

International Scientific Conference 21 – 22 November 2024, GABROVO

ВИСОКОЧЕСТОТЕН ИНДУКЦИОНЕН НАГРЕВАТЕЛ С МНОГОЗВЕНЕН КОЛЕБАТЕЛЕН КРЪГ

Доброслав Данков*, Петко Маринов

Технически университет - Габрово, ул. "Х.Димитър" 4, Габрово, България, *кореспондиращ автор: dankov@tugab.bg

HIGH FREQUENCY INDUCTION HEATER WITH MULTI-COIL OSCILLATING CIRCUIT

Dobroslav Dankov^{*}, Petko Marinov

Technical University of Gabrovo, 4 Hadji Dimitar str., Gabrovo, Bulgaria; *Corresponding author: dankov@tugab.bg

Abstract

Induction heating of flat surfaces is used both in industry and in households in induction hobs. The main problem is the heating of large areas of non-ferromagnetic metals such as copper and aluminum. This paper reports on research done at high frequencies to heat different types of metals using GaN MOSFET power transistors. The performance of a multi-position four-ring induction heater with its characteristics and timing diagrams in terms of voltage and current is presented.

Keywords: GaN MOSFETs; Multi-position induction heater; P-Spice simulation; efficiency.

въведение

Многозвенният резонансен инвертор е разработен въз основа на схемата на кръговите инвертори [1, 2] и допълнителната модификация на трифазен кръгов инвертор за индукционно нагряване [8]. Развитието на електромагнитните процеси в тези схеми е еквивалентно на енергийното състояние на развъртян ротор в машина за променлив ток. Свързаният с това пренос на реактивна енергия балансира натоварването на отделните секции на индуктора. Получава се определена симетрия на товара на комутационните устройства (транзистори), при определена динамика на еквивалентните параметри на индукционния товар.

На тази основа е разработена и изпитана инверторна схема за високочестотно индукционно нагряване на плоски повърхности.

ИЗЛОЖЕНИЕ

Изследваната схема на инвертор с многозвенен колебателен кръг (ИМКК) има четири звена и е показана на фиг.1. Транзисторите VT1 и VT5 образуват електронен ключ S1, VT2 и VT6 – S2 и т.н.



Фиг. 1. Схема на резонансен инвертор с многозвенен колебателен кръг

Индуктивността $L_{1..4}$ и съпротивлението $R_{1..4}$ са еквивалентни параметри на съответния индуктор, свързан между два възела. Източникът на постоянно напрежение Е е свързан към произволно избран възел S (S=1, 2, 3 и 4) чрез входна индуктивна бобина с параметри Ld и R. Ключовите елементи VTs са MOSFET транзистори в последователна комбинация с високочестотни диоди VDs за изолиране на съответните вградени обратни

Сборник с доклади от Международна научна конференция "УНИТЕХ'24" – Габрово ISSN 1313-230Х диоди в MOSFET, тъй като са по-бавни. Кондензаторите Cs имат висока честота за ток с голям капацитет и тяхната стойност, заедно с еквивалентните параметри на намотките (L и г) в осцилиращите системи, еднозначно определя резонансната честота ω_0 . Протичането на резонансния процес налага транзисторите да се включват по алгоритъм, като цяло определен от ω_0 на трептящата система и броя на възлите S. Всеки от транзисторите ще бъде включен в определен възел в период To на резонансната честота ω_0 и последователно за период включването ще бъде T/S - фиг. 2.



Фиг. 2. Управляващи импулси към транзисторите в инвертор с четиризвенен колебателен кръг.

1. Принцип на работа и анализ.

Кръговите инвертори [1, 2] имат един и същ принцип на действие, обусловен от колебателните им системи, които по своята същност са каскадно свързани четириполюсници, образуващи затворен кръг - пръстен. Структурата на четириполюсниците ще определя колебателната система, а следователно вида на описаните кръгови инвертори.

Една теоретична интерпретация на развиващите се електро - магнитни процеси може да се представи с теорията на затворените дълги линии с реални параметри [8].

Конфигурацията на четиризвенния трептящ кръг без включен транзистор е показана на фиг.3. Кондензаторите се зареждат до напрежение Е, като С1 се зарежда най-бързо, след това С2 и С4 през една LR група, а най-бавно С3 през две LR групи. При включване на ключ S1, конфигурацията на схемата е показана на фиг.4. Източникът Е е шунтиран и се получава обмен на енергията между кондензаторите и LR групите.



Фиг. 3. Еквивалентна схема при изключени транзистори.



Фиг. 4. Еквивалентна схема при включен първи транзистор.

Като се имат в предвид двете състояния на схемата на инвертора с многозвенен колебателен кръг се извеждат изразите за комплексните импеданси на звената на кръга:

$$\frac{1}{2e} = \frac{1}{j\omega L_1 + R_1} + \frac{1}{Z_2^*}$$
(1)

$$Z_2^* = \frac{1}{j\omega c_2} + \frac{1}{Z_2^{**}}; \ Z_2^{**} = j\omega L_2 + R_2 + Z_3^*$$
(2)

$$Z_3^* = j\omega C_3 + \frac{1}{j\omega L_3 + R_3 + Z_4}$$
(3)

$$Z_4 = j\omega L_4 + R_4 + \frac{1}{j\omega c_4}$$
(4)

$$Z_{e} = \frac{Z_{2}^{*} + j\omega L_{1} + R_{1}}{Z_{2}^{*} (j\omega L_{1} + R_{1})}$$
(5)

В следващия момент понеже няма пълно припокриване на управляващите импулси фиг. 4 се свежда до този от фиг. 3, при което кондензаторите се зареждат отново.



Фиг. 5. Еквивалентна схема при включен втори транзистор.

При включване на ключ S2 се получава конфигурацията от фиг. 5. При това кондензаторът C1 се зарежда до E, а на групата C1, L1 се явява паралелно свързаната група Z_2^* .

$$Z_{4}^{*} = \frac{(j\omega L_{4} + R_{4})\frac{1}{j\omega C_{4}}}{j\omega L_{4} + R_{4} + \frac{1}{j\omega C_{4}}} = \frac{(j\omega L_{4} + R_{4})}{j\omega C_{4}(j\omega L_{4} + R_{4}) + 1}$$
(6)

$$Z_{3}^{*} = j\omega L_{3} + R_{3} + \frac{1}{j\omega C_{4}(j\omega L_{4} + R_{4}) + 1} (7)$$

$$j\omega L_{2} + R_{2} \qquad (j\omega L_{4} + R_{4})$$

$$Z_{2}^{*} = \frac{1}{j\omega C_{2}(j\omega L_{2} + R_{2}) + 1} + j\omega L_{3} + R_{3} + \frac{1}{j\omega C_{4}(j\omega L_{4} + R_{4}) + 1}$$
(8)

$$Z_{1}^{*} = \frac{(j\omega L_{1} + R_{1})\frac{1}{j\omega C_{1}}}{j\omega L_{1} + R_{1} + \frac{1}{j\omega C_{1}}} = \frac{j\omega L_{1} + R_{1}}{j\omega C_{1}(j\omega L_{1} + R_{1}) + 1}$$
(9)

При включване на третия транзистор към схемата конфигурацията е:



Фиг. 6. Еквивалентна схема при включен трети транзистор.

$$Z_{2e}^{*} = \frac{Z_{1}^{*} Z_{2}^{*}}{Z_{1}^{*} + Z_{2}^{*}} + j\omega Ld$$

$$[(10)]$$

$$Z_1^* = \left[\frac{(j\omega L_1 + R_1)\overline{j\omega C_1}}{\left(j\omega L_1 + R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}\right)} + j\omega L_2 + R_2 \right] \left(\frac{1}{j\omega C_2}\right)$$
(11)

$$Z_2^* = (R_4 + j\omega L_4) + \frac{(j\omega L_3 + R_3)}{j\omega C_4 (j\omega L_3 + R_3) + 1}$$
(12)

При включване на четвъртия транзистор конфигурацията на схемата е показана на фиг.7.



Фиг. 7. Еквивалентна схема при включен четвърти транзистор.

Схемата е същата както показаната на фиг.4 схема след първата комутация, но се различава по наличието на Ld и източника на напрежение, който тука не е шунтиран. Изразът за еквивалентния импеданс на схемата е:



Фиг. 8. Еквивалентна заместваща схема.

След уточняване на Leкв. и Секв. от заместващата паралелна схема на многозвенния инвертор, показана на фиг.8, анализът на инвертора се свежда до анализ на обикновен паралелен инвертор на ток. Подробен анализ на работата на четиризвенния инвертор е направен в [8], като крайните изрази за напрежението и тока на транзисторите са:



2. Симулационни изследвания на индукционния нагревател с четиризвенен колебателен кръг.

Принципната схема на инвертор с четиризвенен колебателен кръг за симулационно изследване е показана на фиг.9. Използвани са модели на GaN MOSFET транзистори от библиотеката на съответната фирма-производител Transphorm Inc. за версия OrCAD PSpice 22.1 [5].



Фиг. 9. Силова схема на инвертор с многозвенен колебателен кръг с GaN MOSFET транзистори.

Международна научна конференция "УНИТЕХ'24" – Габрово

Използвана е сравнително ниска работна честота от 35 kHz, определена от стойностите на индуктивностите на отделните секции на индуктора и компенсиращите кондензатори с капацитет от 220 nF. Това съответства на възможностите на управляващата схема, изградена на базата на Arduino Due при проведения реален експеримент да генерира управляващи импулси с необходимата честота. Времедиаграмите на работата на един от транзисторите е показана на фиг.10, а изходните ток, напрежение и мощност са показани на фиг.11 при коефициент на запълване η=0,4.Т, което представлява максималния процент на коефициента на запълване на управляващите импулси PWM=100%. Еквивалентните стойности на индуктивността и съпротивлението на индуктора са подбрани за работа при празен ход.



Фиг. 10. Времедиаграми от работата на един от транзисторите при PWM=100% - η =0,4.T, f=35 kHz – U_{GS}(виолетово), U_{DE} /10 (зелено), I_D (червено), Pdiss(жълто) при работна честота f=35 kHz.

От времедиаграмите се вижда, че транзисторите работят с комутация при нулево напрежение (ZVS) при включване и изключване и нулев ток (ZCS) при включване.



Фиг. 11. Времедиаграми на тока(синьо), напрежението(червено) и мощността(зелено) на един от индукторите при празен ход.

В резултат на това при максимален загубите в GaN MOSFET транзистора (Pdiss) са незначителни – около 8W. Резултатите от симулацията по отношение на една от секциите на индуктора са показани на фиг.11. Вижда се, че при празен ход мощността в една секция на индуктора, която се разсейва като загуби е около 25W.



Фиг. 12. Времедиаграма на мощността в индуктора(червено) и в една секция(зелено) при празен ход и РWM=100% - η=0,4.Т.

Като цяло загубите в индуктора, както се вижда от фиг.12 при максимален коефициент на запълване на управляващите импулси са около 100 W. На фиг.13 са показани времедиаграми на работата на инвертора с четиризвенен колебателен кръг при коефициент на запълване на управляващите импулси PWM=80%, при което се вижда че почти няма промяна на параметрите.

Направено е и изследване при коефициент на запълване PWM=60% при което се вижда промяна на параметрите, като напрежението на транзисторите и на индуктора се запазва, а се променя тока през транзисторите и индуктора и нивата на мощностите.





Фиг. 13. Времедиаграми от работата при РWM=80% - η =0,32.T

Загубите в транзисторите намаляват повече от 2 пъти – Pdiss=3W, а мощността в индуктора се намалява отново почти двойно до около 55 W, както е показано на фиг.14. На базата на проведените изследвания при различни коефициенти на усилване е построена и регулировъчната крива на инвертора с многозвенен колебателен кръг, показана на фиг.15. Регулирането с изменение на честотата тук не е приложимо с оглед на осигуряване на ZVS комутацията на транзисторите. При наличие на товар на плоския индуктор – например в случай на приложение като индукционен котлон, се представя като изменение на еквивалентното съпротивление в съответната секция на индуктора, тъй като индуктивността е относително висока и товара има малко влияние върху нея.



Фиг. 14. Времедиаграми от работата на един от транзисторите при PWM=60% - $\eta=0,24.T, f=38$ kHz.



Фиг. 15. Регулировъчна характеристика.



Фиг. 16. Изследване на работата на многозвенния инвертор при изменението на товарното съпротивление от 100 до 1000 mΩ със стъпка 200 mΩ при PWM=100%.

Това се вижда от направеното симулационно изследване за работа с несиметрично товарно съпротивление, представено на фиг.16. Вижда се че режима на работа на транзисторите почти не се изменя, за разлика от изходната мощност, която се изменя от 100 до 800W. Това е главното предимство на инвертора с многозвенен колебателен кръг, който се явява аналог на развъртян електромагнитен генератор, с преразпределение на енергията през отделните звена при несиметричен товар. На базата на представените симулационни изследвания се синтезират принципни схеми на силовата част и на системата за управление.

3. Схемно решение.

Системата за управление трябва да разпредели равномерно управляващите импулси към съответните транзистори, независимо от работната честота, при различен коефициент на запълване, както е показано на фиг.2, 13 и 14.



Фиг. 17. Блок - схема на системата за управление на ИМКК.



Фиг. 18. Общ вид на опитната постановка на ИМКК с товар.

Концепцията за системата за управление е реализирана с Arduino Due, а силовата част на ИМКК е реализирана заедно с драйвера и силовия транзистор като отделни платки за отделните звена [6]. Самия индуктор е реализиран като многопозиционен индукционен нагревател за индукционен котлон, съставен от 24 звена с магнитопроводи Р70, свързани по 6, за да образуват четирите звена на индуктора, които са компенсирани с високочестотни кондензатори WIMA тип FKP, подобно на описания в [7].

4. Експериментални изследвания.

На фиг.19 са представени осцилограми от работата на един от транзисторите. Вижда се максималната стойност на тока в установен режим около 40А, което съответства на симулационните резултати. Гейтовия импулс е $\frac{1}{4}$ от периода с пауза между импулсите около 1µS. Осцилограмата от фиг.20 показва напрежението и тока на транзистор в ИМКК. Вижда се резонансната форма на напрежението, с което се реализира ZVS комутация подобно на другите индукционни котлони [3]. Виждат се и импулсите на напрежение на транзистора в резултат на работата на другите транзистори в рамките на 1 период, т.е. имаме умножение на честота на индуктора по 4, колкото са и звената.



Фиг. 19. Осцилограми на напрежението U_{GS} и тока I_D (10mV/1A) на транзистор в ИМКК.



Фиг. 20. Осцилограми на напрежението U_{DS} и тока I_D на транзистор в ИМКК.

Това води до възможността индукционно да се нагряват не само феромагнитни съдове от стомана и чугун, но и съдове от цветни метали, като алуминий и мед, които изискват честоти в диапазона 100 – 200 kHz [4].

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разгледаната схема на индукционен нагревател с четиризвенен колебателен кръг е анализирана, проектирана и верифицирана симулационно и експериментално, което доказва нейната работоспособност. Използваните транзистори се оказаха нисковолтови за напреженията върху тях (1170V при максимално напрежение 650 V) при пълно натоварване и затова в бъдеще те ще бъдат заменени с високоволтови SiC MOSFET транзистори с подобни параметри.

Благодарности: Това изследване е финансирано от Европейския фонд за регионално развитие в рамките на ОП "Научни изследвания, иновации и дигитализация за интелигентна трансформация" 2021-2027 г., Проект BG16RFPR002-1.014-0005 Център за компетентност "Интелигентни мехатронни, еко- и енергоспестяващи системи и технологии".

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Bedfod R.E., Wilas D.N. "Analysis and Performance of a Three-Phase Ring Inverter."IEEE Trans Ind. Gen. Appl. vol. IGA-6, ¹⁵, 1970.
- [2] Bedford R.E. Wilas D.Nene "Time domain analysis of a Three-Phase Ring Inverter with reactive load" IEEE Trans. Ind. Gen. Appl. vol.IGA-9, ¹6, 1973.
- [3] Dankov D., Investigation of inverter circuits for induction cooktops, Unitech'11 - proceedings, 18 - 19 November, 2011, Gabrovo, pp. I-241 - pp. I-246, ISSN 1313-230X.

- [4] Dankov D., Modeling and research of induction hob, Izvestia of Technical University - Gabrovo, vol. 42, pp. 93-98, 2011, ISSN 1310-6686.
- [5] https://www.transphormusa.com/en/docume nt-type/spice-models/
- [6] Marinov P., Application of driver for GaN & SiC transistors in high-current inverter circuits for induction heating, Student Scientific Session of TU-Gabrovo 2024 (in press).
- [7] Ramalingam, S.R. A Single-Coil Multi-Tapped PDM-Based Induction Heating System for Domestic Applications. *Electronics* **2023**, *12*, 404.
- [8] Simeonov M., D. Dankov, High Frequency Multi-Unit Inverter for Induction Heating, PCIM'96 Power Conversion Conference Proceedings, 1996 May 21-23, Nurnberg Germany, pp.639-649, ISBN3-928643-12-6.