

Technical Article

設計 DCM 返馳式轉換器



John Betten

返馳式轉換器可在連續傳導模式 (CCM) 或非連續傳導模式 (DCM) 下運作。不過，對許多低功耗和低電流應用而言，DCM 返馳式轉換器可提供更緊湊、成本更低的選擇。以下是引導您按部就班完成此類設計的方法。

DCM 操作的特點是轉換器的整流器電流在下一個開關週期開始之前降至零。在開關前將電流降至零會減少場效應電晶體管 (FET) 的耗散並降低整流器損耗，而且通常還能降低變壓器尺寸要求。

相較之下，CCM 操作在開關週期結束時保持整流器內的電流傳導。我們先前介紹過 CCM 返馳的返馳設計取舍和功率級方程式，分別是用電訣竅 #76：返馳式轉換器設計考量與用電訣竅 #77：設計 CCM 返馳式轉換器。CCM 操作最適合用於中、高功率應用，但如果您有可使用 DCM 返馳的低功耗應用，請繼續閱讀。

圖 1 顯示了一個簡化的返馳電路圖，它可以在 DCM 或 CCM 模式下運作。此外，電路可以根據時序在模式之間切換。為了維持 DCM 模式下的運作 (本文將評估此模式)，關鍵組件切換波形應具有圖 2 中所示的特性。

當 FET Q1 在工作週期 D 內導通時，開始運作。T1 一次繞組中的電流始終從零開始，達到由一繞組電感、輸入電壓和導通時間 t_1 設定的峰值。在 FET 導通期間，二極體 D1 由於 T1 的二次繞組極性而反向偏壓，迫使所有輸出電流在 t_1 和 t_3 時間段內由輸出電容器 COUT 提供。

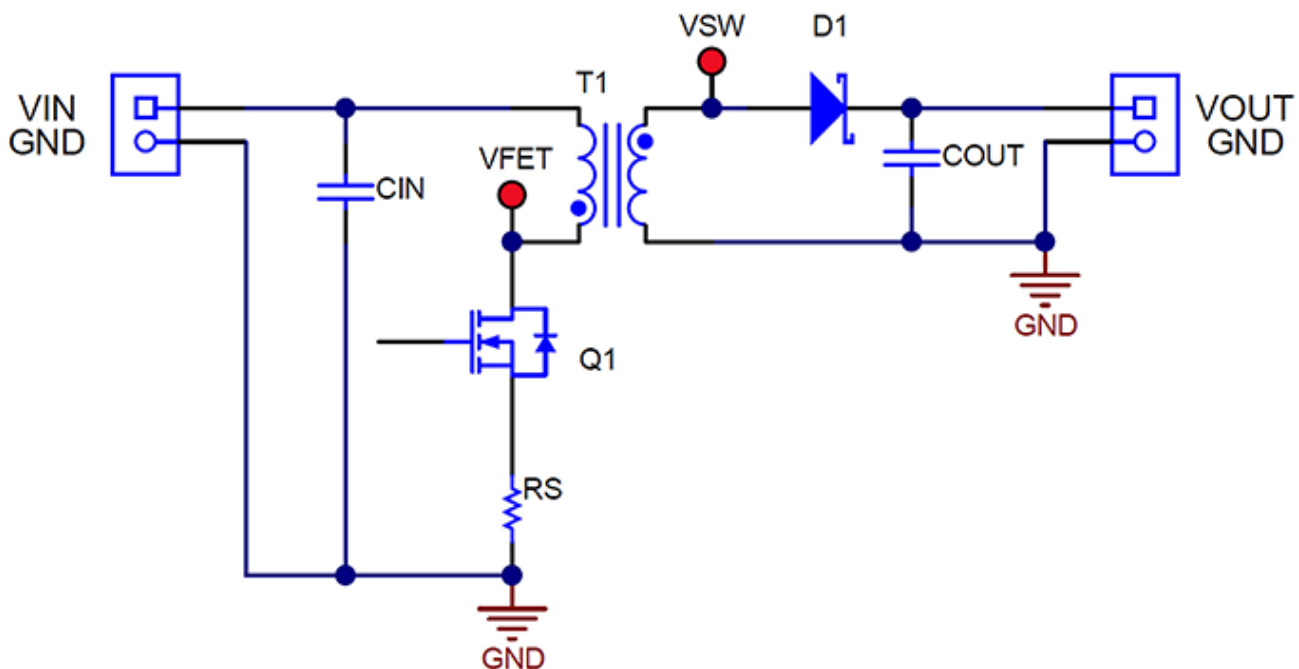


圖 1. 此簡化的返馳式轉換器可以在 DCM 或 CCM 下運作。

當 Q1 在 $1-D$ 期間關閉時，T1 的二次電壓極性反轉，這允許 D1 將電流傳導至負載並對 COUT 充電。在時間 t_2 期間，D1 中的電流從峰值線性減小到零。一旦 T1 儲存的能量耗盡，在週期 t_3 的剩餘時間內只會發生殘餘振鈴。這種振鈴主要是由於 T1 的磁化電感以及 Q1、D1 和 T1 的寄生電容所造成。這在 t_3 期間 Q1 的汲極電壓中很容易看出，該電壓從 VIN 加上反射輸出電壓下降回 VIN，因為一旦電流停止，T1 就無法支援電壓。(請注意，：如果 T3 沒有足夠的失效時間，可能會發生 CCM 操作。) CIN 和 COUT 中的電流與 Q1 和 D1 中的電流相同，但沒有直流偏移。

图 2 中的陰影區 A 和 B 突顯了變壓器在 t1 和 t2 期間的伏特-微秒乘積，它們必須保持平衡以防止飽和。面積 “A” 表示 $(V_{in}/N_p) \times t_1$ ，而 “B” 表示 $(V_{out} + V_d) \times t_2$ ，兩者都以二次側為參考。Np/Ns 是變壓器一次和二次匝數比。

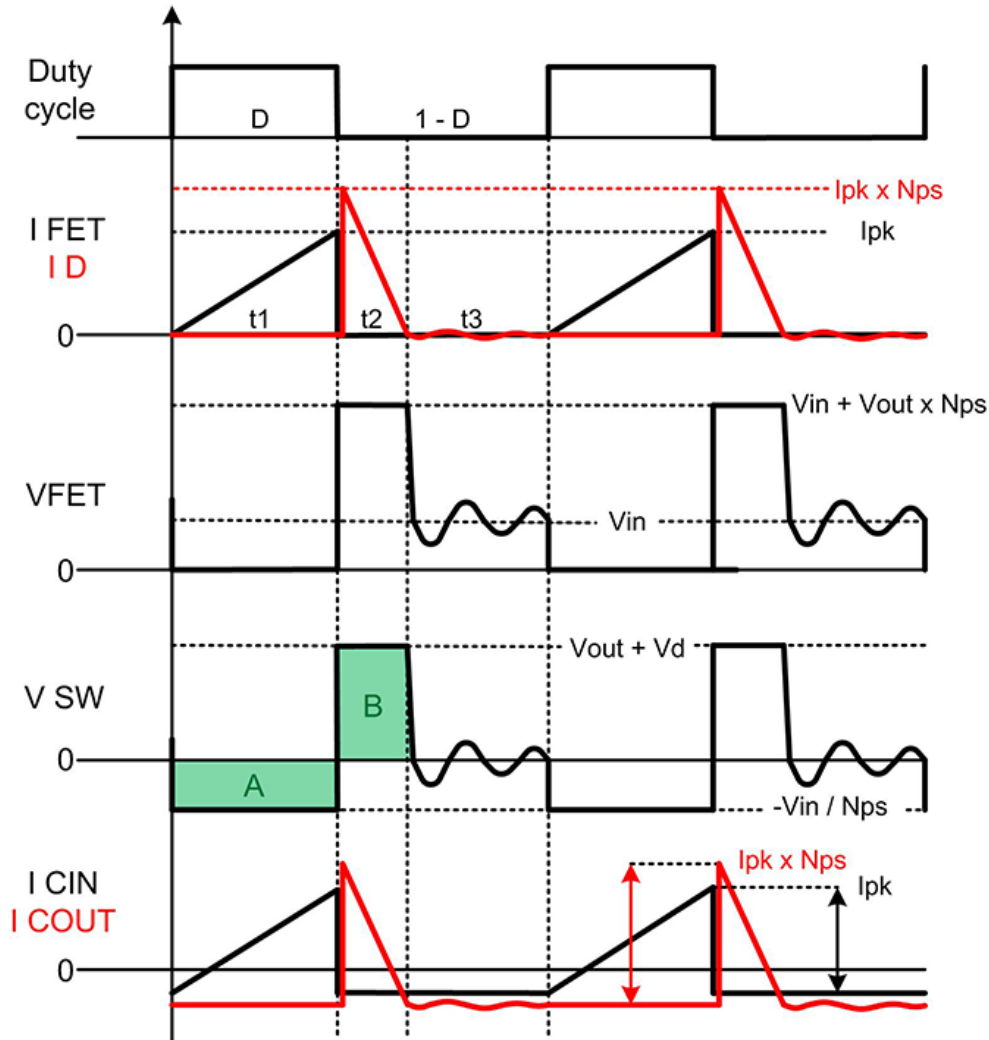


图 2. DCM 返馳的主要電壓與電流切換波形包括設計人員必須指定的幾項關鍵參數。

表 1 詳細介紹了 DCM 操作相對於 CCM 的特性。DCM 的一個關鍵屬性是，無論變壓器的匝數比如何，一次電感較低都會降低工作週期。此屬性可讓您限制設計的最大工作週期。如果您嘗試使用特定控制器或保持在特定的開啟或關閉時間限制內，這一點可能很重要。較低的電感需要較低的平均能量儲存（儘管峰值 FET 電流較高），通常也會導致變壓器比 CCM 設計所需的更小。

DCM 的另一個優點是，該設計消除了標準整流器中的 D1 反向復原損耗，因為 t2 結束時的電流為零。反向復原損耗通常表現為 Q1 的耗散增加，因此消除它們可以降低開關電晶體上的應力。在輸出電壓較高的情況下，此優點變得越發重要，其中整流器的反向復原時間隨著額定電壓較高的二極體而增加。

表 1. 與 CCM 設計相比，DCM 返馳設計既有優點也有缺點。

DCM 優點	DCM 缺點
一次電感低於 CCM	更高的峰值一次電流
由電感設定最大工作週期	更高的峰值整流器電流
可以使用更小的變壓器	提高輸入電容
沒有整流器反向復原損耗	提高輸出電容
沒有 FET 導通損失 (或降至最低)	電磁干擾可能增加

表 1. 與 CCM 設計相比，DCM 返馳設計既有優點也有缺點。（續）

DCM 優點	DCM 缺點
控制迴路沒有右半平面零點	比 CCM 更高的工作週期操作
針對低輸出功率最佳化	增加頻寬變化

開發人員在開始設計時需要了解幾個關鍵參數以及基本電氣規格。首先選擇開關頻率 (f_{sw})、最大所需作業工作週期 (D_{max}) 和估計目標效率。方程式 1 然後計算時間 $t1$ 為：

$$t1 = \frac{D_{max}}{f_{sw}} \quad (1)$$

接下來，使用方程式 2 估計變壓器的峰值一次電流 I_{pk} 。對於方程式 2 中的 FET 導通電壓 (V_{ds_on}) 和電流感測電阻電壓 (V_{RS})，假設為適合您設計的小壓降，例如 0.5V。您可以稍後更新這些壓降。

$$I_{pk} = \frac{P_{out_max} \times \left(\frac{2}{D_{max}}\right)}{(V_{in_min} - V_{ds_on} - V_{RS}) \times (n)} \quad (2)$$

方程式 3 根據圖 2 中面積 A 和 B 的相等值計算所需的變壓器匝數比 N_p/N_s ：

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{(V_{in_min} - V_{ds_on} - V_{RS}) \times t1}{\left(\frac{1}{f_{sw}} \times (1 - x) - t1\right) \times (V_{out} + V_d)} \quad (3)$$

其中 x 是 $t3$ 所需的最小閒置時間 (從 $x = 0.2$ 開始)。

如果要變更 N_p/N_s ，請調整 D_{max} 並再次迭代。

接下來，使用方程式 4 和方程式 5 計算 $Q1$ (V_{ds_max}) 和 $D1$ (V_{PIV_max}) 的最大「平頂」電壓：

$$V_{ds_max} = V_{in_max} + (V_{out} + V_d) \times \frac{N_p}{N_s} \quad (4)$$

$$V_{PIV_max} = V_{out} + \frac{V_{in_max}}{\frac{N_p}{N_s}} \quad (5)$$

由於這些元件通常會因變壓器漏電感而產生振鈴，因此根據經驗，實際值預計比方程式 4 和方程式 5 預測高出 10-30%。如果 V_{DS_max} 高於預期值，降低 D_{max} 會使其降低，但 V_{PIV_max} 將會提高。確定哪個元件電壓更為關鍵，並在必要時再次迭代。

使用方程式 6 計算 $t1_max$ ，它應該接近方程式 1 中的值：

$$t1_max = \frac{(V_{out} + V_d) \times \frac{N_p}{N_s} \times \left(\frac{1}{f_{sw}} \times (1 - x)\right)}{V_{in_min} + (V_{out} + V_d) \times \frac{N_p}{N_s}} \quad (6)$$

使用方程式 7 計算所需的最大一次電感：

$$L_{pri_max} = \frac{V_{in_min}^2 \times t1_max^2 \times n \times f_{sw}}{2 \times V_{out} \times I_{out_max}} \quad (7)$$

如果您選擇的電感低於方程式 7 指示的值，請增加 x 並減少 D_{max} ，直到 N_p/N_s 和 L_{pri_max} 等於您所需的值 (視需要進行迭代)。

現在您可以在方程式 7 中計算 D_{max} ：

$$D_{max} = \sqrt{\frac{2 \times f_{sw} \times V_{out} \times I_{out_max} \times L_{pri}}{V_{in_min}^2 \times n}} \quad (8)$$

並分別使用方程式 9 和方程式 10 計算最大 I_{pk} 及其最大均方根 (RMS) 值：

$$I_{pkmax} = \sqrt{\frac{2 \times V_{out} \times I_{out_max}}{L_{pri} \times f_{sw} \times n}} \quad (9)$$

$$I_{pkrms} = I_{pkmax} \sqrt{\frac{D_{max}}{3}} \quad (10)$$

根據所選控制器的電流感測輸入最小電流限制閾值 V_{cs} ，計算允許的最大電流感測電阻值 (方程式 11)：

$$R_{smax} = \frac{V_{cs}}{I_{pkmax}} \quad (11)$$

使用 方程式 11 中為 I_{pkmax} 計算的值和 R_S 來驗證 方程式 2 中 FET V_{ds} 和感測電阻 V_{RS} 的假設壓降是否接近；如果差異顯著，則再次迭代。

使用 方程式 12 和 方程式 13 根據 方程式 10 計算 R_S 中的最大功耗和 Q1 中的傳導損耗：

$$P_{Rsns} = I_{pkrms}^2 \times R_S \quad (12)$$

$$P_{FETcond} = I_{pkrms}^2 \times R_{dson} \quad (13)$$

FET 開關損耗通常在 V_{inmax} 時最高，因此最好使用 方程式 14 計算整個 V_{IN} 範圍內的 Q1 開關損耗：

$$P_{FETsw} = 0.25 \times \left(\frac{Q_{drv}}{I_{drv}} \right) \times f_{sw} \times I_{pk} \times V_{ds} \quad (14)$$

其中 Q_{drv} 是 FET 總閘極電荷， I_{drv} 是預期峰值閘極驅動電流。

方程式 15 和 方程式 16 計算 FET 非線性 C_{oss} 電容充電和放電產生的總功率損耗。方程式 15 中的被積函數應與 0V 與其實際工作 V_{ds} 之間的實際 FET C_{oss} 資料表曲線密切相符。 C_{oss} 損耗通常在高電壓應用或使用具有較大 C_{oss} 值的極低 $R_{DS(on)}$ FET 時最大。

$$Q_{tot} = \int_{-V_{ds}}^0 \left[\frac{C_{oss}(0V)}{(1-v)^{0.5}} \right] dv \quad (15)$$

$$P_{FETcoss} = \frac{f_{sw} \times Q_{tot} \times V_{ds}}{2} \quad (16)$$

總 FET 損耗可透過將 方程式 13、方程式 14 和 方程式 16 的結果相加來估算。

方程式 17 揭示了此設計中的二極體損耗將大幅簡化。請務必選擇額定二次峰值電流的二極體，該二極體通常遠大於 I_{OUT} 。

$$P_{Diode} = \frac{I_{pk} \times \frac{N_p}{N_s} \times t_2 \times f_{sw}}{2} \times V_{diode} = I_{out} \times V_{diode} \quad (17)$$

輸出電容一般選擇 方程式 18 或 方程式 19 中較大的一個，根據漣波電壓和等效串聯電阻 (方程式 18) 或負載瞬態響應 (方程式 19) 計算電容：

$$C_{out1\ ripple} = \frac{I_{out_max} \times (1-D)}{\left(V_{out\ rip} - I_{pk} \times \frac{N_p}{N_s} \times Resr \right) \times f_{sw}} \quad (18)$$

$$C_{out2\ ltran} = \frac{\Delta I_{out}}{2\pi \times \Delta V_{out} \times f_{BW}} \quad (19)$$

其中， ΔI_{OUT} 是輸出負載電流的變化， ΔV_{OUT} 是允許的輸出電壓偏移， f_{BW} 是估計的轉換器頻寬。

方程式 20 將輸出電容器 RMS 電流計算為：

$$I_{Cout\ rms} = \sqrt{\frac{I_{pk} \times \left(\frac{N_p}{N_s} \right)^2 \times t_2 \times f_{sw}}{3} - I_{out_max}^2} \quad (20)$$

方程式 21 和 方程式 22 估計輸入電容器的參數為：

$$C_{inmin} = \frac{I_{pk} \times D}{2 \times f_{sw} \times V_{in\ rip}} \quad (21)$$

$$I_{Cin\ rms} = \sqrt{\frac{I_{pk}^2 \times D}{3} - \left(\frac{P_{out_max}}{V_{in} \times n}\right)^2} \quad (22)$$

方程式 23、方程式 24 和 方程式 25 總結了三個關鍵的波形時間間隔及其關係：

$$t1 = \sqrt{\frac{2 \times V_{out} \times I_{out} \times L_{pri}}{V_{in}^2 \times f_{sw} \times n}} \quad (23)$$

$$t2 = \frac{t1 \times V_{in}}{(V_{out} + V_d) \times \frac{N_p}{N_s}} \quad (24)$$

$$t3 = \frac{1}{f_{sw}} - t1 - t2 \quad (25)$$

如果您需要額外的二次繞組，方程式 26 可輕鬆計算額外繞組 N_{s2} ：

$$\frac{N_{s2}}{N_{s1}} = \frac{V_{out2} + V_{d2}}{V_{out1} + V_{d1}} \quad (26)$$

其中 V_{OUT1} 和 N_{s1} 為穩壓輸出電壓。

變壓器一次 RMS 電流與 方程式 10 中的 FET RMS 電流相同；變壓器二次 RMS 電流如 方程式 27 所示。變壓器磁芯必須能夠承受 I_{pk} 而不會飽和。您還應該考慮磁芯損耗，不過這超出了本文的範圍。

$$I_{sec} = I_{pk} \times \frac{N_p}{N_s} \sqrt{\frac{t2 \times f_{sw}}{3}} \quad (27)$$

從提供的步驟可以看出，DCM 返馳設計是一個迭代過程。一些初始假設 (例如開關頻率、電感或匝數比) 可能會根據以後的計算 (例如功率耗散) 而改變。但是請保持勤奮，並視需要經常完成設計步驟，才能達到您所需的設計參數。只要您願意付出努力，最佳化的 DCM 返馳設計可以為電源轉換器需求提供低功耗、緊湊且低成本的解決方案。

相關文章

- [用電訣竅 #76：返馳式轉換器設計考量](#)
- [用電訣竅 #77：設計 CCM 返馳式轉換器](#)
- [用電訣竅 #87：如何設計高電壓 DCM 反相電荷幫浦轉換器](#)
- [如何將返馳式轉換器設計成兩級 LED 驅動器的前端](#)
- [使用頻率鉗位臨界導通模式實現功率因數校正](#)
- [非連續傳導會對電流模式轉換器造成問題](#)

先前發佈在 [EDN.com](#) 上。

重要聲明與免責聲明

TI 均以「原樣」提供技術性及可靠性數據（包括數據表）、設計資源（包括參考設計）、應用或其他設計建議、網絡工具、安全訊息和其他資源，不保證其中不含任何瑕疵，且不做任何明示或暗示的擔保，包括但不限於對適銷性、適合某特定用途或不侵犯任何第三方知識產權的暗示擔保。

所述資源可供專業開發人員應用 TI 產品進行設計使用。您將對以下行為獨自承擔全部責任：(1) 針對您的應用選擇合適的 TI 產品；(2) 設計、驗證並測試您的應用；(3) 確保您的應用滿足相應標準以及任何其他安全、安保或其他要求。

所述資源如有變更，恕不另行通知。TI 對您使用所述資源的授權僅限於開發資源所涉及 TI 產品的相關應用。除此之外不得複製或展示所述資源，也不提供其它 TI 或任何第三方的知識產權授權許可。如因使用所述資源而產生任何索賠、賠償、成本、損失及債務等，TI 對此概不負責，並且您須賠償由此對 TI 及其代表造成的損害。

TI 的產品均受 [TI 的銷售條款](#) 或 [ti.com](#) 上其他適用條款，或連同這類 TI 產品提供之適用條款所約束。TI 提供所述資源並不擴展或以其他方式更改 TI 針對 TI 產品所發布的可適用的擔保範圍或擔保免責聲明。

TI 不接受您可能提出的任何附加或不同條款。

郵寄地址：Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265
Copyright © 2024, Texas Instruments Incorporated

IMPORTANT NOTICE AND DISCLAIMER

TI PROVIDES TECHNICAL AND RELIABILITY DATA (INCLUDING DATA SHEETS), DESIGN RESOURCES (INCLUDING REFERENCE DESIGNS), APPLICATION OR OTHER DESIGN ADVICE, WEB TOOLS, SAFETY INFORMATION, AND OTHER RESOURCES "AS IS" AND WITH ALL FAULTS, AND DISCLAIMS ALL WARRANTIES, EXPRESS AND IMPLIED, INCLUDING WITHOUT LIMITATION ANY IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY, FITNESS FOR A PARTICULAR PURPOSE OR NON-INFRINGEMENT OF THIRD PARTY INTELLECTUAL PROPERTY RIGHTS.

These resources are intended for skilled developers designing with TI products. You are solely responsible for (1) selecting the appropriate TI products for your application, (2) designing, validating and testing your application, and (3) ensuring your application meets applicable standards, and any other safety, security, regulatory or other requirements.

These resources are subject to change without notice. TI grants you permission to use these resources only for development of an application that uses the TI products described in the resource. Other reproduction and display of these resources is prohibited. No license is granted to any other TI intellectual property right or to any third party intellectual property right. TI disclaims responsibility for, and you will fully indemnify TI and its representatives against, any claims, damages, costs, losses, and liabilities arising out of your use of these resources.

TI's products are provided subject to [TI's Terms of Sale](#) or other applicable terms available either on [ti.com](https://www.ti.com) or provided in conjunction with such TI products. TI's provision of these resources does not expand or otherwise alter TI's applicable warranties or warranty disclaimers for TI products.

TI objects to and rejects any additional or different terms you may have proposed.

Mailing Address: Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265
Copyright © 2024, Texas Instruments Incorporated