



МЕТОДИКА ЗА ПРОЕКТИРАНЕ НА РЕВЕРСИВЕН ПОСЛЕДОВАТЕЛНО РЕЗОНАНСЕН DC-DC ПРЕОБРАЗУВАТЕЛ

A DESIGN METHODOLOGY FOR A BIDIRECTIONAL SERIES RESONANT DC-DC CONVERTER

Aleksandar S. Vuchev*, Angel A. Lichev, Petar N. Georgiev

University of Food Technologies – Plovdiv, Bulgaria

ARTICLE INFO

Article history:

Received 29 September 2017

Accepted 24 January 2018

Keywords:

Design; Bidirectional Converter;
Series Resonant DC-DC Converter

ABSTRACT

Results from an approximate analysis of a bidirectional series resonant DC-DC converter operating above the resonant frequency are discussed. The converter control technique is taken into consideration. A methodology for design of the converter is proposed. Calculations for a 200W converter are made. The obtained results are verified by simulation investigations.

© 2018 Journal of the Technical University of Gabrovo. All rights reserved.

ВЪВЕДЕНИЕ

В появилите се напоследък хибридни захранващи мрежи възниква необходимост от управление на енергийния обмен между съставлящите ги компоненти. Елегантно решение в случая се явява употребата на реверсивни преобразуватели. Подобни се използват отдавна в електрическите задвижвания. Съвременните тенденции обаче налагат завишени изисквания към техните ефективност и характеристики.

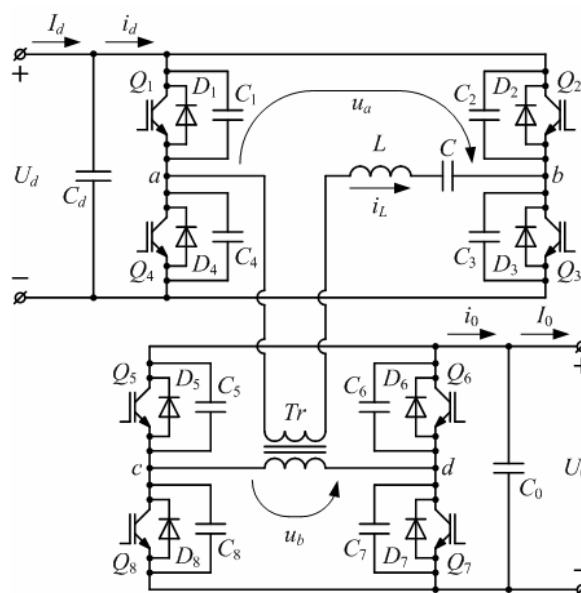
Тези изисквания могат лесно да бъдат удовлетворени. Например последователно резонансните DC-DC преобразуватели имат ниски комутационни загуби [1]. При работа над резонансната честота това се дължи на възможността силовите им прибори да превключват при нулево напрежение (zero voltage switching – ZVS). При работна честота по-ниска от резонансната, силовите прибори превключват при нулев ток. Тези преобразуватели са отдавна познати и изследвани [3÷5]. На тяхната база могат да бъдат реализирани реверсивни схеми [1, 2].

В [6] на базата на анализ по метода на първата хармонична беше представено едно теоретично изследване на реверсивен последователно резонансен DC-DC преобразувател, работещ над резонансната честота. Както е известно този метод осигурява достатъчно точни за инженерни нужди резултати [2, 4].

Целта на настоящата работа е, да представи една методика за проектиране на реверсивен последователно резонансен DC-DC преобразувател, работещ с честота по-висока от резонансната. Процедурата се базира на изследванията от [6].

РЕЗУЛТАТИ ОТ АНАЛИЗА НА ПРЕОБРАЗУВАТЕЛЯ

Схемата на преобразувателя (фиг. 1) е добре позната. Тя включва две еднакви мостови инверторни стъпала, резонансна верига (L , C), съгласуващ трансформатор Tr , капацитивен входен и изходен филтър (C_F и C_0). Чрез кондензатори C_1 ÷ C_8 се постига комутация при нулево напрежение.



Фиг. 1. Схема на преобразувателя

Към DC изходите на „входното” стъпало (транзистори Q_1 ÷ Q_4 и диоди D_1 ÷ D_4) е приложено напрежение

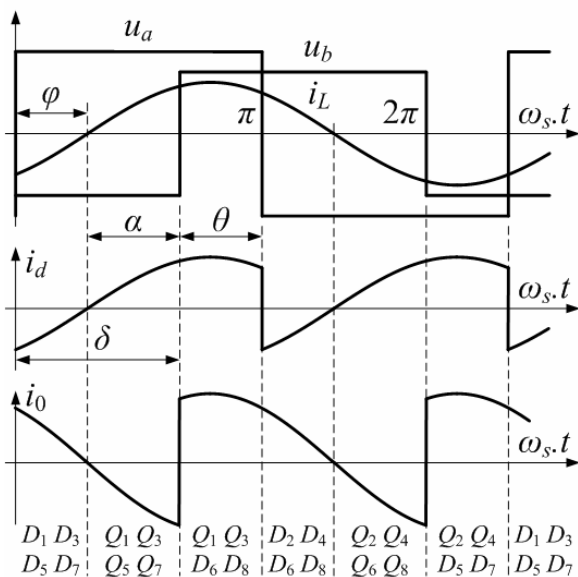
* Corresponding author. E-mail: avuchev@yahoo.com

U_d , а към тези на „изходното“ (транзистори $Q_5 \div Q_8$ и диоди $D_5 \div D_8$) – напрежението U_0 .

В зависимост от посоката на предаване на енергия за преобразувателя са възможни два режима на работа. Този, при който енергията се от източника с напрежение U_d към този с U_0 , е наречен **DIRECT MODE**. При другия, наречен **REVERSE MODE**, енергията се пренася от „изхода“ към „входа“ (от U_0 към U_d).

Времетови диаграми, показани на фиг. 2, илюстрират действието на преобразувателя при **DIRECT MODE**. Преобразувателят работи с постоянна честота ω_s , която е по-висока от резонансната ω_0 . Ъгъл ϕ съответства на времето на провеждане на обратните диоди на „входното“ стъпало, а ъгъл α – на времето на провеждане на транзисторите на „изходното“. От фиг. 2 може да се види, че е в сила равенството:

$$\delta = \phi + \alpha \tag{1}$$



Фиг. 2. Времеви диаграми на основните величини при **DIRECT MODE**

При $\delta < \pi$, се наблюдава **DIRECT MODE**, а при $\delta > \pi$ – **REVERSE MODE**. Изменението и посоката на предаваната енергия се постига чрез фазово управление – промяната на ъгъл δ .

За нуждите на представения в [6] анализ е прието, че: съгласуваният трансформатор е идеален с коефициент на трансформация k , всички елементи, изграждащи схемата, са идеални, пренебрегва се влиянието на демфиращите кондензатори и пулсациите на напреженията U_d и U_0 . Отчитайки горните допускания за резонансната верига бяха дефинирани резонансна честота, вълново съпротивление и разстройка по честота:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}; \rho_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}; \nu = \frac{\omega_s}{\omega_0} \tag{2}$$

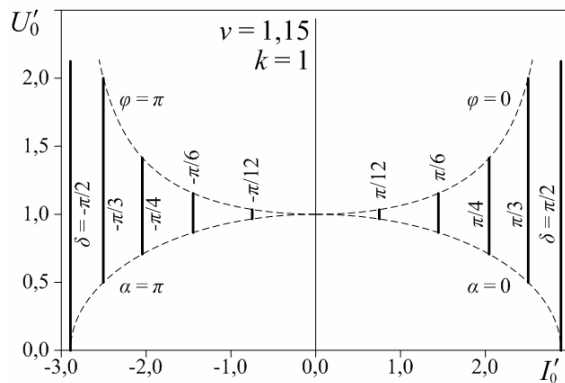
С цел от анализа да бъдат получени обобщени резултати, всички величини бяха нормализирани както следва: напреженията спрямо U_d ; токовете – U_d/ρ_0 . Така бяха изведени уравнения за нормализираните стойности на изходните ток I'_0 и напрежение U'_0 :

$$I'_0 = 8k \sin \delta / [\pi^2 (\nu - 1/\nu)] \tag{3}$$

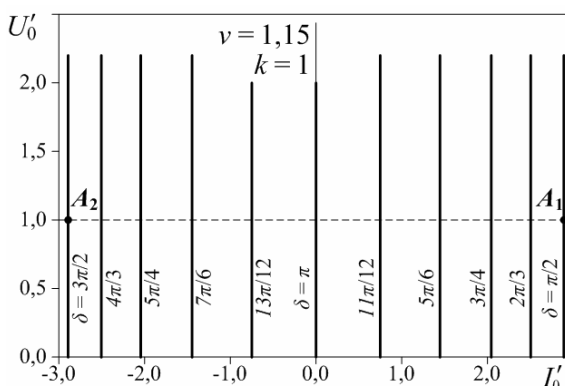
$$U'_0 = \cos \phi / (k \cos \alpha) \tag{4}$$

Изразът (3) показва, че изходният ток зависи единствено от управляващия ъгъл δ , т.е. преобразувателят има поведение на източник на ток. От равенства (1) и

(4) пък може да се установи, че при $0 < \delta < \pi/2$ и $3\pi/2 < \delta < 2\pi$, ъглите α и ϕ са винаги по-малки от $\pi/2$ и изменението на изходното напрежение е ограничено. Това се дължи на факта, че условията за поддържане на **ZVS** могат да бъдат нарушени. За сметка на това в диапазона $\pi/2 < \delta < 3\pi/2$ преобразувателят работи без такива ограничения. Това може да се види от изходните му характеристики, показани на фиг. 3 и фиг. 4. Те са получени при $\nu = 1,15$ и $k = 1$.

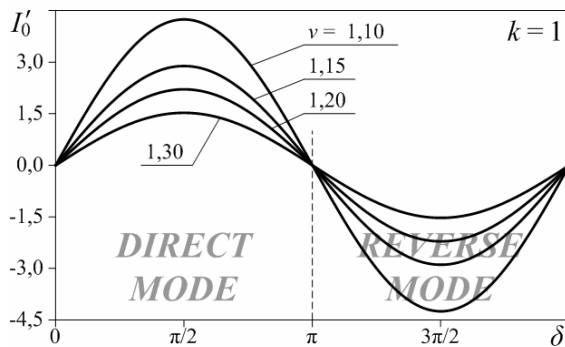


Фиг. 3. Изходни характеристики на преобразувателя при $-\pi/2 \leq \delta \leq \pi/2$



Фиг. 4. Изходни характеристики на преобразувателя при $\pi/2 \leq \delta \leq 3\pi/2$

На фиг. 5 са представени регулировъчни характеристики на преобразувателя за различни стойности на разстройката по честота и при $k = 1$. Те притежават две екстремни стойности при $\delta = \pi/2$ и $\delta = 3\pi/2$.



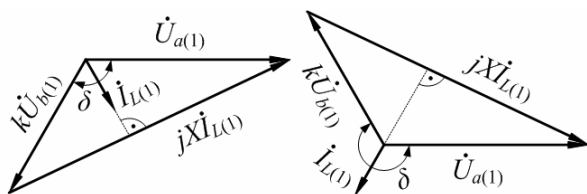
Фиг. 5. Регулировъчни характеристики на реверсивния преобразувател

Анализирайки фиг. 3 ÷ фиг. 5, може да се избере една област на „нормална“ работа на преобразувателя. Тя се наблюдава при изменение на управляващия пара-

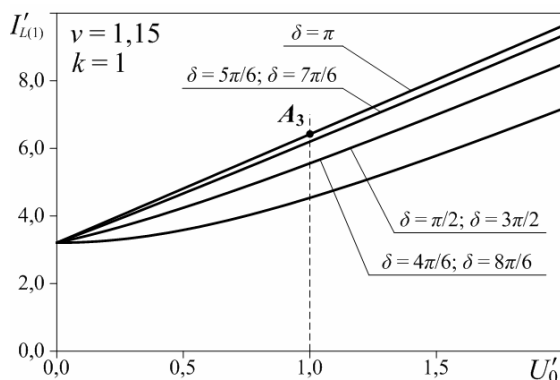
метър в диапазона $\pi/2 \leq \delta \leq 3\pi/2$. В случая от една страна липсват ограничения за действие при ZVS, а от друга регулировъчната характеристика е монотонна между двата екстремума.

НАТОВАРВАНЕ НА ЕЛЕМЕНТИТЕ НА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Важно за избора на елементите в схемата на преобразувателя е, да бъдат определени големините на токовете, протичащи през тях, за съответните екстремни режими.



Фиг. 6. Векторни диаграми



Фиг. 7. Нормализирани зависимости на ефективна стойност на тока през бобината от изходното напрежение

Съгласно избрания метод за анализ е прието, че във веригата на преобразувателя действат само първите хармонични на тока i_L и напреженията u_a и u_b . Това дава възможност, процесите в резонансната верига да бъдат онагледени чрез векторни диаграми. За двата режима такива са показани на фиг. 6. С $U_{a(1)}$, $U_{b(1)}$ и $I_{L(1)}$ са отбелязани ефективните стойности на първите хармонични на напреженията u_a , u_b и тока i_L .

В [6] $U_{a(1)}$ и $U_{b(1)}$ се представят чрез:

$$U_{a(1)} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_d; \quad U_{b(1)} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_0 \quad (5)$$

В съответствие с векторните диаграми (фиг. 6) и равенства (5), нормализираната ефективна стойност на тока i_L може да се определи чрез косинусова теорема:

$$I'_{L(1)} = \frac{2\sqrt{2+2k^2U_0'^2-4kU_0' \cos \delta}}{\pi(v-1/v)} \quad (6)$$

На фиг. 7 са представени нормализирани зависимости на ефективна стойност на тока през бобината от изходното напрежение. Те са получени при $v = 1,15$ и $k = 1$. Вижда се, че токът i_L има най-високи стойности при ъгъл $\delta = \pi$.

Нормализираната максимална стойност на приложеното върху кондензатора C напрежение се изразява по следния начин:

$$U'_{Cm} = \frac{\sqrt{2}I'_{L(1)}}{\omega_s C} \cdot \frac{1}{U_d} = \frac{\sqrt{2}I'_{L(1)}}{v} \quad (7)$$

Това напрежение също ще има най-високи стойности при ъгъл $\delta = \pi$.

Нормализираните стойности на токовете през силовите прибори на преобразувателя ще се определят в съответствие с фиг. 2. Например за тока през транзисторите $Q_1 \div Q_4$ на „входното“ стъпало се получава:

$$I'_{Q1} = \frac{\sqrt{2}}{2\pi} \int_0^{\pi-\varphi} I'_{L(1)} \sin \theta d\theta = \quad (8)$$

$$= \frac{\sqrt{2}}{2\pi} I'_{L(1)} (1 + \cos \varphi)$$

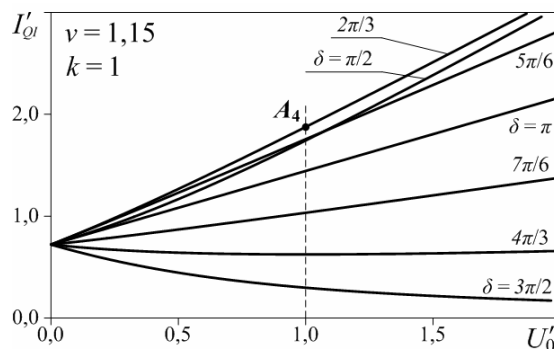
Аналогично се изразяват и останалите:

$$I'_{D1} = \frac{\sqrt{2}}{2\pi} I'_{L(1)} (1 - \cos \varphi) \quad (9)$$

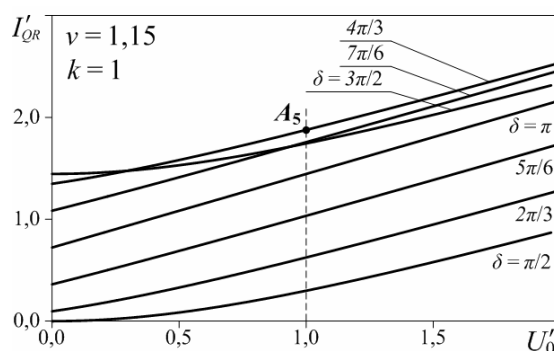
$$I'_{QR} = \frac{\sqrt{2}}{2\pi} k I'_{L(1)} (1 - \cos \alpha) \quad (10)$$

$$I'_{DR} = \frac{\sqrt{2}}{2\pi} k I'_{L(1)} (1 + \cos \alpha) \quad (11)$$

където I'_{D1} са нормализираните средни стойности на токовете през диодите на „входното“ инверторно стъпало, а I'_{QR} и I'_{DR} – тези на токовете през транзисторите и диодите на „изходното“.



Фиг. 8. Нормализирани зависимости на средната стойност на тока през транзисторите на „входното“ стъпало от изходното напрежение



Фиг. 9. Нормализирани зависимости на средната стойност на тока през транзисторите на „изходното“ стъпало от изходното напрежение

Нормализирани зависимости на средната стойност на тока I'_{Q1} през транзисторите на „входното“ стъпало от напрежението U'_0 са показани на фиг. 8. Те са получени при $v = 1,15$ и $k = 1$. Опитно беше установено, че този ток има най-високи стойности при $\delta = 2\pi/3$. Характеристиките за нормализираната средната стойност на тока I'_{D1} през диодите на „входното“ стъпало имат същия вид като тези от фиг. 8, но са получени в обратен ред. Следователно, най-ниски

стойности за този ток се получават при ъгъл $\delta = \pi/2$, а най-високи – при $\delta = 4\pi/3$.

На фиг. 9 са представени нормализирани зависимости на средната стойност на тока I'_{QR} през транзисторите на „изходното” стъпало от изходното напрежение. Те са получени при $\nu = 1,15$ и $k = 1$. И в случая опитно се установи, че този ток има най-високи стойности при ъгъл $\delta = 4\pi/3$. Отново зависимостите за тока I'_{DR} през обратните диоди на това стъпало имат същия вид като тези за транзисторите, но са получени в обратен ред. Най-ниски стойности токът I'_{DR} има при ъгъл $\delta = 2\pi/3$, а най-високи – при $\delta = \pi/2$.

АЛГОРИТЪМ ЗА ПРОЕКТИРАНЕ НА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

При проектирането на преобразуватели обикновено се задават: изходната мощност P_0 , изходното напрежение U_0 и работната честота f_s . Възможно е стойността на захранващото напрежение U_d също да бъде известна. При тези условия, проектирането може да се извърши в следния ред:

1. Избор на разстройка по честота.

За работещи над резонансната честота преобразуватели [5] обикновено се избира

$$\nu = 1,1 \div 1,3 \quad (12)$$

2. Изчисляване на изходния ток.

На базата на изходните напрежение и мощност се получава:

$$I_0 = P_0 / U_0 \quad (13)$$

3. Определяне на коефициента на трансформация.

Удобно за следващите пресмятания би било, ако нормализираната стойност на изходното напрежение е $kU'_0 = 1$. Тогава:

$$k = U_d / U_0 \quad (14)$$

4. Изчисляване на стойностите на елементите в резонансната верига.

От фиг. 4 се вижда, че най-големите стойности на изходната мощност (изходния ток), които съответстват на заданието, се получават в точки A_1 и A_2 , за $\delta = \pi/2$ и $\delta = 3\pi/2$ съответно при **DIRECT MODE** и **REVERSE MODE**. Тогава имайки предвид нормализирането на величините, по отношение на точка A_1 от уравнения (2) и (3) се достига до:

$$L = \frac{4kU_d\nu^2 \sin \delta}{\pi^3(\nu^2 - 1)I_0 f_s} = \frac{4kU_d\nu^2}{\pi^3(\nu^2 - 1)I_0 f_s} \quad (15)$$

$$C = \frac{\pi I_0(\nu^2 - 1)}{16kU_d f_s \sin \delta} = \frac{\pi I_0(\nu^2 - 1)}{16kU_d f_s} \quad (16)$$

5. Определяне на натоварванията на бобината и кондензатора.

Фиг. 7 показва, че най-големи ефективни стойности токът през бобината има при $\delta = \pi$. Понеже в точка A_3 $kU'_0 = 1$, от уравнение (6) следва, че:

$$I'_{L(i)_MAX} = \frac{4\sqrt{1 - \cos \delta}}{\pi(\nu - 1/\nu)} = \frac{4\sqrt{2}}{\pi(\nu - 1/\nu)} \quad (17)$$

Съгласно (7) най-голямата амплитудна стойност на напрежението приложено върху кондензатора ще бъде:

$$U'_{Cm_MAX} = \frac{\sqrt{2}I'_{L(i)_MAX}}{\nu} = \frac{8}{\pi(\nu^2 - 1)} \quad (18)$$

6. Определяне на натоварването на приборите на „входния” инвертор.

Понеже $kU'_0 = 1$, от уравнения (6) и (8) следва, че:

$$I'_{QI} = \frac{2\sqrt{2 - 2\cos \delta}}{\pi^2(\nu - 1/\nu)} (1 + \cos \varphi) \quad (19)$$

Беше показано (фиг. 8), че най-големи са средните стойности на токовете през транзистори $Q_1 \div Q_4$ при $\delta = 2\pi/3$. Освен това от условието $kU'_0 = 1$ следва, че $\varphi = \alpha = \pi/3$. Тогава най-голямата средна стойност на токовете през транзистори $Q_1 \div Q_4$ ще бъде:

$$I'_{QI_MAX} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi^2(\nu - 1/\nu)} \quad (20)$$

Както беше казано, най-големи средни стойности на токовете през диоди $D_1 \div D_4$ се получават при $\delta = 4\pi/3$. Тогава аналогично както за транзистори $Q_1 \div Q_4$ се получава:

$$I'_{DI_MAX} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi^2(\nu - 1/\nu)} \quad (21)$$

7. Определяне на натоварването на приборите на „изходния” инвертор.

Разсъждавайки по същия начин както за „входното” стъпало, но този път за точка A_5 (фиг. 9), за определяне на нормализираните средни стойности на токовете през транзистори $Q_5 \div Q_8$ и диоди $D_5 \div D_8$ се достига до следните изрази:

$$I'_{QR_MAX} = \frac{3\sqrt{3}k}{\pi^2(\nu - 1/\nu)} \quad (22)$$

$$I'_{DR_MAX} = \frac{3\sqrt{3}k}{\pi^2(\nu - 1/\nu)} \quad (23)$$

От изчисленияте до тук нормализирани стойности чрез умножение със съответните коефициенти се определят абсолютните големина на величините.

СИМУЛАЦИОННО ИЗСЛЕДВАНЕ НА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

За да се провери достоверността на предложената методика беше проектиран и моделиран в средата на OrCAD PSpice реверсивен последователно резонансен DC-DC преобразувател с мощност 200W и следните данни: $U_d = 100V$; $U_0 = 100V$; $f_s = 50kHz$; $\nu = 1,15$. За резонансната верига бяха определени индуктивност на бобината $L = 529,025\mu H$ и капацитет на кондензатора $C = 25,329nF$ ($\rho_0 = 144,520\Omega$). Като силови елементи в инверторните стъпала бяха избрани MOSFET IRF640 и демпфиращи кондензатори $C1 \div C8 = 4,7nF$.

За различни работни точки на базата на изрази (1) ÷ (11) бяха изчислени стойности на съответните величини. Бяха проведени компютърни симулации. Резултатите от тях бяха сравнени с изчислените данни. Част от сравненията са показани в Табл. 1.

Данните от Табл. 1 показват много добро съвпадение между изчислените стойности и резултатите от компютърните симулации. В по-голямата част от случаите грешката не надхвърля 5%. Такава точност е напълно задоволителна за практически нужди.

По-значими отклонения се наблюдават за стойностите на токове I_0 и I_d , когато ъгъл δ е близък до π . Този факт може да се обясни с допускането за анализа, че всички елементи в схемата на преобразувателя са идеални. Симулационният модел отчита реалните параметри на силовите елементи, в които се отделят загуби. Очевидно тези загуби нарастват с нарастването на тока през бобината L .

Таблица 1

δ [rad]	Величина	Изчисление	Симулация	Грешка [%]
$\pi/2$	I_0 [A]	2,000	1,919	-4,05
	I_d [A]	-2,000	-2,037	1,85
	I_L [A]	3,142	3,138	-0,12
	U_{Cm} [V]	585,3	567,1	-3,01
$2\pi/3$	I_0 [A]	1,732	1,645	-5,02
	I_d [A]	-1,732	-1,807	4,33
	I_L [A]	3,848	3,840	-0,21
	U_{Cm} [V]	683,8	687,2	0,50
$5\pi/6$	I_0 [A]	1,000	0,934	-6,60
	I_d [A]	-1,000	-1,115	11,5
	I_L [A]	4,291	4,303	0,28
	U_{Cm} [V]	762,7	764,6	0,25
π	I_0 [A]	0,000	-0,091	-
	I_d [A]	0,000	0,096	-
	I_L [A]	4,443	4,456	0,29
	U_{Cm} [V]	789,6	782,9	0,85
$5\pi/6$	I_0 [A]	-1,000	-1,104	10,4
	I_d [A]	1,000	0,923	-7,70
	I_L [A]	4,291	4,285	-0,14
	U_{Cm} [V]	762,7	757,6	0,67
$2\pi/3$	I_0 [A]	-1,732	-1,796	3,70
	I_d [A]	1,732	1,650	-4,73
	I_L [A]	3,848	3,858	0,26
	U_{Cm} [V]	683,8	676,8	-1,02
$3\pi/2$	I_0 [A]	-2,000	-2,041	2,05
	I_d [A]	2,000	1,925	-3,75
	I_L [A]	3,142	3,135	0,19
	U_{Cm} [V]	585,3	568,4	-2,89

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложена е методика за проектиране на реверсивен последователно резонансен DC-DC преобразувател, работещ с честота по-висока от резонансната. Определени са екстремните стойности на токовете през силовите прибори.

Проектиран и моделиран е в средата на OrCAD PSpice реверсивен последователно резонансен DC-DC преобразувател с мощност 200W. Проведените компютърни симулации потвърждават, че предлаганата методика осигурява задоволителна точност.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Y. Cheron, H. Foch, J. Roux. Power Transfer Control Methods in High Frequency Resonant Converters, PCI Proceedings, June 1986, Munich, pp. 92-103.
- [2] D. Dixneuf. Étude d'un variateur de vitesse à résonance pour machine asynchrone triphasée. Thèse de doctorat en Génie électrique, Toulouse, 1988.
- [3] Anchev, M., G. Maleev. Analysis of a Transistor Inverter Functioning with a Frequency Higher than this of the Resonance One, „E+E”, Sofia, Bulgaria, 2000, № 5-6, pp. 12-17
- [4] Bankov, N. Analysis of a Transistor Resonant Inverter by Using the First Harmonic Approximation. XI Scientific and Applied Science Conference “Electronics – ET2002”, Proceedings of the Conference, 25-27 September 2002, Sozopol, Bulgaria, Book 1, pp. 225-231, ISBN 954 438 326 3
- [5] Grigorova-Shtarbeva, Tsv. Modified Analysis and Design of a Series Resonant DC/DC Converter, Operated above Resonant Frequency, „E+E”, Sofia, Bulgaria, 2005, № 11-12, pp. 42-48, ISSN 0861-4717
- [6] Bankov, N., A. Vuchev. An Analysis of a Bidirectional Series Resonant DC/DC Converter, XXIV International Scientific and Applied Science Conference “Electronics ET’2015”, 15-17 September 2015, Sozopol, Bulgaria, Annual Journal of Electronics, Vol. 9, pp.228-231, ISSN 1314-0078