

具交錯式功因修正之非對稱半橋轉換器研製

The Design and Implementation of Asymmetrical Half-Bridge Converter with Interleaved Power-Factor-Correction

賴建廷
Jian-Ting Lai

徐晉元
Chin-Yuan Hsu

李明峻
Ming-Jyun Li

國立高雄應用科技大學 電機工程學系
台灣 高雄市
Department of Electrical Engineering
National Kaohsiung University of Applied Sciences
Kaohsiung, Taiwan, R.O.C.

摘要

本論文主要以非對稱半橋轉換器加上邊界模式自然交錯式功因修正電路為主要設計架構，進行兩級電路之分析與設計。文中首先分析交錯式功因修正器工作原理。因交錯式功因修正器可減小功率元件電流應力(current stress)與縮小儲能電感、輸入濾波器等體積之優點，適合應用在 LCD 平面電視之電源供應器的前級。然後對非對稱半橋轉換器的理論架構與設計方法作一個清晰的分析，以使非對稱半橋轉換器的電路設計更為容易。再實際製作一台 150W 之交/直流電源模組。其前級自然交錯式功因修正電路效率最高可達 95.69%，後級非對稱半橋轉換器效率最高可達 90.63%，其整體最高效率可達 86.68%，符合目前產業界之規格 85%。

關鍵詞：非對稱半橋轉換器、自然交錯式功因修正、零電壓切換。

Abstract

This thesis focuses on the analysis and design of asymmetrical half-bridge converter with natural interleaving power factor correction circuit. First, the characteristics of the natural interleaving power factor correction will be analyzed in this thesis. Because the natural interleaving PFC can reduce device current stress and minimize the size of energy storage inductor and input filter, it is suitable for the front stage of the LCD TVs power supply. Then, a clear analysis and design criteria is provided for the asymmetrical half-bridge converter in order to make the circuit design easier. Finally, a prototype 150W AC-DC power converter is implemented. The efficiency of the front stage natural interleaved power factor correction circuit can reach 95.69%, the maximum efficiency of the rear stage asymmetrical half-bridge converter is 90.63% and the maximum whole system efficiency is 86.68%, and meet current industry specification of 85%.

Keywords: Asymmetrical half-bridge, Natural Interleaving-Transition Mode PFC, Zero Voltage Switching

I. 前言

近年來由於電子產業的快速發展，各種交換式電源供應器(Switching Power Supply)陸續被提出以符合電子產品的需求，而新興的電子產品以體積小、重量輕、高效率及高可靠度為發展原則。為了減少電子產品的體積，電源供應器必須要朝向高操作頻率來發展，但在這樣高的操作頻率下，會因其操作頻率的增加而造成較高的切換損失，此切換損失會造成能量浪費與效率降低。尤其開關在硬式切換操作下，不僅會造成電壓、電流突

波使關關元件易損毀外，同時還會造成大量高頻成分的電磁干擾(Electro Magnetic Interference, EMI)。

為了解決高頻切換所帶來的損失，零電壓切換(Zero Voltage Switching, ZVS)與零電流切換(Zero Current Switching, ZCS)等開關柔性切換的技術紛紛被提出[1-3]。在眾人的努力之下，已發展出多種具柔性切換的電路架構，對於中低輸出功率的電源系統而言，因主動箝位前向式轉換器(Active Clamp Forward Converter)和非對稱半橋轉換器(Asymmetrical Half-Bridge Converter)只需兩顆開關元件，在使用上較有經濟的價值。

然而主動箝位前向式轉換器有開關電壓應力過高及零電壓切換條件相差太大等缺點，而非對稱半橋轉換器 AHB (Asymmetrical Half-Bridge Converter)可以改善開關電壓應力過高及零電壓切換條件相差太大的缺點，因此本論文擬對非對稱半橋轉換器作詳細的分析及公式推導以明確的訂出零電壓切換的條件，使轉換器可以有更好的效率，並提供一個清晰的分析和設計準則。同時因應全球暖化所訂定之國際規範 EN61000-3-2，要求在輸出 75W 以上轉換器電路前級加入功率因數修正電路(Power Factor Corrector, PFC)，如此將能有效的改善功率因數，因為自然交錯式功因修正器可以減少輸入及輸出之電流漣波，以及減小輸入電感的體積，所以本論文使用自然交錯式功因修正器做為前級來改善功率因數[4-5]，圖 1 為整體系統方塊圖。

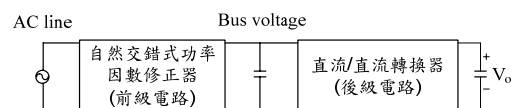


圖 1: 整體系統方塊圖

II. 自然交錯式功因修正電路

利用固定導通時間控制方法，臨界導通模式升壓型功因修正器的自然切換頻率 $f_s(t)$ 為[4-5]:

$$f_s(t) = \frac{1}{t_{on}} \times d(t) \quad (1)$$

上式中 $d(t)$ 為責任週期，根據電感的伏特-秒平衡，責任週期可以表示為:

$$d(t) = 1 - \frac{v_{in}(t)}{V_o} \quad (2)$$

其中 $v_{in}(t)$ 為輸入交流電整流後的瞬時電壓， V_o 為輸出電壓。

由式(1)、式(2)可得知臨界導通模式升壓型功因修正器的切換頻率由輸入電壓、輸出電壓和導通時間所決

定。

利用圖 2 的自然交錯式並聯控制方法可以使兩組電路得到同一的自然切換頻率，一旦切換頻率相同後，兩相的相位關係也將被固定，然後就可以維持兩相 180 度的相位差，其基本波形如圖 3 所示。根據式(1)、式(2)，自然切換頻率可以藉由導通時間或責任週期來調整，在固定導通時間控制方法下，責任週期是由電感的伏特-秒平衡所決定，而操作在臨界導通模式時，責任週期不能被調整，所以自然切換頻率只能藉由各別調整兩相的導通時間來做改變。功率開關導通的訊號是利用零電流偵測電路來控制，而截止的訊號是利用開關導通產生器訊號(On-time Generator)來控制，相移訊號是利用每一相開極訊號的導通邊緣來做控制，如圖 3 所示。當主要級開關的開極訊號導通時，相移訊號轉為 High；當次要級開關的開極訊號導通時，相移訊號轉為 Low。如果兩相運作在不同的切換頻率時，相移訊號頻率會隨著兩相的切換頻率而改變並且其平均直流電壓會變動。相反的，如果兩相有 180 度的相位差，相移訊號會維持在 50% 的責任週期。圖 2 中的相關相移檢測器(Phase Relationship Detector)透過兩相的開極訊號產生相移訊號，檢測相移訊號是否維持在 50% 的責任週期，再把相移訊號濾成直流電壓訊號，這個直流電壓訊號會跟內部的 2.5V 參考電壓做比較，並透過增益調變器(Gain Modulator)調整開關導通訊號產生器(On-time Generator)。如此，藉由增加一相的導通時間或是減少另一相的導通時間，使兩相的切換頻率達到相同。經由這些補償後，最後能使兩相得到相同的切換頻率和 180 度的相位差。

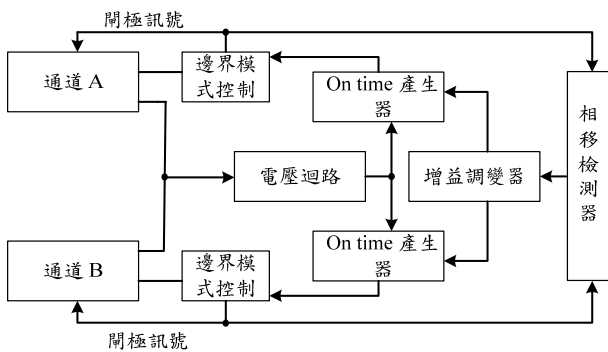


圖 2：自然交錯 PFC 控制方塊圖[4]

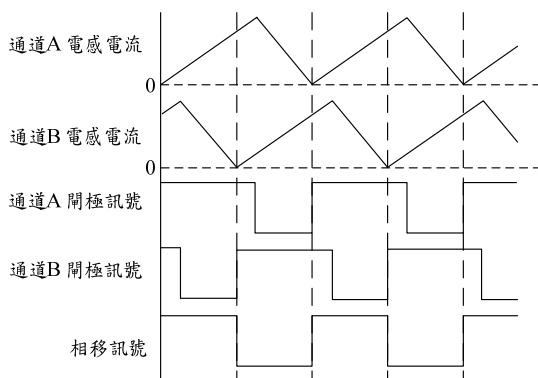


圖 3：自然交錯 PFC 波形圖[4]

而導通時間的控制，開極驅動時間會隨著誤差放大器輸出電壓乘上一個因子 K_T 而變化[5]

$$t_{on} = K_T (V_{comp} - 125mV) \quad (3)$$

其中 V_{COMP} 是誤差放大器的輸出電壓，125mV 是調節抵補電壓。

這個電壓誤差放大器為轉移電導放大器，電壓迴路補償從誤差放大器的輸出接到 COMP 腳經過補償器再接地，建議的補償電路如圖 4 所示。

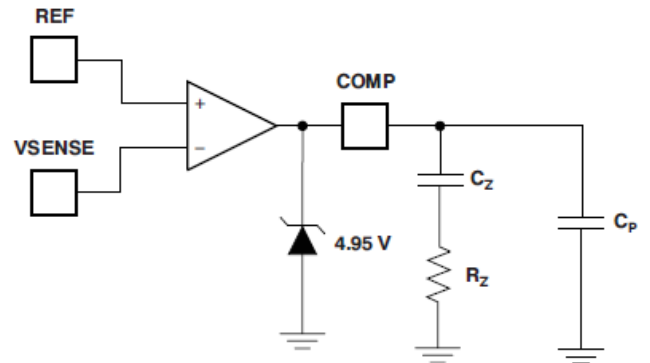


圖 4: 誤差放大器補償[5]

參考圖 4，當輸出電壓之迴授電壓 V_{SENSE} 低於參考電壓 V_{REF} 時， V_{COMP} 增加，由式(3)可知導通時間 t_{on} 增加，以增加對輸出電容器的充電，而使輸出電壓上升，達到穩壓之目的。

自然交錯式功率因數修正器的工作原理大致和單相式功率因數修正器相似，都是利用開關的切換狀態來分析，在交錯式功率因數修正器的開關驅動訊號相位差為 180° ，如圖 5 所示。

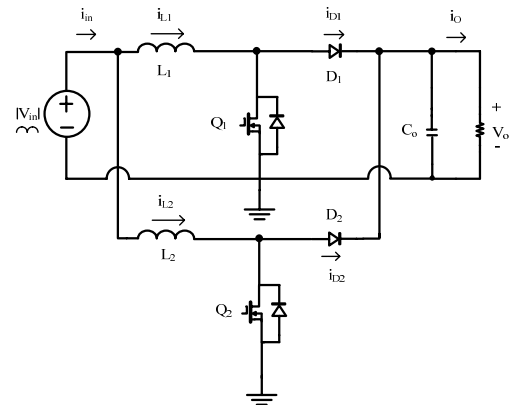


圖 5：自然交錯式功率因數修正器電路架構

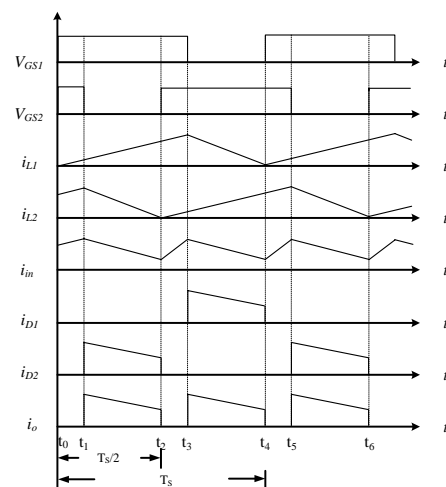


圖 6：自然交錯式功率因數修正器各階段時序波形圖[6]

圖 6 為自然交錯式 PFC 時序波形圖，各區間的工作模式敘述於下。圖 7 到圖 10 為各區間之等效電路。

模式一 $[t_0 < t < t_1]$:

等效電路如圖 7 所示，當 $t=t_0$ 時，開關 Q_2 已導通，開關 Q_1 開始導通、 D_1 、 D_2 均截止。輸入電壓 V_{in} 提供能量儲存在電感 L_1 和 L_2 上，此時負載的能量完全是由輸出電容 C_o 所提供，直到 $t=t_1$ 時，開關 Q_2 截止，開關 Q_1 仍導通、 D_1 截止、 D_2 導通，此模式結束。

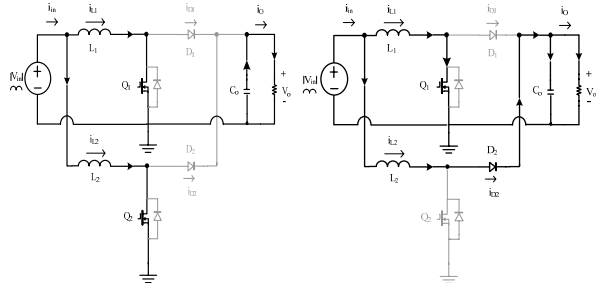


圖 7 模式一等效電路圖

圖 8 模式二等效電路圖

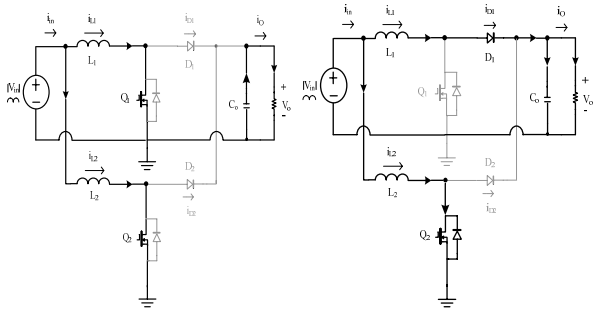


圖 9 模式三等效電路圖

圖 10 模式四等效電路圖

模式二 $[t_1 < t < t_2]$:

等效電路如圖 8 所示，當 $t=t_1$ 時，開關 Q_1 仍導通，開關 Q_2 截止、 D_1 截止、 D_2 導通。儲能電感 L_1 繼續儲存能量，儲能電感 L_2 上的電流 i_{L2} 經由 D_2 對輸出電容充電。直到 $t=t_2$ 時，開關 Q_1 仍導通、開關 Q_2 又開始導通， D_1 、 D_2 均截止，此模式結束。

模式三 $[t_2 < t < t_3]$:

等效電路如圖 9 所示，當 $t=t_2$ 時，開關 Q_1 仍導通，開關 Q_2 開始導通， D_1 、 D_2 均截止。由輸入電壓 V_{in} 提供能量儲存於電感 L_1 、 L_2 上。此時負載的能量完全是由輸出電容 C_o 所提供，直到 $t=t_3$ 時，開關 Q_1 截止、開關 Q_2 仍導通、 D_1 導通、 D_2 截止，此模式結束。

模式四 $[t_3 < t < t_4]$:

等效電路如圖 10 所示，當 $t=t_3$ 時，開關 Q_1 截止、開關 Q_2 仍導通、 D_1 導通、 D_2 截止。儲能電感 L_1 上的電流 i_{L1} 經由 D_1 對輸出電容充電，而儲能電感 L_2 繼續儲存能量。直到 $t=t_4$ 時，開關 Q_1 又開始導通、開關 Q_2 仍導通， D_1 、 D_2 均截止，此模式結束。而 $t=t_4$ 相當於模式一之 $t=t_0$ 。

III. 非對稱半橋轉換器工作原理之電路分析

非對稱半橋轉換器之電路架構如圖 11 所示。其電路一次側中主要元件為功率開關 Q_1 及 Q_2 ，由互補式的責任週期來驅動， C_B 為直流阻隔電容(DC Blocking Capacitor)、 C_1 與 C_2 為功率開關 Q_1 及 Q_2 的寄生電容、諧

振電感 L_r (為外加電感和變壓器漏感之總和)、變壓器之激磁電感 L_m ；二次側為中心抽頭的變壓器加上由整流二極體 D_1 、 D_2 與輸出電感 L_o 及輸出電容 C_o 所組成之低通濾波電路。

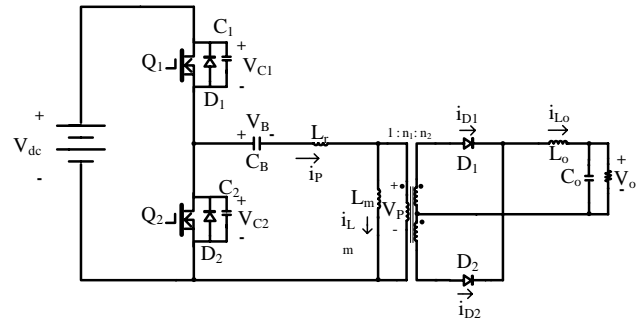


圖 11：非對稱半橋轉換器電路架構

為方便分析電路，故在分析前提出以下幾點假設：

1. 所有半導體元件為理想性。
2. 阻隔電容 C_B 夠大，足夠降在 C_B 上的電壓視為定值。
3. 輸出電容 C_o 夠大，足夠降在 C_o 上的電壓視為定值。
4. 變壓器之激磁電感 L_m 遠大於諧振電感 L_r 。
5. 開關 Q_1 、 Q_2 的寄生電容 C_1 、 C_2 相等。
6. 變壓器匝數比 $n = N_s / N_p$ 。

基於上述假設，再將電路一個切換週期分成八個操作模式來做分析，圖 12 為非對稱半橋轉換器開關驅動訊號與電路各元件之電壓、電流波形圖。

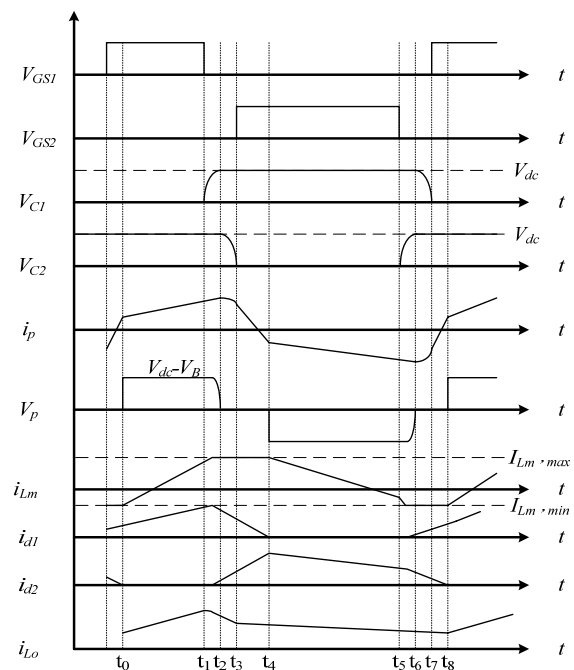


圖 12：非對稱半橋轉換器各階段時序波形圖[8-10]

非對稱半橋轉換器各區間分析如下：

模式一 $[t_0 < t < t_1]$:

等效電路如圖 13 所示，當 $t=t_0$ 時，二次側整流二極體電流 i_{D2} 下降至零，此時換流結束。在此模式，主開關 Q_1 已導通，電流由電源端流入阻隔電容 C_B 、變壓

器一次側繞組、主開關 Q_1 的主通道，一次側電流 i_p 對阻隔電容 C_B 充電，此時變壓器一次側繞組跨壓為 $V_p = V_{dc} - V_B$ 。能量經由變壓器傳至負載端，同時對濾波電感 L_o 儲能，當 $t = t_1$ 時， Q_1 截止，此模式結束。以下為此模式數學分析：

$$i_{Lm}(t) = i_{Lm}(t_0) + \frac{V_{dc} - V_B}{L_m}(t - t_0) \quad (4)$$

$$i_{Lo}(t) = i_{Lo}(t_0) + \frac{n_1 V_p - V_o}{L_o}(t - t_0) \quad (5)$$

其中

$$V_p \cong V_{dc} - V_B \quad (6)$$

$$i_p(t) = i_{Lm}(t) + n_1 i_{Lo}(t) \quad (7)$$

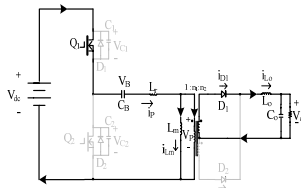


圖 13：模式一等效電路圖

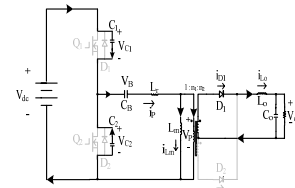


圖 14：模式二等效電路圖

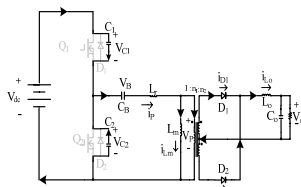


圖 15：模式三等效電路圖

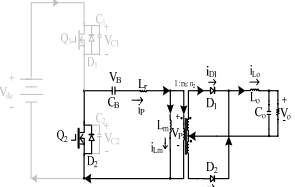


圖 16：模式四等效電路圖

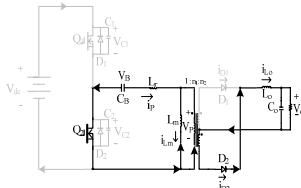


圖 17：模式五等效電路圖

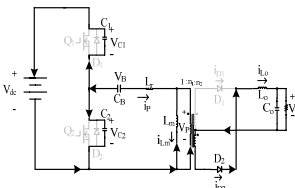


圖 18：模式六等效電路圖

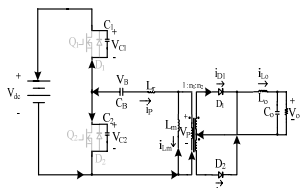


圖 19：模式七等效電路圖

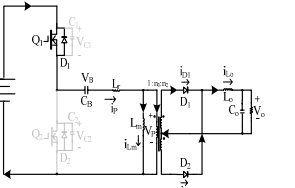


圖 20：模式八等效電路圖

模式二 $[t_1 < t < t_2]$ ：

等效電路如圖 14 所示，當 $t = t_1$ 時，主、輔助開關 Q_1 、 Q_2 皆截止，此時一次側電流 i_p 向開關寄生電容 C_1 及 C_2 進行充放電 (C_1 充電、 C_2 放電)，當 $t = t_2$ 時， V_{C1} 充電至 $V_{dc} - V_B = (1 - D)V_{dc}$ ， V_{C2} 放電至 $V_B = DV_{dc}$ ，此時變壓器一次側繞組跨壓 V_p 為零，此模式結束。由於此階段之時間甚短，此階段之 i_p 可視為定值 $I_p = i_p(t_1)$ 。以下為此模式數學分析：

$$V_{C2}(t) = V_{dc} - \frac{i_p(t_1)}{C_r}(t - t_1) \quad (8)$$

$$V_{C1}(t) = V_{dc} - [V_{dc} - \frac{i_p(t_1)}{C_r}(t - t_1)] = \frac{i_p(t_1)}{C_r}(t - t_1) \quad (9)$$

其中

$$C_r = C_1 + C_2 \quad (10)$$

模式三 $[t_2 < t < t_3]$ ：

等效電路如圖 15 所示，當 $t = t_2$ 時，變壓器一次側繞組跨壓 V_p 為零，因此二次側整流二極體 D_1 及 D_2 導通，進入換流狀態，負載所需能量由 L_o 和 C_o 提供，因變壓器短路狀態，所以一次側諧振電感 L_r 與開關寄生電容 C_r 產生共振，直到 $t = t_3$ 時， V_{C2} 降到零，輔助開關 Q_2 導通，達成零電壓切換，此模式結束。以下為此模式數學分析：

$$i_{Lo}(t) = i_{Lo}(t_2) - \frac{V_o}{L_o}(t - t_2) \quad (11)$$

$$i_p(t) = i_p(t_2) \cos \omega_r(t - t_2) \quad (12)$$

又

$$V_{C1}(t) = V_{dc} - V_B + Z_r i_p(t_2) \sin \omega_r(t - t_2) \quad (13)$$

$$V_{C2}(t) = V_{dc} - V_{C1}(t) = V_B - Z_r i_p(t_2) \sin \omega_r(t - t_2) \quad (14)$$

$$Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (15)$$

輔助開關 Q_2 零電壓切換之條件推導：

由 (14) 式可知 $V_{C2}(t) \leq 0$ ，為 Q_2 零電壓切換之條件：

$$V_B - Z_r i_p(t_2) \sin \omega_r(t - t_2) \leq 0 \quad (16)$$

由 (15)、(16) 兩式可得 Q_2 零電壓切換之條件如下：

$$\frac{1}{2} L_r i_p^2(t_2) \geq \frac{1}{2} C_r V_B^2 \quad (17)$$

其中

$$i_p(t_2) = I_{Lm,max} + n_1 I_{Lo} \quad (18)$$

$I_{Lm,max}$ 請參考圖 12 波形圖。

模式四 $[t_3 < t < t_4]$ ：

等效電路如圖 16 所示，當 $t = t_3$ 時， V_{C2} 下降至零，輔助開關 Q_2 反向二極體導通， Q_2 的驅動訊號 v_{gs2} turn on，達成零電壓切換。此階段為換流模式，當 $t = t_4$ 時，二次側整流二極體電流 i_{D1} 下降至零， i_{D2} 上升至 i_{Lo} ，此時換流結束。以下為此模式數學分析：

$$i_p(t) = i_p(t_3) - \frac{V_B}{L_r}(t - t_3) \quad (19)$$

$$i_{Lo}(t) = i_{Lo}(t_3) - \frac{V_o}{L_o}(t - t_3) \quad (20)$$

模式五 $[t_4 < t < t_5]$ ：

等效電路如圖 17 所示，當 $t = t_4$ ，二次側整流二極體電流 i_{D1} 下降至零， i_{D2} 上升至 i_{Lo} ，為換流結束。此時儲存在 C_B 的能量經由變壓器傳送至負載端，同時對濾波電感 L_o 儲能，一次側電壓 V_p 等於 $-V_B$ 。當 $t = t_5$ 時， Q_2 截止，此模式結束。以下為此模式數學分析：

$$i_{Lo}(t) = \frac{n_2 V_B - V_o}{L_o}(t - t_4) + i_{Lo}(t_4) \quad (21)$$

$$i_{Lm}(t) = i_{Lm}(t_4) - \frac{V_B}{L_m}(t - t_4) \quad (22)$$

$$i_p(t) = i_{Lm}(t) - n_2 i_{Lo}(t) \quad (23)$$

模式六 $[t_5 < t < t_6]$:

等效電路如圖 18 所示，當 $t = t_5$ 時，主、輔助開關 Q_1 、 Q_2 皆截止，此時一次側電流 i_p 向開關寄生電容 C_1 及 C_2 進行充放電 (C_1 放電、 C_2 充電)。當 $t = t_6$ 時， V_{C1} 放電至 $V_{dc} - V_B = (1-D)V_{dc}$ ， V_{C2} 充電至 $V_B = DV_{dc}$ ，此時變壓器一次側繞組跨壓 V_p 為零，此模式結束。由於此階段之時間甚短，此階段之 i_p 可視為定值 $I_p = i_p(t_5)$ 。以下為此模式數學分析：

$$V_{C1}(t) = V_{dc} - \frac{i_p(t_5)}{C_r}(t - t_5) \quad (24)$$

$$V_{C2}(t) = V_{dc} - V_{C1}(t) = V_{dc} - [V_{dc} - \frac{i_p(t_5)}{C_r}(t - t_5)] \quad (25)$$

$$V_{C2}(t) = \frac{i_p(t_5)}{C_r}(t - t_5) \quad (26)$$

其中

$$C_r = C_1 + C_2 \quad (27)$$

模式七 $[t_6 < t < t_7]$:

等效電路如圖 19 所示，當 $t = t_6$ 時，變壓器一次側繞組跨壓 V_p 為零，二次側整流二極體 D_1 及 D_2 導通，進入換流狀態，負載所需能量由 L_o 和 C_o 提供，因變壓器短路狀態，所以一次側諧振電感 L_r 與開關寄生電容 C_r 產生共振，直到 $t = t_7$ 時， V_{C1} 降到零，主開關 Q_1 導通，達成零電壓切換，此模式結束。以下為此模式數學分析：

$$i_{Lo}(t) = i_{Lo}(t_6) - \frac{V_o}{L_o}(t - t_6) \quad (28)$$

$$i_p(t) = i_p(t_6) \cos \omega_r(t - t_6) \quad (29)$$

又

$$V_{C1}(t) = V_{dc} - V_B + Z_r i_p(t_6) \sin \omega_r(t - t_6) \quad (30)$$

$$V_{C2}(t) = V_{dc} - V_{C1}(t) \quad (31)$$

$$Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (32)$$

主開關 Q_1 零電壓切換條件之推導：

由(30)式可知 $V_{C1}(t) \leq 0$ ，為 Q_1 零電壓切換之條件

$$V_{dc} - V_B + Z_r i_p(t_6) \sin \omega_r(t - t_6) \leq 0 \quad (33)$$

由(32)、(33)兩式可得 Q_1 零電壓切換之條件如下

$$\frac{1}{2} L_r i_p^2(t_6) \geq \frac{1}{2} C_r (V_{dc} - V_B)^2 \quad (34)$$

其中

$$i_p(t_6) = I_{Lm, \min} - n_2 I_{Lo} \quad (35)$$

此處 $I_{Lm, \min} < 0$ ，因此(35)中兩項均為負值。

$I_{Lm, \min}$ 請參考圖 12 波形圖。

模式八 $[t_7 < t < t_8]$:

等效電路如圖 20 所示，當 $t = t_7$ 時， V_{C1} 下降至零，主開關 Q_1 反向二極體導通， Q_1 驅動訊號 v_{gs1} turn on 達成零電壓切換，此階段為換流模式，當 $t = t_8$ ，二次側整流二極體電流 i_{D1} 上升至 i_{Lo} ， i_{D2} 下降至零，為換流結束。而 $t = t_8$ 相當於模式一之 $t = t_0$ 。

$$i_p(t) = i_p(t_7) + \frac{V_{dc} - V_B}{L_r}(t - t_7) \quad (36)$$

$$i_{Lo}(t) = i_{Lo}(t_7) - \frac{V_o}{L_o}(t - t_7) \quad (37)$$

IV. 非對稱半橋轉換器電路穩態分析

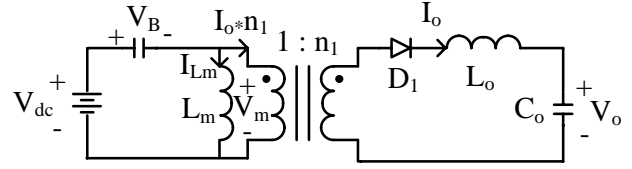


圖 21：主開關 Q_1 導通等效電路

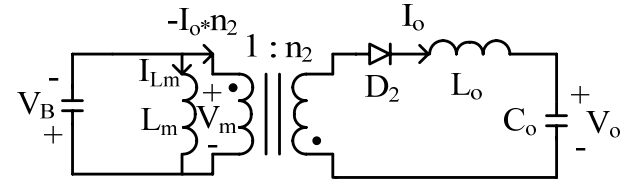


圖 22：輔助開關 Q_2 導通等效電路

A. 阻隔電容電壓 V_B ：

由圖 21，當主開關 Q_1 導通，變壓器一次側繞組跨壓為 $V_{dc} - V_B$ 。而由圖 22，當輔助開關 Q_2 導通時，繞組上的跨壓為 $-V_B$ 。變壓器需在一個切換週期內維持伏特-秒平衡，所以可得

$$(V_{dc} - V_B)D + (-V_B)(1 - D) = 0 \quad (38)$$

將上式整理可得阻隔電容電壓與輸入電壓關係式

$$V_B = V_{dc}D \quad (39)$$

B. 電壓轉換比：

由圖 21、22，輸出濾波電感 L_o 在一個切換週期內需維持伏特-秒平衡，所以可得

$$\frac{V_o}{V_{dc}} = D(1 - D)(n_1 + n_2) \quad (40)$$

C. 激磁電感電流與輸出濾波電感電流：

阻隔電容在一個切換週期內維持安培-秒平衡，所以激磁電流平均值可得

$$(I_o n_1 + I_{Lm})D + (-I_o n_2 + I_{Lm})(1 - D) = 0 \quad (41)$$

經整理後，可得：

$$I_{Lm} = -n_1 I_o D + n_2 I_o (1 - D) \quad (42)$$

當主開關 Q_1 導通時，其激磁電感的漣波電流為

$$\Delta i_{Lm} = \frac{V_{in}(1 - D)DT_s}{L_m} \quad (43)$$

由(40)及(43)式可得激磁電感的漣波電流為：

$$\Delta i_{Lm} = \frac{V_o T_s}{(n_1 + n_2)L_m} \quad (44)$$

輸出電感的漣波電流可由主開關導通後，在輸出電感上的電壓可得

$$\Delta i_{Lo} = \frac{[(V_{dc} - V_B)n_1 - V_o]DT_s}{L_o} \quad (45)$$

由(40)及(45)式可得輸出電感的漣波電流為：

$$\Delta i_{Lo} = \frac{V_o T_s}{L_o} \frac{n_1(1 - D) - n_2 D}{n_1 + n_2} \quad (46)$$

由(46)式可求得輸出儲能電感 L_o 的設計公式，由 Δi_{L_o} 決定

$$L_o = \frac{V_o T_s n_1 (1-D) - n_2 D}{\Delta i_{L_o} (n_1 + n_2)} \quad (47)$$

V. 150W 非對稱半橋轉換器電路設計

(1) 決定工作週期及匝數比

主開關 Q_1 的最大工作週期為 0.3，輔助開關 Q_2 的工作週期為 0.7。由公式(40)可得一、二次側的匝數比為：

$$(n_1 + n_2) = \frac{N_{s1}}{N_p} + \frac{N_{s2}}{N_p} = \frac{V_o}{V_{dc}(1-D)D} \quad (48)$$

(2) 變壓器匝數選擇

由法拉第定律可求得變壓器一次側線圈匝數為[7]：

$$N_p = \frac{(V_{dc} D_{max})}{A_e B_{max} f_s} \times 10^8 \quad (48)$$

求得一次側線圈匝數後，利用電壓轉換比即可求得二次側兩匝數和為：

$$(N_{s1} + N_{s2}) = N_p \cdot (n_1 + n_2) \quad (49)$$

(3) 諧振電感 L_r 選擇

主開關 Q_1 要達成零電壓切換的條件與諧振電感 L_r 有很大的關係，為了確保主開關 Q_1 、輔助開關 Q_2 能達到零電壓切換，諧振電感選擇須為：

根據(34)、(42)式及圖 12 可知主開關零電壓切換條件為：

假設 $\Delta i_{L_m} = 1A$

$$L_r (|I_{Lm,min} - n_2 I_o|)^2 (t_7) \geq C_r (V_{dc} - V_B)^2 \quad (50)$$

$$\text{其中 } I_{Lm,min} = I_{Lm} - \frac{\Delta i_{Lm}}{2} \quad (51)$$

(4) 激磁電感 L_m 選擇

根據(50)式，並配合(39)、(40)、(42)、(44)、(51)式，可得主開關 Q_1 零電壓切換所需 L_m 值為：

$$L_m < \frac{V_o T_s}{2(n_1 + n_2) \left[\sqrt{\frac{C_r}{L_r} (V_{dc}(1-D) - I_o(n_1 + n_2))} \right]} \quad (53)$$

(5) 阻隔電容 C_B 選擇

非對稱半橋轉換器中，變壓器一次側串聯一個阻隔電容(Blocking Capacitor) C_B ，此電容可以阻隔因變壓器伏秒不平衡時所產生的直流電壓，且當輔助開關導通時，負責對二次側提供能量，因此阻隔電容上的電壓不宜變化太大， ΔV 一般為電容器平均電壓 5%，阻隔電容值可以由電容器充電電壓的上升量 ΔV 得到：

$$C_B \cong \frac{(I_{Lm} + I_o n_1) D}{f_s \Delta V} \geq \frac{(I_{Lm} + I_o n_1) D}{f_s 0.05 V_{C_B}} \quad (54)$$

(6) 輸出濾波電路選擇

非對稱半橋轉換器的輸出電感與輸出電容組成低通濾波電路外，還兼具扼流圈的功用，以維持穩定連續輸出電流，由(47)式中可得：

由圖 12 可得輸出電容大約為[8]：

$$C_o \geq \frac{1}{\Delta V_o} \times \frac{1}{2} \times \frac{\Delta i_{L_o}}{2} \times \frac{T_s}{2} = \frac{\Delta i_{L_o}}{8 \cdot f_s \cdot \Delta V_o} \quad (55)$$

VI. 實驗結果

自然交錯 PFC 轉換器主要規格：

輸入交流電壓：90V~130V；輸出電壓：385V；輸出功率：150W；控制 IC：UCC28060。

非對稱半橋轉換器主要規格：

輸入直流電壓：385V；輸出電壓：25V；輸出功率：150W；切換頻率：100kHz；控制 IC：L6591。

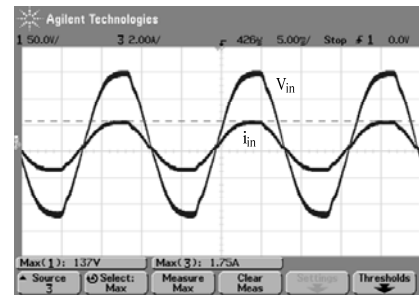
自然交錯 PFC 轉換器元件參數：

匝數 $N_p = 73T$ 、 $N_s = 7T$ ；儲能電感 $L_1 = L_2 = 340\mu H$ ； $Q_1 = Q_2$: IRFP460；二極體 $D_1 = D_2$: FMXG26S。

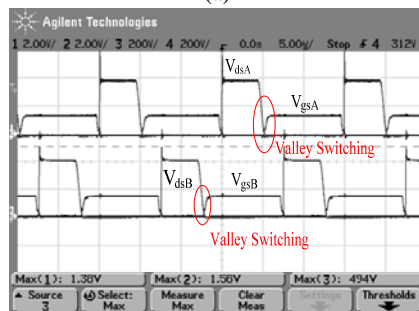
非對稱半橋轉換器元件參數：

匝數 $N_p = 48T$ 、 $N_1 = N_2 = 8T$ ；阻隔電容 $C_B = 0.5\mu F$ 、諧振電感 $L_r = 40\mu H$ 、濾波電感 $L_o = 56\mu H$ 、開關元件 $Q_1 = Q_2$: STP14NK50ZFP、整流二極體 $D_1 = D_2$: SB860。

依前述元件參數，本文實作一台功率為 150W 的電源供應器。圖 23(a) 為輸入市電之輸入電壓與電流波形，由圖可以明顯看出輸入市電電流波形追隨輸入電壓波形變化而達到功因校正目的，圖 23(b) 為自然交錯式 PFC 兩相驅動訊號及開關跨壓之波形，由波形可看出具有谷底切換。圖 24(a)、圖 24(b) 為主開關 Q_1 與輔助開關 Q_2 的零電壓切換操作波形，圖 24(c) 為開關訊號及輸出整流二極體電流波形。圖 25 為非對稱半橋轉換器前級加入自然交錯式功因修正電路後各級效率在不同輸出負載下所對應曲線，其整體最高效率可達 86.68%。

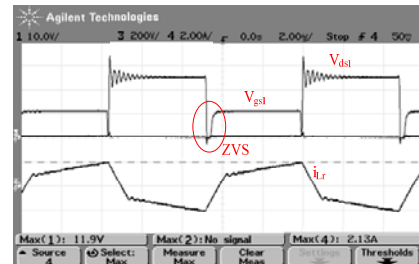


(a)

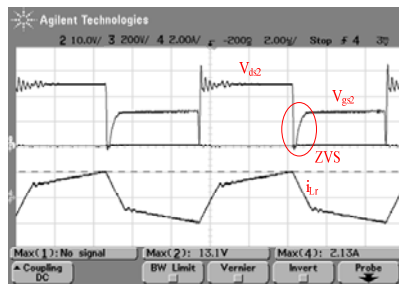


(b)

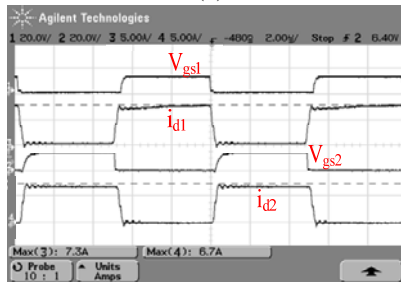
圖 23 自然交錯式 PFC 之實驗波形圖



(a)



(b)



(c)

圖 24 非對稱半橋轉換器之實驗波形圖

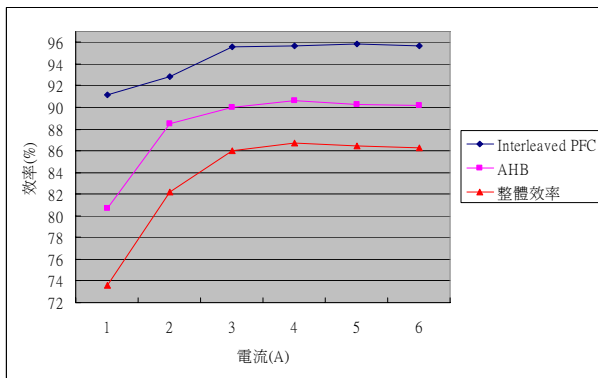


圖 25：轉換器各級之效率對應曲線

VII. 結論

本文探討了非對稱半橋轉換器之電路操作分析與最佳化元件參數設計，由分析可知，非對稱半橋轉換器利用電路元件的共振作用，讓開關在導通時達成零電壓切換，因此可使電路工作於較高頻率操作，對小型化等方面幫助頗大。且在參數設計中提供轉換器完整的設計流程，清楚的描述轉換器中各個關鍵元件的設計及選擇，使設計實作電路時更為容易。非對稱半橋轉換器保留了主動箝位前向式轉換器的優點，並改善其電壓應力過大及主開關 Q_1 與輔助開關 Q_2 兩者零電壓切換條件差異過大之問題，此轉換器具有低開關耐壓與零電壓切換等特性，很適用於中低功率之輸出電源系統上。且在轉換器前級加入自然交錯式功因修正電路，以提昇功率因數，自然交錯式功因修正器可減小功率元件電流應力 (current stress) 與縮小儲能電感、輸入濾波器等體積之優點。最後實際製作一台 150W 的電源供應器，其電路實驗所得結果與電路原理相互印證，實測最高效率可達 86.68%，滿足產業界的效率規格(85%)。

VIII. 參考文獻

- [1] 梁適安 譯，“高頻交換式電源供應器-原理與設計，” 第二版，全華科技圖書公司，2003 年 10 月。
- [2] Mohan . Undeland . Robbin 原著，江炫樟編譯，“電力電子學，” 第三版，全華科技圖書公司，2003 年 7 月。
- [3] K. H. Liu and F. C. Y. Lee, “Zero-voltage switching technique in DC/DC converters,” *IEEE Trans. Power Electron*, vol. 5, no. 3, pp. 293–304, Jul. 1990.
- [4] B. Lu, “A Novel Control Method For Interleaved Transition Mode PFC,” Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. Twenty-Third Annual IEEE. pp. 697 – 701. Texas Instruments Inc., “Natural Interleaving Dual-Phase
- [5] Texas Instruments Inc., “Natural Interleaving Dual-Phase Transition-Mode PFC Controller,” Data Sheet, 2007
- [6] 呂鑑哲、鍾鎮龍、郭書璋、羅有綱、邱煌仁，“800W 交錯式升型功率因數修正器研製，”中華民國第七屆電力電子研討暨博覽會。
- [7] 劉誌文，「具功因修正之雙象限主動箝位前向式轉換器」，國立高雄應用科技大學電機工程系碩士論文，民國 98 年。
- [8] Jeong, G.Y.; “High efficiency asymmetrical half-bridge converter using a self-driven synchronous rectifier,” *Power Electronics*, Vol.1 , pp. 62 - 71 , 2008.
- [9] J. Feng; Y. Hu; W. Chen; C. C., W, “ZVS analysis of asymmetrical half-bridge converter,” *Power Electronics Specialists Conference*, 2001. Vol.1 , pp. 243 – 247.
- [10] G. C. Hsieh ;C. Y. Ku “Modeling and Design Considerations for ZVS Asymmetrical Half-Bridge Converter,” *TENCON 2005 2005 IEEE Region 10*.