

УПРАВЛЕНИЕ НА ИНВЕРТОР СЪС SiC ТРАНЗИСТОРИ ЗА ИНДУКЦИОННО НАГРЯВАНЕ

Доброслав Данков, Петко Маринов

Технически университет – Габрово, катедра Електроника

CONTROL OF AN INVERTER WITH SiC TRANSISTORS FOR INDUCTION HEATING

Dobroslav Dankov, Petko Marinov

Technical University - Gabrovo, Department of Electronics

Abstract

This paper addresses the issue of controlling a resonant induction heating inverter with SiC MOSFET power transistors, in which there is an abrupt change in the load parameters during the heating process. The output power control capability is also considered and the frequency range of the inverter is investigated in terms of the frequency capabilities of SiC MOSFET transistors. Possible failure modes and technical solutions for overcurrent, overvoltage and over-temperature protection of the transistors are described. The results of simulation and experimental investigations of the control system under load resistance variation presented by the inductor-detail system are presented.

Keywords: SiC MOSFET; Induction Heating; Full Bridge Serial Inverter.

ВЪВЕДЕНИЕ

Индукционните технологии се характеризират с динамично изменение на параметрите на системата индуктор-детайл в процеса на нагряване. Това води до изменение на еквивалентното съпротивление на товара, което влияе на изменение на електрическите параметри в инвертора, който е източник на високочестотна енергия, необходима за да се осъществи процеса на индукционно нагряване /ИН/. За да се разшири функционалността на хранящите източници за индукционни технологии, по специално за закаляване и индукционно спояване, е необходимо да се работи в широк честотен диапазон от 20 до 440 kHz. С появата на новите широкозонни MOSFET транзистори на основата на SiC и GaN, това става осъществимо, тъй като те превъзхождат масово разпространените Si MOSFET и IGBT транзистори [5], [6].

Целта на настоящата публикация е да се представи система за управление на мостов клас DE квази-резонансен инвертор за ИН

със SiC транзистори, работещ в широк честотен диапазон.

ИЗЛОЖЕНИЕ

Честотните възможности на ключовите транзистори в инверторните схеми се определят от времената на превключване, които са пряко свързани с динамичните им загуби при „твърда“ комутация, особено при ШИМ регулиране на изходната мощност на инверторите за ИН. SiC MOSFET транзисторите са няколко пъти по-бързи от разпространените Si MOSFET при едни и същи ток и напрежение. Допълнително за намаляване на динамичните загуби се използват инверторни схеми с „мека“ комутация. Комбинирането на двата метода за намаляване на динамичните загуби особено е подходящо при мостовия клас DE квази-резонансен инвертор [1]. Тъй като инвертора ще се използва за ИН, то параметрите му се определят според методиката в [2]. Съгласно анализа на този клас схеми, проектирането може да се извърши ако се познават

еквивалентните индуктивност L_{ind} и съпротивление на товара R_{ind} , както и работната честота f_0 и напрежението на захранващия източник E и изходната мощност P_{out} .

Обикновено се задават: P_{out} , L_{ind} , R_{ind} ; или R_{ind} и $\cos\varphi_{ind}$; f_0 , E . Методиката при полумостовата и мостова схема се различава само по стойността на захранващото напрежение – $E/2$ или E .

Изчислява се стойността на компенсиращия кондензатор от израза за собствената резонансна честота кръга:

$$C = \frac{1}{L_{ind} \left(\omega_0^2 + \left(\frac{R_{ind}}{2L_{ind}} \right)^2 \right)} \quad (1)$$

При изчислението на стойността на резонансния комутационен кондензатор C_r при номинален режим, трябва да се изчисли максималния ъгъл на проводимост на транзисторите λ_{max} .

$$\lambda_{max} = \pi - \arccos \frac{I_{AV} \cdot \pi - 2\omega_N \cdot C_r \cdot E}{I_{AV} \cdot \pi + 2(2k-1)\omega_N \cdot C_r \cdot E} \quad (2)$$

където I_{AV} – средна стойност на тока през транзисторите, $\omega_N = (1, 1-1, 3) \cdot \omega$.

Много е важно за работата на инвертора ъгъла на проводимост да не превиши ъгъла λ_{max} , тъй като това би довело до нарушаването на условието за ZVS комутация на транзистора при изключване. Осигуряването на $\lambda \leq \lambda_{max}$ може да се осъществи по няколко начина: ако имаме система за управление /СУ/, която поддържа винаги $\cos\varphi \approx 1$ в трептящия кръг, т.е. работи се винаги в резонанс, в номинален режим се ограничава коефициента на запълване на управляващите импулси до достигане на λ_{max} ; въвеждане на индуктивна разстройка, като се изменя съотношението $\frac{\omega_0}{\omega} > 1$.

Това усложнява системата за управление, но чрез това става възможно да се съгласува работата на инвертора към товара в широк честотен диапазон, като се запазва работоспособността му и условието за ZVS изключване на транзисторите. Това важи и за случаите, когато се променя λ с цел регулиране на мощността.

Средната стойност на входния ток се намира от израза за постояннотоковата мощност $P_{in} = E \cdot I_{AV}$. Входният ток, който се черпи от захранването се представя и като:

$$I_{AV} = \frac{1}{\pi} \int_0^\lambda I_m \cdot \sin \omega t d(\omega t) = \frac{I_m}{\pi} [\cos \lambda - 1] \quad (3)$$

От тук намираме максималната стойност на тока през транзисторите при избраните схемни елементи. Изходната мощност на инвертора е:

$$P_{out} \approx \frac{8E^2}{\pi^2 R_e} \cos^4 \frac{(\pi - \lambda)}{2} \quad (4)$$

От тук определяме стойността на необходимото съпротивление на товара за получаването на изходната мощност:

$$R_e \approx \frac{8E^2}{\pi^2 P_{out}} \cos^4 \frac{(\pi - \lambda)}{2} \quad (5)$$

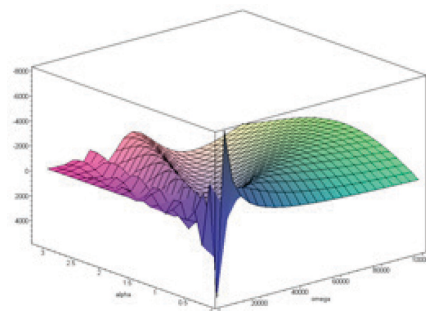
Ако $R_e \neq R_{ind}$ трябва да се използва съгласуващ изходен трансформатор с коефициент на трансформация $n^2 = \frac{R_{ind}}{R_e}$ и трябва

да приведем стойностите на останалите елементи към първичната – т.е. $L_e = \frac{L_{ind}}{n^2}$,

$$C_e = C \cdot n^2 \text{ и } \delta = \frac{R_e}{2L_e} \quad (6)$$

Тъй като уравненията за токовете и напреженията са сложни и рекурентни, ръчното им решаване е много обемисто. За целта са разработени програми на MAPLE, които дават решенията в цифров вид.

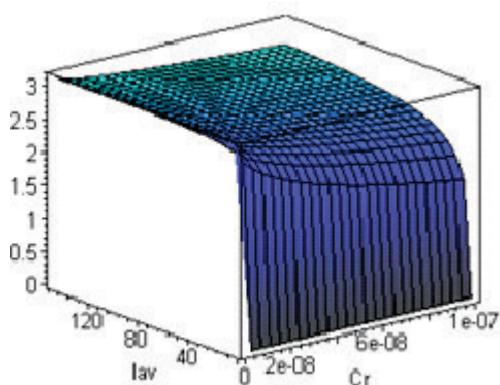
С цел онагледяване на резултатите от проектирането и анализа, са представени графични решения при проектирането на мостовия клас-DE инвертор за ИН със SiC транзистори. На фиг. 1 е представена 3-D графиката на зависимостта на тока на изключване на транзистора $I_{VT(off)}$ от изменението на ъгъла на проводимост λ и работната честота ω .



Фиг. 1. Зависимост на $I_{VT(off)}$ от λ и от ω .

Вижда се, че нямаме линеен характер на изменението на стойността на тока $I_{VT(off)}$, т.е. при изменение на честотата е необходимо и изменение на коефициента на запълване и обратно за да имаме минимална стойност.

На фиг. 2 е показана зависимостта на ъгъла на регулиране от средната стойност на тока I_{AV} и от стойността на резонансния кондензатор C_r , паралелно свързан на транзисторите, чрез който заедно с режима на работа с индуктивната разстройва на трептящия резонансен кръг се осъществява ZVS комутация при изключването на транзисторите.



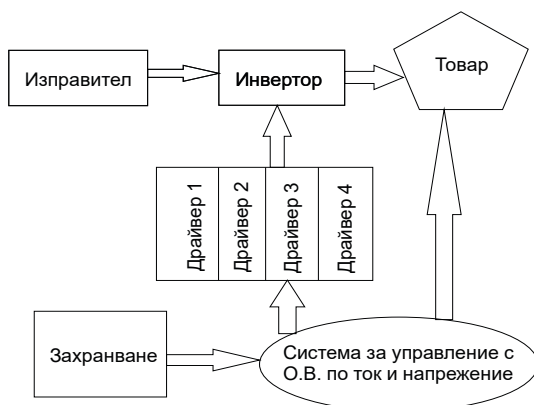
Фиг. 2. Зависимост на λ от I_{AV} и от C_r .

Резултатите от проектирането и анализа при $\lambda = \pi - t_{vT}$ са обобщени в табл.1. Изходната мощност е 3 kW и при двете технологични приложения, но честотата в първия случай е 20 kHz а във втория случай 440 kHz. Блоквата схема на мостов клас DE квази-резонансен инвертор за ИН със SiC транзистори е представена на фиг.3.

За ключови транзистори са избрани SiC MOSFET транзистори тип SCT2280K на фирмата Rohm Semiconductors [3]. Използвани са разработените специализирани драйвери за управление на SiC MOSFET транзистори [4]. Схемата на силовата част на инвертора е дадена на фиг.4. Драйверите на транзисторите са захранени с независими импулсни захранвания с галванична развръзка с оглед различните маси.

Таблица 1. Параметри от проектиране.

При обемно нагряване на заготовки с $D=30\text{mm}$ – честота 20kHz													
L_{in} d, μH	R_{ind} , $\text{m}\Omega$	C , μF	C r, nF	E , V	t_{vT} R , μS	I_o ff, A	U 1, V	- I2, A	- U2, V	I_{VT-} A_{AV}	I_{VD-} A_{AV}	λ λ , °	
1,0	0,3	5	4	3	2,	7,	1	2	18	9,0	1,46	80	
77	2	8,9	7	30	5	97	38,1	,877	4,7	9	5	,8	
При индукционна закалка с $D=30\text{mm}$ – честота 440kHz:													
L_{in} d, μH	R_{ind} , $\text{m}\Omega$	C , nF	C r, nF	E , V	t_{vT} R , nS	I_o ff, A	U 1, V	- I2, A	- U2, V	I_{VT-} A_{AV}	I_{VD-} A_{AV}	λ λ , °	
0,9	0,1	1	1	3	1	8,	2	5	25	9,0	0,84	80	
52	2	38		30	00	98	43,2	5,95	6,7	9	3	,8	

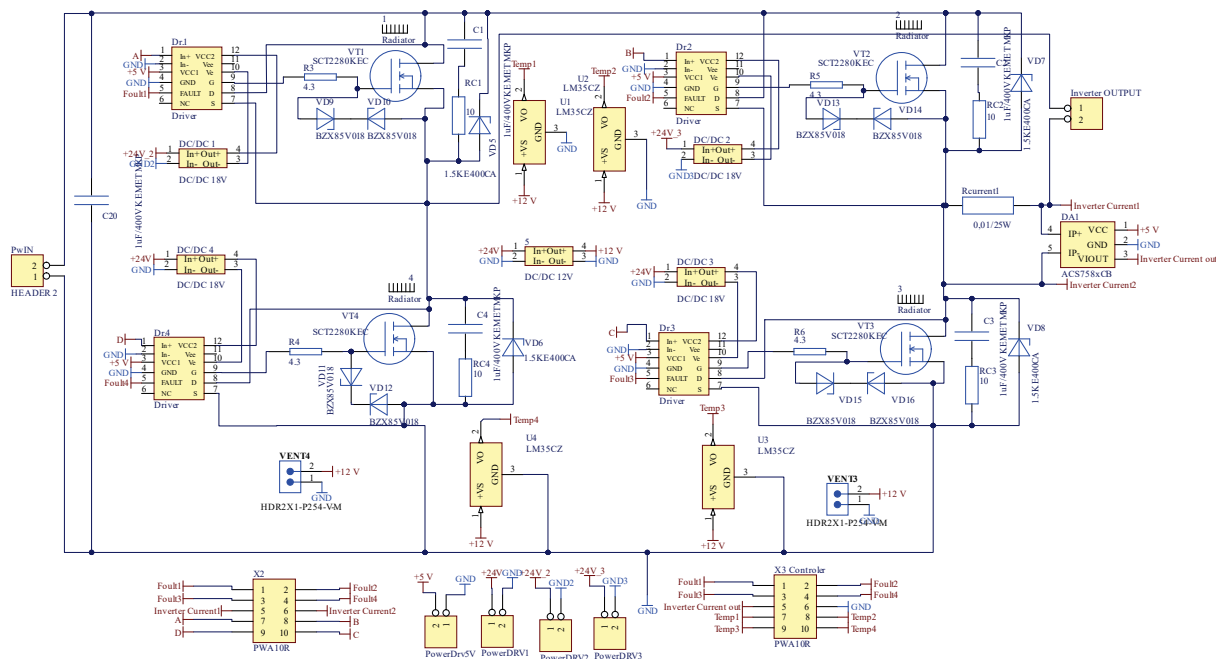


Фиг. 3. Схема на блоковете съставлящи инвертора.

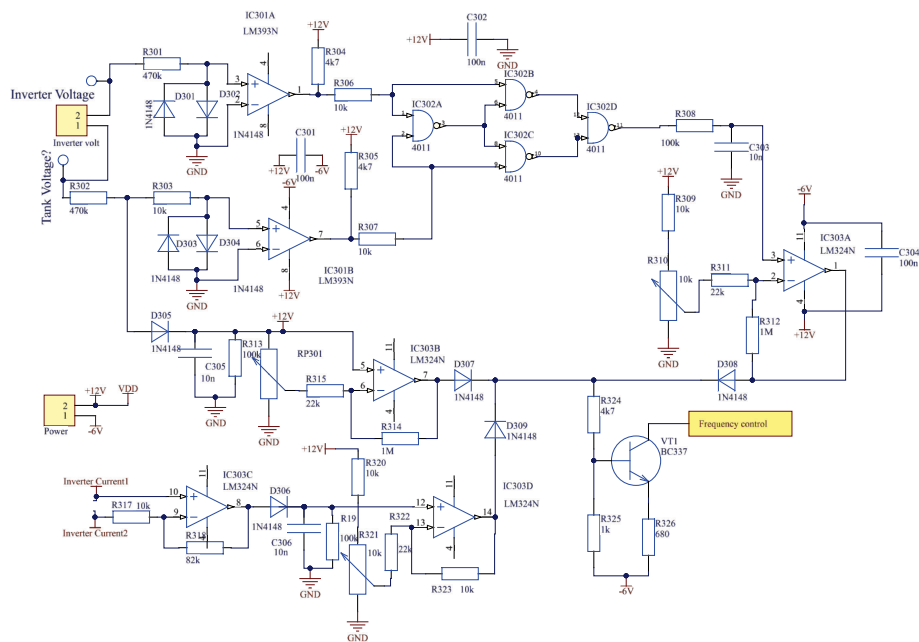
Кондензаторите C_1-C_4 са резонансни кондензатори със стойност определена от изчислението за C_r от (2) при честота 440 kHz. Резисторите RC_1-RC_4 са поставени само за евентуално измерване на тока през резонансните кондензатори с цел настройка работата на инвертора. За измерване на тока се използват $R_{current1}$ или линеен сензор за ток на базата на ефект на Хол тип ACS758xCB. За контрол на температурата на всеки транзистор са поставени сензори тип LM35CZ. Драйверите с ИС ACPL-339 са с вградени защиты за претоварване на транзисторите по ток, чрез следене на пада

на напрежение между дрейна и сорса в отпущено състояние[4]. За защита по напрежение на транзисторите се използват бързите трансили, свързани паралелно на всеки

транзистор, тип 1.5KE400CA. Предвидено е въздушно охлаждане на транзисторите с индивидуален радиатор с вентилатор.



Фиг. 4. Принципна схема на клас DE квази-резонансен инвертор за ИН със SiC транзистори.



Фиг. 5. Схема за управление на инвертора.

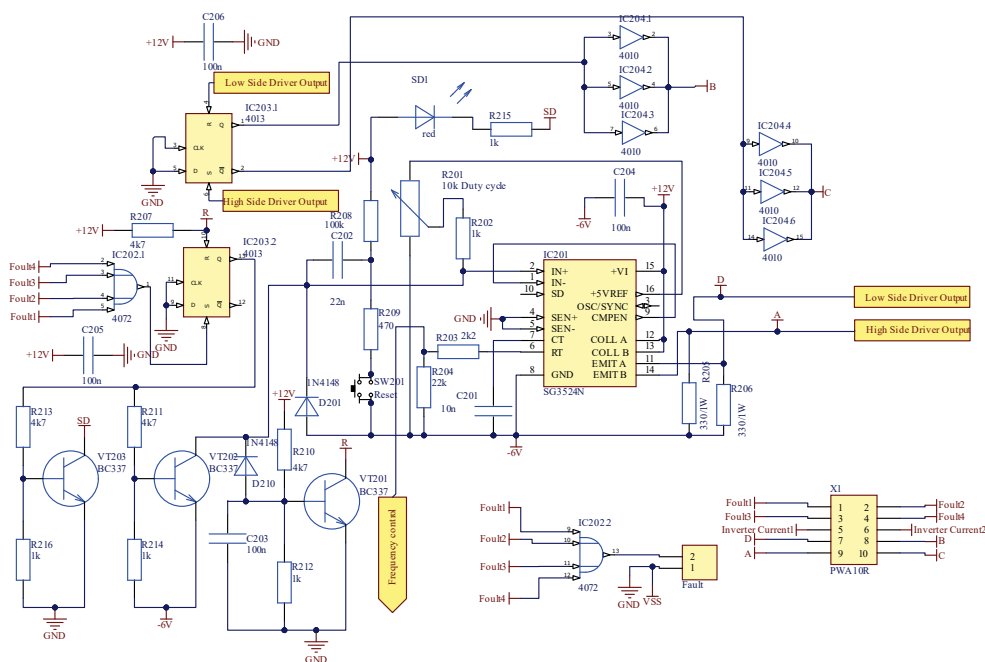
На фиг. 5 е представена схемата на частта от управлението за формиране на сигналите от обратните връзки.

Тя следи основните показатели: тока на инвертора (отчита се с шунт или сензор на Хол за променлив ток), напрежението на инвертора (изходното правоъгълно напрежение) и напрежението на резонансния

кръг и осигурява обратна връзка, за да контролира кое от двете има приоритет. Двете напрежения се изрязват от диодите D301-D304 и се превръщат в правоъгълни сигнали от IC301. Фазата се разпознава от XOR схема /изключващо ИЛИ/ (съставена от IC302), филтрира се от R308 и C303 и се сравнява с променливо напрежение до мак-

симум $+V/2$, съответстващо на $\varphi\lambda = 90^\circ$. Като се изключи фазовият детектор, другите две свойства - напрежение и ток - се подлагат на подобни сравнения. Тъй като схемата променя честотата на локалния генератор на ШИМ ИС в сравнение с настро-

ена верига (която има постоянна резонансна честота спрямо веригата) се образува PLL (Phase Locked Loop). На фиг.7 е представена генераторната част на системата за управление на клас DE квази-резонансния инвертор за ИН.



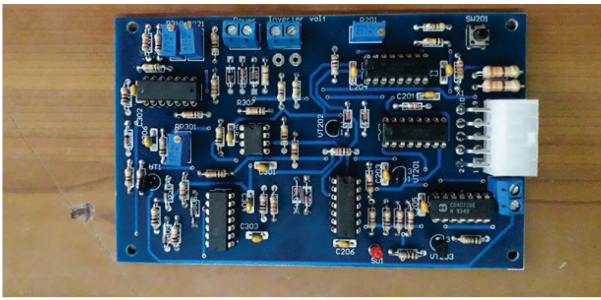
Фиг. 6. Схема за управление на инвертора.

Лявата част на схемата с ИС IC202 и IC203 служи като защита за претоварване със сигнали Foulт от драйверите, която засяга контрола на работния цикъл в случай на рязко нарастване стойността на тока (това се случва когато колекторното напрежение на SiC MOSFET транзисторите нарасне рязко, докато гейтовото напрежение е високо) или друга претоварваща ситуация. SG3524 има специален изключващ извод, той е занулен поради това, че е постоянно активен: вместо това е избрано да се шунтира управляващото напрежение външно (близко до това на вътрешното състояние на неинвертиращия извод на усилвателя за обратна връзка). SW201 и RC елементите R208, R209 и C205 образуват изключваща верига, която осигурява отрицателен токов импулс чрез IN+ за да изключи IC201, като заедно със D201 разрежда заряда на C205.

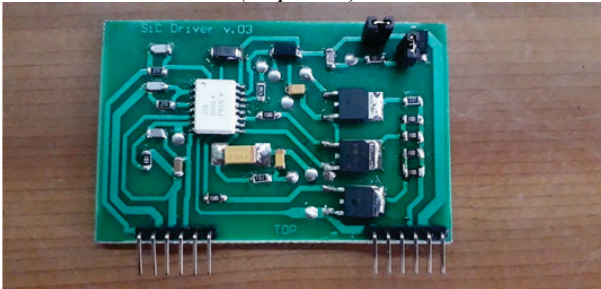
Това трябва да рестартира схемата за 20 μ s, достатъчно бързо за да може да стартира отново ако Foulт състоянието е все още

активно. Генераторът е изграден с IC201 SG3524, като могат да се използват и други подобни ШИМ ИС - MB3759, KA7500, TL494 и други от SG серията които са генератори със ШИМ модулация и с push pull изход. Често срещани са ИС със биполярен изходен транзистор което означава, че може да се замаят емитерите и да се използват отворените колектори, или да се включат към +V и директно емитерите да управляват драйвери или биполярни Дарлингтон или MOSFET транзистори.

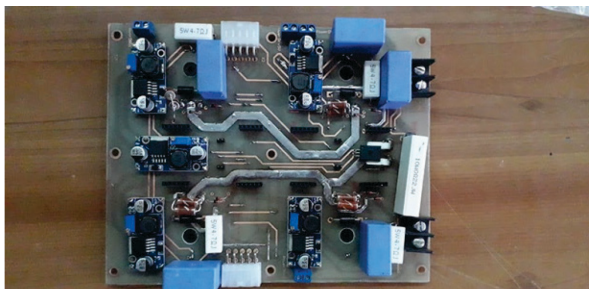
Пиковия ток минаващ през драйвера трябва да е около ампер, за може транзистора да се запусти за около половин микро-секунда. Заради това високо състояние са включени кондензатори за байпас от захранването. На фиг.7 е показана реализираната платка на управлението, а на фиг.8 е показан един от драйверите, управляващ SiC транзисторите. Силовата платка на клас DE квази-резонансния инвертор за ИН без радиаторите е показана на фиг.9.



Фиг. 7. Снимка на платка за управление (Top Side).

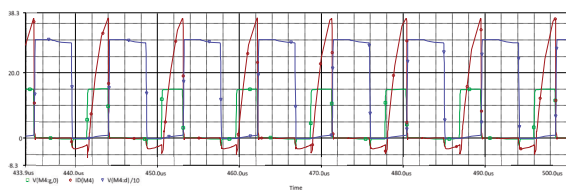


Фиг. 8. Снимка на драйвера управляващ SiC (Top Side).

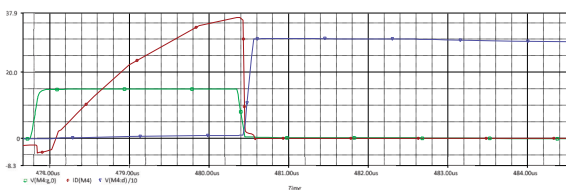


Фиг. 9. Снимка на силовата платка на инвертора.

На фиг.10 и 11 са дадени времедијаграми от симулации на работата на инвертора с изчислените в таблица 1 стойности на параметрите при 440kHz.

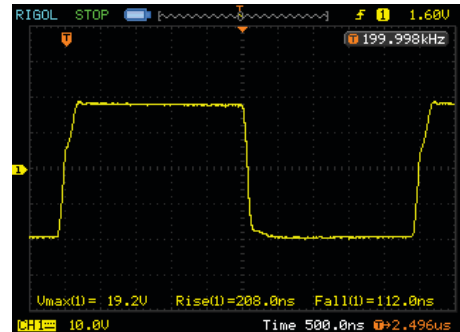


Фиг. 10. Режим на работа на транзистор VT4, Напрежение на гейта UGS, Напрежение на дрейна UDS, Ток през дрейна ID.

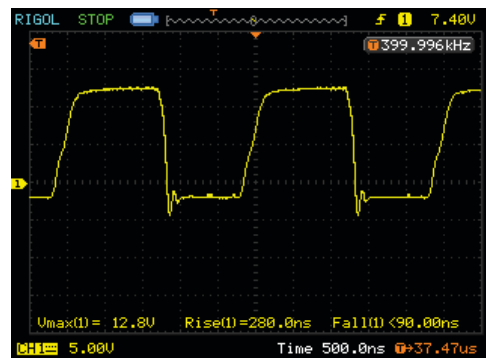


Фиг. 11. ZVS комуникация при изключване на транзистор VT4.

Осцилограмите на изходните сигнали към изходните драйвери от системата за управление са дадени на фиг.12 и 13. За имитация на сигналите от обратните връзки по ток и напрежение е използван задаващ генератор настроен на съответната честота.



Фиг. 12. Управляващи импулси при 20 kHz.



Фиг. 13. Управляващи импулси при 400 kHz.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Направено е проектиране на силовата част и на системата за управление на широкодиапазонен клас DE квази-резонансен инвертор за ИН със SiC транзистори. Представени са симулационни и експериментални резултати за работата на представената система за управление на инвертора за ИН. Предстои изследвания на работоспособността на инвертора с реални трептящи кръгове и реални товари, които да докажат функционалността на предложената система за управление.

REFERENCE

- [1] Simeonov M., D. Dankov, E.Tzonev, "ZVS Class-DE Full-Bridge Resonant Inverter For Induction Heating", 12th International Symposium on Power Electronics Ee2003, Novi Sad, Serbia, 2003, T1-1.2 pp.1-5, ISBN 86-80249-74-2.

- [2] D. Dankov, Simeonov M., Class-DE half-bridge inverter for induction technologies, "Electrical Engineering and Electronics", vol. 9-10, 2004, pp. 26-33, ISSN 0861 4717 (in Bulgarian).
- [3] <http://www.rohm.com/products/sic/dmos.html>.
- [4] Dankov D., P. Prodanov. Comparative Study of Power SiC MOSFET control drivers, Proc. of IEEE XXVIII International Scientific Conference Electronics (ET2019), 12-14 Sept. 2019, Sozopol, Conference Record #48037, e-ISBN:978-1-7281-2574-9.
- [5] Baliga, B. Jayant. Fundamentals of Power Semiconductor Devices: Springer, 2008. ISBN:978-0-387-47313-0.
- [6] Rohm Semiconductors, SiC Power Devices and Modules, 14103EBY01 Application Note, Issue of August 2014.