

СИСТЕМА ЦИФРОВОГО ФАЗОВОГО АВТОМАТИЧНОГО ПІДСТРОЮВАННЯ ЧАСТОТИ РЕЗОНАНСНОГО ІНВЕРТОРА НАПРУГИ

І.С. Зубков*, В.Я. Гуцалюк**, канд. техн. наук, О.М. Юрченко***, докт. техн. наук,
Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна.
E-mail: alfa@ied.org.ua; yuon@ied.org.ua

Розроблено цифрову систему фазового автоматичного підстроювання частоти (ФАПЧ) резонансного інвертора напруги з модуляцією щільності імпульсів для установок індукційного нагрівання, яка покращує режими перемикання транзисторів у разі широкого діапазону зміни параметрів навантаження. Запропонована система використовує сигнал зворотнього зв'язку за напругою колектор-емітер (стік-витік) транзисторів інвертора та за вихідним струмом інвертора, а на інтервалі нульової напруги на виході інвертора зберігає цю частоту. Представлено дослідження системи ФАПЧ в різних режимах роботи у разі зміни параметрів навантаження. Бібл. 8, рис. 6, табл. 1.

Ключові слова: індукційний нагрів, високочастотний резонансний інвертор, фазове автоматичне підстроювання частоти.

Вступ. В високочастотних транзисторних інверторах напруги з модуляцією щільності імпульсів (низькочастотна імпульсна модуляція або pulse density modulation (PDM)) установок індукційного нагрівання важливим елементом системи керування є система фазового підстроювання частоти (ФАПЧ), від роботи якої залежать втрати потужності під час перемикання транзисторів інвертора.

В публікаціях достатньо широко представлені дослідження систем ФАПЧ для резонансних інверторів, але це не стосується систем керування з PDM [1-5]. Система PDM вносить складності в роботу ФАПЧ, тому що напруга на виході інвертора на деяких інтервалах роботи дорівнює нулю. Крім того спостерігаються низькочастотні коливання струму. Приклад системи ФАПЧ за PDM регулювання наведено в [6]. В [7] представлено спосіб ФАПЧ в системах керування резонансним інвертором напруги з модуляцією щільності імпульсів, який використовує давач переходу струму через нуль та змінює час затримки між керуючими імпульсами транзисторів та струмом в залежності від зміни амплітуди струму, частоти, розраховуючи мінімальне значення амплітуди пульсуючого струму в залежності від ємності транзисторів, добротності та параметрів модуляції. В [6,7] не застосовується зворотній зв'язок по вихідній напрузі інвертора.

В [8] розроблено спосіб керування з системою ФАПЧ, який полягає в тому, що підстроювання частоти здійснюється на інтервалі часу T_{ON} , а на інтервалі часу T_{OFF} частота підтримується такою самою, як і на інтервалі T_{ON} . В аналоговій системі ФАПЧ це здійснювалося за рахунок того, що на інтервалі T_{ON} використовувався зворотній зв'язок з давачів переходу вихідного струму через нуль та сигналів $u_{ке}$ транзисторів інвертора, а на інтервалі часу T_{OFF} використовувався тільки зворотній зв'язок з давача переходу вихідного струму через нуль, який подавався на обидва входи системи ФАПЧ. Таким чином два синфазні сигнали не змінювали частоту на інтервалі часу T_{OFF} . Однак аналогові системи програють цифровим, завдяки меншій заводо захищеності, точності, складності налаштування та інше.

Мета роботи. Розробка та дослідження цифрової системи ФАПЧ для резонансного інвертора напруги з модуляцією щільності імпульсів установок індукційного нагрівання, яка покращує режими перемикання транзисторів за широкого діапазону зміни параметрів навантаження.

На рис. 1, а показано схему силової частини резонансного інвертора установки індукційного нагрівання з послідовним контуром на виході та давачами напруги колектор-емітер (стік-витік) $u_{ке}$ транзисторів (Дн1, Дн2), миттєвого значення вихідного струму i (Дс1), середнього за модулем значення вихідного струму I_{avg} (Дс2). Всі давачі струму мають гальванічну розв'язку з силовою

© Зубков І.С., Гуцалюк В.Я., Юрченко О.М., 2022
ORCID ID: *<https://orcid.org/0000-0002-9705-7278>; ** <https://orcid.org/0000-0002-2496-1338> ;
*** <https://orcid.org/0000-0002-2107-2308>

частиною. На рис. 1, б зображено ідеалізовані форми струму i та напруги u на виході інвертора з PDM, наведено порядок слідування сигналів керування транзисторами. В схемі можуть використовуватися снабберні конденсатори C_s . За 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

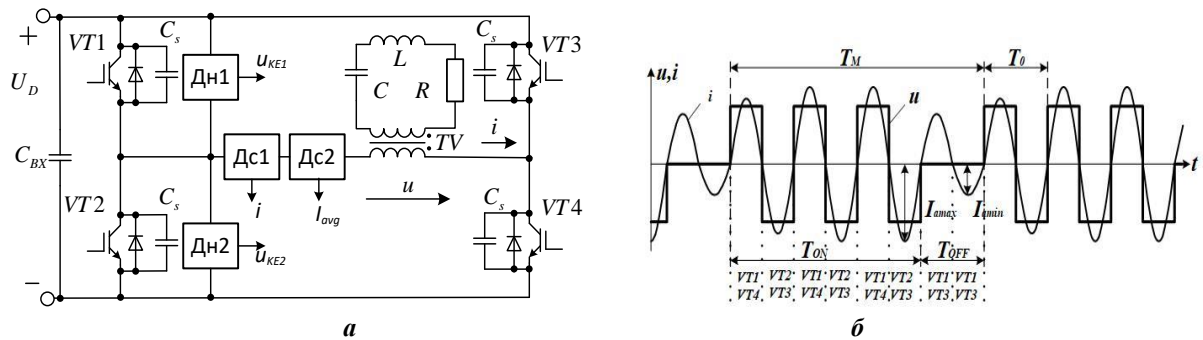


Рис. 1

натуральні числа [7]. Коефіцієнт заповнення $\gamma = m/s$.

Можливі різні комбінації параметрів m , n , s . Як один з варіантів, на рис. 2 представлені діаграми вихідної напруги, що відповідають різним значенням γ за PDM регулюванні. Параметри модуляції вибиралися таким чином, щоб забезпечити мінімальну кількість імпульсів на етапі T_{OFF} для кожного значення γ , чому відповідає невелика амплітуда низькочастотної пульсації струму.

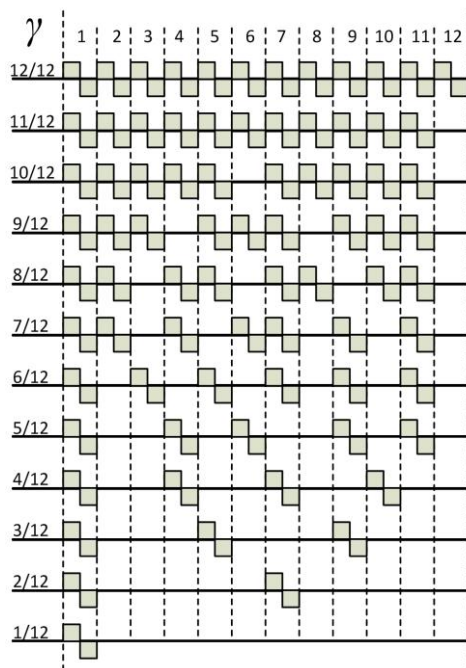


Рис. 2

торів визначається сигналом системи ФАПЧ. Система керування з PDM забезпечує стабілізацію середнього за модулем значення вихідного струму I_{avg} . Аналоговий сигнал зі схеми порівняння та підсилювача сигналу похибки з ПІ регулятором за допомогою АЦП перетворюється в цифровий сигнал та подається на ПЛІС. Блок PDM в залежності від сигналу похибки формує імпульси, які надходять на блок логіки та забезпечують необхідні алгоритми перемикання транзисторів. Драйвер забезпечує гальванічно розв'язані імпульси керування транзисторами мостового інвертора.

Запропоновано цифрову систему ФАПЧ, яка використовує зворотній зв'язок з давачів переходу вихідного струму i через нуль та сигналів $u_{ке}$ двох транзисторів стійки мостового інвертора. На рис. 3 зображено структурну схему системи керування. Сигнали з давачів напруги надходять на компаратори, де порівнюються з постійною напругою $U_{п}$ та формують гальванічно розв'язані сигнали, які відповідають моменту досягнення напруги $u_{ке}$ на транзисторі, що вимикається, напруги живлення інвертора U_D (відповідно зменшення напруги на іншому транзисторі стійки інвертора до напруги $U_{п}$). Цифрова обробка сигналу забезпечується за допомогою схеми програмованої логіки (ПЛІС). Схема блока ФАПЧ складається з фазового детектора, блока затримки $u(T\phi)$, генератора, побудованого на основі лічильника, який в залежності від фазового зсуву підвищує чи знижує частоту імпульсів керування транзисторами інвертора [7]. Блок затримки $u(T\phi)$ забезпечує часовий зсув між i та $u'_{ке1}$, $u'_{ке2}$ на час T_{ϕ} , необхідний для завершення процесу вимикання одної пари транзисторів та для вмикання наступної пари транзисторів інвертора. Сигнали $u'_{ке1}$, $u'_{ке2}$ також надходять в блок логіки та визначають момент вмикання відповідних транзисторів. Момент вимикання транзисторів

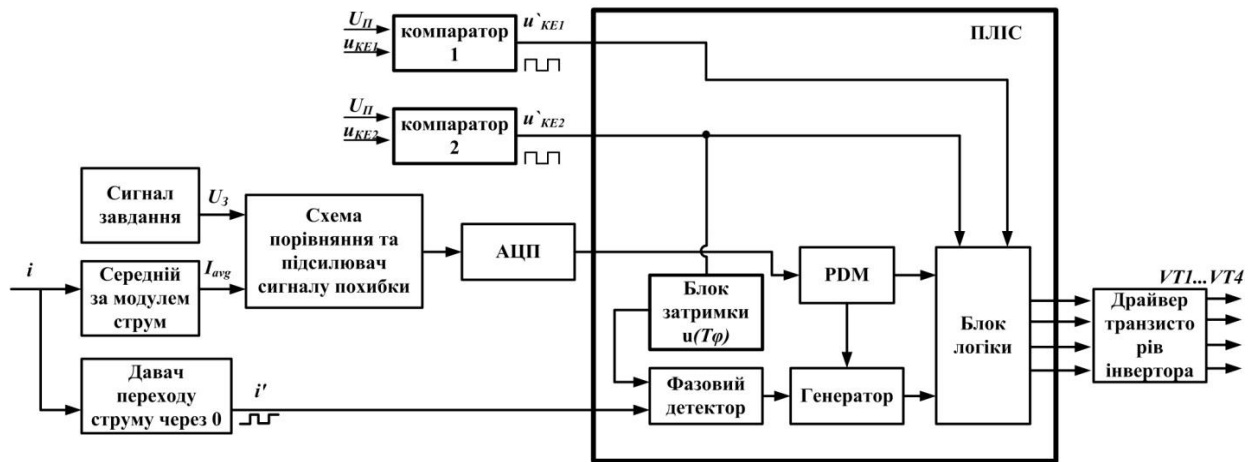


Рис. 3

Запропонована система ФАПЧ на відміну від систем, наведених в [1-5], враховує наявність PDM регулювання. На відміну від системи керування з ФАПЧ та PDM, які представлено в [6, 7], використовується зворотній зв'язок не тільки по вихідному струму інвертора, а також і по напрузі колектор–емітер транзисторів, що дає змогу автоматично відслідковувати моменти вимикання транзисторів.

Сигнали $u_{ке}$ з давачів напруги Дн присутні тільки на етапі T_{ON} . На інтервалі часу T_{OFF} , коли на виході інвертора напруга відсутня система ФАПЧ зберігає значення частоти, яке було наприкінці інтервалу T_{ON} . На рис. 4 представлено діаграми, які пояснюють роботу ФАПЧ на інтервалі T_{ON} , де T_{Δ} – час зростання напруги $u_{ке}$ (час спаду напруги на іншому транзисторі стійки інвертора) під час вимикання транзисторів, $T_{z\ on}$, $T_{z\ off}$ – час затримки початку вмикання та вимикання транзисторів, обумовлений властивостями драйверів та самих транзисторів.

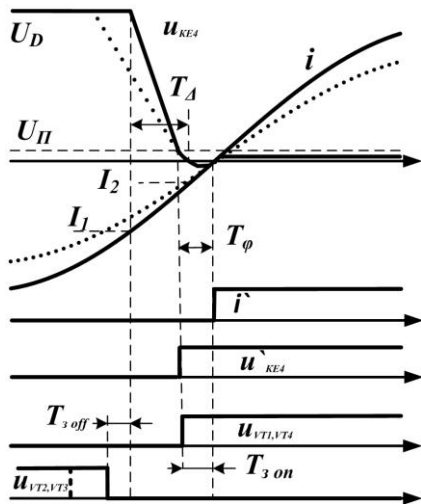


Рис. 4

На інтервалі T_{OFF} частота відповідає частоті вільних коливань резонансного контуру та визначається виразом

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

де ω_0 – резонансна частота контуру; Q – добротність контуру. На інтервалі T_{ON} частота коливань $\omega_{T_{on}}$ визначається системою ФАПЧ та залежить від фазового зсуву γ її значення

$$\omega_{T_{on}} > \omega_{T_{off}}. \quad (2)$$

Запропонована структура ФАПЧ автоматично підтримує постійний час фазового зсуву T_{ϕ} та, відповідно, «м'які» режими перемикання транзисторів (вимикання транзисторів за невеликого струму та вмикання за нульовій напрузі) через зміну параметрів навантаження, зміну напруги U_D та частоти коливального контуру. На рис. 4 штрихом для прикладу показано, як змінюються діаграми за зміни амплітуди струму i . Особливо це важливо за $\gamma = 1$, коли динамічні втрати потужності в транзисторах найбільші. За $1/2 \leq \gamma < 1$ та $n=1$, чому відповідають

комбінації представлені в верхній частині діаграм рис. 2, пульсації струму невеликі, тому запропонована система ФАПЧ працює достатньо коректно. За $\gamma < 1/2$ число n збільшується, а $m=1$, при цьому ФАПЧ на етапі T_{ON} автоматично забезпечує заданий фазовий зсув враховуючи сигнали з давачів на початку та в кінці цього інтервалу.

На рис. 5 наведено діаграми напруги та струму на виході інвертора, отримані в результаті комп'ютерного моделювання за допомогою програмного забезпечення PSpice для добротності $Q = 5$, $n = 2$ та $\gamma = 4/12 = 1/3$ відповідно до рис. 2. Як видно з діаграм, побудованих для постійної частоти, фазовий зсув відрізняється на різних півперіодах вихідного струму. В даному прикладі значення часу зсуву між

вихідною напругою та струмом на початку періоду $T\phi_1=800$ нс, на половині періоду $T\phi_2=343$ нс і в кінці періоду $T\phi_3=484$ нс. Зі збільшенням добротності різниця між значеннями фазового зсуву на різних півперіодах зменшується. Система ФАПЧ не може забезпечити заданий фазовий зсув на кожному півперіоді в перехідних процесах. Це необхідно враховувати під час вибору значення $T\phi$, яке необхідно збільшувати порівняно з оптимальним значенням. В усталеному режимі на інтервалі T_{ON} для комбінацій параметрів m, n, s , які представлені в верхній частині діаграм рис. 2, час фазового зсуву між вихідною напругою та струмом стає постійною величиною. Це також підтвердили експериментальні дослідження.

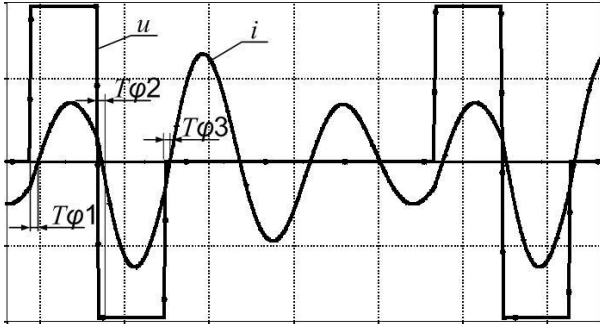


Рис. 5

Задля дослідження роботи системи ФАПЧ було розроблено математичні моделі для інтервалів ввімкненого стану T_{ON} та вимкненого стану T_{OFF} роботи інвертора. Схема заміщення навантаження інвертора представлена у вигляді послідовно з'єднаних активного опору R , індуктивності L , ємності C з урахуванням паразитних параметрів трансформатора та з'єднувальних ланцюгів, приведених до первинної обмотки трансформатора.

За допомогою перетворень Лапласа отримано вираз для струму в контурі на інтервалі T_{OFF} , коли на виході інвертора нульова напруга. З урахуванням того, що $Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$,

маємо

$$i_{OFF}(t) = e^{-\frac{\omega_0 t}{2Q}} \left(I_{LkOFF} \cos \left(\sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} \omega_0 t \right) - \frac{I_{LkOFF} + \frac{2U_{CkOFF}}{R}}{2Q \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}} \sin \left(\sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} \omega_0 t \right) \right), \quad (3)$$

де I_{Lkoff}, U_{Ckoff} – струм та напруга на початку інтервалу T_{OFF} (наприкінці інтервалу T_{ON}).

I_{Lkoff}, U_{Ckoff} залежать від фазового зсуву, добротності та режимів роботи PDM. Якщо вважати, що струм наприкінці інтервалу часу T_{ON} знаходиться в усталеному режимі, а напругу на виході інвертора вважати синусоїдальною, амплітуда якої дорівнює амплітуді першої гармоніки, то

$$I_{LkOFF} = -I_m \sin(T\phi' 2\pi f), \quad (4)$$

$$U_{CkOFF} = \int \frac{i(t)}{C} dt = -\frac{I_m}{2\pi f C} \cos(T\phi' 2\pi f), \quad (5)$$

де f – частота, яка задається системою ФАПЧ, $T\phi'$ – час фазового зсуву між струмом та напругою на послідовному резонансному контурі R, L, C .

Підставимо значення I_{LkOFF} та U_{CkOFF} в (3) та отримаємо вирази для струму наприкінці інтервалу T_{OFF} . Враховуючи, що $\omega_0 = 2\pi f_0$, $Q = \frac{1}{2\pi f_0 CR}$ маємо

$$i_{OFFn} \left(\frac{n}{f} \right) = e^{-\frac{\pi f_0 n}{2Q f}} \left(\begin{aligned} & -I_m \sin(T\phi' 2\pi f) \cos \left(\sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} 2\pi \frac{f_0}{f} n \right) + \\ & \frac{I_m \sin(T\phi' 2\pi f) + 2Q \frac{f_0}{f} I_m \cos(T\phi' 2\pi f)}{2Q \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}} \sin \left(\sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}} 2\pi \frac{f_0}{f} n \right) \end{aligned} \right). \quad (6)$$

З урахуванням виразу (4) відношення струму на початку до струму наприкінці інтервалу T_{OFF} визначається за формулою

$$\frac{i_{OFFn}\left(\frac{n}{f}\right)}{I_{Lk_{OFF}}} = e^{-\frac{\pi f_0 n}{Q f}} \left(\cos\left(\sqrt{1-\frac{1}{4Q^2}} 2\pi \frac{f_0}{f} n\right) - \frac{1+2Q\frac{f_0}{f}}{2Q\sqrt{1-\frac{1}{4Q^2}}} \frac{1}{\operatorname{tg}(T\varphi'2\pi f)} \sin\left(\sqrt{1-\frac{1}{4Q^2}} 2\pi \frac{f_0}{f} n\right) \right). \quad (7)$$

Оскільки для прийнятих припущень синусоїдальності напруги та струму кут зсуву визначається виразом

$$\varphi = T\varphi' 2\pi f = \arctg\left(Q\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)\right). \quad (8)$$

Звідки

$$\frac{f}{f_0} = \frac{\operatorname{tg}(T\varphi'2\pi f)}{2Q} + \sqrt{\frac{\operatorname{tg}^2(T\varphi'2\pi f)}{4Q^2} + 1}. \quad (9)$$

Як видно з (7) з урахуванням (9) струм наприкінці інтервалу T_{OFF} залежить від добротності Q , значення n та співвідношення $\frac{T\varphi'}{T} = T\varphi' f$.

На рис. 6 наведено порівняння графіків залежності відношення струмів $\frac{i_{OFFn}}$ на початку та в кінці інтервалу T_{OFF} від добротності за різних значень $T\varphi' f$ та $n=1$, отриманих в результаті комп'ютерного моделювання за допомогою програмного забезпечення PSpice (штрихова лінія) та з виразу (7) (суцільна лінія). На рис. 6, а показано графіки для $T\varphi' f = 0,02$, а на рис. 6, б для $T\varphi' f = 0,05$.

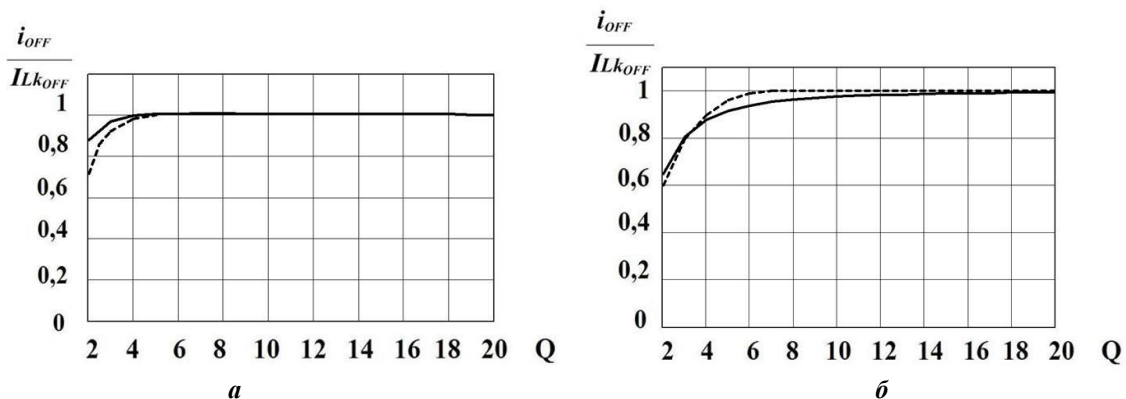
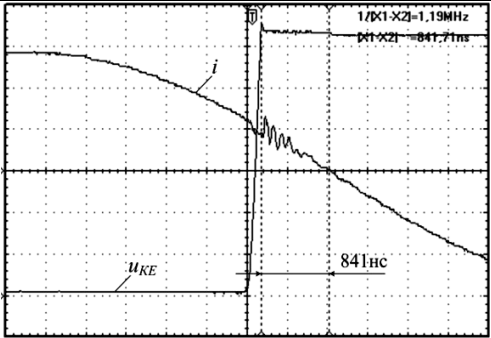
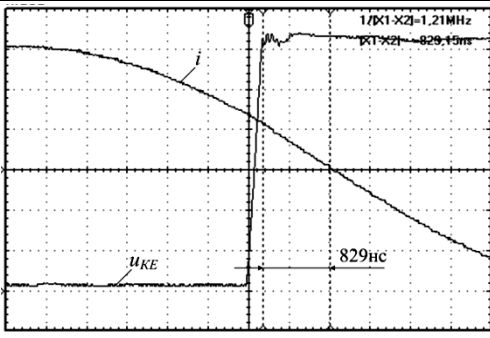
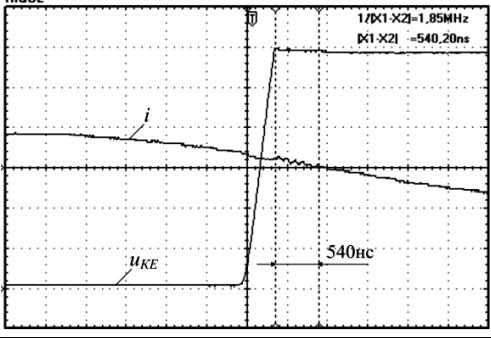
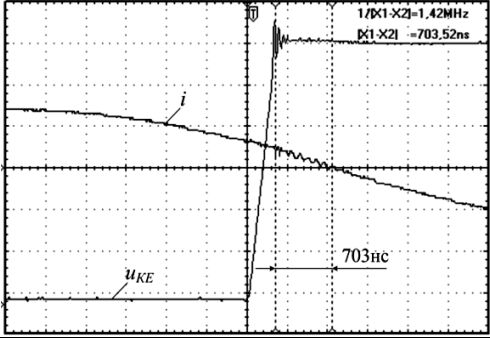
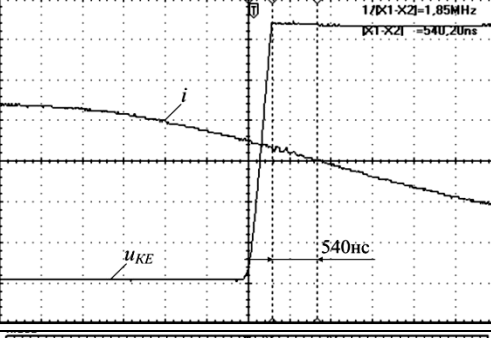
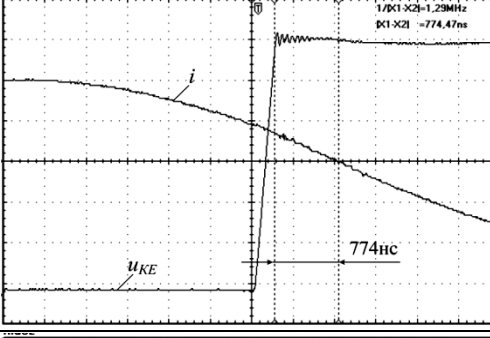
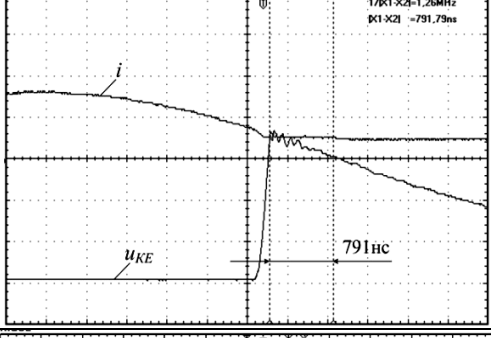
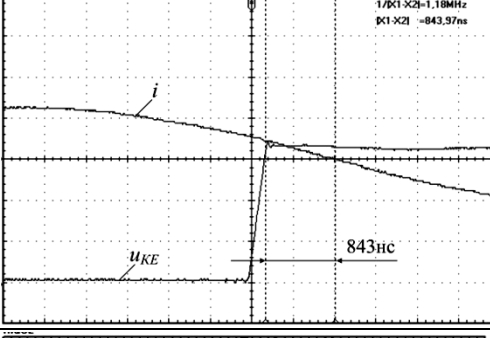
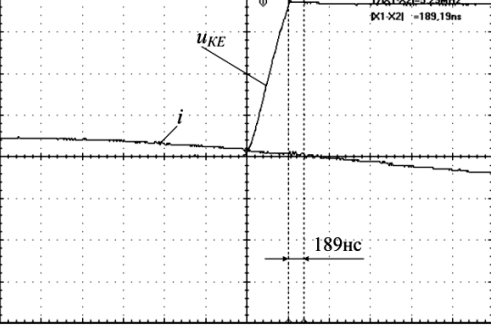
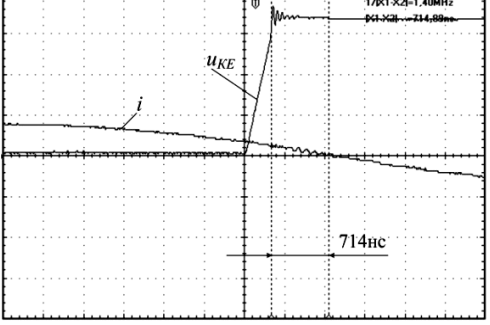


Рис. 6

Як видно з графіків, зі збільшенням добротності, відношення значення струму в момент перемикавання наприкінці до значення струму в момент перемикавання на початку інтервалу T_{OFF} стає меншим та прямує до одиниці, а отже і точність розрахунків збільшується із зростанням добротності коливального контура. Розбіжність отриманих результатів (до 20 %) пояснюється прийнятими припущеннями. Збільшення фазового зсуву збільшує різницю між струмом на початку та наприкінці інтервалу T_{OFF} , цьому відповідають різні значення T_d . Запропонована система ФАПЧ відслідковує момент вимикання транзисторів та, на відміну від систем, де використовується момент переходу вихідної напруги інвертора через нуль, враховує наявність часу зростання напруги $u_{ке}$. Це покращує точність роботи ФАПЧ.

За допомогою макетного зразка отримано осцилограми вихідного струму та напруги за різних режимів роботи PDM. У таблиці наведено осцилограми для порівняння роботи системи ФАПЧ з використанням зворотнього зв'язку без сигналів давачів напруги $u_{ке}$ та з сигналами з давачів напруги $u_{ке}$. В першому випадку систему ФАПЧ було побудовано на основі широко відомої мікросхеми CD4046, яка забезпечує постійний фазовий зсув між імпульсами керування транзисторами та

	Система ФАПЧ, яка використовує імпульси з давача переходу вихідного струму через нуль.	Запропонована система ФАПЧ.
300В $R=R'$ $\gamma=1$		
300В $R=R' \times 3$ $\gamma=1$		
300В $R=R'$ $\gamma=1/3+1/2$		
170В $R=R'$ $\gamma=1$		
170В $R=R' \times 3$ $\gamma=1$		

сигналами з давача переходу струму через нуль. Запропонована система використовує в схемі керування інвертора мікросхему ПЛІС MAX II EPM570T100C5N (ALTERA).

З осцилограм видно, що одночасне використання зворотнього зв'язку з давачів, під'єднаних до колектора та емітера транзисторів високочастотного інвертора та давача переходу струму через нуль, вносить певні позитивні корективи в роботу системи ФАПЧ за різних режимів роботи системи PDM. Кут зсуву фаз між вихідною напругою та струмом інвертора тримається більш стабільно в певних заданих межах в залежності від зміни навантаження, режимів модуляції та напруги живлення. Останнє особливо важливо за наявності великих пульсацій напруги живлення інвертора, наприклад у випадку однофазної мережі живлення. Це дає змогу зменшити фазовий зсув та струм на момент перемикання транзисторів, тим самим зменшити втрати потужності. Також забезпечуються режими перемикання близькі до оптимальних за широкого діапазону зміни параметрів навантаження.

Висновки. Розроблено цифрову систему ФАПЧ резонансного інвертора напруги з модуляцією щільності імпульсів для установок індукційного нагрівання, яка покращує режими перемикання транзисторів за широкого діапазону зміни параметрів навантаження. Запропонована система для визначення частоти роботи використовує сигнал зворотнього зв'язку за напругою колектор-емітер (стік-витік) транзисторів інвертора та сигнал з давача переходу вихідного струму через нуль, а на інтервалі нульової напруги на виході інвертора зберігає цю частоту. Отримано математичні вирази, що дають змогу проводити аналіз режимів перемикання транзисторів інвертора за зміни параметрів навантаження, враховуючи роботу PDM.

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. Segura G.M. Induction heating converter's design, control and modeling applied to continuous wire. Ph.D. dissertation, Dept. d'Enginyeria Electrica, Univ. Politecnica de Catalunya, Barcelona, Spaine, 2012.

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

3. Chen M.-P., Chen J.-K., Murata K., Nakahara M., Harada K. Surge analysis of induction heating power supply with PLL. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 2001. Vol. 16. No 5. Pp. 702–709. DOI: <https://doi.org/10.1109/63.949503>.

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

5. Bayindir N.S., Kukrer O., Yakup M. DSP-based PLL-controlled 50-100 kHz 20 kW high-frequency induction heating system for surface hardening and welding applications. *IEE Proc. Electric Power Appl.* 2003. Vol. 150. No 3. Pp. 365-371. DOI: <https://doi.org/10.1049/ip-epa:20030096>

6. 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/10.390/elk-1908-62>

7. 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*. Kyiv, Ukraine, May 29 - June 2, 2017. Pp. 384–389. DOI: <https://doi.org/10.1109/UKRCON.2017.8100515>

8. 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>

DIGITAL PHASE-LOCKED LOOP SYSTEM OF RESONANCE VOLTAGE INVERTER

I.S. Zubkov, V.Ya. Hutsaliuk, O.M. Yurchenko
Institute of Electrodynamics National Academy of Sciences of Ukraine,
pr. Peremohy, 56, Kyiv, 03057, Ukraine.
E-mail: alfa@ied.org.ua; yuon@ied.org.ua

The digital phase-locked loop (PLL) system of the resonant voltage inverter with pulse density modulation for induction heating installations is developed, which improves the switching modes of transistors under a wide range of load parameters. The proposed system for frequency determination uses the feedback signal on the collector-emitter (drain-source) voltage of the inverter transistors and on the output current of the inverter, and stores this frequency on the interval of zero output voltage. A study of the PLL system in different operating modes when changing the load parameters is presented. References 8, figures 6, table 1.

Key words: inductive heating, high-frequency resonant inverter, phase-locked loop (PLL).

1. Segura G.M. Induction heating converter's design, control and modeling applied to continuous wire. Ph.D. dissertation, Dept. d'Enginyeria Electrica, Univ. Politecnica de Catalunya, Barcelona, Spaine, 2012.
2. Cui Y.-L., He K., Fan Z.-W., Fan H.-L. Study on DSP-based PLL-controlled superaudio induction heating power supply simulation Int. Conf. On *Machine Learning and Cybernetics*. 2005. Vol. 2. Pp. 1082–1087. DOI: <https://doi.org/10.1109/ICMLC.2005.1527104>.
3. Chen M.-P., Chen J.-K., Murata K., Nakahara M., Harada K. Surge analysis of induction heating power supply with PLL. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 2001. Vol. 16. No 5. Pp. 702–709. DOI: <https://doi.org/10.1109/63.949503>.
4. Heming Li, Yabin Li, Yonglong PENG. FPGA-Based All Digital Phase-Locked Loop Controlled Induction Heating Power Supply Operating at Optimized ZVS Mode. IEEE Region 10 Conference TENCN 2006. Hong Kong, China, November 14-17, 2006. DOI: <https://doi.org/10.1109/TENCON.2006.344089>
5. Bayindir N.S., Kukrer O., Yakup M. DSP-based PLL-controlled 50-100 kHz 20 kW high-frequency induction heating system for surface hardening and welding applications. *IEE Proc. Electric Power Appl.* 2003. Vol. 150. No 3. Pp. 365-371. DOI: <https://doi.org/10.1049/ip-epa:20030096>
6. 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/10.390/elk-1908-62>
7. 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*. Kyiv, Ukraine, May 29 - June 2, 2017. Pp. 384–389. DOI: <https://doi.org/10.1109/UKRCON.2017.8100515>
8. 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>

Надійшла 15.12.2021
Остаточний варіант 03.02.2022