

Импулсен преобразувател с подобрени комутационни характеристики

доц. д-р Димитър Димов Югов, Желязко Стоянов Бъчваров
Технически Университет гр. Варна

In nowadays with the development of the high frequency DC/DC converters one of the most important problems is reducing the switching losses in the power switches. When the transistor is working on a frequency above 100kHz the basic power losses are during off-on switching cycle due to the parasitic and snubber capacitances, and also to the reverse recovery current of the switching diodes. In the article, a method to achieve zero-voltage switching is proposed. As an example, a power-factor-correction DC/DC converter is described applying the proposed method. The results of SPICE simulation analysis are given confirming the theoretical suppositions.

Key words: zero-voltage-switching, DC/DC converter, power-factor-correction

С развитието на високочестотните преобразуватели, един от най-съществените проблеми е проблема с комутационните загуби. При работа на честота под 50kHz преобладават комутационните загуби при запушване на транзистора. При честоти по високи от 100kHz съществено значение имат и загубите при отпушване. Тези загуби се причиняват от паразитните капацитети на елементите, демпферните капацитети и тока на възстановяване на диодите.

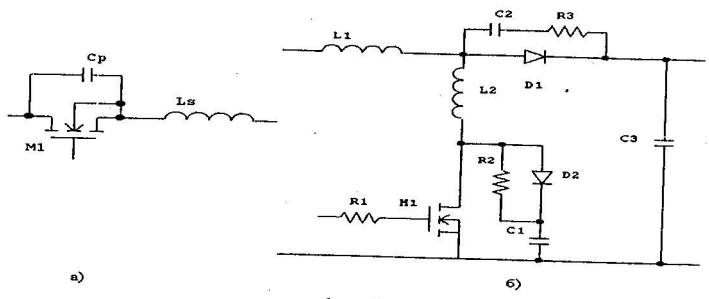
Създадени са множество схемни решения които чрез един или друг метод осъществяват комутация при нулеви ток и напрежение, но при ограничен диапазон на изменение на товара. Обикновено това се постига за сметка на занижено КПД при малък товар.

При работна честота над 100kHz се използват MOS транзистори, които поради големия си изходен капацитет естествено постигат нулево напрежение на изключване. Същевременно този капацитет причинява увеличаване загубите при включване ограничавайки максималната работна честота на транзистора. Поради нелинейността на изходния капацитет на MOS транзистора, комутацията при ненулево напрежение предизвиква забавяне на комутационните процеси и допълнително влошава комутационните параметри на елемента. Ето защо осигуряването на нулево напрежение на включване на мощните MOS транзистори би позволило повишаване на работната честота до няколко стотин килохерца при мощности от порядъка на няколко киловата.

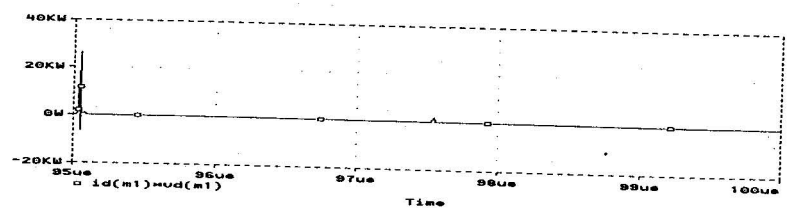
В статията е разгледана схема на активен демпфер за постигане на нулево напрежение на комутация при пълен диапазон на изменение на товара.

На фиг.1а е показана схема на силов ключ. Индуктивността L_s е паразитната индуктивност на съединителните проводници, а кондензатора C_p е сума от изходния капацитет на транзистора и монтажните капацитети. За ограничаване тока на включване, който е функция от тока на комутация и тока на възстановяване на диодите, се добавя допълнителна индуктивност, а за ограничаване на пренапреженията върху ключа се налага увеличаването на C . На фиг.1б е показана схема

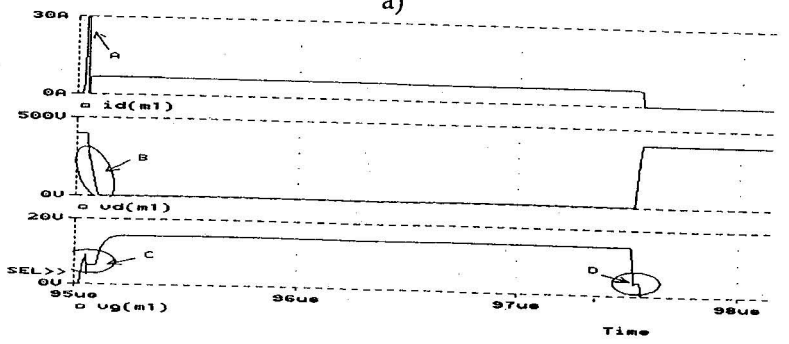
на обратен повишаващ преобразувател с пасивен демпфер на силовия ключ състоящ се от индуктивността L2, R2, C1 и D2. Вижда се, че не могат да се избегнат загубите при включване причинени от паразитните капацитети на ключовият елемент. Енергията натрупана в капацитета ще се разсейва в транзистора по време на процеса на отпушване. На фиг.2 са показани времедиаграмите показващи моментните стойности на загубите, напреженията и токовете в транзистора M1, и тока на диода D1 от когото се вижда че поради ефекта на Милър се получава удължено време за комутация (фиг.2б-В,С,Д), което предизвиква допълнително нарастване на комутационните загуби в транзистора (фиг.2а) дължащи се и на големия ток на възстановяване на диода(фиг.2в-А).



фиг.1



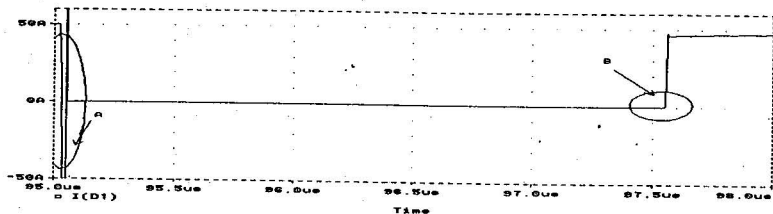
а)



б)

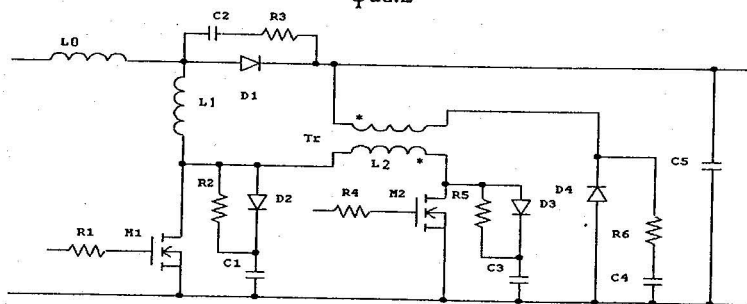
фиг.2

На фиг.3 е показана принципна схема на обратен повишаващ преобразувател с предположения активен демпфер състоящ се от транзистора M2, трансформатора T_r и диода D4. На фиг.4 са показани времедиаграмите изобразяващи моментните стойности на мощността разсеяна върху силовия транзистор и комутационните процеси на транзисторите и силовия диод. При отпушване на транзистора M2 напрежението върху транзистора M1 спада до нула за време t₁. В същото време започва нарастване на тока в L1 и намаляване на тока в силовият диод D1. Запушването на ключа M2 и отпушването на M1 става след момента t₁. Натрупаната в L2 енергия се предава към входа/изхода или допълнителен товар чрез диода D4 включен към вторичната страна на трансформатора T_r.

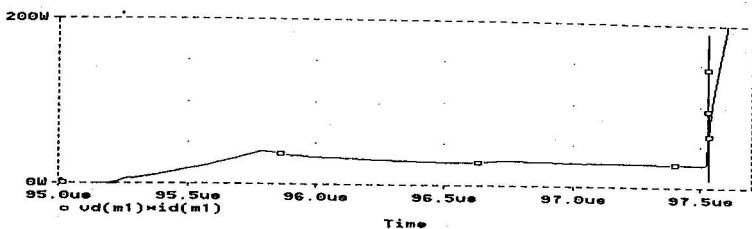


в)

фиг.2

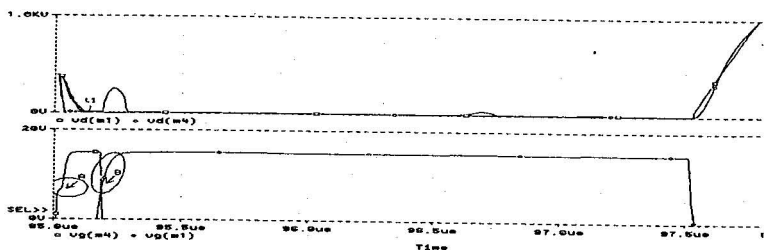


фиг.3

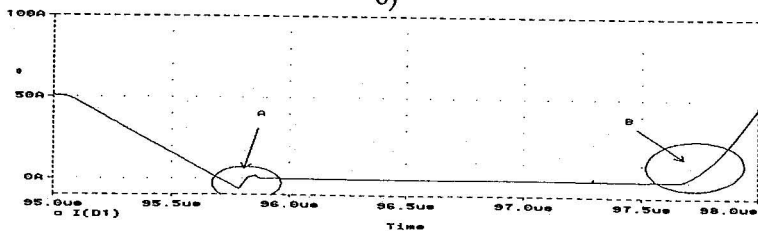


а)
фиг.4

Вижда се, че силовият транзистор се отпушва при нулево напрежение (фиг.4б) като това определя отсъствието на ефекта на Милър (фиг.4б-В). За демпферния транзистор забавянето на комутацията в следствие ефекта на Милър се вижда на (фиг.4б-А) това обаче не е съществен недостатък понеже чрез индуктивността L1 се разделя силовата от комутиращата верига, като по този начин комутиращата верига трябва да управлява само енергията натрупана в паразитния кондензатор на транзистора M1. От своя страна наличието на L1 води до поява на пренапрежения върху M1. Този проблем може да се избегне чрез използване на насищаща се индуктивност или чрез добавяне на допълнителна намотка с обратен диод аналогично на L2/Гг.



б)



в)
фиг.4

Определянето на съотношението на елементите, амплитудите на токовете в L1 и L2, и момента t1 може да стане като се реши системата уравнения:

$$\begin{cases} (p \cdot C \cdot U_c(p) - I_1(p)) + I_2(p) - C \cdot E = 0 \\ (p \cdot L_1 \cdot I_1(p) + U_c(p)) - \frac{E}{p} = 0 \\ p \cdot L_1 \cdot k \cdot I_2(p) - U_c(p) = 0 \end{cases}$$

(1)

Uc, I1, I2 са съответно напрежението на паразитния кондензатор на транзистора M1, тока в L1 и тока в L2, а 'k' е съотношението между L2 и L1, и е в диапазона 0-1. Уравненията са съставени при следните допускания:

1. ключовите елементи се приемат за идеални
2. пренебрегва се паразитния кондензатор на ключа M2
3. пренебрегват се паразитните елементи на L3/T1

От (1) следва:

$$\begin{pmatrix} U_c(p) \\ I_1(p) \\ I_2(p) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{p} \cdot k \cdot E \cdot \frac{(1 + p^2 \cdot L_1 \cdot C)}{(p^2 \cdot L_1 \cdot C \cdot k + 1 + k)} \\ E \\ E \cdot \frac{(1 + p^2 \cdot L_1 \cdot C)}{p^2 \cdot [L_1 \cdot (p^2 \cdot L_1 \cdot C \cdot k + 1 + k)]} \end{pmatrix}$$

$$\frac{1}{(L_1 \cdot (C \cdot k))} \cdot \sqrt{(k + k^2) \cdot L_1 \cdot C} = \omega$$

$$\frac{-1}{2} \cdot \sqrt{L_1} \cdot \sqrt{C} \cdot \frac{\sqrt{k}}{\sqrt{1 + k}} \cdot \pi = t_1$$

(2)

Намирайки полюсите на уравненията намираме кръговата честота на системата (ω) и от там момента t1. Чрез обратното Лапласово преобразуване (3) намираме оригиналите на токовете и напрежението, което ни позволява да намерим амплитудите им в момента t1. Това е необходимо при избора на транзистора M2. Така изчислените стойности са приблизителни поради опростената заместваща схема.

$$\begin{pmatrix} U_c(t) \\ I_1(t) \\ I_2(t) \end{pmatrix} = E \cdot \begin{pmatrix} k + \cos \left[\frac{\sqrt{1+k}}{\sqrt{L_1 \cdot (\sqrt{C} \cdot \sqrt{k})}} \cdot t \right] \\ t \cdot \sqrt{1+k} - \sqrt{C} \cdot \sqrt{k} \cdot \sin \left[\frac{\sqrt{1+k}}{\sqrt{L_1 \cdot (\sqrt{C} \cdot \sqrt{k})}} \cdot t \right] \cdot \sqrt{L_1} \\ t \cdot \sqrt{1+k} \cdot \sqrt{k} + \sqrt{C} \cdot \sin \left[\frac{\sqrt{1+k}}{\sqrt{L_1 \cdot (\sqrt{C} \cdot \sqrt{k})}} \cdot t \right] \cdot \sqrt{L_1} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} (1+k) \\ L_1 \cdot (1+k)^{\left(\frac{3}{2}\right)} \\ L_1 \cdot (1+k)^{\left(\frac{3}{2}\right)} \cdot \sqrt{k} \end{pmatrix} \quad (3)$$

По така получените формули са подбрани стойности за $L_1=5\mu\text{H}$ и $L_2=0.2L_1$. Моментът t_1 е изчислен на $160\mu\text{s}$. Изложените резултати от анализи са направени при $U_{\text{вх}}=300\text{V}$, $I_{\text{ном}}=50\text{A}$, $U_{\text{изх}}=400\text{V}$. Транзистора M1 е реализиран с 8 паралелно свързани транзистора IRF840, а транзистора M2 с един IRF840.

В заключение може да се каже, че предложената схема осигурява ниско напрежение на комутация на силовите транзистори в целия възможен диапазон на изменение на товара. Комутационната верига е отделена от силовия контур чрез индуктивност като по този начин активния демпфер управлява малка мощност и следователно да се постигнат много високи работни честоти. Недостатък на схемата е появата на пренапрежения върху силовия транзистор след запушването му, дължащи се на паразитната енергия натрупана в индуктивността L_1 . Те могат да бъдат намалени ако тази индуктивност се насища след момента t_1 като по този начин се ограничава енергията натрупана в нея, или паразитната енергия да се отдава към товара или захранващия източник чрез активния демпфер или чрез допълнителна намотка и диод. Активния демпфер може да се използва и за защита на силовите транзистори от пренапрежения, но същевременно това ще доведе до усложняване на схемата му за управление.

Използвана литература:

1. Switched Snubber for High Frequency Switching, Koosuke Harada, Hiroshi Sakamoto, IEEE Trans. on Power Electronics, Vol.1 1990
2. A Comparison of Voltage-Mode Soft-Switching Methods for PWM Converters, K. Mark Smith, Jr. Student, Keyul Ma Smedley, IEEE Trans. on Power Electronics, vol.12 No2 March 1997
3. Novel Passive Lossless Turn-on Snubber for Voltage source Inverters, Xiangui He, Stephen J. Finney, Barry W. Williams, Zhao-Ming Qian, IEEE Trans. on Power Electronics vol.12 No1 Jan. 1997
4. Improved Zero-Current Transition Converters for High-Power Applications, Henghum Mao, Fred C. Y. Lee, Xunwei Zhao, Heping Dai, Mohummet Cosan, Dushan Boroyevich, IEEE Trans. on Industry Applications vol. 33 No5 Sept./Oct. 1997