

УДК 621.314

DOI: <https://doi.org/10.15407/publishing2019.54.088>

## СИСТЕМИ ФАЗОВОГО АВТОПІДЛАШТУВАННЯ ЧАСТОТИ РЕЗОНАНСНИХ ІНВЕРТОРІВ УСТАНОВОК ІНДУКЦІЙНОГО НАГРІВАННЯ ЗА НИЗЬКОЇ ДОБРОТНОСТІ КОЛИВАЛЬНОГО КОНТУРУ

**В.Я. Гуцалюк\***, канд. техн. наук, **І.С. Зубков**

Інститут електродинаміки НАН України,

пр. Перемоги, 56, Київ, 03057, Україна

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

*Системи фазового автопідлаштування частоти (ФАПЧ) у схемах керування резонансних інверторів напруги установок високочастотного індукційного нагрівання використовуються для отримання максимальної активної потужності в навантаженні та мінімальних втрат енергії в транзисторах перетворювача за широкого діапазону зміни параметрів навантаження. Представлено результати досліджень впливу добротності послідовного резонансного контуру навантаження інвертора напруги установок індукційного нагрівання на точність роботи системи ФАПЧ. За низьких добротностей, наприклад, рівних 2, струм перемикання може збільшитися до 30 % у порівнянні зі струмом перемикання за високих добротностей, що відповідно збільшує втрати потужності під час перемикання транзисторів. Для забезпечення оптимальних режимів перемикання транзисторів час затримки імпульсів керування транзисторами необхідно зменшити залежно від добротності контуру навантаження інвертора. Бібл. 8, рис. 8.*

**Ключові слова:** індукційне нагрівання, транзисторний резонансний інвертор напруги, система фазового автопідлаштування частоти.

**Вступ.** Для установок індукційного нагрівання широко використовуються високочастотні транзисторні перетворювачі, в тому числі побудовані на основі резонансних інверторів з послідовним резонансним контуром на виході [1]. Для отримання максимальної активної потужності в навантаженні послідовного резонансного контуру необхідно забезпечити зсув між струмом та напругою на виході інвертора, близький до нуля. На практиці потрібно, щоб вихідна напруга інвертора випереджувала струм на невелику порівняно з періодом величину часу. Робота в такому режимі, коли транзистори перемикаються за невеликого струму та індуктивного характеру навантаження, дає змогу зменшити втрати потужності під час їх перемикання. Це підвищує енергоефективність, надійність, зменшує собівартість, дає змогу підвищити частоту перетворювача.

Для забезпечення необхідного фазового зсуву між струмом та напругою на виході інвертора за широкого діапазону зміни параметрів навантаження використовуються системи фазового автопідлаштування частоти (ФАПЧ). Сучасні системи ФАПЧ, побудовані на основі мікроконтролерів чи числових сигнальних процесорів, можуть виконувати деякі обчислювальні операції, що дозволяє регулювати фазовий зсув за зміни параметрів навантаження відповідно до зміни частоти та амплітуди вихідного струму [2–5].

У [5] представлено спосіб ФАПЧ у системах керування резонансним інвертором напруги з модуляцією щільності імпульсів, у якому змінюється час затримки між керуючими імпульсами транзисторів інверторів з урахуванням зміни амплітуди струму на виході інвертора. Для установок індукційного нагрівання є характерним широкий діапазон зміни параметрів навантаження, водночас добротність може змінюватись у діапазоні від 2 до 20 та ширше [6]. За високої добротності форма струму є близькою до синусоїдальної, чому відповідають вирази, наведені в [3, 5]. Розглянемо вплив низької добротності на роботу системи ФАПЧ і розмір похибки, яка виникає в запропонованих системах.

**Мета роботи.** Дослідження впливу добротності навантаження резонансного інвертора напруги з послідовним резонансним контуром установок індукційного нагрівання на коректність роботи системи ФАПЧ.

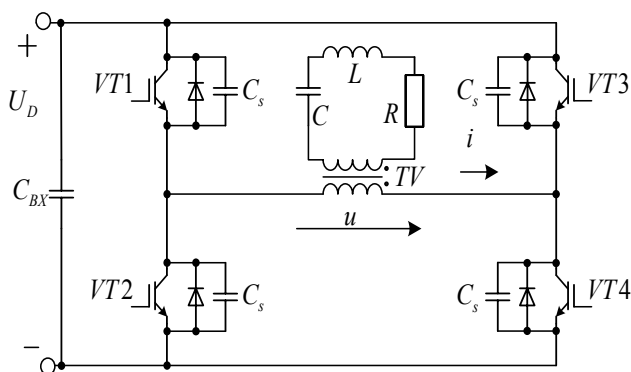


Рис. 1

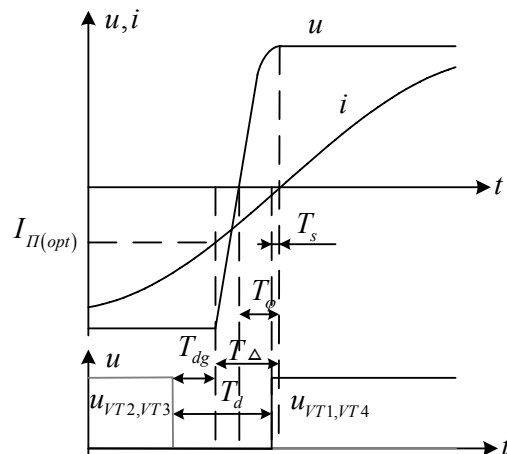


Рис. 2

На рис. 1, 2 зображено схему транзисторного резонансного інвертора з послідовним резонансним контуром на виході та ідеалізовані діаграми роботи на інтервалі перемикання транзисторів у процесі роботи системи ФАПЧ [5].

Для запобігання протіканню наскрізних струмів за перемикання транзисторів верхнього та нижнього плеча інвертора в керуючий сигнал перемикання транзисторів  $u_{VT1,VT4}, u_{VT2,VT3}$  вводять час затримки  $t_d$  (dead time) між кожною парою сигналів вмикання та вимкнення (рис. 2). Для зменшення динамічних втрат транзистори слід вмикати за малого струму та індуктивного характеру навантаження (у такому разі частота інвертора є вищою за резонансну частоту) так, щоб вмикання другої пари транзисторів відбувалося в момент, коли струм навантаження буде близьким до нуля.

Через транзистори інвертора за високої добротності резонансного контуру протікає струм, близький до синусоїдальної форми. Умова оптимального режиму перемикання (цьому режиму відповідає оптимальний струм перемикання  $I_{П(опт)}$ , за якого досягаються мінімальні динамічні втрати потужності в транзисторах) виконується, якщо повний перезаряд паразитних ємностей транзистора і снабберних конденсаторів  $C_s$  закінчується в момент переходу вихідного струму інвертора через нуль. Час, необхідний для перезаряду паразитних ємностей транзистора  $T_{\Delta}$  (між початком вимкнення транзистора і переходом струму на виході інвертора через нуль), а також  $T_d$  між керуючими імпульсами транзисторів визначаються виразами:

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

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

де  $I_a, T$  – амплітуда та період вхідного струму інвертора відповідно,  $C_s$  – ємність снабберного конденсатора,  $C_{eff}$  – 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,  $T_s$  – час, необхідний для ввімкнення транзисторів [5].

Оптимальний струм перемикання  $I_{П(опт)}$  (рис. 2) за умови синусоїдальності струму можна визначити за формулою

$$I_{П(опт)} = I_a \sin\left(\frac{2\pi}{T} T_{\Delta(опт)}\right), \quad (3)$$

де  $I_a$  – амплітуда вихідного струму.

За умови, якщо система керування з ФАПЧ використовує вирази (1), (2), враховує зміну частоти, амплітуди вихідного струму, а можливо, і напруги на вході інвертора, забезпечуються оптимальні режими перемикання транзисторів при зміні параметрів навантаження

та напруги живлення. У цьому разі форма вихідного струму вважається синусоїдальною, що справедливо для високої добротності коливального контуру. Розглянемо випадки низької добротності коливального контуру та дослідимо точність визначення  $T_{\Delta(opt)}$  та  $I_{II(opt)}$ . Для цього порівняємо результати розрахунків  $T_{\Delta}$  та струму перемикання  $I_{II}$  зі значеннями цих величин для різних добротностей.

Напругу на виході інвертора (за формою меандр з нульовою постійною складовою) можна представити у вигляді суми гармонік

$$u(t) = \sum_{k=1}^{k=\infty} U_{km} \sin(k\omega t), \quad (4)$$

де  $U_{km}$  – амплітуда  $k$ -ї гармоніки на виході інвертора;  $\omega$  – частота першої гармоніки.

Миттєве значення вихідного струму інвертора  $i(t)$  визначається виразом:

$$i(t) = \sum_{k=1}^{k=\infty} I_{km} \sin(k\omega t - \varphi_k), \quad (5)$$

де амплітуда  $k$ -ї гармоніки струму на виході інвертора

$$I_{km} = \frac{4U_D}{k\pi \sqrt{R'^2 + (k\omega L' - \frac{1}{k\omega C'})^2}} = \frac{4U_D}{k\pi R' \sqrt{1 + Q^2 \left( \frac{k\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{k\omega} \right)^2}}; \quad (6)$$

кут зсуву фаз між напругою та струмом  $k$ -ї гармоніки

$$\varphi_k = \arctg \frac{k\omega L' - \frac{1}{k\omega C'}}{R'} = \arctg \left( Q \left( \frac{k\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{k\omega} \right) \right), \quad (7)$$

де  $R'$ ,  $L'$ ,  $C'$  – відповідно активний опір, індуктивність, ємність навантаження з урахуванням паразитних параметрів трансформатора та з'єднувальних ланцюгів, приведені до первинної обмотки трансформатора,  $Q$  – добротність коливального контуру,  $\omega_0$  – резонансна частота.

Для першої гармоніки

$$I_{1m} = \frac{4U_D}{\pi R' \sqrt{1 + Q^2 \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}}, \quad (8)$$

$$\varphi_1 = \arctg \left( Q \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right). \quad (9)$$

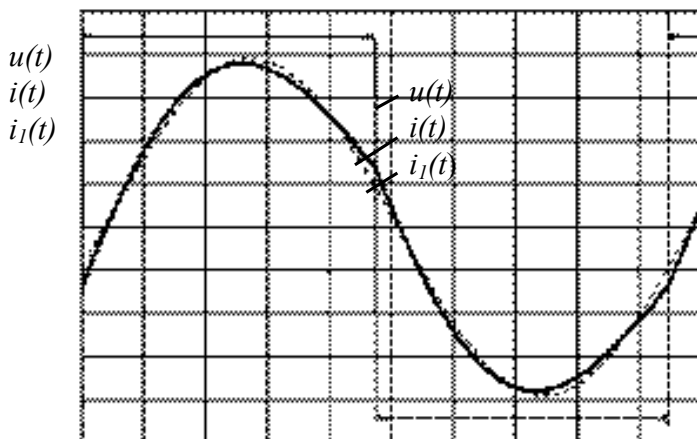


Рис. 3

На рис. 3 наведено діаграми вихідного струму  $i(t)$ , струму, розрахованого за першою гармонікою  $i_1(t)$ , та ідеалізованої напруги на виході інвертора  $u(t)$  для  $Q=2$ . Тривалість фронту напруги близька до нуля. З діаграм видно, що  $i(t)$  та  $i_1(t)$  відрізняються за формою. За високих  $Q$  вони практично співпадають. Якщо розрахувати  $T_{\Delta(opt)}$  за першою гармонікою, то отримаємо завищене значення  $I_{II}$ , яке не буде оптимальним.

Враховуючи те, що величина  $T_{\Delta(opt)}$  є малою порівняно з напівперіо-

дом струму поблизу точки перетину струму нульового рівня, форму струму можна вважати лінійною, а кут її нахилу буде дорівнювати похідній струму [7]. Співвідношення похідних  $i'(t)$  та  $i'_1(t)$  за різних  $Q$  буде визначати коректність знаходження оптимального режиму комутації.

З (5), (6) отримаємо

$$i'(t) = \sum_{k=1}^{k=\infty} \frac{4U_D}{\pi R' \sqrt{1+Q^2 \left( \frac{k\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{k\omega} \right)^2}} \omega \cos(k\omega t - \varphi_k), \tag{10}$$

$$i'_1(t) = \frac{4U_D}{\pi R' \sqrt{1+Q^2 \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}} \omega \cos(\omega t - \varphi_1), \tag{11}$$

$$\frac{i' \left( \frac{\varphi_1}{\omega} \right)}{i'_1 \left( \frac{\varphi_1}{\omega} \right)} = \frac{I_{II}}{I'_{II}} = \sum_{k=1}^{k=\infty} \frac{\sqrt{1+Q^2 \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)^2}}{\sqrt{1+Q^2 \left( \frac{k\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{k\omega} \right)^2}} \cos(k\varphi_1 - \varphi_k). \tag{12}$$

Система ФАПЧ автоматично забезпечує  $T_{\Delta(opt)}$ , що визначається з (1), не залежить від  $Q$  та змінюється з частотою. Оскільки  $\varphi_1 = T_{\Delta} \omega$ , розклавши функцію  $arctg$  в ряд Тейлора 1-го порядку, з (9) отримаємо

$$T_{\Delta} \omega = Q \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right), \tag{13}$$

$$\frac{\omega}{\omega_0} = \sqrt{\frac{Q}{Q - T_{\Delta} \omega_0}}. \tag{14}$$

На рис. 4 наведено залежності спів-

відношення похідних  $\frac{i'(\varphi_1/\omega)}{i'_1(\varphi_1/\omega)}$  для моменту

часу перетину струму  $i_1(t)$  нульового рівня  $t = \varphi_1/\omega$ .

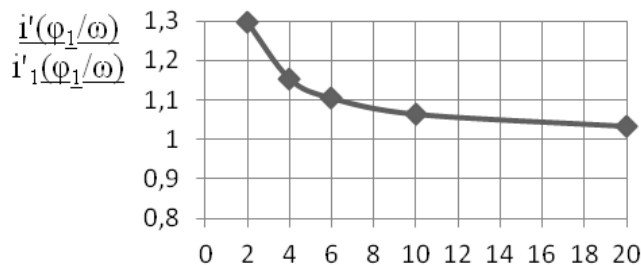


Рис. 4

Для прикладу розрахунки проводились для інвертора, побудованого на Ultra fast IGBT модулях SKM100GB125DN, який живиться від випрямленої напруги трифазної мережі живлення  $3 \times 380$  В. Напруга  $U_D = 530$  В,  $C = 1,1$  нФ (отримано з експериментальних досліджень),  $C_s = 0$ ,  $R' = 28$  Ом,  $L' = 1,4$  мГн,  $C' = 4,1$  нФ для  $Q = 20$ , резонансна частота  $f_0 = 66,43$  кГц,  $T_{\Delta(opt)} = 480$  нс. Залежності рис. 4 справедливі для різних параметрів схеми, максимальне значення співвідношення похідних досягає 130 %.

Для перевірки та уточнення розрахунків з урахуванням фронту перемикання транзисторів проведено моделювання електромагнітних процесів за схемою рис. 1 із засто-

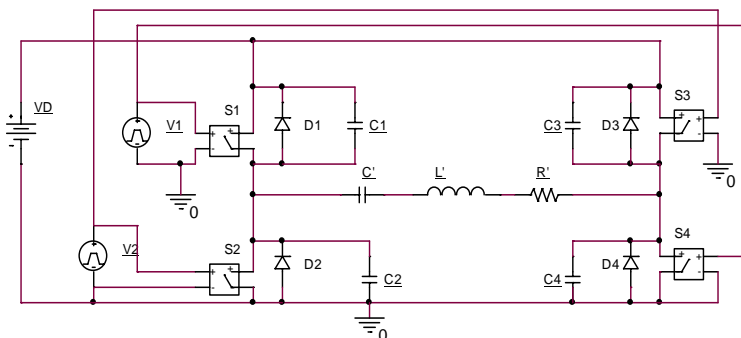


Рис. 5

суванням програмного забезпечення PSpice. На рис. 5 зображено еквівалентну схему перетворювача. Силкові транзистори модулів замінено ідеальними ключами (S1-S4), які керуються від імпульсних джерел напруги V1, V2, параметри яких можна змінювати та забезпечувати необхідні  $T$ ,  $T_{\Delta}$  та  $T_d$ . Моделювання та розрахунки проводились для інвертора, параметри якого зазначено вище.  $C1=C2=C3=C4=1,1$  нФ – вихідна ємність транзисторів, яка моделює тривалість фронту перемикавання транзисторів.  $Q$  змінювалась за рахунок зміни  $L'$ ,  $C'$ .

На рис. 6 а, б наведено діаграми вихідної напруги та струму інвертора за оптимальних режимів перемикавання транзисторів інвертора для  $Q=20$  та  $Q=2$  відповідно. Однак з рис. 6 б видно, що режим перемикавання транзисторів за  $Q=2$  не відповідає критерію оптимальності, а струм на момент перемикавання вище, ніж за  $Q=20$ .

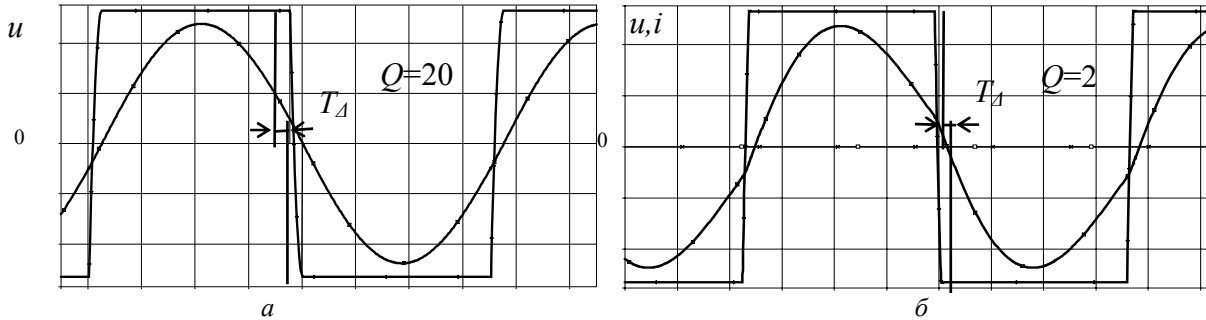


Рис. 6

На практиці оптимальний режим важко забезпечити за широкого діапазону зміни параметрів навантаження, оскільки, окрім зміни частоти та амплітуди струму, може змінюватись величина напруги живлення, є розбіг параметрів елементів, які також залежать від температури. Крім того, у разі регулювання струму за допомогою НЧ імпульсної модуляції спостерігаються пульсації струму [5, 8]. Тому час  $T_{\Delta}$  доцільно збільшити, щоб не допустити режим роботи, коли величина напруги на виході інвертора досягає максимального значення після моменту часу, коли струм змінює свій знак (у цьому режимі значно зростають втрати енергії в ключових елементах інвертора).

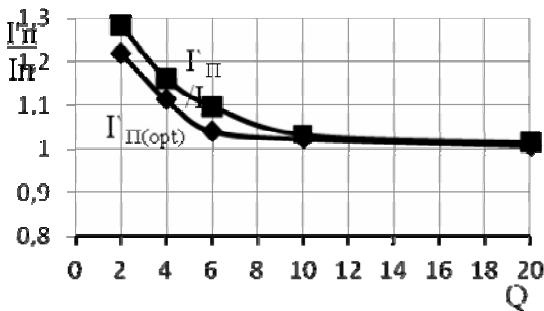


Рис. 7

На рис. 7 зображено залежності струму перемикавання  $I'_{\Pi}$  від ідеалізованого (розрахованого для першої гармоніки) струму перемикавання  $I_{\Pi}$  від  $Q$  за оптимальних та реальних режимів перемикавання. Видно зростання похибки розрахунку струму перемикавання  $I'_{\Pi(opt)}/I_{\Pi(opt)}$  та  $I'_{\Pi}/I_{\Pi}$  у разі зменшення  $Q$ . Ці графіки подібні до тих, що наведено на рис. 4, однак є більш точними завдяки урахуванню тривалості фронту перемикавання транзисторів.

У випадку, коли  $Q=2$ , спостерігається високе значення похибки розрахунку струму перемикавання. У цьому разі реальний струм перемикавання більший приблизно на 28,2 % для  $I_{\Pi}$  та на 22 % для  $I_{\Pi(opt)}$ . А коли добротність висока, наприклад  $Q=20$ , похибка становить приблизно 1 %.

Таким чином, для забезпечення оптимальних режимів перемикавання за низьких  $Q$  необхідно зменшити значення  $T_{\Delta}$ , отримане з (1), помноживши його на коефіцієнт  $k_Q$ , який залежить від  $Q$ . Тоді значення затримки буде визначатись як

$$T'_{\Delta} = k_Q T_{\Delta} . \tag{15}$$

З урахуванням необхідності в оптимальному режимі перемикавання розрядити заряд  $q$ , який накопичено в  $C$  (у випадку наявності снаберних конденсаторів  $C$  та  $C_s$ ), що дорівнює площі трикутника зі сторонами  $I_{\Pi(opt)}$  та  $T_{\Delta}$  [7],

$$q = 2CU_D = \frac{I_{\Pi(opt)}T_{\Delta}}{2}, \quad (16)$$

знаходимо

$$k_{Q(opt)} = \frac{T'_{\Delta}}{T_{\Delta}} = \sqrt{\frac{I_{\Pi(opt)}}{I'_{\Pi(opt)}}}. \quad (17)$$

Залежності  $k_Q$  від  $Q$  показано на рис. 8.

Таким чином, адаптивні системи ФАПЧ резонансних інверторів напруги установок індукційного нагрівання, які регулюють фазовий зсув між вихідними напругою та струмом за зміни параметрів навантаження, і в яких приймається вихідний струм синусоїдальним, приносять похибку в розрахунки фазового зсуву за низьких добротностей коливального контуру.

**Висновки.** Представлено результати досліджень впливу добротності послідовного контуру навантаження резонансного інвертора установок індукційного нагрівання на точність роботи системи ФАПЧ. За низьких добротностей, наприклад, рівних двом, струм перемикачів може збільшитись до 30 % у порівнянні зі струмом перемикачів за високих добротностей, що відповідно збільшує втрати потужності під час перемикачів транзисторів. Для забезпечення оптимальних режимів перемикачів транзисторів час затримки імпульсів керування транзисторами відносно часу перетину струмом нульового рівня необхідно зменшувати залежно від добротності контуру навантаження інвертора.

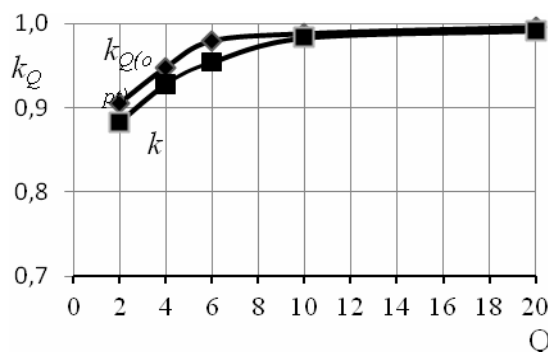


Рис. 8

Фінансується за держбюджетною темою "Розвинути теорію силових високочастотних транзисторних перетворювачів для побудови сучасного енергоефективного технологічного устаткування з урахуванням особливостей різноманітних типів навантаження» (шифр "Частота-2»), що виконується за Постановою Бюро ВФТПЕ від 18.11.14 протокол №16. Державний реєстраційний номер 0115U002580.

- Lucía O., Maussion P., Dede E.J. Induction heating technology and its applications: past developments, current technology, and future challenges. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*. 2014. Vol. 61.5. Pp. 2509–2520.
- Goldman S. Loop Classifications in Phase-Locked Loops: Engineering Handbook for Integrated Circuits, Norwood, MA 02062: Artech House Publishers. 2007. P. 7.
- Segura G. M. Induction heating converter's design, control and modeling applied to continuous wire. Ph.D. dissertation, Dept. d'Enginyeria Eléctrica. Univ. Politécnica de Catalunya, Barcelona, Spaine, 2012.
- Гуцалюк В.Я., Герасименко П.Ю., Слесаревский И.О. Системы фазовой автоподстройки частоты для транзисторных резонансных инверторов напряжения установок индукционного нагрева. *Технічна електродинаміка*. 2015. № 1. С. 37–43.
- Nerasyumenko 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.
- Беркович Е.И., Ивенский Г.В., Иоффе Ю.С. и др. Тиристорные преобразователи высокой частоты. Л.: Энергия. 1973. 200 с.
- Тихомиров И.С., Васильев А.С., Патанов Д.А. Адаптивный алгоритм самовозбуждения транзисторного инвертора напряжения в установках индукционного нагрева. *Журнал научных публикаций аспирантов и докторантов*. 2008. № 3. С. 188–192.
- Fujita H., Akagi H. Pulse-density-modulated power control of a 4 kW, 450 kHz voltage-source inverter for induction melting application. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 1996. Vol. 32, No 2. Pp. 279–286.

УДК 621.314

## СИСТЕМЫ ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ РЕЗОНАНСНЫХ ИНВЕРТОРОВ УСТАНОВОК ИНДУКЦИОННОГО НАГРЕВА ПРИ НИЗКОЙ ДОБРОТНОСТИ КОЛЕБАТЕЛЬНОГО КОНТУРА

**В.Я. Гуцалюк**, канд. техн. наук, **И.С. Зубков**

Институт электродинамики НАН Украины,  
пр. Победы, 56, Киев, 03057, Украина

*Системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) в схемах управления резонансных инверторов напряжения установок высокочастотного индукционного нагрева используются для получения максимальной активной мощности в нагрузке и минимальных потерь энергии в транзисторах преобразователя при широком диапазоне изменения параметров нагрузки. Представлены результаты исследования влияния добротности последовательного резонансного контура нагрузки инвертора напряжения установок индукционного нагрева на точность работы системы ФАПЧ. При низких добротностях, например, равных 2, ток переключения может увеличиться до 30% по сравнению с током переключения при высоких добротностях, что соответственно увеличивает потери мощности при переключении транзисторов. Для обеспечения оптимальных режимов переключения транзисторов время задержки импульсов управления транзисторами необходимо уменьшить в зависимости от добротности контура нагрузки инвертора. Библ. 8, рис. 8.*

**Ключевые слова:** индукционный нагрев, транзисторный резонансный инвертор напряжения, система фазовой автоподстройки частоты.

## PHASE-LOCKED LOOP SYSTEMS OF RESONANT INVERTERS FOR INDUCTION HEATING INSTALLATIONS UNDER LOW Q-FACTOR OF THE OSCILLATORY CIRCUIT

**V.YA. Hutsaliuk, I.S. Zubkov**

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

*Phase-locked loop (PLL) systems in control circuits of resonant voltage inverters of high-frequency induction heating installations are used for getting the maximal active power in the load and minimal power losses in converter transistors under a wide range of load settings. In the paper, it is shown study results of the Q-factor influence of the voltage inverter's load series resonant circuit of the induction heating installations on the accuracy of the PLL system. Under low values of the Q-factor, which is, for instance, equal 2, switching current may increase up to 30 % in comparison to that under high Q-factors; this, respectively, increases power losses under transistors switching. To provide optimal modes of their switching it is necessary to lower the transistor control pulse delay time depending on the Q-factor of the inverter load circuit. References 8, figures 8.*

**Key words:** induction heating, transistor resonant voltage inverter, phase-locked loop (PLL) system.

1. Lucía O., Maussion P., Dede E.J. Induction heating technology and its applications: past developments, current technology, and future challenges. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*. 2014. Vol. 61.5. Pp. 2509–2520.
2. Goldman S. Loop Classifications in Phase-Locked Loops: Engineering Handbook for Integrated Circuits, Norwood, MA 02062: Artech House Publishers, 2007. P. 7.
3. Segura G.M. Induction heating converter's design, control and modeling applied to continuous wire. Ph.D. dissertation, Dept. d'Enginyeria Eléctrica, Univ. Politècnica de Catalunya, Barcelona, Spaine, 2012.
4. Hutsaliuk V.Ya., Herasymenko P.Yu., Sliesarevskiy I.O. Phase-locked loop systems voltage resonant transistor converter induction heating equipment. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2016. No 1. Pp. 37–43. (Rus)
5. 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.
6. Berkovych E.I., Ivenskii G.V., Yoffe Yu.S., Matchak A.T., Morgun V.V. High frequency thyristor converters. Leningrad: Energiia, 1973. 200 p. (Rus)
7. Tikhomirov I.S., Vasil'ev 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)
8. Fujita H., Akagi H. Pulse-density-modulated power control of a 4 kW, 450 kHz voltage-source inverter for induction melting application. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 1996. Vol. 32. No 2. Pp. 279–286.

Надійшла 19.09.2019

Received 19.09.2019