

ПОСЛІДОВНІ РЕЗОНАНСНІ ІНВЕРТОРИ З МОДУЛЬНОЮ СТРУКТУРОЮ ДЛЯ ВИСОКОЧАСТОТНИХ УСТАНОВОК ІНДУКЦІЙНОГО НАГРІВАННЯ

В.Я. Гуцалюк*, канд. техн. наук
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна.
E-mail: alfa@ied.org.ua

Представлено результати досліджень високочастотних транзисторних послідовних резонансних інверторів установок індукційного нагрівання з модульною структурою побудови на основі паралельно – послідовного з'єднання. Для регулювання вихідного струму інвертору використовується модуляція щільності імпульсів. Показано, що використання несинфазного керування інверторними модулями дає змогу зменшити розмах пульсації амплітуди вихідного струму, що особливо важливо за низької добротності вихідного коливального контуру та широкому діапазоні зміни параметрів навантаження. Представлено математичну модель послідовного резонансного інвертора з модульною структурою побудови, яка дає змогу проводити розрахунки вихідного струму за різних параметрах модуляції. Бібл. 7, табл. 2, рис. 5.

Ключові слова: індукційний нагрів, транзисторний послідовний резонансний інвертор, PDM.

Для установок високочастотного індукційного нагрівання широко застосовують схеми транзисторних перетворювачів, вихідні каскади яких побудовано на основі послідовного резонансного інвертора. Актуальною є розробка перетворювачів з модульною структурою побудови, що дає змогу: підвищити потужність; підвищити частоту вихідного струму; створити уніфікований ряд перетворювачів різної потужності на основі модулів та інше [1–4].

У роботі представлено результати дослідження резонансних інверторів напруги мостового типу з модульною структурою побудови та системою керування на основі модуляції щільності імпульсів (англійською pulse-density-modulation (PDM)). Використання PDM дає змогу знизити втрати потужності в транзисторах інвертора порівняно з іншими способами регулювання за рахунок перемикання транзисторів за струму близькому до нуля, тому цей спосіб доцільно використовувати в перетворювачах для установок високочастотного індукційного нагрівання. Розглянуто структуру побудови інверторів на основі модулів, з'єднаних по входу паралельно, а по виходу – послідовно. Така структура забезпечує однаковий струм у вихідних ланцюгах модулів.

Наявність пульсації вихідного струму є недоліком системи керування з PDM. Зменшення амплітуди низькочастотної пульсації вихідного струму, відповідно зменшення максимальної та збільшення мінімальної амплітуди струму дають змогу: зменшити амплітуду напруги на конденсаторі коливального контуру; розширити діапазон регулювання (оскільки система ФАПЧ не може коректно працювати, коли вихідний струм близький чи дорівнює нулю); зменшити втрати потужності (оскільки фазовий зсув між током та напругою на виході інвертора, який забезпечується системою ФАПЧ, визначається за мінімальної амплітуди вихідного струму, коли спостерігається максимальний фронт вимикання транзисторів), зменшити пульсації струму на вході інвертору.

В публікаціях недостатньо представлено дослідження інверторів з модульною структурою побудови та систем керування з PDM. В [5] запропоновано керування модулями з різними ваговими коефіцієнтами та відповідно різної потужності. Також пропонується керування модулями однакової потужності, коли модуляція здійснюється в одній з інверторних чарунок, однак в цьому випадку спостерігається нерівномірне завантаження модулів в процесі роботи.

В [6] було представлено результати досліджень модульних структур з синфазним та несинфазним керуванням модулями, коли крок модуляції дорівнює періоду вихідного струму. Необхідно провести дослідження модульних структур побудови, коли крок модуляції дорівнює півперіоду вихідного струму.

Мета роботи: підвищення ефективності високочастотних транзисторних перетворювачів установок індукційного нагрівання, побудованих на основі резонансних інверторів напруги з модульною структурою, які керуються за допомогою модуляції щільності імпульсів.

© Гуцалюк В.Я., 2022

* ORCID ID: <https://orcid.org/0000-0002-2496-1338>

На рис. 1 наведено структурну схему перетворювача, яка складається з N однакових інверторних модулів мостового типу та системи керування модулями, що формує напругу керування транзисторами та забезпечує автоматичне підстроювання частоти згідно з сигналом давача струму на близьку до резонансної частоти з періодом T_0 . Кожний модуль складається з випрямляча В, фільтра Ф, мостового транзисторного інвертора напруги зі зворотніми діодами Інв та вихідного трансформатора Т. Послідовно з'єднані вторинні обмотки трансформаторів навантажено на конденсатор коливального контуру С та індуктор. Еквівалентну схему індуктора представлено у вигляді послідовно з'єднаних L і R . Перетворювач підключено до мережі живлення 3*380В 50Гц.

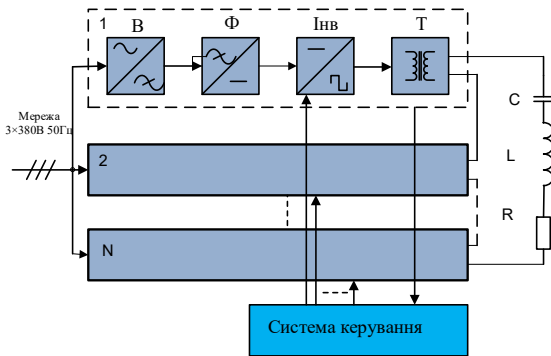


Рис. 1

Розглянуто варіанти з синфазним та несинфазним керуванням модулями. Якщо використовувати принцип керування з PDM та на кожний модуль подавати однакові послідовності імпульсів керування, які зсунуті по фазі, то сумарна напруга інверторів $u_{\Sigma}(t)$ буде мати ступеневу форму. Максимальне значення $u_{\Sigma}(t)$ визначатиметься як $U_{\Sigma} = NU_{вих}$, де $U_{вих}$ – максимальне значення напруги форми меандр на виході кожного модуля. Послідовності повинні бути зсунуті між собою на час, кратний періоду T_0 , при цьому перемикання транзисторів у модулях буде здійснюватися за мінімального струму та відповідно мінімальних втратах потужності, а модулі матимуть однакову завантаженість.

Несинфазне керування більш складне та потребує розробки різних алгоритмів керування для різної кількості модулів.

У разі модульної структури побудови та синфазному керуванні модулями для аналізу електромагнітних процесів можна використовувати математичну модель, яку отримано в [7]. Для аналізу величина амплітуди першої гармоніки вихідної напруги визначається як $U_{m\Sigma(1)} = NU_{m(1)}$, де $U_{m(1)}$ – амплітуда першої гармоніки напруги на виході кожного модуля.

Розглянемо PDM, за якої кількість імпульсів за час модуляції кратна півперіоду вихідної напруги інвертора, коли $\{n\}=0$, $\{m\}=0,5$. Послідовності повинні бути зсунуті між собою по фазі на час $T_{\varphi} = kT_0$, де k – кількість періодів та півперіодів T_0 за час фазового зсуву, $\{k\}=0; 0,5$.

На рис. 2 наведено приклади діаграм вихідних напруги u_{Σ} та струму i інвертора. Спостерігається один, два чи три періоди повторюваності. Варіант для двох періодів повторюваності наведено на рис. 2.

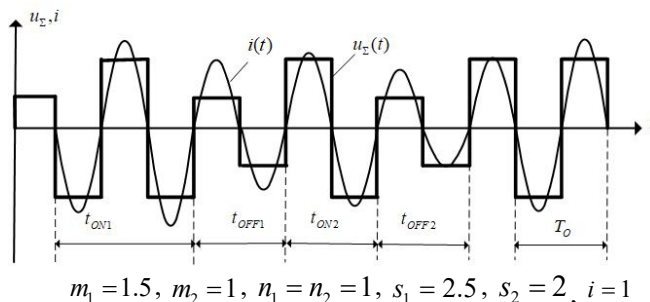


Рис. 2

Для аналізу приймемо наступні позначення: $t_{ON1} = m_1T_0$, $t_{OFF1} = n_1T_0$, $T_{M1} = s_1T_0$, $t_{ON2} = m_2T_0$, $t_{OFF2} = n_2T_0$, $T_{M2} = s_2T_0$, де n_1 , n_2 – кількість періодів за час вимкненого стану t_{OFF1} , t_{OFF2} ; m_1 , m_2 – кількість періодів за час ввімкненого стану t_{ON1} , t_{ON2} ; $s_1 = n_1 + m_1$, $s_2 = n_2 + m_2$ – кількість періодів за період повторюваності T_{M1} , T_{M2} .

У табл. 1 наведено діаграми роботи двох модулів для деяких комбінацій m , n , s , k за синфазного та несинфазного керування модулями. Як видно з табл. 1, несинфазне керування модулями порівняно з синфазним дає змогу зменшити розмах пульсації амплітуди сумарної вихідної напруги модулів та відповідно амплітуди вихідного струму ΔI_a .

За $m = n = k = 1$ $\Delta I_a = 0$. ΔI зменшується із збільшенням N . При цьому пульсації суттєво залежать від алгоритмів керування, розробка яких є актуальною задачею.

Для N модулів мінімальні пульсації вихідного струму спостерігаються за фазового зсуву між вихідними напругами модулів, якому відповідає число (округлене до найближчого числа, кратного 0.5): $k = mround(s/N; 0.5)$.

Таблиця 1

	Несинфазне керування	Синфазне керування
$m = 2,$ $n = 1,$ $k = 1,$ $\gamma = \frac{2}{3}$		
$m = 1,$ $n = 1,$ $k = 1,$ $\gamma = \frac{1}{2}$		
$m = 0,5$ $n = 1,$ $k = 0,5,$ $\gamma = \frac{1}{3}$		

Якщо проаналізувати різні комбінації параметрів модуляції та фазового зсуву, то можна зазначити, що напругу $u_{\Sigma}(t)$ можна представити у вигляді

$$u_{\Sigma}(t) = u_{const}(t) + u_{mod}(t), \quad (1)$$

де $u_{const}(t)$ – напруга форми меандр з постійною амплітудою, величина якої дорівнює $iU_{вих}$, $i \in [0, N-1]$; $u_{mod}(t)$ – напруга форми меандр з модуляцією щільності імпульсів.

За високої добротності, характерної для установок індукційного нагрівання, можна знехтувати вищими гармоніками у вихідній напрузі інвертора та представити вихідну напругу кожного модуля у вигляді

$$u(t) = U_{m(1)} \sin\left(\frac{2\pi}{T_0} t\right), \quad \text{де } U_{m(1)} = \frac{4U_{вих}}{\pi}$$

туда першої гармоніки напруги інвертора на вторинній обмотці трансформатора кожного модуля. Це надасть змогу спростити

аналіз електромагнітних процесів.

Такий підхід надав змогу визначити складові струму окремо для кожного з джерел напруги, сума яких визначить струм в навантаженні. Нижче наведено вираз для $u_{const}(t)$

$$u_{const}(t) = i \frac{U_{m\Sigma(1)}}{N} \sin\left(\frac{2\pi}{T_0} t\right), \quad (2)$$

де $i = floor(ms^{-1}N)$ – число, округлене до найближчого меншого цілого числа; $U_{m\Sigma(1)} = \frac{4U_{вих\Sigma}}{\pi}$.

Амплітуда джерела напруги $u_{mod}(t)$ в залежності від параметрів модуляції та фазового зсуву може знаходитися в діапазоні від 0 до $NU_{вих}$. В переважній більшості випадків, $u_{mod}(t)$ має амплітуду $U_{вих}$.

Отримаємо вирази для вихідного струму. Параметри $n_1, n_2, m_1, m_2, s_1, s_2, i$ визначаються для N модулів в залежності від комбінацій n, m, s, k . На рис. 3 наведено діаграми вихідної напруги одного з модулів для різних комбінацій параметрів PDM та відповідних коефіцієнтів заповнення γ для $s_{макс}=10$. Ці комбінації забезпечують мінімально можливі значення n та рівномірний крок зміни γ , який дорівнює $1/10$.

Вирази для струму навантаження в усталеному режимі можна знайти у вигляді суми струмів, отриманих у результаті аналізу для кожного з джерел напруги $u_{const}(t)$ та $u_{mod}(t)$. Результовий струм в усталеному режимі описується виразами (3), які було отримано на основі математичної моделі

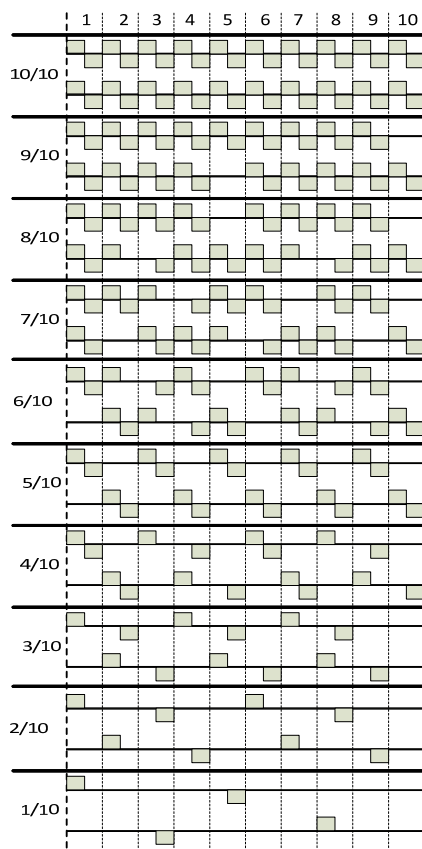


Рис. 3

для інвертора з PDM, представленої в [6, 7].

$$\left\{ \begin{aligned} i_{ON1}(t) &= \frac{U_{m\Sigma(1)}}{NR} \left(i+1 - \frac{1 - e^{-\frac{\pi}{Q}(n_1+s_2)} - e^{-\frac{\pi}{Q}n_2} + e^{-\frac{\pi}{Q}s_2}}{1 - e^{-\frac{\pi}{Q}(s_1+s_2)}} \right) e^{-\frac{\pi}{QT_0}t} \sin\left(\frac{2\pi}{T_0}t\right); \\ i_{OFF1}(t) &= (-1)^{2m_1} \frac{(i+1)U_{m\Sigma(1)}}{NR} \frac{1 + e^{-\frac{\pi}{Q}(n_2+m_1)} - e^{-\frac{\pi}{Q}(s_2+m_1)} - e^{-\frac{\pi}{Q}m_1}}{1 - e^{-\frac{\pi}{Q}(s_1+s_2)}} e^{-\frac{\pi}{QT_0}(t-m_1T_0)} \sin\left(\frac{2\pi}{T_0}(t-m_1T_0)\right); \\ i_{ON2}(t) &= (-1)^{2s_1} \frac{U_{m\Sigma(1)}}{NR} \left(i+1 - \frac{1 - e^{-\frac{\pi}{Q}(n_2+s_1)} - e^{-\frac{\pi}{Q}n_1} + e^{-\frac{\pi}{Q}s_1}}{1 - e^{-\frac{\pi}{Q}(s_1+s_2)}} \right) e^{-\frac{\pi}{QT_0}(t-s_1T_0)} \sin\left(\frac{2\pi}{T_0}(t-s_1T_0)\right); \\ i_{OFF2}(t) &= (-1)^{2(s_1+m_2)} \frac{(i+1)U_{m\Sigma(1)}}{NR} \frac{1 + e^{-\frac{\pi}{Q}(n_1+m_2)} - e^{-\frac{\pi}{Q}(s_1+m_2)} - e^{-\frac{\pi}{Q}m_2}}{1 - e^{-\frac{\pi}{Q}(s_1+s_2)}} e^{-\frac{\pi}{QT_0}(t-(s_1+m_1)T_0)} \sin\left(\frac{2\pi}{T_0}(t-(s_1+m_1)T_0)\right). \end{aligned} \right. \quad (3)$$

Отримані вирази дають змогу проводити аналіз роботи транзисторного інвертора напруги модульної структури з PDM за різних комбінаціях параметрів модуляції. Час зростання та спаду амплітуди струму визначається постійною часу $\tau = \frac{2L}{R} = \frac{QT_0}{\pi}$, де Q – добротність коливального контуру навантаження.

Виходячи з (3) отримано вирази максимального $I_{a\max}$ та мінімального $I_{a\min}$ значень амплітуди струму [6] та різниці між ними, яка визначає розмах пульсації амплітуди струму

$$\Delta I_a = I_{a\max} - I_{a\min} = \frac{U_{m\Sigma(1)}}{NR} \left(1 - \frac{e^{-\frac{\pi}{Q}m_2} - 2e^{-\frac{\pi}{Q}(s_2+s_1)} - e^{-\frac{\pi}{Q}(n_1+m_2)} + e^{-\frac{\pi}{Q}(s_1+m_2)} + e^{-\frac{\pi}{Q}n_2} + e^{-\frac{\pi}{Q}(n_1+s_2)} - e^{-\frac{\pi}{Q}s_2}}{1 - e^{-\frac{\pi}{Q}(s_1+s_2)}} e^{\frac{\pi}{4Q}} \right). \quad (4)$$

У табл. 2 наведено параметри $n_1, n_2, m_1, m_2, s_1, s_2, i, k$ для системи з двох модулів ($N=2$) та $S_{\max}=10$, діаграми вихідної напруги модулів відповідають рис. 3. Виходячи з отриманих параметрів за допомогою виразів (3) можна провести розрахунок вихідного струму в усталеному режимі.

Таблиця 2

γ	s	m	n	k	s_1	m_1	n_1	s_2	m_2	n_2	s_3	m_3	n_3	i
0.9	10	9	1	5	5	4	1							1
0.8	5	4	1	2.5	2.5	1.5	1							1
0.7	3.5	2.5	1	2	2	1	1	1.5	0.5	1				1
	3	2	1											
0.6	2.5	1.5	1	1	2.5	0.5	2							1
0.5	2	1	1	1	0	0	0							1
0.4	2	1	1	1	2.5	2	0.5	1.5						0
	1.5	0.5	1											
0.3	1.5	0.5	1	1	1.5	1	0.5	1.5	0.5	1	1	0.5	0.5	0
	2.5	0.5	2											
0.2	2.5	0.5	2	1	1	0.5	0.5	1.5	0.5	1				0
0.1	4.5	0.5	4	2.5	2	0.5	1.5	2.5	0.5	2	3	0.5	2.5	0
	5.5	0.5	5											

На рис. 4 а, б, в представлено результати розрахунку пульсації струму у відносних одиницях $\Delta I_a^* = \Delta I_a (NU_{m(1)}/R)^{-1}$ для інвертора, який складається з двох модулів за $Q = 2, 5, 10$ для синфазного

та несинфазного варіантів керування модулями. Це дає змогу дослідити як змінюється розмах пульсації струму під час регулювання (за рахунок зміни γ) за $R = \text{const}$. За $\gamma = 1$ амплітуда вихідного струму $I_a = NU_{m(1)}R^{-1}$.

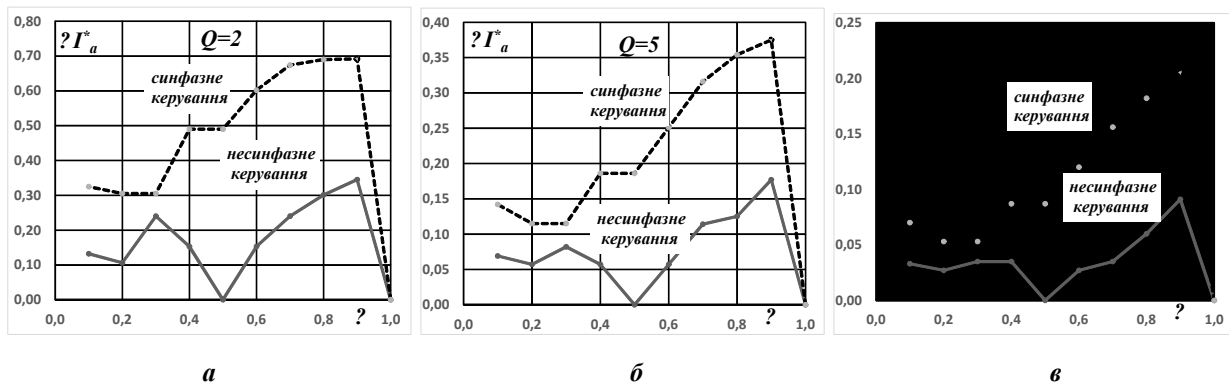
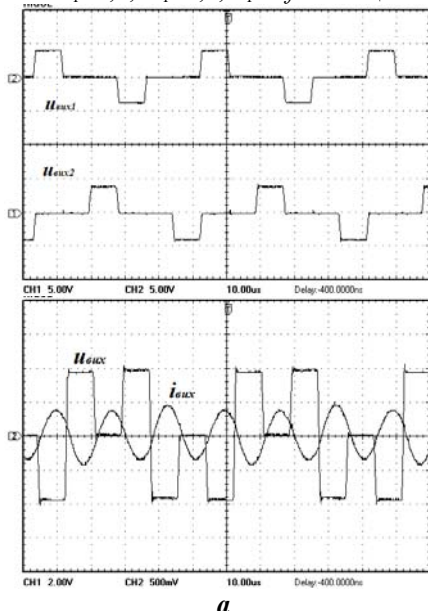


Рис. 4

несинфазне керування

$s_1=1,5, m_1=0,5, n_1=1 f=66\text{кГц}$



сінфазне керування

$s=3, m=1, n=2 f=66\text{кГц}$

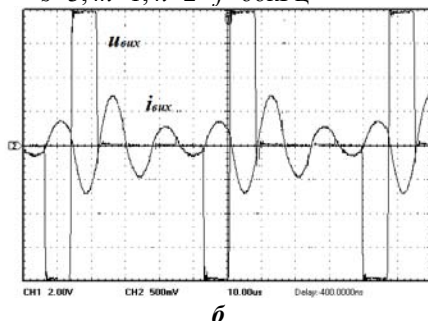


Рис. 5

З рис. 4 видно, що несинфазне керування модулями суттєво зменшило розмах пульсації струму. З графіка слідує, що максимальний розмах пульсації струму зменшився більш ніж у 2 рази. Особливо це важливо за низьких добротностях контуру.

Було проведено експериментальні дослідження для двох модулів, побудованих на основі IGBT SKM200GB125. Плату керування резонансним інвертором з PDM побудовано на основі мікросхему ПЛІС EPM570T100C5N (ALTERA). Використовувалося навантаження з низькою добротністю контуру, яка дорівнює 2,5. На рис. 5, а наведено осцилограми вихідної напруги кожного модуля, сумарної вихідної напруги та вихідного струму для несинфазного керування; на рис. 5, б – осцилограми сумарної вихідної напруги та вихідного струму для синфазного керування. Осцилограми також показують, що несинфазне керування модулями суттєво зменшило розмах пульсації струму.

Висновки. У результаті досліджень резонансних інверторів напруги установок індукційного нагрівання зі структурою побудови на основі паралельно-послідовного з'єднання модулів та регулюванням вихідного струму за допомогою PDM показано доцільність використання несинфазного керування модулями з кроком модуляції, який дорівнює напівперіоду вихідного струму. Це дає змогу суттєво зменшити розмах пульсації амплітуди вихідного струму. Це особливо важливо за низької добротності вихідного коливального контуру та необхідності забезпечення широкого діапазону регулювання вихідного струму інвертора. За допомогою математичної моделі резонансного інвертора напруги з модульною структурою побудови можливо проводити розрахунки вихідного струму за різних параметрах модуляції.

Роботу виконано за держбюджетною темою «Розвиток теорії високочастотних транзисторних перетворювачів на основі резонансних інверторів для систем електроживлення технологічного обладнання» (шифр «Частота-3»), державний реєстраційний номер 0120U002003, КПКВК 6541030.

1. Zied H.A., Mutschler P., Bachmann G. A modular IGBT converter system for high frequency induction heating applications. Proceedings of the *International Power Electronics Conference: PCIM 2002*. Europe, Nürnberg, May 14 - 16, 2002.
2. 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.
3. Makky A-RA.M., Abo-Zied H., Abdelbar F.N. Parallel operation of IGBTs modular converter system for high power high frequency induction heating applications. 12th International *Middle-East Power System Conference*. Aswan, Egypt, March 12-15, 2008. Pp. 577-582. DOI: <https://doi.org/10.1109/MEPCON.2008.4562393>
4. 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*. 2013. Vol. 3(2). Pp. 432-438.
5. Саратовський Р.М., Ушаков Д.В. Многоячейковий источник питания для индукционного нагрева. *Збірник наукових праць ДонДТУ*. 2015. № 1 (44). С. 74-90.
6. Гуцалюк В.Я., Герасименко П.Ю. Резонансні інвертори напруги для установок індукційного нагріву з модульною структурою побудови та системою керування на основі НЧ імпульсної модуляції. *Праці ІЕД НАНУ*. 2015. Вип. 41. С. 137-145.
7. Юрченко О.М., Гуцалюк В.Я., Герасименко П.Ю., Слесаревський І.О. Модель резонансного транзисторного інвертора напруги з низькочастотною імпульсною модуляцією. *Технічна електродинаміка*. 2011. № 1. С. 24-29.

SERIES RESONANT INVERTERS WITH MODULAR STRUCTURE FOR HIGH-FREQUENCY INDUCTION HEATING

V.Ya. Hutsaliuk

Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,
pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine.

E-mail: alfa@ied.org.ua

Research results of induction heating transistor high - frequency series resonant inverters with modular structure on the base of parallel – series connection are presented in the paper. Pulse density modulation is used to regulate the output current of the inverter. It is shown that the use of the out-of-phase inverter modules control allows reducing the amplitude pulsation of the output current amplitude, which is especially important under low quality of the output resonant circuit and a wide range of load parameters. A mathematical model of the series resonant voltage inverter with a modular structure is presented; it allows the calculation of output current under different parameters of pulse density modulation. References 7, tables 2, figures 5.

Key words: induction heating, transistor series resonant inverter, PDM.

1. Zied H.A., Mutschler P., Bachmann G. A modular IGBT converter system for high frequency induction heating applications. Proceedings of the *International Power Electronics Conference: PCIM 2002*. Europe, Nürnberg, May 14 - 16, 2002.
2. 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.
3. Makky A-RA.M., Abo-Zied H., Abdelbar F.N. Parallel operation of IGBTs modular converter system for high power high frequency induction heating applications. 12th International *Middle-East Power System Conference*. Aswan, Egypt, March 12-15, 2008. Pp. 577-582. DOI: <https://doi.org/10.1109/MEPCON.2008.4562393>
4. 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*. 2013. Vol. 3(2). Pp. 432-438.
5. Saratovsky R.M., Ushakov D.V. Multi-cell power supply for induction heating. *Zbirnyk naukovykh prats Dobasskoho derzhavnoho tekhnichnoho universytetu*. 2015. No 1 (44). Pp. 74-90 (Rus).
6. Hutsaliuk V.Ya., Herasymenko P.Yu. Resonant voltage inverter for induction heating equipment with a modular structure of construction and PDM based control system. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. 2015. Vyp. 41. Pp. 137-145. (Ukr).
7. Yurchenko O.M., Gutsaliuk V.Y., Gerasymenko P.Y., Sliesarevskiy I.O. Mathematical model of resonance transistor voltage inverter with low frequency pulse modulation. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2011. No 1. Pp. 24-29 (Ukr).

Надійшла 29.04.2022
Остаточний варіант 01.06.2022