

ПОЛУМОСТОВ DC/DC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛ КОМУТИРАН, ПРИ НУЛЕВО НАПРЕЖЕНИЕ И НУЛЕВ ТОК

доц. д-р Димитър Димов Юдов, Гл. ас инж. Венцислав Цеков Вълчев
Технически Университет – Варна

A novel zero-voltage and zero-current switching half bridge converter (ZV-ZCS-HB DC/DC converter) is proposed in the presented paper. This is achieved by an appropriate dimensioning of the converter components and a new control method.. Five different time intervals (modes) have been defined with different equivalent schemes of the converter. The proved major advantages of the proposed ZV-ZCS-HB DC/DC converter are:

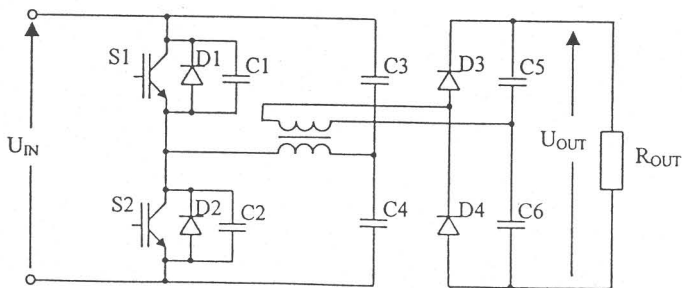
- Optimal switching conditions;
- High efficiency for wide load range (over 97% for nominal load);
- Minimized Electromagnetic Interference (EMI).

The proposed ZV-ZCS-HB DC/DC converter can, with benefits, be used in applications, where galvanic isolation between the input and output circuits are necessary.

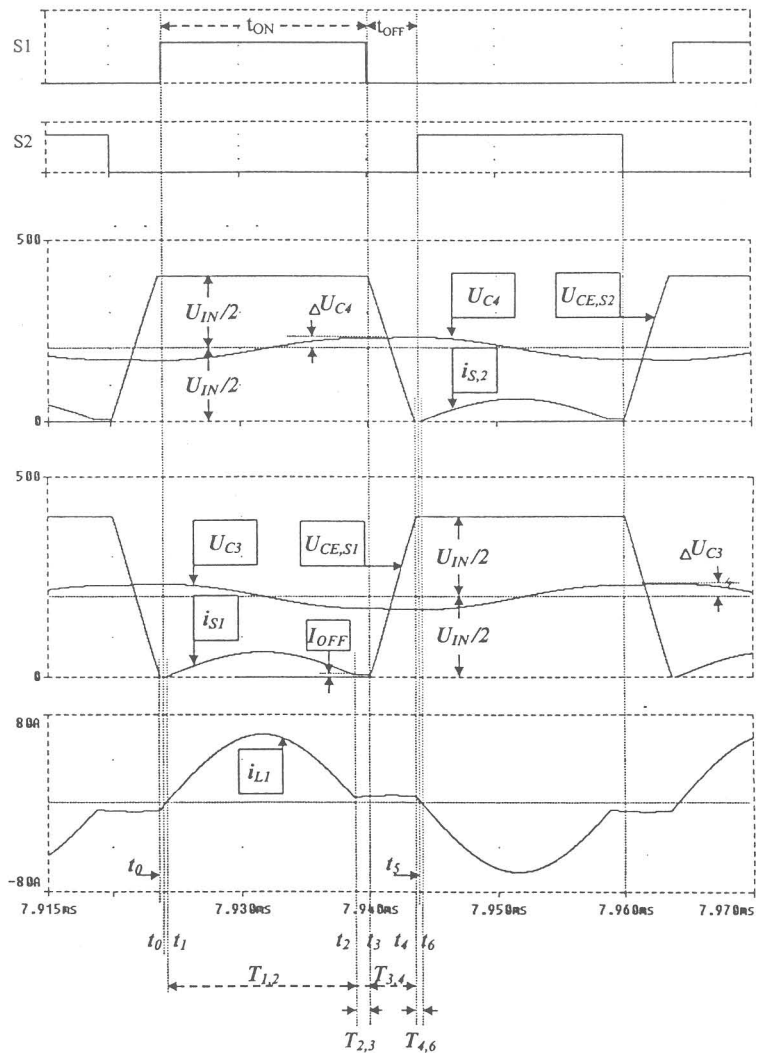
Key words: Soft switching, DC/DC converters

I. Въведение. Бързото развитие на съвременните силови полупроводникови ключове позволява реализирането на широка гама преобразуватели на електрическа енергия с подобрени показатели. Основен проблем на всички силови електронни схеми е намаляване на загубите в тях. Основен дял от загубите в преобразувателите се пада на загубите в полупроводниковите прибори през комутационните интервали. Решаването на този проблем е търсенето на схемни варианти, при които комутацията се реализира при нулев ток при включване и изключване [1] (резонансни преобразуватели), нулево напрежение на включване или и двете заедно [2],[3],[4].

II. Изложение. В настоящата публикация е разглеждана схема на полумостов DC/DC преобразувател с нулев ток и нулево напрежение при включване и изключване (ПМП) - фиг.1. Схемата се състои от полумостов автономен инвертор и изходен токоизправител-удвоител на напрежение. Като цяло



Фиг.1. Полумостов DC/DC преобразувател комутиран при нулево напрежение и нулев ток.



Фиг. 2. Опростени времедијаграми на полумостов DC/DC преобразувател, комутиран при нулево напрежение и нулев ток (PSPICE); $U_{IN}=400\text{ V}$; $C1=C1=16\text{ nF}$; $C3=C4=5\text{ }\mu\text{F}$; $L_{S1}=L_{S2}=1,25\text{ }\mu\text{H}$; $L_{\mu}=500\text{ }\mu\text{H}$; $C3=C4=200\text{ }\mu\text{F}$; $R_{OUT}=25\text{ }\Omega$; $t_{ON}=16\text{ }\mu\text{s}$; $t_{OFF}=4\text{ }\mu\text{s}$; $N=1$.

това е DC/DC преобразувател, изпълняващ функциите на трансформатор за постоянен ток с високо к.п.д. Това се постига с подходящ подбор на елементите на схемата и определен начин на управление. На фиг.2. са показани времедиаграмите, получени при изследване на схемата със PSPICE при следните данни:

$U_{IN}=400\text{ V}$; $C1=C1=16\text{ nF}$; $C3=C4=5\text{ }\mu\text{F}$; $L_{S1}=L_{S2}=1,25\text{ }\mu\text{H}$; $L_{\mu}=500\text{ }\mu\text{H}$; $C3=C4=200\text{ }\mu\text{F}$; $R_{OUT}=25\text{ }\Omega$; $t_{ON}=16\text{ }\mu\text{s}$; $t_{OFF}=4\text{ }\mu\text{s}$; $N=1$. (N - предавателното отношение на трансформатора)

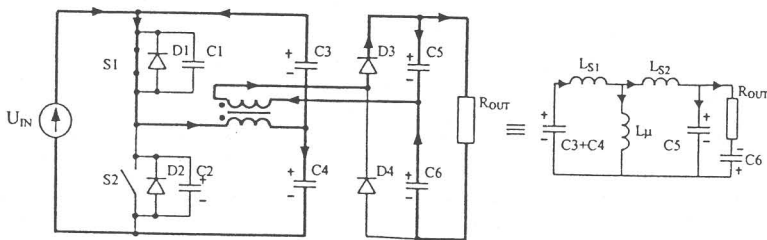
Показани са напреженията и токовете на ключовете S1 и S2, токът през първичната намотка i_{L1} и характерните моменти, определящи смяната на последователните състояния на преобразувателя. От времедиаграмите е видно:

1. Токът в общия контур на първична намотка на трансформатора е почти синусоидален;
2. Напрежението на кондензаторите C3 и C4 на делителя на напрежение е с голяма постояннотокова съставна ($U_{C3}=U_{C4}=U_{IN}/2$) и със сравнително малка променливотокова съставна;
3. Полумостовият автономен инвертор наподобява резонансен инвертор по формата на тока в първичната намотка (i_{L1}) и инвертор на напрежение, според формата на напрежението върху кондензаторите C3 и C4;
4. Наличието на диодите D3, D4 и кондензаторите C5, C6 води до два съвсем различни режима на работа на преобразувателя в рамките на един полупериод:
 - а) режим на заряд на изходните кондензатори C5, C6;
 - б) режим на празен ход.

Казаното до тук се изяснява след разглеждане на характерните времеинтервали от работата на преобразувателя (фиг.2).

А) времеинтервал $t_0 \div t_1$; В момент t_0 се подава отпушващ сигнал към ключа S1, а ключа се отпушва в момента t_1 след смяна на посоката на тока през първичната намотка на трансформатора i_{L1} - фиг.2.

Б) времеинтервал $t_1 \div t_2$; Клоновете на схемата, през които тече ток през разглеждания времеинтервал $t_1 \div t_2$ са означени с удебелена линия на фиг.3,а и със стрелки са показани посоките на съответните токове. Еквивалентната заместваща



а) посоки на токовете през клоновете;

б) еквивалентна

заместваща схема

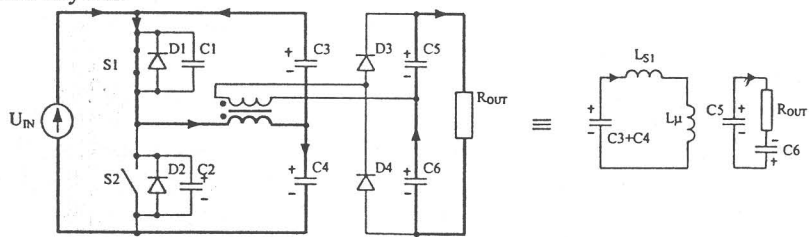
Фиг.3. Състояние на ПМП за времеинтервал $t_1 \div t_2$.

схема на преобразувателя за времеинтервала $t_1 \div t_2$, получена при общоприетите допускания, е показана на фиг.3,б. Като се има в предвид, че $X_{L\mu} \gg X_{Ls1}(X_{Ls2})$ и $X_{Cs} \ll X_{(C3+C4)}$, за резонансна честота в работен режим може да се запише:

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_s(C3+C4)}}, \quad (1)$$

където $L_s = L_{S1} + L_{S2}$ - индуктивност на разсейване на трансформатора.

В) времеинтервал $t_2 \div t_3$. Това е времеинтервал, в който товарната верига е отделена от инверторната верига (фиг.4). В момента t_3 ключът S1 се запушва след подаване на запушващ сигнал към него. Токът в товара се обуславя от разряда на кондензаторите C5 и C6, а токът в инверторният кръг - от запасената в трансформатора енергия, свързана с намагнитващата индуктивност L_μ . Този ток е значително по-малък от инверторния работен ток (поне с един порядък), поради което запушването на ключа S1 в края на този интервал (момент t_3) е при сравнително малък ток в сравнение с работния ток и можем да приемем, че се извършва при нулев ток. На фиг. 4,б е показана еквивалентната заместваща схема на преобразувателя за интервала $t_2 \div t_3$, при общоприетите допускания за подобни случаи.



а) посоки на токовете през клоновете;

б) еквивалентна заместваща

схема.

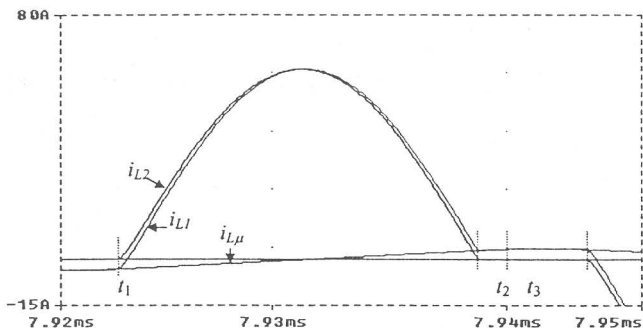
Фиг.4. Състояние на ПМП за времеинтервал $t_2 \div t_3$.

През времеинтервала $t_2 \div t_3$ протичащия през ключа ток съответства на тока през намагнитващата индуктивност на трансформатора L_μ , като за интервала са валидни равенствата:

$$i_1 = i_{L\mu} = i_{C3} + i_{C4} \quad (2)$$

При тези условия се подава запушващ сигнал към ключа S1 в момента t_3 .

На фиг.5 са показани токовете в трансформатора за времеинтервала $t_1 \div t_4$, включващ разглеждания интервал $t_2 \div t_3$. Видно е, че има определено дефазирание на тока в първичната и вторичната намотка на трансформатора и нулирането на тока във вторичната намотка е при ненулева стойност на тока през първичната намотка. Тази стойност съответства на намагнитващия ток.



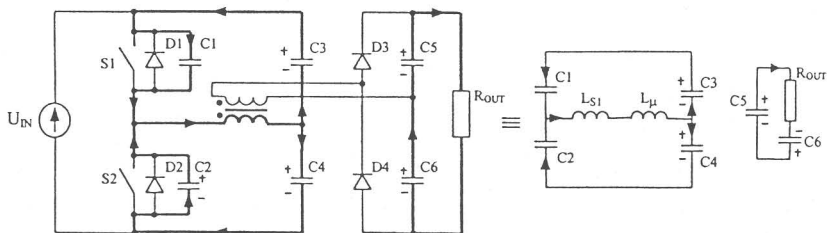
Фиг.5.Токове В трансформатора на ПМП при $P_{OUT}=6kW$; $U_{IN}=100V$; $U_{OUT}=400V$; $L_{\mu}=500\mu H$; $L_S=2,5\mu H$; $t_{ON}=16\mu s$; $t_{OFF}=4\mu s$.
 i_{L1} – ток през първичната намотка на трансформатора;
 i_{L2} – ток през вторичната намотка на трансформатора;
 $i_{L\mu}$ – намагнитващ ток на трансформатора.

Стойността на намагнитващия ток е получена при отчитане времето за неговото линейно нарастване, което е приблизително равно на $t_{ON}/2$ и на голямата стойност на L_{μ} , в резултат тока през ключа в момента t_3 може да се определи по формулата:

$$i_{L\mu}(t_3) = I_{OFF} = \frac{U_{IN} \cdot t_{ON}}{2L_{\mu}} = \frac{U_{IN} \cdot t_{ON}}{4L_{\mu}} \quad (3)$$

Същевременно от фиг.5 е видно и неговият изменение на намагнитващия ток през времеинтервала $t_2 \div t_4$.

Г) времеинтервал $t_3 \div t_4$; В момента t_3 ключът S1 се запушва. Схемата на затворените контури е показана на фиг.6,а. Тъй като L_{μ} е с много голяма стойност, започва процес на заряд на кондензатора C1 и разряд на кондензатора C2 с почти константен ток. Стойностите на C1 и C2 са относително малки, вследствие на което до момента t_4 C1 се зарежда до напрежение, равно на входното напрежение U_{IN} , а C2 се разрежда до нула. Времеинтервалът завършва в момента t_4 , в който след пълното разреждане на кондензатора C2 се отпушва диода D2. След този момент е подходящо подаването на отпушващ сигнал към ключа S2, тъй като отпушването на ключа ще е при нулево напрежение върху него.



а) посоки на токовете през клоновете;

б) еквивалентна заместваща схема.

Фиг.6. Състояние на ПМП за времеинтервал $t_3 \div t_4$.

През времеинтервала са валидни следните равенства на абсолютните стойности на токовете:

$$i_{Uin} = 0, \quad i_{C1} = i_{C3}, \quad i_{C2} = i_{C4}, \quad i_{C1} = i_{C2}, \quad i_{L\mu} = i_{C1} + i_{C2} = i_{C3} + i_{C4} \quad (4)$$

Собствената резонансна честота на колебателния инверторен кръг (без товар) е:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{\mu}(C1 + C2)}} \quad (5)$$

Може да се направи извода, че собствената резонансна честота на колебателния инверторен кръг в режим на празен ход (5) е значително по-висока от резонансна честота в работен режим (1).

Д) *времеинтервали* $t_4 \div t_5$ и $t_5 \div t_6$: Времеинтервала $t_4 \div t_6$ завършва в момента t_6 на отпушване на ключа S1. Подаването отпушващ сигнал към S1 е в момента t_5 , но ключът се отпушва в момента t_6 , в който токът през първичната намотка сменя посоката си. През двата интервала е отпушен диода D2.

III. Заключение.

Представен е полумостов DC/DC преобразувател с нулево напрежение и нулев ток на комутация със следните основните предимства:

- оптимални условия за комутация:
 - отпушване на ключовете при нулево напрежение върху тях;
 - запусване на ключовете при нулев или малък в сравнение с работния ток (3÷5%) и при нулево напрежение върху тях;
- висок к.п.д. за широки граници на изменение на товара;
- сведено до минимум генериране на електромагнитни смущения поради оптималната комутация на ключовете.

Представеният DC/DC преобразувател е подходящ за приложения, при които е необходима галванично разделяне на входната и изходната вериги. Такива приложения са системите за усвояване на енергията на възобновяеми енергийни източници, системи за заваряване и др.

ЛИТЕРАТУРА:

- [1] Mao, H, Lee F. C., 'Improved Zero-Current Transition Converters for High Power Applications', *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol.33, No 5, Sept. , 1997, pp. 1220-1230.
- [2] Cho Jung-Goo, Sabate J., 'Zero-Voltage and Zero-Current-Switching Full Bridge Converters', *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.11, No 4, July 1996, pp. 622-630.
- [3] Jovanovic M., 'Resonant, quasi-rezonant, multi-resonant and soft-switching techniques –merit and limitations', *Journal 'Electronics'*, vol.77, No 5, pp.537-554, 1994.
- [4] Hua G., Lee F. C., 'Soft Switching techniques in PWM Converters' , *IEEE Transactions on Industry Electronics*, vol.42, No 6, December. , 1995, pp. 595-604.