

善用OPP、PWM控制技術

返馳式轉換器過功率難題有解

Christophe Basso

返馳式轉換器(Flyback Converter)設計通常以低及高線路電壓電平，描述特定輸入電壓範圍，當電壓介於兩者之間時，轉換器須提供設計時就規定的額定功率。由於系統難免會產生功率耗損，因此，工程師將計算出一定的餘量，確保在最壞情況下(低線路電壓、高溫)提供足夠的額定功率。

如果調配的餘量使轉換器在低線路電壓時受益，據工程師設計經驗顯示，當轉換器供電電壓達到上限時，功率能力可能翻倍。此系列文章探討主軸鎖定多餘功率來源，以及如何將功率保持在合理值的設計方法。

掌握DCM/CCM工作需求 返馳式轉換器設計進化

返馳式轉換器以不連續導通模式(DCM)和連續導通模式(CCM)兩個工作週期傳輸功率，初級開關閉合時，返馳式轉換器從輸入源吸收能量，並儲存在變壓器的勵磁電感(L_p)中。由於變壓器(Adapter)繞組的配置緣故，次級端二極體阻斷，可從初級端解耦其下游電路，在開關開路時，儲存在初級的能量則傳遞至次級端，產生在輸出電容與負載之間的流動電流。

圖1顯示分別於導通時間(a)及關閉時間(b)期間發生的事件。假定在開關週期儲存能量100%傳遞至次級端，初級電感在下一個週期開始時完全退磁，轉換器被指示採用DCM工作；此時，沒有前一個電感狀態的電流「記憶」，初級電流在各個開關週期開始時從0逐漸躍升。

另外，如果在下一個開關週期開始時，變壓器間隙仍留存某些能量，電感電流就不再開始從0攀升，而是會從稱作谷底電流(Valley Current)-- I_{valley} 的某個初始值開始躍升。在此情況下，轉換器被指示採用CCM工作。

若要繪製初級開關導通及關閉時間期間，CCM返馳式轉換器的理想化電流波

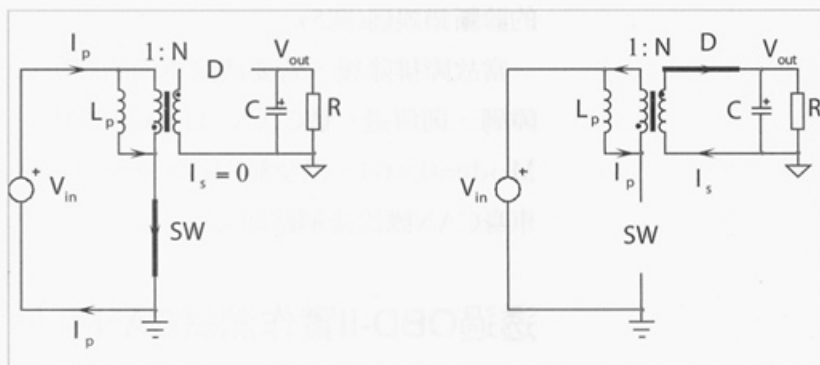


圖1 返馳式轉換器的DCM與CCM工作狀態，分別顯示能量儲存在初級端(a)，以及能量在次級端流轉的架構圖(b)。

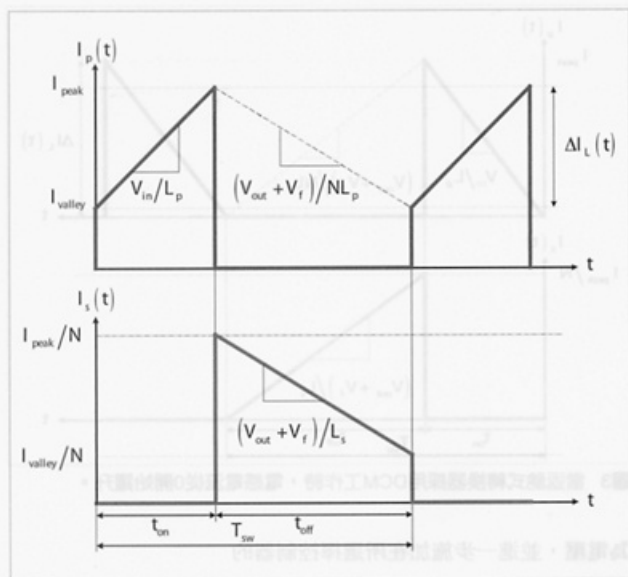


圖2 在CCM模式下，電流首先在初級端躍升，直至開關開路儲存能量傳遞至次級端。

形，可依圖2所示操作。開關導通時，電感中的電流線性躍升，斜率(Slope)如公式1所示：

$$S_{on} = \frac{V_{in}}{L_p} \dots\dots\dots(1)$$

轉換器採用CCM工作，電感初始電流不為0而為谷底電流。隨著電流上升並達到控制器規定的峰值電流值-- I_{peak} ，開關關閉。為抗衡磁場減弱，初級電感兩端的電壓將反轉，此時次級端二極體導電，使電流在次級繞組流轉，為電容及負載供電。因次級端電流減小，斜率將如公式2所示：

$$S_{off} = \frac{V_{out} + V_f}{L_s} \dots\dots\dots(2)$$

其中， V_f 代表的是二極體正向電壓降， V_{out} 代表輸出電壓， L_s 代表變壓器次級端

電感。如果在關閉期間可從初級端觀測到退磁電感電流，並進一步印證公式2中描述的次級端下斜率(Downslope)，但此下斜率也將映射在初級端，以公式3表示，N為與初級端及次級端繞組相關的匝數比(Turns Ratio)：

$$S_{off} = \frac{V_{out} + V_f}{NL_p} \dots\dots\dots(3)$$

在圖2中，電感電流在 I_{valley} 與 I_{peak} 兩組值之間搖擺。這些點之外的漂移稱作漣波電流，其定義如公式4：

$$\Delta I_L = I_{peak} - I_{valley} \dots\dots\dots(4)$$

在重負載CCM工作模式下，漣波電流可能極小，在 I_{valley} 上升時波形類似于方波。當負載變輕時，轉換器過渡至DCM模式，谷底電流減小直至0。然後電感漣波電流就達最大，對應於全擺幅，更新波形(圖3)。

在相似的功率等級，CCM模式電路中流過的交流(AC)電流小於DCM模式，使CCM模式下的導電損耗更小。工作模式過渡的出現跟負載有關，也跟輸入電壓有關。通常，大功率轉換器的設計旨在低線路電壓時採用CCM工作，並在高線路電壓時進入DCM或輕CCM模式。

DCM工作模式傳遞功率較省電

若要計算的是開關週期期間從電源啟動至輸出的功率總量，當轉換器採用直流電源 V_{in} 供電時，電源提供的功率如公式5所示：

$$P_{in} = \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} I_{in}(t) V_{in}(t) dt = V_{in} I_{in,avg} \dots\dots\dots(5)$$

透過查看圖2上部波形，可注意到平均輸入電流等於公式6：



$$I_{in,avg} = \left(I_{valley} + \frac{\Delta I_L}{2} \right) \frac{t_{on}}{T_{sw}} = \frac{I_{peak} + I_{valley}}{2} t_{on} F_{sw} \dots\dots(6)$$

此外，藉由公式1得出初級電感斜率，亦可用來算出獲得漣波電流 ΔI_L 定義：

$$\Delta I_L = \frac{V_{in}}{L_p} t_{on} \dots\dots(7)$$

結合公式4與7，即可進一步解析出導通時間的定義，如公式8所示：

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

隨後將公式8代入公式6，則得到公式9：

$$I_{in,avg} = \frac{(I_{peak} + I_{valley}) (I_{peak} - I_{valley})}{2} \frac{L_p}{V_{in}} F_{sw} \dots\dots(9)$$

若將等式兩邊同時乘以 V_{in} 並重新排列等式，將如公式10所示：

$$P_{in} = \frac{1}{2} L_p (I_{peak}^2 - I_{valley}^2) F_{sw} \dots\dots(10)$$

此等式描述採用CCM工作的返馳式轉換器從電源吸收的功率，相較之下，轉換器採用DCM工作，谷底電流降至0，將簡化為公式11：

$$P_{in} = \frac{1}{2} L_p I_{peak}^2 F_{sw} \dots\dots(11)$$

傳輸給次級端負載的輸出功率就是從輸入電源吸收的功率與總效能 η (eta) 的乘積：

$$P_{out} = \frac{1}{2} L_p (I_{peak}^2 - I_{valley}^2) F_{sw} \eta \dots\dots(12)$$

PWM控制鉗位電壓 改善電流導通延遲效應

在電流模式電源中，反饋迴路根據輸入/輸出參數逐週期調節初級電感峰值電流。在典型配置中，感測電阻將初級電流轉換

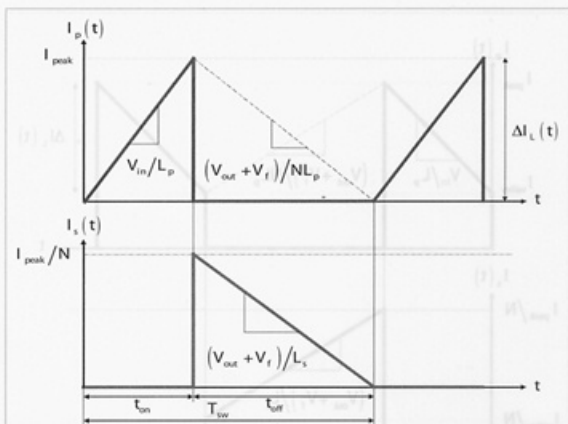


圖3 當返馳式轉換器採用DCM工作時，電感電流從0開始躍升。

為電壓，並進一步施加在所選擇控制器的電流感測接腳上。唯有在某些特定情況下，反饋迴路會丟失，例如輸出短路、啟動或光耦合器損壞時。

在這些故障條件下，重要的是將可接受的峰值電流維持在安全限制範圍內。大的峰值電流可能滋生變壓器飽和、鉗位電壓失控及過熱冒煙等問題，因此，常見的解決方式係以脈衝寬度調變(PWM)控制內部鉗位，用以限制電流設定點漂移。

以市面上第一款PWM控制器為例，鉗位電壓設定為1伏特(V)，電流感測電阻產生的最大電壓可能永遠不會超過1伏特(如1歐姆電阻，電流達1安培)；至於安森美(ON Semiconductor)新一代PWM控制器中，鉗位電壓已降低於0.8伏特，確保總效能提升。

圖4清楚顯示此類電路的內部應用，當反饋電壓達到電流設定點並除以4.2，在迴路故障條件下，回饋電壓躍升至5.3伏特，但

因0.8伏特主動齊納二極體(Zener Diode)的緣故，電流設定點不會超過公式13的數值：

$$I_{peak,max} = \frac{V_{sense,max}}{R_{sense}} = \frac{0.8}{R_{sense}} \quad \text{.....(13)}$$

不過，現實狀況將有所落差，如圖5所示，可發現電流訊號增大，並達到公式13規定的最大值。此時可預料比較器會立即反應，但元件將受反應時間拖累，在重置指令到達門鎖且指示驅動器輸出變為低電平之前，會消逝一定量的時間。

圖4 系統最大峰值電流由0.8伏特參考電壓設定

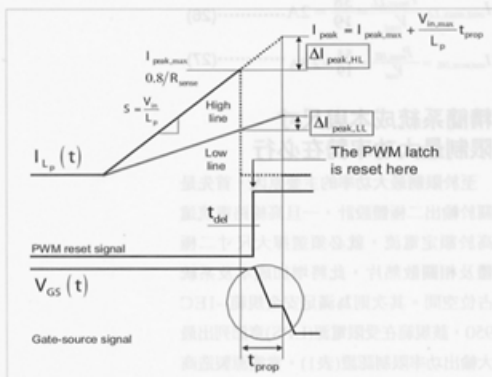
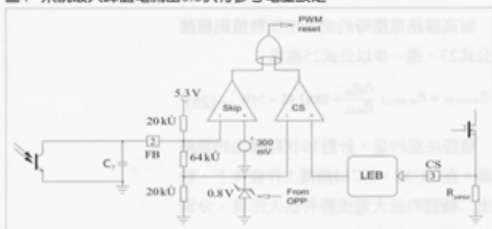


圖5 檢測到過電流條件時，經歷一定的時間後控制器才識別到故障，並將關閉訊號傳送給MOSFET開極。

此外，即使控制器驅動接腳變為地電平，因通往金屬氧化物半導體場效電晶體(MOSFET)開極的路徑由電阻性元件構成，此元件阻斷也會造成延遲。在此期間，電感電流根據公式1定義的斜率保持上升。當MOSFET最終開路時，電流將達到公式14定義的峰值：

$$I_{peak,max} = \frac{V_{sense,max}}{R_{sense}} + \frac{V_{in}}{L_p} I_{prop} \quad \text{.....(14)}$$

其中，變數部分取決於輸入電壓，在低線路電壓時，有些許電流過沖；但在控制器執行保護功能動作之前，幾乎不會影響提供的最大功率。另一方面，在高線路電壓條件下，過沖可能極大，特別是在驅動器汲電流能力較弱，且選擇較大開電荷(QG)的MOSFET；若計算從低線路電壓到高線路電壓時最大峰值電流上升的百分比，就可推算出公式15：

$$\frac{I_{peak,max,H} - I_{peak,max,L}}{I_{peak,max,L}} = \frac{V_{in,H} - V_{in,L}}{L_p \frac{V_{sense,max}}{R_{sense}} + V_{in,L}} \quad \text{.....(15)}$$

其中，高線路直流輸入電壓 $V_{in,H}$ 為370伏特、低線路直流輸入電壓 $V_{in,L}$ 為120伏特； L_p 則是變壓器初級電感 $200\mu H$ 、 t_{prop} 為總傳播延遲350奈秒(ns)、 R_{sense} 係感測電阻 0.33Ω 、 V_{sense} 表示最大許可感測電壓 0.8 伏特。

若使用通用交流主電源、30瓦(W)DCM變壓器得到上述值，就可進一步計算低線路電壓到高線路電壓時的峰值電流變化，如公式16所示：

$$\frac{\Delta I_{peak}}{I_{peak,max,H}} = \frac{320 - 120}{200 \times 0.8 + 120} = 0.166 \text{ or } 16.6\% \quad \text{... (16)}$$

至於在低線路電壓時的最大電流則如公式17所示：

$$I_{peak,max,LL} = \frac{0.8}{0.33} + \frac{120}{200\mu} \times 350\mu = 2.63A \dots (17)$$

轉換成高線路電壓後將增加最大電流，如公式18所示：

$$I_{peak,max,HL} = I_{peak,max,LL} \left(1 + \frac{\Delta I_{peak}}{I_{peak,max,LL}} \right) \dots (18)$$

$$= 2.63 \times 1.166 = 3.07A$$

經過概略計算，處在DCM模式下的高線路電壓時的額外功率，可結合公式11及16快速推導出來，產生公式19：

$$\frac{\Delta P_{out}}{P_{out,LL}} = \left(1 + \frac{\Delta I_{peak}}{I_{peak,max,LL}} \right)^2 = 1.166^2 \approx 36\% \dots (19)$$

然而，運用這種方法時，須假定在低線路電壓及高線路電壓條件下，保持恆定的100%效能。實際上，高線路電壓時的效能始終略高於低線路電壓，這是因為工作週期變小，流通電流的均方根(RMS)值更小，實際上減小相關損耗。如果在計算中顧及能效變化，可以公式20、21表示故障條件下，(此時回饋丟失，內部0.8伏特鉗位啟動)低線路電壓及高線路電壓時的最大功率：

$$P_{out,LL} = \frac{1}{2} L_p I_{peak,max,LL}^2 F_{sw} \eta_{LL} \dots (20)$$

$$P_{out,HL} = \frac{1}{2} L_p I_{peak,max,HL}^2 F_{sw} \eta_{HL} \dots (21)$$

進一步計算低線路電壓及高線路電壓時的功率變化，並將其除以低線路電壓，還可得出公式22：

$$\frac{\Delta P_{out}}{P_{out,LL}} = \frac{I_{peak,max,HL}^2 \eta_{HL}}{I_{peak,max,LL}^2 \eta_{LL}} - 1 \dots (22)$$

另假定低線路電壓及高線路電壓時的相應效能分別為85%和89%，可調整前述計算方式，改由公式23表示：

$$\frac{\Delta P_{out}}{P_{out,LL}} = \frac{3.07^2 \times 0.89}{2.63^2 \times 0.85} - 1 = 42\% \dots (23)$$

表1 滿足LPS要求電源可提供的最大功率

輸出電壓 $V_{out}(V)$		輸出電流 $I_{out}(V)$	現在功率 $S(VA)$
V_{rms}	V_{dc}		
≤ 20	≤ 20	≤ 8	$\leq 5 \cdot V_{out}$
$20 < V_{out} \leq 30$	$20 < V_{out} \leq 30$	≤ 8	≤ 100
-	$20 < V_{out} \leq 60$	$\leq 150/V_{out}$	≤ 100

隨後再根據公式20，以公式24估算低線路電壓時的反變式轉換器功率：

$$P_{out,LL} = \frac{1}{2} L_p I_{peak,max,LL}^2 F_{sw} \eta_{LL} \dots (24)$$

$$= 0.5 \times 200\mu \times 2.63^2 \times 65k \times 0.85 \approx 38W$$

而高線路電壓時的功率增加數值則根據公式23，進一步以公式25推算：

$$P_{out,max,HL} = P_{out,max,LL} \frac{\Delta P_{out}}{P_{out,LL}} = 38 \times 1.42 = 54W \dots (25)$$

值得注意的是，針對19伏特輸出的變壓器，在DCM、CCM兩種工作條件下，輸出二極體的最大電流將有很大差異，分別以公式26、27表示：

$$I_{out,max,LL} = \frac{P_{max,LL}}{V_{out}} = \frac{38}{19} = 2A \dots (26)$$

$$I_{out,max,HL} = \frac{P_{max,HL}}{V_{out}} = \frac{54}{19} = 2.8A \dots (27)$$

精簡系統成本與尺寸 限制最大功率勢在必行

至於限制最大功率的主要原因，首先是關於輸出二極體設計，一旦高線路電流遠高於額定電流，就必須選擇大尺寸二極體及相關散熱片，此將增加成本及系統佔位空間。其次則為滿足安全規範--IEC 950，該規範在受限電源(LPS)章節列出最大輸出功率限制認證(表1)，當電源製造商的产品遵從LPS測試要求時，可在外殼中使用成本較低的材料。

在本文的範例中，19伏特變壓器輸出電流若低於8安培，且其故障條件下的最大功率保持在低於95瓦，即可符合LPS定義。儘管在高線路電壓時，會出現功率失控，但採用30瓦變壓器就不會超過LPS限制，如果二極體可接受特大電流，就不須考慮這個問題，惟對更大功率的電源變壓器而言，就有許多問題纏身。

利用OPP技術選定峰值電流

系統產生過大功率的主因是在高線路電壓時，初級峰值電流失控。對公式16的典型範例而言，變化約高達17%，透過降低跟輸入電壓有關的最大峰值電流極限方能解決。如圖6右側所示，在低線路電壓時，電流未變；而當輸入電壓升高時，峰值電流極限逐漸降低，如此一來，即可選擇最終的峰值電流值，使高線路電壓輸出

功率大約匹配低線路電壓時的輸出功率等級，此一技術稱為過功率保護(OPP)。

為計算在高線路電壓時須規定的峰值電流要求，一種選擇是檢查此參數中那些數值會迫使系統在高線路電壓時的功率，等於低線路電壓時的數據。由於轉換器在完整負載範圍內採用DCM工作，故可用公式28表示此要求：

$$\frac{1}{2} L_p (I_{peak,max,LL}^2) F_{sw} \eta_{HL} = \frac{1}{2} L_p (I_{peak,max,HL}^2) F_{sw} \eta_{HL} \quad \cdots (28)$$

根據峰值電流定義可得出公式29：

$$I_{peak,max,HL} = \sqrt{\frac{2P_{max,LL}}{L_p F_{sw} \eta_{HL}}} \quad \cdots (29)$$

然而，此值符合高線路電壓時放大器電感的最終峰值電流。控制器在其專用接腳上感測到的電流(以電壓除以感測電阻計算)須反應公式14中出現的傳播延遲成分，如

$$I_{sense,max,HL} = I_{peak,max,HL} - \frac{V_{in,HL}}{L_p} t_{prop} \\ = \sqrt{\frac{2P_{max,LL}}{L_p F_{sw} \eta_{HL}}} - \frac{V_{in,HL}}{L_p} t_{prop} \quad \cdots (30)$$

若使用上述給定的數值，並要電源在高線路電壓時提供38瓦功率，運用公式31可算出控制器感測到的電流值：

$$I_{sense,max,HL} = \sqrt{\frac{2 \times 38}{200 \mu \times 65 \times 0.85}} - \frac{370}{200 \mu} \times 350 \text{ ns} \\ = 1.927 \text{ A} \quad \cdots (31)$$

假定使用0.33歐姆電阻，控制器專用接腳感測到的相應電壓如公式32所示：

$$V_{sense,max,HL} = I_{sense,max,HL} R_{sense} = 1.927 \times 0.33 = 636 \text{ mV} \quad \cdots (32)$$

若感測到的最大電壓限制為0.8伏特，為將此電平降低至公式32建議的數值，須從0.8伏特再減少164毫伏特。有幾種不同方式可減小高線路電壓時的峰值電流(圖7)

其中一種方法係在電流感測電壓資料中增加偏置，若偏置隨著輸入電壓升高而增

圖6 峰值電流變化與輸入電壓密切相關

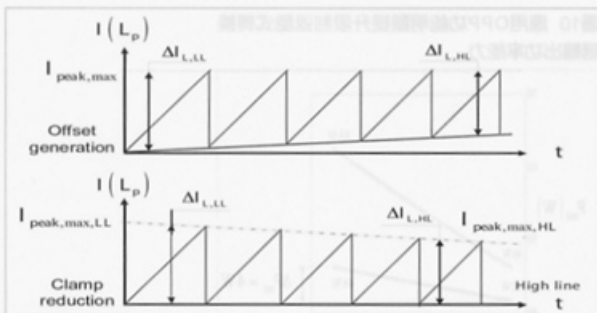
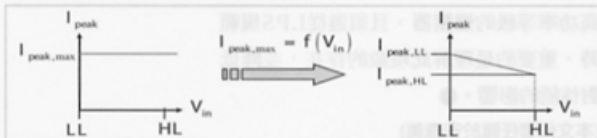


圖7 透過偏置訊號或減小內部鉗位值的方式，可縮小高線路電壓時的峰值電流極限。

大，所具有的動態電流就減小，提供期望的結果，此技術如圖7上半部所示。另外，圖8顯示另一種可能應用，符合峰值電流減小期望。然而，連接至大電容軌的OPP電阻持續存在，長期影響待機功耗，不僅造成電阻額外耗散功率，且因持續偏置阻礙跳週期工作。

與此同時，圖7下半部分也指出一種方法，地電平不再受影響，但允許的最大值將隨著輸入線路電壓而下降。由於意識到圖8所示技術帶來的局限，安森美遂開發一種新電路(圖9)，在提供類似功能的前提下，不須付出耗損額外功耗的代價；此外，跳週期工作也不受此方法影響。

返馳式轉換器的輔助繞組在導通時間期間擺動 $-N V_{in}$ 。此負電壓因此代表輸入電壓變化。如果我們以 R_{OPP1} 及 R_{OPP2} 構成的電阻分壓器來減小此電壓，我們就可以直接將其與用於主動鉗位的內部0.8伏特參考電壓相加。採用這種調配的技术，可將最大鉗位電壓降低至450毫伏特。

為掌握應用OPP的最終結果，將已得到的30瓦DCM變壓器值，代入使用Mathcad得到的公式，並繪製應用及未應用OPP

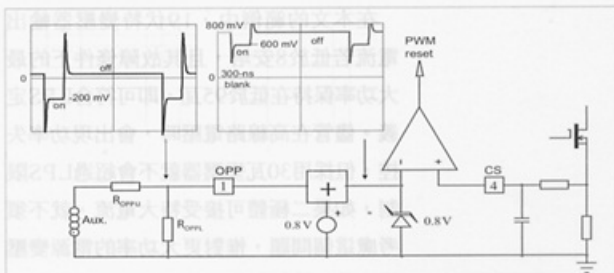


圖9 在導通期間，感測輔助繞組是一種可獲取輸入電壓訊息，同時又無功耗代價的極佳方式。

功能時的功率變化圖。計算出來的效能可在85~89%之間線性變化(圖10)。

由於補償等級線性變化，轉換器提供的功率受到控制。最低及最高兩個輸入電壓等級之間的輸出功率差異不會超過4瓦，此非耗散性OPP也可用於高壓開關穩壓器。

採用DCM工作模式的返馳式轉換器在高線路電壓時，會提供比低線路電壓時更高的功率，對中等功率的變壓器而言，此額外功率無損於轉換器工作；但當選用更高功率等級的變壓器，且須遵從LPS規範時，重要的是理解此現象的存在，並降低對性能的影響。

(本文作者任職於安森美)

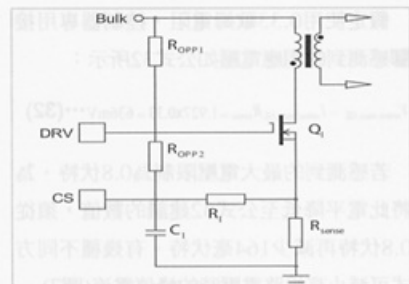


圖8 透過連接至電流感測接腳的大電容產生偏置，可創建影響轉換器最大輸出功率的可變偏置。

圖10 應用OPP功能明顯提升限制返馳式轉換器輸出功率能力

