1, P_2, P_3\}$ (базова одинична величина). Як приклад, за наведених вище частот та залежності еквівалентних параметрів навантаження P^* складатиме

$$P^* = \begin{cases} P_1^* = 0.574 \text{ [pu]} & \text{для струму на частоті } f_1; \\ P_2^* = 1 \text{ [pu]} & \text{для струму на частоті } f_2; \\ P_3^* = 0.89 \text{ [pu]} & \text{для струму на частоті } f_3, \end{cases} \quad (3)$$

де pu – «per unit», є вираженням системних величин у частках визначеної базової одиничної величини.

Останнім часом із розробкою нових мікроконтролерів і цифрових сигнальних процесорів вони стали дуже придатними задля використання в промисловому обладнанні, що обумовлено їхньою низькою вартістю та високою швидкодією, зокрема периферійних пристроїв [7]. Як правило, нові мікроконтролери та цифрові сигнальні процесори мають таймери високої роздільної здатності та здатні генерувати більше 10 синхронних сигналів [7, 8]. Такі можливості процесорів дають змогу створити систему керування транзисторного перетворювача, зображеного на рис. 4, на базі лише одного мікроконтролера. А регулювання вихідного струму інвертора напруги може бути здійснено із використанням широкого спектру методів керування, які можуть бути легко реалізовані програмно без особливої потреби в застосуванні додаткових мікросхем [8 – 10].

Висновки. Запропоновано структуру транзисторного перетворювача в складі індукційного нагрівального обладнання із тричастотним вихідним струмом, що дало змогу забезпечити дискретне регулювання вхідної напруги інвертора напруги цього перетворювача з метою узгодження імпедансу навантаження індукційного нагрівального обладнання за послідовній дії струмів різних частот. Запропоноване рішення може бути використане і для індукційного нагрівального обладнання із двочастотним вихідним струмом. Перевагою використання DC/DC перетворювача на основі комутації конденсатора в складі індукційного нагрівального обладнання є те, що його напівпровідникові елементи працюють в режимі близькому до статичного, що дає можливість зменшити динамічні втрати потужності та загальний рівень електромагнітних завад генерованих обладнанням, порівняно із використанням імпульсного регулятора чи керованого випрямляча.

Дослідження проведені в рамках держбюджетної теми «Розробити методи та засоби підвищення ефективності та надійності індукційних установок електротермічної обробки металевих розплавів і деталей складної форми» (шифр “Елїнд – П”, державний реєстраційний номер 0223U001944).

A TRANSISTOR CONVERTER WITH LOAD IMPEDANCE MATCHING OF INDUCTION HEATING EQUIPMENT WITH TWO/THREE FREQUENCY OUTPUT CURRENT

O.M. Yurchenko, V.K. Gurin, Yu.O. Tverdokhlib
Institute of Electrodynamics National Academy of Science of Ukraine,
Beresteyskyi Ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine.
E-mail: yuon@ied.org.ua.

This paper presents a schematic solution of a transistor converter for induction heating equipment featuring two/three-frequency output current. The proposed solution enables discrete adjustment of the input voltage of the inverter within the converter, facilitating alignment with the load impedance of the induction heating equipment through the sequential modulation of currents at different frequencies. Detailed descriptions of the operational modes of the DC/DC converter are provided, highlighting its unique characteristic of operating semiconductor elements in an almost static mode with minimal dynamic losses. This innovative approach not only enhances energy efficiency but also elevates electromagnetic compatibility in converters designed for induction heating equipment with two/three-frequency output currents. References 10, figures 4.

Key words: transistor converter, resonant inverter, voltage doubler unit, half-module unit, impedance matching.

1. Herasymenko P., Pavlovskiy V., Yurchenko O., Karlov O. Applying a series-resonant inverter with extended topology for load impedance matching in dual-frequency induction heating systems. *2023 IEEE 4th KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek)*. Kharkiv, Ukraine, 02-06 October 2023. Pp. 1–5. DOI: <https://doi.org/10.1109/KhPIWeek61412.2023.10312867>.
2. Gurin V., Pavlovskiy V., Yurchenko O. A common-mode noise decreasing for boost converters with power factor correction circuits. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2016. No 4. Pp. 50–52. (Ukr). DOI: <https://doi.org/10.15407/techmed2016.04.050>.
3. Herasymenko P., Mathematical analysis of dual-frequency load current of two-inverter power supply for induction heating systems. *Przegląd Elektrotechniczny*. 2021. Vol. 97. No 3. Pp. 69–74. DOI: <https://doi.org/10.15199/48.2021.03.13>.
4. Barzegarkhoo R., Forouzesh M., Lee S., Blaabjerg F., Siwakoti Y. Switched-capacitor multilevel inverters: A comprehensive review. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2022. Vol. 37. No 9. Pp. 11209 – 11243. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2022.3164508>.
5. Jahan H. A new transformerless inverter with leakage current limiting and voltage boosting capabilities for grid-connected PV applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2020. Vol. 67. No 12. Pp. 10542 – 10551. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2019.2960728>.
6. Ye Y., Chen S., Zhang X., Yi Y. Half-bridge modular switched-capacitor multilevel inverter with hybrid pulsewidth modulation. *IEEE Transactions on Power Electronics*. 2020. Vol. 35, No 8. Pp. 8237–8247. DOI: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2019.2963230>.
7. Herasymenko P. Inexpensive, high-performance STM32-based software PLL for series-resonant inverters. *Przegląd Elektrotechniczny*. 2022. Vol. 98. No 8. Pp. 132–138. DOI: <https://doi.org/10.15199/48.2022.08.25>.
8. Herasymenko P. Combined PS-PDM control method for volt-age-source series-resonant inverter. *Przegląd Elektrotechniczny*. 2021. Vol. 97. No 5. Pp. 40 – 45. DOI: <https://doi.org/10.15199/48.2021.05.07>.
9. Wu Y., Zhang T., He Z.W., Jiang X.M., and Liu X.G. STM32-based digital charging power supply. *Proc. Int. Conf. Electron., Elect. Eng. and Inf. Science*. 2015. Pp. 37–47. DOI: https://doi.org/10.1142/9789814740135_0005.
10. Herasymenko P. Software implementation of pulse-density modulation control for H-bridge series-resonant converters. *Przegląd Elektrotechniczny*. 2023. Vol. 99. No 8. Pp. 116–119. DOI: <https://doi.org/10.15199/48.2023.08.20>.

Надійшла 06.05.2024
Остаточний варіант 21.05.2024