

降低CCM模式峰值電流

返馳式轉換器解決過功率問題

Christophe Basso

採用不連續導通模式(DCM)工作的返馳式轉換器(Flyback Converter)，可以在高線路電壓時，提供比低線路電壓環境下更高的功率。然而，一般而言大功率適配器會依照設計慣例，使轉換器在低線路電壓時，採用深度連續導通模式(CCM)工作；而在高線路電壓時，使轉換器過渡到輕度CCM或者甚至是DCM工作。在低線路電壓時採用CCM工作，可確保降低導電損耗；而在高線路電壓時採用DCM工作，可降低次級端二極體遭受的應力。

值得一提的是，就像在完全採用DCM工作的範例一樣，高線路電壓時提供的功率同樣高於低線路電壓時的功率，本文將探討箇中原因。

由CCM過渡至DCM 返馳式轉換器輸出功率漸增

採用CCM工作之返馳式轉換器的相關波形(圖1)揭示谷底(Valley)及峰值(Peak)電流的存在。存在谷底電流是因為變壓器在開關週期結束時並未完全退磁(Demagnetized)，在其鐵心(Core)中仍儲有能量。當電源開關關閉時，漏極的電

流跳至谷底點，並以下述公式1所示斜率(Slope)來躍升至峰值：

$$S_{on} = \frac{V_{in}}{L_p} \dots\dots\dots \text{公式1}$$

然而，到達峰值的步伐取決於輸入線路條件。在低線路電壓時，斜率相當低，導通時間(t_{on})很長。在高線路電壓時，斜率更陡峭，到達峰值的步伐要快得多，意即導通時間更短。轉換器拓撲結構採用恆定頻率工作，因此，由於導通時間在高線路電壓時減小，退磁時間就自然地增加，從而匹配 $t_{on} + t_{off} = T_{sw}$ 。如果輸入電壓確保初級電感退磁，反射電壓即以恆定的向下斜率退磁，此斜率如公式2所示，其中，N是初級與次級繞組的匝數比。

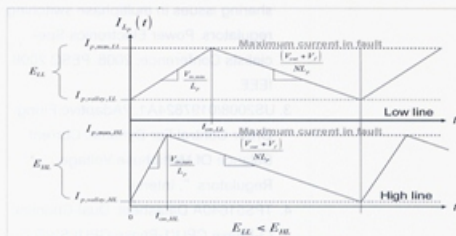
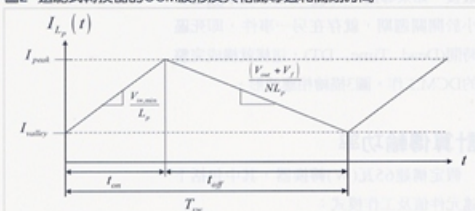


圖1 CCM工作顯示峰值電流從谷底點躍升至峰值。

圖2 返馳式轉換器的CCM波形及其相關導通和關閉時間



$$S_{off} = \frac{V_{out} + V_r}{NL_p} \dots\dots\dots \text{公式2}$$

兩種不同線路電壓等級時的電感電流波形中，上端的波形代表低線路電壓條件，下半部分的波形代表相同轉換器採用高線路電壓等級工作時的波形（圖1）。不出所料，高線路電壓時的導通時間更短，因為到達峰值電流設定點的斜率更陡峭。然而，無論在何種輸入線路電壓等級，初級電感上的反射電壓都不會變化。因此，如果能有更長的退磁時間，電感就有時間來耗散電流至更低的電平，然後才開始下一個週期。這樣，谷底電流最後就逐漸降到0，如果電感值不夠大的話，就使轉換器採用DCM工作。

返馳式轉換器的工作原理是在導通時間期間儲存能量，進而在開關關閉時將能量傾注到次級端。在CCM模式下，電感中儲存的能量可以表達為電流達到峰值時，電感中儲存的能量與導通時間開始時，原始儲存的能量之差，如公式3所示：

$$E = \frac{1}{2} L_p I_{peak}^2 - \frac{1}{2} L_p I_{valley}^2 \\ = \frac{1}{2} L_p (I_{peak}^2 - I_{valley}^2) \dots\dots\dots \text{公式3}$$

在故障條件下，峰值電流實際上被脈衝寬度調變(PWM)控制器限制為最大值。

儘管存在傳播延遲效應，低線路電壓與高線路電壓時的峰值電流差仍然較小。然而，由於高線路電壓條件時谷底電流變小，在高線路電壓時公式3的結果自然趨向變大；對於恆定峰值電流及類似電感而言，在DCM或輕度CCM模式下儲存的能量(EHL)就比深度CCM模式下儲存的能量(ELL)更多。因此返馳式轉換器在高線路電壓條件下提供的功率，就比低輸入電壓範圍條件下更高。

推導峰值與谷底電流值

為計算高線路電壓條件下傳輸的功率，須先推导出峰值電流及谷底電流值。一旦知道這些值，就可將公式3與開關頻率 F_{sw} 簡單相乘。故障模式下峰值電流漂移會受到控制器的限制，然而，總傳播延遲 t_{prop} 發揮重要作用，在高輸入電壓條件下產生過沖，如公式4所示：

$$I_{peak,max} = \frac{V_{sense,max}}{R_{sense}} + \frac{V_{in}}{L_p} t_{prop} \dots\dots\dots \text{公式4}$$

其中， R_{sense} 是轉換器的感測電阻， V_{sense} 是允許最大感測電壓， V_{in} 為輸入電壓，而 L_p 為初級電感。

谷底電流要求進行幾道代數計算才能推导出。從圖2中可以得出公式5：

$$I_{peak} = I_{valley} + \frac{V_{in}}{L_p} t_{on} \dots\dots\dots \text{公式5}$$

觀察此圖，推导出谷底電流的第二條公式，如公式6所示：

$$I_{valley} = I_{peak} - \frac{(V_{out} + V_r)}{NL_p} t_{off} \dots\dots\dots \text{公式6}$$

最後，由於採用固定開關頻率工作，必須滿足公式7：

$$T_{sw} = t_{on} + t_{off} \dots\dots\dots \text{公式7}$$

從公式5可以解析出導通時間值，如公式8所示：

$$t_{on} = \frac{L_p(I_{peak} - I_{valley})}{V_{in}} \dots\dots\dots \text{公式8}$$

將此結果與公式7結合，就得到公式9：

$$t_{off} = T_{sw} - t_{on} = T_{sw} - \frac{L_p(I_{peak} - I_{valley})}{V_{in}} \dots\dots\dots \text{公式9}$$

將 t_{off} 代入公式6，就得到公式10：

$$I_{valley} = I_{peak} - \frac{(V_f + V_{out})(I_{valley}L_p - I_{peak}L_p + T_{sw}V_{in})}{L_p N P_s} \dots\dots\dots \text{公式10}$$

從上述公式，可以計算出 I_{valley} ，如公式11所示：

$$I_{valley} = I_{peak} - \frac{T_{sw}V_{in}(V_f + V_{out})}{L_p(V_f + V_{out} + N P_s)} \dots\dots\dots \text{公式11}$$

根據圖2，可以用下列公式來定義電感漣波電流，如公式12所示：

$$\Delta I_L = I_{peak} - I_{valley} = \frac{T_{sw}V_{in}(V_f + V_{out})}{L_p(V_f + V_{out} + N P_s)} \dots\dots\dots \text{公式12}$$

由於已經推導出漣波電流公式，若有必要就可以使用此公式來確定轉換器的工作模式。審視公式8和9，代入漣波電流即得到公式13及14：

$$t_{on} = \frac{\Delta I_L}{V_{in}} L_p \dots\dots\dots \text{公式13}$$

$$t_{off} = \frac{N \Delta I_L}{(V_{out} + V_f)} L_p \dots\dots\dots \text{公式14}$$

如果上述時間期限之和等於開關週期，而谷底電流大於0，那麼轉換器就是採用CCM工作。如果符合第一個條件，但谷底電流等於0，轉換器就在CCM與DCM之間的邊緣條件工作。這種特殊模式稱作邊界導電模式(Boundary Conduction Mode, BCM)，亦稱邊界線導電模式(Borderline Conduction Mode, BCM)或臨界導電模式(Critical Conduction Mode, CrM)。

最後，如果導通時間 t_{on} 與關斷時間 t_{off} 之和小於開關週期，就存在另一事件，即死區時間(Dead Time, DT)，這樣就構成完整的DCM工作。圖3描繪相應波形。

計算傳輸功率

假定構建65瓦(W)轉換器，其中包括下述元件值及工作模式：

$V_{in,HL}$ 是高線路電壓時的直流輸入電壓，370伏特； $V_{in,LL}$ 是低線路電壓時的直流輸入電壓，120伏特； V_{out} 是輸出電壓，19伏特； L_p 是變壓器初級電感值，600微亨利(μH)； t_{prop} 是總傳播延遲，350奈秒(ns)； R_{sense} 是感測電阻值，0.33 Ω ； V_{sense} 是允許的最大感測電壓值，0.8伏特； T_{sw} 是65kHz頻率條件下的開關週期，15.4微秒(μs)； N_{ps} 是次級端與初級端繞組的匝數比，1:0.25； N_{pa} 是初級端繞組與輔助繞組的匝數比，1:0.18。

首先，計算故障條件下低線路電壓及高線路電壓時的峰值電流，如公式15及16：

$$\begin{aligned} I_{peak,max,LL} &= \frac{V_{sense,max}}{R_{sense}} + \frac{V_{in,LL}}{L_p} t_{prop} \\ &= \frac{0.8}{0.33} + \frac{120}{600\mu} \times 350n \\ &= 2.49A \end{aligned} \dots\dots\dots \text{公式15}$$

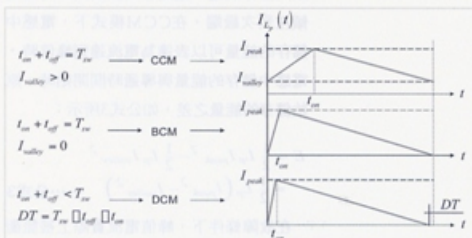


圖3 審視導通時間及關斷時間定義就能確定轉換器的工作模式。

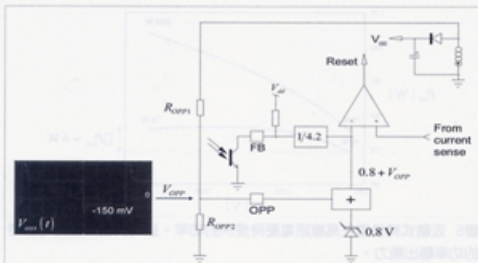


圖4 NCP1250的OPP電路降低最終峰值電流設定點，同時沒有功率耗散代價。

$$I_{peak,max,HL} = \frac{V_{sense,max}}{R_{sense}} + \frac{V_{in,HL}}{L_p} I_{prop}$$

$$= \frac{0.8}{0.33} + \frac{370}{600\mu} \times 350n$$

$$= 2.64A \quad \text{---公式16}$$

峰值電流值的差為6%，並不太大，電感值相當大可以解釋此一結果。谷底電流是在兩種輸入線路電壓條件下真正在較大

幅度變化的參數，如公式17、18：

$$I_{valley,LL} = I_{peak,max,LL} - \frac{T_{on} V_{in,LL} (V_f + V_{out})}{L_p (V_f + V_{out} + NV_{in,LL})}$$

$$= 2.49 - \frac{15.4\mu \times 120 \times (19 + 0.5)}{600\mu \times (19 + 0.5 + 0.25 \times 120)}$$

$$= 1.28A \quad \text{---公式17}$$

$$I_{valley,HL} = I_{peak,max,HL} - \frac{T_{on} V_{in,HL} (V_f + V_{out})}{L_p (V_f + V_{out} + NV_{in,HL})}$$

$$= 2.64 - \frac{15.4\mu \times 370 \times (19 + 0.5)}{600\mu \times (19 + 0.5 + 0.25 \times 370)}$$

$$= 0.99A \quad \text{---公式18}$$

根據這兩項值，計算出兩種輸入電壓等級下的功率傳輸值，如公式19、20：

$$P_{out,LL} = \frac{1}{2} L_p (I_{peak,max,LL}^2 - I_{peak,max,HL}^2) F_{sw} \eta_{LL}$$

$$= 0.5 \times 600\mu \times (2.49^2 - 1.28^2) \times 65k \times 0.85$$

$$= 76W \quad \text{---公式19}$$

$$P_{out,HL} = \frac{1}{2} L_p (I_{peak,max,HL}^2 - I_{peak,max,LL}^2) F_{sw} \eta_{HL}$$

$$= 0.5 \times 600\mu \times (2.64^2 - 0.99^2) \times 65k \times 0.89$$

$$= 104W \quad \text{---公式20}$$

計算出來的數值與19伏特筆電變壓器設計相符合。根據計算出的功率等級，可以解析出兩種極端輸入電壓條件下適配器提供的最大電流，如公式21、22所示：

$$I_{out,LL} = \frac{P_{out,LL}}{V_{out}} = \frac{75.9}{19} = 3.99A \quad \text{---公式21}$$

$$I_{out,HL} = \frac{P_{out,HL}}{V_{out}} = \frac{104}{19} = 5.47A \quad \text{---公式22}$$

原始設計目標是提供3.3安培(A)的額定輸出電流。設計人員必須增大輸出二極體及其散熱片，才可以維持如此遠高於額定值的電流。解決此問題的一個方法是應用在高線路電壓時，限制峰值電流的電路。

應用過功率保護

應用過功率保護(OPP)有多種方法。安森美(ON Semiconductor)NCP1250利用專有技術，拋離無效途徑，探索出一種基於輔助繞組訊號的新方案(圖4)。輔助繞組在電晶體導通時間期間，會通過負向擺動至 $-N_{pa} V_{in}$ 的訊號。當此負訊號透過電阻網路恰當地縮小時，就可以被控制器的0.8伏特內部參考電壓直接相減。透過這種方式，在低線路電壓條件下，最大峰值電流極限幾乎不受影響。然而，隨著輸入線路電壓電平上升，0.8伏特電壓參考開始下降至由外部網路確定的值。為計算所需OPP的額度，可以從低線路電壓時提供的功率(76瓦)開始，並將其設定為高線路電壓條件時所提供功率的目標。使用公式19及20，同時假定保持連續導通模式，就得到公式23：

$$P_{max,LL} = \frac{1}{2} I_p (I_{peak,max,HL}^2 - (I_{peak,max,HL} - \Delta I_{L,HL})^2) F_{sw} \eta_{HL} \dots \text{公式23}$$

根據此公式可以解析出，在高線路電壓條件下，必須設定以限制所提供功率的補償峰值電流值：

$$I_{peak,max,HL} = \frac{F_{sw} L_p \eta_{HL} \Delta I_{L,HL}^2 + 2 P_{max,HL}}{2 F_{sw} L_p \eta_{HL} \Delta I_{L,HL}} \dots \text{公式24}$$

為獲得控制器規定電壓，必須消除傳播延遲成份，並透過感測電阻 R_{sense} 將此電流納入電壓轉換增益中，如公式25所示：

$$\Delta V = V_{sense} - (I_{peak,max,HL} - \frac{V_{in,HL}}{L_p} t_{prop}) R_{sense} \dots \text{公式25}$$

一旦應用補償，就獲得如下電流值，如公式26所示：

$$I_{peak,max,HL} = \frac{V_{sense} - \Delta V}{R_{sense}} + \frac{V_{in,HL}}{L_p} t_{prop} \dots \text{公式26}$$

為計算補償等級，須使用公式12評估高線路電壓時的電感漣波電流，如公式27：

$$\Delta I_{L,HL} = \frac{370 \times (0.5 + 19)}{65k \times 600u \times (0.5 + 19 + 0.25 \times 370)} = 1.65A \dots \text{公式27}$$

知道此值就可以運用公式24推導所要求的高線路電壓時峰值電流目標，得到公式28：

$$I_{peak,max,HL} = \frac{65k \times 600u \times 0.89 \times 1.65^2 + 2 \times 75.9}{2 \times 65k \times 600u \times 0.89 \times 1.65} = 2.15A \dots \text{公式28}$$

將此值與公式16計算出的值比較，得出差值為490毫安培(mA)。因此，須減小0.8伏特內部參考電壓的值，使其降低至最終符合公式28建議的值。參考電壓減小的額度，如公式29所示：

$$\Delta V = 0.8 - (2.15 - \frac{370}{600u} \times 350ms) \times 0.33 = 0.8 - 0.638 = 0.162V \dots \text{公式29}$$

根據圖4，負擺幅與輔助繞組電壓成正比。因此，根據此繞組在導通時間期間提供的負幅值 $(-N_{pa} V_{in})$ ，就可以計算分

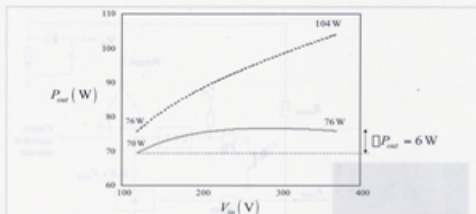


圖5 返馳式轉換器在高線路電壓時提供的功率，遠高於在低線路電壓時的功率輸出能力。

壓網路。為了偏置目的，建議接地電阻值 R_{OPPL} 保持低於2k Ω 。如果將此值固定為1.6k Ω ，連接至輔助繞組的電阻就可以根據如下公式30來計算：

$$R_{OPPL} = \frac{(V_{OPPL} - V_{in,HL} N_{pa}) R_{OPPL}}{V_{OPPL}} = \frac{(0.162 - 370 \times 0.18)}{1.927 \times 0.33} \times 1.6k = 513k\Omega \dots \text{公式30}$$

使用上文計算出的元件數值以檢驗計算有效性後，公式已經輸入Mathcad，繪製出應用及沒有應用OPP時的功率變化。計算出的能效在85%至89%之間線性變化。結果如圖5所示，顯示高線路電壓時功率失控。

如果運用包含隨著輸入電壓增加而降低峰值電流設定點的校正手段，就可以看到所提供功率相當出色的曲率，使功率持續受到良好控制。

採用DCM工作的返馳式轉換器在高線路電壓時比在低線路電壓時提供更高的功率，其主要成因就是關閉事件期間的傳播延遲，而在CCM工作模式中，高線路電壓時功率增加的原因是CCM轉換器過渡到DCM時變壓器初級電感中儲存的能量自然地增加。同樣，在輸入線路電壓增加時降低峰值電流是限制所提供輸出功率的有效方式。

(本文作者為安森美半導體科學家)