

# КЛАС-ДЕ КВАЗИРЕЗОНАНСЕН ИНВЕРТОР ЗА ИНДУКЦИОННО НАГРЯВАНЕ

инж. Доброслав Данайлов Данков, доц. д-р Минчо Ванев Симеонов

Катедра "Електроника", Технически университет - Габрово  
+359 66 801064, E-mail: [dankov@tugab.bg](mailto:dankov@tugab.bg)

Dankov D.D., M.V.Simeonov, Class-DE quasi-resonance inverter for Induction Heating. The paper discusses class "DE" series quasi-resonance inverter with PWM control of the output power for induction heating applications. The inverter operates with ZVS soft switching condition. The inverter operation modes are treated in detail. Computer simulation and experimental verification of the 1kW, 600kHz MOSFET inverter has been performed.

## 1. ВЪВЕДЕНИЕ

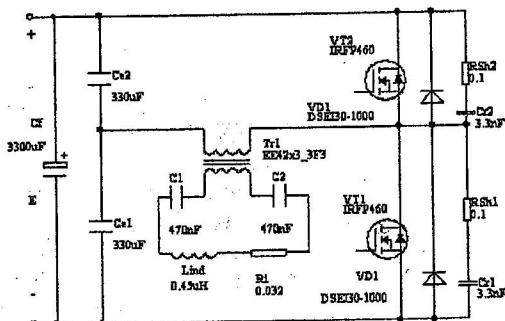
Напоследък се наблюдава тенденция в индукционното нагряване /ИН/ за замяна на ламповите генератори работещи в радиочестотния диапазон с полупроводникови. В тази връзка от края на 80-те години се разработват високочестотни преобразуватели, базиращи се на мощни усилватели, работещи в режим клас-В и клас-С. За съжаление коефициента на полезно действие на тези преобразуватели по теория не надвишава 78.5%. Това, заедно с ниската способност на мощните транзистори да издържат на претоварване и лошите им способности за охлажддане, не им дават очевидни предимства спрямо конвенционалните лампови генератори. С цел повишаване на ефективността и изходната мощност на преобразователя все повече се налагат резонансни инверторни схеми, работещи в ключов режим – клас-D [5]. Поради комутационните загуби в транзисторите използването на тези инвертори се ограничава при високи работни честоти. За избягване на това ограничение все повече се прилага "мека" комутация на транзисторите по напрежение и/или ток-ZVS и ZCS. Клас-Е едноключовия квазирезонансен инвертор може да работи при високи честоти със значителен к.п.д., поради ниските комутационни загуби, тъй като се превключва при ZVS и при  $\frac{du}{dt}=0$  [3,6,7].. Тези инвертори са намерили приложение в ИН за мощност до 10 kW. Въпреки това те имат един съществен недостатък спрямо клас-D инверторите – ниския коефициент на използване на ключовия елемент. Комбинирането на двата инвертора в клас-DE топология, очевидно ще доведе до работа при висок к.п.д., подобно на клас-Е, и до голям коефициент на използване на ключовите елементи – като при клас-D.

*Цел на настоящия доклад е да се представи приложението на клас-DE квазирезонансен инвертор в средночестотния диапазон на индукционното*

нагряване, като се изследва неговата работа и способността му за регулиране на изходната мощност.

## 2. ПРИНЦИПНА РАБОТА.

Схемата на клас-DE инвертора е представена на фиг.1. Тя не се различава от описаните схеми на DC-DC преобразуватели [2,4] с изключение на наличието на високочестотния съгласуваш трансформатор, тъй като се работи при последователна компенсация на индуктора, който е представен чрез  $L_1$  и  $R_1$ . Използват се широко разпространените транзистори IRFP460 като ключови елементи и насрещно паралелно свързани бързи диоди DSE130. Резонансните кондензатори  $C_{r1}$  и  $C_{r2}$  определят клас-Е действието при изключване на транзисторите. Инверторът се управлява по аналогичен начин като клас-D инвертор, като мощността се регулира чрез широчинно-импулсна модулация /PWM/. Инвертора работи винаги с честота малко по-голяма от резонансната честота на кръга и коефициент на запълване под 50%.



Фиг.1 Схема на  
клас "DE" квазирезонансен  
инвертор за ИН.

Времедиаграмите на работа на инвертора са представени на фиг.2. Ако работната честота на инверторът е над резонансната честота на LCR кръга, товара ще изглежда индуктивен и следователно товарният ток ще изпреварва

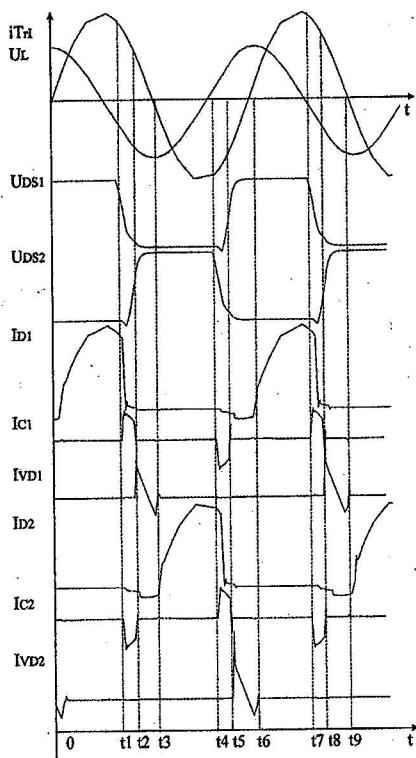
напрежението. Q факторът се приема, че ще бъде достатъчно висок, за да накара тока да бъде синусоидален, а хармоничното съдържание незначително. Фазовото закъснение на тока и ъгъла на проводимост на ключовете в действителност могат да се настройт така, че всеки ключ да се включва, когато тока е нула и има нула напрежение през него. Механизмът на действие може да бъде описан чрез следната поредица от събития: Проводимият ключ ще изключи преди токът през него да е завършил наполовина синусоидата в момента  $t_1$ . Токът след това ще протече през двата резонансни капацитета  $C_{r1}$  и  $C_{r2}$  и ще започне да ги зарежда и така напрежението в средната точка на транзисторите ще започне да сменя потенциала си. Единият резонансен капацитет ще се зарежда, а другият ще се разрежда. След това, поради напрежението на самоиндукция ще се отпуши обратният диод в момента  $t_2$ . Ако фазовото закъснение и паузата са правилно подбрани, тогава напрежението в диагонала на инвертора ще достигне срещуположния си заряд, когато токът достигне нула в момента  $t_3$ . Срещуположният ключ тогава се отпушва при

нулево напрежение и  $du/dt$  върху него и нулев ток. Следователно се постига включване при нулево напрежение и нулев ток (ZVS и ZCS). Това са клас-Е условия на превключване в традиционна клас-D типология и така този метод

на действие бива наречен с термина клас-DE. Инверторът ефективно използва съществените паразитни капацитети на ключовите прибори като по-малки по загуби. Следователно, този метод на действие е теоретично 100% ефективен. Напрежението и тока на VT2 са идентични с онези на VT1, но са фазово изместени с точно 180 градуса.

Очевидно е, че изходната мощност на клас-DE инвертора може да се регулира чрез промяна на времето за горене на транзистора. Регулирането трябва да се извърши при честота близка до резонансната за да се запази характера на работа на инвертора. По такъв начин, при промяна на параметрите на товара, респективно на еквивалентните индуктивност и съпротивление на индуктора, се променя работната честота. От друга страна системата за управление трябва да осигури стабилно поддържане на зададената изходната мощност, т.е. необходима е токова обратна връзка /тъй като изходното напрежение е постоянно/.

Интерес представлява регулировъчната характеристика на инвертора в зависимост от ъгъла на



Фиг.2 Времедиаграми на работа на клас-DE инвертор за индукционно нагряване.

проводимост  $\lambda$  и как изменението на този ъгъл се отразява върху работата на инвертора.

Важно при работата на инвертора са условията, при които се постига включване при нулево напрежение и нулев ток. За да се постигне това, общият заряд,  $2Q_s$ , разсеян от тока през средната точка в рамото на инвертора по време на паузата, трябва да е равен на общия заряд, изискван за да се заредят и двата резонансни капацитета до напрежение  $E$ . Изчисляването на ъгъла на електропроводимост (или коефициента на запълване,  $D$ ) може да се получи със следните уравнения:

$$2Q_r = 2 \cdot C_r \cdot E \quad \dots (1)$$

където  $Q_r$  – заряд на резонансния кондензатор  $C_r$ .

Разширявайки за  $2Q_1$ :

$$\int_{\frac{\pi}{2}\omega_s}^{\pi\omega_s} I_{Tl_{lm}} \sin(\omega_s t) dt = 2.C.E \quad \dots (2)$$

където  $\omega_s$  е работната честота на инвертора  
Това може да бъде решено за  $\cos\lambda$ , давайки:

$$\cos\lambda = \frac{2\omega_s C_r E}{I_{Tl_{lm}}} - 1 \quad \forall \lambda \in [0, \pi] \quad \dots (3)$$

Бъгълт на електропроводимостта на транзисторите може да варира от нула до максимална стойност  $180^\circ$ . Бъгъл на електропроводимостта при  $180^\circ$  представлява класическата работа на клас-D инвертор. Изходната мощност, като вземем под внимание фазовата разлика между тока и напрежението ще е:

$$P_{out} = \frac{E I_{Tl_{lm}}}{2\pi} (1 - \cos\lambda) \quad \dots (4)$$

От това уравнение следва, че енергийният поток през инвертора може да бъде управляван чрез промяна на бъгъла на електропроводимостта. Когато бъгълт на електропроводимостта се променя от  $180^\circ$  до нула, изходната мощност ще бъде понижена от нейната максимална стойност до нула. Освен обикновените параметри на прибора, друга спецификация важна при високите честоти е максимално позволената скорост на промяна на напрежението през транзистора. Максималното напрежение ( $du/dt$ ), приложено на транзистор се поражда в момента на изключването му. В тази точка токът на товара има стойност  $I_{Tl_{lm}} \cdot \sin\lambda$  и изцяло се поема от двата резонансни капацитета, така използвайки  $du/dt = I/C$ , ние имаме:

$$\frac{du}{dt_{max}} = \frac{I_{Tl_{lm}}}{2C_r} \cdot \sin\lambda \quad \dots (5)$$

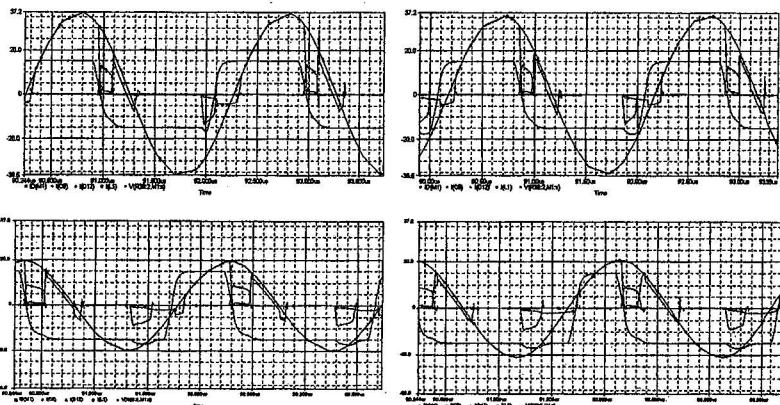
### 3. КОМПЮТЪРНО СИМУЛИРАНЕ И ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ РЕЗУЛТАТИ.

Компютърното симулиране на така предложените топология и режим на работа на инвертора е осъществено с помощта на продукта P-SPICE 9.

На фиг.3 са показани симулираните времедиаграми от работата на транзистора VT1 при различни бъгли на проводимост на транзисторите -  $\lambda$ .

В табл.1 са обобщени всички величини, които са експериментално измерени и изчислени. На фиг.5 са представени експерименталните времедиаграми от работата на клас-DE инвертора за ИН, използващи представения начин за регулиране на изходната мощност. Вижда се, че инвертора работи съгласно теоретичните принципи при мека комутация на транзисторите, без пренапрежения и смущения.

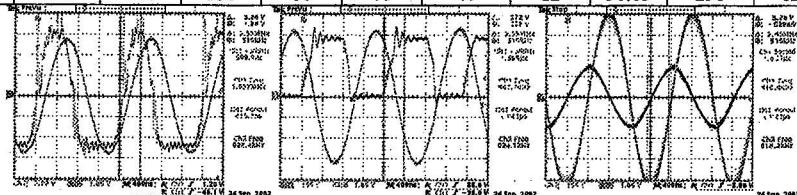
С цел заснемането на изходната характеристика на инвертора, както за оценка на загубите му е направено изчисление на изходната мощност, като се имат в предвид напрежението и тока в индуктора и  $\cos\phi$ .



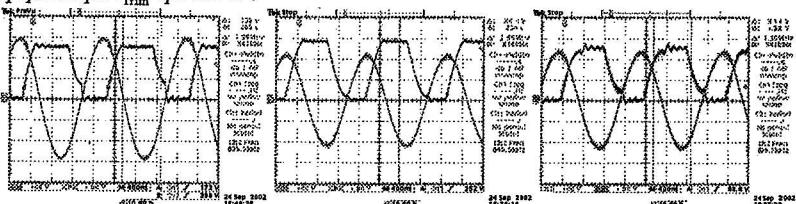
Фиг.3 P-SPICE времедиаграми на напрежението  $U_{DS}$  и  $U_{GS}$  на транзистора  $VT1$ , тока в диагоналата на инвертора, през резонансния кондензатор  $C_{r1}$  и обратния диод  $VD1$  при  $\lambda \approx 140^\circ$ ,  $\lambda \approx 115^\circ$ ,  $\lambda \approx 90^\circ$  и  $\lambda \approx 80^\circ$ .

Таблица1

Lin,A	Pin,W	f, kHz	t <sub>tr</sub> , nS	$\chi\lambda_0$	U <sub>im</sub> , V	U <sub>Clm</sub> , V	I <sub>im</sub> , A	$\chi\varphi_0$	P <sub>out</sub> , W	К.п.д, %
3.6	1080	615	620	140	150	75	25	58.5	959	88.7
3	900	620	510	115	130	65	20	52.25	780	86.6
1.85	550	632	420	90	100	50	15	51.26	460	83.6
1.2	360	640	350	80	80	40	12	50.63	298	82.7



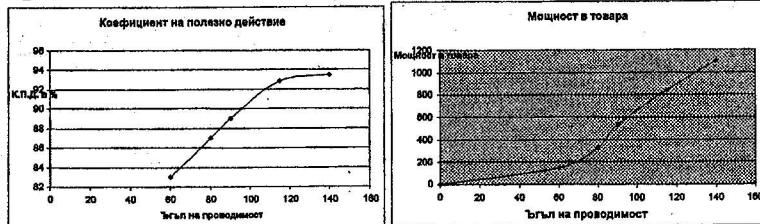
Фиг.4 Осцилограми за  $U_{GS}$ ,  $U_{DS}$ ,  $I_t$  на  $VT01$  и тока през първичната намотка на трансформатора  $i_{Trm}$  при  $\lambda \approx 140^\circ$ .



Фиг.5 Осцилограми за  $U_{DS}$  на  $VT01$  и тока през първичната намотка на трансформатора  $i_{Trm}$  при  $\lambda \approx 115^\circ$ ,  $\lambda \approx 90^\circ$  и  $\lambda \approx 80^\circ$ .

Въз основа на получените данни от табл.1 е построена регулировъчната характеристика на инвертора – фиг.6а. На фиг.6б е представена графика,

отразяваща изменението на К.П.Д. на инвертора във функция от ъгъла на регулиране.



#### 4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ.

Представеният инвертор има много добри характеристики в целия диапазон на регулиране на изходната мощност. Работата му се отличава със стабилност и високи експлоатационни качества. С комбинирането на предимствата на клас-D и клас-E се повишават енергийните показатели на уредбата за ИН като цяло. Инвертора може да намери приложение в уредби за индукционно отгряване и закаляване на метали. Недостатъците са му свързани с ограничение за работа при малки ъгли на проводимост поради влошаването на К.П.Д. Интересно е обаче приложението на клас-DE инверторите при паралелни и последователно-паралелни топологии на трептящия кръг. Задълбоченият анализ на електромагнитните процеси в инвертора, както и условията за спазване на ZVS комутацията на транзисторите при тези топологии са обект на предстояща публикация.

#### 5. ЛИТЕРАТУРА

1. Andreychak B., "Phase-shifted, Zero Voltage Transition Design Considerations"- UNITRODE application note U-136A.
2. Granberg H. "Applying Power MOSFETs in Class-DE Power RF Power Amplifier Design" – Motorola Application Note AR141, Motorola, June 1990.
3. Grzesik B., Kaczmarczyk Z., Kasprzak M., Control of Class E Inverter with Variable Parameters of the Load, Power Conversion – June 1999 Proceedings, Nurnberg, Germany, pp.193-198.
4. Czarkowski D., M.K.Kazimierczuk "ZVS Class-DE series resonant inverter Discrete-time State-Space Simulation and Experimental results" – IFEE Trans. Circuits and Systems, Vol.11, June, 1990.
5. Kazimierczuk M., Czarkowsky D., Thirunarayan N., "A New Phase-Controlled Parallel Resonant Converter" IEEE Transaction on Industrial Electronics 1993 pp.542-551.
6. Simeonov M., D.Dankov, M.Radmanovic, D.Mancic, Invertor klase "E" za induktiono грежане sa MOSFET tranzistorima, IX simpozijum ENERGETSKA ELEKTRONIKA Ee'97, Novi Sad 1997, pp.107-114.

Работата е рецензирана от доц. д-р инж. Иван Станчев Колев.