

適用於 PFC 的創新充電模式控制演算法

Bosheng Sun
System Engineer
Marketing/PDS, Dallas

簡介

在控制系統中，如果想要控制某物，就需要進行感測；這也適用於功率因數校正 (PFC) 應用。在功率位準 >75W 的離線電源供應器中，PFC 會控制輸入電流，以建立正弦波形 (也就是依照正弦輸入 AC 電壓)。為了控制輸入電流，必須感測該輸入電流。

最常見的電流感測法是將分流電阻器置於 PFC 接地迴路 (在 圖 1 中指定為 R) 以感測輸入電流。感應到的輸入電流訊號 (I_{SENSE}) 隨後會傳送到平均電流模式控制器 [1] (如 圖 2 中所示)。因為電流參考 (I_{REF}) 由輸入電壓 (V_{IN}) 調變，所以是正弦波形。控制迴路迫使輸入電流跟隨 I_{REF} ，進而實現正弦波形。

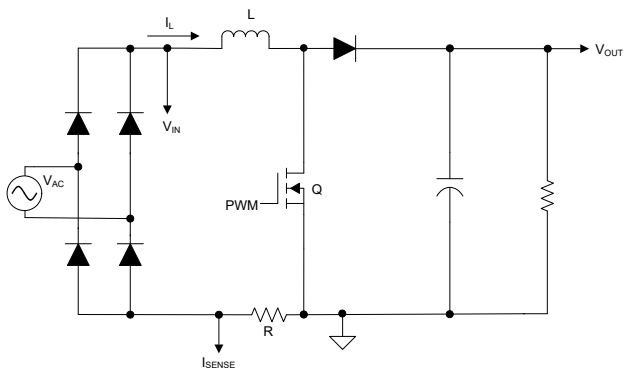


圖 1. PFC 的常用電流感測方法。

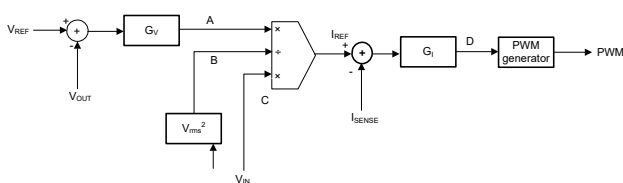


圖 2. PFC 的傳統平均電流模式控制。

幾乎所有連續傳導模式 (CCM) PFC 控制器都使用傳統的平均電流模式控制。雖然傳統平均電流模式控制可實現良好的功率因數，並具有低總諧波失真，但也有一些限制，特別是在圖騰柱免橋接 PFC 方面。本文介紹全新的控制演算法：充電模式控制 [2]。

充電模式控制

充電模式控制演算法是一個新的控制概念：控制物件時，不需要感測物件，只需感測其結果，即可間接控制物件。就 PFC 而言，此控制演算法不會直接控制輸入電流，而是控制在每個切換週期中傳遞給 PFC 輸出的電荷數量，並採用特殊控制定律，讓輸入電流透過控制電荷成為正弦波形。

有幾種方法可以獲得充電資訊。圖 3 展示使用電流分流與運算放大器 (op amp) 電路的範例，且運算放大器設定為積分器。關閉 PFC 升壓開關時，電感器電流開始為 PFC 大型電容器充電。分流電阻器會感測此電流，並透過積分器整合。積分器輸出的峰值表示在每個切換週期中傳送至 PFC 輸出的總電荷。此電荷 (V_{CHARGE}) 由控制器以控制迴路回饋訊號形式進行取採樣。升壓開關在關閉前，積分器會透過 Q1 放電至零。

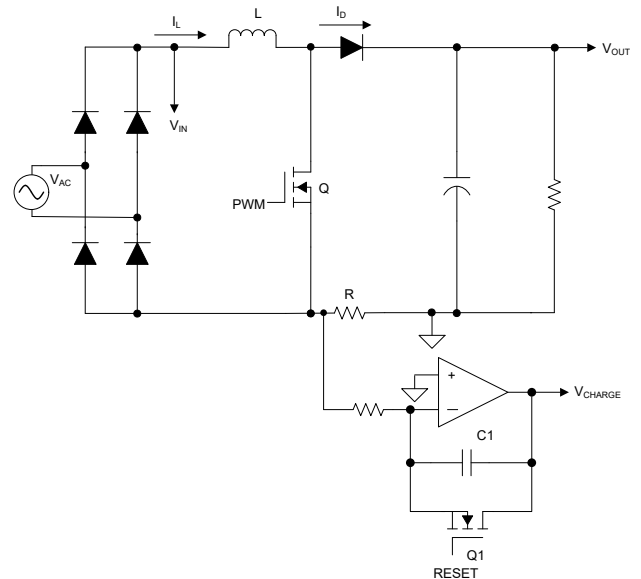


圖 3. 使用電流分流和運算放大器取得電荷。

圖 4 展示另一種在 PFC 輸出端採用電流變壓器 (CT) 的方法。CT 輸出連接至電容器 C1。關閉 PFC 升壓開關時，電感器電流開始為 PFC 大型電容器充電。CT 會感測此電流

及其輸出，為 C1 充電。C1 上的電壓升高；其峰值電壓代表傳遞到 PFC 輸出的總電荷。控制器會將峰值電壓 V_{CHARGE} 取樣為控制迴路回饋訊號。升壓開關在關閉前，C1 將透過至 Q1 放電至 0V。

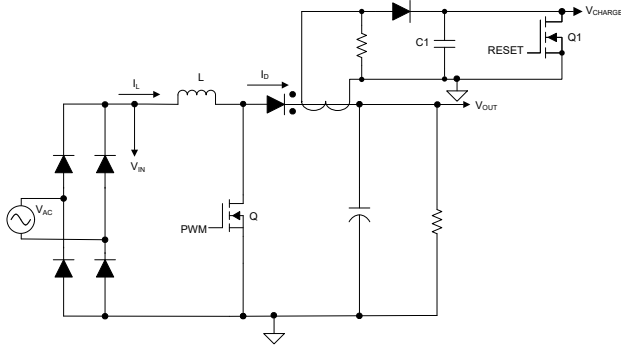


圖 4. 使用 CT 取得電荷。

圖 5 展示充電模式控制的典型訊號波形。

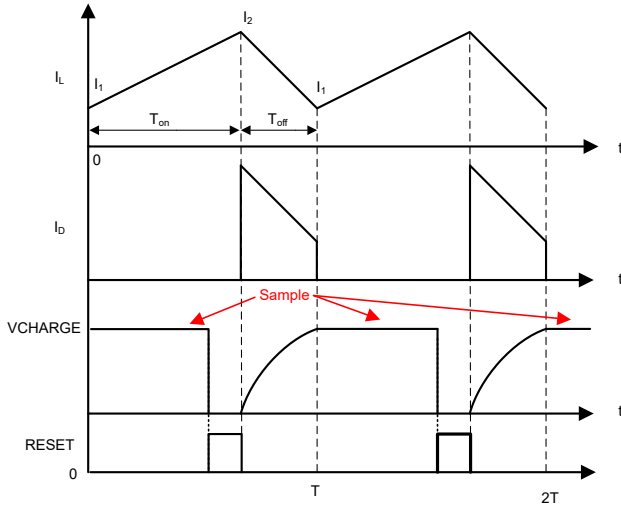


圖 5. 充電模式控制的典型訊號波形。

控制法

既然您已了解如何獲取每個切換週期的電荷資訊，我們來看看如何使用新控制法取得正弦輸入電流波形，請參閱 圖 6。

與 圖 2 中所示的傳統控制法相比，有兩個不同之處：

- 電流迴路參考由 V_{IN}^2 調變，而不是由 V_{IN} 調變。
- 回饋訊號是充電 V_{CHARGE} ，不是 I_{SENSE} 。

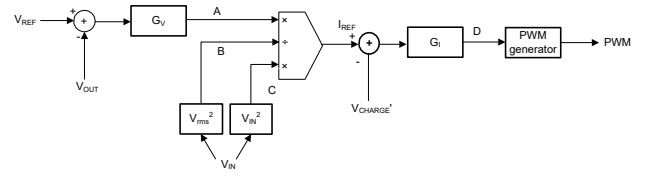


圖 6. PFC 的充電模式控制法。

根據 圖 6，電流參考 I_{REF} 由以下項目提供：

$$I_{REF} = \frac{A \cdot C}{B} \quad (1)$$

其中， I_{REF} 是電流迴路參考，A 是電壓迴路輸出 G_V ，B 是 V_{IN} 前饋控制的 V_{rms}^2 ，C 是 V_{IN}^2 。

從 圖 5 觀測，方程式 2 將每個開關週期的平均電感電流表示為：

$$I_{AVG} = \frac{(I_1 + I_2) (T_{on} + T_{off})}{2 T} \quad (2)$$

其中 I_{AVG} 是平均電感器電流， I_1 是各切換週期開始時的電感器電流， I_2 是各切換週期中的電感器電流峰值值， T_{ON} 則是升壓切換 Q 開啟時間， T_{OFF} 是升壓二極體 D 傳導時間，T 是切換週期。

方程式 3 計算每個切換週期 C1 (V_{CHARGE}) 的峰值電壓為：

$$V_{CHARGE} = \frac{(I_1 + I_2) T_{off}}{2 C} \quad (3)$$

其中 C 是 C1 的電容。

在穩定狀態下，控制迴路強制 V_{CHARGE} 等於 I_{REF} (請參閱 方程式 4)：

$$V_{CHARGE} = I_{REF} \quad (4)$$

對於穩態操作中的升壓型轉換器，在每個切換週期內施加到升壓電感器的伏特-秒必須達到平衡 (請參閱 方程式 5)：

$$T_{on} V_{IN} = T_{off} (V_{OUT} - V_{IN}) \quad (5)$$

方程式 6 透過 方程式 1 合併 方程式 5：

$$I_{AVG} = \frac{G_V V_{OUT} C}{V_{rms}^2 T} V_{IN} \quad (6)$$

在 方程式 6 中，由於 C 和 T 都是常數，而 G_V 、 V_{OUT} 和 V_{rms}^2 在穩態中沒有變化， I_{AVG} 則跟隨 V_{IN} 。當 V_{IN} 為正弦

波形時， I_{AVG} 也是正弦波形，因此可達到 PFC。請注意，**方程式 2** 和 **方程式 3** 對 CCM 和非連續導通模式 (DCM) 都有效；因此 **方程式 6** 對 CCM 和 DCM 運作都有效。

RHPZ 效果及解決方案

當 PFC 在 DCM 中運作時，充電模式控制的迴路補償非常簡單。然而，迴路補償會成爲一項挑戰，因爲當升壓轉換器以 CCM [3] 運作時，控制迴路中會出現右半平面零 (RHPZ)。RHPZ 會導致相位下降，進而對控制迴路的潛在相位邊際值產生負面影響。**方程式 7** 表示控制迴路的小訊號模型爲：

$$\frac{\hat{v}_{CHARGE}}{\hat{d}} = \frac{V_{OUT}(1-D)T}{sLC} \left(1 - \frac{sL}{(1-D)^2 R_{LOAD}} \right) = \frac{1 - \frac{s}{\omega_z}}{\frac{s}{\omega_0}} \quad (7)$$

其中 R_{LOAD} 爲 PFC 的輸出負載， D 爲脈衝寬度調變工作週期。 $\omega_0 = \frac{V_{OUT}T(1-D)}{sLC}$ 以及 $\omega_z = \frac{R_{LOAD}T(1-D)^2}{L}$ 。

方程式 7 清晰展示 RHPZ ω_z 。其頻率會因負載、升壓電感和 D 而異 (D 隨輸入和輸出電壓而改變)，因而致使迴路補償的困難度變得非常高。

爲消除 RHPZ，**方程式 8** 修改回饋訊號：

$$V'_{CHARGE} = \frac{V_{CHARGE}}{T_{off}} \quad (8)$$

圖 7 會修改控制定律，在這裡您可以看到 I_{REF} 現在被 V_{IN} 調變，而不是 V_{IN}^2 。

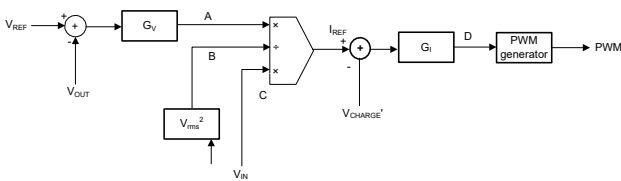


圖 7. 消除 RHPZ 後 PFC 的充電模式控制定律。

經過此修改，**方程式 9** 將控制迴路的小訊號模型表示爲：

$$\frac{\hat{v}_{CHARGE}}{\hat{d}} = \frac{V_{OUT}}{sL} \quad (9)$$

RHPZ 消失，系統成爲一階系統，很容易進行補償。

圖 8 說明透過模擬驗證新控制演算法，實現正弦輸入電流波形。

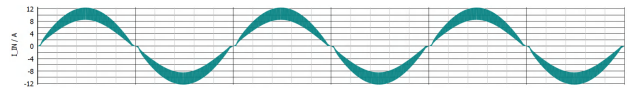


圖 8. 模擬結果：正弦輸入電流波形。

結論

充電模式不直接控制輸入電流，而是會控制在每個切換週期中可提供給 PFC 輸出的電荷數量。此演算法適用所有 PFC 拓撲，但對圖騰柱免橋接 PFC 尤爲實用，過去傳統必須使用霍爾效應感測器等感測器來感測雙向電感器電流。問題是，霍爾效應感測器不僅昂貴，也有一些限制，例如頻寬有限、對磁場敏感、DC 偏移與溫度變化等，由於充電模式控制可免除感測電感器電流的需求，因此不需要昂貴的雙向電流感測器。相反的，搭配低頻寬運算放大器或 CT 使用電流感測電阻器，價格會更便宜。

由於具有高效率，圖騰柱免橋接 PFC 對需要高效率的應用深具吸引力。其高成本永遠是廣泛採用的障礙，但這種新控制演算法現在已是需要高效率 and 低成本應用的選項。您也可透過現有數位控制器，如德州儀器 C2000™ 微控制器和 UCD3138 控制器執行充電模式控制，或可在開發全新類比 PFC 控制器時採用。

參考

1. 德州儀器：[離線電源供應器的高功率因數前置穩壓器](#)。
2. [功率因數校正電路的充電模式控制](#)。美國專利 11,705,808 B2，2021 年 9 月 30 日提交，2023 年 7 月 18 日發佈。
3. 德州儀器：[右半平面零 — 簡單說明](#)

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。

C2000™ is a trademark of Texas Instruments. 所有商標均爲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