

ЦИФРОВА СИСТЕМА КЕРУВАННЯ РЕЗОНАНСНОГО ІНВЕРТОРА НАПРУГИ З САМОЗБУДЖЕННЯМ

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

В схемах керування транзисторними резонансними інверторами напруги установок індукційного нагріву широко використовуються системи фазового автоматичного підстроювання частоти (ФАПЧ). Одним з недоліків систем ФАПЧ є низька швидкодія, що викликана наявністю фільтра нижніх частот. Цей недолік відсутній в системах з самозбудженням, коли момент перемикання транзисторів визначається на кожному напівперіоді. При цьому можлива несиметрія півперіодів, що є суттєвим недоліком за наявності трансформатора на виході інвертора. Розроблено цифрову систему керування резонансним інвертором напруги з самозбудженням та однаковими тривалостями півперіодів вихідної напруги інвертора. Вона може працювати з різними способами регулювання вихідного струму та дає змогу забезпечити режими комутації транзисторів з мінімальними втратами потужності. Бібл.7, рис. 5.

Ключові слова: індукційний нагрів, резонансний інвертор напруги, система керування з самозбудженням.

Вступ. В транзисторних перетворювачах установок індукційного нагрівання для забезпечення режимів перемикання з мінімальними втратами потужності та забезпечення максимальної потужності в навантаженні використовуються системи автопідстроювання частоти. В першу чергу це системи фазового підстроювання частоти (ФАПЧ). Вони бувають різного типу та достатньо широко представлені в публікаціях. Системи ФАПЧ мають в своїй структурі фільтр низької частоти, що обмежує їх швидкодію. Застосування перетворювачів з самозбудженням, коли момент перемикання транзисторів визначається на кожному півперіоді, дає можливість забезпечити високу швидкодію, яка важлива в перехідних режимах вмикання перетворювача, зміні параметрів навантаження, у разі міжвиткових замиканнях індуктора або вилученні деталей під час процесу роботи установки [1, 2]. Одним з прикладів доцільності застосування швидкодіючих систем керування, як стверджується в публікаціях, є перетворювачі, які живляться від однофазної мережі живлення та не використовують на вході інвертора як фільтра електролітичні конденсатори великої ємності чи схеми з активним коректором коефіцієнта потужності. [1, 3] Така структура побудови забезпечує вхідний коефіцієнт потужності близький до одиниці, зменшує собівартість та забезпечує більшу надійність перетворювача.

Однак для забезпечення режимів перемикання транзисторів інвертора з самозбудженням і мінімальними втратами потужності необхідно застосовувати різні схемотехнічні рішення [1–5]. Оскільки момент перемикання транзисторів інвертора з самозбудженням визначається в кожному півперіоді, то можлива несиметрія півперіодів вихідної напруги, яка обумовлена неточністю роботи вузлів системи керування. Зменшення несиметрії важливо для перетворювачів, які мають погоджувальний трансформатор на виході інвертора, який також забезпечує гальванічну розв'язку навантаження від мережі живлення. Розглянемо можливості вирішення цієї задачі за допомогою цифрових систем керування, які характеризуються точністю та широко застосовуються в системах ФАПЧ [6].

Мета роботи. Розробка швидкодіючих систем керування резонансними інверторами напруги з самозбудженням для установок індукційного нагрівання, дослідження та вдосконалення відомих варіантів схем за допомогою використання можливостей цифрових систем керування.

На рис. 1 показано схему силової частини транзисторного резонансного інвертора напруги установки індукційного нагрівання з послідовним контуром на виході, еквівалентна схема заміщення якого представлена як L, C, R . Напруга з виходу інвертора через трансформатор дає струм TV_i та

© Гуцалюк В.Я., Зубков І.С., 2024

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

© Видавець Інститут електродинаміки НАН України, 2024



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

конденсатор розв'язки C_p поступає на погоджувальний трансформатор TV . Паралельно транзисторам інвертора $VT1-VT4$ приєднані снаберні конденсатори C_s .

Система керування резонансним інвертором напруги з самозбудженням повинна забезпечити перемикання транзисторів за деякий час T_d до моменту перетину струму через нуль. Цього часу повинно бути достатньо для вимикання одних транзисторів інвертора та вмикання інших, що забезпечить режими перемикання з мінімальними втратами потужності [7]. Для цього може використовуватися схема, представлена в [1–3] та наведена на рис 2, а. Тут також наведені ідеалізовані діаграми, які пояснюють її роботу. Схема побудована на основі компаратора, який порівнює сигнал u_1 з датча 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 .

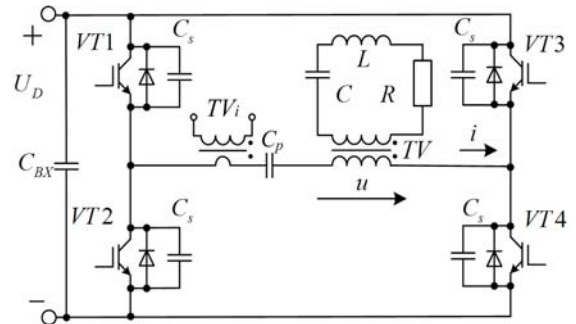


Рис. 1

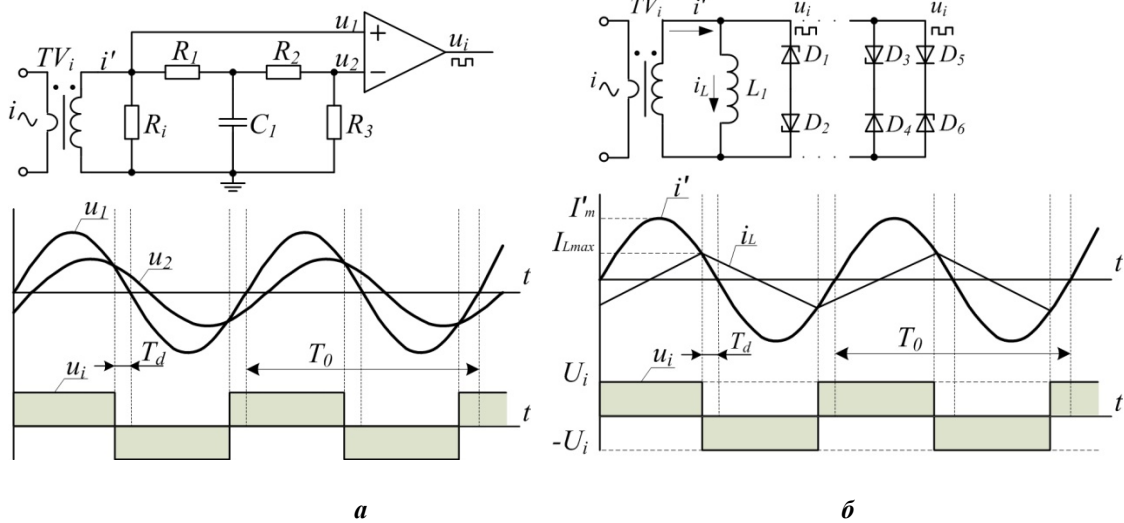


Рис. 2

Сигнал u_1 можна записати у вигляді

$$u_1 = U_{Ri} \sin(\omega_0 t), \quad (1)$$

де U_{Ri} – амплітуда напруги на виході датча струму; $\omega_0 = 2\pi f_0 = 2\pi/T_0$ – кутова частота вихідного струму інвертора.

Далі цей сигнал зсувається на кут φ за допомогою R_i та C_1 і зменшується до певного рівня завдяки резисторам R_2 та R_3 і його можна записати як

$$u_2 = \frac{U_{Ri} \sin(\omega_0 t - \varphi)}{A}, \quad (2)$$

де

$$A = (R_1 + R_2 + R_3) R_3^{-1} \sqrt{1 + \left(\frac{\omega_0 C_1 R_1 (R_2 + R_3)}{R_1 + R_2 + R_3} \right)^2}, \quad \varphi = \arctg \frac{\omega_0 C_1 R_1 (R_2 + R_3)}{R_1 + R_2 + R_3}.$$

Сигнал u_2 порівнюється з сигналом u_1 за допомогою компаратора і на виході отримуємо результуючий прямокутний сигнал u_i .

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

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

Як видно з (3) час T_d не залежить від амплітуди струму однак залежить від частоти, що наведено на діаграмах рис. 3 для наступних значень елементів схеми рис. 2, а: $R_1 = 1$ кОм, $R_2 = 1$ кОм, $R_3 = 5.1$ кОм, $C_1 = 1$ нФ, $U_{Ri} = 3.8$ В. Як видно з діаграми зі зменшенням частоти збільшується T_d , так у разі зміни частоти в 2 рази T_d збільшується приблизно на 20%. Це позитивна властивість з точки зору

забезпечення режимів перемикання з мінімальними втратами потужності, однак цього недостатньо для забезпечення оптимальних режимів перемикання [7]. Якщо порівняти її з системою ФАПЧ, то остання в класичному виконанні забезпечує заданий постійний час зсуву у разі зміни амплітуди

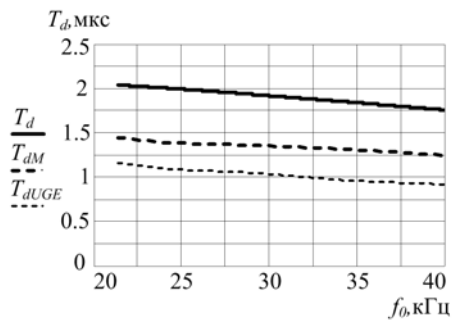


Рис. 3

компаратора та можливість виникнення несиметрії півперіодів напруги u_3 , яка може спостерігатися через неідеальність компаратора та виникати в динамічних режимах.

Схема на рис. 2, б використовує інший принцип роботи та побудована на основі дроселя та стабілітронів, які приєднані до трансформатора струму [4]. В ідеалізованому вигляді принцип роботи схеми можна описати наступним чином. При протіканні струму стабілітрони забезпечують на виході двополярну напругу типу меандр u_i , відповідно в дроселі з'являється лінійно зростаючий та падаючий струм. Коли цей струм зрівнюється зі струмом трансформатора струму, напруга на виході змінює знак. Суттєвим недоліком зазначеної схеми є наявність паразитної ємності стабілітронів, що впливає на роботу схеми на підвищених частотах. Була запропонована схема, яка наведена праворуч на рис. 2, б. Принцип її дії подібний, але наявність швидкодіючих діодів послідовно зі стабілітронами суттєво зменшує вплив ємності стабілітронів.

Максимальне значення струму дроселя I_{Lmax} для цієї схеми можна записати як

$$I_{Lmax} = \frac{\pi U_i}{2\omega_0 L_1}, \quad (4)$$

де U_i – пікове значення напруги u_i .

Струм i' , отриманий з давача струму, в точці перетину з максимальним значенням струму I_L можна записати як

$$i' \left(\frac{T_0}{2} - T_d \right) = i'(T_d) = I'_m \sin(T_d \omega_0). \quad (5)$$

Прирівнюючи (4) та (5), можна отримати значення часу фазового зсуву T_d між струмом перемикання та сигналом напруги на виході цієї схеми u_i

$$T_d = \frac{1}{\omega_0} \arcsin \left(\frac{\pi U_d}{2I'_m \omega_0 L_1} \right). \quad (6)$$

Таким чином T_d в даному випадку залежить від амплітуди струму та від частоти. T_d збільшується у разі зменшення частоти та зменшення амплітуди струму. Суттєвим недоліком схеми є те що вона некоректно працює на малих струмах. Перевагою схеми є простота, і вона може використовуватись за обмеженого діапазону зміни параметрів навантаження.

Недоліки обох схем полягають в тому, що вони не забезпечують рівність півперіодів вихідної напруги інвертора, що за наявності погоджувального трансформатора потребує використання розділового конденсатора C_p . Тому була запропонована цифрова система керування, яка вимірює тривалість одного півперіоду, а наступний півперіод робить такої самої тривалості. Таким чином забезпечуються режими роботи погоджувального трансформатора без намагнічування.

На рис. 4 наведено структурну схему та діаграми, які пояснюють роботу запропонованої системи на прикладі частотного регулювання. Система підстроювання частоти з самозбудженням побудована із застосуванням програмованої логічної інтегральної схеми (ПЛІС), яка використовує імпульси u_i , що поступають зі схеми рис. 2, а наприкінці одного з півперіодів вихідного струму. Напруга U_I з давача середнього за модулем струму порівнюється з напругою завдання струму U_s , та сигнал похибки поступає на ПІ регулятор. Підсилений сигнал за допомогою АЦП перетворюється в цифровий сигнал та поступає на ПЛІС.

Генератор імпульсів реалізований на основі лічильника. На рис 4, б наведені діаграми, які показують принцип роботи системи та реалізовані в ПЛІС. 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. 4. Імпульси u_c поступають в блок логіки, на виході якого формуються імпульси керування транзисторами інвертора з необхідним зсувом на час «dead time».

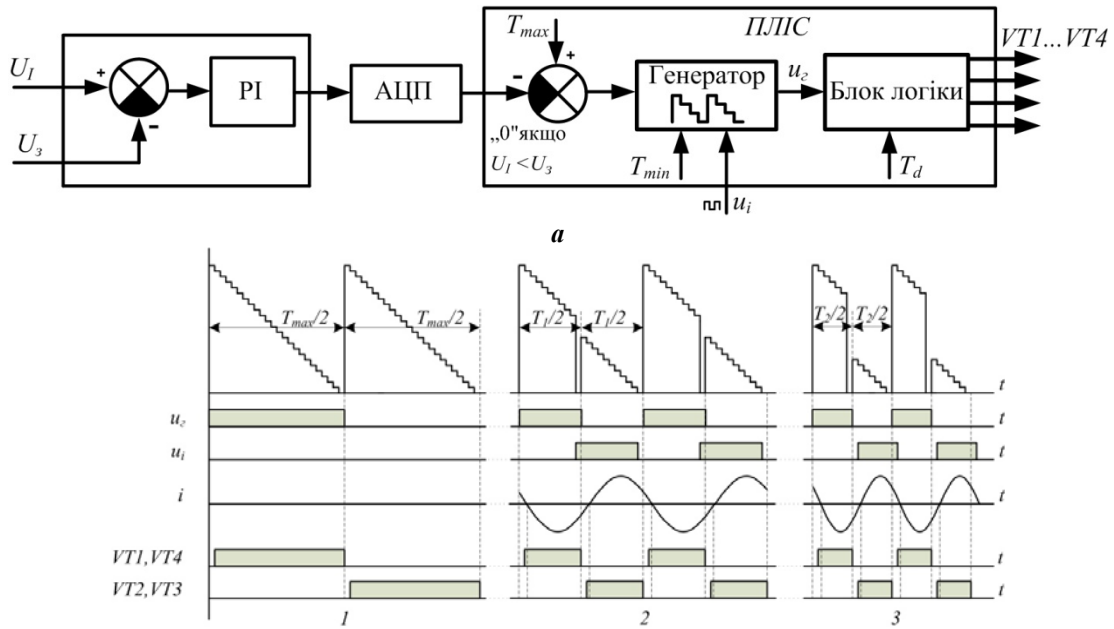


Рис. 4

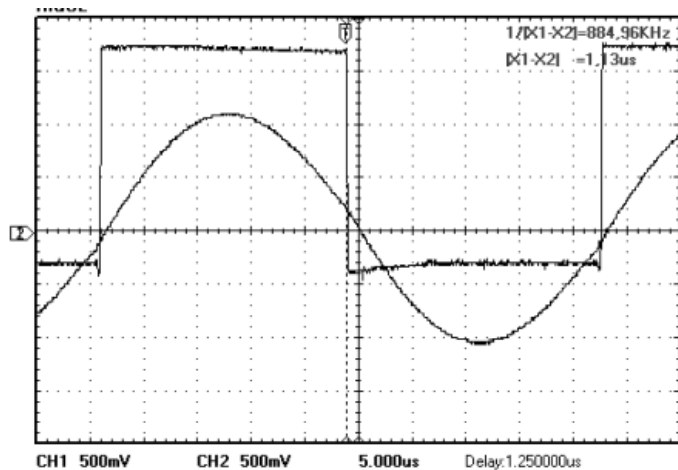
Генератор імпульсів реалізований на основі лічильника. На рис 4, б наведені діаграми, які показують принцип роботи системи та реалізовані в ПЛІС. Поки відсутній сигнал струму система АПЧ формує імпульси u_c мінімальної частоти з періодом T_{max} та рівними півперіодами, що показано на діаграмах 1 рис. 4. Імпульси u_c поступають в блок логіки, на виході якого формуються імпульси керування транзисторами інвертора з необхідним зсувом на час «dead time».

Коли з'являється 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. 4. При цьому також обмежується максимальна частота генератора з періодом T_{min} . Коли струм досягає рівня, який завдається U_3 , з'являється сигнал похибки та відповідно збільшується частота генератора, що показано на діаграмах 3 рис. 4. Запропонована швидкодіюча система автоматичного підстроювання частоти може бути застосована разом з різними способами регулювання вихідного струму резонансного інвертора, такими як частотно імпульсна модуляція, фазо імпульсна модуляція, модуляція щільності імпульсів та іншими, при цьому алгоритм роботи ПЛІС буде змінено.

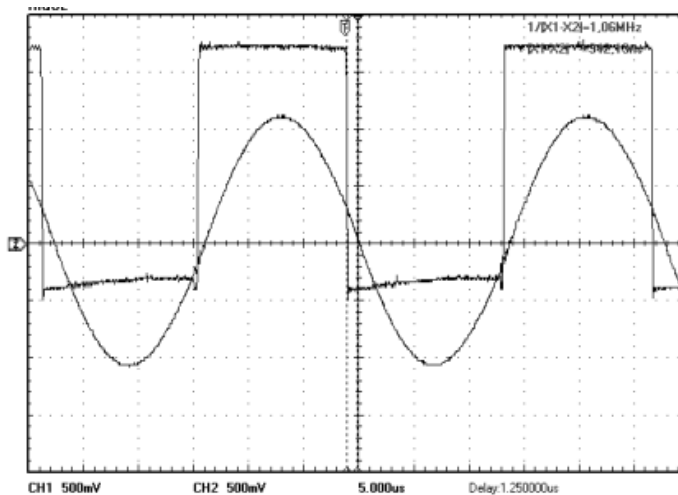
Проведено експериментальні дослідження запропонованої системи керування на макетному зразку перетворювача, побудованого на транзисторах IRG4PC40UD та ПЛІС MAX II EPM240T100C5N (ALTERA). На рис 5, а, б наведено діаграми струму та напруги керування одним з транзисторів u_{GE} для частоти роботи 22 кГц та 35 кГц за однакового струму навантаження. Частота задавалася за допомогою зміни ємності конденсатора коливального контуру C . На рис 5, в наведені діаграми для частоти роботи 22 кГц за R навантаження приблизно в 2 рази більшому, ніж у випадку рис. 5, а.

Діаграми показують, що $T_{dU_{GE}}$ не залежить від амплітуди струму та збільшується з 0,94 мкс до 1,13 мкс за зменшення частоти з 35 кГц до 22 кГц. Експериментальні дослідження показали працездатність системи керування в різних режимах роботи за частотного регулювання. Використання ПЛІС, крім забезпечення необхідних алгоритмів керування інвертором з самозбудженням, може виконувати функції захисту, комутації, індикації та інше.

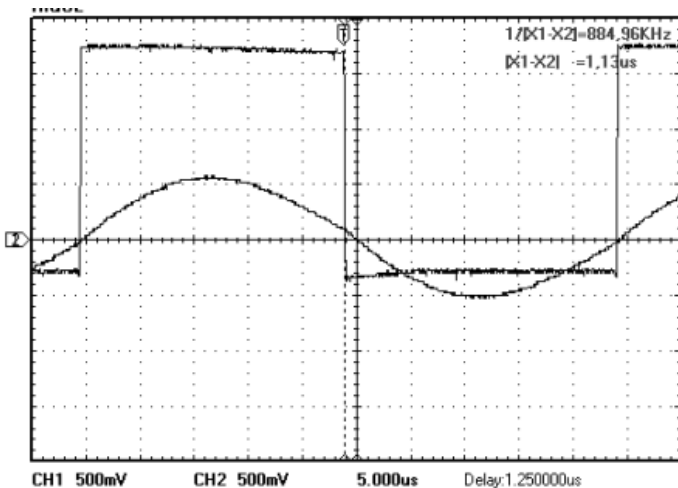
Висновки. Розроблено цифрову систему керування резонансного інвертора напруги для установок індукційного нагрівання, яка забезпечує швидке підстроювання частоти на основі



a



б



в

Рис. 5

самозбудження та однакову тривалість півперіодів вихідної напруги інвертора, що усуває можливість намагнічування погоджувального трансформатора інвертора. Вона може працювати з різними способами регулювання вихідного струму та дає змогу забезпечити оптимальні режими комутації транзисторів інвертора в динамічних режимах зміни параметрів живлячої мережі та навантаження таких як перепади напруги або аварійні режими роботи мережі, міжвиткові замикання індуктора або вилучення деталі під час роботи установки.

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. Calleja H., Ordonez R. Improved induction-heating inverter with power factor correction. *30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*. 1999. DOI: <https://doi.org/10.1109/PESC.1999.785654>.
2. 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>.
3. 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>.
4. 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>.
5. 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>.
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. 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>.

SELF-OSCILLATING DIGITAL CONTROL SYSTEM OF RESONANCE VOLTAGE INVERTER

V.Ya. Hutsaliuk, I.S. Zubkov

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

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

Phase-locked loop systems (PLL) are widely used in control circuits of transistor resonant voltage inverters of induction heating installations. One of disadvantages of PLL systems is low speed, which is caused by the presence of a low-pass filter. This disadvantage is absent in self-oscillating systems, when the switching moment of the transistors is determined on each of half periods. At the same time, an asymmetry of half periods is possible, which is a significant disadvantage if there is a transformer at the output of the inverter. A self-oscillating digital control system for a resonant voltage inverter and equal half periods durations of the inverter output voltage has been developed. It can work with different methods of regulating the output current and allows to provide switching modes of transistors with minimal power losses. References 7, figures 5.

Key words: induction heating, resonant voltage inverter, self-oscillating control systems.

1. Calleja H., Ordonez R. Improved induction-heating inverter with power factor correction. *30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*. 1999. DOI: <https://doi.org/10.1109/PESC.1999.785654>.
2. 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>.
3. 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>.
4. 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>.
5. 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>.
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. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2022.02.027>. (Ukr)
7. Hutsaliuk V.Ya., Yurchenko O.M., Zubkov I.S. Phase-locked loop system of resonance inverters for induction heating installation with pulse density modulation. *Tekhnichna Elektrodynamika*. 2020. No 5. Pp. 35-39. DOI: <https://doi.org/10.15407/techned2020.05.035>. (Ukr)

Надійшла 06.05.2024