

Анализ на DC/DC конвертор използващ многотактен преобразувател като източник на ток

инж. Желязко Стоянов Бъчваров, доц. д-р Димитър Димов Юдов,
д-р Венцислав Цеков Вълчев
ТУ-Варна

Analysis of a DC/DC converter using an interleaved converter as a current source. In this article a new topology of a current fed converter is presented. Unlike the conventional current converters, the presented topology uses an interleaved converter as a current source. The topology offers ZVS for the switches in the inverter, and requires only a small output power filter in order to maintain small ripple of the output voltage and current. Because no large filter components are necessary and an interleaved converter is used, the power density of the system and its bandwidth are highly increased. Small signal analysis of the converter is presented, taking into account the duty cycle modulation effect.

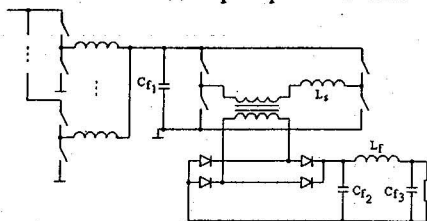
Преобразувателите на ток обикновено се наричат преобразуватели със затворен вход. Това се дължи на включването на дросел последователно на захранващия източник на напрежение, като по този начин ефективно го преобразува в източник на ток. Регулирането на изходните ток и напрежение обикновено се извършва чрез управление на коефициентът на запълване на инвертора или чрез използване на преобразувател, който да управлява тока през инвертора. Във втория случай инверторът се използва само в качеството на трансформатор.

Индуктивността на дросела може да бъде съществено намалена, ако се използва многотактен преобразувател. Главната разлика между конвенционалния и многотактния преобразувател по ток е, че еквивалентната индуктивност при многотактния преобразувател е многократно по-малка. Това води до разширяване на честотната лента на преобразувателя, но и до проблеми при работа при изходни напрежения близки до нула или до захранващото напрежение, дори и това е да за кратко време. Ето защо конвенционалната схема на преобразувател по ток не можа да бъде използвана направо. Модифицирането и се състои в това, че мостовия преобразувател трябва да се управлява с импулси с коефициент на запълване не по-голям, а по-малък от 0.5. Появата на моменти, при които товара е отделен от източника на ток е предпоставка за поява на пренапрежения, поради което времето през което всички ключове са изключени трябва да се намали до минимум. Схемата изисква и поставянето на малък демпфер или само кондензатор, който да осъществява подтискане на моментните пренапрежения. Времето, през което товара е изключен от източника на ток зависи от бързодействието на ключовете в мостовия преобразувател. При използването на съвременни IGBT транзистори, времето за комутация обикновено не надвишава $1-2\tau_s$. Ето защо кондензаторът има сравнително малък капацитет.

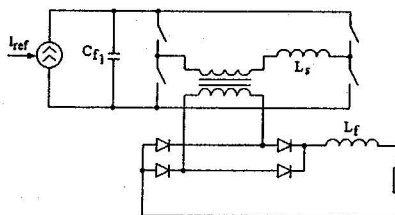
Предавателни характеристики на DC/DC преобразувател на ток.

Нека да разгледаме един DC/DC преобразувател с многотактен преобразувател използван в качеството на източник на ток (Фиг.1). За да бъде изследван преобразувателя по ток приемаме, че многотактния преобразувател е идеален източник на ток. Показаната на Фиг.1, система съдържа 4 филтрови компонента – C_{f1} , C_{f2} , C_{f3} и L_f . В повечето схеми на DC/DC преобразуватели, включването на C_{f1} и C_{f2} , по начина показан на Фиг.1 би бил недопустим, поради появата на големи изравнителни токове през ключовите елементи. В този случай обаче, инверторът на ток работи с коефициент на запълване на управляващите импулси близък до 0.5, поради което изходния филтър трябва да филтрира само малки по продължителност пулсации. Наличието на индуктивност на разсейване на трансформатора L_s също ограничава изравнителните токове. Ето защо е възможно да се използват едновременно C_{f1} и C_{f2} без това да доведе до аварийна ситуация.

Използването на L_f и C_{f3} е допустимо, но поради факта, че инверторът е управляван с импулси с коефициент на запълване близък до 0.5 е възможно да се използва само един филтров елемент.



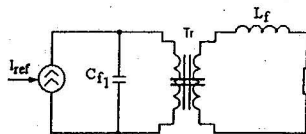
Фигура 1



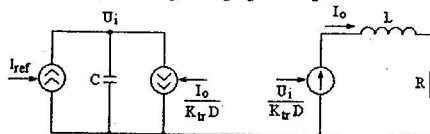
Фигура 2

Разглеждането на всички възможни варианти не е необходимо и за практическо приложение са подходящи комбинацията на C_{f1} и C_{f2} , или C_{f1} и L_f . Първата комбинация е подходяща при малки, а втората при големи изходни токове. При анализа на схемата ще се спрем само на конфигурацията съдържаща C_{f1} и L_f показана на Фиг.2.

Еквивалентният модел на схемата е показан на Фиг.3. Във него инверторът на ток и изправителят са моделирани като трансформатор.



Фигура 3



Фигура 4

Коефициентът на трансформация на трансформатора е:

$$n = K_r D, \quad D = 2D_i$$

където D_i е коефициентът на запълване на управляващите импулси, а K_r е коефициентът на трансформация на трансформатора.

Опростяване на системата може да се извърши ако се приеме, че $D=const$ и се приведат L_f и R към първичната страна на трансформатора посредством уравненията:

$$L_f' = L_f(K_r D)^2 \text{ и } R' = R(K_r D)^2 \quad (1)$$

При така направените допускания, математическото описание на системата се свежда до диференциално уравнение от 2^{ри} ред. За да намерим предавателната функция $Ti(s) = I_{Lf}(s)/I_{ref}(s)$ трябва да се реши следната система уравнения:

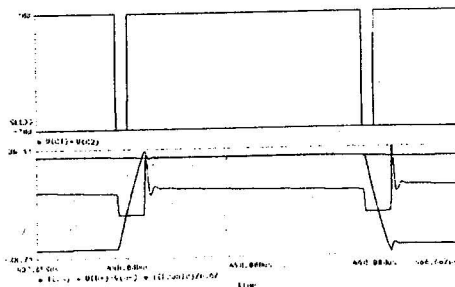
$$\begin{cases} C \frac{dU}{dt} = I_{ref} - I_{Lf} \\ L \frac{di}{dt} = U - I_{Lf} R \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} Ti(s) = \frac{I_{Lf}(s)}{I_{ref}(s)} = \frac{1}{s^2 L_f C + sCR + 1} \\ Tu(s) = \frac{U(s)}{I_{ref}(s)} = \frac{sL_f + R}{s^2 L_f C + sCR + 1} \end{cases} \quad (2)$$

Еквивалентният модел на системата е показан на Фиг.4. Така описаната системата е коректна за случаите, когато можем да пренебрегнем L_S .

Поради наличието на филтрова индуктивност на изхода, тока през силовия изправител ще бъде по-голям от нула по време на комутация. Увеличаването на индуктивността на разсейване би довело до намаляване на di/dt осигуряването на мека комутация за силовите прибори, което ще доведе до повишаване на КПД на системата. Увеличаването на индуктивността на разсейване също ще доведе до появата на грешка в така моделираната система, поради което се налага включването на L_S в модела.

Модулация на коефициента на запълване.

Под модулация на коефициента на запълване разбираме промяната на коефициента на запълване на напрежението на изхода на изправителя в следствие на външни - неуправляеми въздействия. На Фиг.5 са показани типични времедиаграми на DC/DC преобразувател на ток. На горната времедиаграма са показани коефициентът на запълване на управляващите импулси на ключовете $S_{1,2}$, а на долната времедиаграма са показани тока през индуктивността на разсейване L_S , приведения към първичната страна на трансформатора ток през L_f и напрежението на изхода на изправителя.



Фигура 5

При запусване на ключа S_2 , тока през L_S започва да намалява и става по-малък, по абсолютна стойност, от тока I_{Lf} . Ето защо напрежението на изхода на изправителя става нула. Продължителността на временния интервал, през който напрежението е нула не зависи от управляващите импулси на ключовете $S_{1,2}$, а зависи от времето, за което тока I_{L_S} става равен на тока I_{Lf} . От уравнение (1) се вижда, че индуктивността L_S оказва влияние не само върху статичните, но и върху динамичните характеристики на преобразувателя, поради факта, че коефициентът на трансформация на инвертора е пряко зависим от коефициентът на запълване. От това следва, че и приведените към първичната страна на трансформатора L_f и R , са функция от L_S .

Коефициентът на запълване на изходното напрежение на токоизправителя може да се изчисли приблизително ако допуснем, че входното напрежение и изходния ток не се променят в рамките на разглеждания период от време. В случай, че това условие е изпълнено, коефициентът на запълване може да се изчисли по формулата:

$$D = 1 - \frac{t_{off}}{T_{sw}} = 1 - \frac{2I_{Lf}L_S}{T_{sw}U_i} = 1 - \frac{4L_S I_{Lf}}{T_{sw}U_i} \quad (3)$$

За извеждане на характеристиките на преобразувателя създаваме малосигнален модел с променливи на състоянието. С \tilde{a} - бележим малко отклонение на величината a около работната и точка A_o .

$$x = \begin{bmatrix} i_{Lf} \\ u_i \end{bmatrix}, A_1 = \begin{bmatrix} -R & 1 \\ L & L \end{bmatrix}, A_2 = \begin{bmatrix} -R & \\ L & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, B_1 = B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ C \end{bmatrix}, u = [I_{ref}]$$

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bu \quad (4)$$

където:

$$A = A_1 D + A_2 (1-D), B = B_1 D + B_2 (1-D)$$

Малосигналният модел на системата се дава от уравнението:

$$s \cdot \tilde{x} = A \tilde{x} + B \tilde{u} + [(A_1 - A_2)X_o + (B_1 - B_2)U_o] \tilde{d} \quad (5)$$

където:

$$\tilde{d} = dD = \frac{\partial D}{\partial I} dI + \frac{\partial D}{\partial U} dU = \frac{-4L_S}{T_{sw}U_i} \tilde{i} + \frac{4L_S I_{Lf}}{T_{sw}U_i^2} \tilde{u} = A_d \tilde{i} + B_d \tilde{u}$$

$$A_d = \frac{-4L_S}{T_{sw}U_i}, B_d = \frac{4L_S I_{Lf}}{T_{sw}U_i^2}, X_o = \begin{bmatrix} I_{Lf} \\ U_i \end{bmatrix}, U_o = [I_{ref}]$$

Решаването на получената система уравнения води до желаните предавателни характеристики:

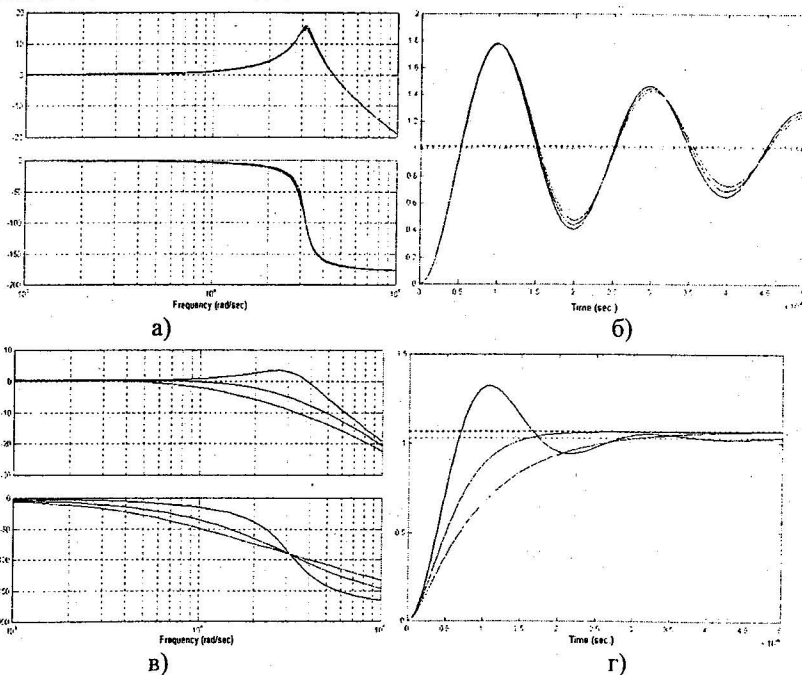
$$T_i(s) = \frac{\tilde{i}_f}{\tilde{i}_{ref}} = \frac{D_o + B_d U_i}{s^2 LC + s(LI_{Lf}B_d + RC - A_d C U_i) + (RB_d I_{Lf} + D_o^2 + D_o I_{Lf} A_d + U_i B_d D_o)} \quad (6)$$

$$T_v(s) = \frac{\tilde{u}_i}{\tilde{I}_{ref}} = \frac{sL + (R - U_i A_d)}{s^2 LC + s(LI_{ij} B_d + RC - A_d C U_i) + (R B_d I_{ij} + D_o^2 + D_o I_{ij} A_d + U_i B_d D_o)} \quad (7)$$

На Фиг.6 са показани честотните и преходните характеристики на функцията $T_v(s)$ на преобразувателя на ток за различни стойности на L_S и различни номинални стойности на I_{in} и U_i . Филтровите елементи – L_f и C_f са съответно $10\mu H$ и $2\mu F$. Товарният резистор е избран 0.05Ω , предавателното отношение на трансформатора е избрано 6.67 , а номиналният коефициент на запълване е $D_o=0.95$. При анализа, елементите L_f и R са приведени към първичната страна на трансформатора посредством коефициент на трансформация K_{tr} .

На Фиг.6а,б са показани честотните и преходните характеристики при $U_i=400V$ и $I_o=10A$ при работна честота $25kHz$. Вижда се, че трептенията на тока затихват бавно поради малкото товарно съпротивление.

На Фиг.6в,г $U_i=50V$, $I_o=30A$, $f_{sw}=25kHz$. Вижда се, че трептенията затихват значително по-бързо и изместването на резонансната честота на филтъра към по-ниските честоти е очевидно.



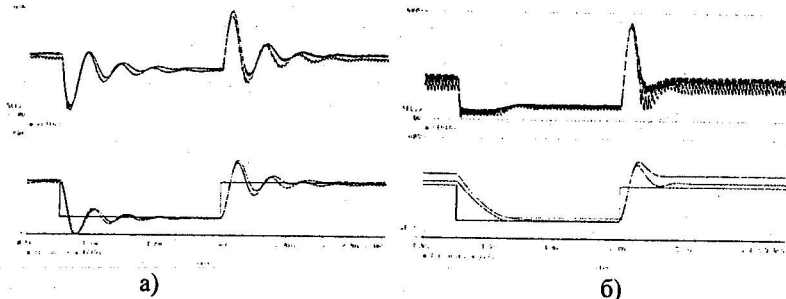
Фигура 6

На Фиг.7 са показани резултатите от симулация на схемата от Фиг.2 посредством програмнен продукт *PSPICE*. Товарът на преобразувателя е моделиран посредством източник на напрежение, което позволява да се регулира номиналната стойност на входното напрежение. Параметрите на

преобразувателя са както следва: $L_f=10\mu\text{H}$, $C_f=2\mu\text{F}$, $L_s=3\mu\text{H}$ и $R\approx 10\text{m}\Omega$. На горната времедиаграма е показано входното напрежение, а на долната времедиаграма – желаният ток и реалният ток през товара.

На Фиг.7а изходното напрежение е $U_{\text{out}}=30\text{V}$, поради което номиналната стойност на входното напрежение е голяма и ефекта от модулация на коефициента на запълване е незначителен. Вижда се, че системата проявява резонансен характер и затихването на трептенията става след няколко цикъла.

На Фиг.7б $U_{\text{out}}=0\text{V}$, поради което ефекта на модулация на коефициента на запълване е проявен в значителна степен, особено когато входното напрежение е малко.



Фигура 7

Показаните времедиаграмите са снети при работни честоти 25 и 50kHz и насложени една върху друга. Вижда се, че с нарастване на работна честота, ефекта на модулация на коефициента на запълване се проявява по-силно изразявайки се в по-голяма грешка по ток и по-голямо подтискане на трептенията в системата.

Изводи.

В настоящата статия е направен анализ на DC/DC преобразувател, използващ многотактен преобразувател като източник на ток. Предложената топология позволява постигането на голямо бързодействие, респективно широка честотна лента, което я прави подходяща за специални приложения, като например реализиране на заваръчен токоизточник, позволяващ реализиране на заваряване с високочестотен импулсен ток [1,2]. Направеният анализ показва, че честотните характеристики на преобразувателя зависят не само от многотактния преобразувател, но също така от индуктивността на разсейване на трансформатора и работната точка на преобразувателя.

Литература:

1. G. E. Cook, Eassa H.E.D.E.H., "The Effect of High-Frequency Pulsing of a Welding Arc", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol.21, No.5, Sept./Oct. 1985, p.1294-1299
2. G. R. Stoeckinger, "Pulsed DC High Frequency GTA welding of Aluminum Plate", Welding Journal Research Supplement, Dec. 1973, p.558s-567s