

以兩組單相功率因數修正器實現三相交直流轉換控制 A Simplified Control technique for Three-Phase Rectifier Based on the Two Single-Phase PFC Units

蔡明村

張展維

陳文耀

Ming-Tsun Tsai Chan-Wei Chang Wen-Yao Chen

南台科技大學電機工程系

Department of Electrical Engineering, Southern Taiwan University

摘要

本文使用兩組平均電流控制型的功率因數修正器(PFC)模組，來實現單一台三相功率因數修正器，而各模組的輸入電源部分是由一組史考特(SCOTT)變壓器，將三相電源轉換成獨立的兩組單相電源連接到各模組的輸入端，兩轉換器模組的輸出端是相連接的。為了讓兩轉換器模組可以平均負擔到相同的輸出功率，相同的電壓誤差放大訊號是一起共用的。

相較於其他類型的三相功率因數修正器，本文所研究的架構優點為控制簡單化，功率開關元件少，電感電流操作在連續模式(CCM)適合中、高功率運作的場合，最後實作一組110-V 1.5kVA的系統來驗證本研究提及的理論與電路架構確實可行。

關鍵詞：平均電流控制、功率因數修正器、史考特變壓器、電壓誤差放大訊號。

Abstract

In this paper, a three-phase power-factor correction (PFC) scheme is presents based on the two single-phase PFC units with average current control. A Scott transformer is used to provide the function for three-phase source into two independent single-phase sources which supplying the corresponding PFC units, and the output of the two PFC units are connected for each other with the common dc output. In order to carry the same amount of power, the two units will share the same voltage error amplifier output signal.

Comparing to other kinds of three-phase PFC converters, the considering frame features simple controller, less power switches components, and the inductor current is operating in continuous conduction mode (CCM). Finally, a 110-V 1.5kVA experimental result is given to justify the feasibility of the proposed system.

Keywords: Average current control, Power-factor correction, Scott transformer, Voltage error amplifier output.

一、前言

三相功率因數修正器對於三相供電系統的諧波改善一向佔有非常重要的地位，在當今眾多形式的三相功率因數修正器中[1-7]，本文主要研究如何利用單相易於模組化的功率因數修正器將其並連以實現三相功率因數修正器功能並且同時易於提升輸出功率等級與控制簡單化的目的。最精簡的三相功率修正器架構是使用

三相單開關電壓控制型的功率因數修正器[3]，[4]，此架構使用到最少的主動式開關元件，電感電流是操作在不連續模式(DCM)，因此控制非常簡單，但功率開關須承受較大的電流應力，與面對較高的電磁干擾(EMI)之問題產生。而傳統三相六開關型[5]的架構缺點為三臂功率開關的驅動與控制比較複雜，六個開關也會增加切換損失降低系統的效率。

本文所研究的架構分成兩種，分別為非隔離[6]型與隔離型[7]，兩種架構的控制方式相同，但主電路架構有些許差異，本文將就此差異之原因做比較分析，而控制方法與各模組功率平衡策略亦將於後說明。

二、理論分析

圖1為本文所研究之利用史考特變壓器達到三相到兩相轉換之非隔離型架構，在圖1中，兩轉換器模組的各輸入端是由一個中間抽頭的變壓器，將三相的輸入電源轉換成兩個電壓相位相差 90° 的單相電源，連接到各模組的輸入端。此架構的三相輸入端與各模組的輸入端是沒有隔離的，所以在兩模組並連上會造成連接限制，需比一般的架構多一組電感與二級體，其說明如下：

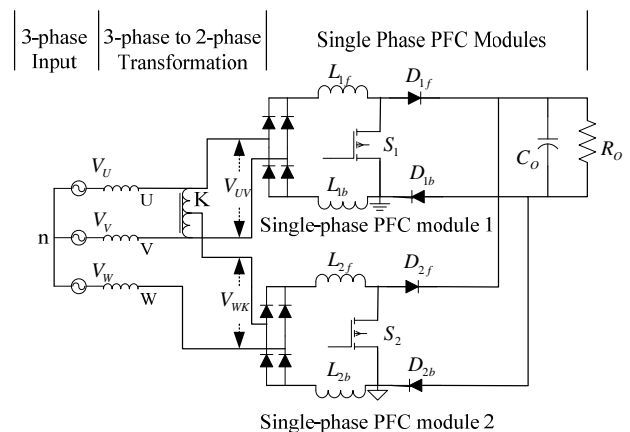


圖1 史考特變壓器之非隔離型架構

1. 情況一的問題為：由於兩轉換器模組是個別獨立動作的，因此兩功率開關在切換時，會有數種不同的組合形式產生，而致使其中一模組的電流有機會流向另一模組，造成電路不正常的運作而影響性能，圖 2(b)中說明其中一種電路不正常工作情況：

當 $V_{UV} > 0$ 及 $V_{WK} < 0$ 且兩功率開關同時導通時的狀

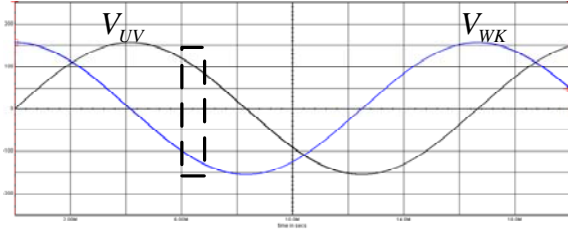


圖 2(a) $V_{UV} > 0$ ， $V_{WK} < 0$

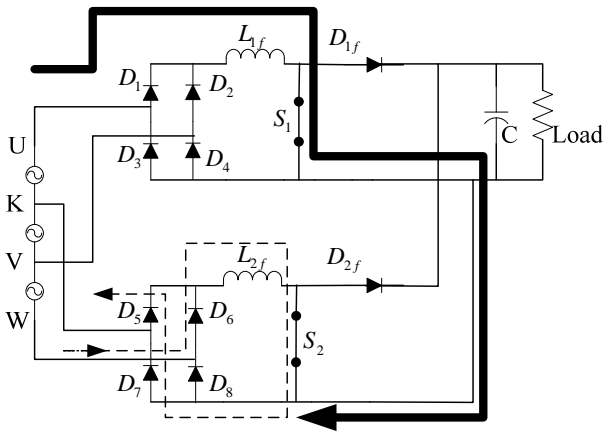


圖 2(b) 當 $V_{UV} > 0$ ， $V_{WK} < 0$ 時，兩開關同時導通的狀況

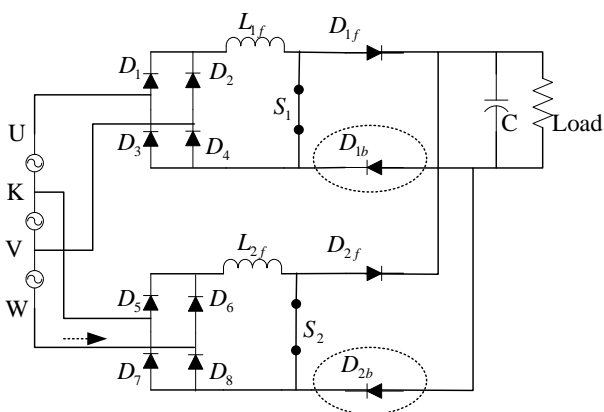


圖 3 解決情況一問題的方法

態時，因 $V_{WK} < 0$ ，二極體 D_6 、 D_7 導通，而此時 V_{WK} 對 V_{UV} 來說是負電壓，因此電流不會流回 D_3 而流回另一模組，造成電流無法控制，輸入電流會嚴重失真。解決的方法為在輸出側再加一個二極體 D_{1b} ，如圖 3 所示，以防止電流的錯誤流向問題。

2. 情況二問題為：當 $V_{UV} > 0$ 及 $V_{WK} < 0$ 且兩開關同時截止的時候，如圖 4(b)所示，此時的 V_{WK} 對 V_{UV} 來說是負電壓，模組一的飛輪電流會流到模組二造成不正常動作，解決此問題的方法為分開使用兩個升壓電感，如圖 5 所示，以強制讓電流流到二極體 D_4 。

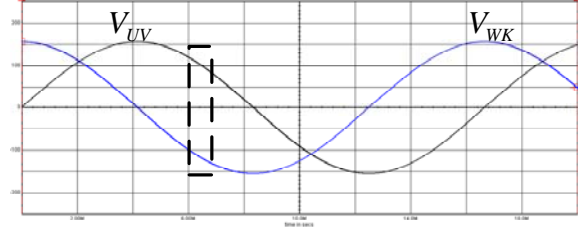


圖 4(a) $V_{UV} > 0$ ， $V_{WK} < 0$

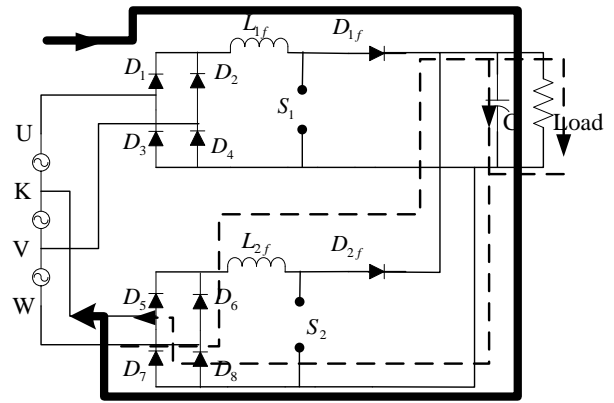


圖 4(b) 當 $V_{UV} > 0$ ， $V_{WK} < 0$ 時，兩開關同時截止的狀況

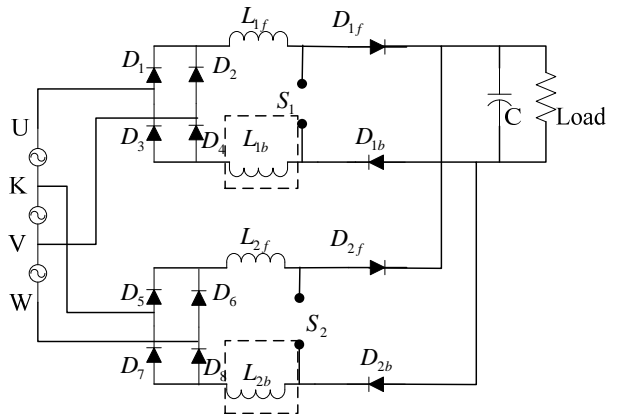


圖 5 解決情況二問題的方法

若使用隔離型的史考特變壓器架構則上述兩情況將不會發生，因此可省去額外的電感與二極體，如圖 6 所示。與圖 1 輸入側使用中間抽頭變壓器不同之處為將三相的輸入電源轉換成兩個隔離且獨立的單相電源，此兩獨立電源是互相隔離的，因此兩轉換器的連接限制會

被改善。圖 7 為史考特連接的變壓器接線方式，它是使用兩個單相的變壓器去轉換三相電源變成兩相。

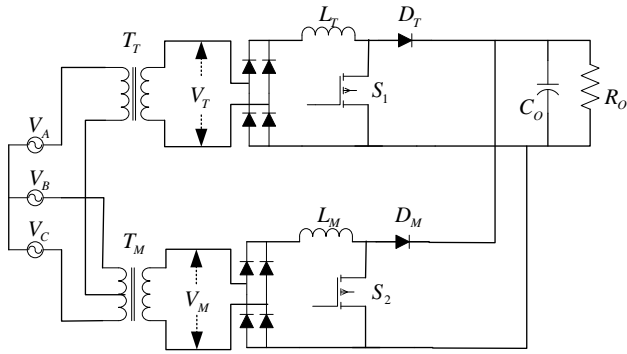


圖 6 史考特變壓器連接的架構

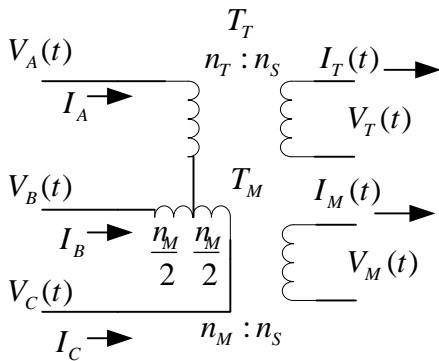


圖 7 史考特連接變壓器

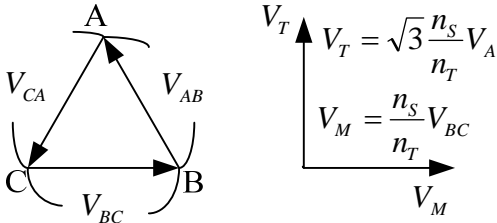


圖 8(a) 史考特變壓器的一次側與二次側之電壓向量

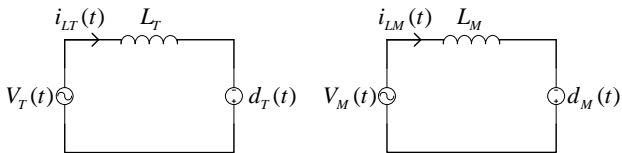


圖 8(b) 交流等效模型

史考特變壓器的二次側電壓為平衡兩相，可設為 SIN 與 COSINE 波形，其電壓向量表示在圖 8(a)，因此可將兩轉換器的電路表示成圖 8(b)之交流等效模型，而兩轉換器的輸入電壓可以表示成：

$$V_{inT}(t) = V_p \cdot |\sin(\omega \cdot t)| \quad (1)$$

$$V_{inM}(t) = V_p \cdot |\cos(\omega \cdot t)| \quad (2)$$

V_p 為變壓器二次側的峰值電壓。

功率開關的瞬時平均責任週期為：

$$d_T(t) = 1 - \frac{V_p}{V_o} |\sin(\omega \cdot t)| \quad (3)$$

$$d_M(t) = 1 - \frac{V_p}{V_o} |\cos(\omega \cdot t)| \quad (4)$$

流過功率開關的電流為流過升壓電感的電流乘以責任週期，同樣的方法，二極體上的電流為電感的電流乘以互補的責任週期 $d'(t) = 1 - d(t)$ 。所以流過二極體的電流定義為：

$$I_{DT}(t) = [1 - d_T(t)] \cdot I_{LT}(t) \quad (5)$$

$$I_{DM}(t) = [1 - d_M(t)] \cdot I_{LM}(t) \quad (6)$$

使用功率因數修正的目的為控制輸入電流追隨著輸入電壓的形狀，所以電感電流等於輸入整流電流表示為：

$$I_{LT}(t) = I_{Lp} \cdot |\sin(\omega \cdot t)| \quad (7)$$

$$I_{LM}(t) = I_{Lp} \cdot |\cos(\omega \cdot t)| \quad (8)$$

I_{Lp} 為升壓電感的峰值電流。

定義流過兩模組二極體的總電流為 $I_X(t)$

$$I_X(t) = I_{DM}(t) + I_{DT}(t) \quad (9)$$

將(3)和(7)代入(5)，而(4)和(8)代入(6)，最後再將結果代入(9)，則二極體電流就可表示成：

$$I_X(t) = \frac{I_{LP} \cdot V_p}{V_o} \quad (10)$$

此時 $I_X(t)$ 是直流量的電流，可看成三相整流側如同一個理想的直流電流源，其等效電路模型表示在圖 9。在穩態中，整流側的輸出功率是固定的，所以理想來說輸出電容不需要處理任何的低頻功率波動，這是此架構的優點之一。

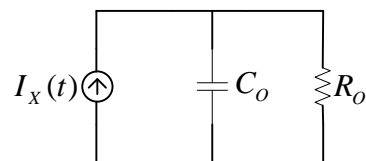


圖 9 輸出側等效模型

三、控制方法

本文使用 UC3854 功率因數修正 IC，運用脈波寬度調變(PWM)的技術來驅動功率開關，控制電感電流操作。在連續模式(CCM)下，輸入電流與輸入電壓同相位，達到功率因數修正、低諧波電流影響、與一個穩定的直流輸出目的。

為了使兩轉換器模組並聯運作時，能平均的負擔到相同的輸出功率，因此兩控制器的電壓迴路方面必須使用相同的電壓誤差放大訊號，而要保持各模組的功因修正功能，各轉換器有自己的電流迴路，圖 10 為電路的控制方塊圖。

在圖 10 中，輸入測的整流電流 $I_{rec,i}$ 與電流參考訊號 $I_{ref,i}$ 的關係可以表示成：

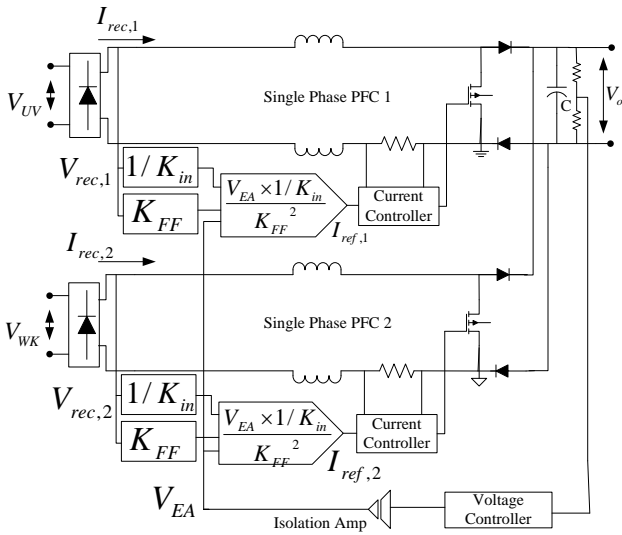


圖 10 系統控制方塊圖

$$I_{rec,i} = K_s I_{ref,i}, \quad i = 1, 2 \quad (11)$$

$$I_{ref,i} = K_s M_M \frac{V_{rec,i}}{K_{in}} \cdot \frac{1}{K_{FF}^2 V_{ref,i}^2} V_{EA} \quad (12)$$

K_s :PFC 功率等級的增益;

K_M :乘法器的增益;

K_{FF} :前饋控制增益;

K_{in} :波形輸入增益;

V_{EA} :電壓誤差放大輸出訊號。

從(11)和(12)式中，可以看出整流電流 $I_{rec,i}$ 是與整流電壓 $V_{rec,i}$ 成比例變化的.因此輸入功率 P_{in} 可以由(11)和

(12)整理表示成:

$$P_i = V_{rec,i} I_{rec,i} = \frac{K_s K_M}{K_{in} K_{FF}^2} V_{EA}, \quad i = 1, 2 \quad (13)$$

由(14)可看出各轉換器模組在共用相同的電壓誤差放大訊號 E_{EA} 下，可以負擔相同的功率。

四、實驗結果

本文實際製作一台史考特變壓器連接型的兩模組並聯三相 PFC 轉換器，並量測在輕載與重載的波形加以分析研究。工作環境如表一，兩 PFC 轉換器模組的控制器是使用 Unitrode UC3854 IC。圖 11 所表示的波形為輕載(125w)操作時的其中一具 PFC 模組的輸入電壓與電流波形，由電流可看出是操作在連續模式(CCM)，而與電壓波形比較後可看出其具功因修正功能。

表一 工作環境

Line frequency	60Hz
RMS line voltage	110V
Rated power	1.5kW
Output voltage	210Vdc
Switching frequency	40kHz

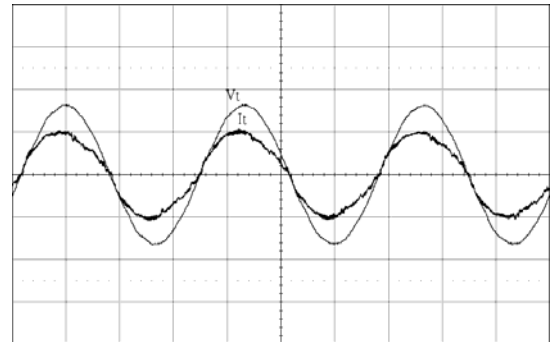


圖 11 Scott 輸出電壓 V_T (100V/div)與電流 I_T (1A/div)

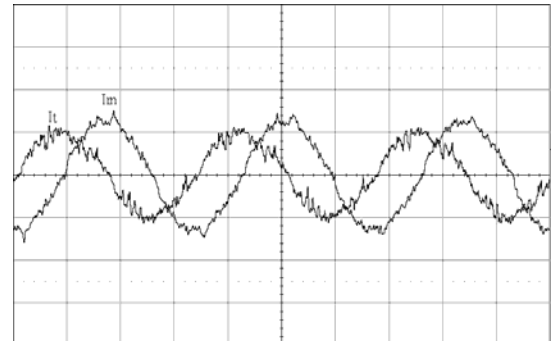


圖 12 Scott 輸出電流 I_T (1A/div)與 I_M (1A/div)

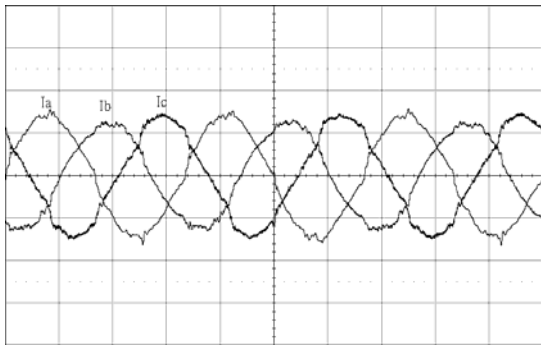


圖 13 Scott 輸入電流 I_a , I_b 與 I_c (1A/div)

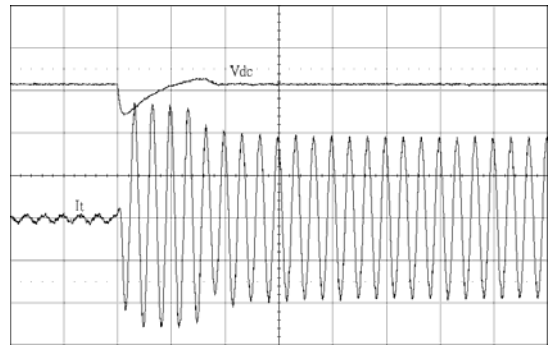


圖 17 輸出直流電壓(50V/div)與輸入電流 I_T (5A/div)
(50ms/div)

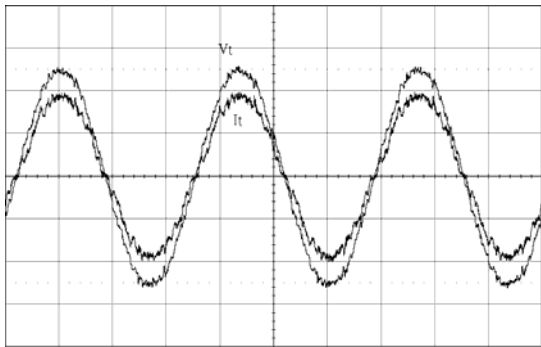


圖 14 Scott 輸出電壓 V_T (60V/div)與電流 I_T (5A/div)

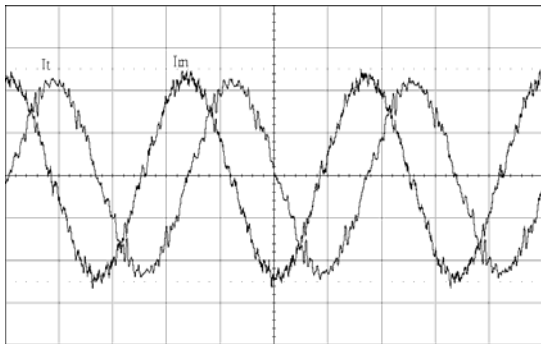


圖 15 Scott 輸出電流 I_T (5A/div)與 I_M (5A/div)

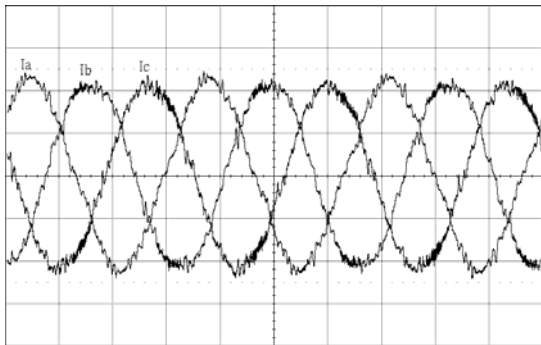


圖 16 Scott 輸入電流 I_a , I_b 與 I_c (5A/div)

圖 12 為 Scott 兩輸出端的電流，可看出各有 90° 的角度差，在輕載運作下兩相的輸出電流因受到變壓器激磁電流的影響，而會有不平衡的問題，這是因為 Scott 變壓器內兩組輸入側線圈匝數比不同所會有的現象，此為 Scott 變壓器的特性，所以在圖 13 中可以看到三三相的輸入電流為一不平衡的三相電流波形，可見在輕載的情況下此架構之缺點。

在圖 14 中所表示的波形為滿載(1.5kW)時的輸入電壓與輸入電流波形，此時的電流較輕載時更趨近正弦波形，因為轉換器運作在輕載時，輸入電流較小，所以檢流電阻所抓取回電流訊號也較容易受到雜訊與零件阻抗的干擾，而影響功因修正的性能。圖 15 中表示的電流可以看出在重載(1.5kW)情況下變壓器二次側所輸出的電流，此時兩相的電流是相當接近的，說明 Scott 變壓器在重載下對二次側的輸出功率都是非常近乎平衡的，而會造成兩相輸出電流些許差異的原因可能兩轉換器檢流電阻的誤差所造成回授電流訊號不相等的問題。圖 16 所表示的為重載時的三相輸入電流，圖 17 在量測此系統在輕載切入到重載時刻的輸出電壓響應，在 100ms 內可以達到穩態。

五、結論

本文分別對隔離型與非隔離型的 Scott 變壓器作為兩並聯 PFC 模組的輸入端，分別對此兩種架構做研究與分析。在非隔離型 Scott 變壓器的架構中，變壓器的兩相輸出端連接到各模組的時候，會因為兩模組的獨立運作使功率開關有幾種不同的組合形式。在特定的週期間會有兩模組互相影響的問題產生，其解決的方法為使用兩個升壓電感與輸出側的二極體可改善此問題，但也增加了些成本。而功率平均問題可利用外加一光隔離的

共用電壓誤差放大電路解決。

使用隔離型的 Scott 變壓器也可達到兩模組並聯的目的，並能省去兩個升壓電感與二極體。Scott 變壓器的三相電源轉換成兩相電源的方法為利用線圈的匝數比來達到轉換的目的，因此其特性多少會有些不平衡的現象，但此現象造成的兩相電流誤差小，對三相輸入側的影響不大，非常適合使用在一般非敏感性電源的場合。由實作一台 110-V 1.5kVA 的系統來測量與分析其特性，在平均電流控制型的功因修正器模組，能保持輸出電壓的穩定，與三相輸入電流的功率因數修正，由於 UC3854 IC 的電壓控制，所以系統可以接受輸入電壓的變動而不影響輸出功率，並達到了控制簡單化，低功率開關元件量的目的。

六、參考文獻

- [1] E. Ismail and R. W. Erickson, "A single transistor three phase resonant switch for high quality rectification," In Proc. IEEE PESC Conf., vol. 2, pp. 1341-1351, 1992.
- [2] A. Ruferi and Ch.-B. Andrianinna, "A symmetrical 3-phase 2-switch PFC-power supply for variable output voltage" Symposium EPE '95: European Conference on Power Electronics and Applications, Spain, 1995.
- [3] J. Yungtaek and M. M. Jovanovic, "A comparative study of single-switch three-phase high-power-factor rectifiers," IEEE Transactions on Industry Applications, vol.34, no.6, pp.1327-1334, 1998.
- [4] H. Mao, F. C. Lee, D. Boroyevich, and S. Hiti, "Review of high performance three-phase power factor correction circuit," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 44, pp. 437-446, Aug. 1997.
- [5] C. Qiao and K. M. Smedley, "Unified Constant-frequency Integration Control of Three-phase Standard Bridge Boost Rectifier" Power Electronics Congress, 2000.CIEP 2000.VII IEEE International, pp. 131-153, 15-19 Oct. 2000.
- [6] J. Hahn, P. N. Enjeti, and I. J. Pitel, "A New Three-Phase Power-Factor Correction (PFC) Scheme Using Two Single-Phase PFC Modules," IEEE Trans. Ind. Applications, vol.38, NO.1 Jan/Feb 2002.
- [7] S. K. T. Miller and I. Barbi, "Practical aspects of the unity power Factor isolated three-phase rectifier based on the Scott transformer," Applied Power Electronics Conference-APEC 2005, Austin, TX, 2005.
- [8] 任品瑞, "三相三開關功率因數修正器的設計與實現", 中原大學電機工程研究所碩士論文, 中華民國九十五年.
- [9] P. C. Todd, "UC3854 controlled power factor correction circuit design", Unitrode Corp., Merrimack, NH, Unitrode Application Note U-134, 1996.

