

## ПОСЛІДОВНЕ З'ЄДНАННЯ РЕЗОНАНСНИХ ІНВЕРТОРІВ НАПРУГИ ВИСОКОЧАСТОТНИХ УСТАНОВОК ІНДУКЦІЙНОГО НАГРІВУ

**В.Я. Гуцалюк\***, канд.техн.наук, **О.М. Юрченко\*\***, докт.техн.наук, **І.С. Зубков**, **В.П. Пазенко**  
 Інститут електродинаміки НАН України,  
 пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна.

E-mail: [alfa@ied.org.ua](mailto:alfa@ied.org.ua); [yuon@ied.org.ua](mailto:yuon@ied.org.ua)

*Досліджено високочастотні (440 кГц та вище) транзисторні резонансні інвертори установок індукційного нагрівання, які побудовані на основі послідовного та паралельного з'єднання інверторів. Використання низьковольтних високочастотних MOSFET у послідовно з'єднаних за входом інверторах дає змогу знизити втрати потужності в транзисторах та підвищити частоту перетворювачів у порівнянні з використанням високовольтних MOSFET. Інвертори, які з'єднані послідовно за входом, потребують використання схемотехнічних засобів для вирівнювання напруги. Запропоновано схемні рішення для вирівнювання напруг. Бібл. 10, рис. 4.*

**Ключові слова:** індукційне нагрівання, високочастотний резонансний інвертор.

**Вступ.** У високочастотних транзисторних перетворювачах установок індукційного нагрівання, які живляться від промислової мережі і працюють з частотою 440 кГц та вище, використовуються швидкодіючі MOSFET, виготовлені за різними технологіями, та SiC MOSFET. Останні активно вдосконалюються та мають кращі статичні та динамічні характеристики для високих напруг, однак поки їхня вартість є суттєво вищою [7].

Вдосконалення елементної бази не виключає використання модульних структур побудови з метою підвищення потужності та частоти [2, 9]. Підвищення частоти можливе завдяки використанню перетворювачів, які працюють на меншій частоті, та модульної структури побудови, при цьому можливе застосування IGBT [4, 5]. Однак великі динамічні втрати потужності в IGBT обмежують частотні можливості таких схем.

Один із прийнятних варіантів структури побудови складається з некерованого випрямляча, імпульсного регулятора, який здійснює регулювання та стабілізацію струму і напруги, нерегульованого резонансного інвертора напруги, вихідного трансформатора та послідовно з'єднаних конденсатора коливального контура та індуктора з деталлю, яка нагрівається. Нерегульований інвертор напруги в більшості випадків має систему автоматичного підстроювання частоти (АПЧ), що дає змогу забезпечити роботу в широкому діапазоні зміни параметрів навантаження та знизити динамічні втрати потужності в ключових елементах інвертора за рахунок оптимальних режимів перемикання транзисторів [8]. Використання нерегульованого інвертора дає змогу спростити систему керування високочастотним інвертором та підвищити частоту, а регулювання вихідного струму чи потужності здійснюється імпульсним регулятором на меншій частоті.

З метою використання транзисторів з меншою напругою та відповідно більш високочастотних розглянемо модульну структуру побудови інвертора з послідовним з'єднанням інверторів за входом та синфазним керуванням. Основним питанням при використанні таких структур є забезпечення рівномірного розподілу напруги та струмів та відповідно потужності. Пропонуються різні схемні рішення для рівномірного розподілу струмів та напруг, наприклад, у [10], де аналіз проведено для інших застосувань.

**Метою роботи** є дослідження розподілу напруги та струмів між послідовно з'єднаними резонансними інверторами напруги та визначення доцільності використання таких структур при побудові потужних перетворювачів для установок індукційного нагрівання частотою 440 кГц та вище.

Як відомо, опір MOSFET у відкритому стані  $R_{DC(on)}$  нелінійно зростає з ростом пробивної напруги транзистора. Іноді це ствердження описується співвідношенням  $R_{DC(on)} = R_0 U_0^a$ , де  $a=1,6...2,5$  (згідно з даними різних виробників) [1]. Сучасні технології виробництва високовольтних MOSFET дають змогу зменшити  $R_{DC(on)}$ , однак залежність від пробивної напруги також залишається, що підтверджується результатами досліджень, наведеними в [3]. Транзистори меншої напруги мають кращі частотні характеристики. Таким чином, використання більш низьковольтних транзисторів дозволяє підвищити частоту перетворювачів, при цьому сумарний опір низьковольтних транзисторів у відкритому стані не більший, ніж опір одного високовольтного транзистора [6].

На рис. 1 показано структурну схему перетворювача, який складається з двох однакових інверторних модулів, які з'єднані по входу послідовно, та схеми керування модулями (СК). СК формує напругу керування транзисторами та забезпечує АПЧ. Кожен модуль складається з мостового інвертора ( $I_n$ ), схеми керування

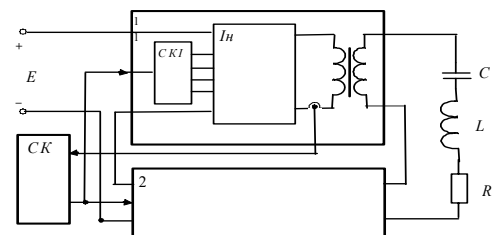


Рис. 1

© Гуцалюк В.Я., Юрченко О.М., Зубков І.С., Пазенко В.П., 2018

ORCID ID: \* <http://orcid.org/0000-0002-2496-1338>, \*\* <http://orcid.org/0000-0002-2107-2308>

транзисторами інвертора (СКІ), вихідного трансформатора (Т). Послідовно з'єднані вторинні обмотки трансформаторів інверторів навантажені на конденсатор (С) та індуктор. Еквівалентна схема індуктора з деталлю, яка нагрівається, представлена у вигляді послідовно з'єднаних індуктивності  $L$  та активного опору  $R$ . Також розглянемо паралельне з'єднання вторинних обмоток трансформатора.

За рахунок розбігу параметрів елементів СКІ та  $I_n$  різних модулів виникає несинфазність вихідних напруг інверторів кожного модуля. Можливі варіанти несиметрії півперіодів вихідної напруги. У [2] наведено дослідження впливу несинхронності перемикання транзисторів на величину струмів перемикання транзисторів модулів при паралельно-послідовному з'єднанні модулів.

Проведено моделювання електромагнітних процесів у схемі рис. 1 за допомогою програмного забезпечення PSpice. На рис. 2 зображено еквівалентну схему перетворювача на основі послідовного з'єднання двох резонансних інверторів напруги по входу та по виходу. Така сама схема була використана для аналізу електромагнітних процесів при паралельному з'єднанні модулів по виходу. Силкові транзистори модулів замінені ідеальними ключами (S1-S8) з активним опором у відкритому стані, який дорівнює 30 мОм. Схема заміщення трансформаторів враховує опори R3, R4 та індуктивність розсіювання первинної та вторинної обмоток трансформатора, зведену до первинної обмотки (L3, L4). Були задані наступні параметри: 1) параметри резонансного кола  $R5=0.1$  Ом,  $L5=0.25$  мкГн,  $C3=375$  нФ (добротність  $Q\approx 9$ ); 2) індуктивність первинних обмоток силових трансформаторів TV3 та TV4  $L3=L4=11.0$  мкГн; 3) вхідна ємність кожного із модулів  $C1=C2=470$  мкФ; 4) частота вихідного струму 440 кГц; 5) напруга джерела живлення  $E=200$  В; 6) коефіцієнти трансформації трансформаторів TV3 та TV4  $n=1/14$ . На рис. 2 також показано запропоновану схему вирівнювання вхідної напруги між інверторами, яка складається з двох трансформаторів TV1, TV2 з коефіцієнтами трансформації  $n=1$  та діодних випрямлячів VD1...VD4, VD5...VD8. При збільшенні вхідної напруги одного з інверторів напруга через додатковий трансформатор буде подаватися до входу іншого інвертора, внаслідок чого другий інвертор частково буде живитися від напруги першого. Така схема достатньо проста, на високій частоті має невеликі габарити та на відміну від багатьох інших не потребує використання регулювання кожного інвертора. Також вона може використовуватися для

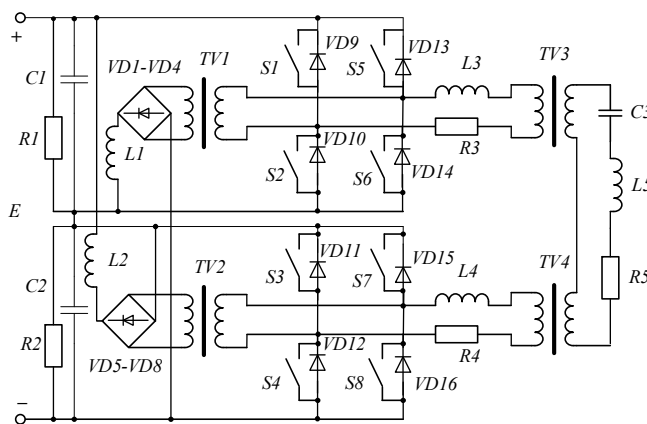


Рис. 2

послідовного з'єднання декількох інверторів.

Результати моделювання схеми рис. 2 без використання схеми вирівнювання напруги показали, що внаслідок несинфазності керування модулями виникає нерівномірний розподіл вхідної напруги між інверторами при послідовно-паралельному та послідовно-послідовному з'єднанні інверторів (напруга може відрізнятись в декілька разів). Використання схеми вирівнювання напруги дає змогу вирівняти напруги на вході інверторів в обох варіантах їхнього з'єднання.

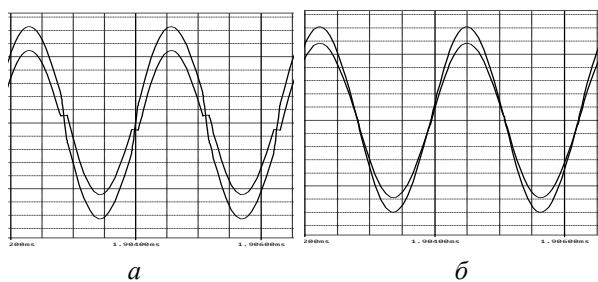


Рис. 3

На рис. 3, а зображено форми струмів на виході інверторів двох послідовно-паралельно з'єднаних модулів при несинхронному керуванні модулями. Час зсуву між напругами генераторів першого та другого модулів  $\Delta t=100$  нс, що моделює несинхронність роботи модулів. Струми на виході модулів відрізняються як за амплітудою струму, так і струмом на момент перемикання транзисторів, що в реальній схемі призведе до суттєвої різниці між втратами потужності в ключових елементах двох інверторів. При модульній побудові високочастотних інверторів на розподіл вихідних струмів впливають окрім несинхронності перемикання транзисторів різні індуктивності розсіювання трансформаторів та індуктивності з'єднувальних провідників, які включені послідовно. Для аналізу впливу індуктивності розсіювання погоджувальних трансформаторів при модульній структурі перетворювача було проведено моделювання за умов, що час зсуву між напругами генераторів першого та другого модулів  $\Delta t=0$ , але індуктивності L4, L5 трансформаторів TX1 та TX2 відрізняються на 20% ( $L4=9.17$  мкГн,  $L5=11.0$  мкГн). Результати моделювання представлено на рис. 3, б. При цьому спостерігається різна амплітуда вихідного струму. Загалом результати моделювання схеми на основі з'єднання двох модулів по входу послідовно та паралельно по виходу показали, що така структура побудови не дає змоги забезпечити струм на виході модулів однієї амплітуди в реальних схемах. Вказані відмінності між

ISSN 1607-7970. Техн. електродинаміка. 2018. № 4

струмами двох модулів призведуть до суттєвої відмінності між статичними та динамічними втратами потужності в модулях. Результати моделювання були підтверджені результатами експериментальних досліджень.

Перевагою структури побудови перетворювача із послідовно-послідовним з'єднанням модулів є те, що вихідні струми інверторів будуть однаковими за рахунок спільного струму вторинних обмоток трансформаторів. Наявність  $\Delta t \neq 0$  призводить до різного вхідного струму інверторів, оскільки середнє значення вхідного струму інверторів залежить від фазового зсуву між вихідними струмом та напругою. При різних середніх значеннях вхідного струму між модулями інверторів вхідна напруга послідовно з'єднаних інверторів ділиться нерівномірно. Цей недолік усувається за рахунок схеми вирівнювання напруги. Однак при цьому транзистори модулів перемикаються при різних струмах, що призведе до різних динамічних втрат потужності.

Розглянемо вплив фазового зсуву між вихідними напругами інверторів на розподіл напруги на вході інверторів у схемі без додаткових схем вирівнювання вхідних напруг для структури побудови інвертора на основі з'єднання двох інверторів послідовно по входу та виходу.

На розподіл напруг на вході інверторів впливає неоднаковість середніх значень струмів на вході. Середнє значення вхідного струму першого модуля, якщо струм вважати синусоїдальним, при часі зсуву вихідної напруги інверторів відносно моменту перетину струму нульового значення  $\Delta t_1$  визначатиметься виразом

$$I_{1cp} = \frac{2}{T} \int_0^{T/2 - \Delta t_1} I_a \sin\left(\frac{2\pi}{T}t\right) dt - \frac{2}{T} \int_{T/2 - \Delta t_1}^{T/2} I_a \sin\left(\frac{2\pi}{T}t\right) dt = \frac{2I_a}{\pi} \cos(\pi\Delta t_1^*), \quad (1)$$

де  $I_a$  – амплітуда вихідних струмів інверторів;  $\Delta t_1^* = 2\Delta t_1 / T$ .

Середнє значення вхідного струму другого модуля при часі зсуву відносно резонансної частоти в  $\Delta t_2$  визначатиметься виразом

$$I_{2cp} = \frac{2}{T} \int_0^{T/2 - \Delta t_2} I_a \sin\left(\frac{2\pi}{T}t\right) dt - \frac{2}{T} \int_{T/2 - \Delta t_2}^{T/2} I_a \sin\left(\frac{2\pi}{T}t\right) dt = \frac{2I_a}{\pi} \cos(\pi\Delta t_2^*), \quad (2)$$

де  $\Delta t_2^* = 2\Delta t_2 / T$ .

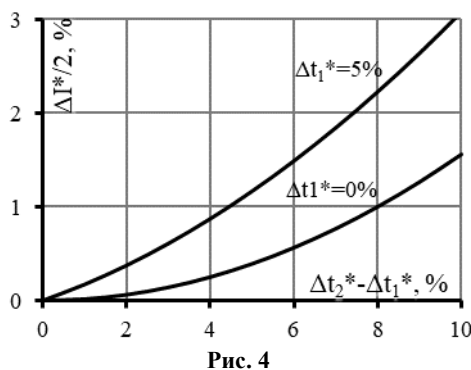


Рис. 4

Різниця між ними у відносних одиницях

$$\Delta I^* = \frac{I_{1cp} - I_{2cp}}{I_a} = \frac{2}{\pi} \left[ \cos(\pi\Delta t_1^*) - \cos(\pi\Delta t_2^*) \right]. \quad (3)$$

Схема вирівнювання вхідної напруги між інверторами, яка складається з додаткових трансформаторів та випрямлячів, представлена на рис. 2, повинна бути розрахована на струм  $\Delta I^*/2$ . На рис. 4 показано графік залежності  $\Delta I^*/2$  від  $\Delta t_2^* - \Delta t_1^*$  для випадку  $\Delta t_1^* = 0\%$  та  $\Delta t_1^* = 5\%$ . Коли  $\Delta t_1^* = 5\%$ , а  $\Delta t_2^* = 15\%$ , тоді  $\Delta I^*/2$  приблизно дорівнює 3%. Як видно з рис. 4, струм, на який необхідно розраховувати схему вирівнювання, значно менший від струму інверторів та на практиці складає декілька відсотків від амплітуди вихідного струму інверторів, що необхідно враховувати при розробці.

**Висновки.** Проведено дослідження модульних структур побудови резонансних інверторів напруги для установок високо-частотного індукційного нагрівання та показано можливість використання структур побудови з послідовним з'єднанням інверторів по входу і виходу для підвищення потужності та частоти роботи, при цьому необхідно використовувати схеми вирівнювання вхідних напруг інверторів, один з варіантів якої наведено в роботі.

1. Кай А. IGBT или MOSFET? Практика выбора. *Электронные компоненты*. 2000. № 2. С. 76-81.
2. Юрченко М.М., Гуцалюк В.Я., Шевченко П.М., Пазенко В.П., Слесаревський І.О., Твердохліб Ю.О. Паралельно-послідовне з'єднання високочастотних інверторів з резонансним контуром на виході. *Технічна електродинаміка*. Тем. випуск Силова електроніка та енергоефективність. 2005. № 3. С. 16-19.
3. AN-5232 New Generation Super-Junction MOSFETs, SuperFET II and SuperFET II Easy Drive MOSFETs for High Efficiency and Lower Switching Noise. 2013. Режим доступу: <https://www.fairchildsemi.com/application-notes/AN/AN-5232.pdf>
4. Guillermo Martin Segura. Induction heating converter's design, control and modeling applied to continuous wire heating. Ph.D. dissertation, Dept. d'Enginyeria Electrica, Univ. Politecnica de Catalunya, Barcelona, Spaine. 2012. 226 p.
5. Hammad Abo Zied, Peter Mutschler, Guido Bachmann. A Modular IGBT Converter System for High Frequency Induction Heating Applications. PCIM. 2002, 14-16.05., Nuremberg. Pp. 501-506

6. Hector Sarnago, Oscar Lucia, Arturo Mediano. Multi-MOSFET-Based Resonant Inverter for Improved Efficiency and Power Density Induction Heating Applications. *IEEE Transactions of power electronics*. 2014. Vol. 29. No 8. Pp. 4301-4312.
7. Honggang Sheng, Zheng Chen, Fred Wang, Alan Millner. Investigation of 1.2 kV SiC MOSFET for high frequency high power applications. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE. Palm Springs, USA. 2010. Pp. 1572-1577.
8. Herasymenko P., Hutsaliuk V., Pavlovskiy V., Yurchenko O. A Software Phase-Locked Loop of Control System of a Series-Resonant Voltage-Source Inverter for Induction Heating Equipment. Proc. IEEE First Ukraine Conference on *Electrical and Computer Engineering*. Kiev. May-Jun. 2017. Pp. 384–389.
9. Omar El-Nakeeb, Mostafa I Marei, Ahmed A El-Sattar. A High Frequency modular Resonant converter for the Induction Heating. *International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering*. Certified Journal. 2013; 3(2): 2013.
10. Y. Jang, M.M. Jovanovic, D.L. Dillman, S. Li, C. Yang. Input-voltage balancing of series-connected converters, *Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo*. 2011. Fort Worth, TX, USA. Pp. 1153-1160.

УДК 621.314

**ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЕ СОЕДИНЕНИЕ РЕЗОНАНСНЫХ ИНВЕРТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ УСТАНОВОК ИНДУКЦИОННОГО НАГРЕВА**

**В.Я. Гуцалюк, канд.техн.наук, О.Н. Юрченко, докт.техн.наук, И.С. Зубков, В.П. Пазенко**

**Институт электродинамики НАН Украины,**

**пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина.**

**e-mail: [alfa@ied.org.ua](mailto:alfa@ied.org.ua); [yuon@ied.org.ua](mailto:yuon@ied.org.ua)**

*Исследованы высокочастотные (440 кГц и выше) транзисторные резонансные инверторы установок индукционного нагрева, построенные на основе последовательного и параллельного соединения инверторов. Применение низковольтных высокочастотных MOSFET в последовательно соединенных по входу инверторах позволяет снизить потери мощности в транзисторах и повысить частоту преобразователей по сравнению с использованием высоковольтных MOSFET. Для инверторов, последовательно соединенных по входу, необходимо применять схемотехнические способы для выравнивания напряжений. Предложены схемные решения для выравнивания напряжений. Библи. 10, рис. 4.*

**Ключевые слова:** индукционный нагрев, высокочастотный резонансный инвертор напряжения.

**SERIAL CONNECTING OF RESONANT VOLTAGE INVERTERS FOR HIGH-FREQUENCY INDUCTION HEATING EQUIPMENT**

**V.Ya. Hutsaliuk, O.M. Yurchenko, I.S. Zubkov, V.P. Pazenko**

**Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,**

**pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine.**

**e-mail: [alfa@ied.org.ua](mailto:alfa@ied.org.ua); [yuon@ied.org.ua](mailto:yuon@ied.org.ua)**

*This paper deals with investigation of high-frequency (440 kHz and higher) transistor resonant inverters for induction heating equipment which are designed on the base of serial and parallel inverters connecting. Using of low-voltage high-frequency MOSFETs in inverters whose inputs are connected in series allows to rise frequency and reduce power loss in converters transistors, comparing with high-voltage MOSFET. Inverters with serially connected inputs require circuitry for voltage equalizing; it is suggested necessary equalizing circuitry in the paper. References 10, figures 4.*

**Key words:** induction heating, high-frequency resonant inverter.

1. Kai A. IGBT or MOSFET? Selection practice. *Elektronnye komponenty*. 2000. No 2. Pp.76-81. (Rus)
2. Yurchenko M.M., Hutsaliuk V.Ya., Shevchenko P.M. Pazenko V.P., Slesarevskiy I.O., Tverdokhlib Yu.O. Parallel – in series connection of high-frequency inverters with output resonant circuit. *Tekhnichna Elektrodynamika*. Tem. Vyp. Sylova elektronika ta energoefektyvnist. 2005. No 3. Pp. 16–19. (Ukr)
3. AN-5232 New Generation Super-Junction MOSFETs, SuperFET II and SuperFET II Easy Drive MOSFETs for High Efficiency and Lower Switching Noise. 2013. Режим доступа: <https://www.fairchildsemi.com/application-notes/AN/AN-5232.pdf>
4. Guillermo Martin Segura. Induction heating converter's design, control and modeling applied to continuous wire heating. Ph.D. dissertation, Dept. d'Enginyeria Electrica, Univ. Politecnica de Catalunya, Barcelona, Spaine. 2012. Pp. 226.
5. Hammad Abo Zied, Peter Mutschler, Guido Bachmann. A Modular IGBT Converter System for High Frequency Induction Heating Applications. *PCIM*. 2002, 14-16.05., Nuremberg, Pp.-501-506.
6. Hector Sarnago, Oscar Lucia, Arturo Mediano. Multi-MOSFET-Based Resonant Inverter for Improved Efficiency and Power Density Induction Heating Applications. *IEEE Transactions of power electronics*. 2014. Vol. 29. No 8. Pp. 4301-4312.
7. Honggang Sheng, Zheng Chen, Fred Wang, Alan Millner. Investigation of 1.2 kV SiC MOSFET for high frequency high power applications. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE. Palm Springs, USA. 2010. Pp. 1572-1577.
8. Herasymenko P., Hutsaliuk V., Pavlovskiy V., Yurchenko O. A Software Phase-Locked Loop of Control System of a Series-Resonant Voltage-Source Inverter for Induction Heating Equipment. Proc. IEEE First Ukraine Conference on *Electrical and Computer Engineering*. Kiev. May-Jun. 2017. Pp. 384–389.
9. Omar El-Nakeeb, Mostafa I Marei, Ahmed A El-Sattar. A High Frequency modular Resonant converter for the Induction Heating. *International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering*. 2008 Certified Journal. 2013. 3(2): 2013.
10. Y. Jang, M.M. Jovanovic, D.L. Dillman, S. Li, C. Yang. Input-voltage balancing of series-connected converters, *Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo*. Fort Worth, TX, USA. 2011. Pp. 1153-1160.

Надійшла 05.03.2018  
Остаточний варіант 21.03.2018