

ИЗСЛЕДВАНЕ И ПРОЕКТИРАНЕ НА ПОСЛЕДОВАТЕЛНО РЕЗОНАНСЕН DC-DC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛ ПРИ ФАЗОВО УПРАВЛЕНИЕ

Александър Стоянов Вучев

Университет по хранителни технологии - Пловдив

E-mail: avuchev@yahoo.com

STUDY AND DESIGN OF A SERIES RESONANT DC-DC CONVERTER AT PHASE-SHIFT CONTROL

Aleksandar Stoyanov Vuchev

University of Food Technologies – Plovdiv

E-mail: avuchev@yahoo.com

Abstract

The operating modes of a series resonant DC-DC converter with phase-shift control are examined. The conditions for zero-voltage switching (ZVS) of the power switches are discussed. On the base of an existing theoretical analysis, a design methodology for the converter operation at ZVS mode is proposed. An example for 1kW is presented. The calculated values are compared with results from computer simulations.

Keywords: Design; Series Resonant DC-DC Converter; Phase-Shift Control.

ВЪВЕДЕНИЕ

Последователно резонансните DC-DC преобразуватели са отдавна използвани в различни приложения. Едно от техните предимства е превключването на силовите прибори при нулево напрежение (ZVS – Zero Voltage Switching). То се проявява при работа над резонансната честота.

Често използван метод за изменение на изходната мощност на резонансните DC-DC преобразуватели е фазовото управление [1]. Реализира се лесно, като осигурява достатъчно широк диапазон на регулиране. Съществуват множество изследвания на резонансни DC-DC преобразуватели при фазово управление, работещи с честота по-висока от резонансната [2÷4]. Предложени са и някои насоки за тяхното проектиране, обикновено свързани с конкретен режим. Всички тези изследвания показват обаче, че при увеличаване на съпротивлението на товарния резистор се нарушават условията за ZVS. Над определена стойност дори се достига режим на прекъснат ток в

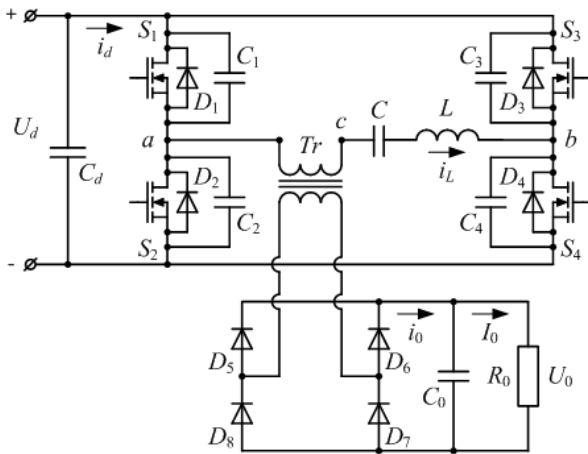
резонансната верига на преобразувателя. Освен това за последователно резонансните DC-DC преобразуватели областта на работа при ZVS се ограничава допълнително с нарастване на капацитета на демпфиращите кондензатори [5].

В [6] беше представен теоретичен анализ на последователно резонансен DC-DC преобразувател, работещ с честота по-висока от резонансната при фазов метод за управление. Бяха получени изрази за основни величини при различните работни режими. Сега резултатите от теоретичното изследване се използват за разработването на една детайлна методика за проектиране на преобразувател, работещ при ZVS. Накрая данните от проведените изчисления се проверяват чрез компютърни симулации.

АНАЛИЗ НА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Изследваният преобразувател е изграден по добре позната схема (фиг.1). Тя е съставена от мостов инвертор, резонансна верига и неуправляем токоизправител.

Превключването на приборите в инвертора при нулево напрежение се осигурява с помощта на кондензатори $C_1 \div C_4$.

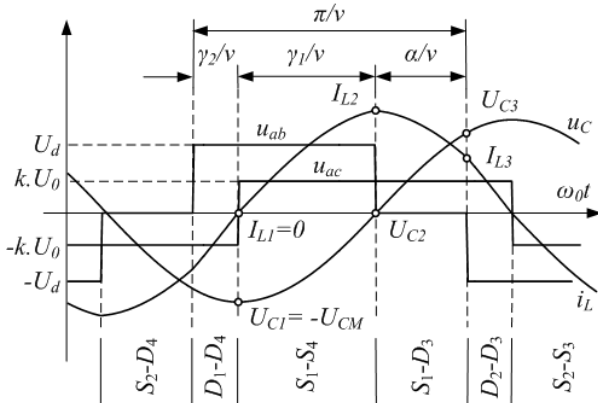


Фиг. 1. Схема на преобразувателя

Рамото на инвертора, съставено от транзисторите, които се включват първи (S_3, S_4), е наречено „ведещо”, а другото – (S_1, S_2) „изоставащо” [3]. Работната честота f_s (ω_s) е по-висока от тази на резонансната верига f_0 (ω_0). Изменението на изходната мощност на преобразувателя се реализира чрез дефазирание с ъгъл α на управляващите импулси, прилагани към транзисторите от двете рамена на инверторния мост.

Според анализите са възможни три режима на работа [2, 3]. Само за първият от тях (*MODE I*) четирите транзистора ($S_1 \div S_4$) могат да работят със ZVS. За другите два режима, това е възможно само за приборите в „изоставащото” рамо. При единият от тях (*MODE II*) токът i_L през резонансната верига е непрекъснат, докато при другия (*MODE III*) се наблюдават паузи.

Режимът, при който всички транзистори на инвертора работят със ZVS (*MODE I*), е онагледен с времевите диаграми от фиг.2.



Фиг. 2. Времеви диаграми при *MODE I*

В резултат от действието на транзистори $S_1 \div S_4$ в диагонала на инверторния мост се формира напрежение u_{ab} , което има нулева стойност за времето, съответстващо на дефазирането α . Токът през бобината i_L преминава през нула, когато $u_{ab} \neq 0$. В същия момент и напрежението u_{ac} на входа на трансформатора Tr също сменя знака си.

Вижда се, че за един полупериод в схемата на преобразувателя се извършват три комутации. Това дава основание да се анализират само процесите в резонансната верига за три последователни интервала чийто продължителности съответстват на ъглите α, γ_1 и γ_2 , отчетени спрямо честотата ω_s [6]. Следователно, $\alpha + \gamma_1 + \gamma_2 = \pi$. На фиг.2 са посочени началните стойности на тока през бобината i_L (I_{L1}, I_{L2}, I_{L3}) и напрежението върху кондензатора u_C (U_{C1}, U_{C2}, U_{C3}) на резонансната верига за всеки интервал. Вижда се, че при комутация в токоизправителя токът през бобината има нулева стойност ($I_{L1}=0$), а напрежението върху кондензатора е достигнало своя минимум ($U_{C1}=-U_{CM}$) или максимум.

За нуждите на теоретичния анализ [6] е прието, че всички елементи в схемата на преобразувателя са идеални (в тях няма загуби), превключването на приборите е мигновено (пренебрегва се влиянието на демпфиращите кондензатори), входното и изходното напрежения (U_d и U_0) нямат пулсации. Тогава за резонансната верига се дефинират:

$$\omega_0 = 1/\sqrt{LC} \text{ - резонансна честота;}$$

$$Z_0 = \sqrt{L/C} \text{ - вълново съпротивление;}$$

$$v = \omega_s / \omega_0 \text{ - разстройка по честота.}$$

За удобство при анализа величините се нормализират, както следва: напреженията спрямо U_d , а токовете – U_d/Z_0 . С отчитане на коефициента на трансформация k , средните стойности на изходните ток I_0 и напрежение U_0 се нормализират като:

$$I'_0 = Z_0 \cdot I_0 / k \cdot U_d; \quad U'_0 = k \cdot U_0 / U_d \quad (1)$$

За режим *MODE I* в [6] са получени изрази за нормализирани стойности на изходното напрежение U'_0 и максималното напрежение U'_{CM} върху кондензатора C , като функции на ъглите (α, γ_1 и γ_2) на трите интервала за един полупериод:

$$U'_0 = \frac{\sin \frac{\gamma_1}{v} + \sin \frac{\alpha + \gamma_1}{v}}{2 \sin \frac{\pi}{v}} \quad (2)$$

$$U'_{CM} = \frac{\sin \frac{\gamma_1}{v} + \sin \frac{\alpha + \gamma_1}{v}}{2 \sin \frac{\pi}{v}} + \frac{\sin \frac{\gamma_2}{v} + \sin \frac{\alpha + \gamma_2}{v}}{2 \sin \frac{\pi}{v}} - 1 \quad (3)$$

По подобен начин са изразени и нормализираните начални стойности на тока през бобината i_L и напрежението върху кондензатора u_C за втория и третия интервали:

$$I'_{L2} = (U'_{CM} + 1 - U'_0) \sin \frac{\gamma_1}{v} \quad (4)$$

$$U'_{C2} = -(U'_{CM} + 1 - U'_0) \cos \frac{\gamma_1}{v} + 1 - U'_0$$

$$I'_{L3} = (U'_{CM} + 1 + U'_0) \sin \frac{\gamma_2}{v} \quad (5)$$

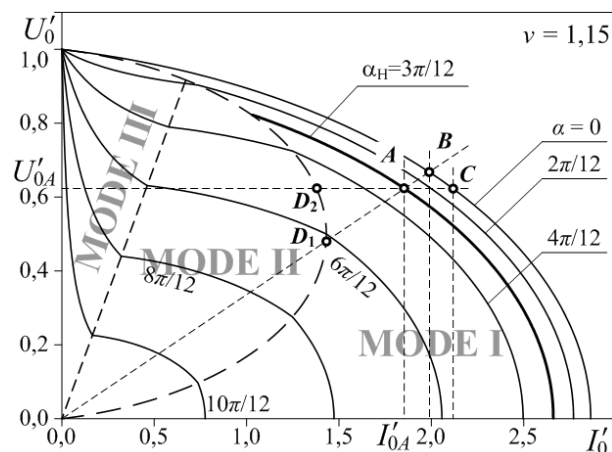
$$U'_{C3} = (U'_{CM} + 1 + U'_0) \cos \frac{\gamma_2}{v} - 1 - U'_0$$

След преобразуване на представеното в [6] уравнение за нормализираната средна стойност на изходния ток, се получава:

$$I'_0 = 2vU'_{CM} / \pi \quad (6)$$

Подобни на изрази (2)-(6) са изведени и за другите два режима на работа на преобразувателя. Величините са функция на ъглите на трите интервала в един полупериод. Единият от тях обаче е управляващия параметър – ъгъл α . Това дава възможност да бъдат построени графично нормализирани зависимости на основни величини като функция на изходния ток I_0 . За целта стойността на α се фиксира, а другите два ъгъла се променят, като се спазва изискването $\alpha + \gamma_1 + \gamma_2 = \pi$.

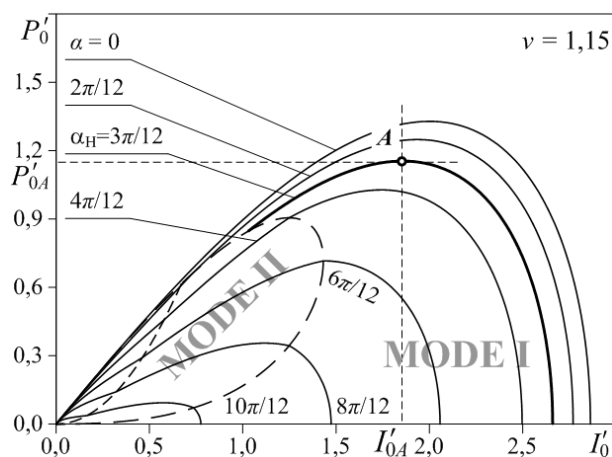
На фиг. 3 са представени изходни характеристики на преобразувателя, при различни стойности на управляващия ъгъл.



Фиг. 3. Изходни характеристики

С едър пунктир са показани границите между различните режими. Вижда се, че областта на *MODE I* е най-голяма. Освен това, само в този случай е възможен режим на късо съединение ($U'_0=0$), през който се преминава при пускане на преобразувателя.

Зависимости на изходната мощност от изходния ток I'_0 , при различни стойности на ъгъл α , са показани на фиг. 4.

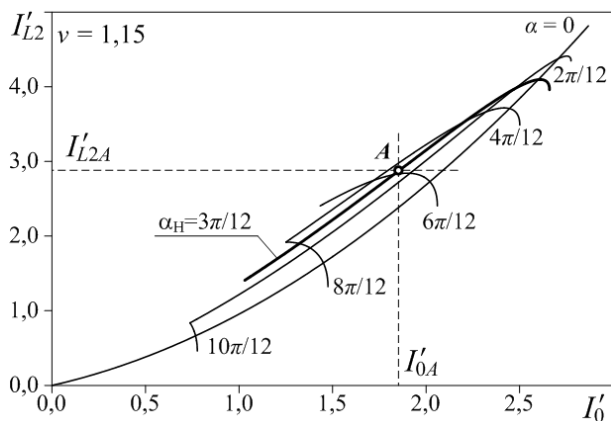


Фиг. 4. Зависимости на изходната мощност от изходния ток

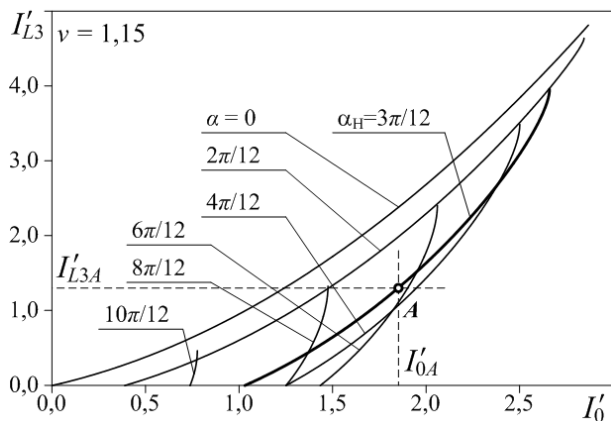
Вижда се, че всяка от характеристиките има максимум. При избраната разстройка по честота за $\alpha < \pi/2$ той се намира в областта на *MODE I*, а при $\alpha > \pi/2$ – преминава в тази на *MODE II*.

На фиг. 5 са показани нормализирани зависимости на началната стойност на тока I_{L2} на втория интервал от изходния ток I_0 , а на фиг. 6 – на началната стойност на тока

I_{L3} , получени при различни стойности на управляващия ъгъл α при *MODE I*.



Фиг. 5. Зависимости $I'_{L2}(I'_0)$ при *MODE I*



Фиг. 6. Зависимости $I'_{L3}(I'_0)$ при *MODE I*

Всъщност I_{L2} е токът на изключване на транзисторите в „изоставащото” рамо, а I_{L3} – на транзисторите във „водещото” рамо на инверторния мост. Фиг. 5 показва, че при *MODE I* и изменение на управляващия ъгъл в широки граници, токът на изключване на S_1 и S_2 остава сравнително голям. От фиг. 6 пък се вижда, че независимо от големината на α , токът на изключване на S_3 и S_4 може да има нулева стойност, което съответства на границата с *MODE II*. Малкият ток на изключване затруднява презареждането на демпфиращите кондензатори (C_3 , C_4) и условията за *ZVS* се нарушават.

Може да се обобщи, че е най-добре, разглежданите последователно резонансни DC-DC преобразуватели да работят при *MODE I*.

МЕТОДИКА ЗА ПРОЕКТИРАНЕ

С оглед на възможността за графично представяне на зависимостите на основните

величини на преобразувателя се прилага графоаналитичен метод за проектиране.

Като начални стойности обикновено се задават: изходна мощност P_0 , изходно напрежение U_0 и работна честота f_s . Възможно е стойността на захранващото напрежение U_d също да е известна. При тези условия, проектирането може да се осъществи по следния начин:

1. Избор на разстройка по честота

За работещи над резонансната честота преобразуватели обикновено се избира:

$$\nu = 1,1 \div 1,3 \quad (7)$$

Увеличаването на разстройката води до намаляване на областта на *MODE II* [4], но намалява и ефективността на резонансния преобразувателя. Обратно с намаляване на ν ще намалява устойчивостта му.

След избора на разстройка се построяват товарни характеристики (фиг. 3 ÷ фиг. 6) за различни стойности на α .

2. Избор на работна точка и номинален ъгъл на управление

Най-подходящо е работната точка да се избере за максимална стойност на отдавана изходна мощност (точка *A* от фиг. 4). За да има достатъчен запас на управление, номиналният ъгъл α_H се избира така, че работната точка да бъде приблизително в средата на избраната работна област – в случая на *MODE I* (фиг. 3).

За избраната работна точка *A* се отчита нормализираната стойност на изходния ток I'_{0A} , според която от графиките ще бъдат определени стойностите на другите величини.

3. Изчисляване на изходния ток

На базата на изходните напрежение и мощност се получава:

$$I_0 = P_0 / U_0 \quad (8)$$

4. Определяне на коефициента на трансформация или захранващото напрежение

От условията за нормализация при зададена стойност на U_d се изчислява k :

$$k = U'_{0A} \cdot U_d / U_0 \quad (9)$$

Ако трансформаторът липсва или се използва само за галванично разделяне, то желаната стойност на U_d се определя като:

$$U_d = k.U_0 / U'_{0A} \quad (10)$$

5. Изчисляване на стойностите на елементите в резонансната верига

За избраната работна точка и условията за нормализация, както и от зависимостите за резонансната верига следва, че:

$$L = \frac{Z_0}{\omega_0} = \frac{v.k.U_d.I'_{0A}}{2.\pi.f_S.I_0} \quad (11)$$

$$C = \frac{1}{Z_0.\omega_0} = \frac{2.\pi.k.f_S.U_d.I'_{0A}}{v.I_0}$$

6. Определяне на натоварванията на елементите в резонансната верига

От уравнение (6) може да се определи, че напрежението върху кондензатора има амплитудна стойност:

$$U_{CMA} = \pi.I'_{0A}.U_d / (2.v.Z_0) \quad (12)$$

Работната честота на преобразувателя е доста близка до резонансната. Затова с достатъчна точност може да се приеме, че формата на тока i_L е синусоидална. Тогава:

$$I_{L_RMS} = 1,11.I'_{0A}.U_d / Z_0 \quad (13)$$

7. Избор на силови прибори

Всеки от диодите на токоизправителя провежда за времето на един полупериод. Следователно средната стойност на тока, протичащ през тях е:

$$I_{DR_AV} = I_0 / 2 \quad (14)$$

Напрежението, за което се избират е равно на изходното U_0 .

Аналогично за средната стойност на тока през транзисторите на инвертора се получава:

$$I_{SI_AV} = I'_{0A}.U_d / (2.Z_0) \quad (15)$$

Напрежението, на транзисторите трябва да съответства на U_d .

8. Изчисляване на капацитета на демпфиращите кондензатори

Според анализа, представен в [4], за депфиращите кондензатори се изчислява:

$$C_1 = C_2 = \frac{t_{OFF}.I'_{L2A}}{2.Z_0} \quad (16)$$

$$C_3 = C_4 = \frac{t_{OFF}.I'_{L3A}}{2.Z_0}$$

където t_{OFF} е пълното време на изключване на транзисторите.

Ако преобразувателят трябва да работи с по-големи промени на изходната мощност, без да се променя стойността на товарния резистор, например по товарната права BD_1 (фиг. 3), проектирането се извършва за точка B . Когато трябва да се поддържа постоянно изходното напрежение, при промяна на товара (товарна права CD_2), изчисленията се провеждат за точка C . И в двата случая наличието на кондензатори C_3 и C_4 ще доведе до ограничаване на областта на $MODE I$. При необходимост от по-широк обхват на регулиране тези кондензатори могат да се премахнат, въпреки че така се увеличават комутационните загуби за транзисторите във „водещото” рамо.

СИМУЛАЦИОННИ РЕЗУЛТАТИ

За проверка на теоретичните резултати и точността на предлаганата методика е проектиран последователно резонансен DC-DC преобразувател при следните изисквания: $P_0 = 1kW$; $U_0 = 100V$; $f_S = 50kHz$. Трансформаторът се използва само за галванично разделяне и $k = 1$.

Избрани са $v = 1,15$; $\alpha_H = \pi/4$ rad (45°). Работната точка отговаря на максималната стойност на мощността на преобразувателя. Според изчисленията са определени следните стойности: $L = 109,834\mu H$; $C = 122nF$; $U_d = 161V$; $C_1 = C_2 = 5,5nF$; $C_3 = C_4 = 2,2nF$. За инвертора са избрани MOSFET IRF640, а за изправителя диоди MUR815.

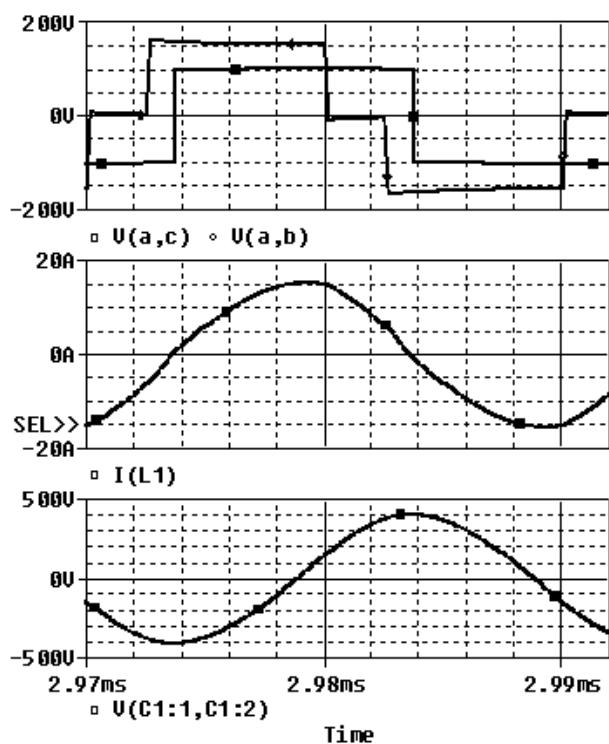
По данните от проектирането в средата на OrCAD PSpice е реализиран модел и са проведени симулационни изследвания. Резултати от тях са сравнени със стойности от изчисленията, показани в Табл. 1.

Таблица 1

Величина	Стойност от		Относителна грешка, [%]
	Изчис.	Симул.	
U_0 , [V]	100,000	98,335	-1,665
I_0 , [A]	10,000	9,834	-1,660
U_{CM} , [V]	407,965	402,973	-1,224
I_{L_RMS} , [A]	11,107	10,873	-2,107
I_{L2} , [A]	15,434	14,857	-3,738
I_{L3} , [A]	7,050	6,511	-7,645

Вижда се, че всички величини имат по-ниски от изчислените стойности, като за основните от тях относителната грешка е в рамките на 2%. Най-значими отклонения се наблюдават при токовете на изключване на транзисторите. Всичко това може да се обясни с направеното допускане в анализа, че силовите прибори са идеални. В случая не са отчетени падовете на напрежение върху елементите, паразитните капацитети на приборите и др.

За съответствието между теоретични и симулационни резултати може да се съди и от времевите диаграми, показани на фиг. 7. Най-отгоре са показани напреженията на изхода на инвертора u_{ab} и на входа на токоизправителя u_{ac} . Под тях е илюстриран токът i_L през бобината L , а най-отдолу – напрежението u_C върху кондензатора C .



Фиг. 7. Времеви диаграми от симулация за избраната по проект работна точка

Лесно се забелязва приликата между времевите диаграми от фиг. 7 и фиг. 2.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В резултат на проведените изследвания може да се обобщи, че предлаганата

методика за проектиране на резонансен DC-DC преобразувател, работещ с честота по-висока от резонансната при фазово управление, осигурява много висока точност. Сравнението на проектните данни с такива от компютърни симулации показва допустими отклонения. За повечето от основните величини относителната грешка е в границите на 2%. Отклоненията се обясняват с направените при теоретичния анализ допускания, че всички елементи в схемата на преобразувателя са идеални. Това може да даде отговор и за някои по-съществени разлики, наблюдавани между изчислените стойности и тези, получени от компютърната симулация.

Представените резултати ще са от полза при проектирането и изследването и на други подобни видове преобразуватели.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Cheron, Y., H. Foch, J. Roux. Power Transfer Control Methods in High Frequency Resonant Converters, PCI Proceedings, June 1986, Munich, pp. 92-103.
- [2] Sabate J.A., F.C. Lee, Off-Line Application of the Fixed-Frequency Clamped-Mode Series Resonant Converter, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 6, No. 1, January 1991, pp.39-47.
- [3] Nathan B.S., V. Ramanarayanan. Analysis, Simulation and Design of Series Resonant Converter for High Voltage Applications, Industrial Technology 2000. Proceedings of IEEE International Conference, 19-22 Jan. 2000, Vol. 1, pp. 688-693.
- [4] Nathan, B.S., V. Ramanarayanan. Designing for zero-voltage switching in phase-modulated series resonant converters. Journal of Indian Inst. Sci., July-Aug. 2000, vol.80, pp. 347-361
- [5] Bankov, N. Influence of the snubbers over the work of a transistor resonant DC/DC converter, Proceedings of "Electronics 2002", 17-18 Oct. 2002, Sofia, pp.31-37
- [6] Vuchev, A., N. Bankov, Analysis and basic dependencies of pulse width modulate controlled series resonant DC-DC converter. XVII International Scientific and Applied Science Conference "Electronics – ET2008", 24-26 Sept. 2008, pp. 111-116, ISSN: 1313-1842.