

Power Supply Design Seminar

打造使用傳統升壓控制器的一次側穩壓返馳式轉換器



Reproduced from
2024 Texas Instruments Power Supply Design Seminar
SEM2600
Topic 6
Jiri Panacek
Literature Number: NESP012

Power Supply Design Seminar resources
are available at:
www.ti.com/psds

一次側穩壓 (PSR) 透過感測一次或輔助繞組間的電壓，消除了對基於光耦合器之回饋的需求，此方法可降低系統成本並提升可靠性。具有專為一次側感測設計的整合式先進回饋電路的返馳控制器已廣泛使用，但也可以使用標準升壓控制器實現 PSR 型回饋。儘管看起來很簡單，但這種實作形式也有其自身的注意事項。本主題將說明這些注意事項，並說明必須進行取捨的領域，包括一個設計範例。

返馳式轉換器

對低成本隔離式 DC/DC 轉換器而言，返馳式轉換器是廣受歡迎的解決方案。其拓撲結構只使用一個開關，負責控制流經一次繞組的電流。

圖 1 是返馳式轉換器的簡化電路圖。圖 2 針對在非連續傳導模式 (DCM) 下運作的返馳式轉換器，顯示了所選出的數個波形。運作週期分為兩個階段：導通和關閉。

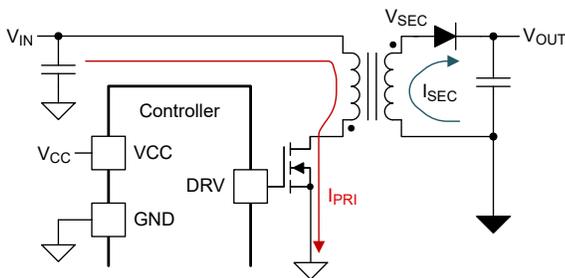


圖 1. 簡化的返馳式轉換器。

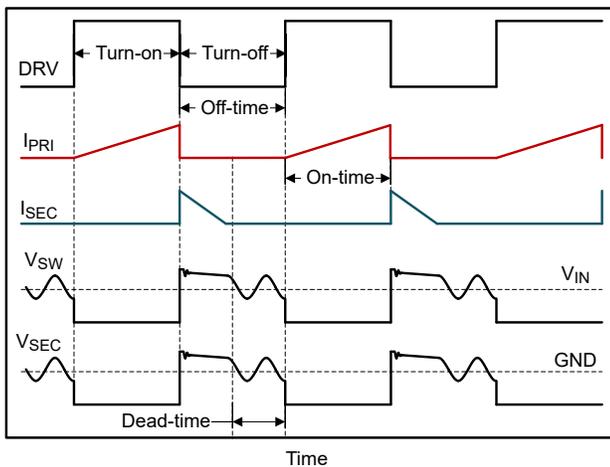


圖 2. 返馳式轉換器波形。

在開啟期間，開關會傳導。通過一次繞組的電流 (I_{PRI}) 呈線性上升。二次側的二極體為反向極化，且可阻隔二次繞組電流 (I_{SEC})。只有輸出電容器會對負載供電。此階段會將能量儲存在耦合電感器 (變壓器) 中。

在關閉期間，開關開啟且 I_{PRI} 降至零。耦合電感器在導通階段期間累積的能量，會導致二次繞組改變極性。隨著極性改變，二次側二極體便會傳導。電流 I_{SEC} 會呈線性降低，並使電感器消磁。此電流會為輸出電容器充電，並供應負載。

失效時間間隔是從電感器完全消磁且 I_{SEC} 降至零時開始。在此間隔期間，開關的一次電感與輸出電容間會發生共振振鈴。這是在 DCM 中運作的返馳式轉換器特性。在所有繞組中都可看到振鈴。

透過小心地平衡導通和關閉持續時間，轉換器可將輸出電壓 (V_{OUT}) 維持在穩壓位準內。返馳式轉換器和控制器通常會感測 I_{PRI} 和 V_{OUT} ，以透過快速暫態響應維持穩壓。感測 I_{PRI} 相當簡單。控制器位於一次側，且資訊不需要跨越隔離層。感測 V_{OUT} 則較具挑戰性，因為資訊必須跨越隔離層。可使用兩種技術來因應此挑戰：二次側穩壓 (SSR) 和 PSR (請參閱 圖 3)。

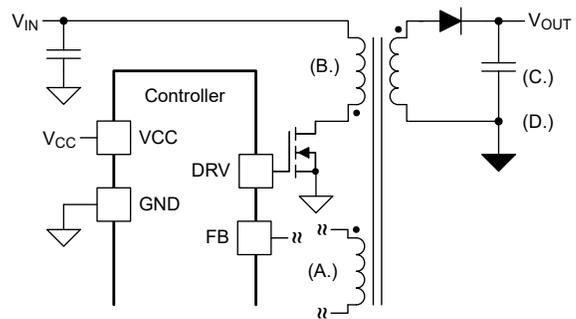


圖 3. 返馳電壓回饋位置。

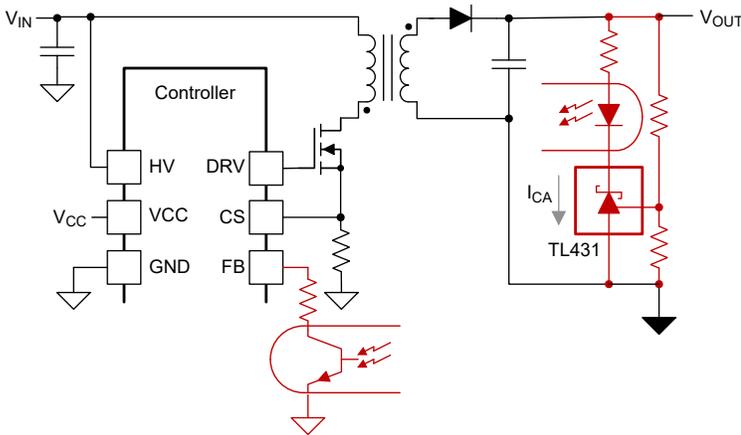
SSR 直接在 DC/DC 轉換器的輸出 (圖 3 中的 C 和 D) 上測量 V_{OUT} 。在沒有電氣隔離問題的轉換器 (例如具有高電壓輸出的 DC/DC 轉換器) 中，簡單的電阻分壓器會向下調整 V_{OUT} ，以配合回饋 (FB) 接腳輸入電壓範圍。但是在多數應用中，電氣隔離均非常重要。在此案例中，SSR 使用類比隔離器 (光耦合器)，其可跨隔離層傳輸資訊。

PSR 透過在關閉階段期間感測一次繞組上的反射電壓，進而間接測量 V_{OUT} 。此方法會使用額外的輔助繞組 (圖 3 中的 A)，或是測量開關節點 (圖 3 中的 B) 上的開關節點電壓 (V_{SW})。

SSR

圖 4 顯示具有 SSR 之返馳式轉換器的簡化電路圖。回饋網路使用電阻分壓器、分流電壓參考和光耦合器。電壓參考 (TL431 或類似裝置) 會比較 V_{OUT} 與其內部電壓參考，並據此調整陰極陽極電流 (I_{CA})。光耦合器電晶體電流與電流傳輸比 (CTR) 成比例。

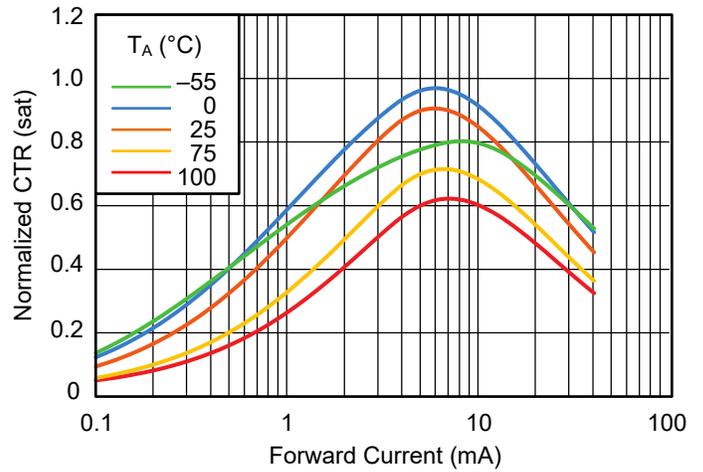
返馳控制器需仰賴電壓參考，其會間接回報 V_{OUT} 比預期小或大。實際上，此電路需要額外的被動元件以進行適當補償，進而確保控制迴路的穩定性。



回饋網路簡化。

圖 4. 使用光耦合器且具有 SSR 的返馳式轉換器。

常見光耦合器的 CTR 為高度非線性，並會根據數個因素而定。圖 5 顯示 CTR 如何隨溫度和順向電流變化。此外，CTR 會隨時間出現劣化。可靠的返馳式轉換器設計必須可適應最糟的情境，包括產品使用壽命和操作溫度等。



來源：Vishay，應用說明 45

$V_{CE} = 0.4 V$

標準化至：

$I_F = 5 mA$

$V_{CE} = 5 V$

$T_A = 25^\circ C$

圖 5. CTR 相對於順向電流和溫度。

PSR

圖 6 是 PSR 返馳的簡化電路圖。在此範例中，控制器透過感測輔助繞組，間接感測 V_{OUT} 。輔助繞組與控制器共用接地參考。繞組極性與二次繞組相同。

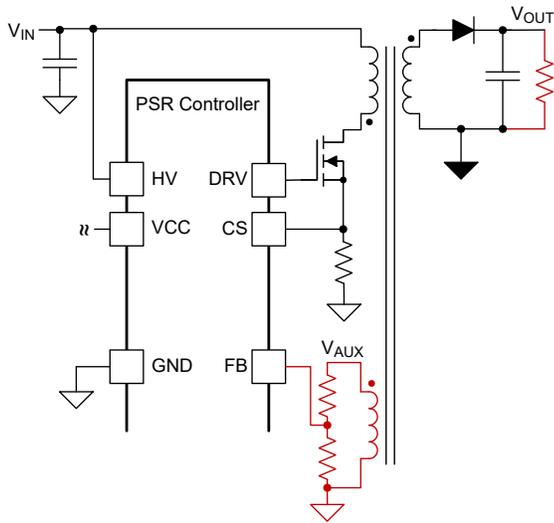


圖 6. 使用輔助繞組且具有 PSR 的返馳式轉換器。

圖 7 顯示 PSR 返馳波形。輔助繞組上出現的波形十分重要。在導通階段，輔助電壓 (V_{AUX}) 為負，並且會對應根據一次繞組和輔助繞組之匝比進行調整的 V_{IN} 。

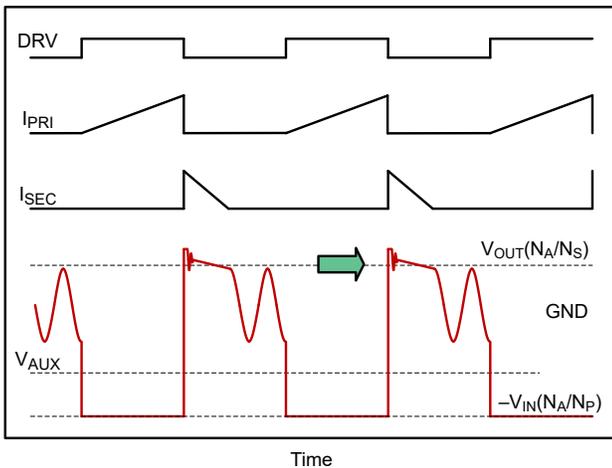


圖 7. PSR 返馳波形。

在關閉階段期間，以及在失效時間之前， V_{AUX} 為正。振幅會對應根據二次繞組和輔助繞組之匝比進行調整的 V_{OUT} 。在失效時間開始時，控制器會透過取樣 V_{AUX} ，在每個切換週期中測量一次 V_{OUT} 。PSR 返馳的連續切換非常重要，因為其可確保 V_{AUX} 正確呈現輸出。

表 1 比較了 SSR 和 PSR。

參數	具有光耦合器的 SSR	PSR
輕負載行為	良好的輕負載調整	需要最小負載
回饋	複雜回饋網路，使用 TL431 穩壓器與光耦合器	取樣的反射 V_{OUT}
初始 V_{OUT} 準確度	非常好	平均
負載調整	非常良好的負載調整 (<1%)	平均的負載調整 (>1%)
可靠性	光耦合器老化影響可靠性	非常好
暫態響應	受限於光耦合器頻寬	大部分受限於切換頻率 (f_{sw})
成本	平均	由於移除光耦合器而改善
自偏壓	需要輔助繞組	運用輔助繞組實現偏壓與回饋

表 1. SSR 與 PSR 的比較。

詳細了解輔助繞組波形

圖 8 顯示 PSR 返馳回饋，包括影響輔助繞組波形形狀的其他參數。如先前所述，導通階段對穩壓並不重要，因為輔助繞組在此階段期間不帶有任何有用的資訊。一旦轉換器進入關閉階段後， V_{AUX} 的極性就會突然改變。

耦合電感器的寄生洩漏電感會導致出現高頻振鈴。在振鈴阻尼後， V_{AUX} 波形會進入幾乎保持恆定的階段。實際上，電壓會隨時間稍微降低。二極體的順向電壓 (V_F) 和二次繞組的等效串聯電阻 (R_S)，是在電感器消磁程序期間，當 I_{SEC} 呈線性降低時， V_{AUX} 會隨之改變的原因。圖 9 中的綠色箭頭，標示了 V_{AUX} 間接但準確呈現 V_{OUT} 的理想時刻。前述時刻正好是當 I_{SEC} 降至零之際；因此可忽略二極體及串聯電阻間的壓降。過了這個時刻之後，就會發生共振振鈴。此振鈴不會為控制迴路帶來任何有用的資訊。然而，在控制器等待波谷 (V_{SW} 上的電壓偏低時) 以開始新的切換

週期時，前述情況對準諧振運作是有益的。此技術可提升返馳式轉換器的效率。

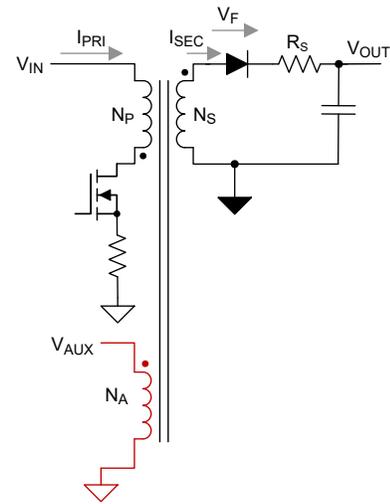


圖 8. PSR 返馳中的輔助繞組。

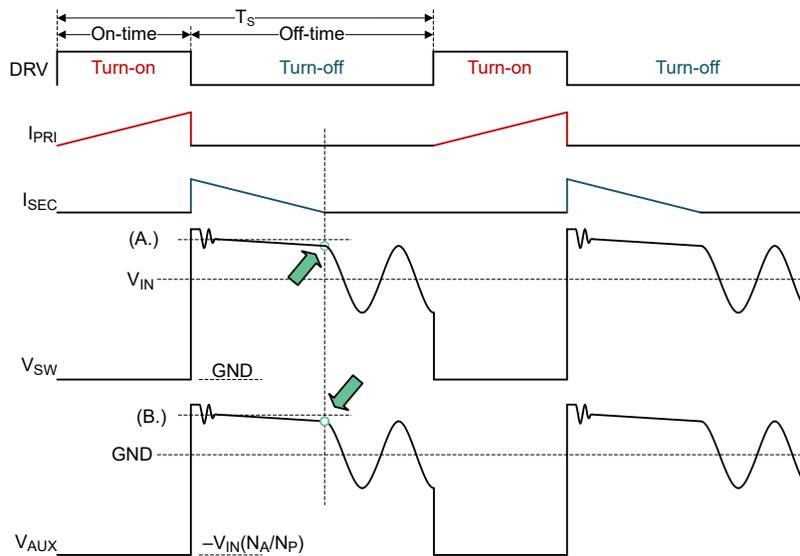


圖 9. 詳細的 PSR 返馳波形。

A. 方程式 1 定義開關節點波形 (V_{SW}) 在點 (A.) 的電壓位準。

$$\frac{N_P}{N_S} \times (V_{OUT} + V_F + (I_S \times R_S) + V_{IN}) \quad (1)$$

B. 方程式 2 定義輔助繞組波形 (V_{AUX}) 在點 (B.) 的電壓位準

$$\frac{N_A}{N_S} \times (V_{OUT} + V_F + (I_S \times R_S)) \quad (2)$$

方程式 1 定義開關節點波形 (V_{SW}) 在點 (A.) 的電壓位準。方程式 2 定義輔助繞組波形 (V_{AUX}) 在點 (B.) 的電壓位準

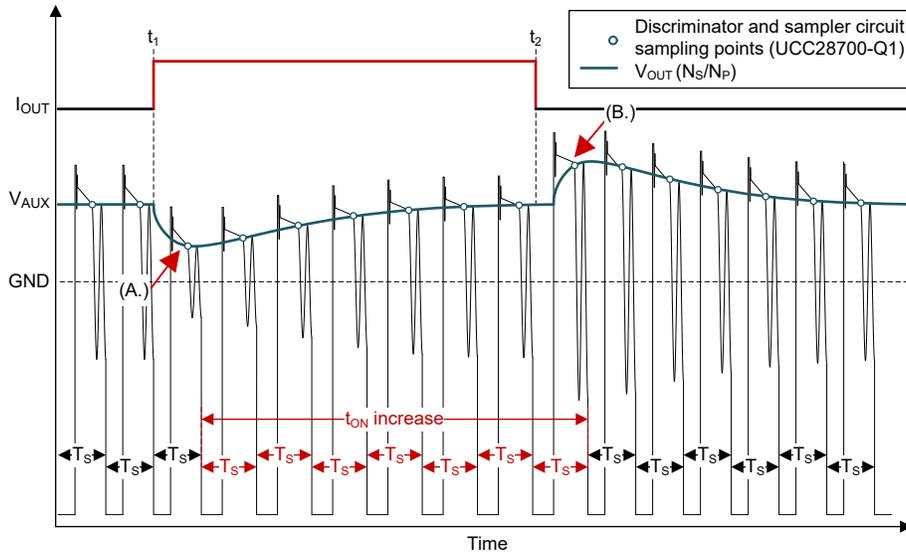
負載暫態期間的輔助繞組波形

圖 10 顯示負載暫態期間的 V_{AUX} 波形。在 t_1 時，輸出電流增加，且 V_{OUT} 下降。此事件會相應地調整 V_{AUX} 。控制器會在一個切換週期 (T_S) 內對電流需求增加做出回應。因此，控制器會增加導通時間 (t_{ON})。控制器減少 f_{SW} 以維持

DCM 和準諧振運作。在數個週期後， V_{OUT} 會回到預期位準。在 t_2 時，會以逆邏輯重複進行此程序。

在 t_2 時，會以逆邏輯 (B.) 重複進行此程序。

控制器會在一個切換週期 (TS) 內對電流需求增加 (A.) 做出回應。



波形並未依照比例

圖 10. 負載暫態期間的輔助繞組波形。

三種不同 PSR

有多項解決方案均可在返馳式轉換器中實現 PSR。圖 11 顯示德州儀器的 UCC28730-Q1 高電壓 PSR 控制器。此控制器整合特殊取樣器電路，可「在適當時間」取樣輔助繞組。回饋分壓器會直接感測輔助繞組，無需任何額外濾波。輔助繞組會在運作期間將控制器偏壓。在返馳啟動期間，控制器會透過 HV 接腳取得能量。啟動後，控制器內部會斷開 HV 接腳，並使用整流 V_{AUX} 進行偏壓。如此可提升返馳轉換器的效率。

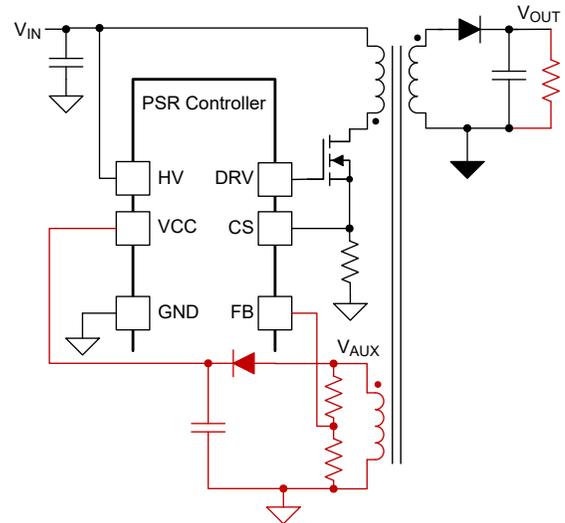


圖 11. 具備 PSR 控制器的返馳式轉換器。

另一個解決方案是低電壓 PSR 控制器，其會直接感測主要繞組中的反射 V_{OUT} ，例如德州儀器的 LM5180。此解決方案可完全免除輔助繞組，如圖 12 所示。但是，此方法僅適用於較低的 V_{IN} ，通常為低於 100 V。優點則在於變壓器設計更簡單，且解決方案尺寸更小。

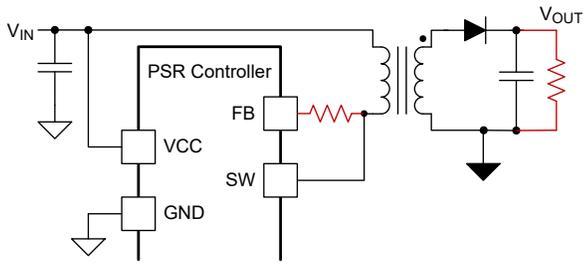


图 12. 具備 PSR 控制器且無輔助繞組的返馳式轉換器。

最後一個解決方案採用傳統升壓控制器，其使用經整流和濾波的 V_{AUX} 進行穩壓，如 图 13 所示。請注意，回饋看來與高電壓 PSR 範例非常相似，但是電阻分壓器為在整流二極體後感測電壓。

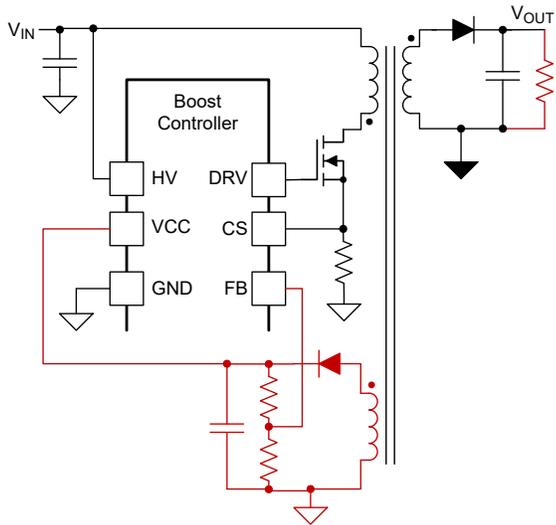


图 13. 具備傳統升壓控制器的 PSR 返馳式轉換器。

PSR 重點

在前面幾節中，我說明了 PSR 的運作方式，以及其與採用光耦合器的 SSR 有何不同。以下是關鍵重點：

- V_{AUX} 波形為複合式，並帶有大量資訊。
- 當 I_{SEC} 降到零， V_{AUX} 在每一期間只會提供一次準確 V_{OUT} 資訊。
- V_{AUX} 只會在切換時帶有 V_{OUT} 回饋資訊。
- PSR 控制器和轉換器使用特殊的取樣保持電路。
- 傳統升壓控制器預期連續回饋電壓 (V_{FB})。

接下來，讓我們詳細了解如何實作具備升壓控制器的 PSR 返馳，以及如何為 FB 接腳將複合 V_{AUX} 波形 (請參閱 图 14) 轉換成連續類比訊號 (請參閱 图 15)。

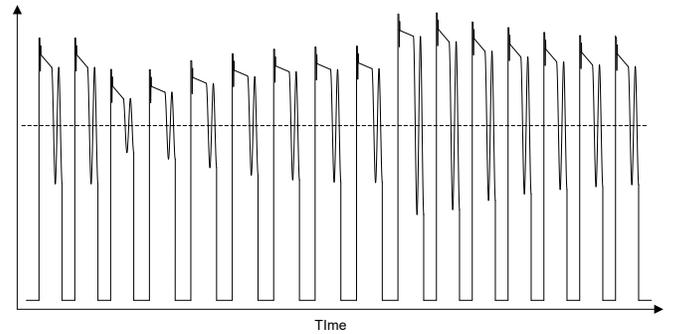


图 14. 輔助繞組波形。

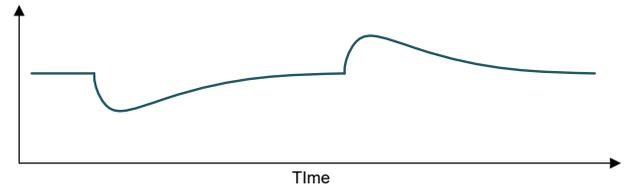


图 15. 傳統控制器 FB 接腳波形。

具備傳統升壓控制器的 PSR 返馳範例

現在將說明使用傳統升壓控制器與使用專用 PSR 控制器的 PSR 返馳設計程序有何不同。如需關於選擇所有電路元件的詳細資訊，請參閱參考資料 [1] 和相關的裝置專屬產品規格表。

範例為適用於混合動力電動車和電動車牽引逆變器的隔離式閘極驅動器偏壓電源 (請參閱 圖 16 至 圖 18)。此設計使用 LM5156-Q1 升壓控制器，其不提供任何專屬 PSR 功能。控制器的 FB 接腳會監控連續電壓，其為依照比例縮減呈現 V_{OUT} 。控制器以恆定 f_{SW} 運作。當控制器無法進一步縮減工作週期時，會發生脈衝略過。返馳轉換器具有一個具備虛擬接地的單一隔離輸出。

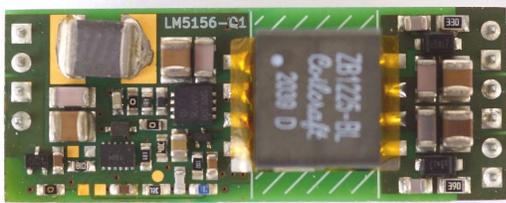


圖 16. PSR 返馳範例 (俯視圖)。



圖 17. PSR 返馳範例 (側視圖)。



圖 18. PSR 返馳範例 (底部視圖)。

設計參數

第一步是列出設計參數 (請參閱 表 2)。 V_{IN} 、 V_{OUT} 、 I_{OUT} 和隔離需求是系統定義的參數。 f_{SW} 和運作模式則通常由工程師決定。這些決定是妥協的結果。增加 f_{SW} 可縮小解決方案尺寸，特別是變壓器的尺寸。然而，這也會對損耗產生負面影響，進而對系統的整體效率造成負面影響。

返馳式轉換器可在三種模式下運作：連續導通模式 (CCM)、DCM，以及邊界導通模式 (BCM)。

每種模式都各有其缺點和優點，在 [1] 中有詳細說明。多數低功率返馳式轉換器都以 DCM 運作，在範例中即可看到。DCM 可實現最小的變壓器尺寸，並減輕控制迴路的穩定性挑戰。

參數	規格
V_{IN}	6 V-42 V (52-V 暫態)
V_{OUT}	+15 V, -9 V ($V_{OUT} = 24$ V)
I_{OUT}	0 mA 至 180 mA
f_{SW}	400 kHz
運作模式	DCM
一次到二次隔離	基本, 2.5 kV
控制器	LM5156-Q1

表 2. PSR 返馳參數範例。

各種運作條件的電流與時序

第二步是調查各種運作條件的電流和時序。有兩種邊角案例：第一種是當 V_{IN} 為最小，且 I_{OUT} 為最大之際。轉換器必須能在導通階段儲存足夠的能量。此外，切換週期維持恆定。這種條件會導致產生最高的工作週期。

第二種邊角案例是當 V_{IN} 為最大，且 I_{OUT} 為最小之際。在此案例中，轉換器會縮減工作週期。縮減工作週期，即可避免傳輸的能量高於負載所消耗的能量，進而實現最低的工作週期。

Power Stage Designer™ 軟體 [2] 是一款出色的計算工具，可計算變壓器電感，並根據數學模型產生波形。在迭代程序後，此範例計算一次電感 (L_{PRI}) = 4 μ H，以及二次電感 (L_{SEC}) = 16 μ H。這些值允許在 DCM 中以恆定 f_{SW} 運作。

表 3 顯示這兩種邊角案例所算出的時序和電流。

參數	最小工作週期條件	最大工作週期條件	LM5156-Q1
t_{ON}	0.13 μ s	1.57 μ s	最小 130 ns (圖 8-圖 12)
t_{OFF}	0.43 μ s	0.76 μ s	
工作週期	5.10%	62.86%	最大 92.8% (圖 8-圖 16)
零時	1.94 μ s	0.16 μ s	
最大 I_{PRI}	1.33 A	2.36 A	
最大 I_{SEC}	0.66 A	1.18 A	

參數	最小工作週期條件	最大工作週期條件	LM5156-Q1
所需最小負載 $I_{L(MIN)}$	60 mA		

表 3. PSR 返馳範例所算出的時序和電流。

計算確認了最大工作週期條件並非問題，因為其未超過 LM5156-Q1 限制。控制器的最小 $t_{ON} = 130 \text{ ns}$ 。重點在於考量 f_{SW} ，並且閱讀裝置產品規格表上從 圖 8 到 圖 12 ($t_{ON(MIN)}$ 相對於頻率) 的值。電氣特性表列出了典型的最小 $t_{ON} = 50 \text{ ns}$ 。然而，此值適用於 $f_{SW} = 2.2 \text{ MHz}$ 。

以最小 t_{ON} 運作時，轉換器會將負載必須在一個切換週期內消耗的能量傳輸到二次側。 $V_{IN} = 42 \text{ V}$ 時，轉換器需要最小負載 $I_{OUT(MIN)} = 60 \text{ mA}$ ，以維持 f_{SW} 恆定為 400 kHz 。

負載低於 60 mA 時，控制器會進入脈衝略過模式，此時當 FB 接腳的電壓超過特定閾值時，就會跳過完整週期，以有效降低 f_{SW} 。脈衝略過模式期間的確切電路行為難以預測，因為需視數個參數而定。若沒有切換，輔助繞組即不會帶有 V_{OUT} 回饋資訊，且控制器會變「盲」。此模式也會影響暫態響應。然而，脈衝略過模式是唯一可讓您減少轉換器輸出最小負載的選項。

解決回饋

回饋網路在輔助繞組輸出處使用峰值偵測器 (半波整流器)。

圖 19 的電路會過濾不需要的內容，並追蹤間接呈現 V_{OUT} 的正 V_{AUX} 包絡。設定 V_{AUX} 的正振幅，使其符合控制器的操作電壓範圍，可帶來助益。在範例返馳式轉換器中， V_{AUX} 為 12 V 。稍後，我將使用 V_{AUX} 對控制器進行自偏壓。

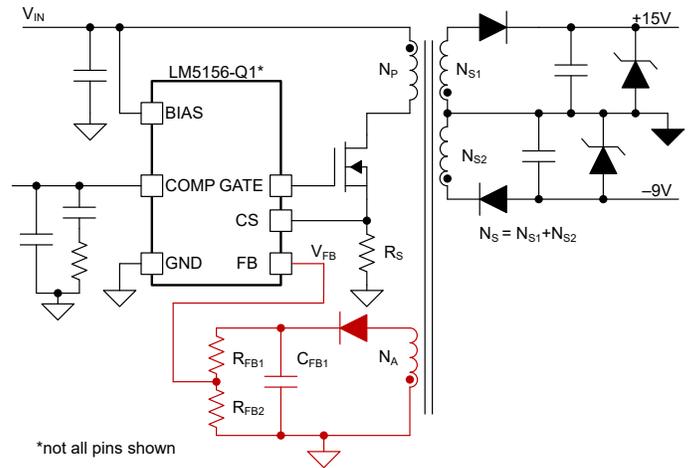


圖 19. 用於 PSR 回饋的峰值偵測器。

方程式 3 定義 V_{CC} (V_{AUX}) 和 V_{OUT} 之間的關係：

$$V_{CC} \cong V_{OUT} \times \frac{N_A}{N_S} \quad (3)$$

其中 N_A 是輔助繞組的圈數， N_S 則是二次繞組的圈數。

表 4 列出了磁性元件製造商提供的完整耦合電感器參數。

繞組	電感	直流電阻	圈數 (請參閱 L_{PRI})
L_{PRI}	$4 \mu\text{H}$	0.015Ω	1
輔助電感 (L_{AUX})	$4 \mu\text{H}$	0.050Ω	1
L_{S1}	$5.76 \mu\text{H}$	0.050Ω	1.2
L_{S2}	$2.56 \mu\text{H}$	0.038Ω	0.8
合併 ($L_{S1} + L_{S2}$)	$16 \mu\text{H}$	0.088Ω	2

表 4. 耦合電感器 (變壓器) 參數。

找出 V_{AUX} 和匝比後，即可設計回饋分壓器 (R_{FB1} 、 R_{FB2})。輔助二極體的壓降與二次側的壓降類似。因此，回饋分壓器的方程式可簡化為 方程式 4：

$$V_{FB} = V_{OUT} \times \frac{N_A}{N_S} \left(\frac{R_{FB2}}{R_{FB1} + R_{FB2}} \right) \quad (4)$$

其中 V_{FB} 是當 $V_{REF} = 1 \text{ V}$ 時的控制器參考電壓。

將回饋分壓器的總電阻維持在數千歐姆到數十千歐姆的範圍內。此範例使用 $R_{FB1} = 11 \text{ k}\Omega$ ，以及 $R_{FB2} = 1 \text{ k}\Omega$ 。

了解峰值偵測器電路在各種條件下的運作方式十分重要。二極體只會傳遞 V_{AUX} 的正極性。這時訊號會帶有 V_{OUT} 資訊。此電壓會快速為濾波器電容器充電 (C_{FB1})。在關閉階段期間，二極體為反向偏壓， C_{FB1} 會透過 R_{FB1} 和 R_{FB2} 緩

慢放電。電阻分壓器和電容器值定義了峰值偵測器的反應時間(時間常數)，並且會影響返馳式轉換器的暫態響應。

當時間常數過長時， V_{FB} 即無法及時追蹤 V_{OUT} 的變化。若負載突然增加， V_{OUT} 會下降，進而在關閉階段期間減少 V_{AUX} 振幅。但是二極體不會開啟，因為 V_{AUX} 小於 C_{FB1} 上的電壓。這是因為 C_{FB1} 放電的速度不夠快。此事件會影響 V_{FB} 和 PSR 返馳式轉換器的暫態響應。

當時間常數過短時， V_{FB} 訊號會具有過多漣波，而這可能造成控制器行為不穩定。LM5156-Q1 升壓控制器具有適用於 V_{OUT} 的整合式過電壓保護(OVP)。如果 FB 接腳的電壓上升至高於過電壓閾值(通常為 V_{REF} 的 110%)，控制器會停止切換。FB 接腳的漣波過多，可能會導致控制器誤觸發 OVP。如果控制器在輕負載運作下進入脈衝略過模式，漣波就會增加。這是一項重要考量。

圖 20 顯示電路進一步改善的情況。 R_{FB2} 上的小型電容器會為低通濾波器增加第二個極，並減少漣波。相較於增加 C_{FB1} 電容器值，這是較受到偏好的方法，因為這不會對暫態響應造成那麼多的限制。

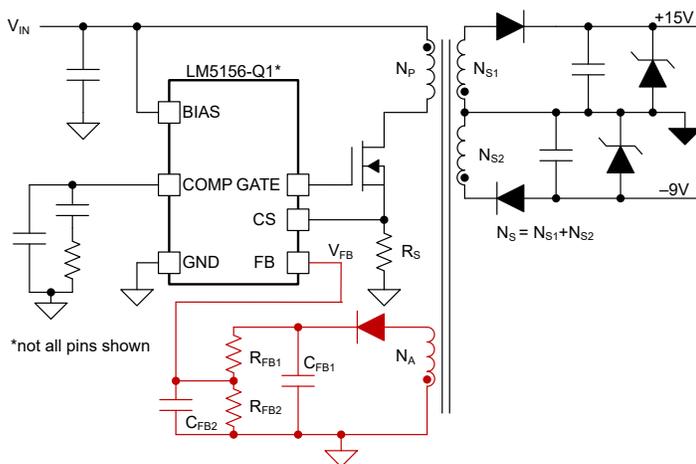


圖 20. 用於回饋的二階濾波器。

使用電路模擬器是簡單的工程方法，可找出理想的 C_{FB1} 和 C_{FB2} 值。電路模擬器可協助調查暫態期間的峰值偵測器行為。**圖 21** 顯示用於峰值偵測器模擬的 PSpice® for TI 電路。電路分為三個區塊。

上方為 V_{OUT} 暫態產生器(以紅色標示)。此電路會在暫態事件期間模擬預期的返馳式轉換器 V_{OUT} 。 $G1$ 、 $R4$ 和 $C2$ 構成了具有單極響應的理想運算放大器。 $R5$ 和 $C3$ 會減慢回饋速度，以配合返馳暫態響應。電流來源 I_{OUT} 會快速改變並激發暫態響應。為電路調整 V_{OUT} 電源供應、 $R5$ 、 $C3$ 與 I_{OUT} 負載。

輔助繞組近似器(以藍色標示)會感測 V_{OUT} 節點。理想開關 ($S1$ 、 $S2$) 會對 V_{OUT} 截波，並近似至 V_{AUX} 繞組訊號。訊號來源 ($V2$ 、 $V3$) 定義了預期工作週期和 f_{SW} 。

最後一個區塊是峰值偵測器(以灰色標示)。這是此模擬可協助最佳化的回饋網路。我已經計算出 R_{FB1} 和 R_{FB2} 的值。模擬可讓您快速變更 C_{FB1} 與 C_{FB2} 的值。

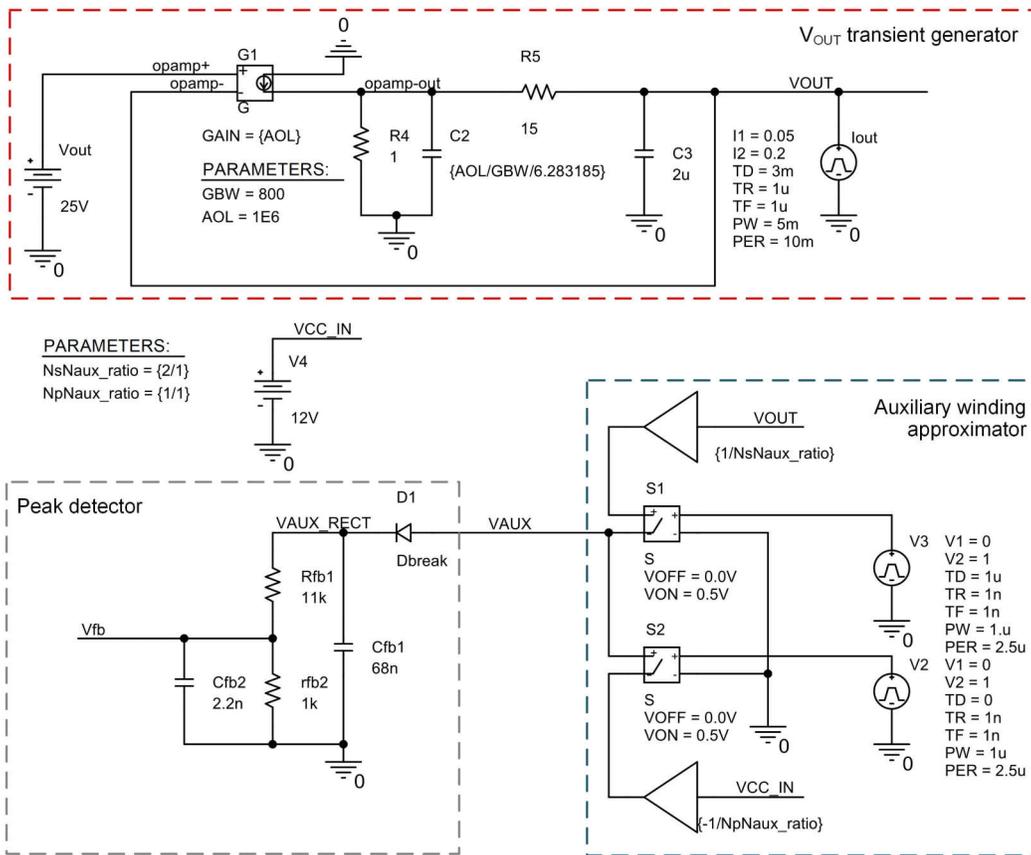


图 21. 峰值偵測器的模擬電路。

图 22 顯示來自所有三個區塊的訊號結果。此電路的開環運作讓您在可不在影響控制器和控制迴路補償的情況下，調查峰值偵測器。

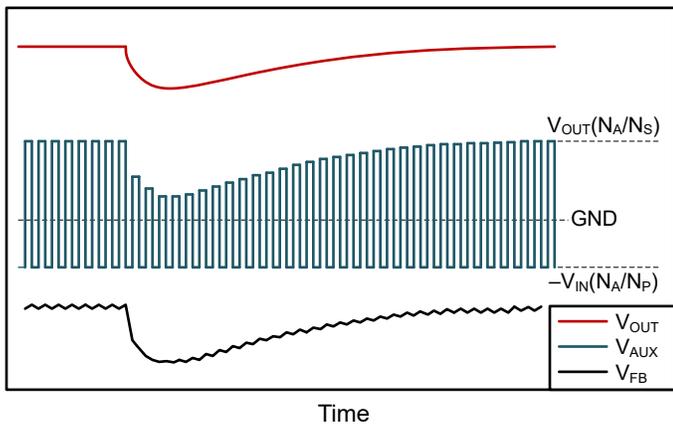
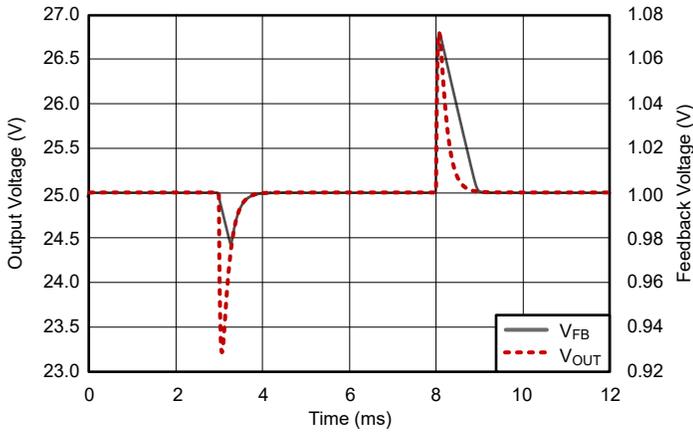


图 22. 模擬的電路波形。

图 23 顯示了時間常數過長的情境。紅色虛線軌跡顯示負載暫態期間的預期 V_{OUT} 。灰色軌跡呈現控制器觀察到的 V_{FB} 。在 $t = 3\text{ ms}$ 的未達目標期間， C_{FB1} 和 C_{FB2} 的放電

速度會比 V_{OUT} 的變化速度慢。峰值偵測器中的二極體保持關閉， V_{FB} 不會追蹤輸出。在 $t = 8\text{ ms}$ 的過衝期間， V_{FB} 會快速上升，但是即使輸出回到穩壓位準，也會維持偏高。

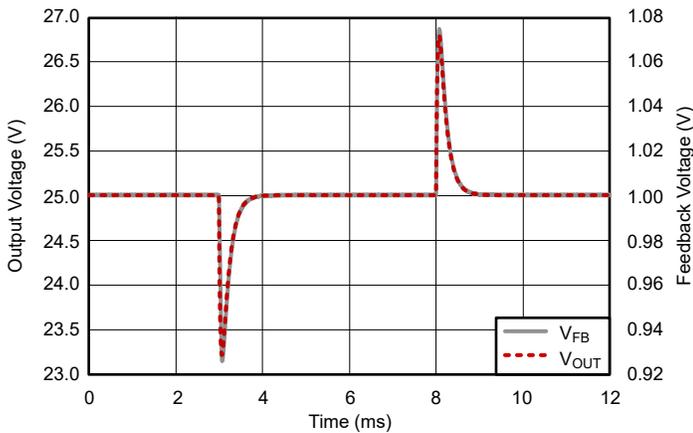
這些波形僅做為作教學用途，顯示了開環情況。其說明了峰值偵測器無法追蹤輸出的不良情境。在閉合迴路系統中，時間常數過長會成為迴路補償的主導部分，並對返馳式轉換器的暫態響應造成負面影響。工程師常會將此影響誤認為迴路補償，並嘗試進行調整以改善響應。



$C_{FB1} = 680 \text{ nF}$ $C_{FB2} = 2.2 \text{ nF}$

图 23. 當時間常數過長時。

图 24 顯示峰值偵測器電路時間常數正確的情境。V_{FB} 在兩種情況下都會追蹤 V_{OUT}。



$C_{FB1} = 68 \text{ nF}$, $C_{FB2} = 2.2 \text{ nF}$

图 24. 當時間常數最佳時。

图 25 和 图 26 顯示 PSR 返馳範例的 V_{OUT} 和 V_{AUX} 暫態響應。I_{OUT} 從 45 mA 轉變為 135 mA，接著再回復。請注意 图 25 中的負載調整影響。

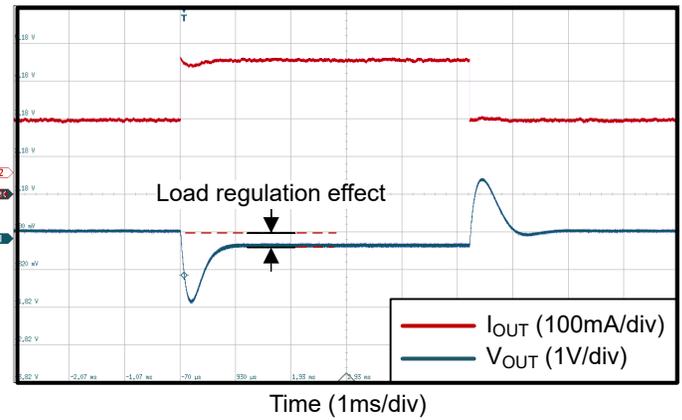


图 25. PSR 返馳範例 V_{OUT} 暫態響應。

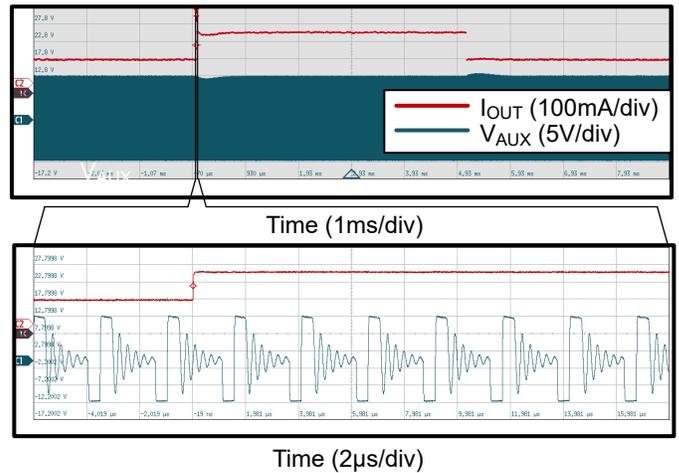


图 26. PSR 返馳範例 V_{AUX} 暫態響應。

改善輕負載效率的偏壓機制

從輔助繞組為返馳控制器供電十分常見。高電壓返馳控制器無法持續透過高電壓軌運作。控制器整合了線性穩壓器 (LDO)，可為內部電路穩定電壓。透過高電壓對此 LDO 供電的效率極低，且會散逸大量的熱。因此，許多控制器都具有只在啟動期間使用的 HV 接腳。啟動轉換器後，內部開關會斷開 HV 接腳，且控制器會從輔助繞組取得能量以進行自偏壓。

輔助繞組的自偏壓也可對低電壓返馳式轉換器提供助益。此方法可改善輕負載效率。此外，控制器功耗可降低 PSR 返馳維持切換所需的最小負載。

图 27 顯示設計範例的偏壓機制。V_{CC} 接腳的偏壓電壓需要大量電容，以維持電壓軌穩定。然而，回饋路徑需要快速暫態響應，以快速追蹤 V_{OUT}。因此具有第二個半橋整流器 (以綠色標示)，其不會影響回饋網路 (以紅色標示)。自偏壓

與回饋的兩個獨立路徑皆可在無需妥協的情況下提供最佳性能。可惜此設計技術很少出現在設計中。

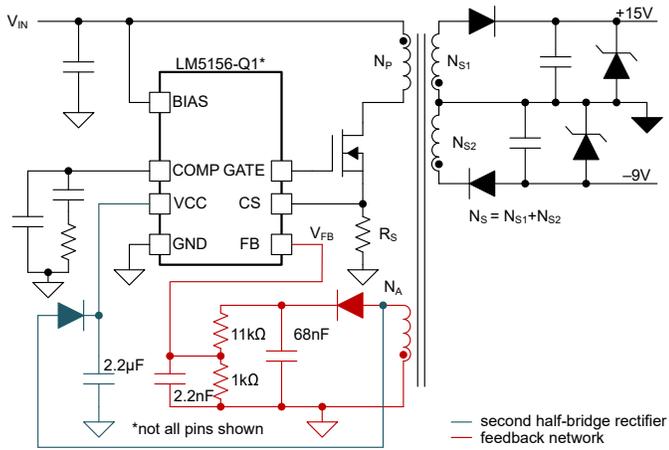


图 27. 具備傳統升壓控制器的 PSR 返馳自偏壓。

解決最小負載

稍早曾提到 PSR 返馳式轉換器需要最小負載才能維持連續運作。如果負載消耗零電流，轉換器在輸出上就需要有假負載。如果沒有假負載，輸出可能會上升到遠高於穩壓位準，並對下游電路造成永久性損壞。假負載有兩種不同的解決方案；兩種解決方案都各有其缺點和優點：

- 以電阻器做為假負載，可為 PSR 返馳式轉換器提供更佳的負載調整。然而，電阻器在所有情況下都會消耗功率，因此會降低系統的整體效率。
- 使用稽納二極體是較務實的解決方案 (請參閱 图 28)。部分稽納二極體的崩潰電壓略高於典型 V_{OUT} 。當控制器無法在切換週期中進一步減少傳送至二次側的能量時， V_{OUT} 會提高至稽納二極體傳導和汲取電流的程度。其會以熱的形式散逸出多餘能量，但是也會防止 V_{OUT} 大幅提高至超過穩壓位準 (請參閱 图 29)。

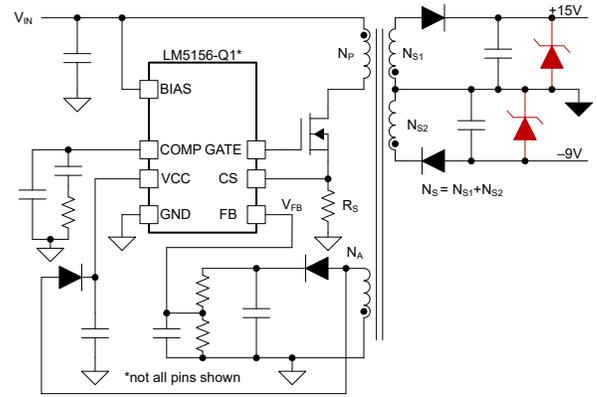


图 28. 稽納二極體可解決最小負載。

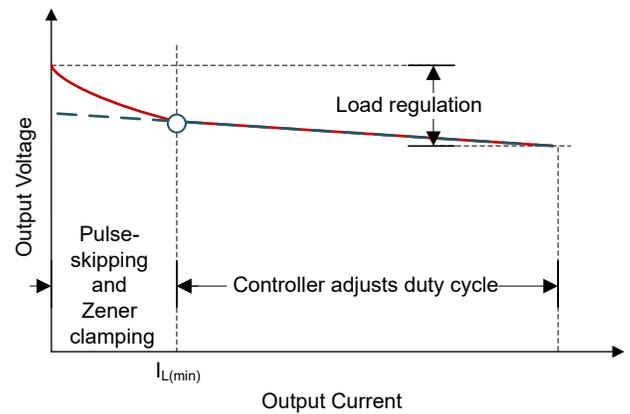
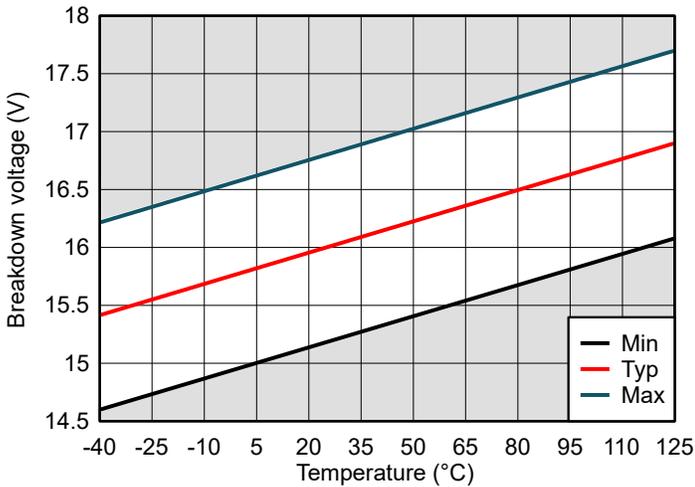


图 29. 以稽納二極體做為假負載的 PSR 返馳負載調整。

然而亦存在與稽納二極體相關的挑戰。稽納電壓 (V_Z) < 4.7 V 的稽納二極體具有負溫度係數。 V_Z > 4.7 的稽納二極體具有正溫度係數。此外，初始準確度也會有所不同。

图 30 顯示在稽納電流 (I_Z) = 5 mA 時， $V_Z = 16$ V 之稽納二極體的公差區域。在 -40°C 至 125°C 的一般汽車溫度操作範圍中， V_Z 為從 14.6 V 至 17.7 V 不等。重點在於 V_Z 絕對不可降至低於 V_{OUT} 穩壓位準，因為這可能會導致電流過大，且可能對轉換器造成永久性損壞。理想情況下， V_Z 應接近 V_{OUT} ，但絕不會比其低。



$I_z = 5 \text{ mA}$

圖 30. 積納二極體公差區域。

補償電流感測電阻器

使用峰值電流模式控制機制的升壓控制器，會透過電流感測（分流）電阻器 (R_S) 上的一次繞組感測電流。每個電流分流電阻器都有寄生電感 (L_S)。 L_S 會增加電流讀數的誤差，因為其會導致電流感測訊號 (V_{CS}) 的前導邊緣和下降邊緣出現突波。即使有整合式消隱時間，電流感測電路也可能偵測到過電流事件，特別是在 t_{ON} 接近最小時。有鑑於此，增添補償電路至關重要。

圖 31 顯示簡單的 R_C 、 C_C 補償網路，其必須滿足 方程式 5：

$$C_C \times R_C = \frac{L_S}{R_S} \quad (5)$$

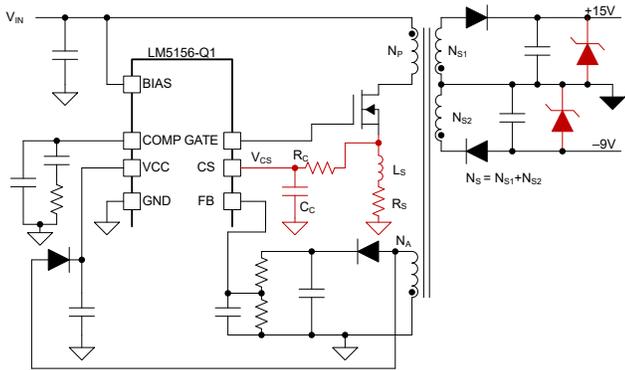
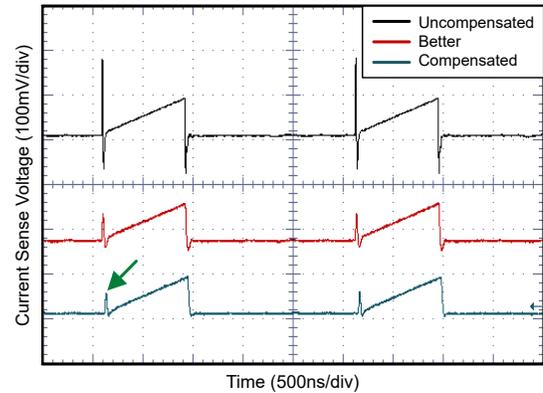


圖 31. 補償電流感測電阻器。

圖 32 顯示在相同條件下所得到的三種不同波形。黑色軌跡是沒有任何補償電路的 V_{CS} 。紅色軌跡顯示透過補償網

路第一次迭代而有所改善的情況。藍綠色軌跡呈現適當補償分流電阻器的 V_{CS} 。此範例中的值為 $C_C = 15 \text{ nF}$ (COG)，以及 $R_C = 1.5 \Omega$ (採用 0603 封裝的 $0.33\text{-}\Omega$ 分流電阻器)。



補償：

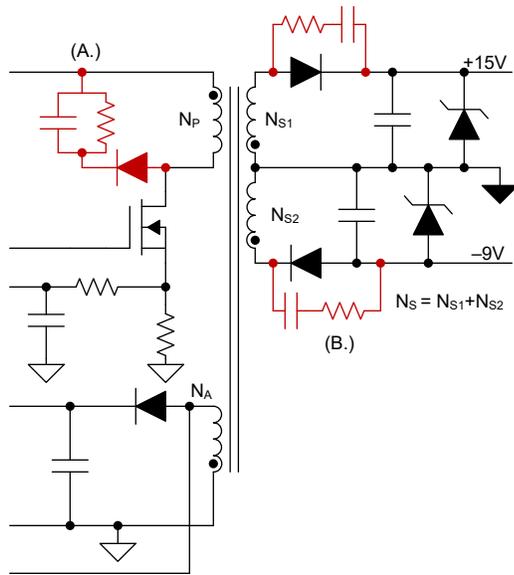
- $R_C = 1.5 \Omega$ (採用 0603 封裝的 $0.33\text{-}\Omega$ 分流電阻器)
- $C_C = 15 \text{ nF}$ (COG)

圖 32. 具備及不具備補償的 V_{CS} 波形。

凹處 (綠色箭頭) 是來自整合式開極驅動器的導通電流。進行此測量需要精確地探測，理想上應使用主動示波器探針。這也是迭代程序，您需要針對初始猜測嘗試不同的值，以找到正確的組合。

緩衝電路

返馳式轉換器會產生不必要的高頻振鈴。一次繞組洩漏電感和切換輸出電容會形成寄生電感器電容器網路，在關閉暫態期間產生振鈴。二次繞組洩漏電感和二次整流器的反向復原電流，會在導通暫態期間造成振鈴。在此強烈建議使用緩衝電路，以在所有類型的返馳式轉換器中，抑制這類不必要的振鈴。圖 33 顯示範例返馳中的緩衝電路位置和值。如需緩衝設計指南，請參閱 [1-2]。

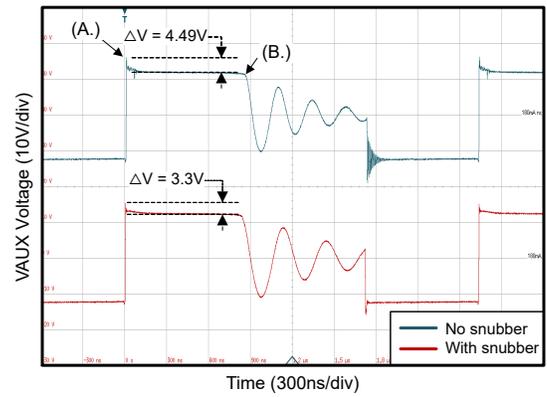


緩衝 A	緩衝 B
D = 快速 (100 V/200 mA)	R = 33 Ω , 0805
R = 2.7 kΩ , 0805	C = 100 pF , 100 V , 0805 , COG
C = 10 nF , 100 V , 0805 , COG	

图 33. 返馳式轉換器中的緩衝電路。

振鈴也會對 V_{AUX} 產生負面影響。图 34 顯示了問題。在沒有緩衝電路的情況下，關閉暫態期間的過衝較高。前述過衝會將峰值偵測器充電至較高電壓。此外，過衝與 I_{OUT} 成比例。這種行為會增加 V_{FB} 的誤差，其也會隨負載而改變。图 35 顯示緩衝電路如何影響 PSR 返馳範例的負載調整。實際範例顯示負載調整改善將近 50%。

請留意在具備傳統升壓控制器之 PSR 返馳式轉換器中的緩衝。這對於量產尤為重要，在此情況下，許多零件都具有可確保供應鏈的第二來源。若變更變壓器供應商，就需要驗證一次開關（電晶體）或整流器二極體設計。例如，如果洩漏電感改變，電流緩衝電路的效率就會因共振頻率改變而降低。



A. 偵測到的電壓 B. 理想取樣點

$I_{OUT} = 180 \text{ mA}$

图 34. 具備及不具備緩衝電路的 V_{AUX} 波形

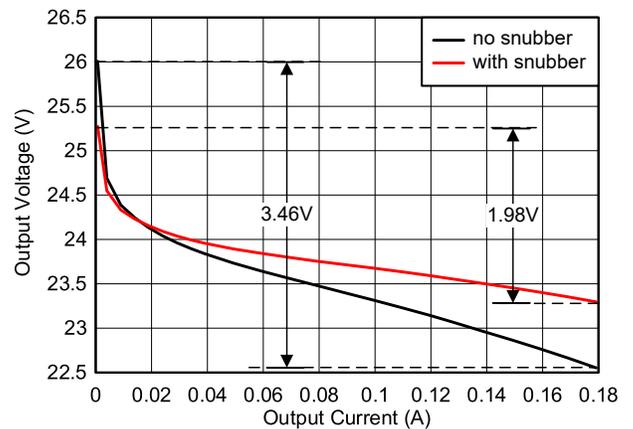


图 35. 具備及不具備緩衝電路的 PSR 返馳範例負載調整。

另一種改善負載調整的方式，是增添具備前導邊緣消隱功能的較複雜峰值偵測器。可惜的是，這種解決方案會增加系統的成本與複雜性，且難以確保在所有運作條件下皆可維持穩定。

結論

本白皮書針對使用升壓控制器的 PSR 返馳式轉換器，說明了較不為人知的挑戰。PSR 控制器中若缺少專用取樣器電路，會使設計變得更加複雜。對於需要考量負載調整、快速暫態響應或低待機電流的應用而言，專用 PSR 返馳控制器可提供極大幫助。

此外，多數 PSR 控制器皆以準諧振模式與波谷切換運作，可進一步提升效率。在要求較不嚴格的應用中，使用傳統控制器是合理的。許多系統都實作可穩定 V_{OUT} 的後穩壓

器。在這種情況下，返馳式轉換器的主要用途是在一次側與二次側之間進行電氣隔離。在這類應用中，可接受在暫態響應與負載調整方面做出妥協。

在設計過程中，需要格外注意以下步驟：

- 識別特定操作條件的最小與最大工作週期。
- 設計 V_{AUX} 峰值偵測器時，應讓其可在負載暫態期間快速追蹤 V_{OUT} 。
- 使用緩衝電路將切換節點和輔助繞組的振鈴降到最低。
- 將回饋路徑與控制器自偏壓分離。
- 使用可補償電流感測 (分流) 電阻器寄生電感的補償網路。
- 設計迴路補償時，應考量包絡偵測器。考量較高的相位裕度。
- 驗證最小、最大與額定 V_{IN} 的暫態響應。
- 評估控制器進入脈衝略過模式時的電路行為。

參考資料

1. Jean Picard。 「[使用返馳 SMPS 罩設計](#)」。德州儀器電源供應設計研討會 SEM1900，文件編號 SLUP261，2010-2011 年。
2. Texas Instruments. n.d. [Power Stage Designer 軟體](#)。存取於 2023 年 12 月 26 日。

重要聲明：本文所述德州儀器及其子公司相關產品與服務經根據 TI 標準銷售條款及條件。建議客戶在開出訂單前先取得 TI 產品及服務的最新完整資訊。TI 不負責應用協助、客戶的應用或產品設計、軟體效能或侵害專利等問題。其他任何公司產品或服務的相關發佈資訊不構成 TI 認可、保證或同意等表示。

PSpice® is a registered trademark of Cadence Design Systems Inc.
所有商標均為其各自所有者的財產。

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