

在 PSFB 轉換器中以主動箝位實現高轉換器效率

Sheng-Yang Yu
Systems Applications Manager

Benjamin Lough
Systems Applications Manager

LiehChung Yin
Systems Applications Manager

簡介

全橋相移式 (PSFB) 轉換器 (請參閱 圖 1) 廣泛應用於高功率應用，主要是因為 PSFB 轉換器可在輸入開關上實現軟切換，進而提升轉換器效率 [1]。雖然軟切換可大幅減少切換損耗，但輸出整流器寄生電容會與在 圖 1 中做為 L_r 的變壓器洩漏電感器共振，產生具高電壓應力 [2] 的電壓振鈴。

輸出整流器的電壓應力可高達 $2 \times V_{IN} \times N_S/N_P$ ，其中 N_P 和 N_S 分別是變壓器的主要與次要繞組。傳統上會在輸出整流器使用被動式緩衝器 [2] (如 圖 1 中的電阻器電容器二

極體 [RCD] 緩衝器) 以防止整流器電壓過高，並利用額定電壓較低且品質因數較佳的元件來降低功耗。

若將金屬氧化半導體場效電晶體 (MOSFET) 做為同步整流器 (SR) 使用，與額定電壓較高的 MOSFET 相比，在相同成本位準下，較低額定電壓 MOSFET 上的 C_{OSS} 和 $R_{DS(on)}$ 會較低。但使用被動式緩衝器代表造成電壓振鈴的能源部分會在被動式緩衝器中耗散，造成效率降低。

本文說明主動式 (而非被動式) 緩衝器及其相關控制，可將整流器電壓應力降到最低以達更高轉換器效率，同時大幅減少緩衝器電路中的能量耗散，而無需犧牲運算範圍。

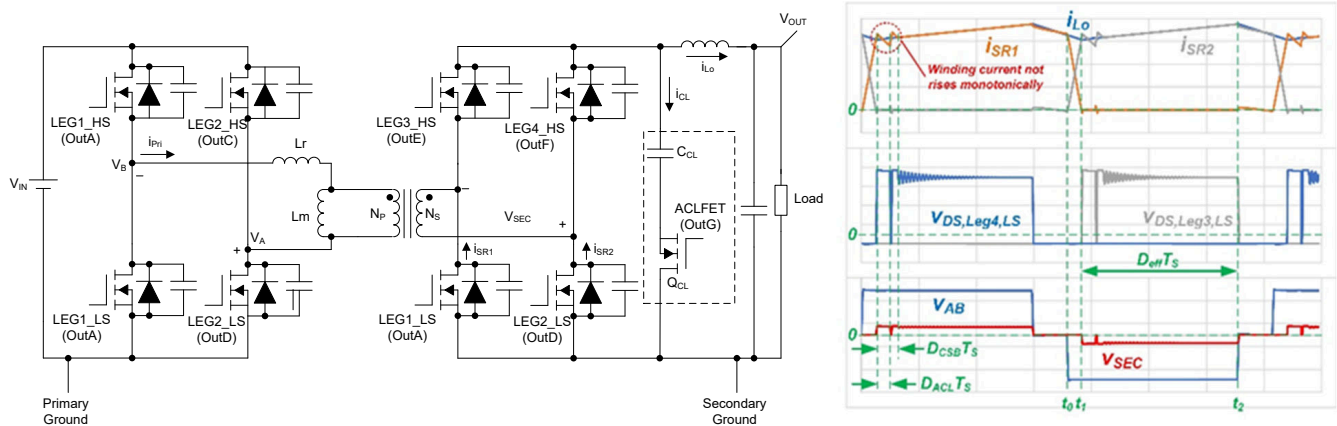


圖 1. 具被動箝位和主要波形的 PSFB 功率級。

具主動箝位的 PSFB 轉換器

如 圖 2 中所示，在輸出電感器前插入由電容器 (C_{CL}) 和 MOSFET (Q_{CL}) 組成的主動箝位腳，可在有效工作週期 (D_{eff}) 期間啟用主動箝位腳電流傳導，進而箝制次要繞組電壓 (V_{SEC}) 及整流器電壓應力至 C_{CL} 電壓 - V_{CL} 。若想在輸

出整流器上擁有低電壓應力，您必須為低電容器電壓漣波選擇夠大的 C_{CL} 。根據經驗法則，應將 L_r 和 C_{CL} 組成的電感器電容器 (LC) 共振時間選為比切換時間 (T_s) [3] 更長，以 方程式 1 表示：

$$2\pi\sqrt{\left(\frac{N_S}{N_P}\right)^2 L_r C_{CL}} \gg T_S \quad (1)$$

整流器電壓應力會以主動式緩衝器箝制在 $V_{IN} \times N_S/N_P$ 周圍，約為無箝位電路下電壓應力的一半。

與被動式緩衝器不同，主動式緩衝器不會耗散功率電阻器上的振鈴能量。而是以無損耗緩衝器方式循環 LC 諧振電

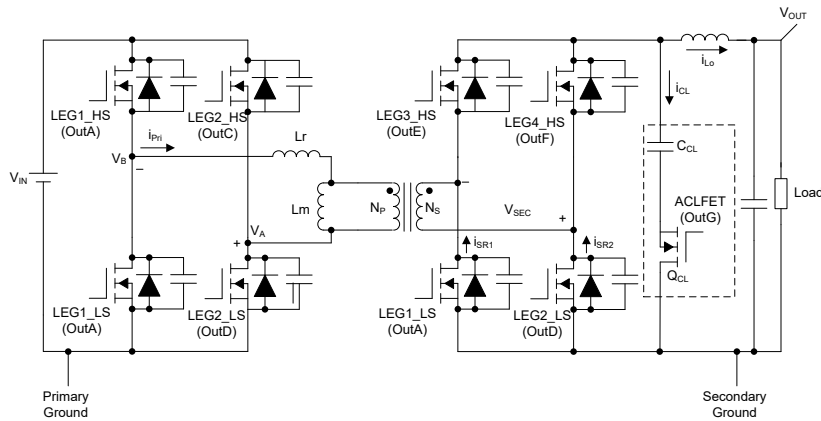


圖 2. 具主動箝位和主要波形的 PSFB 功率級。

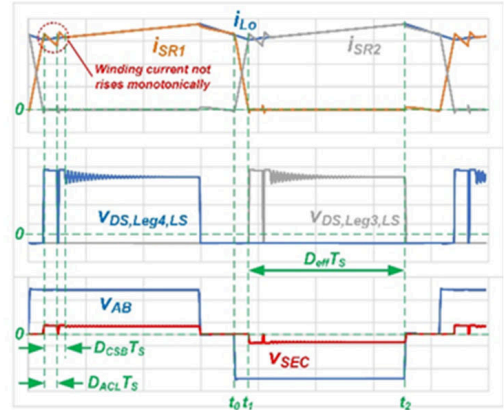
主動箝位腳設計考量

若在 PSFB 中採用主動式緩衝器，變壓器繞組電流在有效工作週期 (D_{eff}) 時間 (T_S) 內將不會像輸出電感器電流一樣單調上升。這是因為主動式緩衝器電容器能量也會參與輸出電感器通電，而不只是仰賴輸入端的能量轉移。非單調電流斜坡特性可能會使峰值電流模式控制變得困難，因為通常使用輸入或變壓器繞組電流來進行峰值電流偵測，但輸入或變壓器繞組電流較高不一定代表工作週期較長。

為了讓峰值電流偵測在電流單調上升時發生，我們必須確保 $D_{eff}T_S$ 在整個操作電壓和負載範圍下，都大於完成電流秒平衡的時間 - $D_{CSB}T_S$ 。由於具有較大 D_{eff} 的 PSFB 通常效率較高，因此 PSFB 通常會設計成在預期 $D_{eff} \gg D_{CSB}$ 的中至高負載下，擁有較大的 D_{eff} 。在低負載情況，轉換器應以不連續傳導模式運作，且在相同輸入/輸出電壓條件下， D_{eff} 將小於 D_{eff} 。為了讓 $D_{eff}T_S$ 即使在低負載下也能大於 $D_{CSB}T_S$ ，我們根據負載電流執行頻率調降控制。

$D_{CSB}T_S$ 的持續時間成為峰值電流模式控制的重要因素。完成電流秒平衡需要多長時間，是目前最重要卻又艱難的問題。若要回答此問題，我們必須計算通過主動箝位腳的電流。

路中的能量。當輸出繞組電壓變成非零時，能量會從主要繞組轉至次要繞組以為輸出電感器通電、並透過 Q_{CL} 本體二極體傳導電流 (即使 Q_{CL} 未開啟)。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)。因此在相同規格下，可預期具主動式緩衝器的 PSFB 轉換器效率會比具被動式緩衝器的 PSFB 轉換器效率高。



假設 V_{CL} 為常數， $L_m = \infty$ ，**方程式 2** 表示工作週期損耗期間 ($V_{SEC} = 0$ 且 i_{SR1} 及 i_{SR2} 變換期間) 的整流器電流變化率如下：

$$\frac{\Delta i_{SR}}{\Delta t} = \frac{N_P V_{Lr}}{N_S L_r} = \frac{N_S V_{IN} - V_{CL}}{\left(\frac{N_S}{N_P}\right)^2 L_r} \quad (2)$$

其中 V_{Lr} 是 L_r 中的電壓。

方程式 3 計算輸出電感器電流的變化率：

$$\frac{\Delta i_{LO}}{\Delta t} = \frac{V_{CL} - V_{OUT}}{L_O} \quad (3)$$

使用 **方程式 2** 與 **方程式 3** 及克希何夫電流定律，**方程式 4** 可計算主動箝位電流的變化率：

$$\Delta i_{CL} = \Delta i_{SR} - \Delta i_{LO} = \left[\frac{N_S}{N_P} V_{IN} - V_{CL} \right] \frac{1}{\left(\frac{N_S}{N_P}\right)^2 L_r} - \frac{V_{CL} - V_{OUT}}{L_O} \quad (4)$$

由於 $V_{CL} \approx V_{IN} \times N_S/N_P$ [3]，您只需在 **方程式 4** 中將總主動箝位腳傳導時間套用為 Δt ，即可解決 Δi_{CL} 。但您仍需了解 i_{CL} 的峰值，才能計算 i_{CL} 均方根 (RMS) 值。如 **圖 3** 所

示，如果在 t_2 時間下 $i_{SEC} = i_{Lo}$ (將 C_{oss} 充電至 V_{CL})，且在 t_3 時間下 $i_{SEC} = i_{SR}$ (開始充電 C_{CL})，**方程式 5** 可得到 $i_{CL,peak}$ 如下：

$$\begin{aligned} i_{CL,peak} &= \Delta i_{CL} |_{t3-t2} = i_{CL}|_{t3} = (i_{SR} - i_{Lo}) \quad (5) \\ |_{t3} - (i_{SR} - i_{Lo})|_{t3} &= i_{SEC}|_{t3} - i_{SR}|_{t2} \\ &= \Delta i_{SEC}|_{t3-t2} - 2i_{SRS}|_{t2} \approx -2i_{SRS}|_{t2} \end{aligned}$$

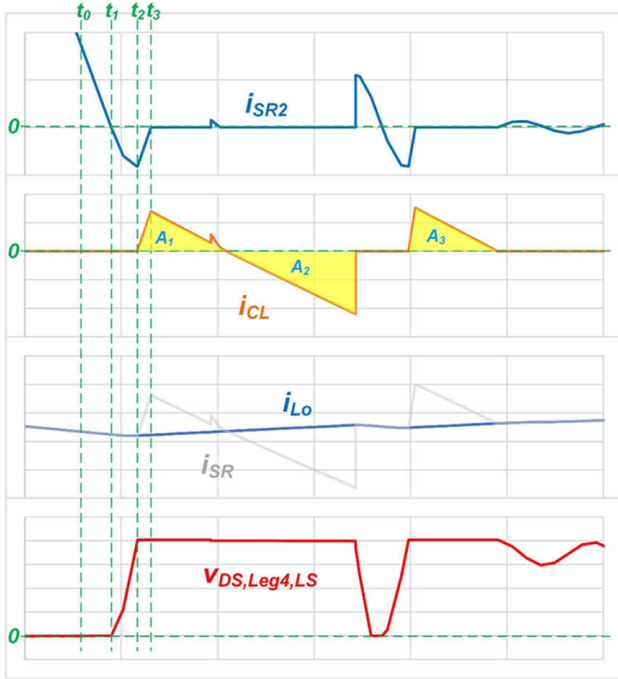


圖 3. 主動箝位電流傳導期間的主要波形。

以 **方程式 6** 得出 t_2 下的 i_{SR2} 值如下：

$$i_{SR2}|_{t2} = \frac{V_{IN}}{N_S L_r} - (t_2 - t_1) \quad (6)$$

假設從 t_0 至 t_2 的 i_{SR2} 電流遞減率相同，**方程式 7** 可得到 t_2-t_1 的持續時間為：

$$(t_2 - t_1) = \sqrt{2C_{OSS} \frac{N_S V_{CL} L_r}{N_P V_{IN}}} \quad (7)$$

由於 C_L 需維持電流秒平衡，因此區域 A_1 和 A_3 的總和將等於區域 A_2 。

如 **方程式 7** 所示，SR C_{oss} 控制主動箝位腳上的峰值電流。若選擇低 C_{oss} SR FET，主動箝位腳 RMS 電流將會較低，可幫助提升轉換器效率。

以下是以主動式緩衝器設計 PSFB 轉換器時的一些設計準則：

- QCL 必須在工作週期損耗期間後才開啟，以避免 CCL 能量回流至一次側。
- 當本體二極體仍在為 ZVS 進行電流傳導時，必須開啟 QCL。
- 較長的 QCL 開啟時間可減少 V_{CL} 及 SR 電壓應力，但 QCL RMS 電流會增加。
- 低 SR C_{oss} 不僅有助降低主動箝位腳 RMS 電流，也可幫助減少 SR 電壓應力。

主動箝位方法不限於全橋式整流器，也適用其他類型整流器，如電流倍增器 [4] 或中心抽頭式整流器。**圖 4** 說明中心抽頭式整流器上具主動箝位的 PSFB 轉換器，部署在 **270-W/in³ 功率密度** 且具主動箝位的 3-kW 全橋相移式參考設計。

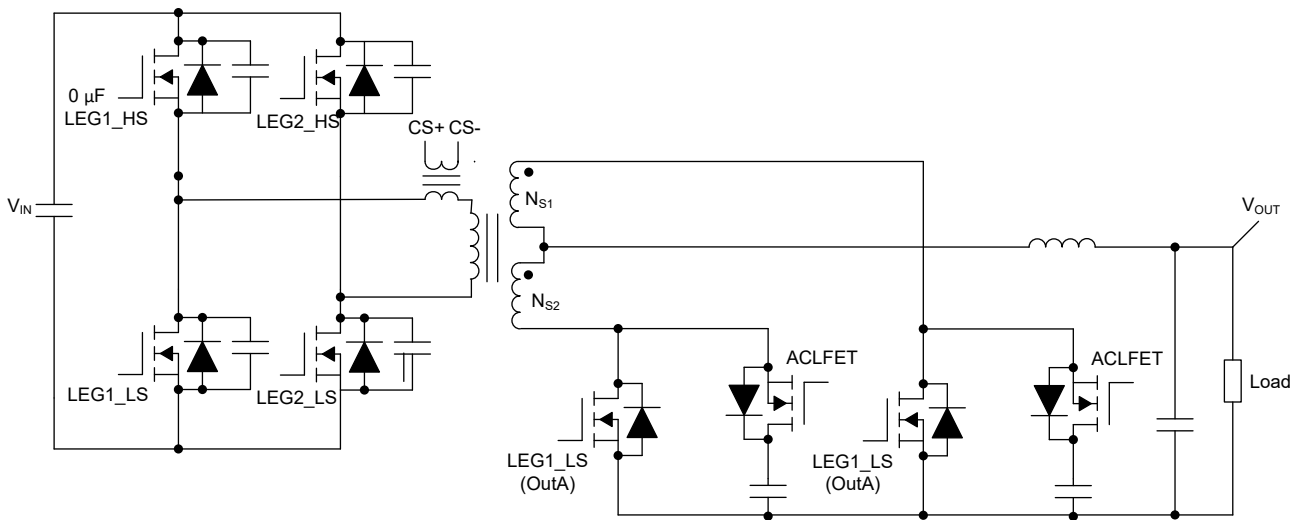


圖 4. 中心抽頭式整流器上具主動式緩衝器的 PSFB 轉換器。

如 圖 5 所示，在雙主動箝位腳的情況下可將 SR 電壓應力箝制在 40 V 下，且在 250-A 負載電流下提供可忽略的箝位損失 (非常小的傳導損耗)。

載範圍驗證，在 250A 全負載下輸出整流器電壓應力限制於 40 V 以下。

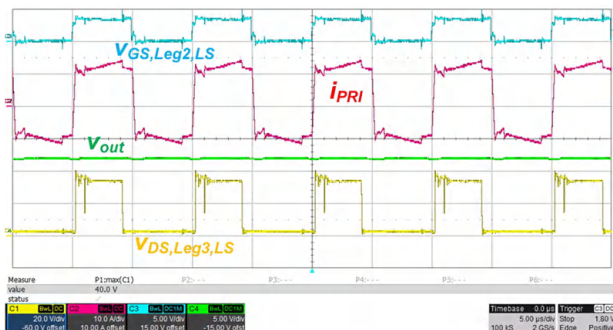


圖 5. 具中心抽頭式整流器的 PSFB 轉換器穩定狀態波形，以及 12-V/3-kW 輸出時的主動式緩衝器。

摘要

本文將討論一種控制方法，使 PSFB 轉換器能夠在峰值電流模式控制下與主動式緩衝器搭配運作。主動式緩衝器可降低輸出整流器的電壓應力，且在緩衝器電路的功耗低至可忽略，進而大幅提升轉換器效率。主動式緩衝器所造成的電流干擾會使峰值電流模式控制變得困難。透過執行主動式緩衝器電源開啟時間固定及頻率降低控制，可實現高效率且控制峰值電流的 PSFB 轉換器。以建議控制方法打造的 400Vin、12Vout/3kW PSFB 原型已通過整個操作負

參考

1. [設計相移零電壓轉換 \(ZVT\) 電源轉換器](#)。Unitrode 電源供應設計研討會 SEM 900，1993 年。
2. Lin, Song-Yi 與 Chern-Lin Chen.1998 年 4 月「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。」出版於《IEEE Transactions on Industrial Electronics》第 45 (2) 冊，第 358-359 頁。
3. Sabate, J.A., V. Vlatkovic, R.B.Ridley 與 F.C.Lee.1991 年。「採用主動式緩衝器的高電壓、高功率 ZVS 全橋 PWM 轉換器。」第六屆年度 Applied Power Electronics Conference and Exhibition，第 158-163 頁。
4. 德州儀器：[設計審核：具電流倍增器同步整流的 100W、400kHz DC/DC 轉換器使效率達到 92%](#)。

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。

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 © 2023, Texas Instruments Incorporated