

Power Supply Design Seminar

相移全橋式轉換器基礎知識



Reproduced from
2024 Texas Instruments Power Supply Design Seminar
SEM2600
Topic 4
Sheng-Yang Yu, Benjamin Lough, Richard Yin and Qing Ye
Literature Number: NESP006

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

相移全橋式轉換器 (PSFB) 在高性能電源中很常見，具有快速瞬態回應、高功率密度和高轉換器效率等特點。本主題回顧了 PSFB 的運作原理、PSFB 的特性、不同類型的整流器、鉗位選項、轉換器控制模式、同步整流器運作模式和輕負載管理選項。基於模組化硬體系統通用備援電源供應器 (M-CRPS) 基本規範的 PSFB 設計展現了 PSFB (具備主動箝位電路) 的能力，實現具有高瞬態回應的高功率設計。

簡介

現今的電源轉換系統需要高效率、高功率密度和更輕的重量。在電信、伺服器 and PC 應用領域，80 Plus 認證計畫所定義的高效率電源標準已存在超過 15 年。最近，開放運算專案 (OCP) 宣佈了針對伺服器電源供應單元 (PSU) 的 M-CRPS 規範，該規範對效率的要求甚至比 80 Plus 更高，如表 1 所示。

不同負載下的效率	10% 負載	20% 負載	50% 負載	100% 負載	附註
80 Plus Titanium	90%	94%	96%	91%	230V _{AC} 輸入
M-CRPS (<2,500 W)	90%	94%	96%	92%	240V _{AC} 輸入
M-CRPS (≥2,500 W)	90%	94%	96%	94%	240V _{AC} 輸入

表 1. 80 Plus Titanium 230V 內部備援 PSU 和 M-CRPS 的效率要求。

PSU 需要具有更高效率的部分原因是需要高效節能的資料中心。在使用時間少於十年的資料中心中，電力使用效率 (PUE) 約為 3，其中 PUE 在方程式 1 中定義為：

$$PUE = \frac{\text{Total_Datacenter_Power}}{\text{Actual_IT_Power}} \quad (1)$$

PUE 越低，資料中心的效率越高。

圖 1 和圖 2 細分了 PUE 分別為 3 和 1.25 的兩個資料中心的功耗。對於 PUE 等於 3 的資料中心，由於資料中心總功率的很大一部分用於為冷卻系統供電，因此提高伺服器 PSU 效率肯定有助於減少所需的冷卻功率，從而降低 PUE 並提高效率。

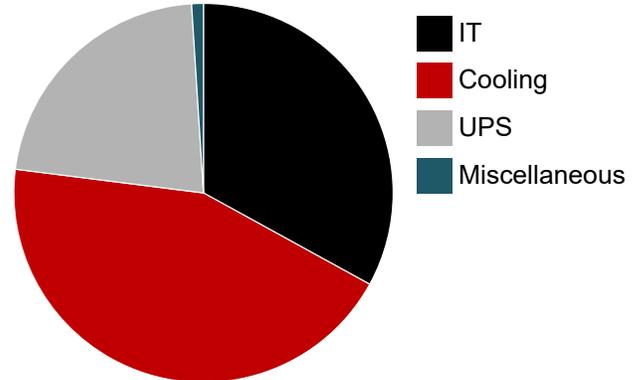


圖 1. 資料中心 (PUE =3) 功耗明細。

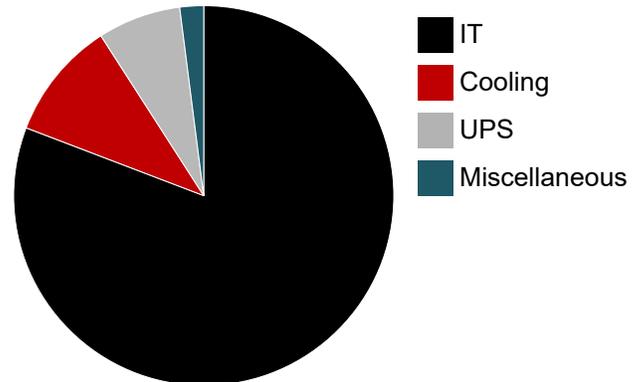


圖 2. 資料中心 (PUE =1.25) 功耗明細。

鑑於人工智慧 (AI) 和邊緣運算的出現以及摩爾定律的延續，不僅必須提高效率，而且伺服器 PSU 必須以更小的佔用空間提供更高的功率。隨著每個處理單元的電晶體呈指數級增長，包括 CPU 和圖形處理單元 (GPU) 在內的伺服器負載需要更多的功率。在伺服器機架尺寸不變的情況下，伺服器 PSU 必須具有更高的功率密度才能滿足伺服器負載功率需求。

高功率密度也是汽車和航空航天應用的要求，因為更輕的重量意味著運輸載體將具有更好的能源效率。

在 PSU 內部，減輕重量的一種方法是增加轉換器開關頻率，從而減少磁伏秒，進而縮小其尺寸。圖 3 描繪出了變壓器體積與開關頻率的關係圖。DC/DC 轉換器開關頻率為

500kHz 的車載充電器，其變壓器體積只有 100kHz 變壓器的一半不到。

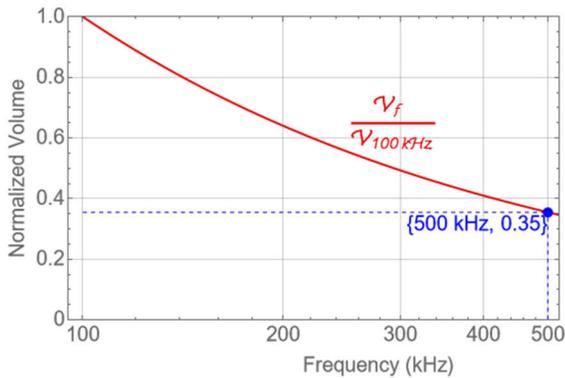


圖 3. 變壓器體積與開關頻率的關係。

由於我們的目標是在不影響效率的情況下獲得更高的功率密度，因此有必要在 PSU 中引進軟開關以降低開關損耗。硬開關轉換器最初是在開關模式電源中開發的，其金屬氧化物半導體場效電晶體 (MOSFET) 電流和電壓在 MOSFET 導通瞬態時重疊，如圖 4 中所示。開關頻率越高意味著硬開關瞬態越頻繁，因此開關損耗也越大。雖然可以透過提高導通速度減少重疊面積來減少開關損耗，但較高的電壓變化轉換速率將導致較高的雜訊和電磁干擾程度。另一方面，在開極電壓變高之前允許負汲極至源極電流對 MOSFET 輸出電容器 (C_{oss}) 電壓進行放電確實可以實現軟開關導通，如圖 5 所示。MOSFET 導通瞬態時沒有電流和電壓重疊，因此不會產生導通開關損耗，使 PSU 能夠在高開關頻率下工作，同時保持高效率。

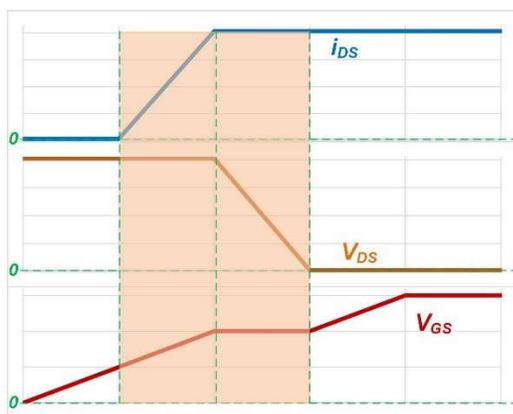


圖 4. MOSFET 硬開關導通瞬態。

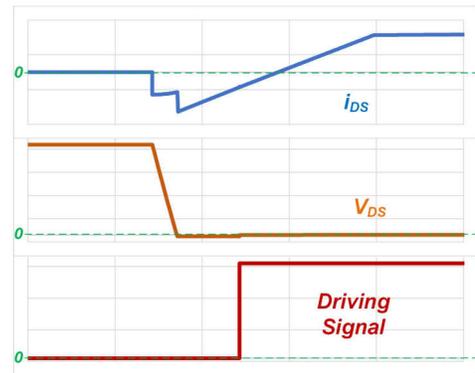


圖 5. MOSFET 軟開關導通瞬態。

相同的拓樸採用不同的控制方法可能會導致 MOSFET 開關瞬態的不同行為。就以圖 6 中的全橋式轉換器為範例。如果使用脈寬調變 (PWM) 控制來操作全橋式轉換器，則轉換器在 MOSFET 導通瞬態時會表現出硬開關行為；MOSFET 汲極至源極電流在導通瞬態時從正值開始。

圖 7 顯示了最重要的硬開關全橋式轉換器 MOSFET 電壓和電流波形，其中非零電壓和電流在開關瞬態處重疊，如綠色虛線圓圈所示。當在兩個輸入支路之間採用相移控制的全橋式轉換器時，MOSFET 導通瞬態期間的負汲極至源極電流將避免軟開關的非零電壓電流重疊，如圖 8 所示。

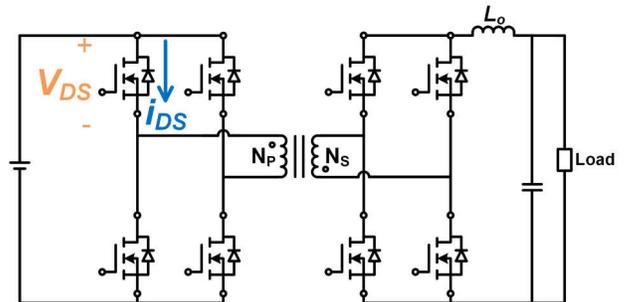


圖 6. 全橋式轉換器。

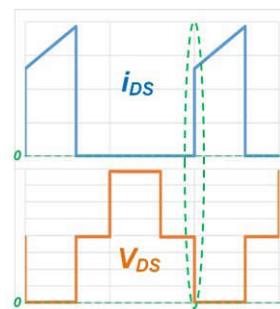


圖 7. 硬開關全橋式 MOSFET 電流和電壓。

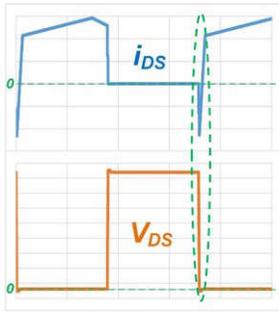


圖 8. PSFB MOSFET 電流和電壓。

PSFB 轉換器、電感器-電感器-電容器 (LLC) 串聯諧振轉換器 (SRC) 和雙主動橋式 (DAB) 轉換器都可以實現軟開關，但特性不同。LLC-SRC 使用頻率調變進行電壓調節，而 PSFB 和 DAB 均使用具有固定開關頻率的相移控制來進行電壓調節。LLC-SRC 是這三者中唯一可以在輸出整流器上實現軟開關的轉換器；在大多數情況下，它通常比 PSFB 或 DAB 具有更高的峰值效率。

然而，對於具有廣泛輸入或輸出範圍的應用，LLC-SRC 不是一個好的選擇。為了讓 LLC-SRC 涵蓋廣泛的輸入或輸出範圍，您必須降低變壓器磁化電感與諧振電感的比率，這會導致效率降低。PSFB 和 DAB 可涵蓋廣泛的輸入或輸出範圍，具備廣泛的有效工作週期 (D_{eff}) 範圍，而且不會像 LLC-SRC 一樣降低效率。此外，PSFB 的峰值電流模式控制比 LLC-SRC 中的電流模式控制更成熟，可快速回應負載瞬態。PSFB 也是具有快速瞬態回應要求的應用的首選。PSFB 應用包括用於具有快速負載瞬態的 AI 和邊緣運算的伺服器 PSU 以及電池充電器應用，包括具有廣泛輸入和輸出範圍的電動車 400V、800V 至 12V 電池電源轉換系統。

在本主題中，我們將介紹 PSFB 的基礎知識，包括運作原理、整流器選項、箝位選項和不同類型的控制，以及設計範例。

PSFB 運作原理

圖 9 顯示了帶有二極體整流器的全橋轉換器，而圖 10 顯示了相移控制下的全橋轉換器波形，這允許在 MOSFET 開啟瞬態以進行軟開關之前產生負極性至源極電流。如圖 10 中所示，支路 1 MOSFET 驅動訊號 (Out1L 和 Out1H) 以及支路 2 MOSFET 驅動訊號 (Out2L 和 Out2H) 之間產生相位差，而所有四個驅動訊號保持其工作週期不變。當一

對對角 MOSFET 導通時，輸入電壓 ($+V_{IN}$) 或反相輸入電壓 ($-V_{IN}$) 會施加到 V_{AB} ，這是串聯電感器 (L_S) 通電和透過變壓器將能量從輸入側 (一次側) 傳遞到輸出側 (二次側) 之間的時間。支路 1 和支路 2 之間的相位差決定了 V_{AB} 的非零電壓持續時間 (脈衝寬度)。在二次電壓 (V_{SEC}) 處產生類似於 V_{AB} 波形的雙極性方波，此雙極性方波將被輸出二極體整流器進一步整流，成為單極性方波，從而允許輸出電感器執行「降壓」操作，以控制 V_{SEC} 脈衝寬度控制輸出調節。

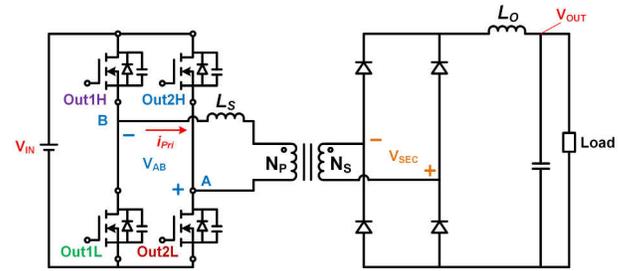


圖 9. 具有全橋整流器的 PSFB。

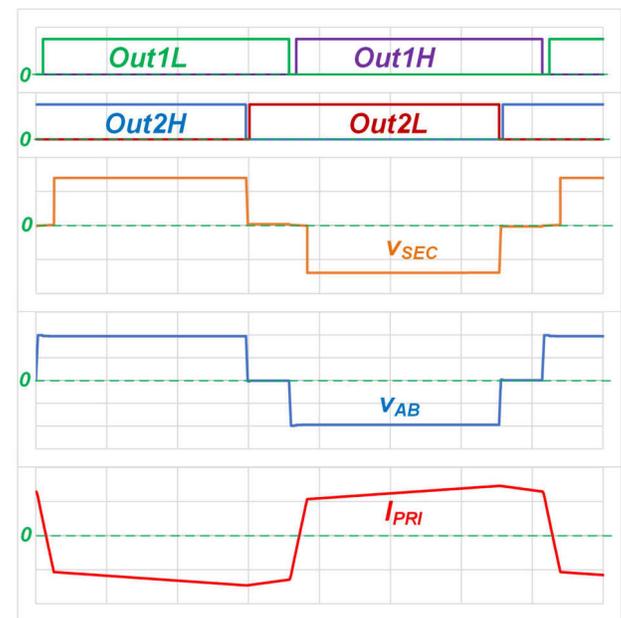


圖 10. PSFB 波形。

V_{SEC} 的脈衝寬度小於 V_{AB} ，因為 L_S 使用施加的 V_{IN} 來切換其電流極性，導致變壓器繞組上的電壓為零，因此 V_{SEC} 脈衝寬度較小，這稱為工作週期損耗。 L_S 電感越大，工作週期損耗 (V_{AB} 和 V_{SEC} 之間的脈衝寬度之差) 越大。要在二次側實現更大的 D_{eff} 以實現更寬的工作週期變化範圍，需要使用更小的 L_S 電感。

開關瞬態期間儲存在 L_S 中的能量是在一次側 MOSFET 實現軟開關的關鍵。 L_S 電感越小代表儲存的能量越少，這可能不足以對軟開關的 MOSFET 輸出電容電壓進行放電，尤其是在輕負載下。因此，您必須在設計中在軟開關和 D_{eff} 範圍之間進行取捨。

由於相移控制使一次繞組電流能夠連續循環並自由流過一次全橋 MOSFET 的 C_{OSS} 和本體二極體，因此 MOSFET 上可能存在電流滯後，全橋開關節點的輸出端有電感阻抗，MOSFET 開關瞬變處有負電流，如前面的圖 8 所示。 L_S 中儲存的能量是軟開關的關鍵，但輸出電感 L_O 也會影響軟開關能力。

讓我們來看看 MOSFET 開關瞬態的波形。圖 11 中的紫色虛線是支路 1 高壓側 MOSFET 電流。請注意，支路 1 低壓側 MOSFET 電流與支路 1 高壓側 MOSFET 電流相同，但發生在支路 1 高壓側 MOSFET 關斷期間。各位可以看到 MOSFET 導通瞬態時的一次電流 (I_{PRI}) 電平位於 L_O 電流漣波谷點。換句話說，如果 L_O 電流漣波較大（即 L_O 電感較小），則支路 1 MOSFET 的軟開關能力將下降。假設變壓器磁化電感電流為零，方程式 2 將用於在支路 1 MOSFET 實現軟開關的電流表示為：

$$I_{PRI_{LEG1_switching_transient}} = \frac{I_{out,avg} - \frac{I_{L_O,pp}}{2}}{\frac{N_p}{N_s}} \quad (2)$$

其中 $I_{L_O,pp}$ 是 L_O 上的峰對峰電流漣波。

方程式 3 計算用於在支路 2 MOSFET 實現軟開關的電流，如下所示：

$$I_{PRI_{LEG2_switching_transient}} = \frac{I_{out,avg} - \frac{I_{L_O,pp}}{2}}{\frac{N_p}{N_s}} \quad (3)$$

圖 12 以黑色虛線突顯了支路 2 低壓側 MOSFET 電流。請注意，支路 2 高壓側 MOSFET 電流與支路 2 低壓側 MOSFET 電流相同，但發生在支路 2 低壓側 MOSFET 關斷期間。從方程式 2 和方程式 3，以及圖 11 和圖 12 的波形中，您可以看到支路 2 上的 MOSFET 比支路 1 上的 MOSFET 更容易實現軟開關。

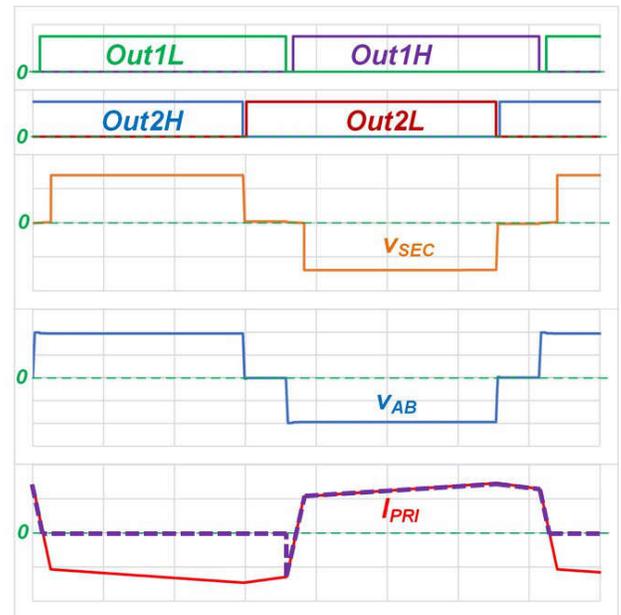


圖 11. PSFB 波形以紫色虛線突顯支路 1 高壓側 MOSFET 電流。

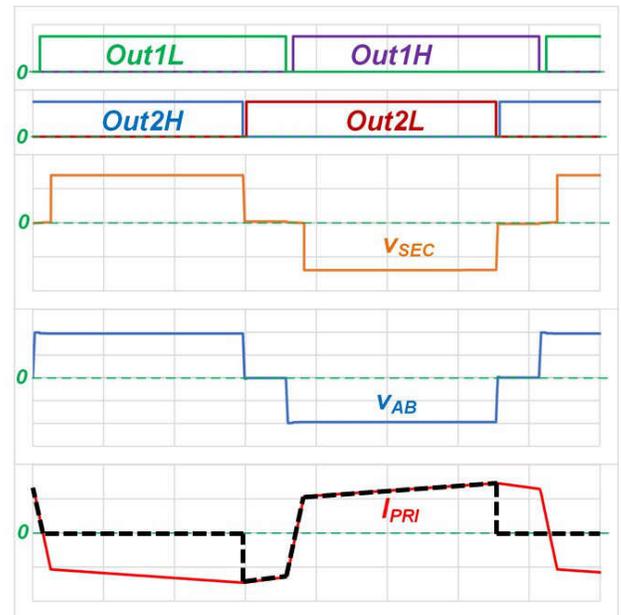


圖 12. PSFB 波形以黑色虛線突顯支路 2 低壓側 MOSFET 電流。

PSFB 輸出整流器

PSFB 中整流器級的主要功能是将變壓器繞組的雙極性方波整流為 L_O 輸入側的單極性方波。您選擇的整流器類型會因為不同的應用和要求而異。圖 13 到圖 15 展示了三種常用的整流器：全橋整流器、中心抽頭整流器和倍流整流器，而圖 16 和圖 17 則顯示了與整流器相關的波形。

使用全橋整流器時，當變壓器二次繞組電壓為正時，由一對對角二極體傳導電流為 L_O 通電，而當變壓器二次繞組電壓為負時，由另一對對角線二極體傳導電流為 L_O 通電。

使用中心抽頭整流器時，當變壓器二次繞組電壓為正時，一個輸出二極體會傳導電流為 L_O 通電；當變壓器二次繞組電壓為負時，另一個輸出二極體傳導電流為 L_O 通電。

使用倍流整流器時，當變壓器二次繞組電壓為正時， L_{O1} 僅透過一個二極體通電，而當變壓器二次繞組電壓為負時， L_{O2} 僅透過另一個二極體通電。

表 2 列出了這些整流器之間的差異。對於同時具有全橋和中心抽頭整流器的 PSFB，由於雙極性到單極性波形轉換， L_O 工作頻率是一初側 MOSFET 開關頻率的兩倍。具有倍流整流器的 PSFB 的輸出電感器，其工作頻率與一次側 MOSFET 的開關頻率相同。倍流整流器結構也意味著輸出電感上的最大 D_{eff} 只能為 50%，而使用全橋或中心抽頭整流器則可達到 100%。

另外值得注意的是，對於中心抽頭整流器，每個整流器二極體的電壓應力為 $2 V_{OUT}/D_{eff}$ ；對於全橋和倍流器整流器，每個整流器二極體的電壓應力為 V_{OUT}/D_{eff} 。與相同 D_{eff} 和輸出電壓 (V_{OUT}) 的中心抽頭整流器相比，全橋整流器的整流器電壓應力較低。由於倍流整流器的最大 D_{eff} 只能達到 50%，因此在效率最佳化設計中，倍流器和中心抽頭整流器都將比全橋整流器具有更高的電壓應力水準 (D_{eff} 接近其最大值)，且具有相同的 V_{OUT} 。

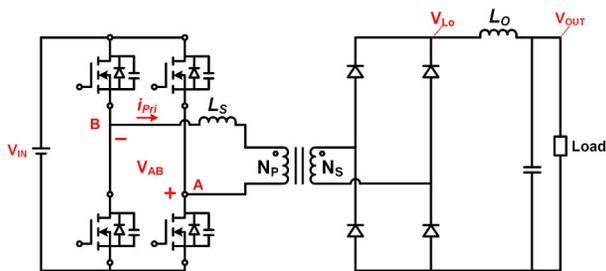


图 13. 具有全橋整流器的 PSFB。

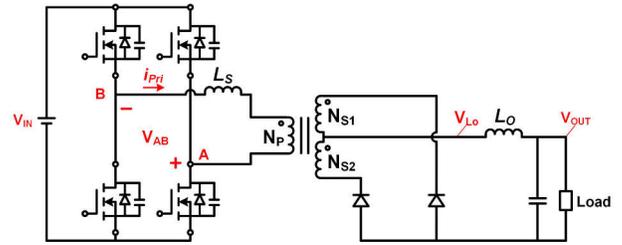


图 14. 具有中心抽頭整流器的 PSFB。

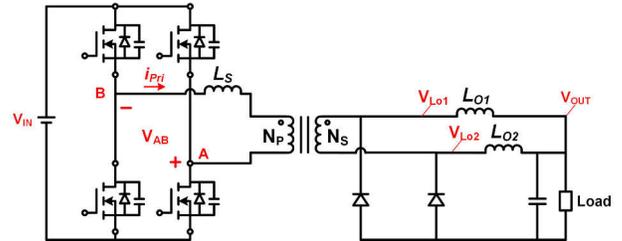


图 15. 具有倍流整流器的 PSFB。

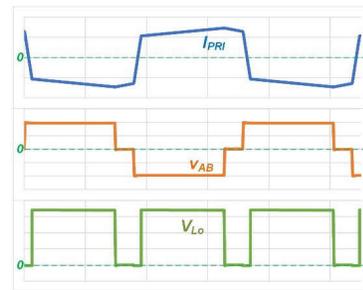


图 16. PSFB 的波形。

备注

全橋整流器或中心抽頭整流器的波形。

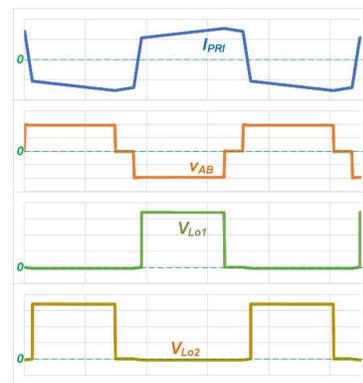


图 17. 具有全橋整流器或中心抽頭整流器的 PSFB 波形。

整流器類型	電感器運作頻率	允許的 D_{eff} 範圍	二次繞組的數量	整流器元件的數量	輸出電感器的數量	特性
全橋式	主開關頻率的兩倍	0-100%	1	4	1	更好的變壓器利用率，有利於高靜態輸出電壓 (V_o)
中心抽頭	主開關頻率的兩倍	0-100%	2	2	1	元件數量最少，變壓器利用率較低
電流倍增器	主開關頻率	0-50%	1	2	2	更好的變壓器利用率，一半的 I_{Lo}

表 2. PSFB 輸出整流器的主要特性。

PSFB 的箝位選項

PSFB 可在其一次側開關上實現軟開關，並具有乾淨的 FET 汲極至源極電壓 (V_{DS}) 波形，而沒有太多電壓振鈴。然而，PSFB 輸出整流器寄生電容會與變壓器繞組串聯的電感諧振，導致整流器的電壓應力較高。

不妨考慮圖 18 中具有全橋同步整流器的 PSFB。同步整流器 V_{DS} 電壓將具有較大的振鈴效應，FET 輸出電容建模如圖 19 中所示。振鈴的峰值可能高達 $2V_{IN} \times N_S/N_P$ 。為了降低整流器電壓應力，從而使用較低的汲極至源極導通電阻 ($R_{DS(on)}$) 來提高效率，您可能需要箝位整流器電壓應力。其中一種選擇是應用被動箝位電路來吸收電壓振鈴中的部分能量。圖 20 顯示了應用於 PSFB 的被動箝位選項。圖 21 顯示了在輸出級增加電阻電容二極體如何大幅降低整流器電壓應力。鉗位電容器的電容 (C_{cl}) 必須足夠大，才能被視為理想電壓來源，以便有效地箝位整流器電壓應力。 C_{cl} 由箝位二極體充電，並將其能量耗散在 R_{cl} 上。方程式 4 計算將整流器電壓箝位在目標箝位電壓電平 (V_{CP}) 所需的箝位電阻器 (R_{cl}) 電阻：

$$R_{cl} = \frac{(V_{CP} - V_{OUT}) \times (V_{CP} - V_d)}{C_{cl} \times V_{CP} \times (2V_d - V_{CP}) \times f_{SW}} \quad (4)$$

其中 $V_d = V_{IN} \times N_S/N_P$ 和 f_{SW} 是 PSFB 開關頻率。

方程式 5 計算箝位電阻器的功率耗散為：

$$P_{R_{cl}} = \frac{(V_{CP} - V_{OUT})^2}{R_{cl}} \quad (5)$$

如方程式 4 和方程式 5 所示，較低的 V_{CP} 需要較低的 R_{cl} 較高的 R_{cl} 功率耗散。

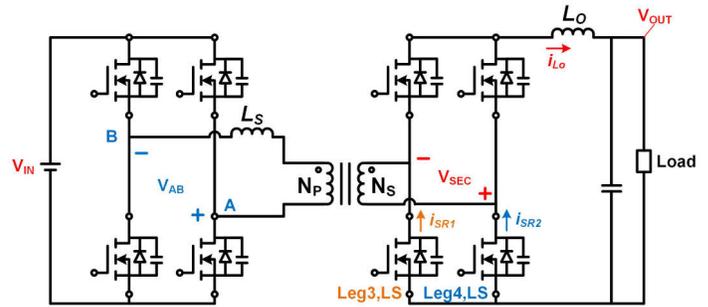


圖 18. 具有同步整流器的 PSFB。

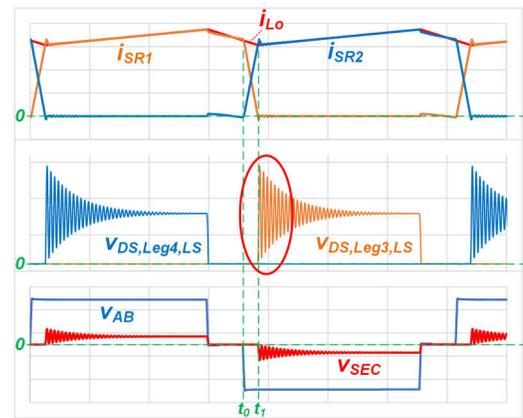


圖 19. 輸出整流器上沒有電壓箝位的 PSFB 的波形。

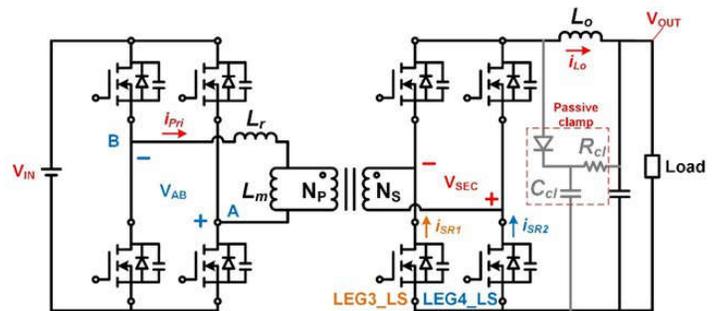


圖 20. 具有被動箝位的 PSFB。

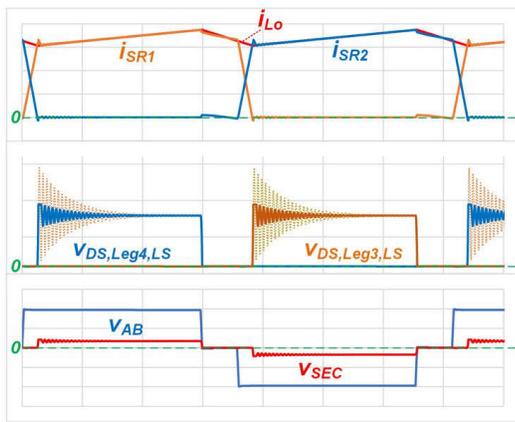


图 21. 具有被动箝位电路的 PSFB 的波形 (实线)。

PSFB 仰賴與變壓器繞組串聯的電感器中儲存的能量來實現軟開關。但是電感器會與整流器寄生電容產生諧振，導致整流器電壓應力較高。若是能減少變壓器串聯電感器的電感，就可以減少整流器電壓應力。如图 22 所示，一次箝位可以透過增加兩個二極體來使用更小的串聯電感器，並將變壓器串聯電感器放置在半橋 FET 支路和箝位二極體之間。如此一來，唯一的變壓器串聯電感器就是變壓器漏電感器。

图 23 顯示了具有和不具有一次箝位的 PSFB 的波形。 L_S 設定為 $3.5\mu\text{H}$ ，而洩漏電感 (L_{lk}) 設定為 $0.5\mu\text{H}$ 。透過一次側的二極體箝位，可以回收 L_S 中的能量並將其保留在一次側。輸出整流器寄生電容只會與 L_{lk} 諧振，從而大幅降低輸出整流器電壓應力。由於您需要在具有一次箝位的 PSFB 中使用離散式電感器 L_S 來維持具有小 L_{lk} 的軟開關，因此功率密度可能低於採用其他箝位方法的 PSFB。

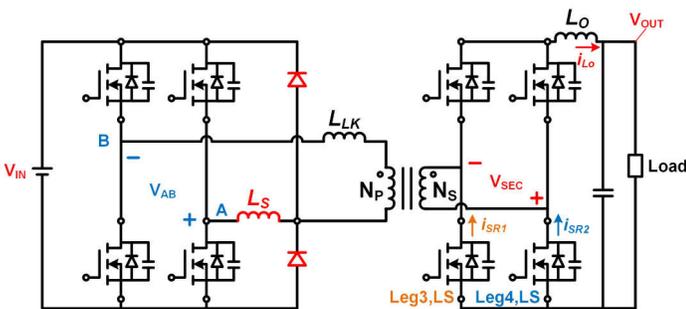


图 22. 具有一次箝位的 PSFB。

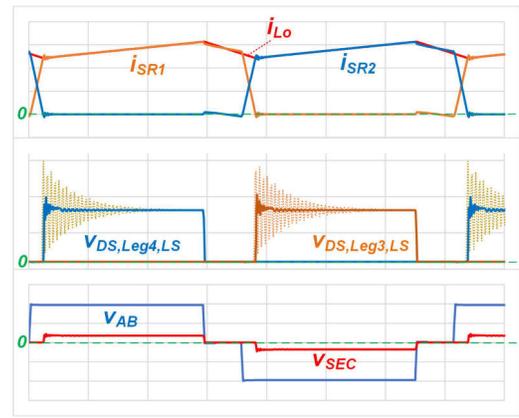


图 23. 具有 (实线) 和不具有 (虚线) 一次箝位电路的 PSFB 的波形。

使用图 24 中所示的主动箝位有助於將尺寸和效率最佳化，而不是在箝位電阻器 (例如被动箝位) 上消耗功率或增加離散式電感器 (例如一次箝位)。由電容器 (C_{CL}) 和 MOSFET (Q_{CL}) 形成的主动箝位支路 (ACL) 插入在輸出電感器之前。當輸出繞組電壓變成非零時，能量將從一次繞組轉移到二次繞組，為輸出電感器供電，並透過 Q_{CL} 本體二極體傳導電流，為 C_{CL} 充電，即使 Q_{CL} 未導通。在本體傳導電流後開啟 Q_{CL} 可確保 Q_{CL} 上的零電壓切換 (ZVS)。重要的是在電流極性變化之前開啟 Q_{CL} ，以便在 $D_{eff}T_S$ 開始時完成 C_{CL} 上的電流秒平衡 (或電荷平衡)。

图 25 顯示出同步整流器電流和變壓器繞組電流上存在非單調電流，這可能會對峰值電流模式控制帶來挑戰，因為峰值電流模式控制通常需要在有效工作週期當中變壓器電流出現單調電流上升。 Q_{CL} 只需開啓足夠長的時間，以使主动箝位電流秒平衡能如預期般工作，將輸出整流器電壓箝位至 C_{CL} 電壓 (V_{CL})。 Q_{CL} 不需要在整個 $D_{eff}T_S$ 中進行，而是在相對較短的時間內進行。

因此，我們建議將 Q_{CL} 設定為具有固定的導通時間 ($D_{ACL}T_S = \text{恆定}$)，同時在整個工作電壓和負載範圍內保持 $D_{eff}T_S$ 始終大於完成電流秒平衡的持續時間 ($D_{CSB}T_S$)。由於 $D_{eff}T_S$ 大於 $D_{CSB}T_S$ ，因此當變壓器電流單調上升時，總是會發生峰值電流偵測。PSFB 通常設計為在中重負載時具有較大的 D_{eff} ，其中 $D_{eff} \gg D_{CSB}$ 是預期的。輕負載時，轉換器通常在不連續導通模式下運作，在相同的輸入/輸出電壓條件下， D_{eff} 將小於連續導通模式下的 D_{eff} 。

為了即使在輕負載時也能保持 $D_{eff}T_S$ 大於 $D_{CSB}T_S$ ，可以實作降頻控制或突發操作。重要的是，只有在工作週期損

耗期間結束後才開啟 Q_{CL} ；否則，儲存在 C_{CL} 中的能量會回流至一次側，使同步整流器承受過大壓力，並可能對元件造成損壞。 C_{CL} 必須足夠大，才能被視為理想電壓來源，以有效降低同步整流電壓應力。因此，您必須確保 C_{CL} 選擇滿足**方程式 6** 表示的不等式：

$$T_S \ll 2\pi \sqrt{\left(\frac{N_S}{N_P}\right)^2 L_S C_{CL}} \quad (6)$$

假設 C_{CL} 上的電壓紋波為零，則可以將整流器電壓箝位至 $V_{IN}N_S/N_P$ ，這是在沒有任何箝位電路的情況下電壓應力的一半。主動箝位不會耗散功率電阻器上的振鈴能量，而是將能量作為無損耗緩衝器在 LC 諧振迴路中循環。因此在相同規格下，具有主動箝位的 PSFB 效率會比具有被動箝位的 PSFB 效率更高。

同步整流器 C_{OSS} 將控制 ACL 上的峰值電流。選擇低 C_{OSS} 同步整流器 FET 將意味著較低的 ACL 均方根 (RMS) 電流，有助於提高轉換器效率。

以下是設計具有主動箝位的 PSFB 時的一些設計準則：

- Q_{CL} 必須在工作週期損耗期間後才開啟，以避免 C_{CL} 能量回流至一次側。
- 當本體二極體仍在為 ZVS 傳導電流時， Q_{CL} 必須導通。
- 較長的 Q_{CL} 導通時間將降低 V_{CL} 以及同步整流器電壓應力，但 Q_{CL} RMS 電流會增加。
- 較低的同步整流器 C_{OSS} 不僅有助於降低 ACL RMS 電流，還有助於降低同步整流器電壓應力。

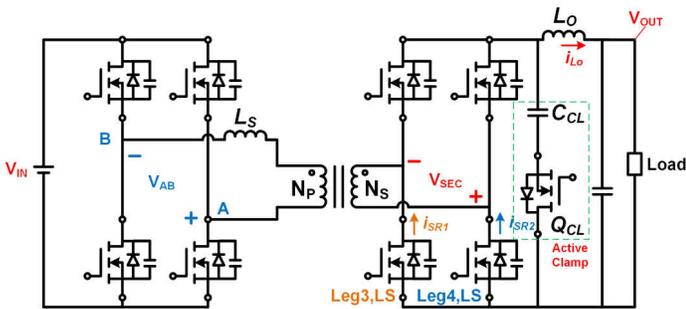


圖 24. 具有主動箝位的 PSFB。

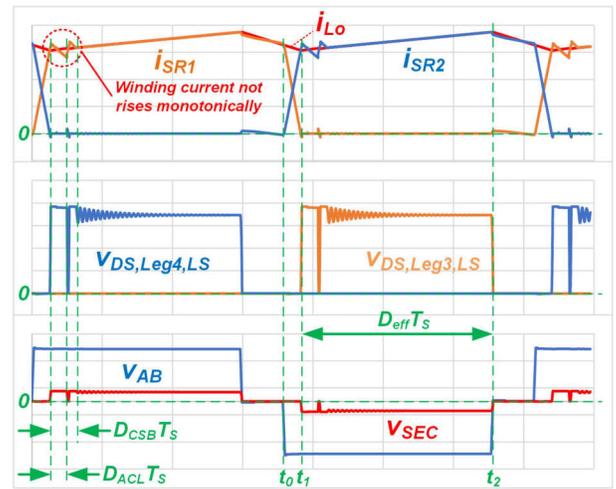


圖 25. 具有主動箝位的 PSFB 的波形。

PSFB 控制

本節介紹了與 PSFB 控制有關的一些細微差別。圖 26 是實作 PSFB 所需控制邏輯的高階方塊圖，其中 OUT1H 和 OUT1L 是一次 FET 的一個半橋開極邏輯，OUT2H 和 OUT2L 是二次 FET 的另一個半橋開極邏輯。設定為預期開關頻率時脈可直接控制 OUT1H 與 OUT1L PWM 對。OUT2H 和 OUT2L 由以下組合控制：

- 斜坡訊號，由電阻器、電容器和固定參考電壓 V_{RAMP_REF} 組成。
- 誤差放大器，透過帶有補償網路的電阻分壓器對輸出電壓進行取樣。
- 比較器，比較誤差放大器的輸出和斜坡訊號電壓。
- T 型正反器，根據比較器輸出設定 OUT2H 和 OUT2L 的狀態。T 型正反器為正緣觸發。

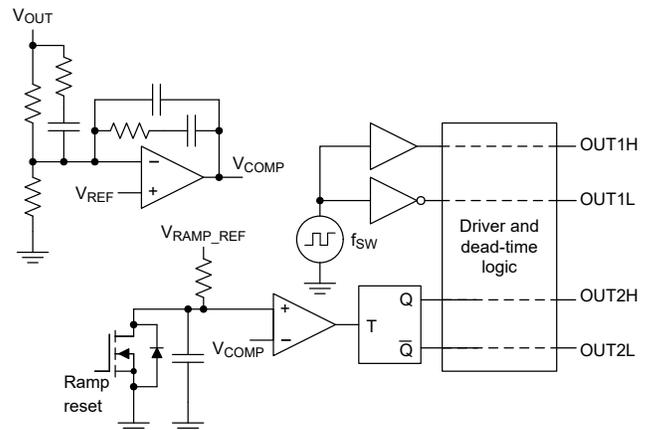


圖 26. PSFB 控制邏輯。

图 27 展示了图 26 所示电路的闌邏輯波形。在新的開關週期開始時，斜坡訊號重設為 0V，一次 FET 對角線對 OUT1H 和 OUT2L 導通。當斜坡訊號 V_{RAMP} 變得大於誤差放大器輸出電壓 V_{COMP} 時，T 型正反器進行切換，從而改變 OUT2H 和 OUT2L 的狀態。在開關週期的中間點，OUT1H 和 OUT1L 的狀態發生變化，斜坡電壓重設。另一對對角一次 FET OUT1L 和 OUT2H 現已導通。當斜坡訊號超過誤差放大器輸出電壓時，T 型正反器會再次切換，從而改變 OUT2H 和 OUT2L 的狀態。

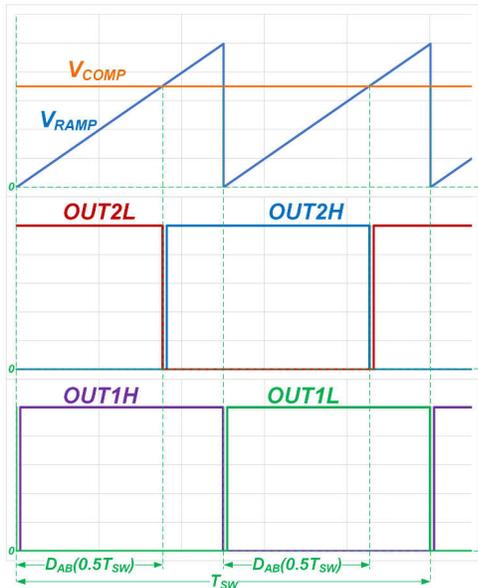


图 27. PSFB 控制邏輯波形。

我們剛才介紹的控制邏輯稱為電壓模式控制。图 28 顯示了此控制邏輯的細微變化，它使用 V_{IN} 或與 V_{IN} 成比例的電壓來產生斜坡訊號，而不是使用固定參考電壓。這種方法的優點是控制邏輯可以立即反映 V_{IN} 的變化，因為斜坡的瞬態電壓 (dV/dt) 會立即隨 V_{IN} 而變化。這最大限度地減少了由 V_{IN} 變化所造成的 V_{OUT} 偏差。

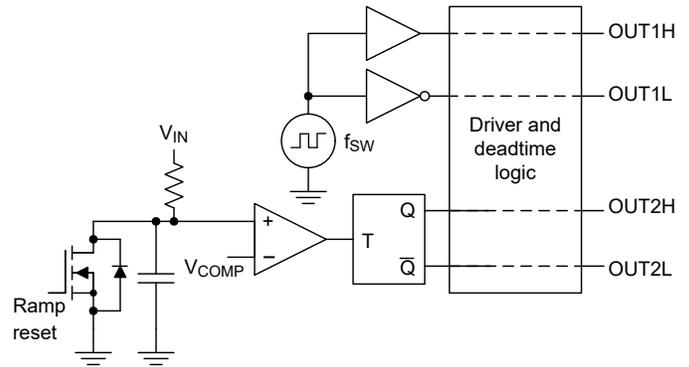


图 28. 具有前饋的電壓模式控制。

图 29 顯示了控制邏輯的另一種變體，稱為峰值電流模式控制。此方法使用來自功率級的取樣電流資訊 I_{CS} 來取代斜坡訊號。

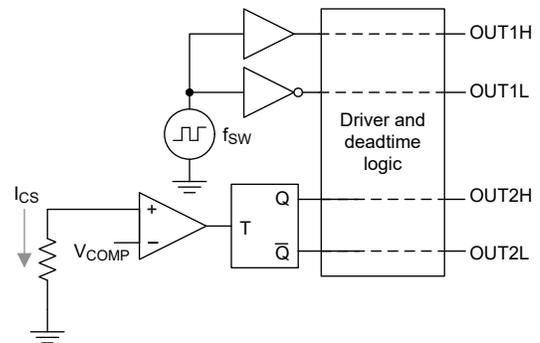


图 29. 峰值電流模式控制。

使用電壓模式控制或峰值電流模式控制的決定，會對 PSFB 功率級的設計產生影響。對於電壓模式控制，您需要將一個 DC 阻隔電容器與變壓器一次繞組串聯，如图 30 所示，以避免繞組電流不平衡導致的變壓器飽和問題。由於所有變壓器一次繞組電流都流經 DC 阻隔電容器，因此您需要一個足夠的額定電流電容器或滿足所需額定電流的電容器組合。當使用 DC 阻隔電容器時，二次側整流器的電壓應力會增加。這是因為，當一對對角一次 MOSFET 導通時，DC 阻隔電容器電壓漣波使得變壓器一次繞組電壓振幅大於 V_{IN} 。因此，您必須在 DC 阻隔電容器的尺寸和電容與電壓應力間做出取捨。

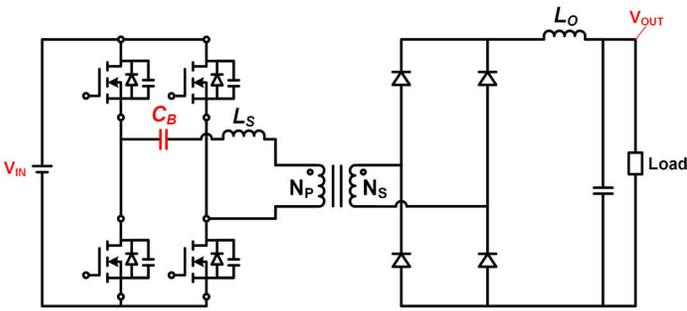


图 30. 具有 DC 阻隔電容器的 PSFB。

電流模式控制的優點之一是不需要 DC 阻隔電容器，因為控制迴路會直接對變壓器的峰值電流進行取樣和調節。图

31 圈出了可以實作功率級電流取樣的三個位置。

1 號位置將電流感測元件 (例如電流感測變壓器) 與 PSFB 變壓器串聯。此位置的優點之一是，由於 PSFB 變壓器的雙向電流流動，您可以自動重設電流感測變壓器磁芯。此位置的缺點之一是來自變壓器的電流感測訊號僅包含 AC 資訊，而不包含 DC 資訊。功率級中的延遲失配或電流感測訊號中的共模雜訊耦合等因素可能會使 PSFB 變壓器電流偏壓到一側，可能需要在變壓器設計上留出更大的裕量以避免飽和。

2 號位置將電流取樣放在輸入電容器和一次側的全橋之間。您可以在輸入電容器和全橋之間放置變壓器，也可以在從全橋返回輸入電容器的返回路徑中放置變壓器。此位置的優點是變壓器的電流感測訊號包含 AC 和 DC 訊息，避免了 1 號位置的缺點。2 號位置的缺點是一次側功率級迴路內的寄生電感增加。管理一次 FET 上的電壓應力非常重要，這些電壓應力是由來自較高寄生迴路電感的振鈴所引起。此位置所面臨的另一個挑戰是每個開關週期需要重設變壓器磁芯兩次。當兩個高壓側或兩個低壓側一次 FET 都導通時，就會發生重設情形。對於需要高工作週期的設計或完成重設的時間較短的高頻設計來說，重設變壓器磁芯變得更加困難。另外，也可以使用分流電阻器和電流感測放大器作為從全橋返回到輸入電容器的返回路徑中的電流感測元件。如此一來就避免了任何變壓器重設挑戰，而代價則是分流電阻器的功率耗散。

3 號位置位於輸出電感電流返回整流器的返回路徑中的二次側。設計人員通常會在此位置使用電流感測電阻器和電流感測放大器。與其他兩個位置不同的是，電流取樣位於轉換器的二次側，如果 PSFB 控制器也位於二次側，則可

以簡化實作，因為無需跨越隔離層。在這三個位置中，當施加主動箝位時，3 號位置是唯一在電流斜坡期間沒有失真電流的位置。

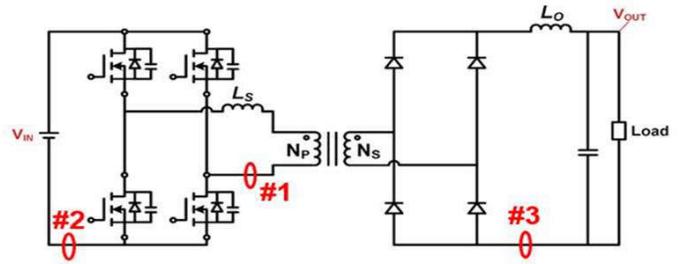


图 31. 具有電流模式控制的 PSFB。

图 32 比較了 Christophe Basso 在「開關轉換器的傳遞函數」中提出的電壓模式控制 PSFB 模型的被控電位傳遞函數，以及 Shi-Song Wang 在「具有峰值電流模式控制的相移全橋轉換器的小訊號建模」中提出的峰值電流模式控制 PSFB 模型的被控電位傳遞函數，適用於工作頻率為 100kHz 的 3kW、400V_{IN} 至 12V_{OUT} PSFB 轉換器。PSFB 是一種降壓衍生拓撲，雖然您可能預期電壓模式控制降壓和電壓模式控制的 PSFB 之間有相似之處，但 L_S 引起的工作週期損耗的影響會導致阻尼效應，因此電壓模式控制的 PSFB 的 AC 響應中沒有峰值。電壓模式控制的模型在其受控體轉移函數中呈現兩個實極，而峰值電流模式控制模型則呈現一個實極。峰值電流模式控制中增益的柔和滾降表明它具有優勢，因為它實現了更高的迴路頻寬，這對於注重負載瞬態響應的應用很有吸引力。

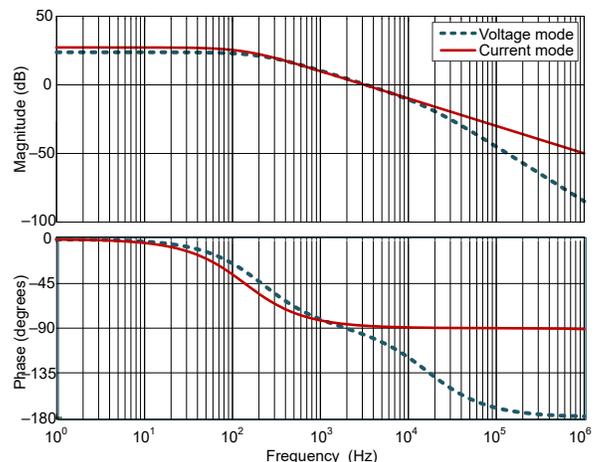


图 32. 電壓模式控制與峰值電流模式控制的比較。

同步整流器的運作模式

PSFB 轉換器中的同步整流器運作模式可能不同於 LLC-SRC 等其他隔離式拓撲。LLC-SRC 中同步整流器的運作原理類似於理想二極體。在偵測同步整流器 FET 電壓或電流時，可看出電流是否正在透過 FET 本體二極體傳導，從而判斷是否開啟同步整流 FET。當同步整流器電流低於一定電平時，關閉同步整流器 FET。

由於 PSFB 整流器級 (如圖 33 所示) 的運作方式類似於降壓轉換器。例如，當 V_{SEC} 為正時， L_O 透過支路 4 高壓側開關 (由 Out4H 訊號控制) 通電，電流透過支路 3 低壓側開關 (由 Out3L 訊號控制) 返回變壓器。當變壓器繞組電壓為零時， i_{L_O} 電流連續流過支路 4 低壓側開關 (由 Out4L 訊號控制)，且電流經由支路 3 高壓側開關 (由 Out3H 控制) 返回 L_O 。這是續流期間，在此期間，即使不開啟同步整流器 FET，電感器電流也會繼續流過它們的本體二極體。當續流期間的電流較高時，必須開啟全橋整流器中的所有四個同步整流器 FET，以允許通道導通而不是本體二極管導通，藉以降低導通損耗。一般來說，PSFB 中的同步整流器有三種工作模式，如圖 34 到圖 36 所示。當負載電流極低時，可以保持所有同步整流器 FET 關閉 (模式 0) 以降低開關和驅動損耗。當負載電流稍高且 PSFB 仍處於斷續導通模式時，您可以在 L_O 通電期間 (模式 1) 開始開啟同步整流器 FET。當負載電流變得更高時，PSFB 在連續導通模式下運作，在 L_O 斷電期間 (模式 2) 開啟所有同步整流器 FET，以協助降低導通損耗。在續流期間開啟全橋整流器的所有四個同步整流器 FET 的能力是 PSFB 所獨有的。

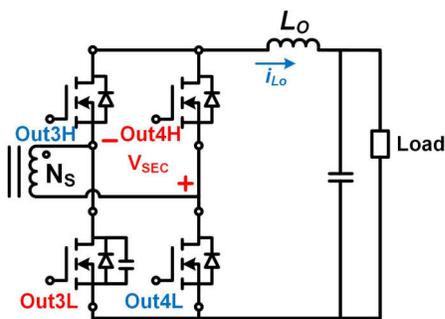


圖 33. 具有同步整流器的 PSFB 輸出級。

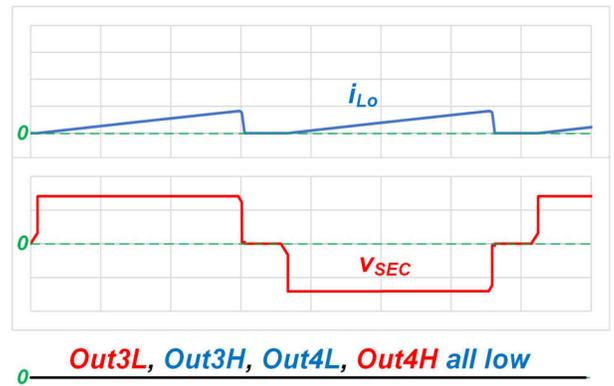


圖 34. 同步整流器運作模式：模式 0 - 所有同步整流器 FET 在輕負載時關閉。

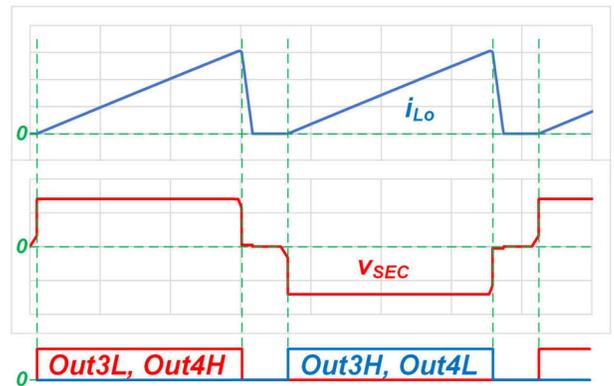


圖 35. 同步整流器運作模式：模式 1 - 僅在 L_O 通電時開啟對應的同步整流器 FET。

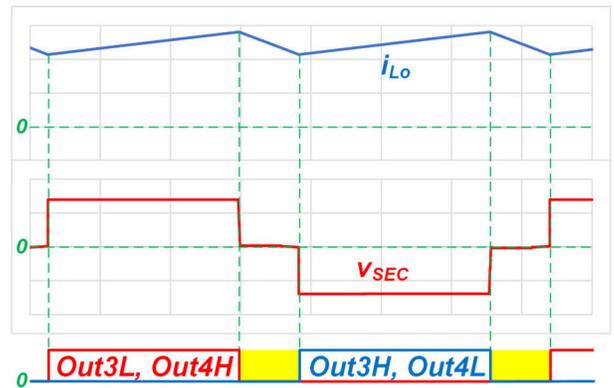


圖 36. 同步整流器運作模式：模式 2 - 當 L_O 斷電時開啟所有同步整流器 FET。

輕負載管理選項

在輕負載下，可能必須使用專用控制模式，才能在調節範圍內維持輸出電壓，或提升 PSFB 轉換器的效率。其中一種方法是直接降低轉換器的開關頻率並延長 OUT1H/OUT2H 和 OUT1L/OUT2L 重疊的週期，如圖 37 所示。此

方法可讓 PSFB 達到更低的 D_{off} ，同時保持每個 OUT1H/OUT2L 和 OUT1L/OUT2H 對角線對的最小重疊時間。鑑於每個一次側開極訊號的導通時間較長，在一次側使用開極驅動變壓器時，我們不建議使用此方法，因為避免飽和開極驅動變壓器會變得困難。

圖 38 說明了第二種輕負載管理方案。在此方法中，如果誤差放大器的輸出 V_{COMP} 低於預設值 $V_{burst_threshold}$ ，

PSFB 轉換器將完全停止開關。當 V_{COMP} 變得大於 $V_{burst_threshold}$ 時，PSFB 將恢復開關。與降頻模式相比，這種遲滯突發模式方法的優點之一是 CPU 使用率較低，因為控制器不需要計算所需的開關頻率。與降頻模式相比，遲滯突發模式在輕負載下還具有更高的迴路頻寬。此方法的主要缺點是輸出電壓漣波較高。

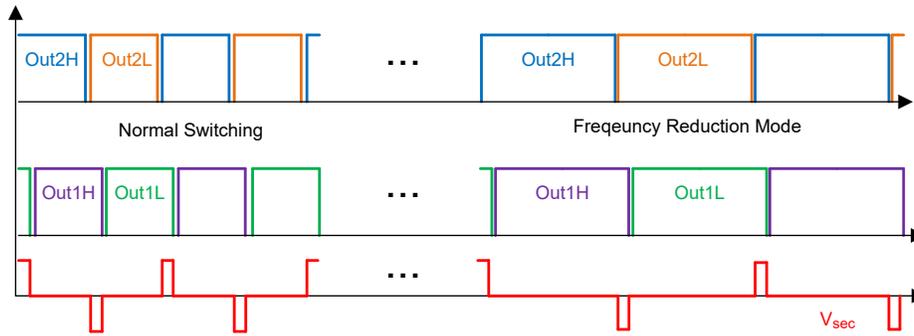


圖 37. PSFB 開關模式與降頻模式。

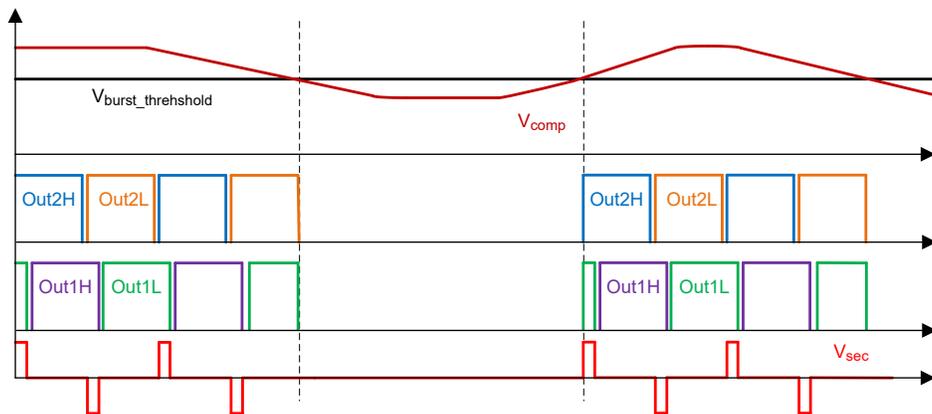


圖 38. 具有遲滯突發模式的 PSFB 開關模式。

PSFB 設計範例

為了驗證性能，我們構建了一個 54V、3kW PSFB，其中包含針對 M-CRPS 規範的主動箝位參考設計。圖 39 和圖 40 分別顯示了此參考設計的方塊圖與電路板相片。此參考設計使用 TMDSCNCD280039C C2000™ 微控制器進行 PSFB 控制，使用氮化鎵 FET 進行效率最佳化，並使用一次繞組上的電流互感器進行峰值電流模式控制電流感測。功率級的總尺寸為 100mm x 65mm x 40mm。圖 41 顯示了 3kW 負載下的穩態波形。主動箝位 MOSFET 被編程為

在 140kHz PSFB 開關頻率下僅導通 300ns，因此將非單調 I_{PRI} 持續時間限制為小於 1 μ s，並允許較寬的 D_{eff} 範圍。變壓器二次繞組電壓 (V_{SEC}) 峰值代表同步整流器 FET 電壓應力。圖 41 還顯示了具有 54V 輸出的同步整流器 FET 上的 80V 電壓應力，使我們能夠使用 100V 額定同步整流器 FET。圖 42 顯示 50% 負載瞬態和 1A/ μ s 電流變化轉換速率。此參考設計展現出比 M-CRPS 限制更出色的性能。

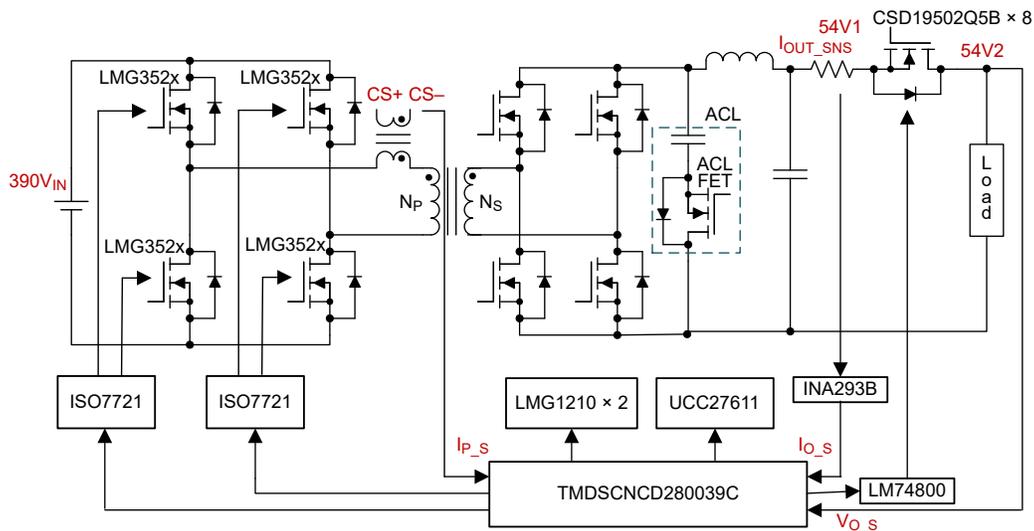


图 39. 具有主动箝位参考设计的 54V、3.6kW PSFB。



图 40. 54V、3.6kW PSFB 参考设计。



图 42. 基于 M-CRPS 规范的 3A 至 31A (50%) 负载瞬态。

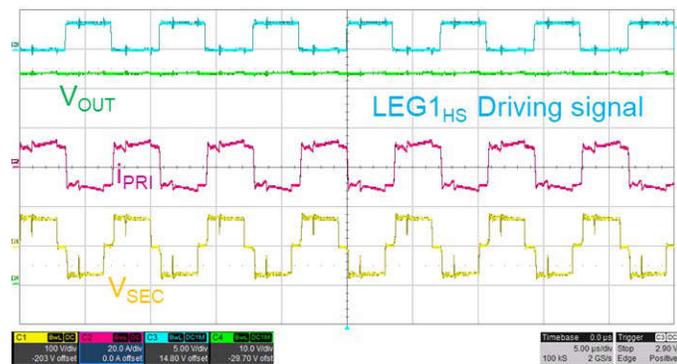


图 41. PSFB 参考设计在 3kW 负载下的稳态波形。

结论

PSFB 非常适合需要广泛输入/输出电压范围和快速负载瞬态响应的应用。在本文中，我们讨论了 PSFB 基础知识，包括运作原理、整流器类型、整流器箝位选项、控制模式、同步整流器运作模式、控制模式和轻负载管理方案。

其他資源

- Yin, Richard。2022 年。「[用電訣竅 #109：伺服器電源設計的五大趨勢](#)。」EDN，2022 年 8 月 12 日。
- CLEAResult. n.d.「[80 Plus](#)。」存取日期：2023 年 11 月 28 日。
- 「[模組化硬體系統 - 通用備援電源供應器 \(M-CRPS\) 基本規範](#)。」開放式運算專案：德州奧斯丁，2022 年 11 月 1 日。
- 「[開放式機架 V3 基本規範](#)。」開放式運算專案：德州奧斯丁，2022 年 8 月 24 日。
- Yu, Sheng-Yang、Xun Gong、Gangyao Wang 和 Manish Bhardwaj。「[使用 SiC FET 設計高功率雙向 AD/DC 電源供應器](#)。」德州儀器電源設計研討會 SEM2400，2020-2021 年。
- Gillmor, Colin。「[高功率 DC/DC 轉換設計簡介：比較 PSFB 和 FB-LLC 第 1 集](#)。」德州儀器影片，2018 年 12 月 14 日。
- Gillmor, Colin。「[高功率 DC/DC 轉換設計簡介：比較 PSFB 和 FB-LLC 第 2 集](#)。」德州儀器影片，2018 年 12 月 16 日。
- Gillmor, Colin。「[高功率 DC/DC 轉換設計簡介：比較 PSFB 和 FB-LLC 第 3 集](#)。」德州儀器影片，2018 年 12 月 16 日。
- Gillmor, Colin。「[高功率 DC/DC 轉換設計簡介：比較 PSFB 和 FB-LLC 第 4 集](#)。」德州儀器影片，2018 年 12 月 16 日。
- Gillmor, Colin。「[高功率 DC/DC 轉換設計簡介：比較 PSFB 和 FB-LLC 第 5 集](#)。」德州儀器影片，2018 年 12 月 17 日。
- Gillmor, Colin。「[高功率 DC/DC 轉換設計簡介：比較 PSFB 和 FB-LLC 第 6 集](#)。」德州儀器影片，2018 年 12 月 17 日。
- Sabate, Juan A.、Vlatko Vlatkovic、Raymond B. Ridley、Fred C. Lee 和 Bo H. Cho。「[高電壓高功率全橋式零電壓開關 PWM 轉換器的設計考量](#)。」發表於《Fifth Annual Proceedings on Applied Power Electronics Conference and Exposition》，1990 年 3 月 11-16 日，第 275-284 頁。
- Balogh, Laszlo。「[倍流整流器：推拉式和橋式轉換器的替代整流技術](#)。」德州儀器文獻編號 SLUA21，1994 年 12 月。
- Lin, Song-Yi 和 Chern-Lin Chen。「[應用在相移全橋 ZVS 轉換器輸出整流器中的 RCD 箝位緩衝器之分析語設計](#)。」發表於《IEEE Transactions on Industrial Electronics》第 45 冊，編號 2 (1998 年 4 月)：第 358-359 頁。
- Redl, Richard、Laszlo Balogh 和 D.W.Edwards。「[具有 PWM 相移控制的最佳 ZVS 全橋式 DC/DC 轉換器：分析、設計考量與實驗結果](#)。」發表於《Proceedings of 1994 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition》，1994 年 2 月 13-17 日，第 159-165 頁。
- Yu, Sheng-Yang、Benjamin Lough 和 LihChung Yin。「[在 PSFB 轉換器中以主動箝位實現高轉換器效率](#)。」德州儀器 Analog Design Journal 文章，文件編號 SLYT835，2023 年第 1 季。
- Wang, Shi-Song、Zhang-Hai Shi 和 Jin-Hao Ruan。「[具有峰值電流模式控制的相移全橋轉換器的小訊號建模](#)。」發表於《2020 IEEE International Conference on Applied Superconductivity and Electromagnetic Devices》，2020 年 10 月 16-18 日，第 1-22 頁。
- Ahmed, M.R.、X. Wei 和 Y. Li。「[倍流整流器的移相全橋式轉換器之電流模式控制器增強模型](#)。」發表於《2019 10th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia》，2019 年 5 月 27-30 日，第 3271-3278 頁。
- Vlatkovic, Vlatko、Juan A. Sabate、Raymond B. Ridley、Fred C. Lee 和 Bo H. Cho。「[相移式 PWM 轉換器的小型訊號分析](#)。」發表於《IEEE Transactions on Industrial Electronics》第 7 冊，編號 1 (1992 年 1 月)：第 128-135 頁。
- Basso, Christophe。2021 年。「[開關轉換器的傳遞函數](#)。」麻薩諸塞州斯旺斯科特：法拉第出版社。
- 德州儀器。「[具有主動箝位，功率密度為 >270-W/in³ 的 3kW 相移全橋參考設計](#)。」德州儀器參考設計編號 PMP23126。存取日期：2023 年 11 月 28 日。

- 德州儀器。「[具有主動箝位的 54V、3kW 相移全橋參考設計](#)。」德州儀器參考設計編號 PMP22951。存取日期：2023 年 11 月 28 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。

C2000™ is a trademark of Texas Instruments.
所有商标均为其各自所有者的财产。

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