

СИСТЕМА КЕРУВАННЯ РЕЗОНАНСНИМ ІНВЕРТОРОМ НАПРУГИ З МОДУЛЯЦІЄЮ ЩІЛЬНОСТІ ІМПУЛЬСІВ ТА САМОЗБУДЖЕННЯМ ЯК АЛЬТЕРНАТИВА ФАЗОВОГО АВТОМАТИЧНОГО ПІДСТРОЮВАННЯ ЧАСТОТИ В УСТАНОВКАХ ІНДУКЦІЙНОГО НАГРІВАННЯ

В.Я. Гуцалюк*, канд. техн. наук, **І.С. Зубков****, д-р. філософії
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Берестейський, 56, Київ, 03057, Україна.
E-mail: alfa@ied.org.ua.

Представлено результати досліджень аналогово-цифрової системи керування резонансним інвертором напруги з самозбудженням та регулюванням вихідного струму за допомогою модуляції щільності імпульсів (pulse density modulation (PDM)). Вона має високу швидкодію та забезпечує однакові тривалості півперіодів вихідної напруги інвертора. Досліджено режими перемикання транзисторів під час використання такої системи підстроювання частоти як альтернативи фазового автоматичного підстроювання частоти (ФАПЧ), у разі застосування PDM. Бібл.14, рис. 4, табл. 1.

Ключові слова: індукційний нагрів, резонансний інвертор напруги, система керування з самозбудженням, фазове автоматичне підстроювання частоти, модуляція щільності імпульсів.

Вступ. У високочастотних транзисторних інверторах напруги з модуляцією щільності імпульсів (PDM) установок індукційного нагрівання широко використовуються системи фазового підстроювання частоти (ФАПЧ), від роботи яких суттєво залежать втрати потужності під час перемикання транзисторів інвертора. В публікаціях достатньо широко представлені дослідження різного типу систем ФАПЧ та PDM для резонансних інверторів як цифрових [1–4, 6], так і аналогових [5, 7, 8].

Система PDM вносить складності в роботу ФАПЧ тому, що напруга на виході інвертора на деяких інтервалах вимкненого стану дорівнює нулю. Крім того спостерігаються низькочастотні коливання струму. Системи ФАПЧ не можуть забезпечити в повній мірі оптимальні режими перемикання на кожному періоді вихідного струму [4–6]. Важливо, що системи ФАПЧ мають у своїй структурі фільтр низької частоти і це обмежує їхню швидкодію.

Альтернативою ФАПЧ можуть бути перетворювачі з самозбудженням, коли момент перемикання транзисторів визначається на кожному півперіоді [9–13]. Авторами розроблено аналогово-цифрову систему керування резонансного інвертора напруги, яка забезпечує швидке підстроювання частоти на основі самозбудження та однакову тривалість півперіодів вихідної напруги інвертора, що усуває можливість намагнічування погоджувального трансформатора інвертора. В [14] представлено таку систему з частотним способом регулювання вихідного струму. Вона дає можливість забезпечити оптимальні режими комутації транзисторів інвертора в динамічних режимах зміни параметрів живлячої мережі та навантаження. Також актуальною є розробка системи керування резонансним інвертором з самозбудженням та PDM і дослідження режимів перемикання транзисторів у разі використання такої системи як альтернативи ФАПЧ.

Мета роботи. Покращення режимів перемикання транзисторів, відповідно, зменшення втрат потужності, підвищення швидкодії системи керування високочастотних резонансних інверторів напруги з модуляцією щільності імпульсів за рахунок використання системи керування з самозбудженням та порівняння її з системою ФАПЧ.

На рис. 1, а представлено схему силової частини транзисторного резонансного інвертора напруги установки індукційного нагрівання з послідовним контуром на виході, еквівалентну схему заміщення якого представлено як L , C , R . Напруга з виходу інвертора через трансформатор давача струму TV_i та конденсатор розв'язки C_p подається на погоджувальний трансформатор TV . Паралельно транзисторам інвертора $VT1$ – $VT4$ приєднані снаберні конденсатори C_s .

© Гуцалюк В.Я., Зубков І.С., 2025

ORCID: * <https://orcid.org/0000-0002-2496-1338>; ** <https://orcid.org/0000-0002-9705-7278>

© Видавець ВД «Академперіодика» НАН України, 2025



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

На рис. 1, б зображено ідеалізовані форми струму i та напруги u на виході інвертора з PDM. У разі PDM період модуляції T_M та час ввімкненого T_{ON} чи вимкненого T_{OFF} стану характеризуються числами, які відповідають кількості періодів вихідної напруги інвертора T_0 : $s = T_M/T_0$, $m = T_{ON}/T_0$, $n = T_{OFF}/T_0$, де s – кількість періодів T_0 за час модуляції T_M ; m – кількість періодів T_0 за час T_{ON} ; n – кількість періодів T_0 за час T_{OFF} ; n , m та s – в нашому випадку натуральні числа [5]. Коефіцієнт заповнення $\gamma = m/s$.

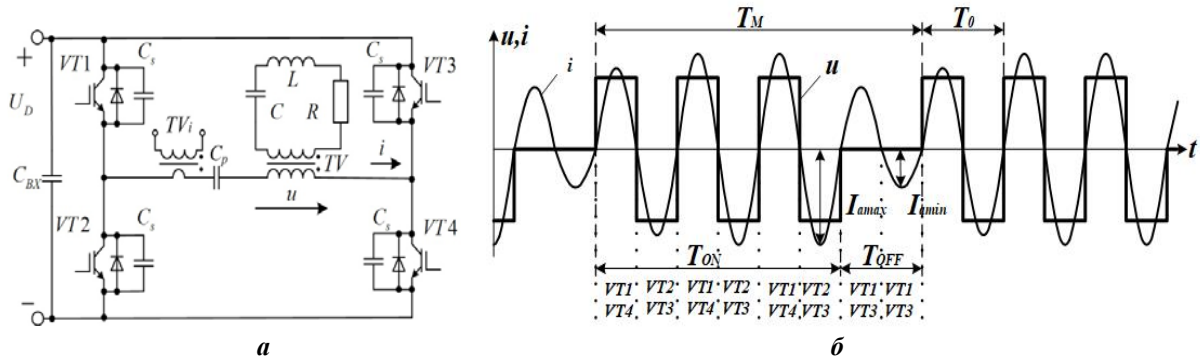


Рис. 1

Незалежно від того, яка система використовується для підстроювання частоти, вона повинна намагатися забезпечити фазовий зсув, близький до оптимального. Умова оптимального режиму перемикавання, за якого досягаються мінімальні динамічні втрати потужності в транзисторах, виконується, якщо повний перезаряд паразитних ємностей транзистора і снаберних конденсаторів C_s закінчиться в момент переходу вихідного струму інвертора через нуль. Час, необхідний для перезаряду паразитних ємностей транзистора T_Δ (між початком вимкнення транзистора і переходом струму на виході інвертора через нуль), а також T_d між керуючими імпульсами транзисторів, визначаються виразами

$$T_{\Delta(opt)} = \frac{T}{2\pi} \arccos \left(1 - \frac{4\pi(C_{eff} + C_s)U_D}{I_a T} \right), \quad (1)$$

$$T_d = T_{\Delta(opt)} + T_{dg} - T_s, \quad (2)$$

де I_a , T – амплітуда та період вихідного струму інвертора відповідно; C_{eff} – ефективне значення паразитної вихідної ємності транзистора; U_D – напруга на вході транзисторного інвертора; T_{dg} – час затримки між сигналом керування вимкнення транзисторів та початком наростання напруги на виводах колектор-емітер/стік-витік; T_s – необхідний час для ввімкнення транзисторів [5].

В системі керування з самозбудженням задля забезпечення перемикавання транзисторів за деякий час T_d до моменту перетину струму через нуль може використовуватися схема, наведена на рис. 2, а. На рис. 2, б представлено діаграми, які пояснюють принцип дії [14]. Схему побудовано на основі компаратора, який порівнює сигнал u_1 з давача струму TV_i та R_i і зсунутий по фазі за допомогою RC кіл сигнал u_2 . На виході схеми з'являються імпульси u_i , які випереджають по фазі струм i на час T_d .

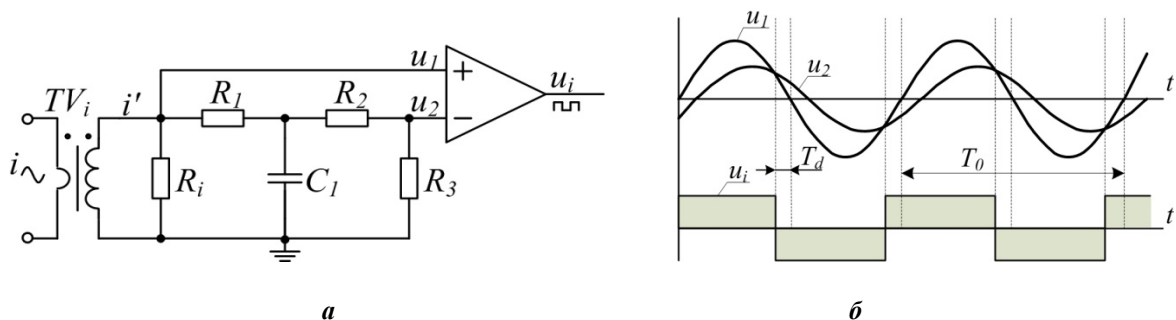


Рис. 2

Час T_d між струмом перемикання та сигналом на виході компаратора u_i можна визначити як

$$T_d = \frac{1}{\omega_0} \arctan \left(\frac{\sin(\varphi)}{A - \cos(\varphi)} \right), \quad (3)$$

де $A = \frac{(R_1 + R_2 + R_3) \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_0 C_1 R_1 (R_2 + R_3)}{R_1 + R_2 + R_3} \right)^2}}{R_3}$, $\varphi = \arctg \frac{\omega_0 C_1 R_1 (R_2 + R_3)}{R_1 + R_2 + R_3}$, $\omega_0 = 2\pi f_0 = 2\pi/T_0$ – кутова частота вихідного струму інвертора.

Структурну схему та діаграми, які пояснюють роботу системи регулювання з PDM, побудованої із застосуванням програмованої логічної інтегральної схеми (ПЛІС), зображено на рис. 3, а, б. Принцип дії цифрової системи з самозбудженням схожий на систему, яку розглянуто авторами в [14], але використання PDM вносить свої корективи як в структурну схему, так і в алгоритми роботи. Імпульси u_i , які поступають зі схеми рис. 2, а наприкінці одного з півперіодів вихідного струму, забезпечують роботу системи самозбудження. Напруга U_I з датчика середнього за модулем струму порівнюється з напругою завдання струму U_s , та сигнал похибки подається на ПІ регулятор. Підсилений сигнал за допомогою АЦП перетворюється в цифровий код та подається на блок PDM ПЛІС.

Генератор імпульсів реалізований на основі лічильника. На рис. 3, б наведено діаграми, які показують принцип роботи системи. Поки відсутній сигнал струму система АПЧ формує імпульси u_c мінімальної частоти з періодом T_{max} та рівними півперіодами, що показано на діаграмах 1 рис. 3, б. Імпульси u_c поступають в блок логіки, на виході якого формуються імпульси керування транзисторами інвертора з необхідним зсувом на час «dead time».

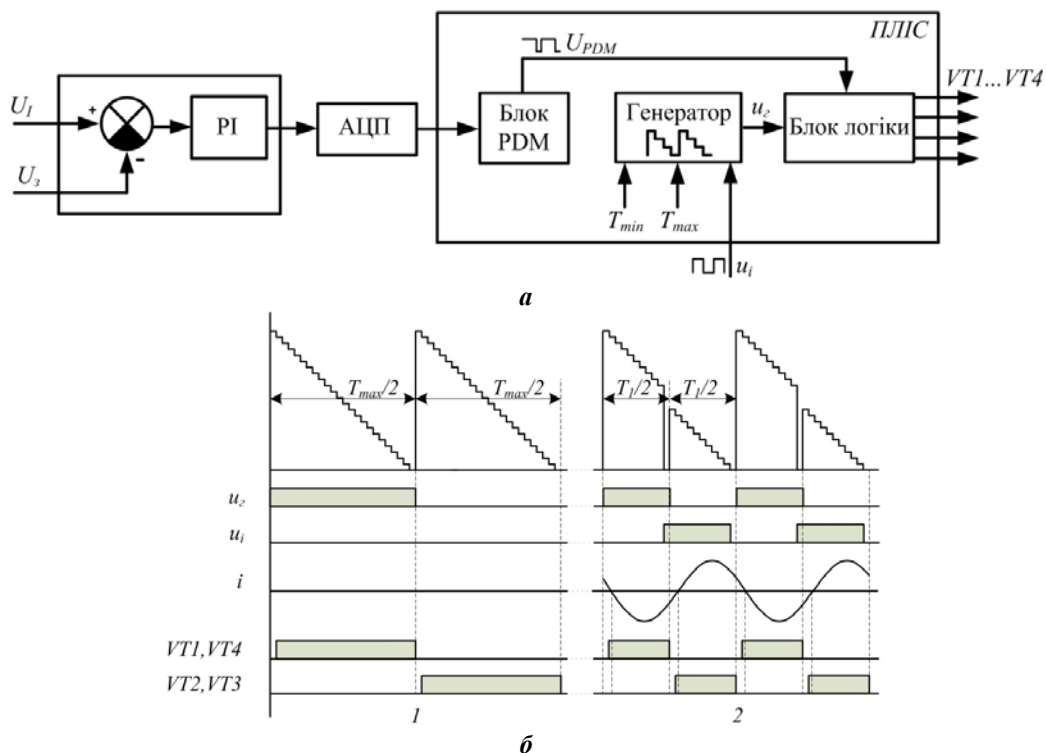


Рис. 3

Коли виникає струм, імпульси u_i по задньому фронту обнуляють лічильник, що задає тривалість півперіоду. Генератор побудований таким чином, що наступний півперіод дорівнює попередньому, а частота близька до резонансної. Таким чином працює система АПЧ, що показано на діаграмах 2 рис. 3, б. При цьому також обмежується максимальна частота генератора з періодом T_{min} . Коли струм досягає рівня, який завдається U_s , з'являється сигнал похибки та за допомогою PDM обмежується значення середнього за модулем струму.

Розглянемо режими роботи резонансного інвертора з PDM під час використання системи ФАПЧ та системи підстроювання частоти з самозбудженням. Крок модуляції буде рівним періоду

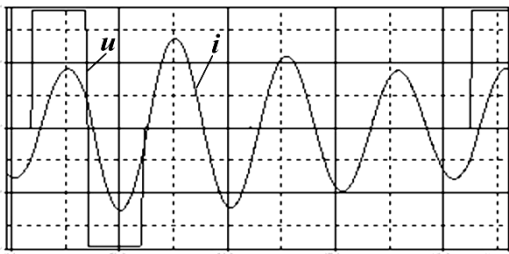
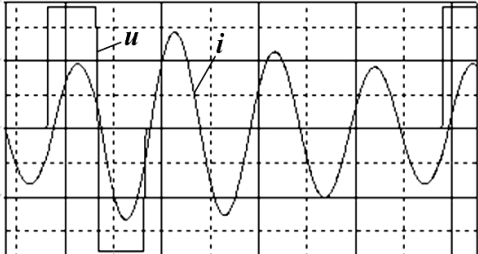
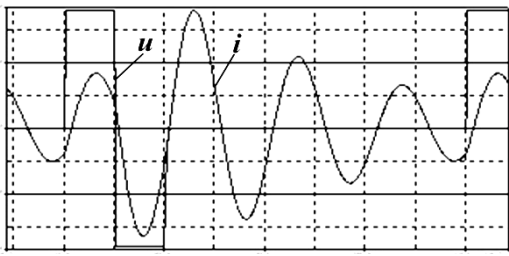
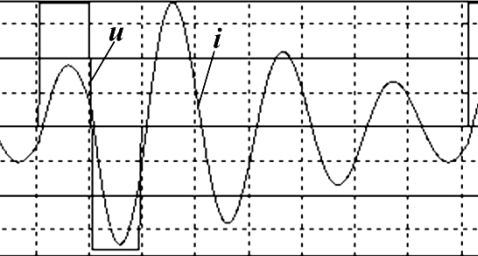
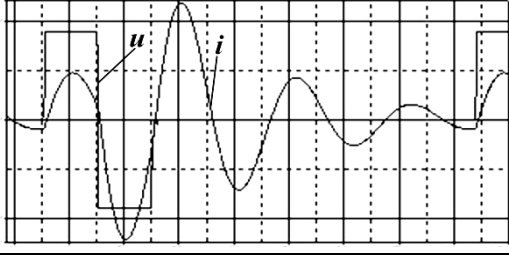
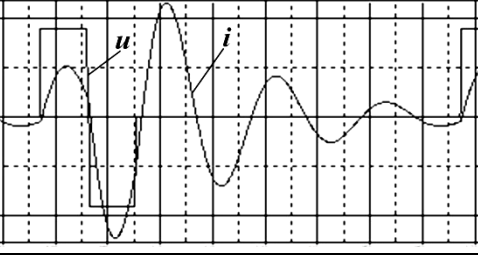
вихідного струму. Система ФАПЧ використовує зворотній зв'язок з датчиків переходу вихідного струму i через нуль і має у своєму складі фільтр нижніх частот, тому частота вихідного струму за період модуляції змінюється не суттєво і її можна вважати постійною. Наявність фільтра нижніх частот призводить до низької швидкодії, однак забезпечує більшу захищеність системи керування від імпульсних завад та надає можливість задавати фазовий зсув близький до оптимального. Система PDM впливає на коректність роботи ФАПЧ, оскільки не може забезпечити заданий фазовий зсув на кожному півперіоді в перехідних процесах [6]. У разі використання запропонованої системи самозбудження частота змінюється на кожному періоді струму з рівними півперіодами.

На інтервалі T_{OFF} частота струму відповідає частоті вільних коливань резонансного контура та визначається як

$$\omega_{T_{off}} = \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L}\right)^2} = \omega_0 \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}, \quad (4)$$

де ω_0 – резонансна частота контура; Q – добротність контура. На інтервалі T_{ON} частота керування транзисторами інвертора та, відповідно, частота коливань струму ω_{Ton} визначається системою ФАПЧ та дорівнює середньому значенню частоти. При цьому $\omega_{Ton} > \omega_{T_{off}}$. Це призводить до того, що режими перемикання транзисторів на різних інтервалах PDM T_{ON} і T_{OFF} відрізняються. В [6] наведено дослідження авторів такої системи керування, які показали, що розбіжності цих частот збільшуються зі зниженням добротності.

Проведено комп'ютерне моделювання за допомогою програмного забезпечення PSpice та дослідження електромагнітних процесів високочастотного інвертора напруги установки індукційного нагріву з використанням PDM для системи з ФАПЧ та самозбудженням. У процесі моделювання схеми з ФАПЧ задавалася постійна частота керування, а для моделювання режимів з самозбудженням використовувалася схема, наведена на рис. 2, а. У випадках, коли $\gamma \geq 1/2$ та $n=0, 1$ обидві системи показують коректну роботу, тому діаграми для цих режимів не наведені. Збільшення n та відповідно збільшення пульсацій струму ускладнює роботу системи підстроювання частоти. Результати моделювання у вигляді діаграм вихідного струму та напруги інвертора для різних добротностей на частоті 50 кГц для випадку, коли $\gamma=1/4$ ($m=1, s=4$), наведені в таблиці.

	Система керування з ФАПЧ	Система керування з самозбудженням
Q=15		
Q=6		
Q=3		

Як видно із діаграм, обидві системи підстроювання частоти коректно працюють за високих добротностей і забезпечують заданий фазовий зсув на різних інтервалах PDM, чому відповідають режими вимикання транзисторів інвертора на невеликих струмах з малими втратами потужності. Зменшення добротності мало впливає на коректність роботи системи самозбудження, оскільки підстроювання частоти здійснюється на кожному періоді вихідного струму. Деяка неточність підтримання фазового зсуву між струмом і напругою залежить від коректності роботи схеми рис. 2, а. Під час роботи системи ФАПЧ частота змінюється повільно і фазовий зсув різний на різних періодах струму, особливо це спостерігається на початку та наприкінці інтервалу T_{OFF} . Тому задля забезпечення перемикання транзисторів у разі індуктивного характеру навантаження і невеликому струмі перемикання транзисторів для широкого діапазону зміни параметрів навантаження (широкий діапазон зміни Q) необхідно збільшувати фазовий зсув, а це збільшує втрати потужності в транзисторах.

Також проводилися експериментальні дослідження системи керування на макетному зразку перетворювача, схему керування якого побудовано на ПЛІС MAX II EPM240T100C5N (ALTERA) з використанням запропонованої системи самозбудження та PDM. На рис. 4, а, б наведено діаграми струму та напруги на виході інвертора з частотою 52кГц за добротностей 6 та 15 відповідно. Добротність задавалася завдяки зміні опору навантаження.

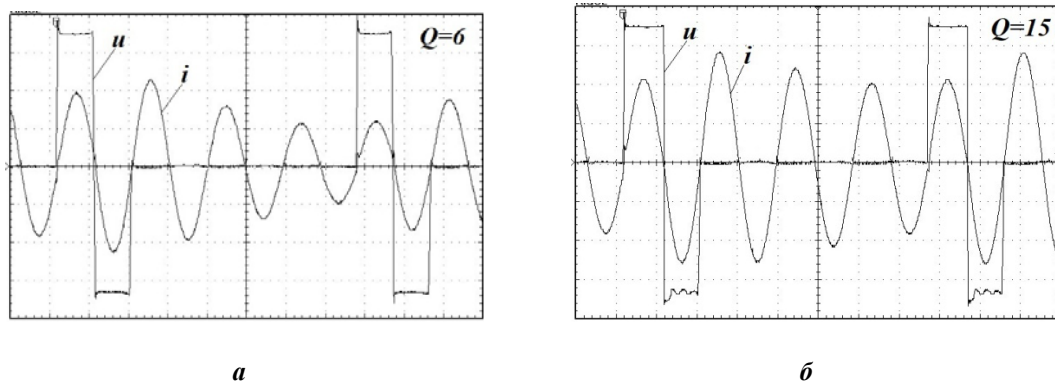


Рис. 4

Як видно з рис. 4 а, б, система керування з самозбудженням та PDM забезпечує режими перемикання транзисторів у разі невеликих струмів з індуктивним характером навантаження на різних інтервалах роботи T_{ON} та T_{OFF} як за високих добротностей, так і за низьких. Це забезпечує зменшення втрат потужності.

Висновки. Представлено розроблену аналогово-цифрову систему керування високочастотним резонансним інвертором напруги з самозбудженням під час регулювання вихідного струму за допомогою модуляції щільності імпульсів PDM як альтернативу використання ФАПЧ. Дана система має високу швидкодію та забезпечує кращі режими перемикання транзисторів за широкого діапазону зміни добротності резонансного контуру, що, відповідно, зменшує втрати потужності.

Роботу виконано за держбюджетною темою «Аналіз, синтез та розвиток принципів побудови високочастотних транзисторних перетворювачів для систем електроживлення технологічного та енергетичного обладнання ("Частота - 4")», державний реєстраційний номер 0125U000012 (КПКВК 6541030).

1. Cui Y.-L., He K., Fan Z.-W., Fan H.-L. Study on DSP-based PLL-controlled superaudio induction heating power supply simulation. International Conference on *Machine Learning and Cybernetics*, Guangzhou, China, 18-21 August 2005. Vol. 2. Pp. 1082–1087. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICMLC.2005.1527104>.

2. Heming Li, Yabin Li, Yonglong Peng. FPGA-Based All Digital Phase-Locked Loop Controlled Induction Heating Power Supply Operating at Optimized ZVS Mode. *TENCON 2006 – 2006 IEEE Region 10 Conference*, Hong Kong, China, 14-17 November 2006. DOI: <https://doi.org/10.1109/TENCON.2006.344089>.

3. Ozbay H., Karafil A., Oncu S. Sliding mode PLL-PDM controller for induction heating system. *Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences*. 2021. No 29. Pp. 1241–1258. DOI: <https://doi.org/10.3906/elk-1908-62>.

4. 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. *IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, Kyiv, Ukraine, 27 May – 02 June 2017. Pp. 384–389. DOI: <https://doi.org/10.1109/UKRCON.2017.8100515>.
5. Гуцалюк В.Я., Юрченко О.М., Зубков І.С. Система автоматичного підстроювання частоти резонансних інверторів установок індукційного нагрівання з модуляцією щільності імпульсів. *Технічна електродинаміка*. 2020. № 5. С. 35–39. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.05.035>.
6. Зубков І.С., Гуцалюк В.Я., Юрченко О.М. Система цифрового фазового автоматичного підстроювання частоти резонансного інвертора напруги. *Технічна електродинаміка*. 2022. № 2. С. 27–34. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.02.027>.
7. Namadmalan A. Universal Tuning System for Series-Resonant Induction Heating Applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2017. Vol. 64. No 4. Pp. 2801–2808. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2016.2638399>.
8. Esteve V., Sanchis-Kilders E., Jordan J., Dede E.J., Cases C., Maset E. Improving the Efficiency of IGBT Series-Resonant Inverters Using Pulse Density Modulation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2011. Vol. 58. No 3. Pp. 979–987. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2010.2049706>.
9. Calleja H., Ordonez R. Improved induction-heating inverter with power factor correction. 30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Charleston, SC, USA, 01-01 July 1999. DOI: <https://doi.org/10.1109/PESC.1999.785654>.
10. Calleja H. Fast-response control circuit for resonant inverters. *International Journal of Electronics*. 2002. Vol. 89. No 3. Pp. 233–244. DOI: <https://doi.org/10.1080/00207210210122550>.
11. Calleja H., Ordonez R. Control Circuit for an Induction Heating Inverter with Active PFC. *Proceedings of the Power Electronics Specialist Conference*, Fukuoka, Japan, 22-22 May 1998. Pp. 485–490. DOI: <https://doi.org/10.1109/PESC.1998.701942>.
12. Bal G., Oncu S., Ozbas E. Self-Oscillated Induction Heater for Absorption Cooler. *Elektronika Ir Elektrotehnika*. 2013. Vol. 19. No 10. Pp. 45–48. DOI: <https://doi.org/10.5755/j01.eee.19.10.5894>.
13. Mohammad Hameed Khazaal, Isam Mahmood Abdulbaqi, Rabee' Hashim Thejel. Design, Simulation and Implementation of a Self-Oscillating Control Circuit to Drive Series Resonant Inverter Feeding a Brazing Induction Furnace. *Al-Sadeq International Conference on Multidisciplinary in IT and Communication Science and Applications (AIC-MITCSA)*, Baghdad, Iraq, 09-10 May 2016. DOI: <https://doi.org/10.1109/AIC-MITCSA.2016.7759932>.
14. Гуцалюк В.Я., Зубков І.С. Цифрова система керування резонансного інвертора напруги з самозбудженням. *Технічна електродинаміка*. 2024. № 5. С. 18–23. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2024.05.018>.

CONTROL SYSTEM OF RESONANCE VOLTAGE INVERTER WITH PULSE DENSITY MODULATION AND SELF-OSCILLATING AS AN ALTERNATIVE TO PHASE-LOCKED LOOP IN INDUCTION HEATING EQUIPMENT

V.Ya. Hutsaliuk, I.S. Zubkov

Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,
Beresteiskiy Ave., 56, Kyiv, 03057, Ukraine.

E-mail: alfa@ied.org.ua.

In the paper results of research the analog-digital control system for a resonant voltage inverter with self-oscillation and output current regulation using pulse density modulation (PDM) are presented. The system has high speed and provides the same duration of the inverter output voltage's half-cycles. Switching modes of transistors using this frequency adjustment system as an alternative to a phase-locked loop (PLL) under using PDM are investigated.

References 14, figures 4, table 1.

Key words: induction heating, resonant voltage inverter, self-oscillating control systems, phase-locked loop (PLL), pulse density modulation.

1. Cui Y.-L., He K., Fan Z.-W., Fan H.-L. Study on DSP-based PLL-controlled superaudio induction heating power supply simulation. *International Conference on Machine Learning and Cybernetics*, Guangzhou, China, 18-21 August 2005. Vol. 2. Pp. 1082–1087. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICMLC.2005.1527104>.

2. Heming Li, Yabin Li, Yonglong Peng. FPGA-Based All Digital Phase-Locked Loop Controlled Induction Heating Power Supply Operating at Optimized ZVS Mode. *TENCON 2006 – 2006 IEEE Region 10 Conference*, Hong Kong, China, 14-17 November 2006. DOI: <https://doi.org/10.1109/TENCON.2006.344089>.

3. Ozbay H., Karafil A., Oncu S. Sliding mode PLL-PDM controller for induction heating system. *Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences*. 2021. No 29. Pp. 1241–1258. DOI: <https://doi.org/10.3906/elk-1908-62>.
4. Herasyimenko 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. IEEE First Ukraine Conference on *Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, Kyiv, Ukraine, 27 May – 02 June 2017. Pp. 384–389. DOI: <https://doi.org/10.1109/UKRCON.2017.8100515>.
5. Hutsaliuk V.Ya., Yurchenko O.M., Zubkov I.S. Phase-locked loop system of resonance inverters for induction heating instalation with pulse density modulation. *Tekhnichna elektrodynamika*.. 2020. No 5. Pp. 35–39. (Ukr). DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.05.035>.
6. Zubkov I.S., Hutsaliuk V.Ya., Yurchenko O.M. Digital phase-locked loop system of resonance voltage inverter. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2022. No 2. Pp. 27–34. (Ukr). DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.02.027>.
7. Namadmalan A. Universal Tuning System for Series-Resonant Induction Heating Applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2017. Vol. 64. No 4. Pp. 2801–2808. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2016.2638399>.
8. Esteve V., Sanchis-Kilders E., Jordan J., Dede E.J., Cases C., Maset E. Improving the Efficiency of IGBT Series-Resonant Inverters Using Pulse Density Modulation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2011. Vol. 58. No 3. Pp. 979–987. DOI: <https://doi.org/10.1109/TIE.2010.2049706>.
9. Calleja H., Ordonez R. Improved induction-heating inverter with power factor correction. 30th *Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, Charleston, SC, USA, 01-01 July 1999. DOI: <https://doi.org/10.1109/PESC.1999.785654>.
10. Calleja H. Fast-response control circuit for resonant inverters. *International Journal of Electronics*. 2002. Vol. 89. No 3. Pp. 233–244. DOI: <https://doi.org/10.1080/00207210210122550>.
11. Calleja H., Ordonez R. Control Circuit for an Induction Heating Inverter with Active PFC. *Proceedings of the Power Electronics Specialist Conference*, Fukuoka, Japan, 22-22 May 1998. Pp. 485–490. DOI: <https://doi.org/10.1109/PESC.1998.701942>.
12. Bal G., Oncu S., Ozbas E. Self-Oscillated Induction Heater for Absorption Cooler. *Elektronika Ir Elektrotehnika*. 2013. Vol. 19. No 10. Pp. 45–48. DOI: <https://doi.org/10.5755/j01.eee.19.10.5894>.
13. Mohammad Hameed Khazaal, Isam Mahmood Abdulbaqi, Rabee' Hashim Thejel. Design, Simulation and Implementation of a Self-Oscillating Control Circuit to Drive Series Resonant Inverter Feeding a Brazing Induction Furnace. Al-Sadeq International Conference on *Multidisciplinary in IT and Communication Science and Applications (AIC-MITCSA)*, Baghdad, Iraq, 09-10 May 2016. DOI: <https://doi.org/10.1109/AIC-MITCSA.2016.7759932>.
14. Hutsaliuk V.Ya., Zubkov I.S. Self-oscillating digital control system of resonance voltage inverter. *Tekhnichna elektrodynamika*. 2024. No 5. Pp. 18–23. (Ukr). DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2024.05.018>.

Надійшла 28.05.2025
Остаточний варіант 17.07.2025