

КВАЗИРЕЗОНАНСЕН ЕДНОКЛЮЧОВ DC-DC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛ

инж. Доброслав Данаилов Данков
д-р инж. Минчо Ванев Симеонов
Катедра “Електроника”
Технически Университет - Габрово
ул. “Хаджи Димитър” 4 гр. Габрово
Tel. ++359 66 25064; E-mail: symeon@tugab.bg

Abstract : The subject of the paper is transistor converters with a single-switch circuit that operate with ZVS (zero voltage switching), referred quasi-resonant dc-dc converter.

In conversion engineering there is serious interest in the circuit shown. The results from the description of the circuits, the possible operation modes and the areas of application have been published [1,2,3,4].

In accordance with the sizing of the circuit, the transistor switches on at zero voltage - ZVS, which allows the removal of overvoltages across the switch. The form of voltage in is determined of resonance processes in both states of the switch, defined as operation in mode class “E” [1,3].

The aim of the paper is to present the developed converter with quasi-resonance transistor operation as well experimental results and analysis for power supply source DC-DC.

1. ВЪВЕДЕНИЕ.

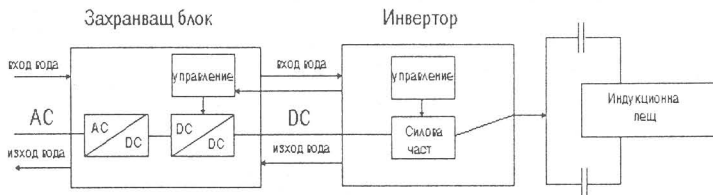
С развитието на елементната база в преобразователната техника се търсят нови схемотехнически решения за осигуряване на подходящ работен режим на високочестотните транзистори IGBT и MOSFET. За осигуряване на подходящ топлинен режим, респективно ниски комутационни загуби, се използва “мека” комутация (ZVS и/или ZCS) на високочестотните ключови прибори.

В тази връзка класическите ШИМ едноключови DC-DC преобразователни схеми претърпяват развитие, като се раждат нови топологии на т.н. квазирезонансни и клас “E” преобразователни схеми [1,2,3,4].

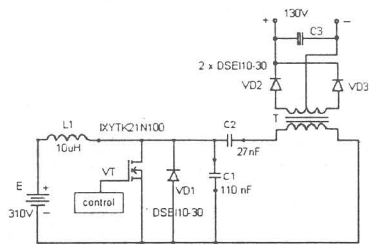
Обект на настоящия доклад е квазирезонансен едноключов преобразовател, използван като хранващ източник в транзисторна уредба за индукционно нагряване с мощност до 3kW.

2. ПРИНЦИП НА ДЕЙСТВИЕ.

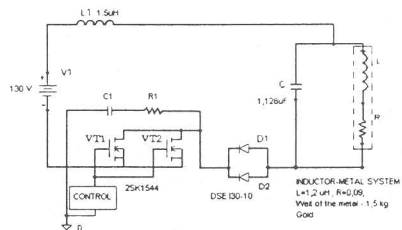
Блок-схемата на уредбата е представена на фиг.1. На фиг.2 и фиг.3 са представени съответно принципните схеми на представения квазирезонансен преобразувател и на захранващия инвертор с единично импулсно въздействие [5,6].



фиг.1



фиг.2

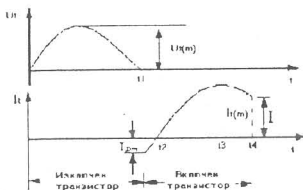


фиг.3

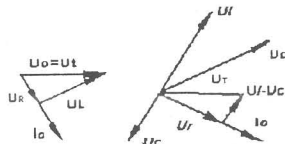
Захранващия източник, изграден на базата на квазирезонансния преобразувател DC-DC притежава следните качества, валидни за уредбите с подобно предназначение предлагани на съвременния пазар, а именно :

- минимални габарити и тегло
- регулиране на изходната мощност
- спазване на изискванията за смущения по мрежа и ефир
- мобилност
- завишени параметри на надеждност поради не сложна силова схема и управление
- по-голям коефициент на полезно действие
- намалени комутационни загуби и възможност за работа при високи честоти характерни за съвременната схемотехника в тази област

Действието на гореспоменатата схема се обяснява по теоретични графики за напрежението и тока представени на фиг.4 [3].



Фиг.4



Фиг.5

За използване на транзистора по мощност е необходимо компенсиране чрез подходящо избрана стойност на C_2 . Процесът на компенсиране се описва чрез векторен анализ на основната честота. На фиг.5 е дадена векторната диаграма на преобразувателя.

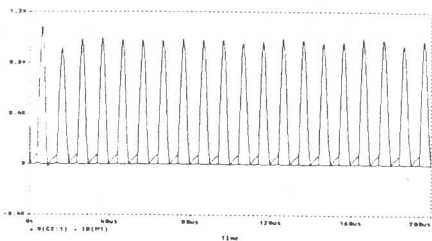
На нея може да се види че реактивното напрежение на товара (първичната страна на трансформатора) е част от напрежението на кондензатора C_2 и че напрежението на товара е по-голямо от това на ключа. Когато Q-фактора не е много голям нужното компенсиращо напрежение на C не е голямо. Затова не се получават пикове при включване на транзистора .

3. КОМПЮТЪРЕН ЕКСПЕРИМЕНТ НА КВАЗИРЕЗОНАНСЕН DC-DC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛ.

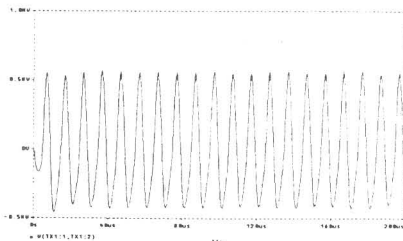
Основен етап от изследването на представения преобразувател беше математическия анализ и компютърното симулиране на електромагнитните процеси. Тъй като математическия анализ беше обект на предхождаща публикация [5] в настоящия доклад ще се ограничим само с представянето на резултатите от компютърната симулация. За целта се използва програмният продукт PSPICE6.3. При моделиране основно затруднение бе разработването на адекватен модел на високочестотен трансформатор.

Времедиagramите на тока на дрейна и напрежението дрейн-сорс на транзистора VT са представени на фиг.6. Вижда се, че транзистора работи в режим на ZVS.

В процеса на симулации се следи и напрежението на първичната намотка на високочестотният трансформатор, което е със желаната синусоидална форма - фиг.7, чрез което се избягват хистерезисните загубите във трансформатора.



фиг.6



фиг.7

Резултатите от компютърната симулация потвърдиха теоретичните разсъждения, както и улесниха значително практическото разработване на експерименталният модел.

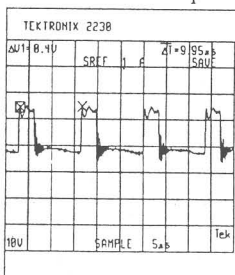
4. ЕКСПЕРИМЕНТАЛНИ РЕЗУЛТАТИ.

С цел осигуряване на оптимален режим на работа на преобразувателя и ZVS комутация на транзистора е разработена система за управление включваща схема за автоматично следене на работната честота (PLL) и възможност за регулиране на изходната мощност чрез промяна на времето за отпушено състояние на транзистора ($t_{1\div t_4}$ – фиг.4).

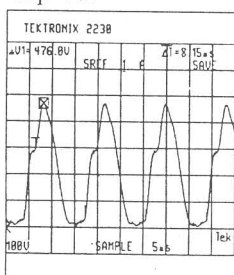
Параметри на лабораторния модел:

- Захранващо напрежение - $U_{in}=310[V]$
- Изходно напрежение - $U_{out}=100\div 130[V]$
- Изходна мощност - $P_{out}= \text{до } 3000[W]$
- Честотен диапазон - $f=50\div 100 [kHz \pm 10 \%$

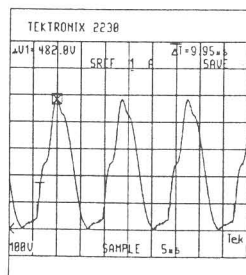
На фиг. 8 е представена осцилограма на напрежението което се прилага на гейта на силовият транзистор VT.



фиг.8



фиг.9



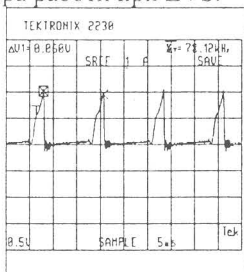
фиг.10

От нея се вижда и продължителността на целият период на входният правоъгълен импулс и амплитудата на положителните фронтове, както и по-малкият от 50% коефициент на запълване което е при схеми работещи с комутация при нулеви напрежения. От осцилограмата се вижда, че при запушен транзистор напрежението което се подава на гейта му не е нулево, а отрицателно $-5V$. По този начин се предотвратява отпушване на

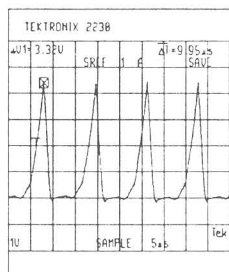
транзистора от случайни пикове индуцирали се в гейтовият проводник вследствие работата на силовата схема.

На фиг. 4.4 и фиг.4.5 са показани осцилограмите на напрежението U_{DS} на VT1 при съответните два режима на натоварване на преобразувателя.

На фиг.9 и фиг.10 са дадени напрежението U_{DS} на транзистора. Вижда се , че транзистора работи при ZVS.



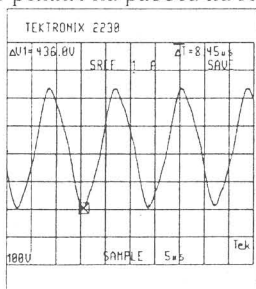
Фиг.11



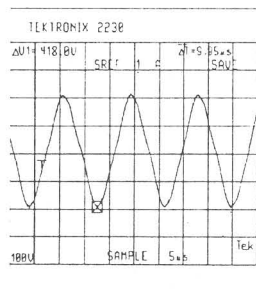
фиг.12

Токът през ключовият транзистор за съответните два режима на натоварване са на фиг.11 и фиг.12.Формата на тока през силовият прибор е почти триъгълна което е критерий за работа на инвертора в квазирезонансен режим, което гарантира режим на транзистора с токовете пикове сведени до минимум. Осцилограмите са заснети с помощта на токова сонда с обхват съответно 10A/V и 5A/V.

Напрежението от първичната намотка на импулсенния трансформатор е представено на фиг.13 и фиг.14. Синусоидална форма на U_{Tr} е свидетелство за добрият режим на работа на КП DC-DC.



фиг.13

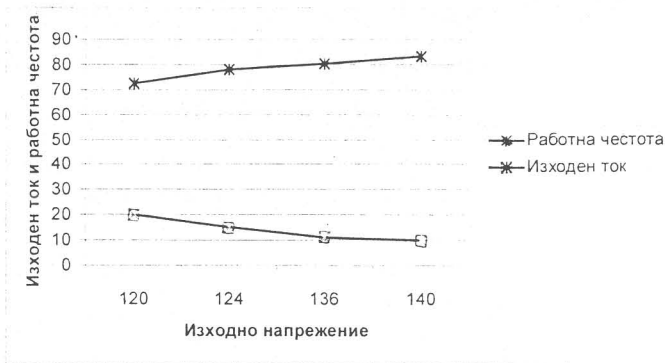


фиг.14

Опитните резултати от измерванията при постепенно загряване на метала в индуктора на уредбата са систематизирани в Таблица 1.

Табл.1

U_{input} [V]	I_{input} [A]	U_{output} [V]	I_{output} [A]	f_{rez} [kHz]
300	9.4	120	20	72.6
300	7.26	124	15.2	78.12
300	5.6	136	11	80.5
300	5.2	140	10.2	83.3



Фиг.15

Ясно се очертава зависимостта на работната резонансна честота от товара на високочестотният трансформатор представена на изходната характеристика на фиг.15.

Проведената теоретична и експериментална работа доказва възможността за реализация на DC-DC преобразуватели по тази или подобни схеми. Доказаните предимства ще го правят конкурентно способен на известните решения на DC-DC преобразуватели.

Постигането на мощности до 10 kW ще е свързано със съответстващо оразмеряване(енергийно и топлинно) на елементите от силовата схема и изходният високочестотен трансформатор, последният е задължителен за галванично разделяне между изхода и входа.

V. ЛИТЕРАТУРА:

1. J.M.Leistem, A.K. Lefedjiev and L. Hobson: "Single Ended Resonant Power Supply for Induction Heating". Electronics Letters, June, 1990. Vol.28 No12
2. H.Omori, M.Nakaoka, "New Single-Ended Resonant Inverter Circuit and System for Induction Heating Cooking Apparatus". Int.J.Electronics 1993 Vol.67,N 2.
3. Ying J. "Resonant and Quasi-resonant inverters for High-frequency induction heating", Doctoral Thesis, Berlin, 1995.
4. Grzesik B., Kaczmarczyk Z., Junak J.: "A Class E Inverter - the Influence of Inverter Parameters on Its Characteristics". IEEE Power Electronics Specialist Conference, 1996 pp.1832-1837
5. Simeonov M., Dankov D.: "High-Frequency Multi-Unit Resonant Inverter for Induction Heating". PCIM CONFERENCE, 1996 May 16 - 19, Nurnberg Germany, pp.639-649.
6. Симеонов М., Данков Д.: "Инвертор с единично-импулсно въздействие за топене на цветни метали". Електроника '98 – Ботевград, Ноември 1998 г. , стр. 242-248.