

СИСТЕМА АВТОМАТИЧНОГО ПІДСТРОЮВАННЯ ЧАСТОТИ РЕЗОНАНСНИХ ІНВЕРТОРІВ УСТАНОВОК ІНДУКЦІЙНОГО НАГРІВАННЯ З МОДУЛЯЦІЄЮ ЩІЛЬНОСТІ ІМПУЛЬСІВ

В.Я. Гуцалюк*, канд.техн.наук, О.М. Юрченко**, докт.техн.наук, І.С. Зубков***

Інститут електродинаміки НАН України,
пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна.

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

Представлено результати дослідження систем фазового автоматичного підстроювання частоти (ФАПЧ) високочастотних транзисторних інверторів установок індукційного нагрівання з послідовним резонансним контуром на виході та керуванням інвертора за допомогою модуляції щільності імпульсів. Запропоновано спосіб керування з ФАПЧ, коли на інтервалі наявності напруги на виході інвертора використовуються сигнали зворотного зв'язку за напругою колектор-емітер (стік-випік) транзисторів та за вихідним струмом інвертора, а на інтервалі нульової напруги на виході – тільки за вихідним струмом. Бібл. 7, рис. 5.

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

Вступ. В високочастотних установках індукційного нагрівання широко використовуються перетворювачі на базі транзисторних інверторів напруги з послідовним резонансним контуром на виході та керуванням інвертора за допомогою модуляції щільності імпульсів (низькочастотної імпульсної модуляції або pulse density modulation (PDM)).

У разі широкого діапазону зміни параметрів навантаження важливою частиною схеми керування високочастотних резонансних інверторів є система ФАПЧ, яка дає змогу забезпечити оптимальні режими перемикання транзисторів, коли транзистори інвертора вимикаються за невеликим струмом та індуктивним характером навантаження, а вмикаються за напругою, близькою до нуля. У цьому випадку в транзисторах забезпечуються мінімальні втрати енергії. В публікаціях достатньо широко представлено дослідження систем ФАПЧ для резонансних інверторів, але це не стосується систем керування з PDM [1-4]. Представлено аналогові, цифрові, аналого-цифрові та інші системи ФАПЧ. Ці системи використовують зворотній зв'язок з давачів переходу вихідного струму та напруги через нуль, або лише давачів переходу вихідного струму через нуль. Перші забезпечують більш високу точність роботи ФАПЧ. Однак всі ці системи задля забезпечення оптимальних режимів перемикання повинні проводити розрахунки часових зсувів в залежності від параметрів транзисторів, частоти, напруги живлення та часу затримки елементів системи керування. Розрахунки проводяться за припущення синусоїдальності струму. Також є труднощі з визначенням еквівалентної ємності транзисторів, від якої залежить час зростання напруги на транзисторах у разі перемикання. Її значення не надається виробниками для заданих режимів використання транзисторів. На відміну від високої, за низької добротності форма струму відхиляється від синусоїдальної, тому розрахунки фазового зсуву за низьких добротностях проводяться з певною похибкою [5].

Система PDM вносить складності в роботу ФАПЧ, тому що напруга на виході інвертора в режимах модуляції дорівнює нулю. Крім того спостерігаються низькочастотні коливання струму. У [6] представлено спосіб ФАПЧ в системах керування резонансним інвертором напруги з модуляцією щільності імпульсів. Під час реалізації цього способу використовується давач переходу струму через нуль та змінюється час затримки між керуючими імпульсами транзисторів та струмом в залежності від зміни амплітуди струму та частоти. При цьому розраховується мінімальне значення амплітуди пульсуючого струму залежно від ємності транзисторів, добротності та параметрів модуляції. Це суттєво ускладнює схему та зменшує точність роботи ФАПЧ. Також ця система не враховує несинусоїдальність вихідного струму за низьких добротностях коливального контура. У [7] запропоновано систему керування резонансним інвертором із самозбудженням, яка також не враховує особливості систем керування з PDM.

© Гуцалюк В.Я., Юрченко О.М., Зубков І.С., 2020

ORCID ID: *<https://orcid.org/0000-0002-2496-1338>; ** <https://orcid.org/0000-0002-2107-2308>;

*** <https://orcid.org/0000-0002-9705-7278>

Мета роботи. Розробка способу керування резонансним інвертором з модуляцією щільності імпульсів та ФАПЧ установок індукційного нагрівання, який забезпечить оптимальні, з точки зору зменшення втрат енергії, режими перемикання транзисторів у широкому діапазоні зміни параметрів навантаження.

На рис. 1 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...Дн4), миттєвого значення вихідного струму i (Дс1), середнього за модулем значення вихідного струму I_{avg} (Дс2). Всі давачі струму мають гальванічний розв'язок з силовою частиною. На рис. 2 зображено ідеалізовані форми струму i та напруги u на виході інвертора з PDM, наведено порядок слідування сигналів керування транзисторами. В схемі можуть використовуватись снаберні 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 – лише натуральні числа, а m та s – числа, кратні 0,5. Коефіцієнт заповнення $\gamma = m/s$.

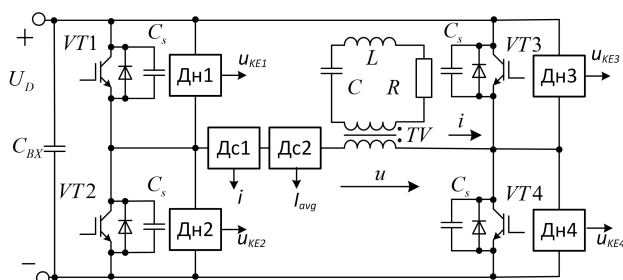


Рис. 1

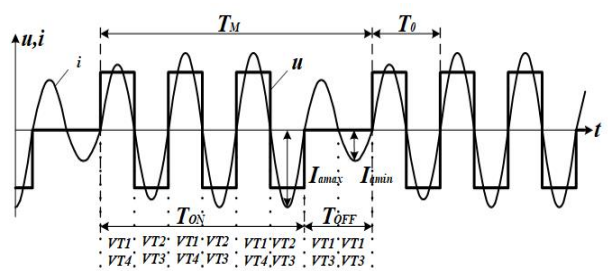


Рис. 2

Запропоновано систему ФАПЧ, яка на інтервалі часу T_{ON} використовує зворотній зв'язок з давачів переходу вихідного струму через нуль та сигналів $u_{ке}$ транзисторів інвертора, а на інтервалі часу T_{OFF} використовує тільки зворотній зв'язок з давача переходу вихідного струму через нуль. На рис. 3 зображено структурну схему системи керування із запропонованою системою ФАПЧ. Схема блока ФАПЧ, яку наведено в аналоговому вигляді, складається з фазового детектора, фільтра нижніх частот, перетворювача напруга-частота, який в залежності від фазового зсуву підвищує чи знижує частоту імпульсів керування транзисторами інвертора. Система керування з PDM забезпечує стабілізацію середнього за модулем значення вихідного струму I_{avg} та, в залежності від сигналу похибки системи авторегулювання, формує імпульси u_{PDM} , які надходять на блок логіки та забезпечують необхідні алгоритми перемикання транзисторів.

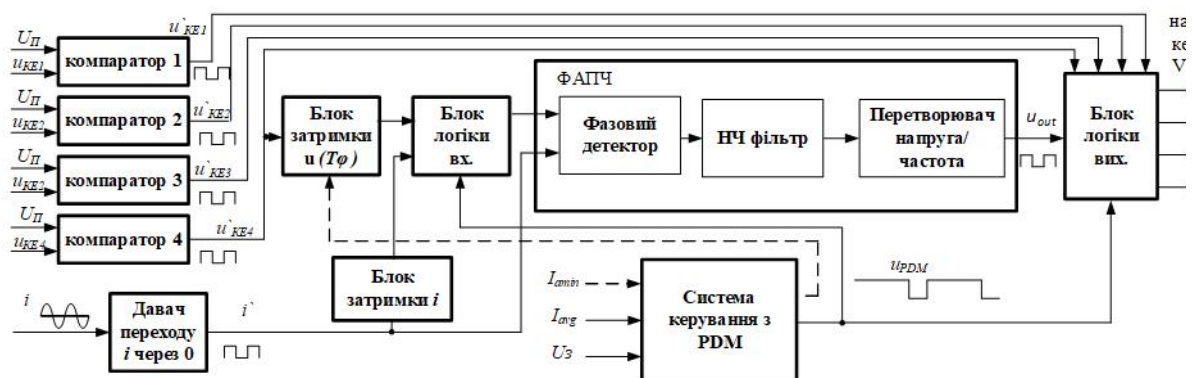


Рис. 3

В режимі T_{ON} ФАПЧ порівнює фази сигналів i' з давача перетину струмом нульового рівня та сигналу напруги колектор-емітер одного з транзисторів інвертора, що відповідає моменту досягнення напруги $u_{ке}$ на транзисторі, що вимикається, напруги живлення інвертора U_D . Фазу напруги зручно

визначити за напругою на другому транзисторі стійки інвертора, яка в цей момент є близькою до нуля, в даному прикладі це $u_{ке4}$. Компаратор 1 порівнює $u_{ке4}$ з невеликою постійною напругою U_{II} та виробляє сигнал $u'_{ке4}$, який використовується для системи ФАПЧ. Блок затримки u забезпечує часовий зсув між i' та $u'_{ке4}$ на час T_{ϕ} , необхідний для завершення процесу вимикання транзисторів та вмикання наступних транзисторів інвертора. Сигнали $u'_{ке1}$, $u'_{ке2}$, $u'_{ке3}$, $u'_{ке4}$ також надходять в блок логіки та визначають момент вмикання відповідних транзисторів. Момент вимикання транзисторів визначається сигналом з блока ФАПЧ. На рис. 4 показано діаграми, які пояснюють роботу ФАПЧ на інтервалі T_{ON} , де T_{Δ} – час зростання $u_{ке}$ (час спаду напруги на іншому транзисторі стійки інвертора) у разі вимикання транзисторів, $T_{z\ on}$, $T_{z\ off}$ – час затримки початку вмикання та вимикання транзисторів, обумовлений властивостями драйверів та самих транзисторів.

Протягом часу T_{OFF} напруга на виході інвертора нульова, тому на блок ФАПЧ замість $u'_{ке4}$ надходить сигнал i' , таким чином подається два однакових сигнали i' , що забезпечує вхідний блок логіки. Однакові по фазі сигнали не змінюють частоту. Блок затримки i створює невеликий фазовий зсув на вході ФАПЧ на інтервалі T_{OFF} , що призводить до збільшення частоти вихідного струму на цьому інтервалі та збільшує значення T_{ϕ} . Це забезпечує більш коректну роботу ФАПЧ за великих значень n та регулюванні струму до малих величин.

НЧ фільтр ФАПЧ усереднює частоту, яка відрізняється на різних інтервалах PDM. На інтервалі T_{OFF} частота відповідає частоті вільних коливань резонансного контура 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 контура; Q – добротність контура. На інтервалі T_{ON} частота коливань $\omega_{T_{on}}$ визначається системою ФАПЧ та залежить від значення її фазового зсуву

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

Запропонована структура ФАПЧ автоматично підтримує постійний час фазового зсуву T_{ϕ} та, відповідно, режими перемикавання транзисторів, близькі до оптимальних (вимикання транзисторів за невеликим струмом та вмикання за нульовій напрузі) під час зміни параметрів навантаження, зміни U_D та частоти коливального контура. На рис. 4 штрихом показано, як змінюються діаграми у разі зміні амплітуди струму i .

Регулювання за допомогою PDM призводить до низькочастотних пульсацій амплітуди вихідного струму I_a від I_{amin} до I_{amax} . ФАПЧ у своєму складі має НЧ фільтр, тому автоматично підстроєна частота та відповідно фазовий зсув між струмом та напругою відповідають середньому значенню амплітуди вихідного струму. За I_{amax} фазовий зсув T_{ϕ} збільшується на величину зменшення фронту напруги $u_{ке}$ транзисторів, а за I_{amin} T_{ϕ} зменшується на величину збільшення фронту $u_{ке}$. У разі невеликих пульсацій вихідного струму, що досягається завдяки вдосконаленню способів керування з PDM, T_{ϕ} задається, враховуючи величину максимальної пульсації струму.

Оптимальний час $T_{\Delta(opt)}$, необхідний для перезаряду паразитних ємностей транзистора C_{eff} та ємності снабберного конденсатора C_s (між початком вимкнення транзистора і переходом струму на виході інвертора через нуль) [6], визначається за формулою

$$T_{\Delta(opt)} = \frac{T}{2\pi} \arccos \left(1 - \frac{4\pi(C_{eff} + C_s)U_D}{I_a T} \right). \quad (3)$$

На практиці оптимальний режим забезпечити важко через широкий діапазон зміни параметрів навантаження, оскільки окрім зміни частоти та амплітуди струму може змінюватися величина напруги живлення, є розбіжність параметрів елементів, які до того ж залежать від температури. Крім того, у разі регулювання струму за допомогою PDM спостерігаються його пульсації. У нашому випадку (рис. 4) напруга $u_{ке}$ досягає нульового рівня раніше, ніж струм перетинає нульове значення, наявність

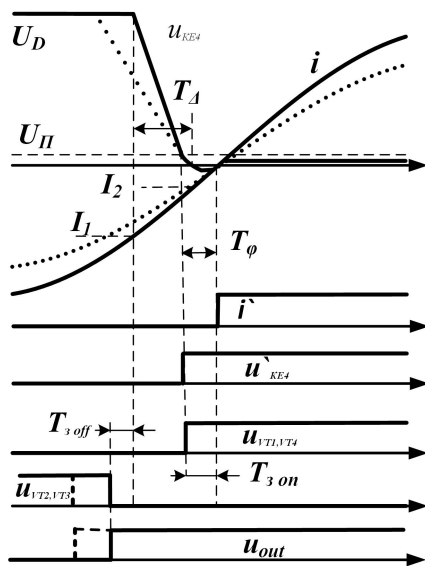


Рис. 4

T_φ дає змогу здійснити вмикання наступних транзисторів з урахуванням затримки системи керування та не допускає режим роботи, коли транзистори не встигають вимкнутися до моменту, коли струм змінює свій знак.

В режимах перемикавання за незначних T_Δ у порівнянні з періодом можна вважати спад напруги та струму лінійним (рис. 4), тоді T_Δ можна визначити як

$$T_\Delta \approx \frac{4(C_{eff} + C_s)U_D}{I_1 + I_2}, \quad (4)$$

де I_1, I_2 – значення струму на початку та наприкінці фронту спаду напруги у разі вимкання транзисторів.

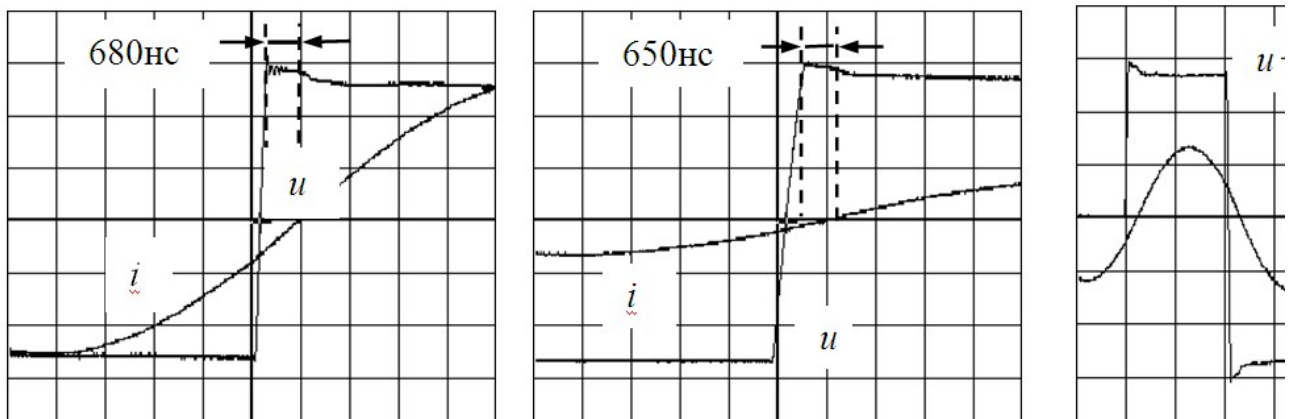
Як видно з (4), T_Δ залежить від U_D та струмів I_1, I_2 , які, в свою чергу, залежать від амплітуди струму I_a . Для великих пульсацій амплітуди струму задля забезпечення режимів перемикавання, близьких до оптимальних, необхідно T_φ збільшувати на ΔT_φ в залежності від співвідношення I_{amin} (можна вимірювати) та амплітуди середнього значення струму, яке можна визначити, припускаючи синусоїдальність струму, як $I_{avg} \pi/2$. Їхнє співвідношення визначається виразом (5) і залежить від параметрів n, m, s та добротності коливального контура Q [6]

$$I_{amin} \left(\frac{\pi I_{avg}}{2} \right)^{-1} = \left(1 - e^{-\frac{\pi}{Q} m} \right) \left(1 - e^{-\frac{\pi}{Q} s} \right)^{-1} e^{-\frac{\pi}{Q} (n - \frac{1}{4})}. \quad (5)$$

Розмах пульсації збільшується у разі зменшення Q , тому ΔT_φ визначається для мінімальних Q . Задля врахування впливу пульсації амплітуди струму необхідно додати блок вимірювання співвідношення (5) та ввести в структурну схему рис. 3 зв'язки, позначені штриховою лінією.

Для перевірки результатів використання запропонованого способу керування було проведено експериментальні дослідження на макеті перетворювача, побудованого на транзисторах IRG4PC40UD, які містять в своїй структурі зворотні діоди. Як блок ФАПЧ використовувалась мікросхема CD4046, схема керування, блоки логіки та затримки, побудовані на основі ПЛІС MAX II (ALTERA) з додатковими аналоговими елементами. Вплив пульсації амплітуди струму не враховувався.

На рис. 5, а, б наведено осцилограми вихідної напруги інвертора u (100 В/кл.) та струму i (5 А/кл.) за $\gamma=1$ та різних значень вихідного струму (масштаб осі часу 1 мкс/кл.). Частота вихідного струму – 48 кГц. Як видно з осцилограм, система ФАПЧ підтримує постійний час $T_\varphi \approx 650 \dots 680$ нс у разі зміни амплітуди струму приблизно в 4 рази. Значення T_φ зберігається також зі зміною U_D та частоти. На рис. 5, в наведено осцилограми u (100 В/кл.) та i (5 А/кл.) за $\gamma=1/2$ (масштаб осі часу 5 мкс/кл.). За наявності модуляції також забезпечуються режими перемикавання, близькі до оптимальних.



Висновки. Запропонований спосіб керування резонансним інвертором з модуляцією щільності імпульсів та ФАПЧ, коли на інтервалі наявності напруги на виході інвертора використовується сигнал зворотного зв'язку за напругою колектор-емітер (стік-витік) транзисторів інвертора та за вихідним струмом інвертора, а на інтервалі нульової напруги на виході – тільки за вихідним струмом, дає змогу забезпечити режими перемикавання транзисторів, близькі до оптимальних, у широкому діапазоні зміни параметрів навантаження.

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*, Guangzhou. 2005. Vol. 2. Pp. 1082-1087.
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.
4. Okuno A., Hayashi M., Kawano H., Yasutsune H., Nakaoka M. Series resonant frequency tracking-based high-frequency inverter using static induction power transistors for electromagnetic industrial induction metal surface heating and feasible evaluations. Int. Conf. on *Power Electronics and Drive Systems*. Singapore, 1995. DOI: <https://doi.org/10.1109/PEDS.1995.404920>
5. Hutsaliuk V.Ya., Zubkov I.S. Phase-locked loop systems of resonant inverters for induction heating installations under low q-factor of the oscillatory circuit. *Pratsi Instytutu Elektrodynamiky Natsionalnoi Akademii Nauk Ukrainy*. 2019. No 54. Pp. 88-94. (Ukr) DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2019.54.088>
6. 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. 2017. Pp. 384-389.
7. Tikhomirov I.S., Vasilev A.S., Patanov D.A. Adaptive self-excitation algorithm for transistor voltage inverter in induction heating equipment. *Zhurnal nauchnykh publikacij aspirantov i doktorantov*. 2008. No 5. Pp. 188-192. (Rus)

УДК 621.314

СИСТЕМА АВТОМАТИЧЕСКОЙ ПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ РЕЗОНАНСНЫХ ИНВЕРТОРОВ УСТАНОВОК ИНДУКЦИОННОГО НАГРЕВА С МОДУЛЯЦИЕЙ ПЛОТНОСТИ ИМПУЛЬСОВ

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

Институт электродинамики НАН Украины,

пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина.

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

Представлены результаты исследования систем фазовой автоматической подстройки частоты (ФАПЧ) высокочастотных транзисторных инверторов установок индукционного нагрева с последовательным резонансным контуром на выходе и управлением с помощью модуляции плотности импульсов. Предложен способ управления с ФАПЧ, когда на интервале наличия напряжения на выходе инвертора используются сигналы обратной связи по напряжению коллектор-эмиттер (сток-исток) транзисторов инвертора и по выходному току инвертора, а на интервале нулевого напряжения на выходе инвертора – только по выходному току. Библ. 7, рис. 5.

Ключевые слова: индукционный нагрев, высокочастотный резонансный инвертор, фазовая автоматическая подстройка частоты.

PHASE-LOCKED LOOP SYSTEM OF RESONANCE INVERTERS FOR INDUCTION HEATING INSTALLATION WITH PULSE DENSITY MODULATION

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

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

In the paper, it is presented the study of phase-locked loop (PLL) systems of high-frequency transistor inverters having the output series resonant circuit and inverter control with the aid of pulse density modulation for inductive heating installations. It is suggested a control method with PLL, when on the interval of the inverter output voltage presence feedback signals on transistor collector-emitter (drain-source) voltage are bring used, and on the interval of zero output voltage – only the feedback signals on the output current. References 7, figures 5.

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

Надійшла 28.02.2020
Остаточний варіант 30.06.2020