

交錯式平均電流升壓型功率因數修正器之研製 Design and implementation of an average current mode interleaved boost converter with power factor correction function

蔡明村 徐子健 林尚寬
Ming-Tsung Tsai Tzu-Chien Hsu Shang-Kuan Lin

南台科技大學電機工程學系
Department of Electrical Engineering, Southern Taiwan University

摘要

本文旨在研究交錯式控制功因修正晶片，以實現交錯式升壓型功因修正器。升壓轉換器是最常見的前置穩壓器架構，交錯式升壓轉換電路能降低功率因數修正式前置穩壓電源轉換器的輸入與輸出漣波電流，進而減少升壓電感值和輸出電容所需承受的電路壓力，電路架構採用固定頻率平均電流控制法，將昇壓型轉換器操作在連續電流模式提高輸出功率與功率密度，最後本文以UCC28070實作一交錯式升壓轉換器加以驗證。

關鍵字：交錯式、功率因數校正、平均電流控制。

Abstract

This paper aims to study the interleaved power factor corrector (PFC) control chip in order to achieve interleaved boost power factor corrector. Boost converter is the most common pre-regulator architecture and interleaved boost structure can be used to reduce the pre-regulator input and output ripple current, further to reduce the boost inductor and output capacitor values required to bear the stress of the circuit. The controller adopts the fixed frequency average current model method, the boost converter is operating in continuous current mode to increase output power and power density. Finally, a prototype with 1-kW capacity is implemented in the laboratory; the UCC28070 is used as the control IC for the PFC, to confirm the effectiveness and the feasibility of the theoretical analysis and design considerations.

Keywords : interleaved、power factor、average current control.

一、前言

在高功率的電源供應器中，其前級轉換器通常操作在平均電流模式之升壓型功因修正器。操作在平均電流模式下，其切換頻率固定，具有較低的諧波量，此方法主要為利用一雙迴路的控制方法來達到控制輸入電流波形及穩定輸出電壓值的目地。

本文利用TI控制晶片裡的交錯式並聯控制、電流合成技術，實作一交錯式升壓型功因修正器，此功因修正器具有高轉換效率、高輸出功率、高功因、低輸入電流漣波等優點並可以改善輕載時的效率[1]。

本文的系統電路架構如圖1所示，電力級的部份是由兩組升壓型電路所組成，分別為兩組獨立的脈波寬度調變。控制電路由UCC28070所組成，內部具有交錯並聯控制(Interleaving Control)、可調峰值電流限制(Programmable Peak Current Limiting)、過電壓保護(Over Voltage Protector)、PFC啟動監測(PFC-Enable Monitoring)、開路檢測(Open-Loop Detection)、等功能。

本文實作一組交錯式升壓型功因修正電路，輸入AC 110V、輸出DC 200V、輸出功率1-kW，以分析輕載與重載對轉換器的影響。

二、交錯並聯控制

利用固定導通時間控制方法，平均電流模式升壓型功因修正器的切換頻率為：

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

$d(t)$ 為責任周期，根據電感的伏特-秒平衡，責任週期可以表示為：

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

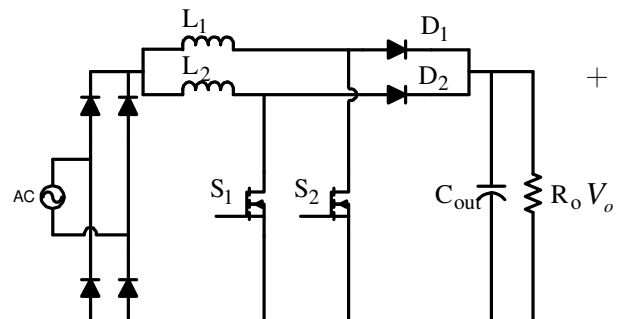


圖1 交錯式升壓型功因修正電路-電力級架構

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)可得知平均電流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。交錯式升壓型功因修正器的兩組升壓電路有相同的輸入電壓和輸出電壓，所以當兩相為相同的固定導通時間時，它們的切換頻率是一樣的。不過，因為功率開關的導通電阻、電感的等效電阻(ESR)、二極體的電壓降都有稍微不同，這些因素會使得兩相的責任週期不完全相同，造成兩相不能維持在180度的相位差，利用晶片兩相固定的切換頻率，使兩相維持一樣的切換頻率，相態關係也將會被固定，因此可以維持兩相180度的相位差。基本波形如圖2所示。

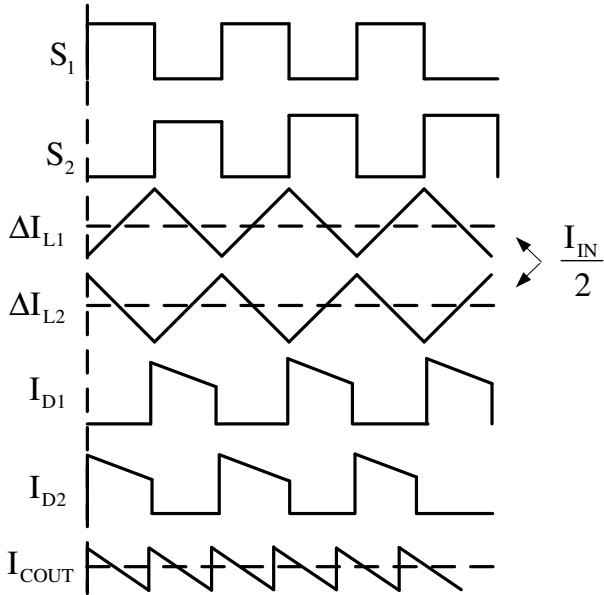


圖2 交錯式升壓型基本波形

根據式(1)、式(2)的等式，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，操作在平均電流模式下時，責任週期不能被調整。所以調整切換頻率只能藉由導通時間來調整。

三、工作原理

顯示了一個典型兩組交錯升壓功率因數修正轉換器。它是由兩組升壓轉換器與一組橋式整流器所組成的，在連續導通模式下交錯式升壓型轉換器的電感電流可分為四個階段來分析。

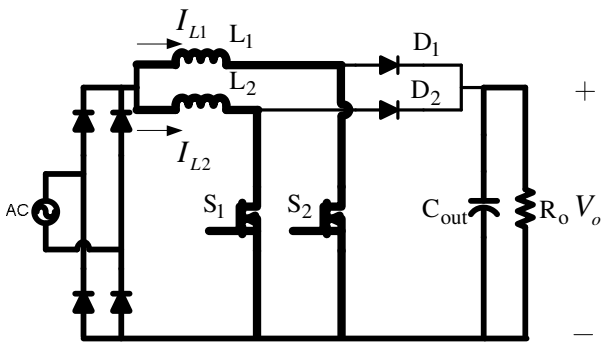


圖3 第一階段

第一階段：開關 S_1 、 S_2 打開，電感電流上升輸出負載電流由輸出電容 C_{out} 供應，傳導路徑如圖3所示。

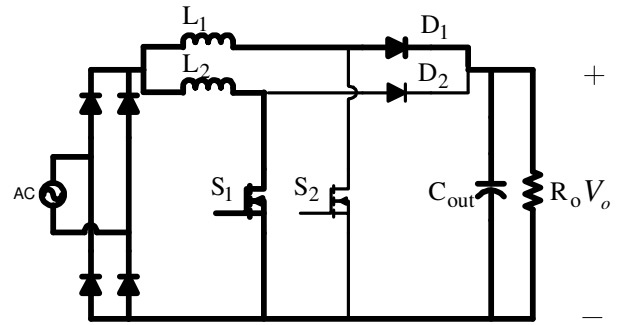


圖4 第二階段

第二階段：開關 S_2 off、 S_1 on， D_2 截止、 D_1 導通，負載電流由輸入端及 L_1 供應，傳導路徑如圖4所示。

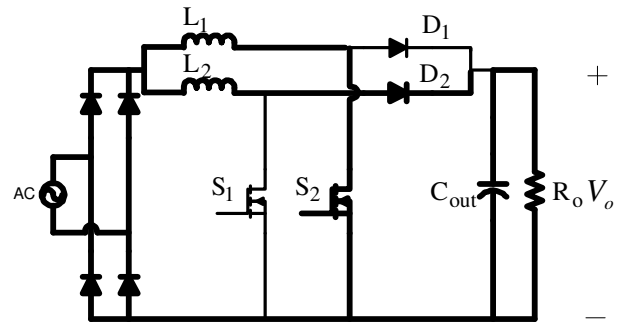


圖5 第三階段

第三階段：開關 S_1 off、 S_2 on， D_1 截止、 D_2 導通，負載電流由輸入端及 L_2 供應，傳導路徑如圖5所示。

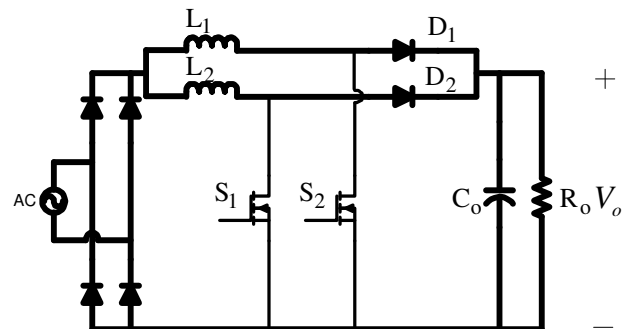


圖6 第四階段

第四階段：開關 S_1 off、 S_2 off， D_1 及 D_2 導通，負載電流由輸入端及 L_1 、 L_2 供應，傳導路徑如圖6所示。

可以看到，在第二和第三階段的電感電流向位是不同的。因此，兩相的電流可以互相抵消，減少輸入電流漣波[2]。

四、UCC28070 設計步驟

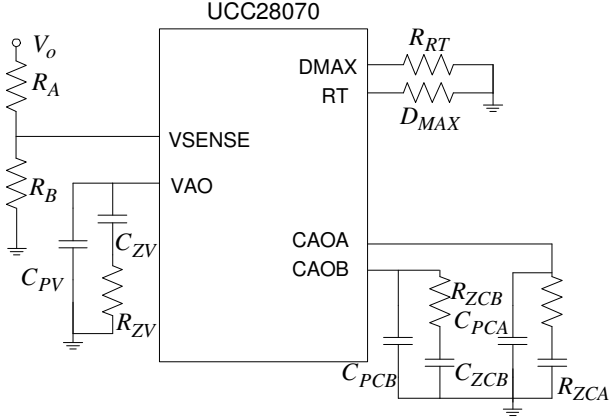


圖7 UCC28070控制電路

圖 7 為 UCC28070 控制電路，其相關參數如下公式所示[3]。

1. 設定切換頻率及 Duty 最大值

$$R_{RT} (k\Omega) = \frac{7500}{f_{PWM} (kHz)}$$

$$R_{D_{MAX}} = R_{RT} (2D_{MAX} - 1)$$

2 決定電感大小

$$D_{PLL} = \frac{V_{OUT} - V_{IN_MIN} \sqrt{2}}{V_{OUT}} = \frac{200 - 55\sqrt{2}}{200} \approx 0.61$$

$$K(D_{PLL}) = \frac{2 \times D_{PLL} - 1}{D_{PLL}} = \frac{2 \times 0.61 - 1}{0.61} = 0.36$$

$$\Delta IL = \frac{P_{OUT} \times \sqrt{2} \times 0.3}{V_{IN_MIN} \times \eta \times K(D_{PLL})} = \frac{1000W \times \sqrt{2} \times 0.3}{55V \times 0.9 \times 0.36} \approx 23.8$$

$$L1 = L2 = \frac{V_{IN_MIN} \times \sqrt{2} \times D_{PLL}}{\Delta IL \times f_S} = \frac{55V \times \sqrt{2} \times 0.61}{23.8A \times 50kHz} \approx 40\mu H$$

3. 輸出電容與漣波電壓

$$C_{OUT} \geq \frac{\frac{2 \times P_{OUT}}{f_{LINE}}}{V_{OUT}^2 - (V_{OUT} \times 0.75)^2} = \frac{\frac{2 \times 1000W}{47Hz}}{(200)^2 - (150)^2} \approx 2500\mu H$$

$$V_{RIPPLE} = \frac{2 \times P_{OUT}}{\eta \times V_{OUT} \times 2\pi \times 2f_{LINE} \times C_{OUT}} = \frac{\frac{2 \times 1000}{0.9}}{200V \times 2\pi \times 2 \times 47Hz \times 2500\mu F} \approx 7.5V$$

4. 電壓迴路補償器

$$g_{m_v} = 70\mu S$$

$$H = \frac{V_{VREF}}{V_{OUT}} = \frac{3V}{200V} \approx 0.015$$

$$\Delta VAO = 3.2V$$

$$C_{PV} = \frac{1}{2\pi \times 2 \times f_{LINE} \times Z_O} = \frac{1}{2\pi \times 2 \times 47Hz \times 12.2k\Omega} \approx 0.15\mu H$$

$$Z_O = \frac{\Delta VAO \times 0.03}{V_{RIPPLE} \times H \times g_{m_v}} = \frac{3.2V \times 0.03}{7.5V \times 0.015 \times 70\mu S} \approx 12.2k\Omega$$

$$f_{CV} = \sqrt{H \times g_{m_v} \times \frac{P_{OUT}}{\Delta VAO} \times \frac{1}{\eta} \times \frac{j \times 2\pi \times C_{OUT}}{V_{OUT}} \times \frac{1}{2 \times \pi \times C_{PV}}}$$

$$f_{CV} = \sqrt{0.015 \times 70\mu S \times \frac{1000W}{3.2V} \times \frac{1}{0.9} \times \frac{1}{2 \times \pi \times 2500\mu F \times 200} \times \frac{1}{2 \times \pi \times 0.15\mu F}} \approx 11$$

$$R_{ZV} = \frac{1}{2\pi \times f_{CV} \times C_{PV}} = \frac{1}{2\pi \times 11Hz \times 0.15\mu F} \approx 100k\Omega$$

$$C_{ZV} = \frac{1}{2\pi \times \frac{f_{CV}}{10} \times R_{ZV}} = \frac{1}{2\pi \times \frac{11}{10} \times 100k\Omega} = 1.4\mu F$$

5. 電流迴路補償器

$$G_{PSC} = \frac{V_{OUT} \times R_S \times \frac{1}{N_{CT}}}{2\pi \times \frac{f_S}{10} \times L \times V_{RAMP}} = \frac{200 \times 78 \times \frac{1}{1000}}{2\pi \times \frac{50kHz}{10} \times 40\mu H \times 4} \approx 3.1$$

$$g_{m_c} = 100\mu S$$

$$R_{ZC1} = R_{ZC2} = \frac{1}{g_{m_c} \times G_{PSC}} = \frac{1}{100\mu S \times 3.1} = 3.2k\Omega$$

$$C_{ZC1} = C_{ZC2} = \frac{1}{2\pi \times \frac{f_S}{10} \times R_{ZC}} = \frac{1}{2\pi \times \frac{50kHz}{10} \times 3.2k\Omega} = 9.9nF$$

$$C_{PC1} = C_{PC2} = \frac{1}{2\pi \times \frac{f_s}{2} \times R_{ZC}} = \frac{1}{2\pi \times \frac{50kHz}{2} \times 3.2k\Omega}$$

$$\approx 2nF$$

6. 設定輸出電壓

$$R_B = \frac{\frac{V_{REF}}{2} \times R_A}{V_{OUT} - \frac{V_{REF}}{2}} = \frac{3V \times 3M\Omega}{200V - 3V} = 45.6k\Omega$$

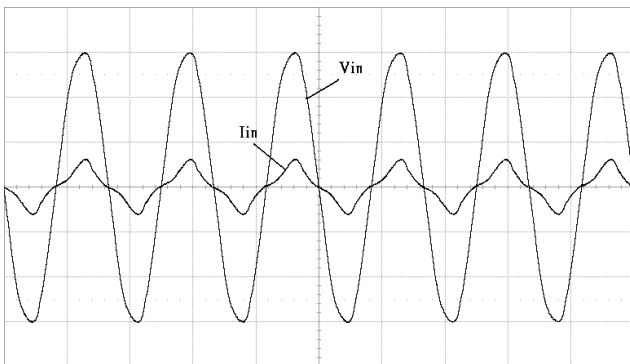
$$R_A = 3M$$

$$V_{OVP} = 3.18V \times \frac{R_A + R_B}{R_B} = 3.18V \times \frac{3M\Omega + 45.6k\Omega}{45.6k\Omega}$$

$$\approx 210V$$

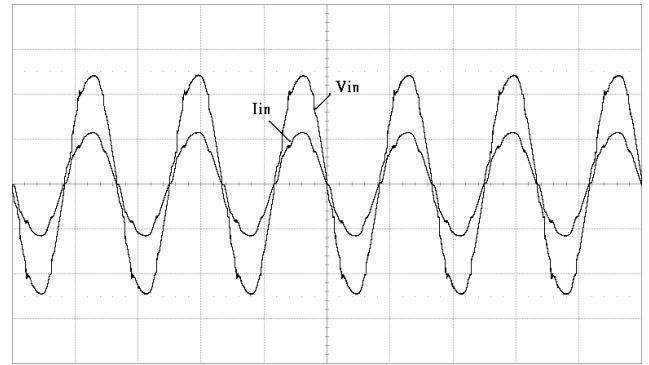
五、實驗結果

為了驗證本文所提之分析，實作一輸入AC 110V、輸出DC 200V、輸出功率1-kW之交錯式升壓型功因修正器。硬體實作利用TI生產的UCC28070所組成的控制電路，達到平均電流交錯式控制。本文針對交錯式控制下之交錯式升壓型功因修正器，並以電流失真、效率等方面之波型與數據做紀錄並加以分析和探討，實際電路與本文分析之理論相對照。交錯式升壓型功因修正器輸入電流為兩相電感電流之和，能改善輸入電流漣波，如圖13所示。因為兩個電感值不同，造成兩相電感電流會有稍微的不一樣。經由交錯式控制後，能在功率開關的導通電阻、電感的等效電阻(ESR)、二極體的電壓降都有稍微的不同情況下，保持兩相180度的相位差如圖11所示。圖8、9為功率因數修正器的實測結果，其中負載用純電阻代替。圖8為輕載(63W)時之輸入電壓及輸入電流波形；圖9為重載(1-KW)時之輸入電壓及輸入電流波形，而此二圖可看出輕載與重載電流失真波形。



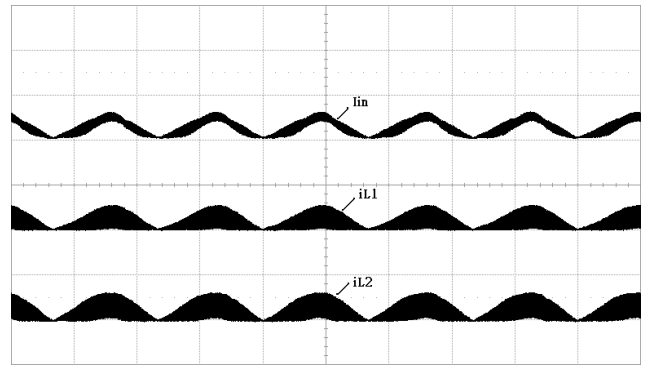
(Iin : 1A/div, Vin : 50V/div, time : 10ms/div)

圖8 輕載輸入電壓和電流



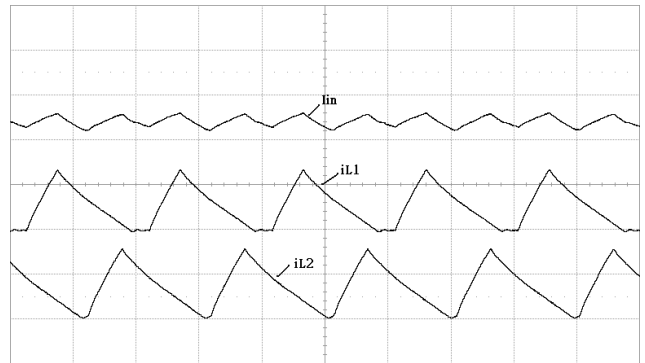
(Iin : 10A/div, Vin : 50V/div, time : 10ms/div)

圖9 重載輸入電壓和電流



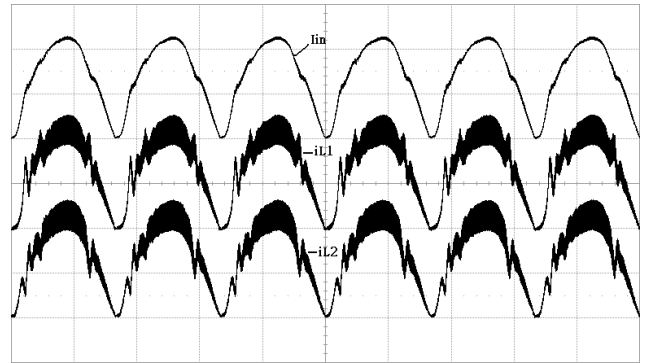
(Iin : 2.5A/div, iL1 : 2A/div, iL2 : 2A/div, time : 5ms/div)

圖10 輕載電感電流



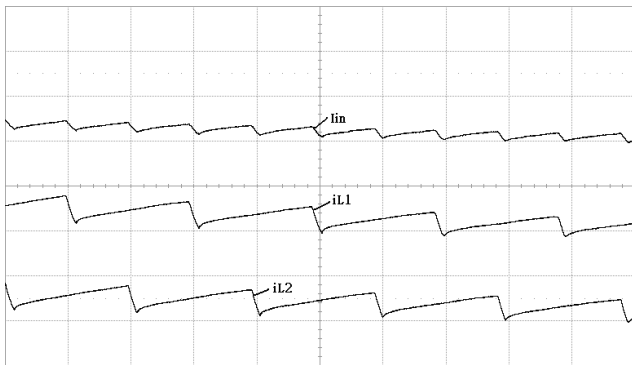
(Iin : 2.5A/div, iL1 : 1A/div, iL2 : 1A/div, time : 10us/div)

圖11 輕載電感電流



(Iin : 10A/div, iL1 : 5A/div, iL2 : 5A/div, time : 5ms/div)

圖12 重載電感電流



(i_{in} : 10A/div, i_{L1} : 5A/div, i_{L2} : 5A/div, time : 5ms/div)

圖13 重載電感電流

圖10、11分別為兩相的電感電流，輕載時由於兩相的電感值不完全相同，造成兩相電流不完全一樣，所以會有一相出現在連續導通模式另一相則出現不連續導通模式。輸入電流 I_{in} 為兩相的合成電流，兩相交錯互相抵消，減小電流漣波。

在高輸出功率時，必須操作在連續模式，其輸入電流為連續，所以更能操作在高功率的情況下。圖12、13分別為重載時兩相的電感電流，可以明顯看出電流為連續的，交錯控制下減小電流漣波。

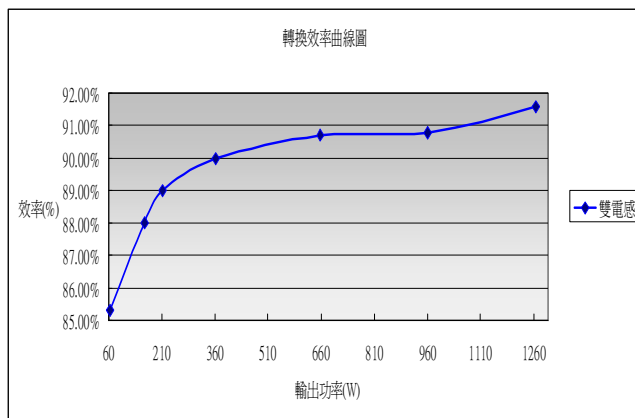


圖14 轉換效率曲線圖

從效率圖可看出功率因數修正必須操作在高功率才可以得到高效率如圖14所示。輕載時電流小導致輸入電流失真，效率相對的較低；重載時電流較大，輸入電流追隨電壓波形，使PF值接近為1。

六、結論

經由實驗結果證明，交錯式升壓型功因修正器能減小輸入輸出漣波電流，以減少升壓電感值與輸出電容，電感值減少一半可以縮小電感磁體積，藉由平均電流控制法使輸入電流為連續，連續功因可得到更高的效率，驗證交錯式功率因數修正晶片之可行性，未來能加入零電壓切換技術[4][5]，藉此提升轉換器之效率。

七、參考文獻

- [1] 蔡明村、楊政憲、吳俊祥，「交錯式升壓型功因修正器之研製」，南台科技大學 電機工程系。
- [2] José R. Pinheiro, Hilton A.Gründling, Dalton L.R.Vidor and José E. Baggio, "Control Strategy of an Interleaved Boost Power Factor Correction Converter." IEEE Power Electronics Specialists Conference, (PESC) pp.137-142, July 1999.
- [3] Texas Instruments UCC28070 Datasheet Datasheet , <http://www.ti.com/lit/gpn/ucc28070>
- [4] 蘇丁財，「零電壓轉移昇壓型功因修正器之研製」，國立雲林科技大學電機工程系碩士論文，92年6月。
- [5] Gang Yao, Alian Chen, and Xiangning He, "Soft Switching Circuit for Interleaved Boost Converters." IEEE Power Electronics, (PE) pp.80-86, Jan 2007.