

中原大學  
電機工程學系  
碩士學位論文

具高功因特性三相輸入直流電源供應系統  
之實現

Implementation of Three-Phase Fed DC Power Supply System  
with High Power Factor



指導教授：邱煌仁 博士  
研 究 生：張村叮

中華民國九十四年六月

# 博碩士論文授權書

(國科會科學技術資料中心版本93.2.6)

本授權書所授權之論文為本人在 中原大學 大學(學院) 電機工程 系所  
電力 組 九十三 學年度第 二 學期取得 碩 士學位之論文。

論文名稱：具高功因特性三相輸入直流電源供應系統之實現

☒ 同意 ☐ 不同意

本人具有著作財產權之論文全文資料，授予行政院國家科學委員會科學技術資料中心(或其改制後之機構)、國家圖書館及本人畢業學校圖書館，得不限地域、時間與次數以微縮、光碟或數位化等各種方式重製後散布發行或上載網路。

本論文為本人向經濟部智慧財產局申請專利(未申請者本條款請不予理會)的附件之一，申請文號為：\_\_\_\_\_，註明文號者請將全文資料延後半年再公開。

---

☒ 同意 ☐ 不同意

本人具有著作財產權之論文全文資料，授予教育部指定送繳之圖書館及本人畢業學校圖書館，為學術研究之目的以各種方法重製，或為上述目的再授權他人以各種方法重製，不限地域與時間，惟每人以一份為限。

上述授權內容均無須訂立讓與及授權契約書。依本授權之發行權為非專屬性發行權利。依本授權所為之收錄、重製、發行及學術研發利用均為無償。上述同意與不同意之欄位若未鈎選，本人同意視同授權。

指導教授姓名：邱煌仁

研究生簽名：張村町

學號：9278606

日期：民國 九十四 年 六 月 十 日

中原大學碩士班研究生  
論文口試委員審定書

第九十三學年度第二學期

學系 電機工程 研究所 張村町 君所提之論文

題目：(中文)具高功因特性三相輸入直流電源供應系統之實現

(英文)Implementation of Three-Phase Fed DC Power Supply  
System with High Power Factor

經本委員會審議，認為符合碩士資格標準。

學位考試委員會 召集人 梁從卓  
委員 劉益華  
委員 邱精  
委員 邱精  
指導教授 邱精  
系(所)主任 \_\_\_\_\_

中華民國九十四年六月十日

## 摘 要

本論文研究一種適用於高功率應用場合之高效率、高功因電源供應系統，其係由三相三開關功因修正器和具有倍流整流器之相移式零電壓全橋直/直流轉換器所組成。高功因可藉由所採用具有簡單架構之功因修正電路所達成；而全橋直/直流轉換器之相移式操作可提供橋式功率開關具有零電壓切換特性，以有效降低其切換損耗；倍流整流器之使用則可顯著降低二次側整流損耗，因此高效率得以實現。此電源供應系統之詳細工作原理和設計準則將完整地分析及討論。一部 1.1kW 55V/20A 的離型電路已被實現和測試，其實現結果驗證了所提出設計的可行性。實現之電源供應系統具有如高功因、高效率、簡單架構和高可靠度的優異特性。

關鍵字—— 功因修正器、相移式零電壓切換全橋直/直流轉換器、倍流整流

## Abstract

In this thesis, a high efficiency power supply system with high power factor is proposed for high power applications. The studied power supply system consists with a three-phase three-switch power factor corrector (PFC) and a phase-shifted zero-voltage-transition full-bridge DC/DC converter with current doubler rectification. High power factor input can be achieved by the adopted PFC circuit with a simple configuration. The phase-shifted operation of the full-bridge DC/DC converter provides the zero-voltage-switching (ZVS) features for the bridge switches to reduce the switching losses effectively. The current doubler rectification reduces significantly the secondary rectification losses. Therefore, high efficiency can be also accomplished. The detailed operating principle and design consideration of this power supply system are analyzed and described. A 1.1kW 55V/20A laboratory prototype was implemented and tested. The experimental waveforms verify the feasibility of the proposed design. The implemented power supply system exhibits optimum performances such as high power factor, high efficiency, simple configuration and high reliability.

Keywords— Power Factor Corrector, Phase-Shifted Zero-Voltage-Transition Full-Bridge DC/DC Converter, Current-Doubler Rectification

## 誌 謝

首先感謝指導教授 邱煌仁 老師，於學生村叮在學研究期間的悉心指導與教誨，無論是在學術或專業領域的鑽研以及為人處事態度方面，值得大家效法與學習。在此特別感謝成功大學 梁從主、長庚大學 劉益華 兩位電機系教授給予本論文寶貴的意見與指正，其認真負責而專業的態度令人佩服與景仰。現今學術與產業界之融合、專業知識與技術的交流，電力電子是長遠的發展指標。本論文得以順利完成，誠摯感謝所有曾經耐心指導過敝生的所有恩師們，在此致上萬分的謝意。

再感謝科技界前輩：張松助博士、鄭坤輝、李明家、劉偉強、林劍龍、吳國祥、張念顯、林信忠、張漢明等先進的薰陶及台灣科技大學 呂錦山、景文技術學院 黃景東、清雲大學 江永富、陸瑞強等博士及台北科技大學、行政院勞委會等恩師昔日之栽培，也感謝曾經關心過作者的所有人。感謝電學 402 電力組的團隊們：陳忠平、蘇英傑、黃政雄、陳以尚等學長們的勉勵，博、碩士生：立韋、佳興、品瑞、程允、世彥、鋒瑋、俊瑋、紹詩、崇興、永強、啟陵、茂軍、信華、秀明等帥哥們的切磋與協助，及成忠、鴻揚、名祥、勝捷等學弟們的鼓勵，大家同舟共濟、相處愉快。

最後，將本論文呈獻給我來不及回報的雙親，感謝兄弟姊妹、內人阿芳及寶貝的鼓勵。數年來的研究生涯，大家默默付出辛勞，作者永遠銘記在心...，中原大學是咱們人生中唯一走過的道路。敬祝大家順心如意。

# 目 錄

中文摘要.....	I
英文摘要.....	II
誌 謝.....	III
目 錄.....	IV
圖表索引.....	VII
第一章 緒論.....	1
1.1 研究動機及目的 .....	1
1.2 內容大綱 .....	2
1.3 系統架構 .....	3
1.3.1 前言 .....	3
1.3.2 系統架構說明 .....	3
第二章 電源模組分析 .....	5
2.1 電磁干擾濾波器(EMI Filter).....	5
2.2 三相功因修正器 .....	7
2.2.1 電路架構分類.....	7
2.2.2 電路實現.....	10

2.3 相移式零電壓切換電能轉換器 .....	17
2.3.1 主電路架構 .....	17
2.3.2 電能轉換模式分析 .....	21
2.3.3 雙橋臂中對於實現 ZVS 的差異 .....	31
2.3.4 電路實現 .....	32
第三章 電路設計程序與實例 .....	46
3.1 前言 .....	46
3.2 功因修正器設計與製作 .....	46
3.2.1 功率級電路設計 .....	46
3.2.2 決定升壓電感 .....	46
3.2.3 決定輸出電容值 .....	47
3.2.4 決定功率開關與二極體 .....	47
3.2.5 功因修正器控制電路設計 .....	47
3.3 相移式零電壓全橋電能轉換器設計 .....	50
第四章 實作與討論 .....	66
4.1 前言 .....	66
4.2 功因修正器之波形數據量測 .....	66
4.2.1 三個單相功因修正器測試 .....	66
4.2.2 三相整合功因修正器測試 .....	72

4.3 相移式零電壓切換全橋電能轉換器之 $v_{AB}$ 波形量測 .....	77
4.4 電源模組系統整合測試與討論 .....	84
4.4.1 相移式零電壓切換全橋電能轉換器效率 .....	84
4.4.2 負載穩壓率 .....	86
4.4.3 輸出建立時間 .....	86
4.4.4 開機緩啟動時間 .....	86
4.4.5 負載短路保護 .....	86
4.5 電源模組系統實體與測試系統裝備 .....	87
4.5.1 三相功因修正器實體 .....	87
4.5.2 系統測試 .....	89
4.5.3 PFC 之 PC 板佈局 .....	91
4.5.4 相移式零電壓切換全橋電能轉換器實體 .....	92
第五章 結論與未來展望 .....	94
5.1 結論 .....	94
5.2 未來展望 .....	94
參考文獻 .....	96
作者簡介 .....	100

## 圖表索引

圖 1.1 電源模組系統功能方塊圖 .....	4
圖 2.1 三相電磁干擾濾波器功能方塊圖 .....	5
圖 2.2 三相電磁干擾濾波器功能架構圖(a)平衡式，(b)非平衡式 .....	6
圖 2.3 數種三相式升壓型不同開關配置轉換器 .....	9
圖 2.4 單相單開關升壓型功因修正器主要架構圖 .....	10
圖 2.5 平均電流法之控制電路與電流波形圖 .....	12
圖 2.6 UC3854 控制器功能方塊圖 .....	13
圖 2.7 單相功因修正器之詳細電路圖 .....	14
圖 2.8 三相功因修正器之主要架構與波形圖 .....	17
圖 2.9 相移零電壓電能轉換器主電路架構圖 .....	18
圖 2.10 相移變化過程波形 .....	21
圖 2.11 UC3875 之輸出工作順序及 PWM 責任週期工作圖 .....	23
圖 2.12 電能轉換器轉換時序區間波形圖 .....	24
圖 2.13 電能轉換器模式圖 .....	31
圖 2.14 驅動變壓器極性(a)傳統式與(b)相移式之比較圖 .....	33
圖 2.15 UC3708 驅動器圖 .....	34
圖 2.16 UC3875 控制電路架構圖 .....	35

圖 2.17 UC3875 控制器之內部圖 .....	36
圖 2.18 過電壓保護電路架構圖 .....	37
圖 2.19 過電流保護電路架構圖 .....	38
圖 2.20 輸出低電壓偵測與本機異常回報電路架構圖 .....	38
圖 2.21 輸出軟式啟動電路架構圖 .....	39
圖 2.22 有線遙控輸出電路架構圖 .....	40
圖 2.23 倍流整流濾波兩種連接方式 .....	41
圖 2.24 不同模式電路及波形圖 .....	43
圖 3.1 峯值電流限制電路圖 .....	48
圖 3.2 電壓誤差放大器回授補償圖 .....	49
圖 3.3 Duty 定義波形 .....	51
圖 3.4 全橋式電能轉換器 B-H 磁滯曲線工作區範圍 .....	52
圖 3.5 功率變壓器三明治方法繞製圖 .....	59
圖 4.1 負載 $R_L$ 固定為 $1k\Omega$ ，不同輸入電壓變化時之波形 .....	67
圖 4.2 輸入電壓固定 $V_{in(ac)}=120V$ ，負載作不同變化時之波形 .....	68
圖 4.3 固定負載 $R_L = 235\Omega$ ，輸入電壓 $V_{in}$ 作不同變化時之波形 .....	70
圖 4.4 功因修正器隨輸入電壓變化，開迴路與閉迴路之比較圖 .....	72
圖 4.5 三相輸入進入閉迴路系統 .....	72
圖 4.6 $R_L$ 固定為 $1k\Omega$ ，變化 $V_{in(ac)}$ 之波形比較圖 .....	74

圖 4.7 不同輸出功率時之 $V_{in(dc)}, I_{in(ac)}$ 波形比較圖 .....	76
圖 4.8 電源模組開機緩啟動之波形圖 .....	77
圖 4.9 三相功因修正器效率圖 .....	77
圖 4.10 空載與滿載之 $v_{AB}$ 電壓波形 .....	78
圖 4.11 功率開關切換圖 .....	79
圖 4.12 所示為功率開關切換展開圖 .....	79
圖 4.13 空載與滿載狀態下，有線遙控之輸出建立時間(Rise Time) ..	80
圖 4.14 輸出短路過載保護之 $v_{AB}$ 波形 .....	81
圖 4.15 UC3875 控制器(a)開迴路與(b)閉迴路之波形 .....	82
圖 4.16 初級側電壓 $v_{AB}$ 、輸出滿載電流、輸出漣波及尖波等波形 ..	82
圖 4.17 相移式電能轉換器量測接線與滿載時之波德圖 .....	84
圖 4.18 相移式零電壓切換電能轉換器效率圖 .....	85
圖 4.19 三相功因修正器實體圖 .....	88
圖 4.20 相移零電壓全橋轉換器與磁性元件 .....	89
圖 4.21 不同形式之系統測試圖 .....	91
圖 4.22 功因修正器之控制器與三相功率級 PC 板佈局圖 .....	92
圖 4.23 相移式零電壓切換全橋電能轉換器 PC 板佈局圖 .....	93
表 2.1 UC3875 控制器與功率晶體的對照表 .....	19
表 4.1 相移式零電壓切換電能轉換器效率 .....	85

# 第一章 緒論

## 1.1 研究動機及目的

由於早期傳統電力電子裝置發展瓶頸受限於材料科學的突破，對於磁性元件和被動元件的體積方面無法達到輕薄短小的需求，而且電子裝置隨著全球通信、資訊產業的需求而與日俱增，相對的電源產品需求在昔日使用傳統式的切換技術方面，為了使產品小型化而使用高頻切換之脈波寬度調變(Pulse Width Modulation, PWM)所帶來電力品質污染亦日趨嚴重[1]。

現今科技產業的提昇，半導體及功率元件的快速發展[2-4]，加上功因修正器(Power Factor Corrector, PFC)之控制器與電路架構的日趨成熟，應用於電力電子之主動與被動元件的小型化，加上目前軟式共振切換技術的突破性發展，已大大減少切換與導通損失所帶來的熱損耗與電力品質污染及低功因問題，除了減少散熱裝置的體積之外，還降低成本，進而電能轉換裝置之效能相對的提高，而產品的小型化需求是目前與未來的趨勢；應用於工、商、醫療器材業或軍事用途的較大功率電源設備。對於高效能、高功因、低污染、高功率密度、高可靠度及空載低損耗待機(Standby Power)省能機制等是未來的發展目標。

## 1.2 內容大綱

本論文以具有高功因特性之三相電源供應器為研究探討對象，採用三相功因修正器及相移式零電壓切換全橋電能轉換器(Phase-Shifted Zero-Voltage-Switching PWM DC/DC Full-Bridge Converter, PS ZVS FB Converter)及倍流整流器(Current-Doubler Rectifier)為主體電路架構，附加電磁干擾抑制及功能性保護電路之電源供應器。主要目的在於以高功因及高效能的軟性切換電源(Soft-Switching PS) [5, 6]，取代低功因、高污染、低效率、低可靠度及體積大的傳統式電能轉換裝置。整體效率約為 80%~90%，功因約 0.9 以上。

三相功因修正器分別由三組單相功因修正器所組合而成，每組各負責一個單相的電源功因修正任務；而開關切換式電源模組係採用相移式零電壓切換全橋電能轉換倍流整流為架構[7-9]。第一章係針對本論文之研究動機與目的作概略敘述。第二章簡單介紹電源模組之基本架構作。第三章針對電源模組各子系統作較詳細之電路功能分析，並進一步比較不同電路架構之差異性。第四章以 1.1kW 電源模組為設計實例，作局部性介紹。第五章將實作波形數據量測與分析討論，進一步驗證是否符合高功因、低污染、高效率、高可靠度及高功率密度。第六章：結論與未來研究改進方向。

## 1.3 系統架構

### 1.3.1 前言

本章節針對電源模組之基本架構作簡單的介紹，並進一步比較相關電路架構之優缺點；各子系統之電路原理與設計要點，將分別在各章節中作較深入的分析與討論。

### 1.3.2 系統架構說明

本論文實作一部以三相交流輸入、單組直流輸出之軟式切換電源模組，應用於特殊電力系統裝備，以滿足系統需求。如下圖 1.1 所示為本系統之架構，它包含了電磁干擾濾波器 (EMI Filter) [10, 11]、三相功因修正器 [12-15]、相移式零電壓切換全橋式電能轉換器 [9, 16-20] 及輔助電源等四大功能區塊。

該模組以  $3Phase, 208V_{ac(l-l)} / 120V_{ac(l-n)} \pm 10\%, 5Wires, 60Hz \pm 5\%$  交流輸入，經過電磁干擾濾波器輸送給三相功因修正器，將輸入交流電壓轉換為穩定的直流電壓  $380 \sim 400V_{dc}$ ，然後再與相移式零電壓切換全橋電能轉換器作連結，最後提供穩定直流輸出電壓  $55V_{dc} \pm 2\%$  給負載使用。

本論文採用三個單相之功因修正器 [15, 21-25] 及相移式零電壓切換全橋電能轉換器為主要設計架構組合 [26]，其理由及優點如下：

(1) 對於三組單相單開關之功因修正器電路而言，其輸出端係並

聯負載方式連接。每一組升壓轉換器皆設計操作在連續導通模式(CCM)[27]，採用平均電流法的定頻控制方式，而擁有高功因及低電磁干擾特性。三組功因修正器共享一個電壓迴路，且具有三組各自獨立的電流迴路，較不受三相輸入電壓不平衡之影響，也不會有負載不平衡的問題。

- (1) 對於相移式零電壓切換全橋電能轉換器而言，因為利用輸出功率變壓器之漏感及開關元件之本體寄生電容當作共振元件，具有軟式切換之操作特性。輸出採用倍流整流架構，其整流損耗低、散熱裝置體積小、功率密度高，且功率變壓器次級側不需中間抽頭，次級繞組線徑較細，電流漣波較小。

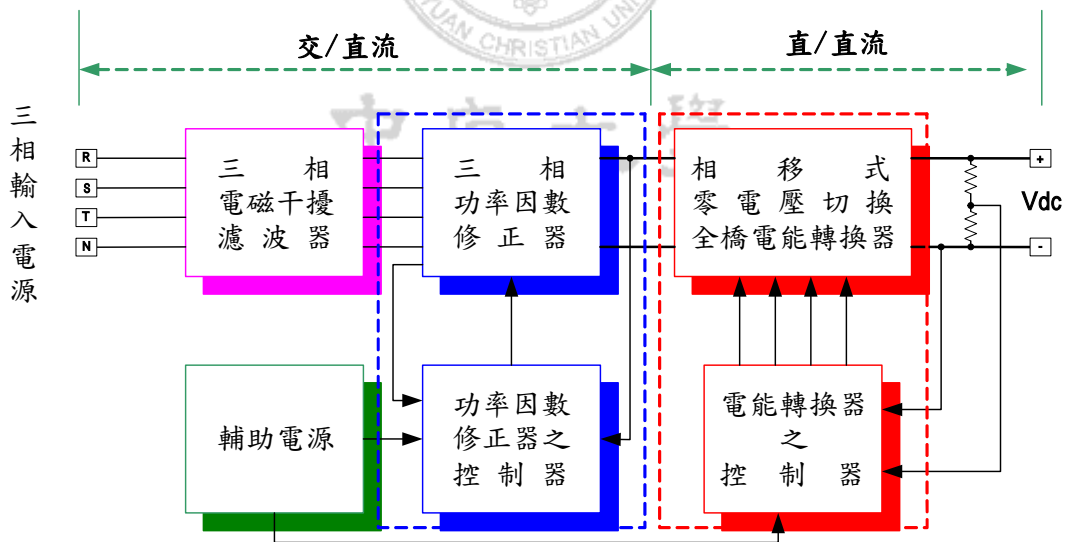


圖 1.1 電源模組系統功能方塊圖

## 第二章 電源模組分析

本章將針對所研究之電源模組，進行詳細的電路分析與討論。

### 2.1 電磁干擾濾波器(EMI Filter)

為了抑制因高頻切換動作所產生的電磁干擾雜訊，污染整個電力系統，均需要於電源輸入端加入電磁干擾濾波器[28]。

傳導性電磁干擾(Conducted Emission)係透過電源線傳輸迴路來傳遞雜訊，其雜訊強度較輻射性電磁干擾(Radiated Emission)來得高，可使用共模扼流圈(Common-Mode Choke)與差模扼流圈(Differential-Mode Choke)搭配高頻電容加以來抑制[29, 30]。

如下圖 2.1 為三相電磁干擾濾波器功能方塊圖，每組單相 PFC 都需加裝濾波器以抑制該相雜訊。

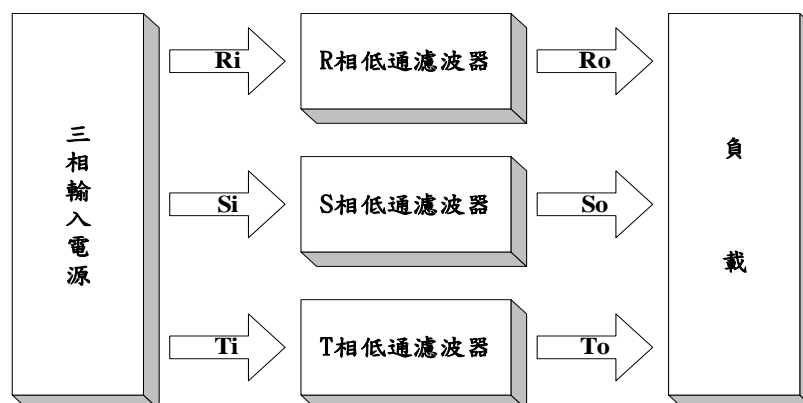


圖 2.1 三相電磁干擾濾波器功能方塊圖

如下圖 2.2(a)及圖 2.2(b)所示，分別為平衡式與非平衡式之電磁干擾濾波器架構，其中包括了兩組線圈共鐵心的共模式電感( $L_c$ )、兩組線圈分開鐵心的差模式電感( $L_d$ )、線對線的 X 電容( $C_{x1}$ 、 $C_{x2}$ )與線對地之 Y 電容( $C_y$ )。

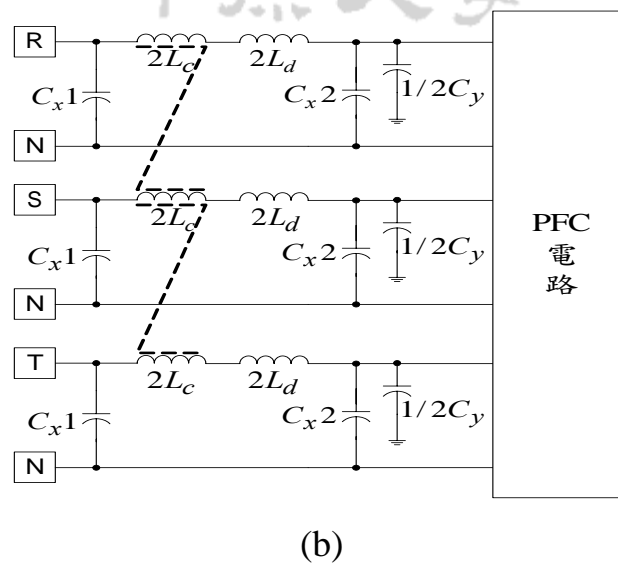
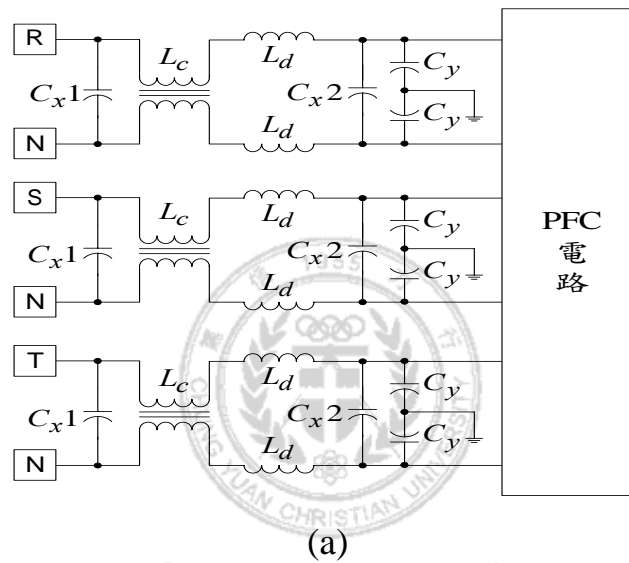


圖 2.2 三相電磁干擾濾波器功能架構圖(a)平衡式，(b)非平衡式

其中，共模扼流圈需選用  $\mu$  值較高的鐵心，而差模扼流圈則選用

$\mu$  值較低的鐵心。電感線圈是低頻阻抗低而高頻阻抗高，因為電感阻抗( $X_L$ )是隨著頻率增高而變大，即

$$X_L = 2 \times \pi \times f \times L \dots\dots\dots (2.1)$$

對高頻雜訊電流，呈現高阻抗特性，以阻隔雜訊電流傳導。電容是低頻阻抗高而高頻阻抗低，因為電容器阻抗( $X_C$ )是隨著頻率增高而變小，即

$$X_C = \frac{1}{2 \times \pi \times f \times C} \dots\dots\dots (2.2)$$

對高頻雜訊電流是呈現低阻抗特性，以旁路雜訊電流。X、Y 電容器可選用陶瓷或是積層膜材質，對高頻雜訊之衰減效果佳，Y 電容器之接地腳要分開接在同一地點，而且接腳愈短愈佳，為了符合安全規定，其值不得過大。

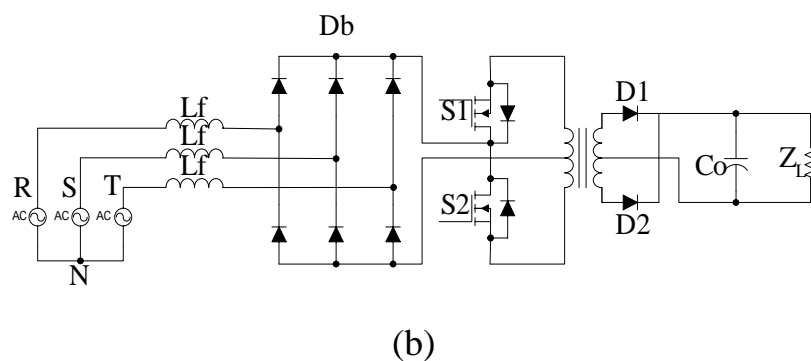
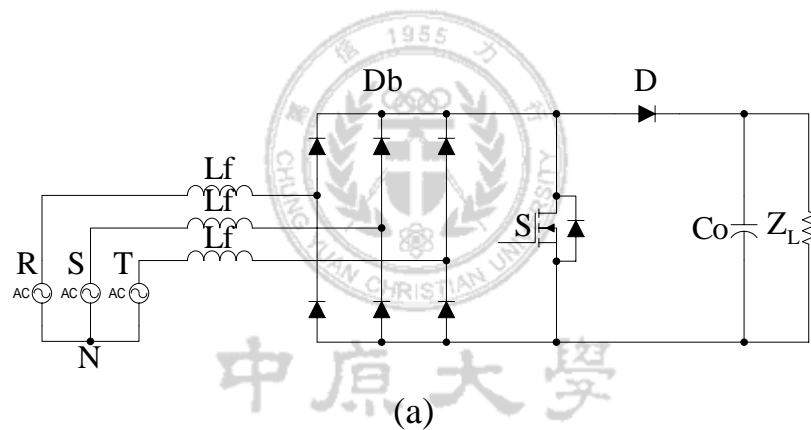
## 2.2 三相功因修正器

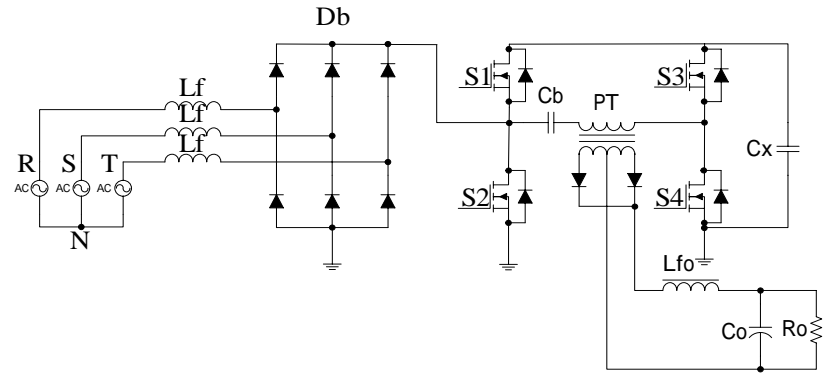
### 2.2.1 電路架構分類

依據開關組合方式三相功因修正器具有如下圖 2.3 所示數種架構變化，茲將簡要說明如下：

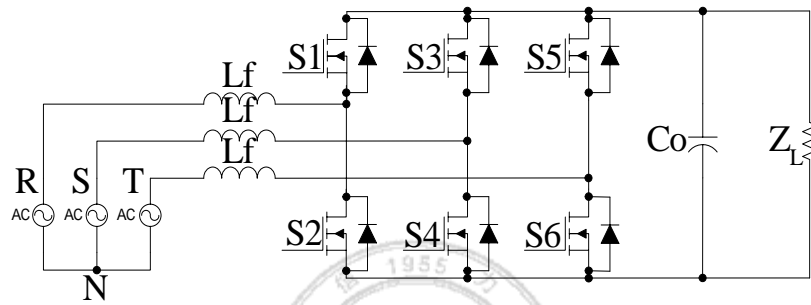
圖 2.3(a)係所謂三相單開關功因修正器。其優點為控制簡單、元件數少。缺點則因操作在不連續導通模式(DCM)，故電流峯值高，元件電流應力較大。也因輸出電壓高，使得元件電壓應力亦相對較高。圖 2.3(b)係所謂推挽式(Push-Pull)三相雙開關功因修正器。其

優點係其輸出/入具電氣隔離特性。圖 2.3(c)為三相四開關全橋式功因修正器。其優點係其輸出/入具電氣隔離特性，缺點為功率開關元件較多、控制複雜、價格高且可靠度較低。圖 2.3(d)為三相六開關功因修正器，此電路可視為三個獨立的單相功因修正器。其優點是可降低輸入電感峯值電流及輸出電壓；缺點為功率開關元件多、控制複雜、價格高且可靠度亦較低。圖 2.3(e)係所謂三相三開關功因修正器，可操作於連續導通模式(CCM)。其優點為較低的傳導性干擾及最好的輸入電流波形，擁有較高功因及較小的 EMI 濾波器。

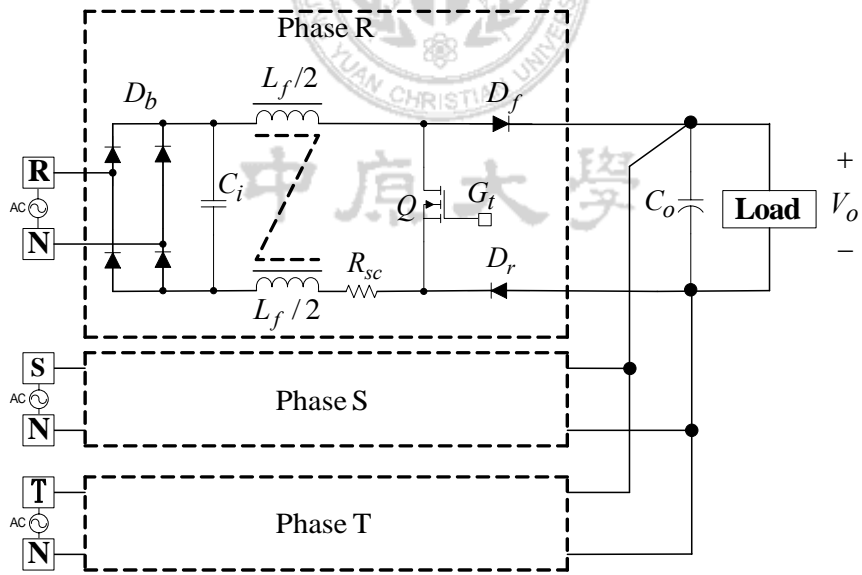




(c)



(d)



(e)

圖 2.3 數種三相式升壓型不同開關配置轉換器

## 2.2.2 電路實現

由於本論文的三相功因修正器是採用三個單相升壓型電路組合而成，所以吾人先拆取其中一相來做分析比較容易理解。圖 2.4 為三相主架構當中的一相，唯一有差異的地方是在作三相組合時，在每一相必須多串接一顆電感和二極體，以避免各相間的耦合現象，而回授部分也必須經過隔離電路。

整個電路架構是由六個部分所組成：(1)橋式整流二極體，(2)升壓型轉換器(Boost Converter)，(3)控制器，(4)回授隔離電路，(5)開機湧浪電流抑制電路，(6)電流檢知，其中控制器係採用 UC3854。

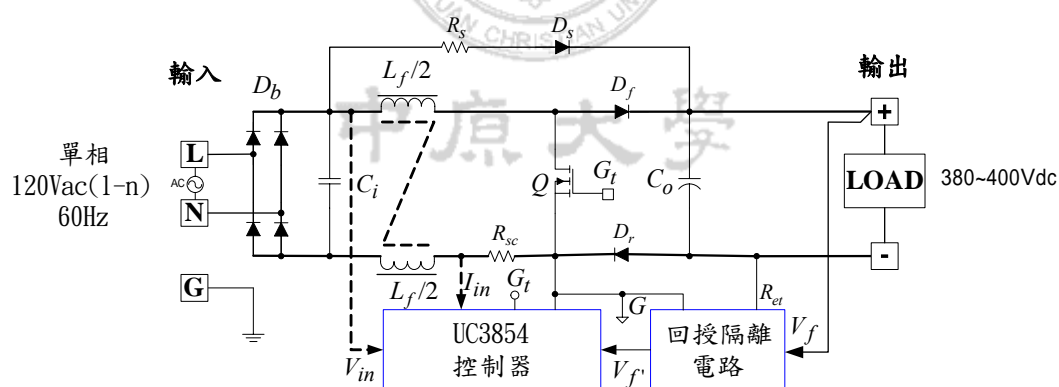


圖 2.4 單相單開關升壓型功因修正器主要架構圖

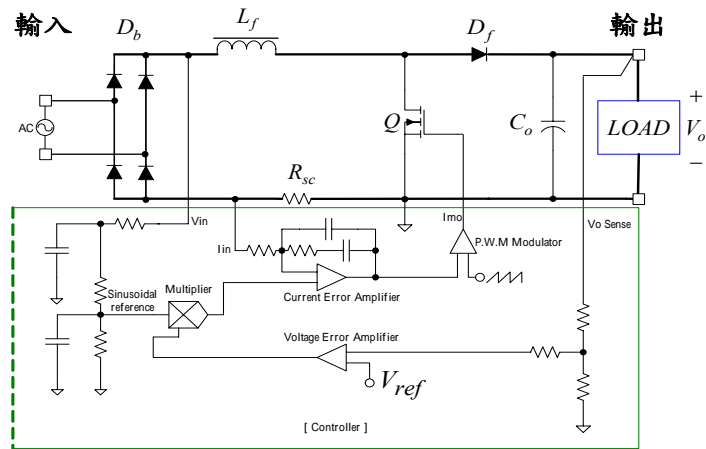
UC3854 使用的控制法則係一種如下圖 2.5(a)所示之平均電流法電路。以電壓回授方式，取微量輸出電壓回來與參考電壓做比較。只要負載變動則產生誤差變化量的訊號，此訊號與輸入整流電壓相乘而

得到電流參考訊號。以此參考訊號和開關電流作比較，其結果經由邏輯正反器處理後，得到功率開關之脈寬調變控制訊號。功率開關控制訊號之週期是取決於時脈週期，圖 2.5(b)所示為平均電流之電流波形。

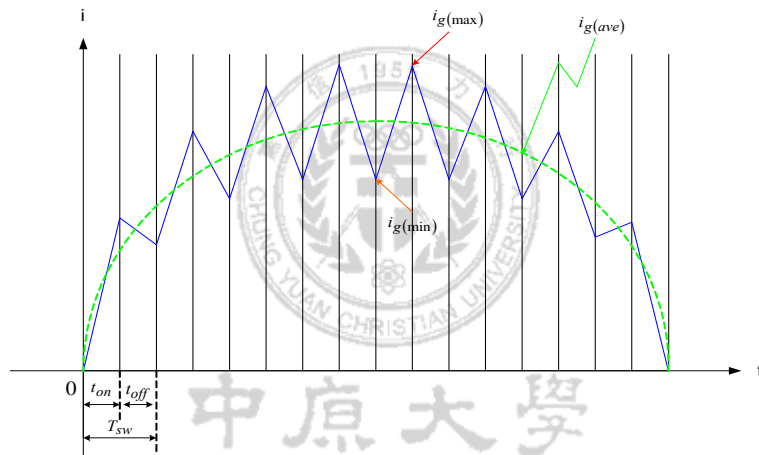
平均電流法的控制法則是在主迴路開關之前端，串接電流檢知功率電阻( $R_{sc}$ )，或是利用電流變壓器(Current Transformer, CT)擷取升壓電感電流訊號(若以三相式功因修正器而言，後者可以有效減少功率消耗及降低雜訊干擾之優點)，將電感電流訊號與乘法器輸出的電流參考訊號輸入到電流誤差放大器。所得誤差訊號再與脈寬調變器之鋸齒波做比較，所得脈寬調變訊號去控制功率開關，以切換波形達到功因修正之功效。因為平均電流法具有較佳的電流波形，所以在高功率應用場合較為普遍。

主動式功因修正器必須同時控制其輸入電流與輸出電壓，電流控制迴路的命令是由整流後的線電壓所決定，使得轉換器的輸入阻抗呈現電阻性。而輸出電壓的控制是藉由改變電流命令的平均值大小來完成。類比的乘法器將整流後的線電壓乘以電壓誤差放大器的輸出後，產生一個電流控制命令。因此電流的控制命令與輸入電壓的波形相同，其平均值代表輸出電壓的控制命令大小。乘法器的輸出為輸入電流的控制命令。乘法器的輸入端(輸入電壓整流後的電壓)是以電流的

方式表示的，這就是 UC3854 控制器的工作原理。



(a)



(b)

圖 2.5 平均電流法之控制電路與電流波形圖

如下圖 2.6 所示係 UC3854 控制器之功能方塊圖，其內部含有一個低壓鎖定(lock)、致能(enable)、電壓誤差放大、電流誤差放大、緩啟動乘法器、時脈振盪器、脈波寬度調變 R-S 正反器觸發電路、突波電流保護、圖騰驅動晶體及邏輯閘…等，為一共有 16 支腳的 IC。

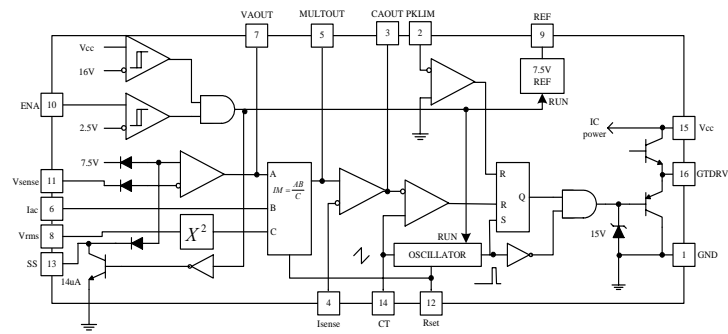


圖 2.6 UC3854 控制器功能方塊圖

如下圖 2.7 所示為單相功因修正器之詳細電路圖



中原大學

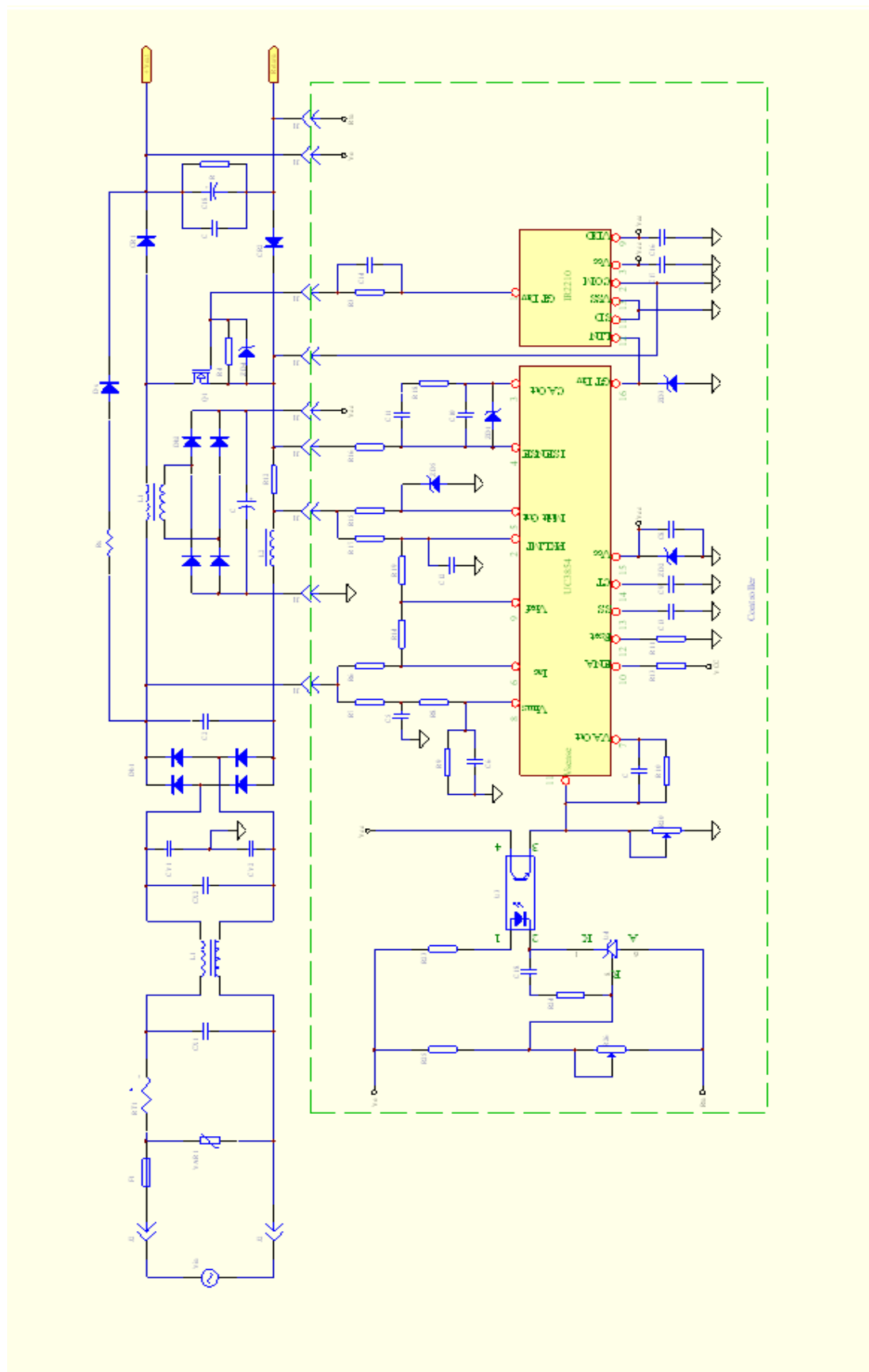
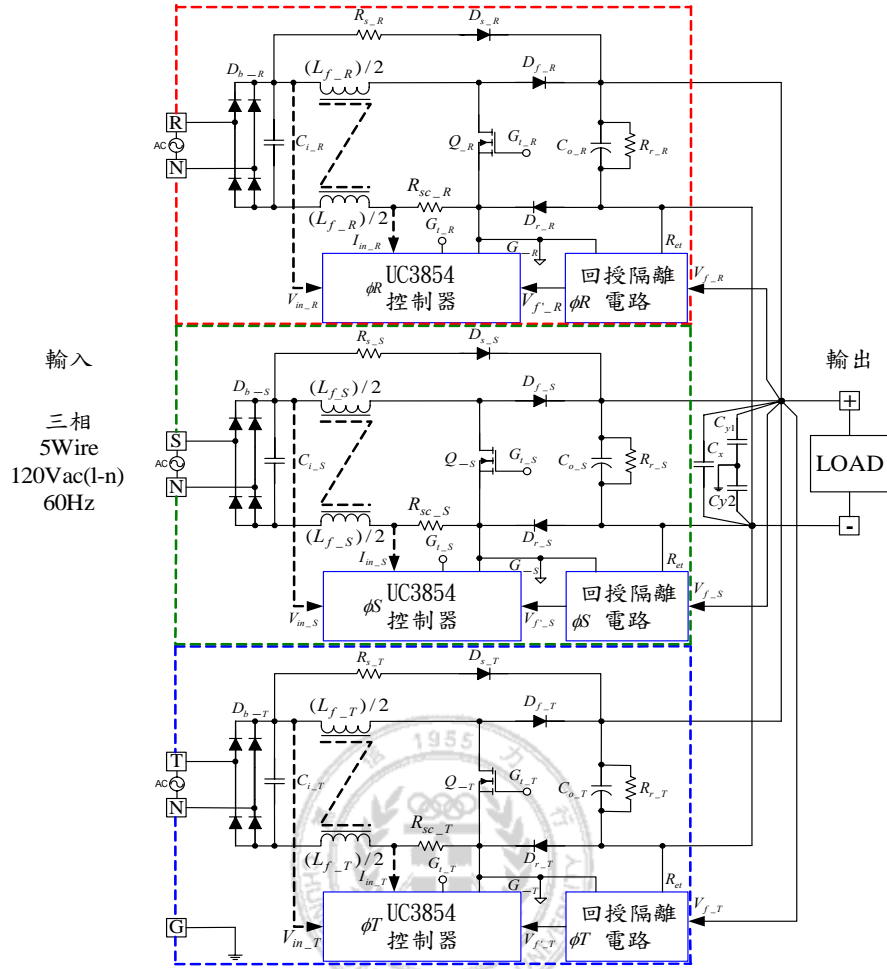


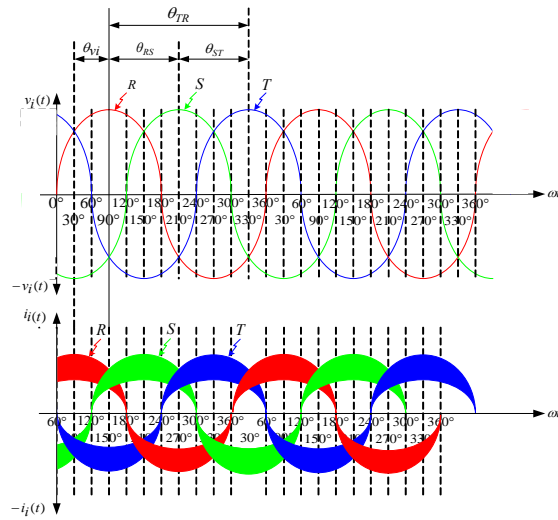
圖 2.7 單相功因修正器之詳細電路圖

由於此電路架構是採用三個獨立之升壓型轉換器個別控制，以共負載電壓、分流方式操作，即使某一相的電源異常而欠相時，對整個轉換器的運作並沒有特別影響。唯一有影響的是原來為三相提供電能給共用負載，而目前少了一相或某一相電能提供不足，此時必須由剩下的正常相電源負責分擔負載的需求，輸入側電流直接反應負載的大小。功因修正機制會隨著負載電流之變化而作適當的修正，功率元件之電流應力將隨之增加，所以在設計上必須要考量額定電流的需求。波形將於第五章實作與討論中表示之。

如下圖 2.8 所示為輸入電壓、電流波形，每相各差 $120^\circ$ 相位角，相序為 R-S-T。當 $\theta_{vi} < 0$  或  $> 0$  時，則代表電流不是滯後就是導前電壓，負載屬於電感性或電容性，所作的功為虛功，此時功因必定小於 1；當 $\theta_{vi} \cong 0$  時，則功因也接近於 1，所作的功接近於實功，是吾人想要的。功因修正器的目的是希望把輸入電流追隨電壓作調整，使電壓與電流之相角差接近於零，如此就可達到功因修正的目的了。



(a)主要架構



(b)波形

圖 2.8 三相功因修正器之主要架構與波形圖

## 2.3 相移式零電壓切換電能轉換器

在直/直流轉換器中，應用在中大功率場合，一般採用全橋式轉換器[31]。而全橋式轉換器的控制方式很多，目前使用比較多的控制方式為相移控制方式。在這種控制方式下，全橋式轉換器可以實現零電壓切換(Zero-Voltage Switching, ZVS)[7-9, 16, 32]、零電壓零電流切換(Zero-Voltage、Zero-Current Switching, ZVZCS)[16, 17, 33]和零電流切換(Zero-Current Switching, ZCS)[16, 17, 33]三種軟式切換方式。

本論文所採用的相移零電壓全橋轉換器係屬於軟式切換的一種電能轉換器[7, 8, 18, 19, 34, 35]。輸入側是由三相功因修正器所提供的 380~400V 的直流高壓。為了提高整體效率，採用相移零電壓軟式切換技術，轉換器主要由 H 型橋式功率開關配合共振元件所組成，在功率變壓器次級使用倍流整流電路架構[36, 37]。

### 2.3.1 主電路架構

如下圖 2.9 所示係全橋式電能轉換器的主電路架構，由輸入直流電源、主要電路、輸出負載及控制、驅動電路所組成。

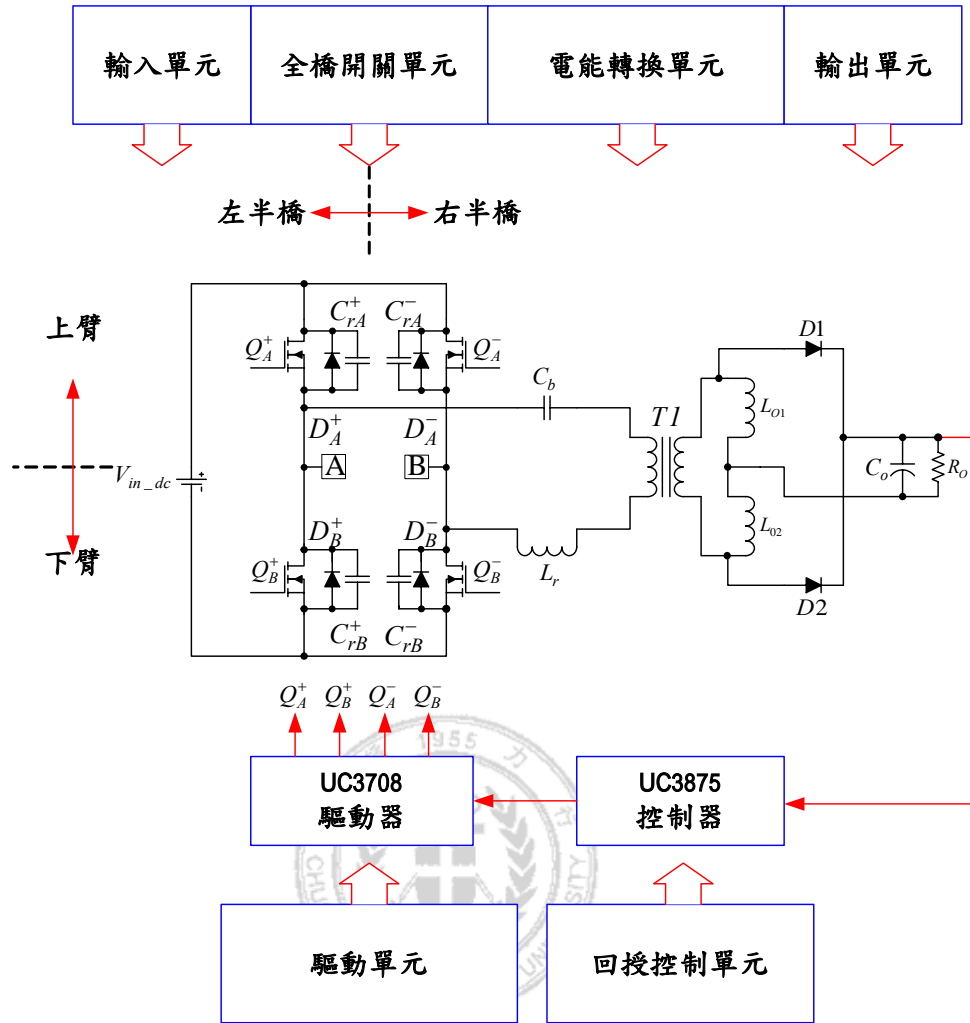


圖 2.9 相移零電壓電能轉換器主電路架構圖

主要電路是由四個功率晶體開關  $Q_A^+$ 、 $Q_B^+$ 、 $Q_A^-$ 、 $Q_B^-$  組成 H 型全橋式架構，主要功用是作為脈波寬度調變。除了功率變壓器作電能轉換與隔離及輸出整流濾波電路之外，另外有  $L_r$  及  $C_b$  兩元件。 $L_r$  為調節功率變壓器 ( $T1$ ) 繞線圈漏電感的外加元件，它與功率開關的金屬氧化矽場效電晶體 (MOSFET) 之輸出寄生電容  $C_{OSS}$  (或稱為共振電容  $C_r$ )，組合成功率開關截止瞬間之串聯 L-C 共振元件，以減少切換損失、提高效能之用。 $C_b$  的功用在實際電路中， $Q_A^+$  和  $Q_B^-$  的導通時間和當時導通

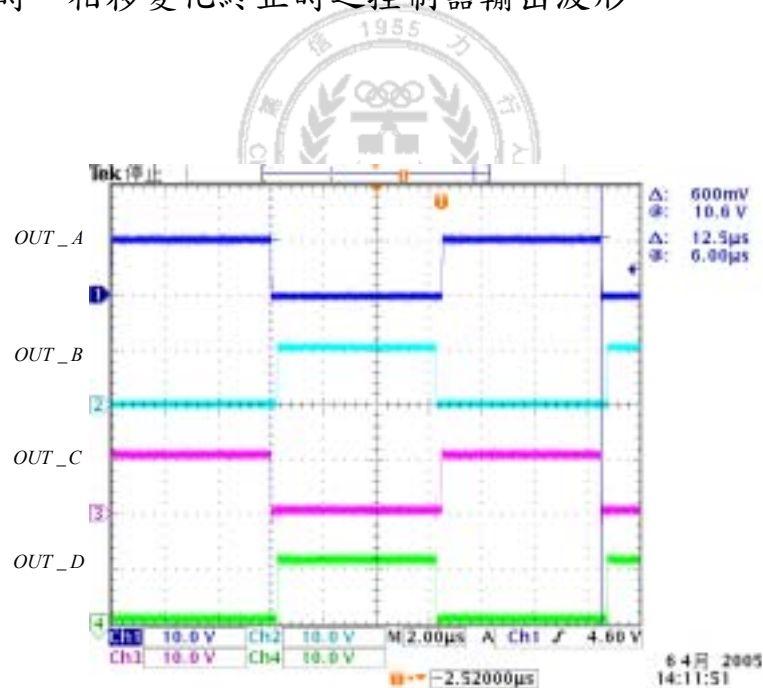
狀態的電壓降(每一個功率晶體的 $r_{ds\_on}$ 特性不盡相同)，不可能與 $Q_B^+$ 和 $Q_A^-$ 完全相同：換言之， $v_{AB}$ 不可能是一個純交流電壓，而是含有直流成分。又高頻變壓器初級之內阻很小，此直流成分長時間的累積運作，會使鐵心直流磁化而飽和，使變壓器無法正常工作。為了抑制直流成分，所以在變壓器的初級串接隔直流電容，使上、下半邊電壓波形平衡而沒有直流漂移(DC offset)，鐵心就不會飽和發燙，而遭致損壞。

本論文採用相移控制方式[18-20, 36-38]，如下圖 2.10 為主電源關閉且開迴路狀態時之相移變化情形，其電能之轉換狀態區間將於後面介紹。首先定義控制器 UC3875 與功率晶體開關的對照表 2.1，以免造成混淆。

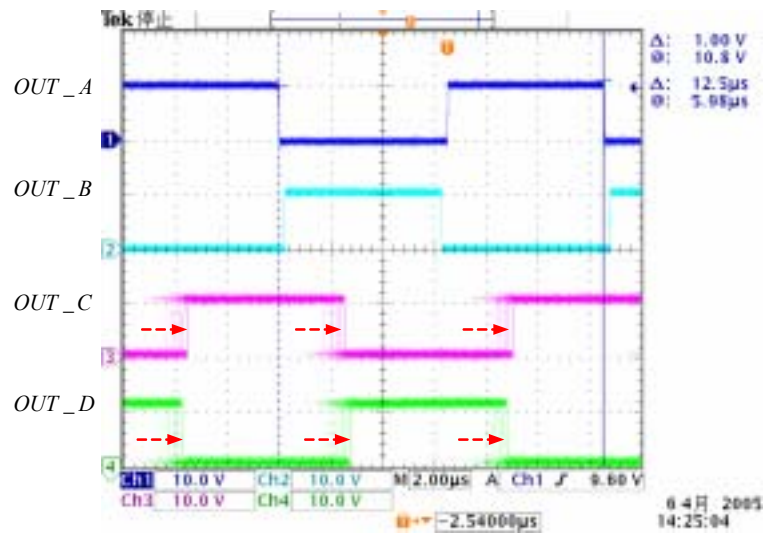
表 2.1 UC3875 控制器與功率晶體的對照表

UC3875 控制器	功率晶體開關		
$OUT\_A$	左半橋 (超前橋)	上臂	$Q_A^+$
$OUT\_B$		下臂	$Q_B^+$
$OUT\_C$	右半橋 (落後橋)	上臂	$Q_A^-$
$OUT\_D$		下臂	$Q_B^-$

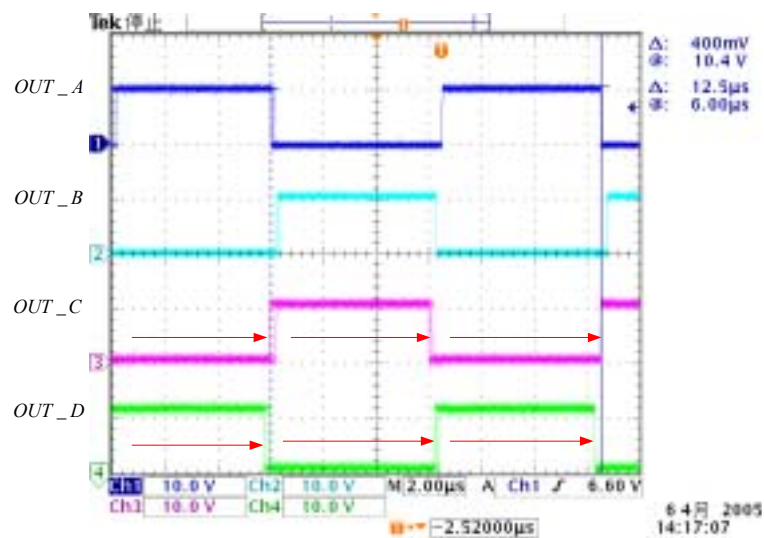
如下圖 2.10(a)所示為三相開機，若 UC3875 之 Pin 6 為 Low 狀態時，則控制器之輸出波形 OUT\_A、OUT\_C 同相，OUT\_B、OUT\_D 同相，而 OUT\_A、OUT\_B 與 OUT\_C、OUT\_D 為反相且不重疊。此時為相移未變化前之控制器輸出波形。如下圖 2.10(b)所示為三相開機，而 UC3875 之 Pin 6 為 High 狀態時，此時相移開始進行變化。圖中為相移進行變化中之控制器輸出波形(OUT\_A、OUT\_B 固定不變，而 OUT\_C、OUT\_D 向右位移一個角度)。圖 2.10(c)為三相開機，且 UC3875 之 Pin 6 為 High 狀態時，相移變化終止時之控制器輸出波形。



(a)



(b)



(c)

圖 2.10 相移變化過程波形

### 2.3.2 電能轉換模式分析

#### (1) 分析前提假設

- A. 所有開關、二極體均為理想元件。
- B. 所有電感、電容和變壓器均為理想元件。

C.  $C_{rA}^+ = C_{rB}^+ = C_{lead}$  ,  $C_{rA}^- = C_{rB}^- = C_{lag}$  。

D.  $L_{O1} = L_{O2} > L_r / n^2$  , 其中  $n$  為變壓器初級與次級之圈數比。

## (2) 轉換準則

- A. 若左橋的上臂( $Q_A^+$ )或右橋的下臂( $Q_B^-$ )之開關導通前,則該開關的寄生電容( $C_{rA}^+$ 或 $C_{rB}^-$ )先放電,接著該開關之逆向箝制二極體( $D_A^+$ 或 $D_B^-$ )自然導通,此時開關晶體為零電壓導通;同時左橋的下臂( $Q_B^+$ )或右橋的上臂( $Q_A^-$ )之寄生電容( $C_{rB}^+$ 或 $C_{rA}^-$ )先充電,電壓由零線性上升,此時開關晶體零電壓截止。
- B. 哪一個開關晶體先導通,則哪一個開關晶體就先截止。
- C. 四個開關晶體當中,絕對不會有任意兩個以上的開關晶體同時導通或同時截止。
- D. UC3875 之操作頻率是固定方式,而且時序是不變的。
- E. 共振頻率一定高於切換頻率。

## (3) 模式分析

對於相移方式的轉換器與一般的 PWM 轉換器,在時序控制方面不同。一般 PWM 轉換器功率晶體開關導通時序,是對角功率晶體開關同時 ON,同時 OFF,上、下臂相差 $180^\circ$ ,而兩組各有一小段不會重疊導通( $t'_{off} = t''_{off} = t_d$ ),稱為死區(Dead-Zone,或稱為 Dead-Time);對於相移方式的轉換器而言,左半橋的上、下臂,以及右半橋的上、下臂

均相差 $180^\circ$ ，兩組亦各有一小段不會重疊導通的死區，但是兩組各對角功率晶體開關並非同時 ON 或同時 OFF，而是有相移角度差。

功率晶體開與關的決定權為：上半個週期，開(ON)由 $Q_A^+$ 決定，關(OFF)由 $Q_A^-$ 決定；下半個週期，開(ON)由 $Q_B^+$ 決定，關(OFF)由 $Q_B^-$ 決定。位移的方式是： $Q_A^+$ 、 $Q_B^+$ 的控制訊號波形位置固定；而 $Q_A^-$ 、 $Q_B^-$ 的控制訊號波形向右位移一個角度。如下圖 2.11 為 UC3875 相移時序及 PWM 責任週期工作情形。

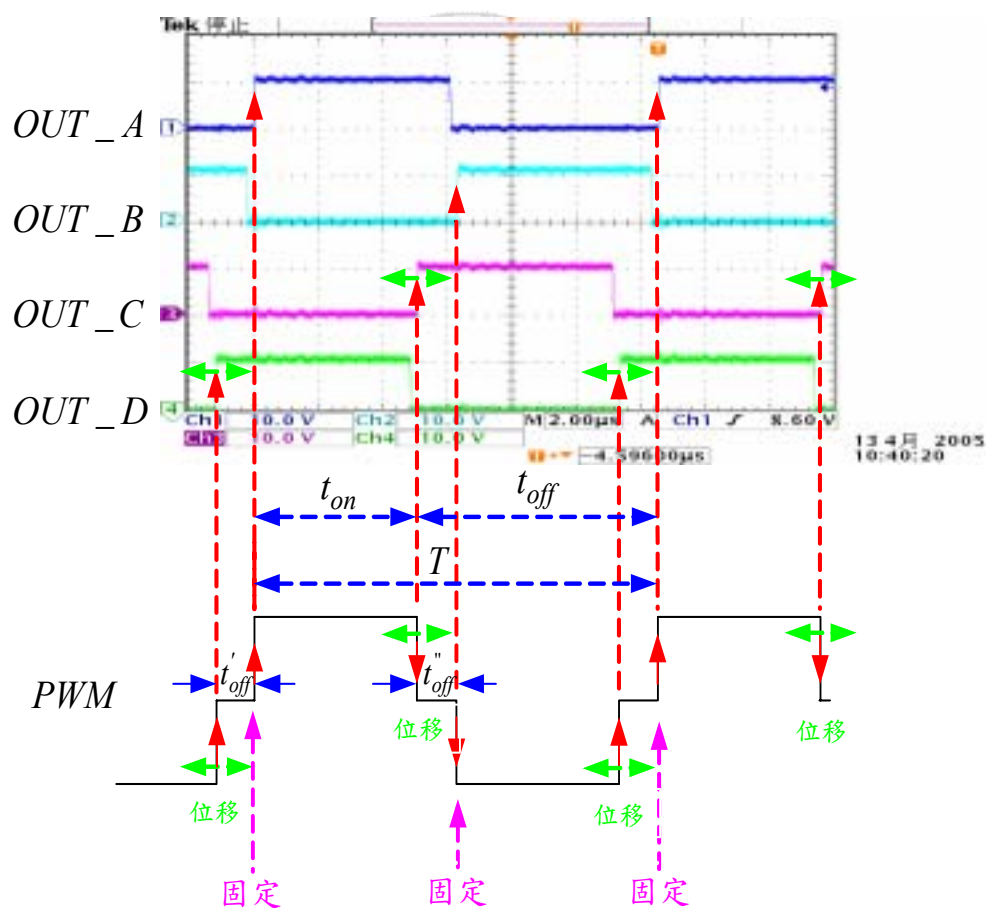


圖 2.11 UC3875 之輸出工作順序及 PWM 責任週期工作圖

如下圖 2.12 電能轉換器轉換時序區間波形圖及圖 2.13(a)~(g)

模式圖所示。

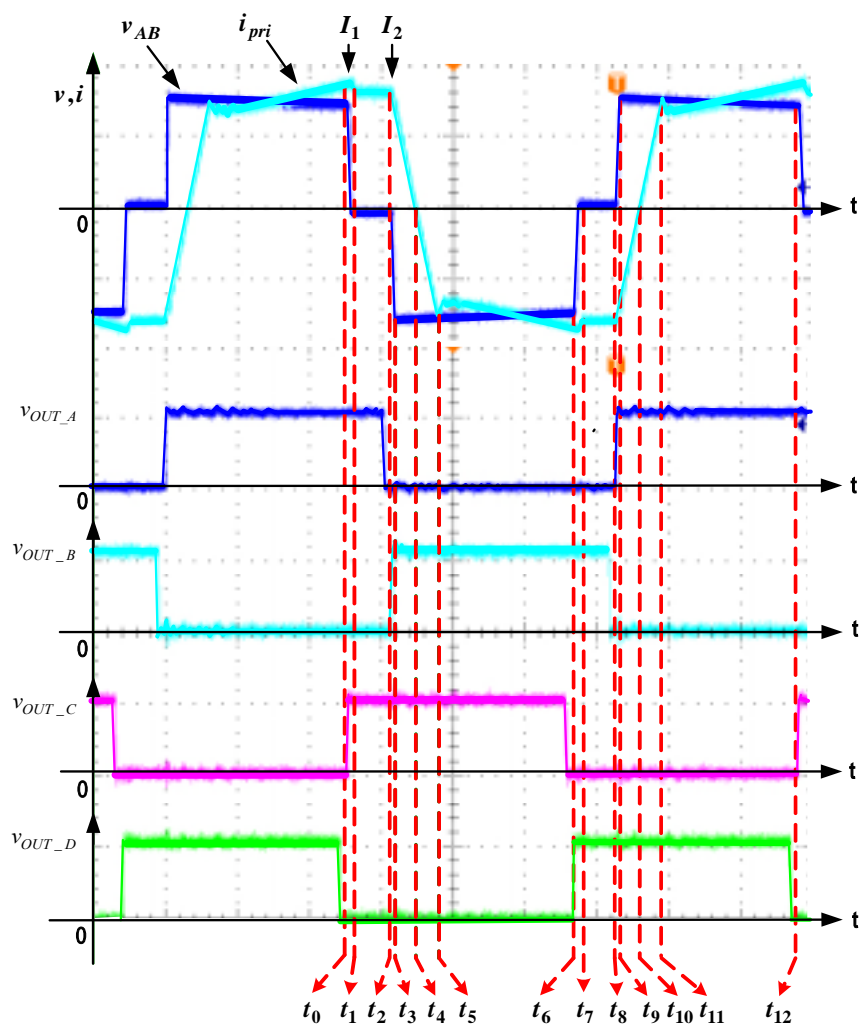


圖 2.12 電能轉換器轉換時序區間波形圖

#### A. 模式 0 [ $t \leq t_0$ ]

如下圖 2.13(a)，在  $t \leq t_0$  時段， $Q_A^+$  和  $Q_B^-$  導通。變壓器初級電流  $i_{pri}$  由電源正端流經  $Q_A^+$ 、 $C_b$ 、變壓器初級圈、 $L_r$  及  $Q_B^-$  而回到電源負端。同時，變壓器次級  $D1$  導通， $D2$  截止，初級能量轉換次級並向負載供

電。

### B. 模式 1 [ $t = t_0$ ]

如下圖 2.13(b)，在  $t = t_0$  瞬間  $Q_B^-$  截止，初級電流  $i_{pri}$  從  $Q_B^-$  中轉移到上臂的  $C_{rA}^-$  和  $C_{rB}^-$  支路中  $C_{rB}^-$  充電，同時  $C_{rA}^-$  被放電。再這時段裡，諧振電感  $L_r$  和輸出濾波電感  $L_{o1}$ 、 $L_{o2}$  是串聯的，而且  $L_{o1}$ 、 $L_{o2}$  很大，可以看成  $i_{pri}$  近似不變，類似於定電流源。電容  $C_{rB}^-$  的電壓從零開始線性上升，電容  $C_{rA}^-$  的電壓從  $V_{in\_dc}$  開始線性下降，因此  $Q_B^-$  是零電壓截止。 $i_{pri}$  和  $v_{C_{rB}^-}(t)$  的關係式分別為：

$$i_{pri}(t) = I_{pri}(t_0) \cong I_1 \dots\dots\dots (2.1)$$

$$v_{C_{rB}^-}(t) = v_{in\_dc} - \frac{I_1}{2 \times C_{lead}} \times (t - t_0) \dots\dots\dots (2.2)$$

在  $t = t_1$  時刻， $C_{rA}^-$  的電壓下降到零， $Q_A^-$  的箝制二極體  $D_A^-$  自然導通，開關模式 1 結束。該模式的時間為：

$$t_{01} = 2 \times C_{lead} \times \frac{V_{in}}{I_1} \dots\dots\dots (2.3)$$

### C. 模式 2 [ $t_1 \leq t < t_2$ ]

如下圖 2.13(c)， $D_A^-$  導通後，將  $Q_A^-$  的電壓箝制在零電位，此時  $Q_A^-$  導通，則  $Q_A^-$  是零電壓導通。雖然此時  $Q_A^-$  被導通，但是  $Q_A^-$  並沒有電流流過，初級電流由  $D_A^-$  流通。 $Q_A^-$  和  $Q_A^+$  驅動訊號之間的死區  $t_d(lead) > t_{01}$ ，即在這段的時間裡，初級電流等於反射回到初級的濾波器電感電流；即

$$i_{pri}(t) = \frac{i_{Lf}(t)}{n} \dots\dots\dots (2.4)$$

其中， $n$  為變壓器初級與次級之圈數比

在  $t=t_2$  時刻，初級電流下降到  $I_2$ 。

D. 模式 3 [ $t_2 \leq t < t_3$ ]，參考圖 2.13(d)

在  $t=t_2$  時刻， $Q_B^-$  截止，初級電流  $i_{pri}$  轉移到  $C_{rA}^+$  和  $C_{rB}^+$  中，一方面抽走  $C_{rB}^+$  上的電荷，另一方面同時又給  $C_{rA}^+$  充電。由於  $C_{rA}^+$  和  $C_{rB}^+$  的存在， $Q_A^+$  的電壓是從零漸漸上升，因此  $Q_A^+$  是零電壓截止。此時  $v_{AB} = -v_{C_{rB}^-}$ ， $v_{AB}$  的極性由零變為負，變壓器次級圈瞬間改變極性，其電動勢下為正、上為負，整流二極體  $D2$  導通，次級圈開始流過電流。由於整流二極體  $D1$  和  $D2$  處於同時導通狀態，變壓器次級圈如同短路，變壓器之初級圈與次級圈線圈兩端之電壓為零， $v_{AB}$  直接加在諧振電感  $L_r$  上，因此在這時段裡實際上諧振電感  $L_r$  和電容  $C_{rA}^-$ 、 $C_{rB}^-$  在作諧振工作。初級電流  $i_{pri}$  和電容  $C_{rA}^-$ 、 $C_{rB}^-$  的電壓分別為：

$$i_{pri}(t) = I_2 \times \cos \omega \times (t - t_2) \dots\dots\dots (2.5)$$

$$v_{C_{rB}^-}(t) = Z_{pri} \times I_2 \times \sin \omega \times (t - t_2) \dots\dots\dots (2.6)$$

$$v_{C_{rA}^-}(t) = V_{in\_dc} - Z_{pri} \times I_2 \times \sin \omega \times (t - t_2) \dots\dots\dots (2.7)$$

其中， $Z_{pri} = \sqrt{\frac{L_r}{2 \times C_{lag}}}$ ， $\omega = \frac{1}{\sqrt{2 \times L_r \times C_{lag}}}$ 。

在  $t=t_3$  瞬間， $C_{rB}^-$  的電壓上升到  $V_{in\_dc}$ ， $D_A^-$  自然導通，結束本開

關模式。其持續時間為：

$$t_{23} = \frac{1}{\omega} \times \sin^{-1} \times \frac{V_{in\_dc}}{Z_{pri} \times I_2} \dots\dots\dots (2.8)$$

E. 模式 4  $[t_3 \leq t < t_4]$

如下圖 2.13(e)，在  $t = t_3$  瞬間， $D_A^-$  自然導通，將  $Q_A^-$  的電壓箝制在零電位，此時就可以使  $Q_A^-$  導通， $Q_A^-$  是零電壓導通。 $Q_A^-$  和  $Q_B^-$  驅動訊號之間的死區  $t_d(lag) > t_{23}$ ，即

$$t_d(lag) > \frac{1}{\omega} \times \sin^{-1} \times \frac{V_{in\_dc}}{Z_{pri} \times I_2} \dots\dots\dots (2.9)$$

雖然此時  $Q_A^-$  已經導通，但是  $Q_A^-$  不流過電流， $i_{pri}$  由  $D_A^-$  流通，諧振電感的儲能回饋給輸入電源。由於次級兩個整流二極體同時導通，因此變壓器次級電壓為零，初級電壓亦為零，電源電壓  $V_{in\_dc}$  跨在諧振電感  $L_r$  兩端，初級電流  $i_{pri}$  線性下降。

$$i_{pri}(t) = I_{pri}(t_3) - \frac{V_{in\_dc}}{L_r} (t - t_3) \dots\dots\dots (2.10)$$

$t = t_4$  時，初級電流從  $I_{pri}(t_3)$  下降到零，二極體  $D_A^-$  和  $D_B^+$  自然截止， $Q_A^-$  和  $Q_B^+$  中將流過電流。模式 4 的持續時間為：

$$t_{34} = L_r \times \frac{I_{pri}(t_3)}{V_{in\_dc}} \dots\dots\dots (2.11)$$

F. 模式 5  $[t_4 \leq t < t_5]$

如下圖 2.13(f)，在  $t = t_4$  瞬間，初級電流流經  $Q_A^-$  和  $Q_B^+$ 。由於初

級電流仍不足以提供負載電流，負載電流仍由兩個整流二極體提供迴路，因此初級圈的電壓仍然為零，跨在諧振電感兩端電壓是電源電壓  $V_{in\_dc}$ ，初級電流反向線性增加。

$$i_{pri}(t) = -\frac{V_{in\_dc}}{L_r} \times (t - t_4) \dots \dots \dots (2.12)$$

到  $t = t_5$  時，初級電流達到反射到初級的負載電流  $-I_{L_f}(t_5)/n$  值，該模式結束。此時，整流二極體  $D1$  截止， $D2$  流過全部負載電流。模式 5 的持續時間為：

$$t_{45} = \frac{L_r \times I_{L_f}(t_5) / n}{V_{in\_dc}} \dots \dots \dots (2.13)$$

G. 模式 6 [ $t_5 \leq t < t_6$ ]

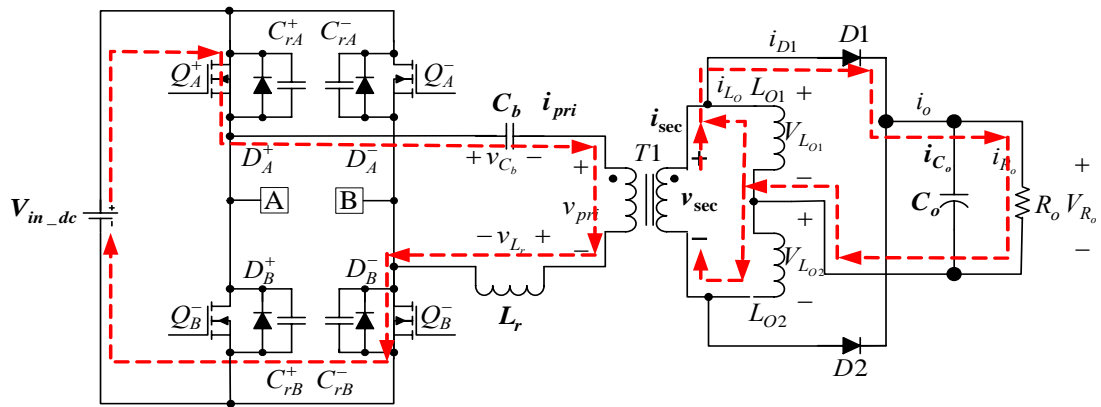
如下圖 2.13(g)，在此時段，電源供給負載，初級電流為：

$$i_{pri}(t) = -\frac{V_{in\_dc} - n \times V_o}{L_r + n^2 \times L_f} (t - t_5) \dots \dots \dots (2.14)$$

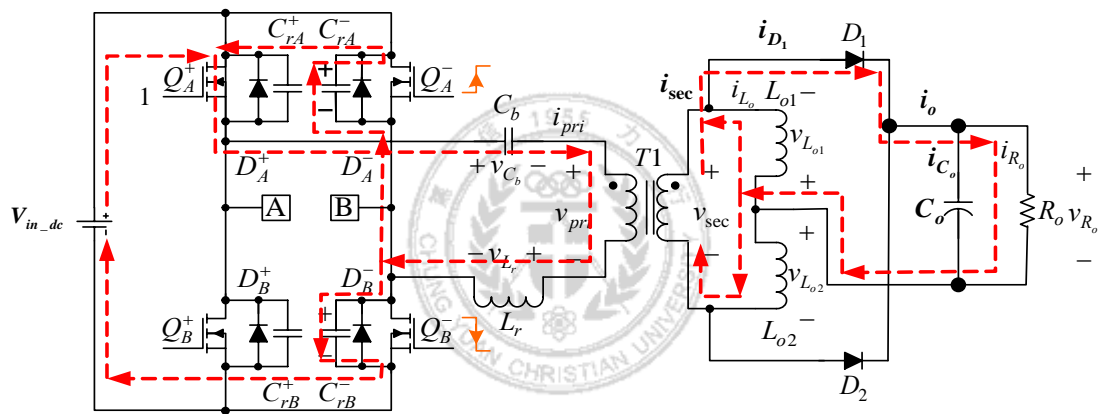
因為  $L_r \ll n^2 \times L_f$ ，式子(2.14)可簡化為：

$$i_{pri}(t) = -\frac{V_{in\_dc} / n - V_o}{n \times L_f} (t - t_5) \dots \dots \dots (2.15)$$

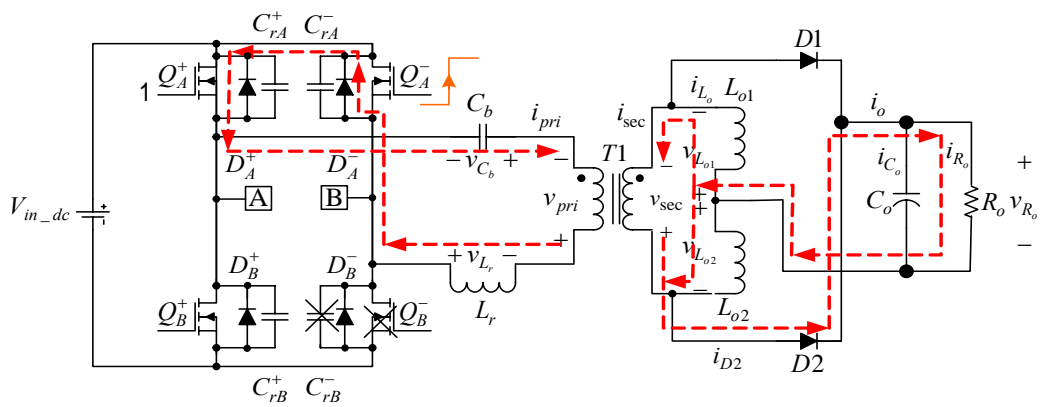
在  $t = t_6$  時， $Q_B^+$  截止，轉換器開始另一半週期的工作。



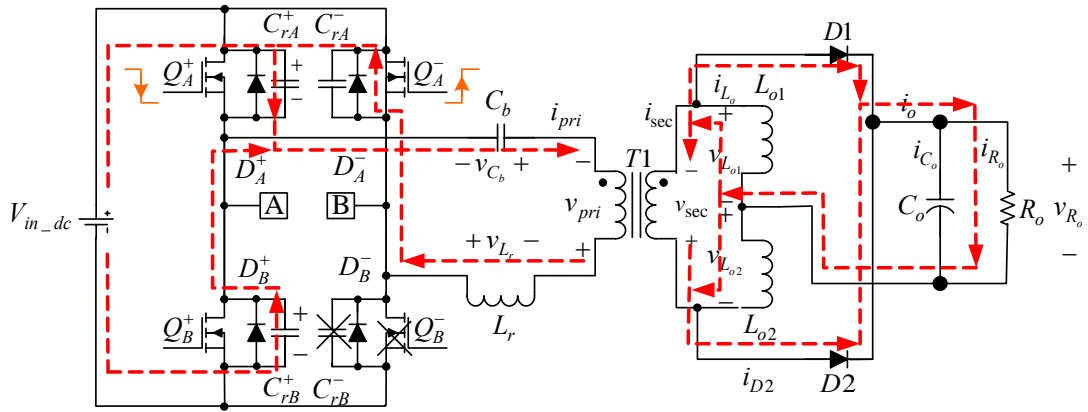
(a)模式 0



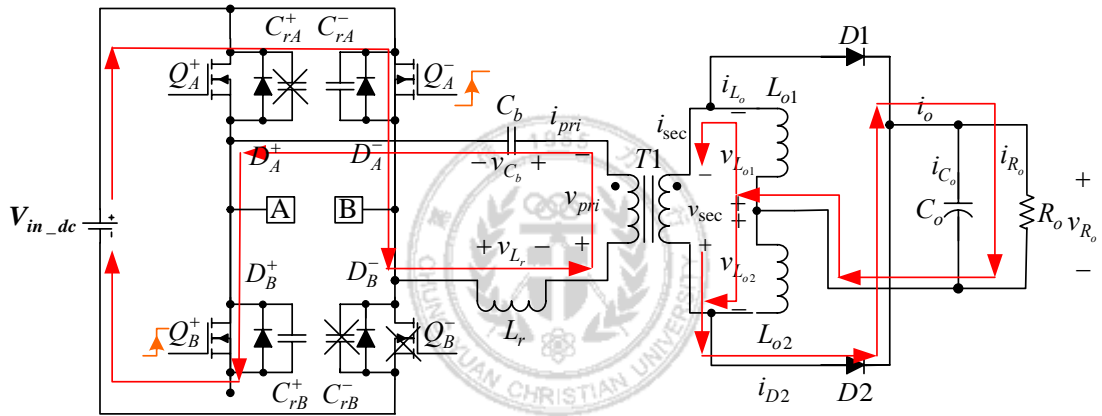
(b)模式 1



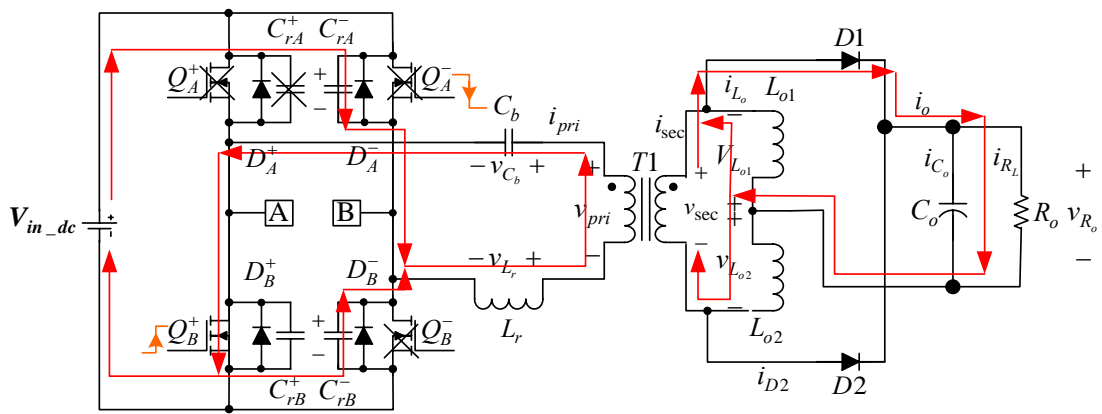
(c)模式 2



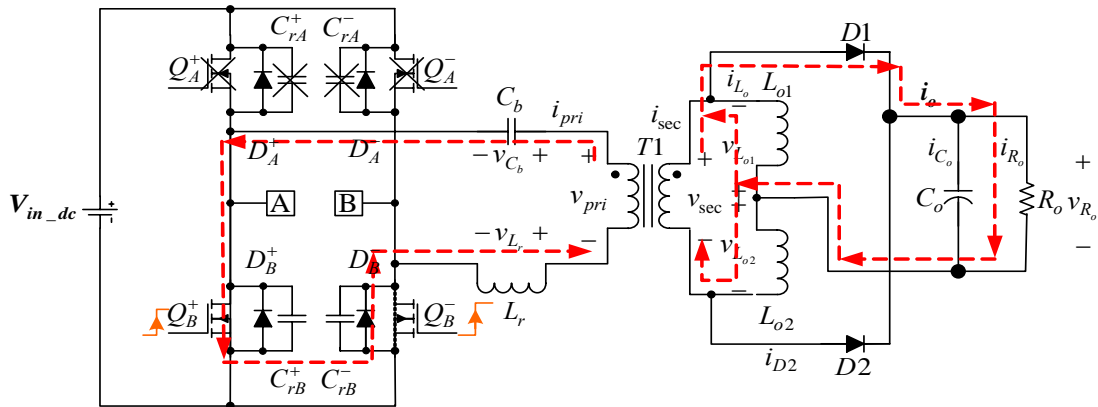
(d)模式 3



(e)模式 4



(f)模式 5



(g)模式 6

圖 2.13 電能轉換器模式圖

### 2.3.3 雙橋臂中對於實現 ZVS 的差異

#### (1) 超前橋臂

“超前橋臂”較容易實現 ZVS。理由是：在超前橋切換過程中，輸出濾波電感  $L_o$  是與諧振電感  $L_r$  串聯的，此時用來實現 ZVS 的能量是  $L_o$  和  $L_r$  中的能量。通常， $L_o$  很大，於超前橋切換過程中，其電流幾乎不變，如同一個定電流源。所以容易實現 ZVS。

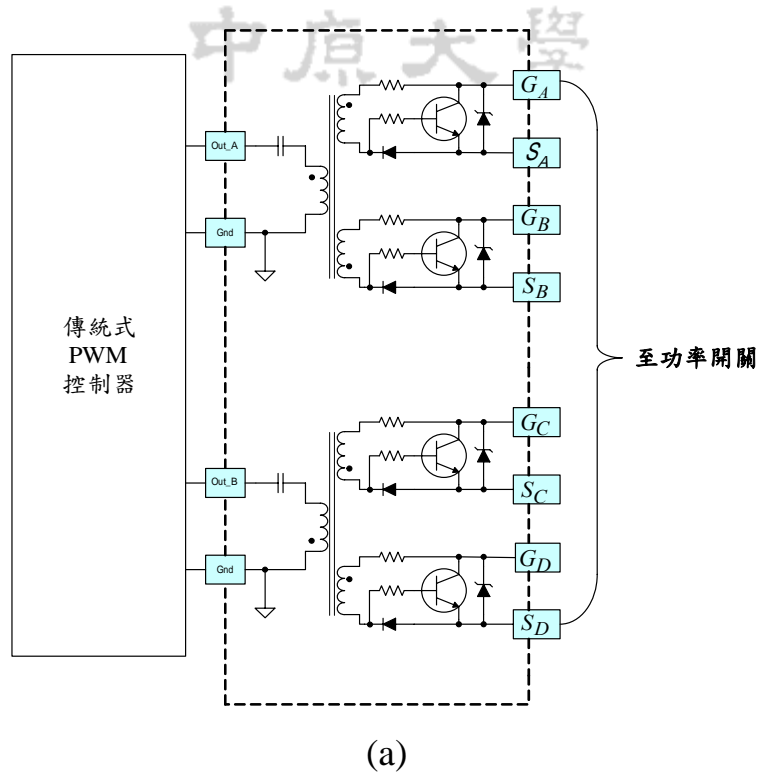
#### (2) 落後橋臂

“落後橋臂”較難實現 ZVS。理由是：在落後橋切換過程中，變壓器之次級是短路狀態，此時整個轉換器被分成兩部分，一部分是初級電流逐漸改變流通方向，其流通路徑由反射迴路轉換所提供；另外一部分是負載電流由整流橋提供續電流迴路，負載端與變壓器之初級無關。此時用來實現 ZVS 的能量只有靠諧振電感中的能量。因為輸出濾

波電感  $L_o$  與落後橋 ZVS 的實現無關，又  $L_r$  比  $L_o$  小得很多，所以與超前橋相較之下，較難實現 ZVS。總而言之，超前橋的 ZVS 會比落後橋的 ZVS 先實現。

### 2.3.4 電路實現

如下圖 2.14(a)所示為傳統式之驅動變壓器之極性， $Q_A^+$ 、 $Q_B^+$  與  $Q_A^-$ 、 $Q_B^-$  成反相；而圖 2.14(b)所示為相移式之驅動變壓器之極性， $Q_A^+$ 、 $Q_B^+$  與  $Q_A^-$ 、 $Q_B^-$  成同相。傳統式之 PWM 輸出其相位是固定的， $Q_A^+$ 、 $Q_B^-$  或  $Q_B^+$ 、 $Q_A^-$  是同時導通，但是  $Q_A^+$ 、 $Q_A^-$  或  $Q_B^+$ 、 $Q_B^-$  是不能同時導通的；而相移式之 PWM 輸出其相位是變動的，其導通與不導通是依據相位移之 PWM 時序而定。所以兩種驅動變壓器之極性是不相同的。



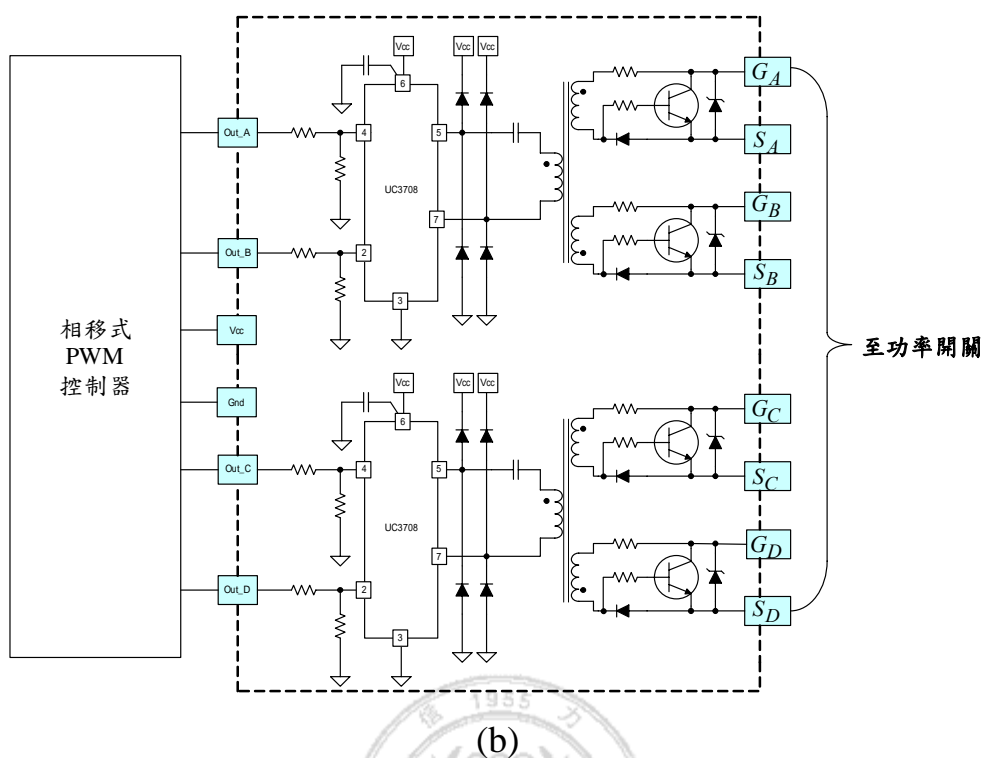


圖 2.14 驅動變壓器極性(a)傳統式與(b)相移式之比較圖

## (2) 設計考量與工作原理

一個理想的開驅動電路，必須對高壓功率金屬氧化物半導體電場效應電晶體(簡稱：金-氧-半-場效電晶體，MOSFET)在導通與截止的瞬間，能夠抑制尖銳波的能力。橋式電路中需要使用驅動變壓器，將高壓側的功率級(Power Stage)與低壓側的小訊號隔離，主要是高壓操作安全及雜訊隔離的考量，而不採用直接驅動。為了高頻快速操作下推動 Power MOSFET，需要閘、源極之間電荷累積的吸收電路，使操作的速度能夠更快且可以保護功率晶體的毀損。因變壓器的漏電感會造成電流脈衝能量( $L \frac{di}{dt}$ )現象，所以在變壓器的輸入側加入箝制減

震電路，以吸收尖銳波震鈴並作波形整形及能量回送到電源側工作。

訊號傳送方式是：UC3875 控制器之四組輸出訊號分別送到 UC3708 之驅動器輸入端，經過訊號放大後再經脈衝變壓器驅動功率晶體[37]。

如下圖 2.15 所示 UC3708 驅動器，此顆積體電路(IC)分為 16 Pin 及 8 Pin 兩種，本論文採用 8 Pin，是個雙非反相功率驅動器，其內部有 3 安培的峯值圖騰輸出，操作時間快，上升與下降時間約  $25nS$ ，適合於高頻切換及較大 Power MOSFET 之驅動。

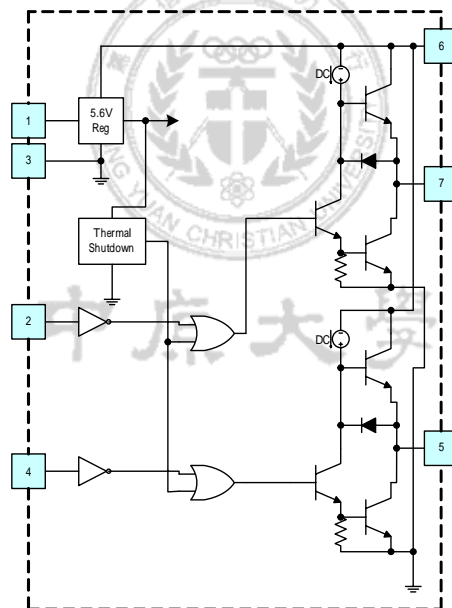


圖 2.15 UC3708 驅動器圖

如下圖 2.16 所示為 UC3875 控制電路架構

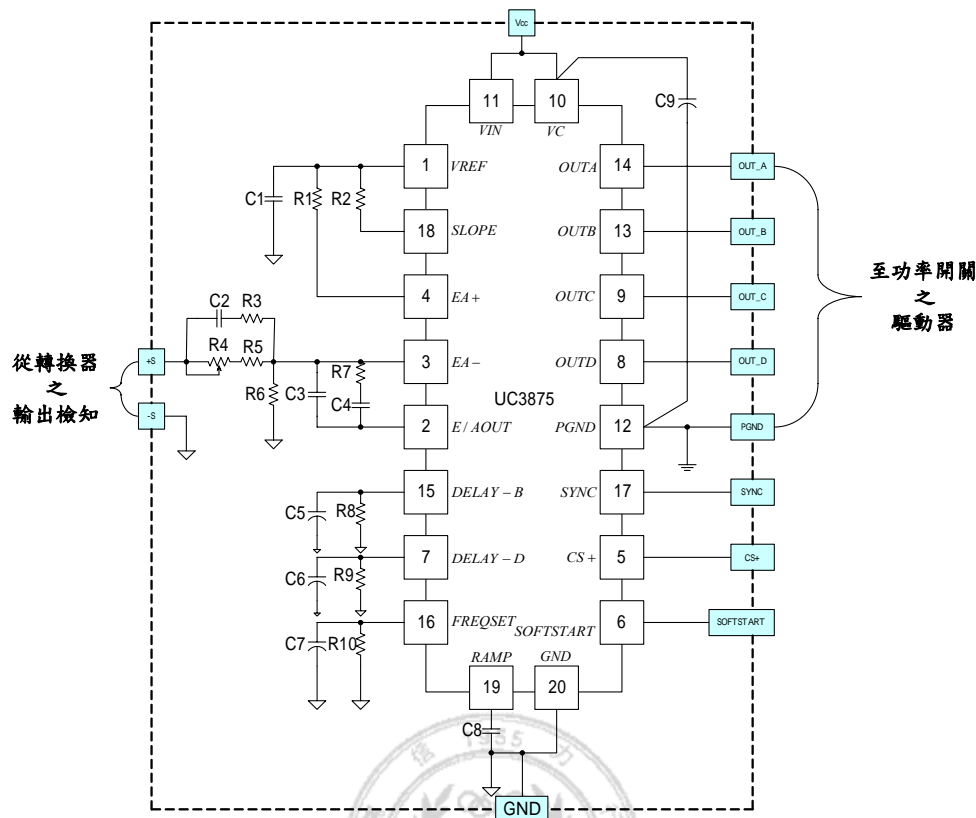


圖 2.16 UC3875 控制電路架構圖

如下圖 2.17 所示 UC3875 控制器內部電路圖，它可以從 0 到 100% 的工作責任週期(Duty cycle)控制、可程式化的開機延時輸出、與電壓或電流模式架構相容、實際操作頻率可高達  $1\text{MHz}$ 、有四組圖騰裝置、每組可流過  $2\text{A}$ 、有操作頻率高達  $10\text{MHz}$  的誤差放大器、低電壓鎖定裝置、低啟動電流( $150\mu\text{A}$ )、軟啟動控制、利用全週期重新啟動的過電流鎖定比較器。

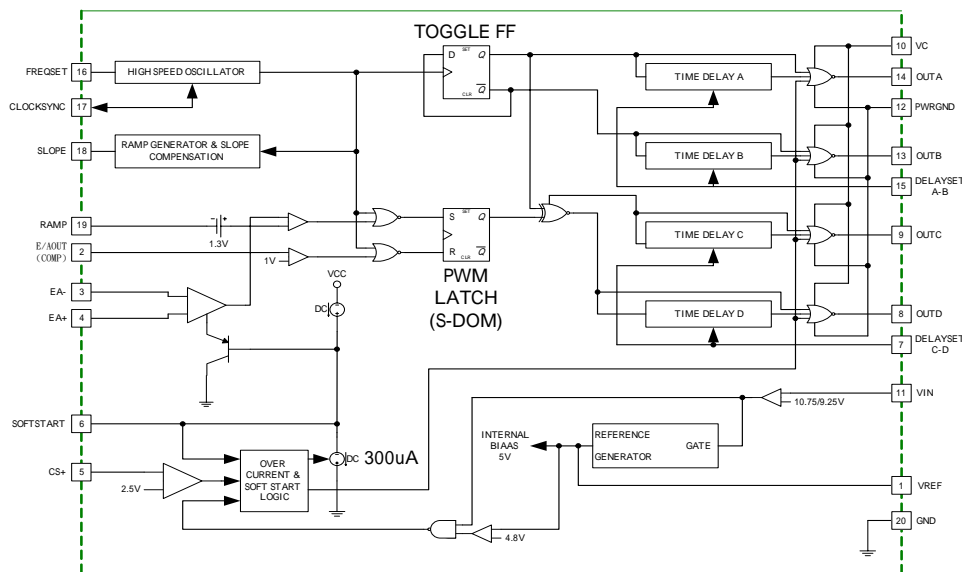


圖 2.17 UC3875 控制器之內部圖

如下圖 2.18 為過電壓保護電路架構。過電壓保護(Over-Voltage Protection, OVP)是利用檢知轉換器之輸出直流電壓回來與比較器的反相輸入端之參考電壓作比較，其結果再經由反相放大器送到 UC3875 的 SOFTSTART 端。平常轉換器之輸出為常態電壓時，此 SOFTSTART 端並不受超壓保護電路之影響，當輸出端(不管是內部或外部所產生)電壓發生突波電壓時，則過電壓電路產生作用，將 SOFTSTART 端電壓拉到地(零電位)終止輸出。但是為了避免多次重覆性之變化，乃特別設計窗型比較器(Window Comparator)之迴路(由 D1、R3 負責該任務)，使輸出完全被鎖定在零電壓。若要輸出，則必須重新開機才可以恢復正常輸出。其保護的目的是在於保護負載裝備。



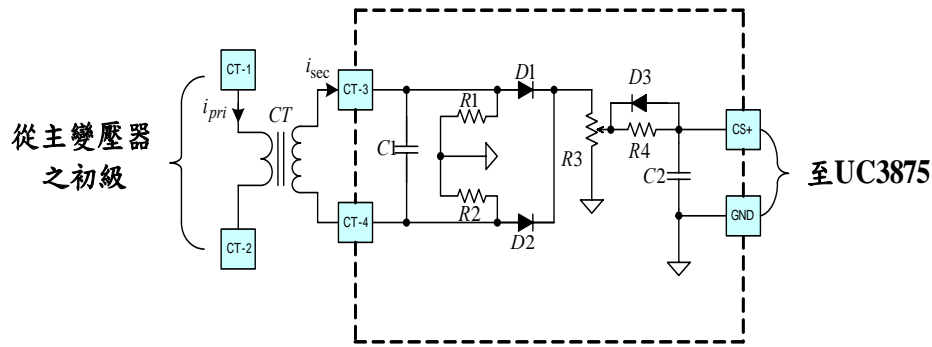


圖 2.19 過電流保護電路架構圖

如下圖 2.20 為輸出低電壓偵測與本機異常回報電路架構。輸出低電壓偵測與本機異常回報，是利用檢知輸出直流電壓回來與窗型比較器之非反相輸入端之電壓作比較，其輸出經由同相位放大器再送到驅動器作電流放大，控制繼電器之輸出接點訊號。當輸出為常態電壓時，則繼電器被激勵導通，此時微控器與燈號顯示器指示正常；當輸出直流電壓低於下限電壓之設定值時，則繼電器解激勵而使接點跳脫回到原點，此時微控器與燈號顯示器指示異常。

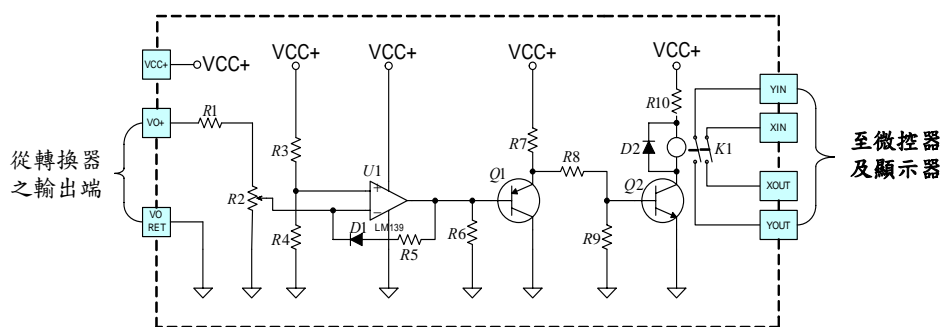


圖 2.20 輸出低電壓偵測與本機異常回報電路架構圖

如下圖 2.21 為輸出軟式啟動電路架構。UC3875 控制器第 6 腳 (SOFTSTART) 內部為一個  $9\mu A$  定電流源，只要在該 Pin 腳接一個電容

[illegible]

39

平常外加電壓訊號關閉(OFF)時，控制器之相移處在關閉狀態，輸出電壓為零；而當外加電壓訊號開啟(ON)時，控制器之相移發生作用，脈波張開，輸出電壓建立。

有線遙控輸出之優點是：

- A. 由於主要電源處於運轉中，隨時待機(Standby Power)狀態，當系統緊急用電時不必每次開機重新暖機(Warm-Up)一段時間穩定後才可開始正式使用。
- B. 隨時可以控制轉換器之輸出或不輸出。
- C. 由於每次有線遙控開啟時都會透過緩輸出功能，所以對元件的應力較佳、壽命延長。
- D. 在系統遠端即可操控，較為方便。
- E. 有線遙控訊號的迴路是獨立的，不必與控制器之地相聯。

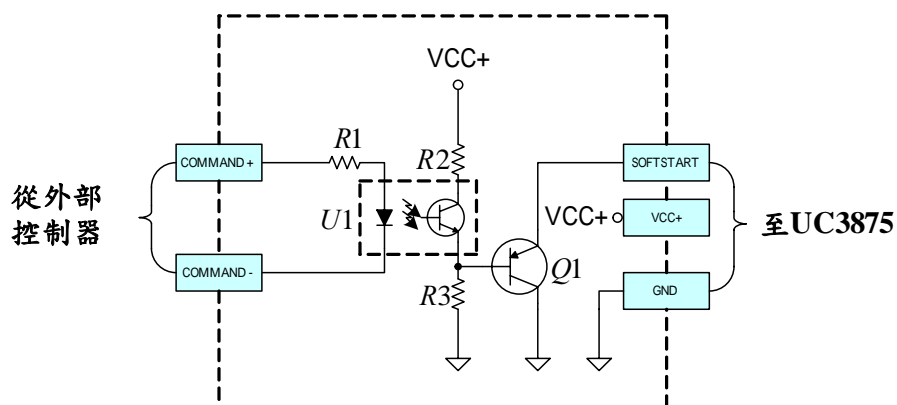


圖 2.22 有線遙控輸出電路架構圖

如下圖 2.23(a)、(b)為倍流整流濾波兩種連接方式。

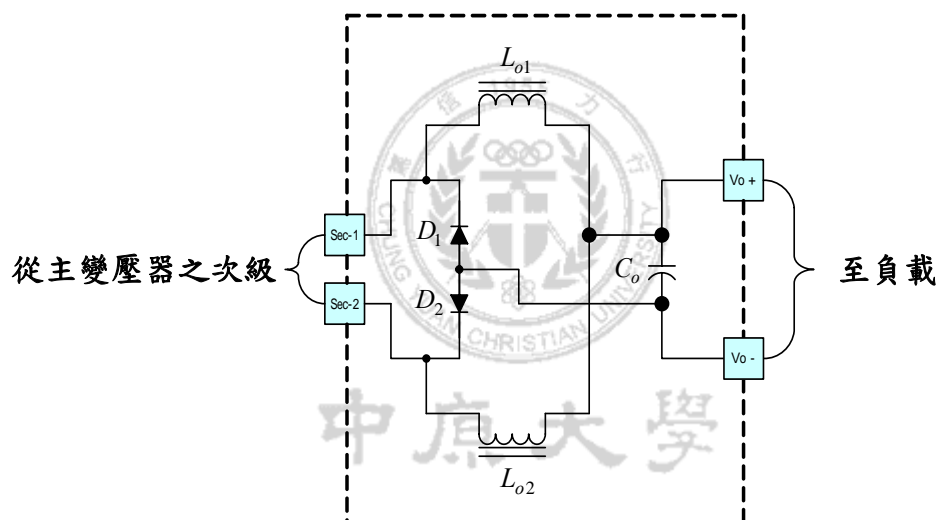
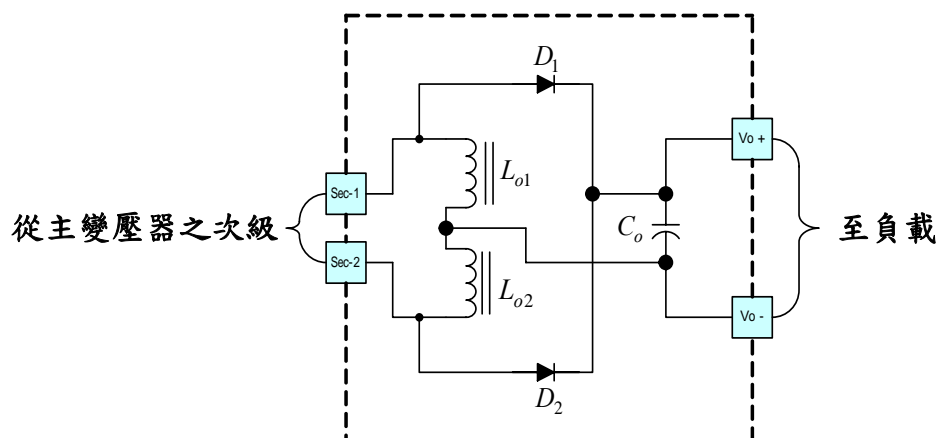
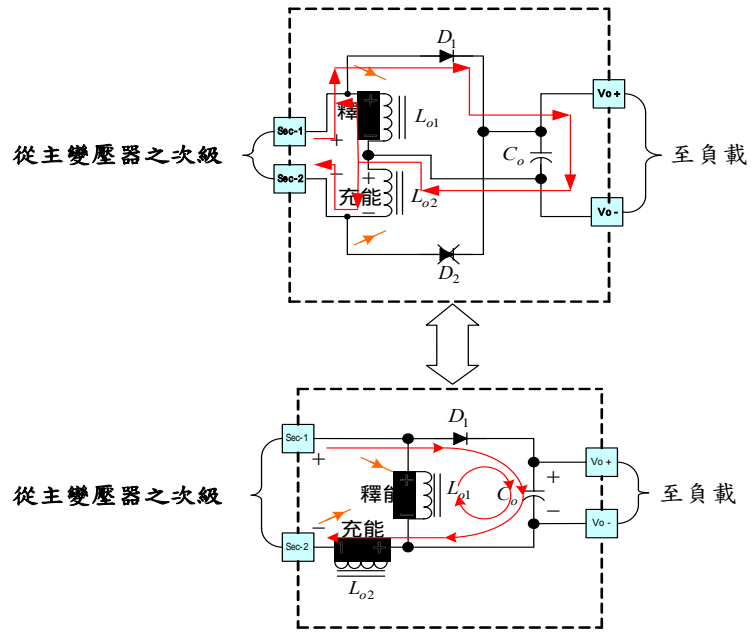


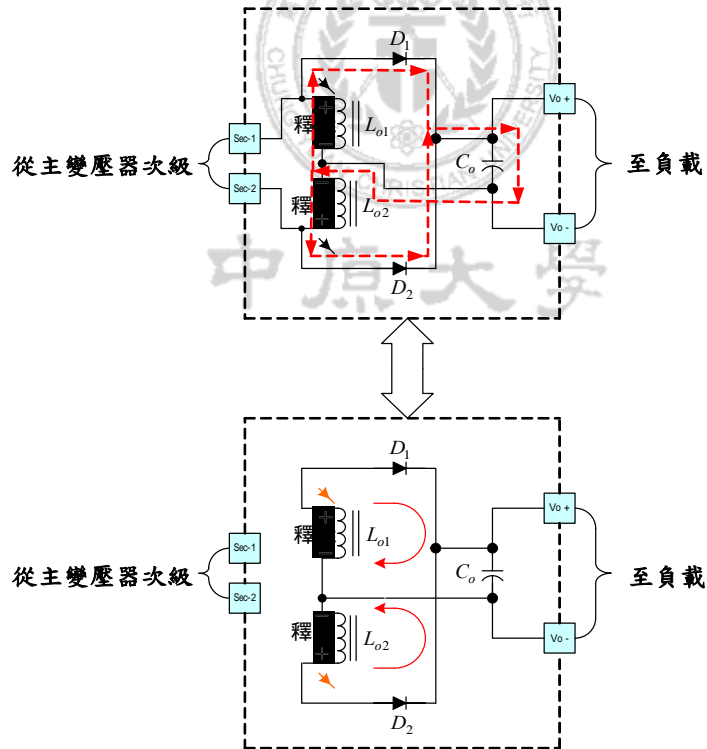
圖 2.23 倍流整流濾波兩種連接方式

如下圖 2.24 所示為不同操作模式下之等效電路圖，當  $D_1$  導通時， $L_{o1}$  之電流為線性下降，而流過  $L_{o2}$  之電流為線性上升。由於一個上升，另一個下降，則此時漣波會較小。當在死區時， $D_1$ 、 $D_2$  皆 ON。

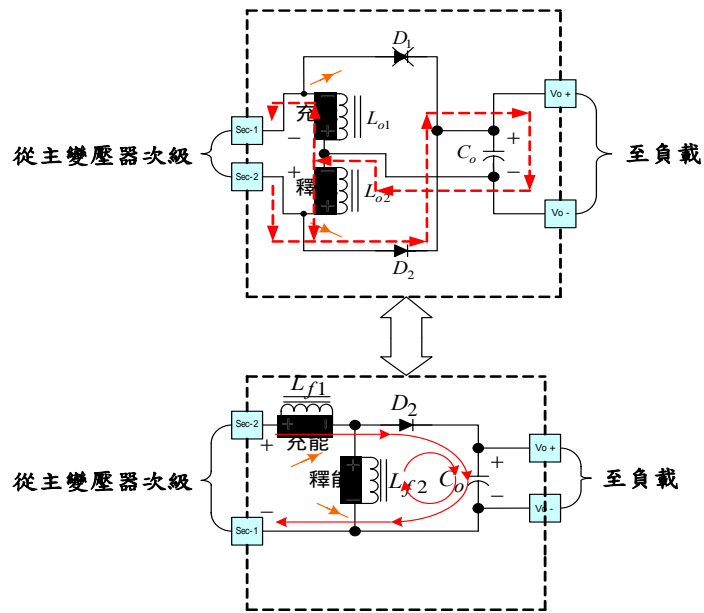
A. 模式 1：



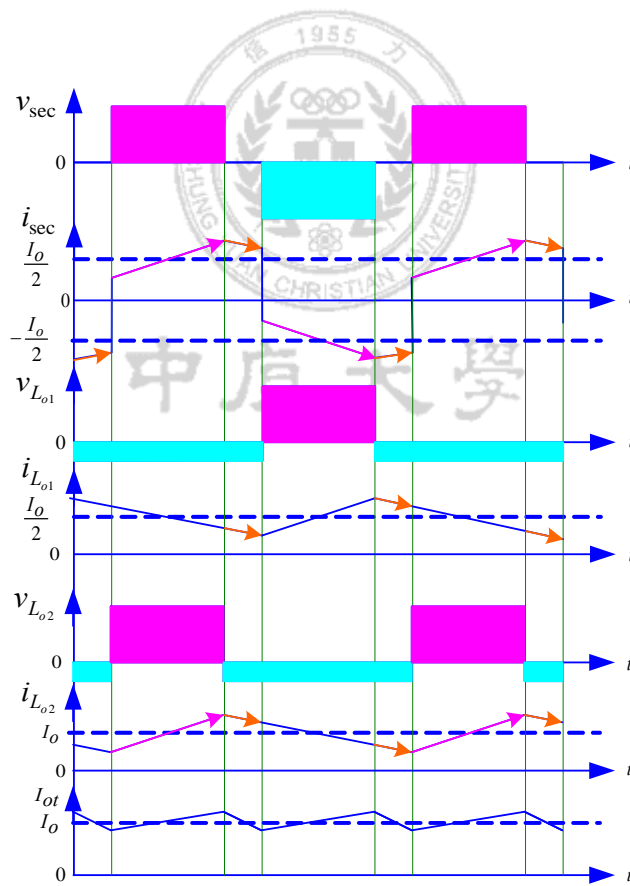
(a) 模式 1 等效電路圖



(b) 模式 2 等效電路圖



(c) 模式 3 等效電路圖



(d)

圖 2.24 不同模式電路及波形圖

倍流整流器具有以下之優點：

- A. 變壓器二次側可免中間抽頭，構造簡單。
- B. 由於變壓器二次側的繞組只流過直流輸出電流的一半而已，所以線徑可比全波架構小。
- C. 由於每一個濾波電感器只流過直流輸出電流的一半而已，所以線徑可比全波架構小。
- D. 使用倍流整流的方式，包括責任週期在內，並不改變初級側的運作。
- E. 整流二極體及輸出電容器的應力與全波架構是完全相同的。
- F. 在共同輸出電容器上，其漣波電流互相抵消。
- G. 另外，由於變壓器中心抽頭方式的濾波電感，其操作頻率為切換頻率的兩倍；而倍流整流器的電感只有一倍，其鐵損較低，故在低壓大電流上會比較好。

倍流整流器之缺點：轉換器開機瞬間，其輸出會產生過電壓 (Overshoot) 現象。若配合開機緩輸出，則可改善之。

其濾波電感  $L_o$  與輸出濾波器之電流漣波變化量  $\Delta I_r$  之關係式為：

$$L_o = \frac{(2 - D_u) \times V_o}{2 \times f_{sw} \times \Delta I_r} \dots\dots\dots (2.28)$$

輸出電流漣波可表示為：

$$\Delta I_r = \frac{(1-D_u) \times V_o}{f_{sw} \times L_o} \dots\dots\dots (2.29)$$

在濾波效果的平衡點上，若是電感選大時，則電容就要小；相反來說，若是電感選小時，則電容就要大。這完全要看庫房物料而作適當調整。濾波電容的大小，是針對輸出電壓穩定性及保持性之目的而選定。由於輸出電壓漣波之大小，與輸出電容之等效串聯電阻(ESR)成正比，所以高容量的電解電容與低等效串聯電阻的陶瓷電容並聯，其效果很好。輸出電容值關係式為：

$$C_o = \frac{\Delta I_r}{\Delta V_r} \left( \frac{1}{8 \times f_{sw}} + R_{esr} \right) \dots\dots\dots (2.30)$$

其中， $\Delta I_r$ ：輸出電流漣波， $\Delta V_r$ ：輸出電壓漣波， $R_{esr}$ ：電容之等效串聯電阻。

中原大學

## 第三章 電路設計程序與實例

### 3.1 前言

以下針對本模組系統規格需求實例設計，從決定電路架構到各元件值之計算與選用皆有適當說明。至於磁性元件方面的繞製也有方法可供參考，而量測方面可以使用 HP-4194A 阻抗分析儀或其他類型儀器進行量測。

### 3.2 功因修正器設計與製作

#### 3.2.1 功率級電路設計

A. 最大輸出功率 ( $P_{o(dc\_max)}$ )， $W$

$$P_{o(dc\_max)} = V_{o(dc\_max)} \times I_{o(dc\_max)} \dots\dots\dots (3.1)$$

B. 輸入電壓範圍 ( $\Delta v_{in\_ac}$ )， $V_{rms}$

$$\Delta v_{in(ac)} = v_{in(ac\_normal)} \times (1 \pm 10\%) \dots\dots\dots (3.2)$$

C. 線電壓頻率範圍 ( $\Delta f$ )， $Hz$

$$\Delta f = f_{(normal)} \times (1 \pm 5\%) \dots\dots\dots (3.3)$$

#### 3.2.2 決定升壓電感

$$I_{line(pk)} = \frac{\sqrt{2} \times P_{o(dc)}}{V_{in(dc\_min)}} \dots\dots\dots (3.4)$$

其中  $I_{line(pk)}$  為轉換器的輸入線電流峯值； $P_{o(dc)}$  為直流輸出功率；

$V_{in(dc\_min)}$  為最小直流輸入電壓。

$$D_u = \frac{V_{o\_dc} - V_{in\_dc}}{V_{o\_dc}} \dots\dots\dots (3.5)$$

其中  $D_u$  為工作責任週期。

$$L_f = \frac{V_{in} \times D_u}{f_{sw} \times \Delta I_r} \dots\dots\dots (3.6)$$

其中  $L_f$  為升壓電感； $f_{sw}$  為轉換器之切換頻率； $\Delta I_r$  為電流漣波峯對峯值。

### 3.2.3 決定輸出電容值

$$C_o = \frac{2 \times P_{o(dc)} \times \Delta t_c}{V_o^2 - V_{o(min)}^2} \dots\dots\dots (3.7)$$

其中  $C_o$  為輸出電容； $\Delta t_c$  為釋放能量維持時間。

### 3.2.4 決定功率開關與二極體

功率開關的額定電流，以升壓電感上的最大峯值電流的 1.5 倍以上，額定電壓為輸出電壓的 1.5 倍以上，導通電阻( $R_{ds\_on}$ )愈小愈佳。

二極體之額定電流與電壓同功率開關，二極體之速度響應愈快愈佳。

### 3.2.5 功因修正器控制電路設計

如下圖 3.1 所示為峯值電流限制電路，當輸入電流瞬間值超過預設的最大電流時，電路會自動保護。

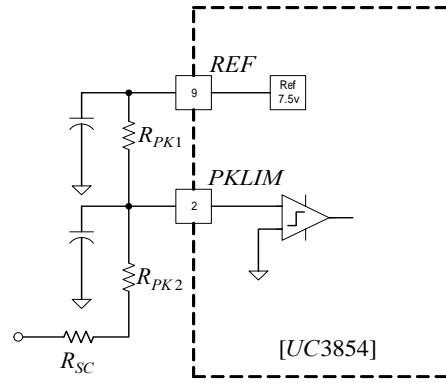


圖 3.1 峯值電流限制電路圖

公式如下：

$$R_{pk2} = \frac{V_{R_{sc}} \times R_{pk1}}{V_{ref}} \dots\dots\dots (3.8)$$

其中  $V_{ref}$  為參考電壓 7.5V， $V_{R_{sc}}$  為電流檢知電阻兩端的電壓。

乘法器主要功能為輸出電壓訊號和整流後之電壓的訊號處理，其輸出作為電流迴路的控制命令，藉以得到相當高的功因。關係式如下：

$$I_{mo} = \frac{K_m \times I_{ac} \times (V_{vea} - 1)}{V_{ff}^2} \dots\dots\dots (3.9)$$

其中  $I_{mo}$  為乘法器輸出之電流參考訊號； $I_{ac}$  為輸入電流； $V_{vea}$  為電壓放大器之輸出電壓誤差訊號； $V_{ff}$  為前饋電壓(feed-forward voltage)； $K_m$  為常數。

功率開關之切換頻率係由 IC 內部振盪器配合外設電阻( $R_{set}$ )及電容  $C_t$  來決定，公式如下：

$$C_t = \frac{1.25}{R_{set} \cdot f_{sw}}$$

$$f_{sw} = \frac{1.25}{R_{set} \times C_t} \dots\dots\dots (3.10)$$

其中  $f_{sw}$  為切換頻率。

在升壓型轉換器中，主電路之升壓電感與電流檢知電阻如同低通濾波器，其轉移函數為：

$$\frac{V_{R_{sc}}}{V_{cea}} = \frac{V_{out} \times R_{sc}}{V_s \times sL} \dots\dots\dots (3.11)$$

其中  $V_{R_{sc}}$  為電流檢知電阻兩端之電壓； $V_s$  為振盪器鋸齒波之峯值電壓； $sL$  則為轉換器電感阻抗。電流迴路的交叉頻率( $f_{ci}$ )與電流誤差放大器增益( $\frac{R_{cz}}{R_{Rci}}$ )之關係式為：

$$f_{ci} = \frac{V_{out} \times R_{sc} \times R_{cz}}{2 \times \pi \times L \times V_s \times R_{ci}} \dots\dots\dots (3.12)$$

電壓迴路補償之目的是為了使系統迴路更為穩定，並用來降低輸入電流失真，濾除輸出電容二次諧振波成份。如下圖 3.2 所示

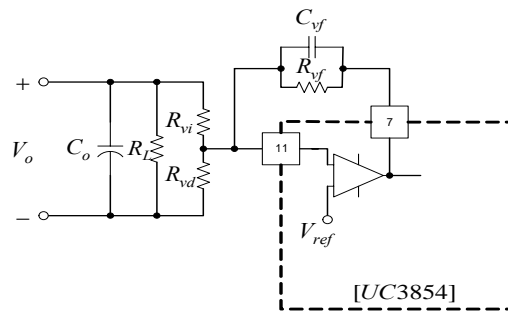


圖 3.2 電壓誤差放大器回授補償圖

此電壓誤差放大器之輸出漣波峯值電壓( $V_{opk}$ )為：

$$V_{opk} = \frac{P_{in}}{2 \times \pi \times f_r \times C_o \times V_o} \dots\dots\dots (3.13)$$

其中  $f_r$  為漣波電壓之頻率。

而電壓回授電容  $C_{vf}$  為：

$$C_{vf} = \frac{1}{2 \times \pi \times R_{vi} \times G_{va}} \dots\dots\dots (3.14)$$

其中  $R_{vi}$  為分壓電阻； $G_{va}$  為電壓誤差放大器增益。分壓電阻  $R_{vd}$  為：

$$R_{vd} = \frac{R_{vi} \times V_{ref}}{V_o \times V_{ref}} \dots\dots\dots (3.15)$$

而電壓回授電阻  $R_{vf}$  為：

$$R_{vf} = \frac{1}{2 \times \pi \times f_{vi} \times C_{vf}} \dots\dots\dots (3.16)$$

### 3.3 相移式零電壓全橋電能轉換器設計

已知  $V_{in} = 380 \sim 400V_{dc}$ ， $V_{out} = 55V$ ， $P_{out} = 1.1kW$ ， $f_{sw} = 80kHz$ 。

- A. 由模組最大功率輸出及溫升造成的損耗，以決定磁性元件的大小。
- B. 由模組的工作頻率以決定功率元件的選用（包括磁性元件、切換開關）[39-41]。
- C. 由電路架構決定工作責任週期（Duty-Cycle）的大小。
- D. 環境溫度之變化。
- E. 震動應力。
- F. 電磁干擾防制（EMI）問題[29, 39]。

以下提供功率變壓器之設計實例，其電氣規格如下：

(A) 輸入電壓  $V_{in\_dc} = 280V_{dc} \sim 400V_{dc}$

(B)  $V_{o\_dc} = 55V_{dc} \pm 2\%$

(C)  $I_{out}(full\_load) = 20A$

(D) 工作頻率： $f_{sw} = 80kHz$

(E) 變壓器之溫度上升變化： $\Delta T_r = 30^\circ C$

(F) 最大磁通密度： $B_{max} = 0.28T (= 280mT = 2,800G)$

步驟 1. 決定最大工作週期：

以相移零電壓之架構，設定為  $D_{u\_max} = 40\%$ ，(一般相移零電壓全橋架構取  $D_{u\_max} = 40 \sim 42\%$ )。參考圖 3.3

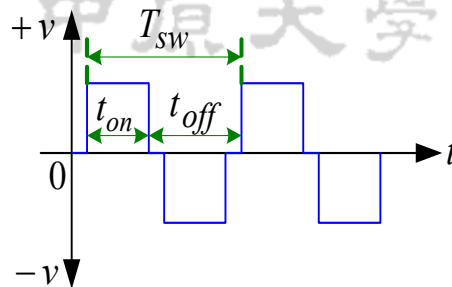


圖 3.3 Duty 定義波形

步驟 2. 決定變壓器之圈數比：

由公式

$$n = \frac{V_{in\_dc}(\min) \times D_{u\_max}}{V_{out\_dc}} = \frac{N_{pri}}{N_{sec1}} \dots\dots\dots (3.17)$$

得

$$n = \frac{280 \times 0.4}{55} = 2.036, (\text{取整數 } 2)。$$

步驟 2. 檢查  $D_u$  計算值是否符合  $\leq D_{u\_max}$  設計值？

將  $n=2$  代入(2.16)式

得

$$D_{u\_max} = \frac{n \times V_{o\_dc}}{V_{in\_dc(min)}} = \frac{2 \times 55}{280} = 0.393 \leq 0.4 \quad (\text{符合})$$

步驟 3. 決定變壓器之鐵心：

A. 廠家：Philips Components

B. 材質：Ferrite 3C85，在  $100^\circ\text{C}$  時， $B_{sat} = 0.33\text{T}$  ( $= 330\text{mT} = 3,300\text{G}$ )

C. 形狀：EE 型

步驟 4. 決定最大磁通密度：

如下圖 3.4 全橋式電能轉換器 B-H 磁滯曲線工作區範圍所示，

取  $B_{max} = \frac{B_{sat}}{2} = 0.14\text{T}$  ( $= 140\text{mT} = 1,400\text{G}$ )，(保證不飽和)

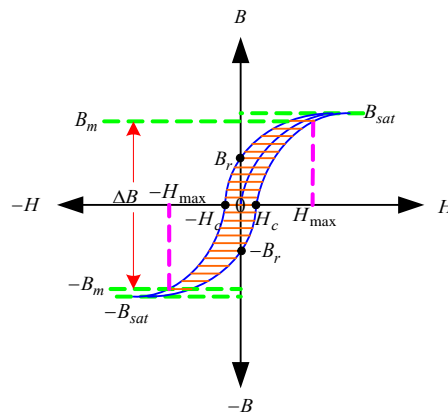


圖 3.4 全橋式電能轉換器 B-H 磁滯曲線工作區範圍

步驟 5. 決定變壓器之鐵心大小：

由公式

$$A_{pwr} = W_a \times A_{eff} > \frac{P_{tot} \times 10^4}{2 \times \Delta B \times f_{sw} \times J \times K_u} \dots\dots\dots (3.18)$$

其中

$A_{pwr}$ ：功率面積,  $cm^4$

$W_a$ ：線軸之窗口面積,  $cm^2$

$A_{eff}$ ：變壓器鐵心之磁通有效面積,  $cm^2$

$P_{tot}$ ：轉換器之總功率,  $W$

$\Delta B$ ：磁通變化率,  $T$

$f_{sw}$ ：工作頻率,  $Hz$

$J$ ：電流密度,  $Cir\text{-}mils/A$

$K_u$ ：繞線因數

得

$$A_{pwr} > \frac{\left(1100 + \frac{1100}{0.9}\right) \times 10^4}{2 \times 0.28 \times 80 \times 10^3 \times 400 \times 0.3} = 4.319 (cm^4)$$

為了安全起見，一般選用 2 倍的  $A_{Pwr}$  計算值。由 Philips Components 鐵心資料得知，選用型號：EE55/28/21，實際值為  $8.8cm^4 \geq$  計算值，符合需求。

其中  $J$  值以高頻切換式轉換器而言，一般取  $300 \sim 500 \text{ Cir} - \text{mils} / A$

步驟 7. 決定變壓器之初級圈數：

由公式

$$N_{pri} = \frac{\frac{1}{2} \times D_{\max} \times T_{sw} \times V_{in\_dc(\min)}}{A_{eff} \times \Delta B} \dots\dots\dots (3.19)$$

其中

$N_{pri}$ ：初級圈數,  $T_{urn}$

$D_{\max}$ ：最大磁通密度,  $T$

$T_{sw}$ ：工作週期,  $\mu s$

$V_{in\_dc(\min)}$ ：最低輸入電壓,  $V$

$A_{eff}$ ：變壓器鐵心之磁通有效面積,  $cm^2$

$\Delta B$ ：磁通變化率,  $T$  (即 Telsa)

得

$$N_{pri} = \frac{\frac{1}{2} \times 0.4 \times 12.5 \times 10^{-6} \times 280}{3.53 \times 10^{-4} \times 0.28} = 7.082(T_{urn})，取整數 10$$

圈

步驟 8. 檢查最大磁通密度  $B_{\max}$  是否小於飽和磁通密度  $B_{sat}$ ？

由公式

$$\Delta B = \frac{\frac{1}{2} \times D_{\max} \times T_{sw} \times V_{in\_dc(\min)}}{A_{eff} \times N_{pri}} \dots\dots\dots (3.20)$$

得

$$\Delta B = \frac{\frac{1}{2} \times 0.4 \times 12.5 \times 10^{-6} \times 280}{3.53 \times 10^{-4} \times 10} = 0.198(T)$$

$$\therefore B_{\max} = \frac{\Delta B}{2} = \frac{0.28}{2} = 0.14T < 0.33(T)$$

$\therefore$  符合所需

步驟 9. 決定變壓器之次級圈數：

由公式

$$N_{sec1} = \frac{N_{pri}}{n} \dots\dots\dots (3.21)$$

得

$$N_{sec1} = \frac{10}{2} = 5(Turn)$$

步驟 10. 計算電流密度以決定繞線之線號：

由公式

$$J = \frac{P_{tot} \times 10^4}{2 \times A_{pwr} \times \Delta B \times f_{sw} \times K_u} \dots\dots\dots (3.22)$$

得

$$J = \frac{\left(1100 + \frac{1100}{0.9}\right) \times 10^4}{2 \times 5.509 \times 0.28 \times 80 \times 10^3 \times 0.3}$$

$$= 313.64(A/cm^2)$$

又初級電流為

$$I_{pri(rms)} = \frac{\sqrt{2D_{\max}} \times \left( I_{out} + \frac{\Delta I_L}{2} \right)}{n} + \Delta I_m$$

$$\cong \frac{\sqrt{2D_{\max}} \times I_{out}}{n} \dots\dots\dots (3.23)$$

得

$$I_{pri(rms)} = \frac{\sqrt{2 \times 0.4} \times 20}{2} = 8.944(A)$$

及次級電流為

$$I_{sec(rms)} = \sqrt{0.25 + 0.75D_{u\_max}} \times I_{out} \dots\dots\dots (3.24)$$

得

$$I_{sec(rms)} = \sqrt{0.25 + (0.75 \times 0.4)} \times 20 = 14.832(A)$$

其中 0.25 及 0.75 為考慮安全額定值

初級線圈之截面積計算值為：

$$A_{wp} = \frac{I_{pri(rms)}}{J} \dots\dots\dots (3.25)$$

得

$$A_{wp} = \frac{I_{pri(rms)}}{J} = \frac{8.944}{400} = 0.022(cm^2)$$

實際初級線圈之截面積應該大於計算值

而次級線圈之截面積計算值為：

$$A_{ws} = \frac{I_{\text{sec(rms)}}}{J} \dots\dots\dots (3.26)$$

得

$$A_{ws} = \frac{14.832}{400} = 0.037(\text{cm}^2)$$

實際次級線圈之截面積應該大於計算值

為了考慮高頻工作而產生集膚效應(Skin Effect)問題，所以導線採用多芯、多股線 (Litz Wire)。工作在 80kHz 之多芯、多股線，於初級及次級分別選用美規線號 AWG 16 及 AWG 10。導線之線規號碼愈小，表示導線之線口徑就愈粗。

步驟 11. 檢查繞線因數：

由公式

$$K_u = \frac{A_{wt}}{W_a} = N_{pri} \times A_{wp} + N_{\text{sec1}} \times A_{ws1} + N_{\text{sec2}} \times A_{ws2} \dots\dots\dots (3.27)$$

得

$$K_u = 10 \times 0.022 + 2 \times 0.037 + 2 \times 0.037 = 0.368 < 0.4, \text{ 符合需求。}$$

變壓器繞製時須注意以下事項：

- A. 對同樣繞組匝數而言，盡可能提高繞線因數與降低電流密度（一般取  $300A \sim 500A/\text{cm}^2$ ）以改善溫度上升的問題。
- B. 因為變壓器在高頻操作時，電流通過導體其電流會聚集在導體表面，即所稱集膚效應。所以，可以使用多芯多股之導線或使用多

芯之漆包線扭絞。若工作在較大電流時，則可使用較大面積而表層絕緣之銅箔（或鍍銀銅箔）來製作。

$$S = \left( \frac{6.62}{\sqrt{f}} \right) K, [mil] \dots\dots\dots (3.28)$$

其中 S 為集膚深度，單位密爾 (mils)

f 為工作頻率，單位：赫芝 (Hz)

K，對於銅質材料為 1

得

$$S = \left( \frac{6.62}{\sqrt{80 \times 10^3}} \right) \times 1 = 0.023(mil)$$

C. 採用三明治的繞製方法（即 A-B-A 或 B-A-B 包夾方式），參考圖

3.5 層與層之間應以（鐵氟龍）Teflon 材質的高壓絕緣膠布（視電壓之高低程度而增減膠布之層數）緊密纏繞，線與線之間要平均化（不要集中在單側）及線與線軸之間應緊密（空隙愈小愈佳）以提高感應效果及降低漏電感和共振雜音。

D. 鐵心之材質應該用較高的導磁性材料，以減少磁化電流及高飽和

磁通密度，以提高磁通操作空間。形狀不拘（本論文採用 EE 型）。

鐵心大小取決於電源轉換器之輸出功率及工作頻率大小而定；換

言之，鐵心大小與功率成正比，與工作頻率成反比。亦可從鐵心

的有效磁通面積（ $A_e$ ）及框架之有效繞線面積（ $A_w$ ）或圈數比及線徑大小而定。

- E. 工作在高頻的變壓器，其初級與次級之間應該增加繞一層法拉第隔離層銅箔（亦可用細線繞一層，但是線頭要作適當絕緣處理，否則容易產生高壓放電打穿現象），該銅箔必須表層絕緣重疊約2~3 公分寬，銅箔中心處接引線下地（較乾淨的地）。
- F. 變壓器之引線需加絕緣套管抗摩擦預防短路，引線標號分腳位極性。
- G. 測試，良品斟酌作化工處理。

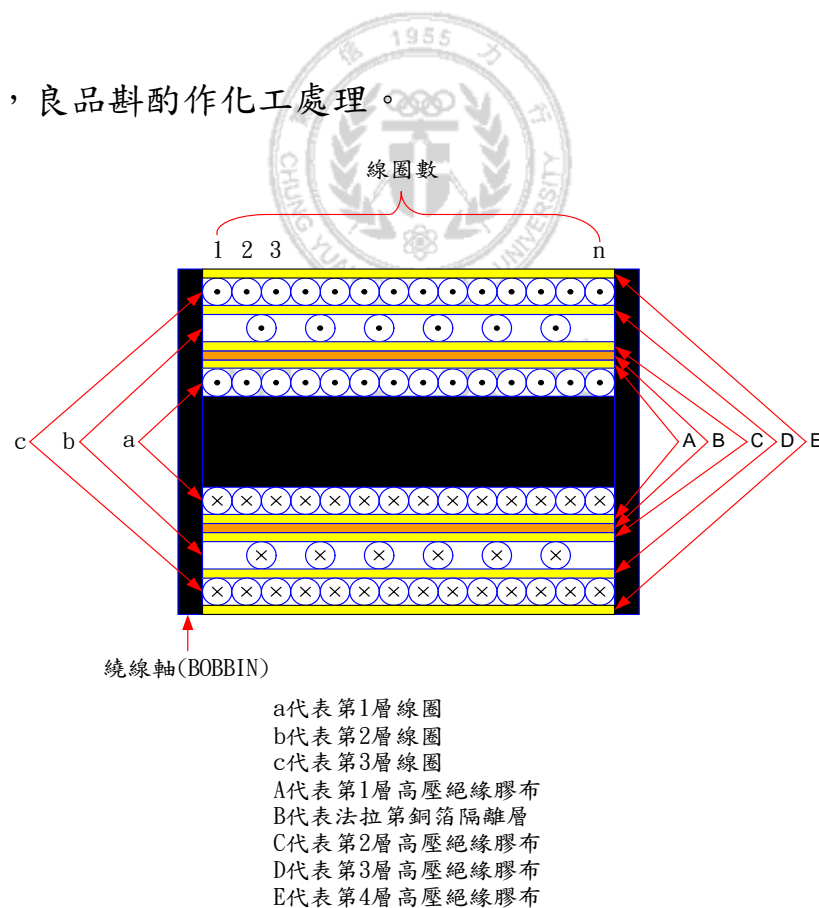


圖 3.5 功率變壓器三明治方法繞製圖

電能轉換器之輸出部分，係採用兩個各自獨立鐵心單一組線圈的電感，和濾波電容形成濾波電路，此架構稱為倍流濾波。若使用單一鐵心兩組線圈的電感時，則必須鐵心加大及留意線圈之極性問題，在初級的峯值電流會顯得較使用兩電感者為大，而且需考慮功率晶體的耐電流額定值[41]。輸出電感設計步驟如下：

步驟 1. 由公式

$$L_o = \frac{V_{out} \times t_{off}}{0.25 \times I_{out}} \dots\dots\dots (3.29)$$

其中  $t_{off} = \frac{1}{f_L}$  ,  $f_L = 2 \times f_{sw}$

在  $t_{off}$  期間，電感器  $L_o$  要能夠維持提供負載能量。

代入上式得

$$L_o = \frac{V_{out} \times t_{off}}{0.25 \times I_{out}} = \frac{55 \times \frac{1}{2 \times 80 \times 10^3}}{0.25 \times 20} = 34.375 \mu H$$

步驟 2. 計算  $L_o \times I_{out}^2 = 34.375 \times 20^2 = 13.75$

步驟 2. 選擇鐵心 55438。

步驟 3. 選擇導磁率  $\mu = 60$

步驟 4. 計算圈數以獲得所需之電感值。

由公式

$$N = 1000 \times \sqrt{\frac{L_o}{L_{1000}}} \dots\dots\dots (3.30)$$

得

$$N = 1000 \times \sqrt{\frac{0.034375}{59}} = 24.137(\text{Turn}) , \text{取 } 1.2 \text{ 倍安全係數}$$

為 28 圈。

$$L_{o\_t} = L_{o1} + L_{o2} , \text{取 } L_{o1} = L_{o2} = 14(\text{Turn})。$$

輸出電容設計如下：

由公式

$$C_o = \frac{80 \times 10^{-6}}{R_o} = \frac{80 \times 10^{-6}}{\frac{V_r}{dI}} \dots\dots\dots (3.31)$$

其中  $R_o$   $C_o$  之乘積介於  $50 \sim 80 \times 10^{-6}$  之間。

得(1)上限值

$$C_o = \frac{80 \times 10^{-6}}{R_o} = \frac{(80 \times 10^{-6})dI}{V_r} ,$$

$$\text{在此吾人取 } V_r = \frac{1}{1000} \times V_o = \frac{55}{1000} = 0.055(V) , \quad dI = \frac{1}{10} \times I_o = \frac{20}{10} = 2(A)$$

則

$$C_o = \frac{80 \times 10^{-6} \times 2}{0.055} = \frac{160 \times 10^{-6}}{0.055} = 2909 \times 10^{-6}(F) = 2909 \mu F$$

得(2)下限值

$$C_o = \frac{50 \times 10^{-6}}{R_o} = \frac{(50 \times 10^{-6})dI}{V_r} ,$$

則

$$C_o = \frac{50 \times 10^{-6} \times 2}{0.055} = \frac{100 \times 10^{-6}}{0.055} = 1818.18 \times 10^{-6} (F) = 1818 \mu F$$

取平均值為  $\frac{1818 + 2909}{2} = 2363 (\mu F)$ ，取大於  $2363 \mu F$  的規格值為  $2800 \mu F$ ，耐壓值取安全係數 1.3~1.5 倍的  $V_o$ ，即  $71.5 \sim 82.5 V$ ，最後確定取規格值為  $2800 \mu F, 75 V$ 。

電流變壓器 (CT) 設計如下：

### (1) 設計考量

理想的電流變壓器須具備下列兩條件：

A. 電流比  $\frac{I_{pri}}{I_{sec}} = \frac{N_{sec}}{N_{pri}}$ 。

B. 一次側電流  $I_{pri}$  與二次側電流  $I_{sec}$  相位差  $180^\circ$ 。

又由於一次側電流含有激磁電流，使得電流比  $\frac{I_{pri}}{I_{sec}}$  略大於  $\frac{N_{sec}}{N_{pri}}$  的圈數比，且一次側電流與二次側電流的相位差不等於  $180^\circ$ ，故 CT 使用電流與功率的量度上發生兩種誤差，即比值與相角誤差。

為了補救此比值誤差，而將一次側繞組  $N_{pri}$  減少數圈，此種方法稱為退繞，一般約為  $\frac{1}{100}$ 。

### (2) 設計實例

已知  $V_{in} = 208 V_{ac} (l-l) \pm 10\%$ ， $V_{out} = 55 V_{dc} \pm 2\%$ ， $P_{out} = 1.1 kW$ ， $f_{sw} = 80 kHz$

步驟 1. 取限流點為 1.2 倍的  $I_{out}$ ，即  $1.2 \times 20 = 24 (A)$ 。

步驟 2. 假設主變壓器(T1)的效率為 0.9，則

由公式

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100\% \dots\dots\dots (3.32)$$

得

$$P_{in(max)} = \frac{P_{out}}{\eta} = \frac{V_{out} \times I_{out}}{0.9} = \frac{55 \times 24}{0.9} = 1466.6(W) ,$$

又得

$$I_{in(max)} = \frac{P_{in}}{V_{in}} = \frac{1467}{208 \times \sqrt{2}} = 4.98(A) ,$$

步驟 2. 由於限流保護比較器之參考電壓為 5V，所以電流變壓器之次

級電壓( $V_{R1}$ )為  $\frac{5}{\sqrt{2}} = 3.535(V_{rms})$ ，吾人取  $R1 = R2 = 100\Omega$ 。

又由於  $V_{sec} = V_{R1} + V_{R2} = 7.07(V_{rms})$

得

$$I_{sec} = \frac{V_{sec}}{R_{sec1} + R_{sec2}} = \frac{3.535}{R_{sec1} + R_{sec2}} = \frac{7.07}{200} = 0.0354(A)$$

步驟 2. 由公式

$$\frac{I_{pri}}{I_{sec}} = \frac{V_{sec}}{V_{pri}} = \frac{N_{sec}}{N_{pri}} \dots\dots\dots (3.33)$$

得

$$N_{sec} = \frac{I_{pri} \times N_{pri}}{I_{sec}} , \text{ 令 } N_{pri} = 2(Turn) ,$$

則

$$N_{\text{sec}} = \frac{4.98 \times 2}{0.0354} = 281(\text{Turn}) ,$$

步驟 3. 考慮退繞，將初級圈減少 1% ，

得

$$N_{\text{sec}} = \frac{4.98 \times 2 \times (1 - 1\%)}{0.0354} = 278(\text{Turn}) .$$

取  $N_{\text{pri}} 1.98$  為整數 1 ，

$$\therefore \frac{N_{\text{pri}1}}{N_{\text{sec}1}} = \frac{N_{\text{pri}2}}{N_{\text{sec}2}} ; \frac{1.98}{278} = \frac{1}{N_{\text{sec}2}} ,$$

$$\therefore N_{\text{sec}2} = 140(\text{Turn}) , N_{\text{pri}2} = 1(\text{Turn})$$

步驟 4. 鐵心取 55117 。

輔助電源電路設計如下：

經用外加直流電源  $12V_{dc}$  測試控制器及驅動器，穩定狀態之負載電流為  $170mA$ 。考慮動態負載變化最大負載電流時，若以 1.5 倍的  $I_o(\text{normal})$ ，則最大功率消耗為

$$\begin{aligned} P_{o(\max)} &= V_o \times I_{o(\max)} \\ &= 12 \times 1.5 \times 0.17 = 3.06W \end{aligned}$$

為了保證線性穩壓器能夠穩在  $12V_{dc}$ ，通常設計線性穩壓器於滿載時之輸入端電壓為輸出電壓大於  $3V_{dc}$  (即至少需求為  $15V_{dc}$ )，所以變壓器之二次側電壓為  $\frac{15}{\sqrt{2}} = 10.6(V_{rms})$ ，所以變壓器之電壓比值為

$\frac{208V_{rms}}{10.6V_{rms}}$ 。鐵心可採用低頻用 EI-28 型矽鋼片。



中原大學

## 第四章 實作與討論

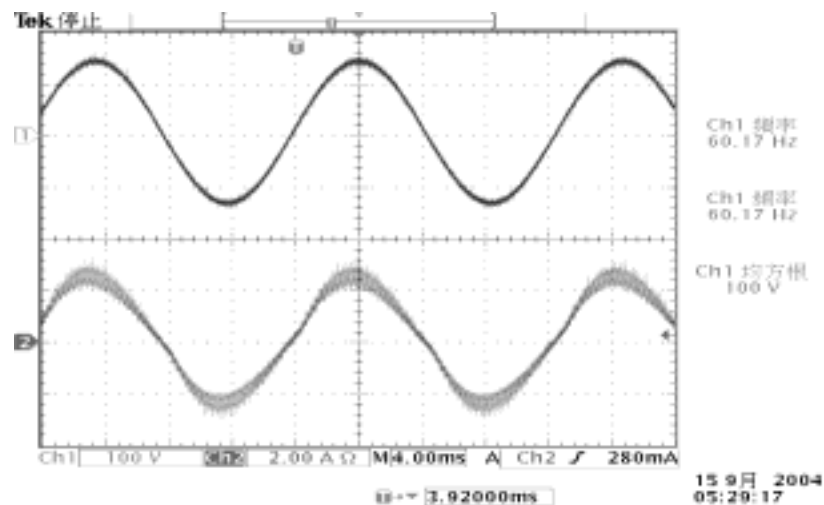
### 4.1 前言

依前述章節之電路分析，實作一部 1.1kW 電源模組，並作電氣特性功能測試與數據量測，藉以驗證電氣之效能及比較分析，做為爾後研製改善依據。

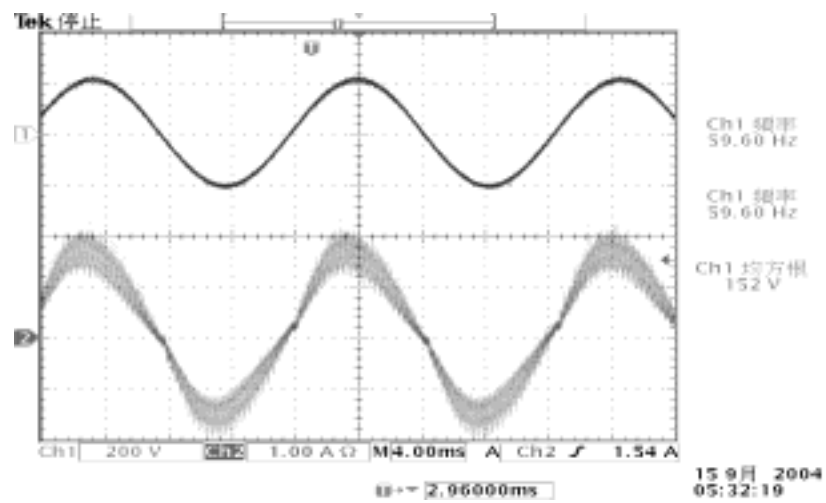
### 4.2 功因修正器之波形數據量測

#### 4.2.1 三個單相功因修正器測試

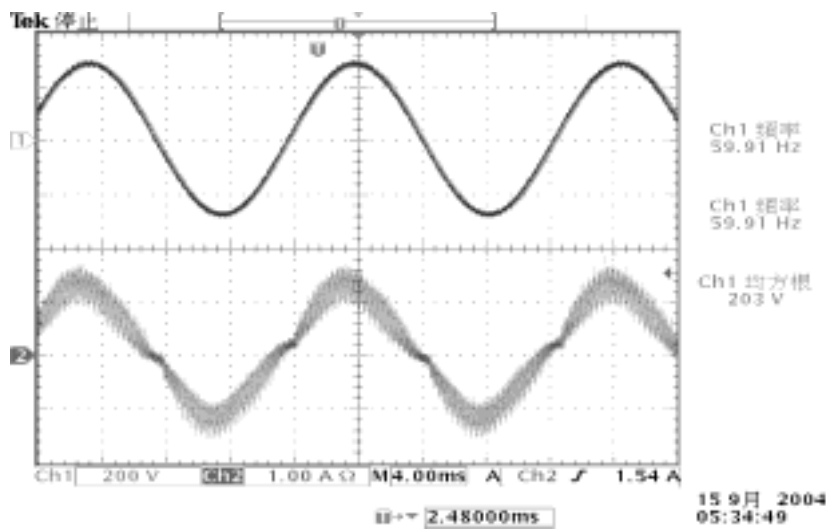
如下圖 4.1(a)~(c)所示，測試條件： $R_L$  固定為  $1k\Omega$ ，變化  $V_{in(ac)}$  之波形，圖中 Ch1 為  $V_{in(ac)}$ ，Ch2 為  $I_{in(ac)}$ ，其中電壓與電流波形接近同相位，功因可達 0.9 以上。若要降低電流波形失真度，則可調整電路參數。因為定功率關係，輸出反映到輸入，當輸入電壓愈高時，則輸入電流就愈小。



(a)  $V_{in(ac)} = 150V$



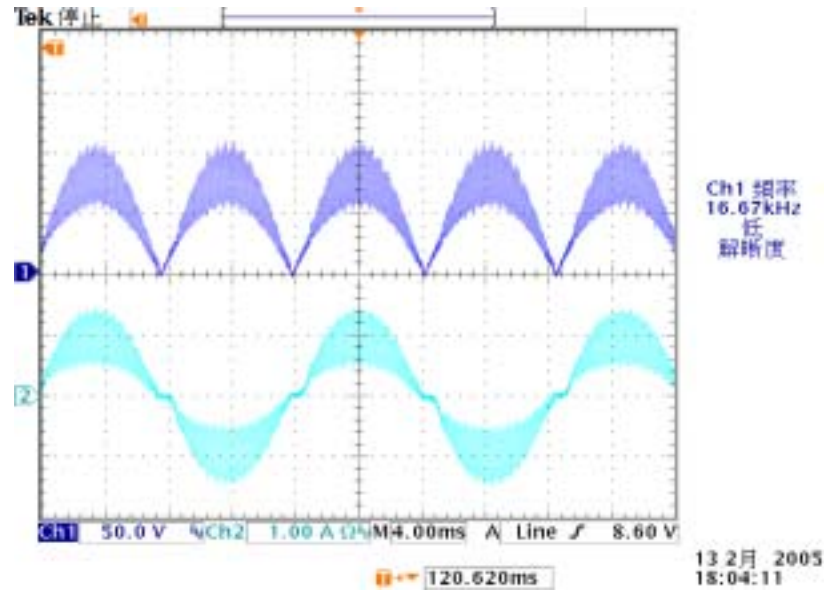
$$(b) V_{in(ac)} = 200V$$



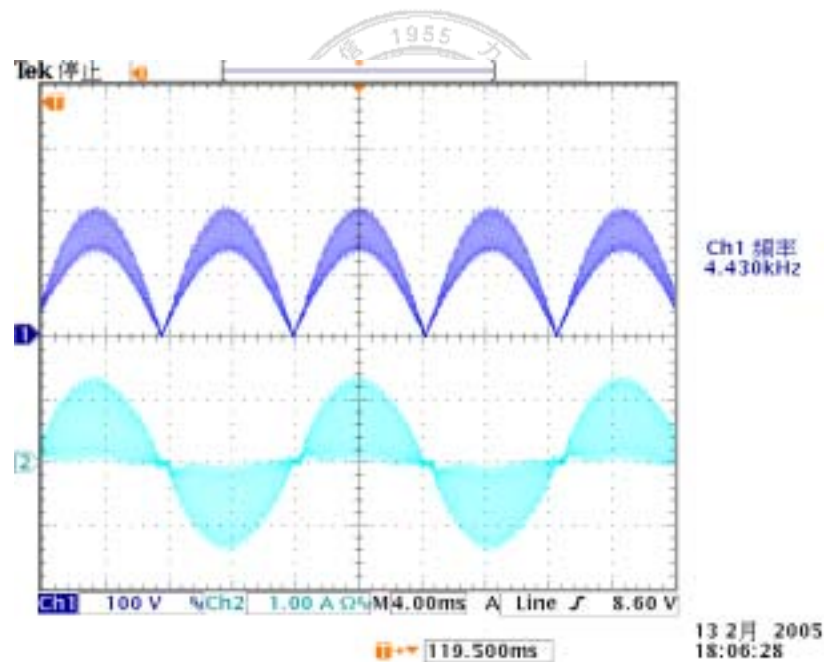
$$(c) V_{in(ac)} = 230V$$

圖 4.1 負載  $R_L$  固定為  $1k\Omega$ ，不同輸入電壓變化時之波形

如下圖 4.2(a)~(b)所示，測試條件： $V_{in(ac)}$  固定為  $120V$ ，變化  $R_L$  之波形，圖中 Ch1 為整流後之  $V_{in(dc)}$ ，Ch2 為  $I_{in(ac)}$ 。橋式整流後的頻率為輸入電源頻率的兩倍。輸入電壓固定時，負載愈大，則昇壓電感電流也愈高。



(a)  $R_L = 391\Omega$

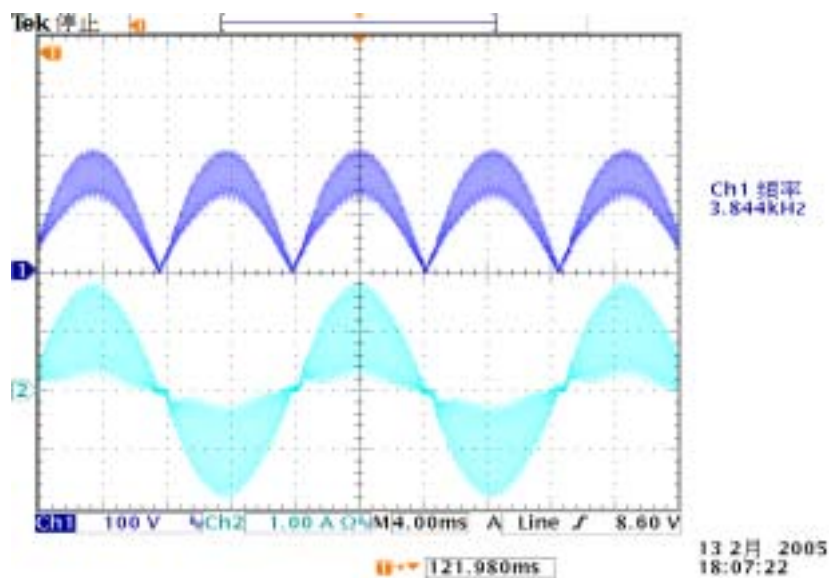


(b)  $R_L = 235\Omega$

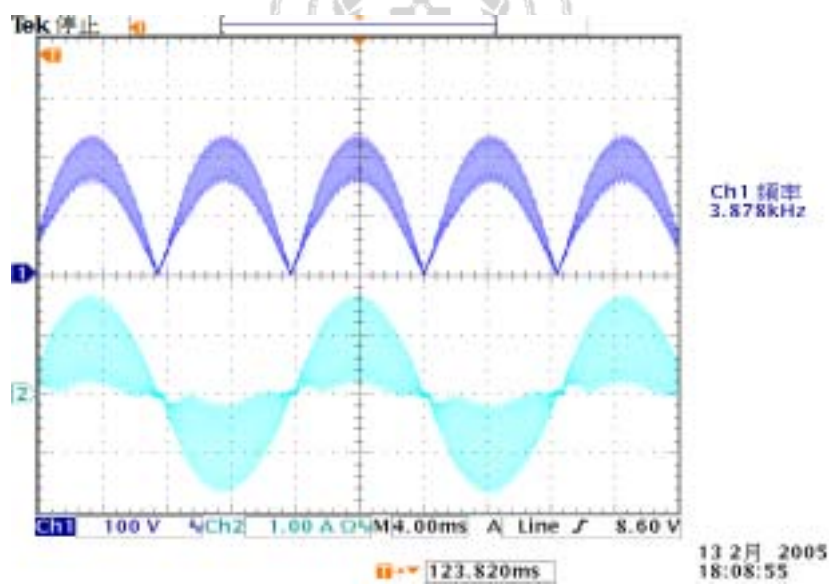
圖 4.2 輸入電壓固定  $V_{in(ac)} = 120V$ , 負載作不同變化時之波形

如下圖 4.3(a)~(d)所示，測試條件： $R_L$  固定為  $235\Omega$ ，變化  $V_{in(ac)}$  之波形，圖中 Ch1 為整流後之  $V_{in(dc)}$ ，Ch2 為  $I_{in(ac)}$ 。當昇壓電感值

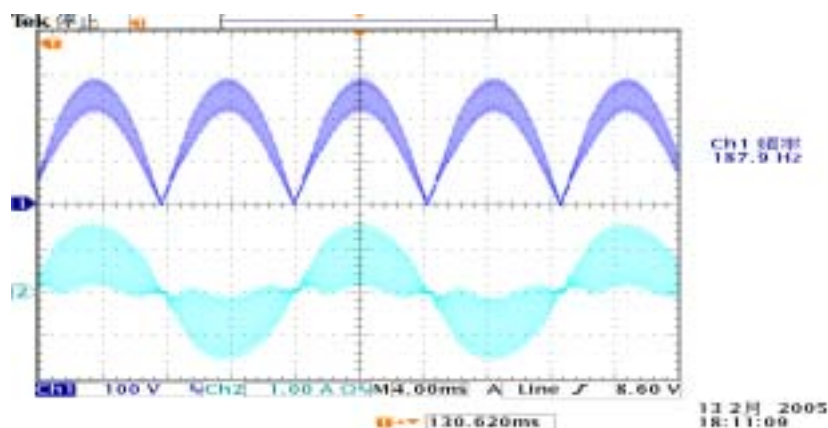
或切換頻率過低時，則電感電流可能由連續模式轉而非連續模式。



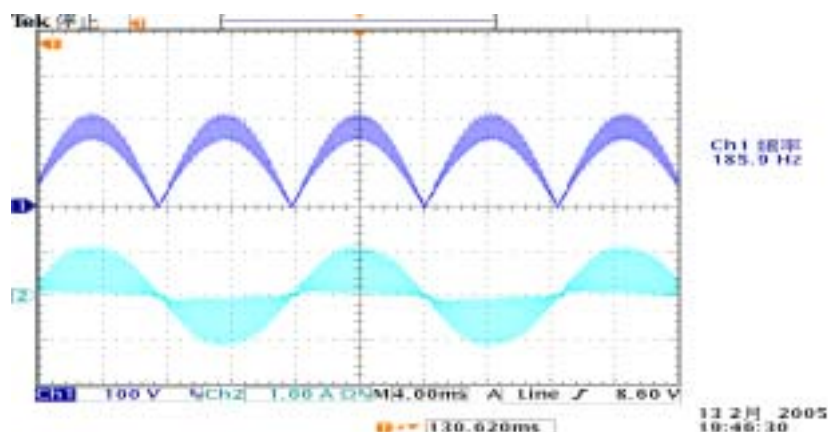
(a)  $V_{in(ac)} = 140V$



(b)  $V_{in(ac)} = 180V$



$$(c) V_{in(ac)} = 200V$$

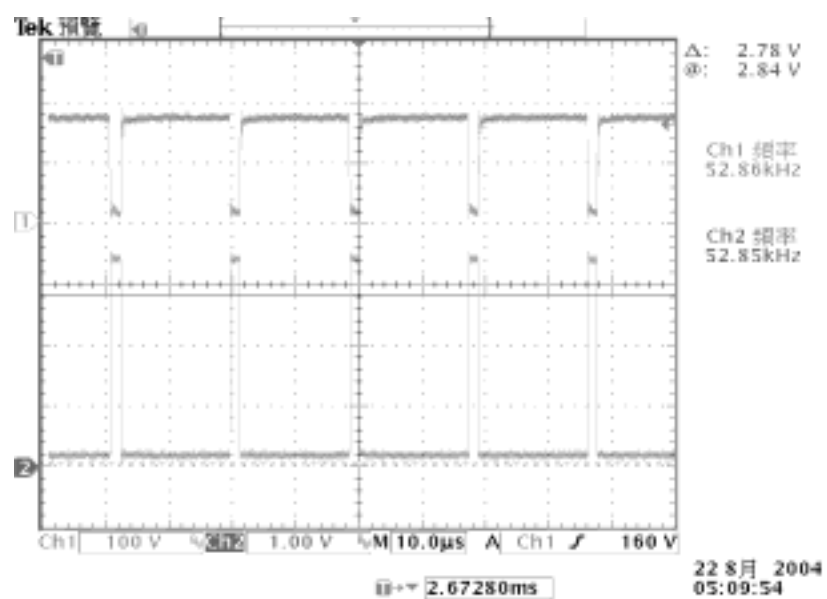


$$(d) V_{in(ac)} = 230V$$

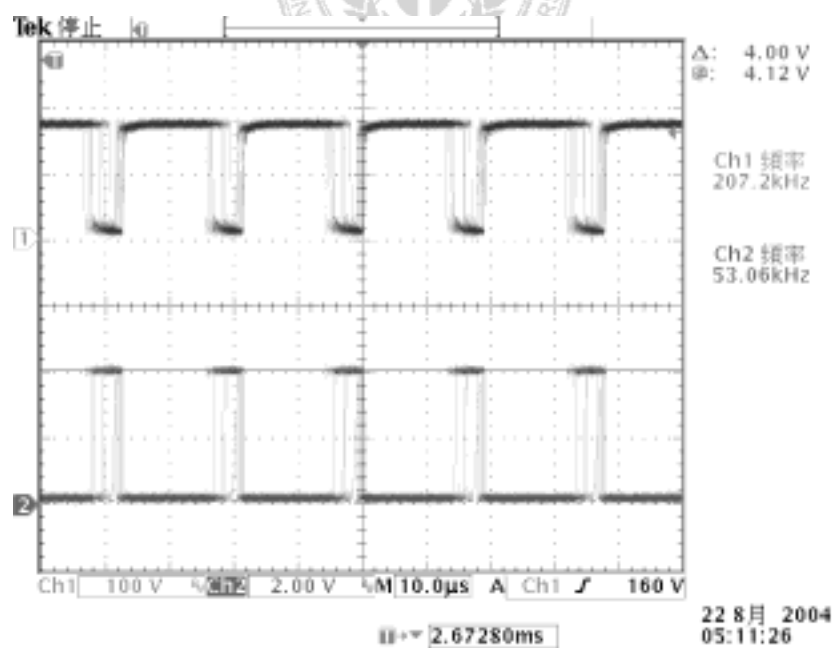
圖 4.3 固定負載  $R_L = 235\Omega$ ，輸入電壓  $V_{in}$  作不同變化時之波形

如下圖 4.4 所示，功因修正器隨輸入電壓變化，其開迴路與閉迴路之比較圖，測試條件： $R_L$  固定為  $1k\Omega$ ，變化  $V_{in(ac)}$  之波形，圖中 Ch1 為切換開關之  $V_{gs}$  (刻度要除以 10)，Ch2 為切換開關之  $V_{ds}$  (刻度要乘以 100)。(a) 功因修正器為開迴路 (責任週期為最大) 時之脈寬調變波形 (b) 功因修正器進入閉迴路狀態，隨著輸入電壓增大而責任週期變化時之脈寬調變波形，(c) 功因修正器進入閉迴路狀態，隨著輸入電

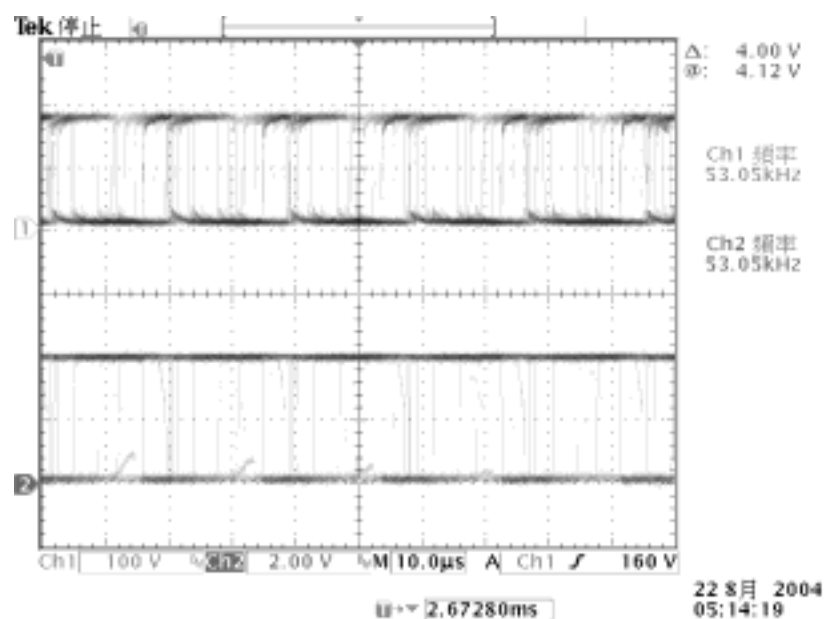
壓增大而責任週期完全實現時之脈寬調變波形。



(a)開迴路， $V_{in} = 20V$



(b)閉迴路， $V_{in} = 80V$



(c) 閉迴路， $V_{in} = 230V$

圖 4.4 功因修正器隨輸入電壓變化，開迴路與閉迴路之比較圖

## 4.2.2 三相整合功因修正器測試

如下圖 4.5 所示，當輸入電壓  $V_{in(ac)} \geq 15V_{ac}$  時，其轉換器已進入閉迴路系統，且直流輸出電壓穩定在  $V_o \cong 400V_{dc}$ 。

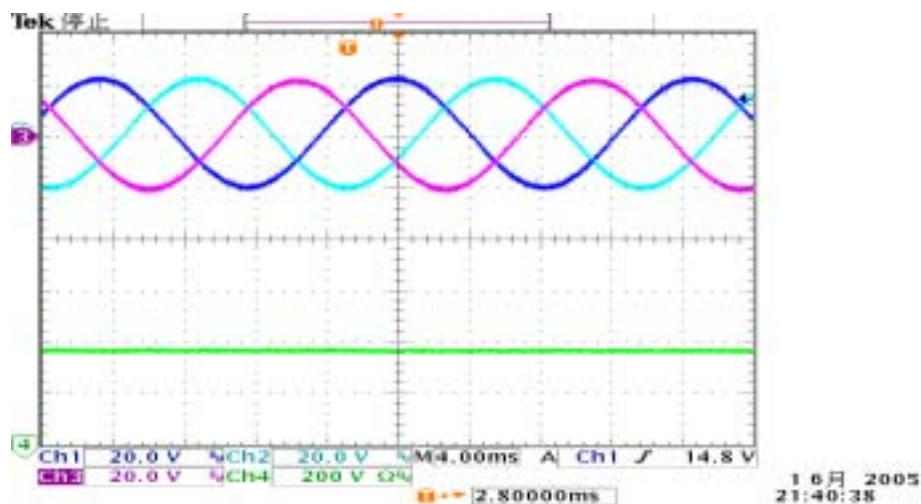
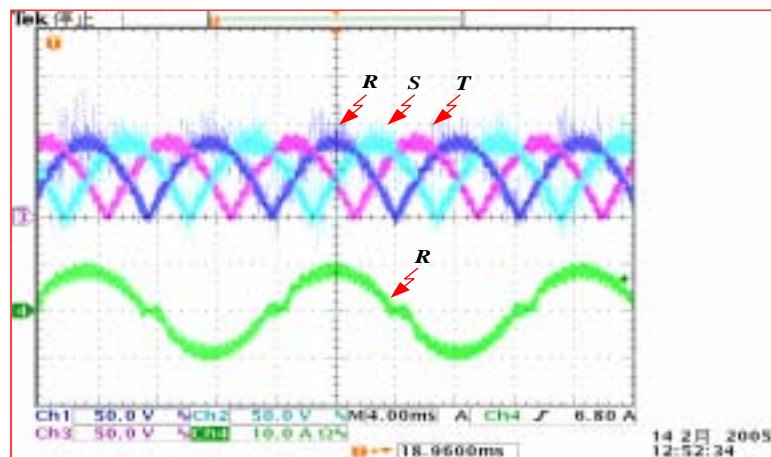
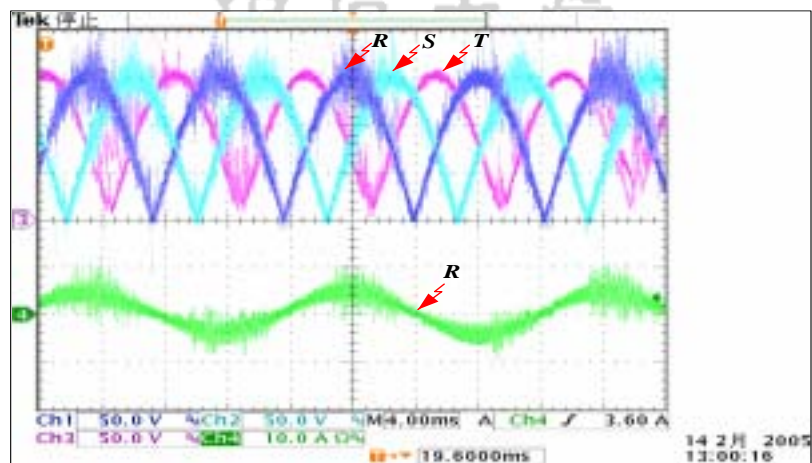


圖 4.5 三相輸入進入閉迴路系統

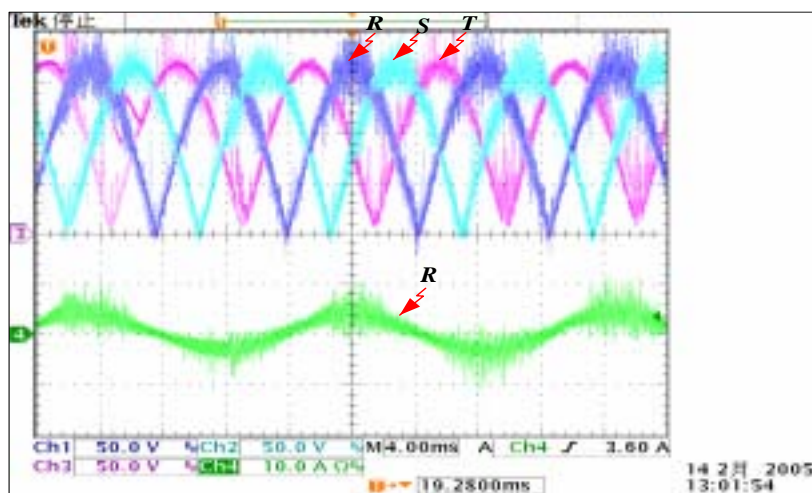
如下圖 4.6(a)~(c)所示，測試條件： $R_L$  固定為  $1k\Omega$ ，變化  $V_{in(ac)}$  之波形，圖中 Ch1、Ch2、Ch3 為  $V_{in(ac)}$ ，Ch4 為  $I_{in(ac)}$ 。三相為平衡狀態，每相電壓、電流大小均相同且相位各差  $120^\circ$ ，電壓與電流相位接近同相，功因接近於 1 且電流諧波跟著降低。



(a)  $V_{in} = 60V$



(b)  $V_{in} = 110V$

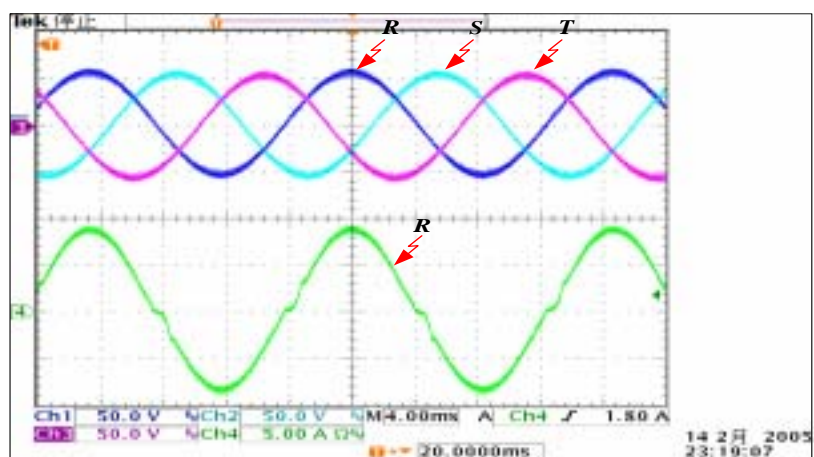


(c)  $V_{in} = 120V$

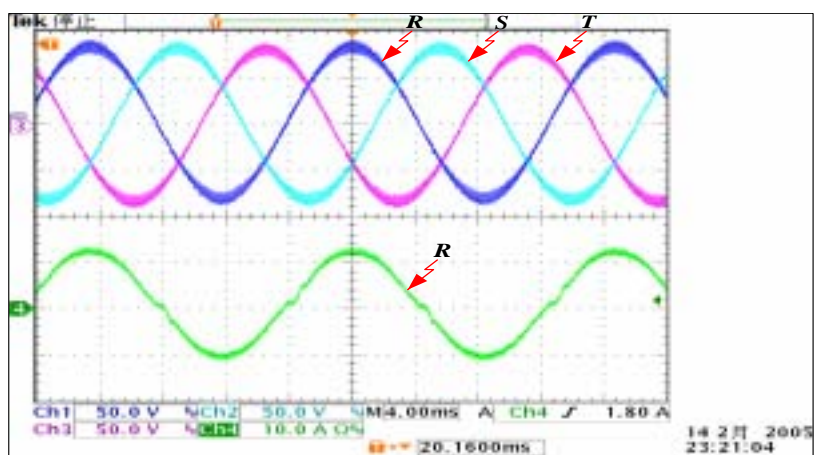
圖 4.6  $R_L$  固定為  $1k\Omega$ ，變化  $V_{in(ac)}$  之波形比較圖

如下圖 4.7 所示，圖中 Ch1、Ch2、Ch3 為  $V_{in(ac)}$ ，Ch4 為  $I_{in(ac)}$ 。

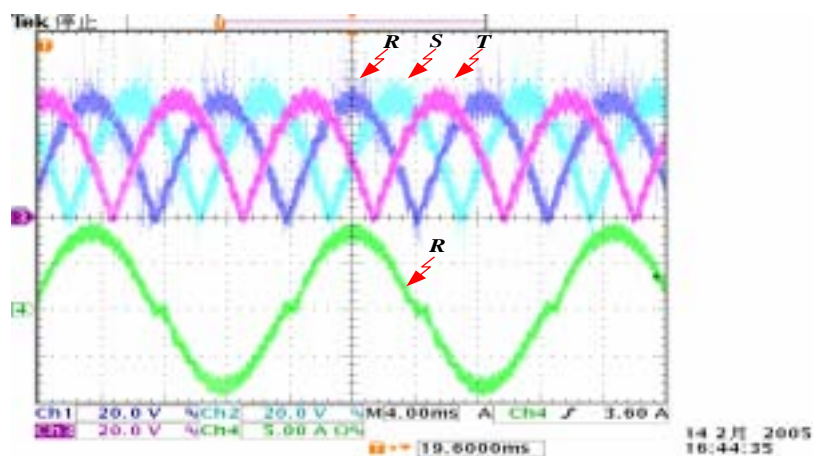
(a)輸出功率為 250W，(b)輸出功率為 470W，(c)輸出功率為 660W，  
(d)輸出功率為 720W，(e)輸出功率為 1.48kW 時之波形。由輕載到滿載之變化過程中，三相電磁雜訊干擾隨著負載增加而變大。其干擾程度比單相者為甚。輕載比重載容易產生電流交越失真。在共輸出負載的條件下，若三相不平衡時，則由於定功率之關係，電能不足的那一相，其電流會較其它正常相為大。某一相電源欠相時，若負載固定不變，則另兩相之電流會提昇且各自平均分擔。



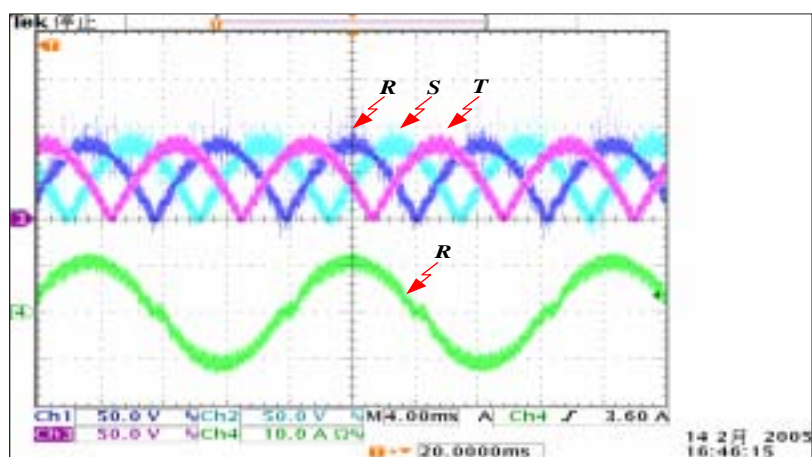
(a)



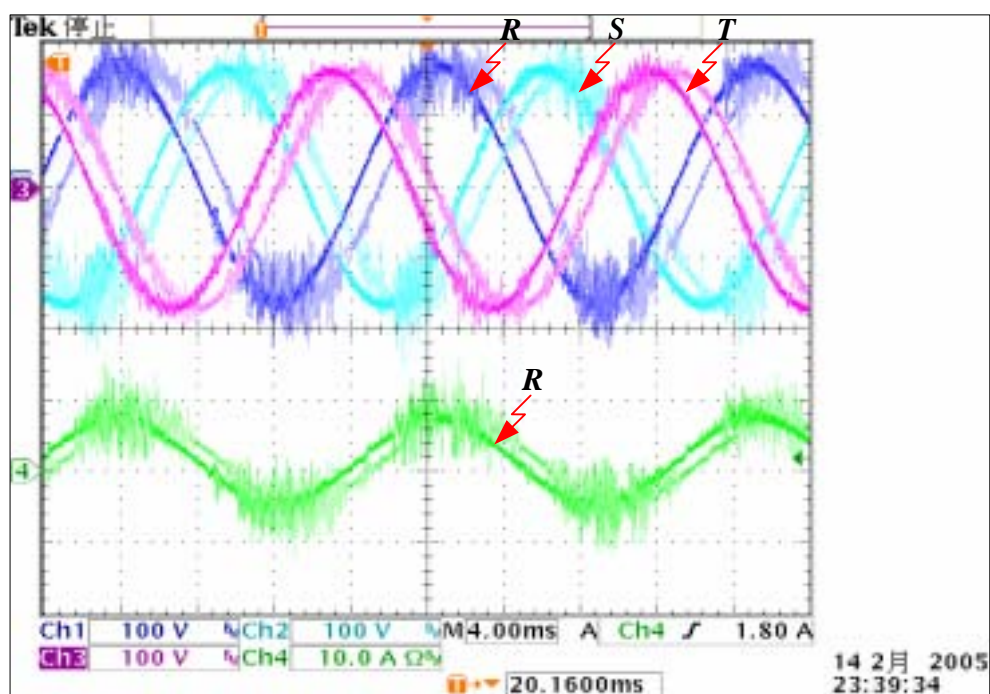
(b)



(c)



(d)



(e)

圖 4.7 不同輸出功率時之 $V_{in(dc)}$ ,  $I_{in(ac)}$ 波形比較圖

如下圖 4.8 為電源模組開機緩啟動之波形。為了抑制開機瞬間湧浪電流過大而導致輸入整流器應力不足而毀損，緩開機之設計是有其需要性。

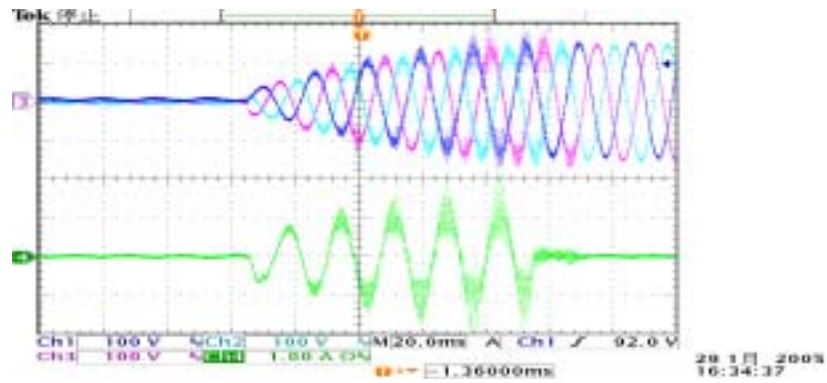


圖 4.8 電源模組開機緩啟動之波形圖

如下圖 4.9 係使用硬切式開關三相功因修正器之效率，若使用軟切式開關，則其效率會更高(約 3~4%)。

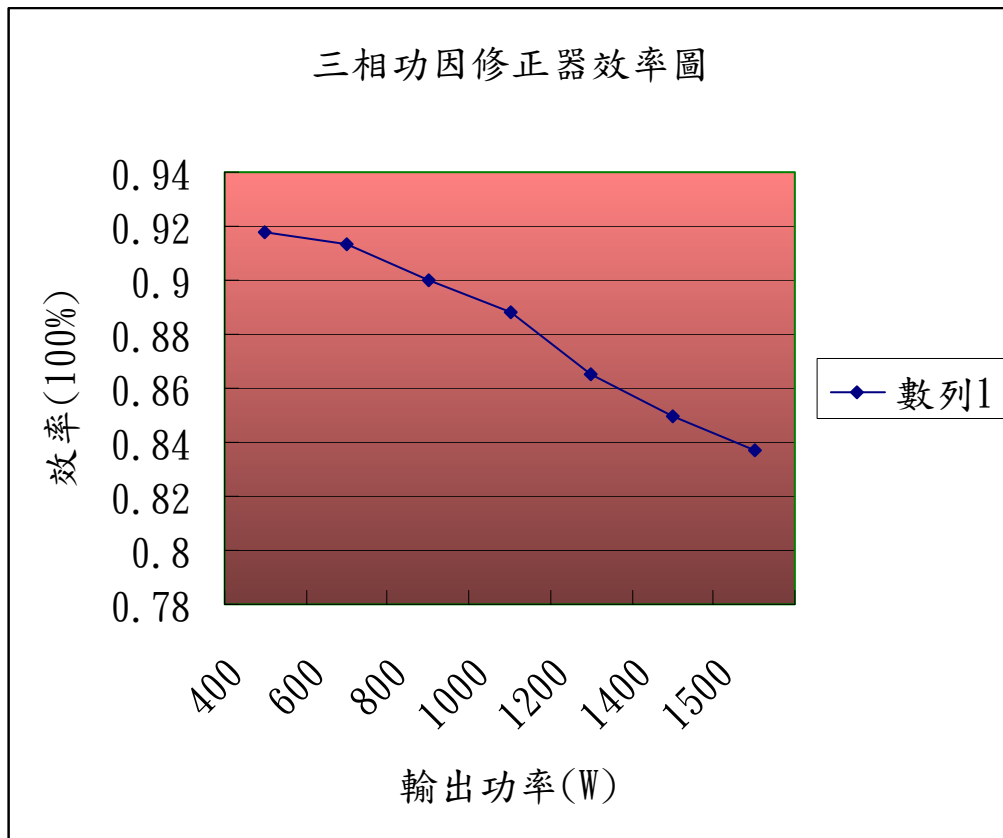
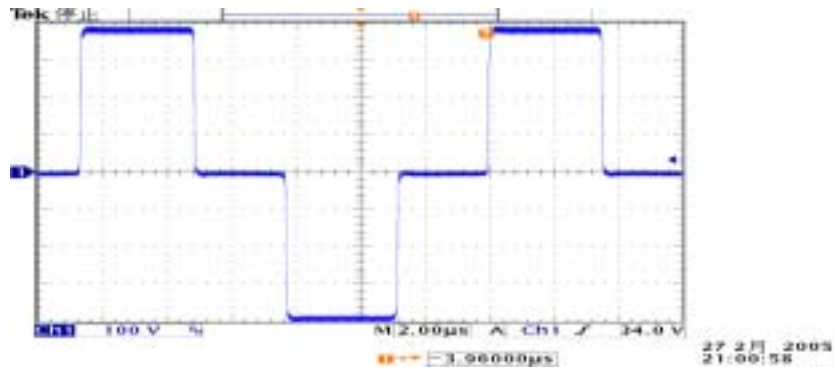


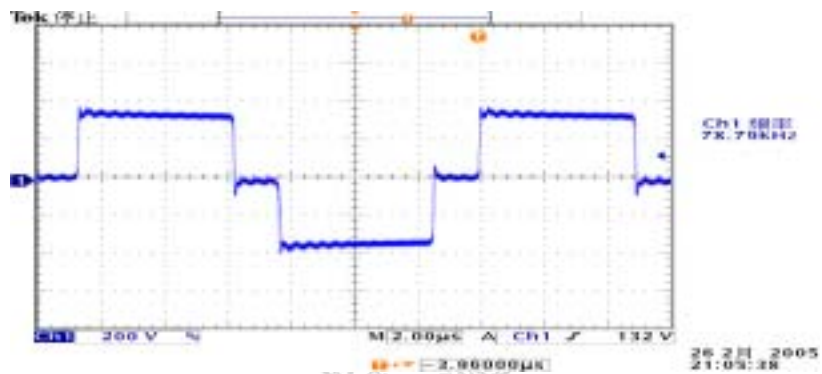
圖 4.9 三相功因修正器效率圖

#### 4.3 相移式零電壓切換全橋電能轉換器之 $v_{AB}$ 波形量測

如下圖 4.10(a)、(b)分別為空載與滿載之電壓波形



(a)空載 $v_{AB}$ 電壓波形



(b)滿載 $v_{AB}$ 電壓波形

圖 4.10 空載與滿載之 $v_{AB}$ 電壓波形

如下圖 4.11 所示為功率開關切換圖，Ch1(藍色)為功率晶體閘極驅動電壓 $v_{gs}$ ，Ch2(青色)為跨在功率晶體開關兩端之電壓 $v_{ds}$ ，Ch3(粉紅色)為流過功率晶體開關之電流 $i_d$ 。

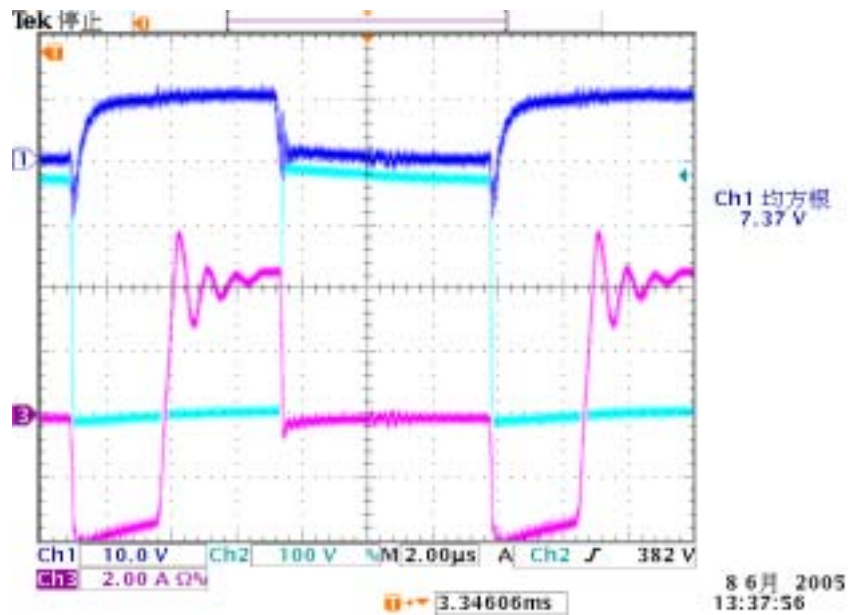


圖 4.11 功率開關切換圖

如下圖 4.12 所示為功率開關切換展開圖，Ch1 為功率晶體閘極驅動電壓  $v_{gs}$ ，Ch2 為跨在功率晶體開關兩端之電壓  $v_{ds}$ ，Ch3 為流過功率晶體開關之電流  $i_d$ 。

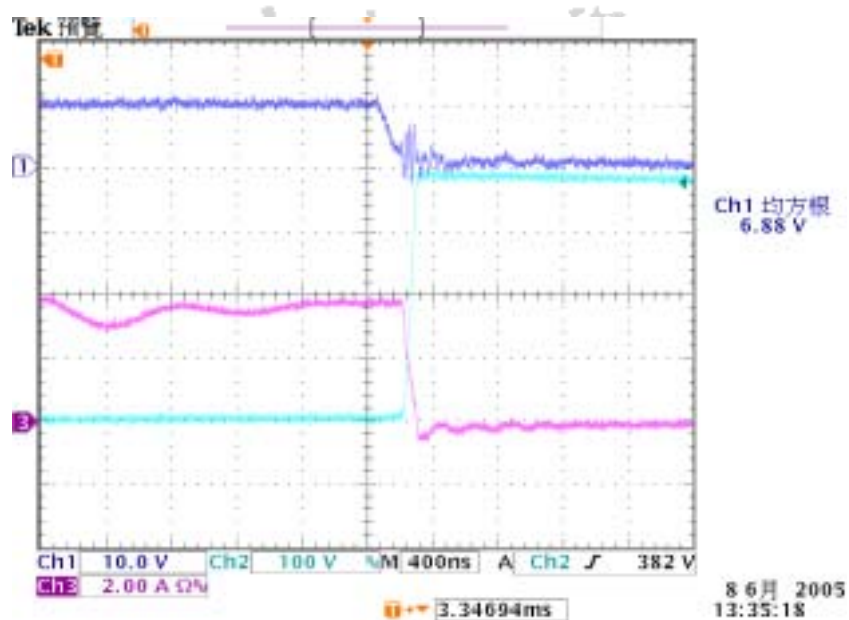
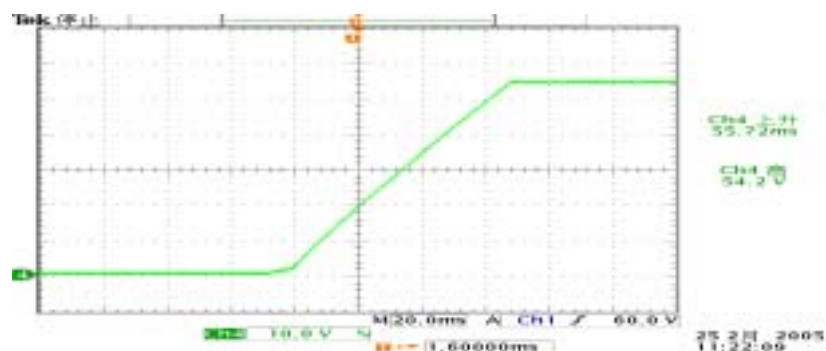


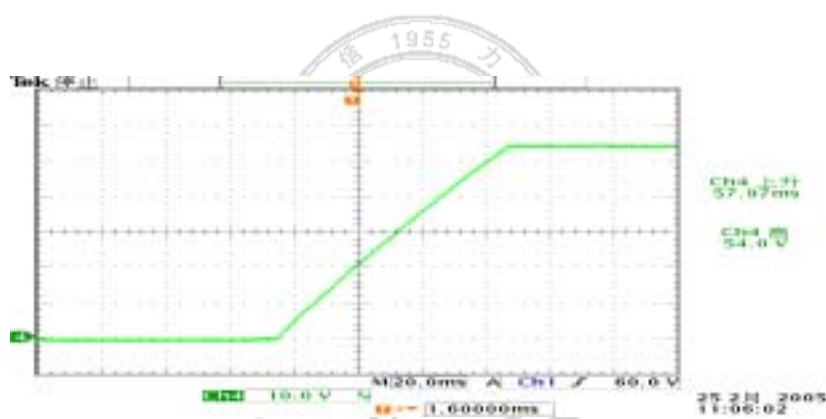
圖 4.12 所示為功率開關切換展開圖

如下圖 4.13(a)空載與(b)滿載狀態下有線遙控之輸出建立時間。

由於元件之誤差關係，空載與滿載相差約3~5%。



(a)空載輸出建立時間(Rise Time)



(b)滿載輸出建立時間(Rise Time)

圖 4.13 空載與滿載狀態下，有線遙控之輸出建立時間(Rise Time)

如下圖 4.14 為輸出短路過載保護之 $v_{AB}$ 波形。其實控制器會自動偵測負載狀況而作適當限流保護。當過載保護時，其輸出電壓被強迫降為零，每隔短暫時間重複性自動追蹤(Tracking)負載狀況，若負載已減輕而無過載時，則配合緩輸出功能重新恢復正常電壓輸出。

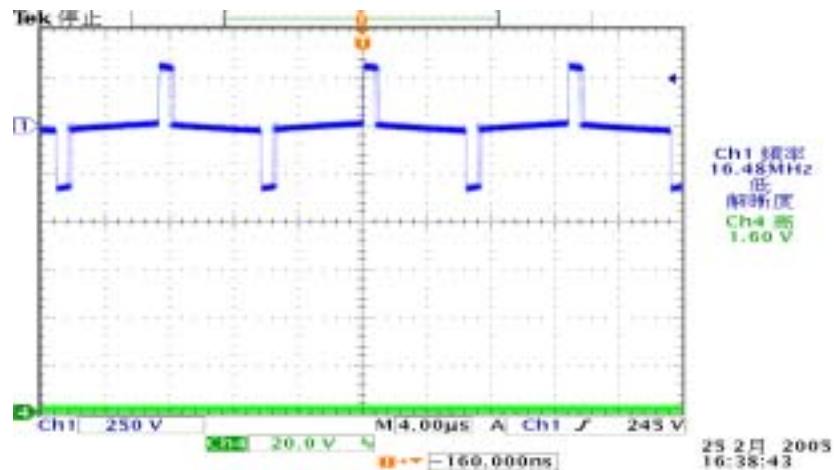
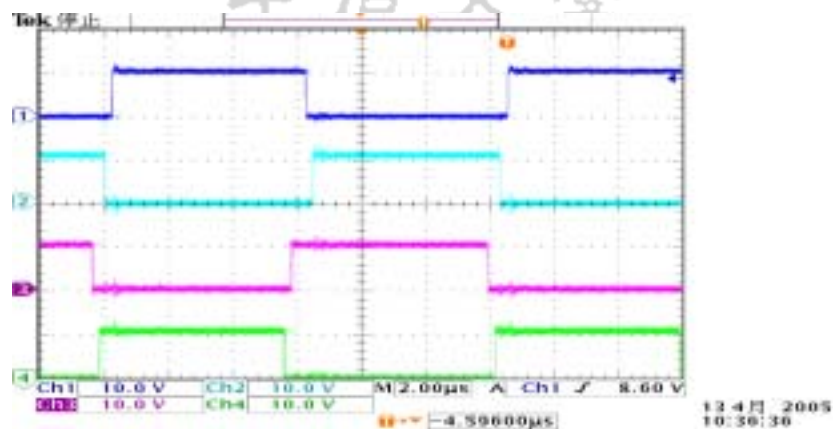
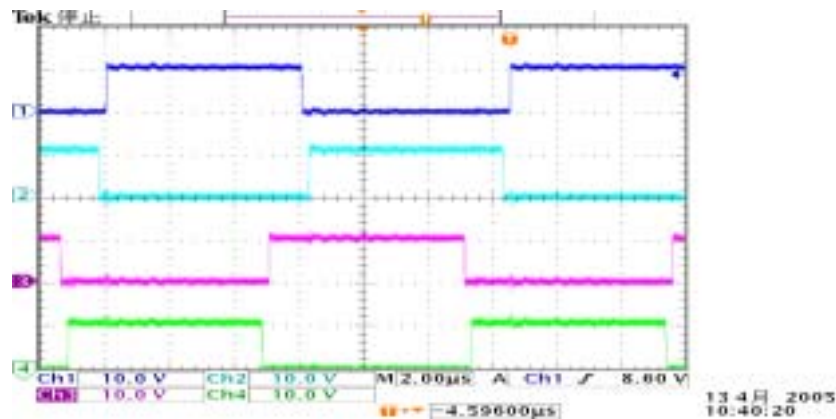


圖 4.14 輸出短路過載保護之  $v_{AB}$  波形

如下圖 4.15 UC3875 控制器(a)開迴路與(b)閉迴路之波形。於開迴路時，其責任週期為最開的時候，而當輸入電壓上升到進入閉迴路系統時，則其責任週期開始變小，亦即脈寬調變波形跟著變窄。責任週期會隨著負載之變化而調整脈寬，負載愈大則脈波愈寬。閉迴路的功用是使該轉換器隨負載的變化作適當調節而得到穩定的輸出電壓。



(a)



(b)

圖 4.15 UC3875 控制器(a)開迴路與(b)閉迴路之波形

如下圖 4.16 所示，Ch1(藍色)為  $v_{AB}$ ，Ch2(青色)為輸出滿載電流，Ch3(粉紅色)為輸出漣波及尖波等波形。

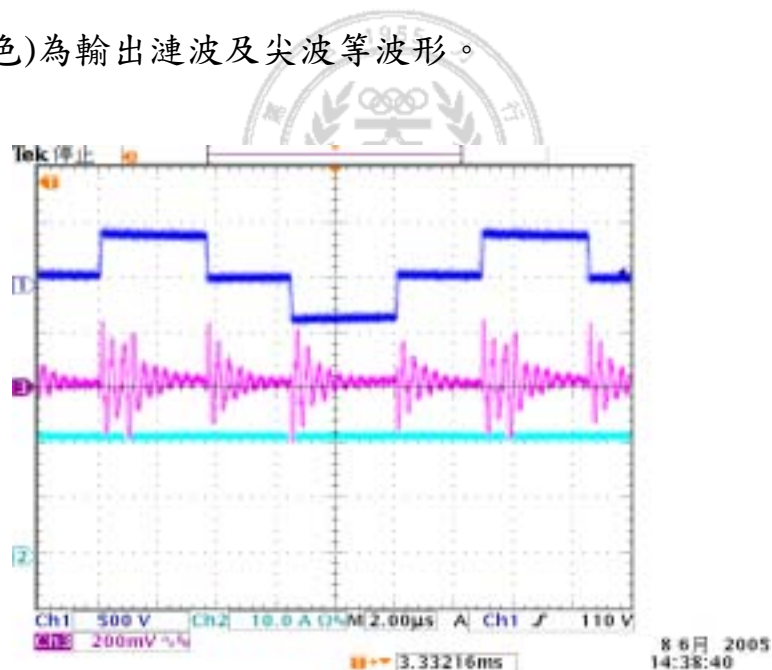
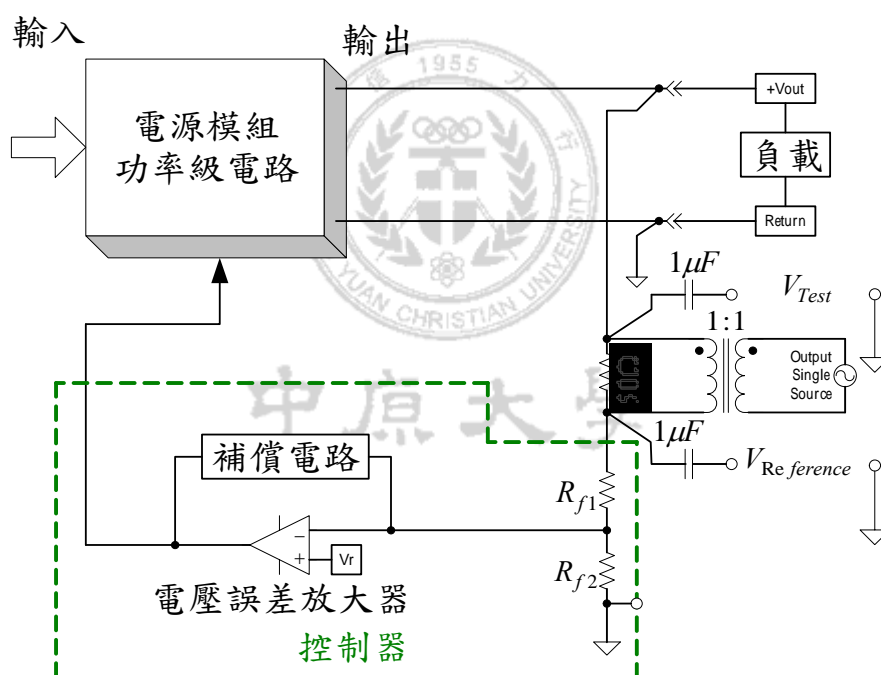


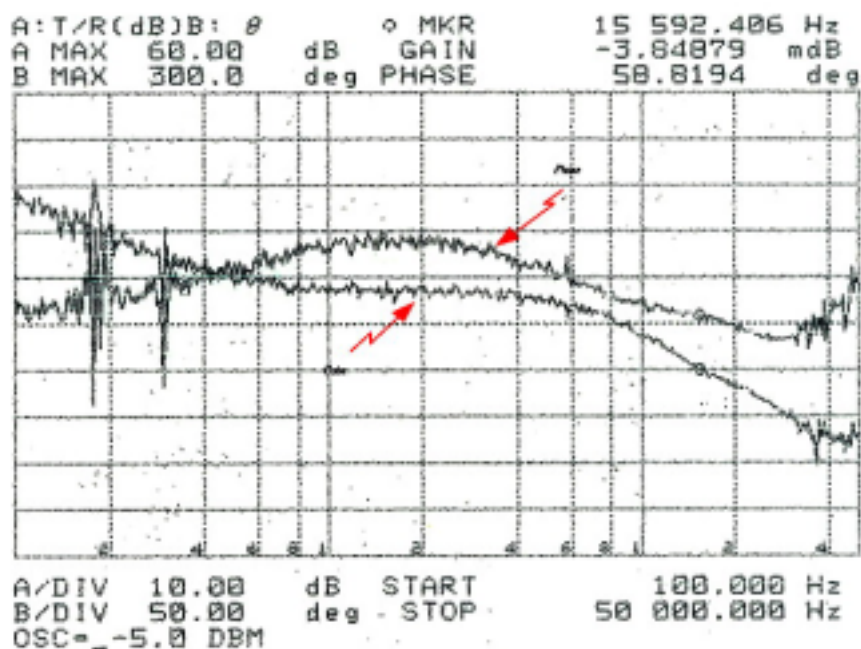
圖 4.16 初級側電壓  $v_{AB}$ 、輸出滿載電流、輸出漣波及尖波等波形

如下圖 4.17 相移式零電壓切換電能轉換器(a)閉迴路增益相位量測方法，將電源供應器之回授電路  $R_{f1}$  電阻前端與輸出相連接之導線暫時分離，以 1 比 1 之寬頻變壓器次級並接  $50\Omega/3W$  電阻以作阻抗匹

配，然後再將此變壓器之次級兩端與剛才所分離的兩端點相串接，最後將 HP-4194A 阻抗分析儀如圖 4.17(a)所示連接，儀器之操作可參考使用手冊。圖 4.17(b)為滿載時之迴路增益(Loop-Gain)波德圖。由單位增益交越點(0dB)與相位曲線交叉點，希望相角在  $45^{\circ} \sim 90^{\circ}$  之間且交越頻率小於  $1/5$  的切換頻率。以切換頻率 80kHz 為例，其交越頻率希望小於 16kHz。依據圖示得知從輕載(即 6.66A)到滿載(即 20A)，其相角為  $45^{\circ}$  以上，且交越頻率為 8.8~16kHz，符合系統所需。



(a)閉迴路增益相位量測接線圖



(b)滿載時之波德圖

圖 4.17 相移式電能轉換器量測接線與滿載時之波德圖

## 4.4 電源模組系統整合測試與討論

### 4.4.1 相移式零電壓切換全橋電能轉換器效率

如下圖 4.18 所示為相移式零電壓切換電能轉換器效率圖，為了實地了解極輕載至滿載之間效率的變化情形，所以取較高的負載電流密度來觀察。從圖中可以看出，當  $I_L \leq 2A$  時，其效率  $\leq 60\%$  偏低，此時 ZVS 還未實現，元件跨壓損耗大；當  $2A \leq I_L < 11A$  時，則效率由 60% 指數快速上升至 90%，此時超前橋與落後橋均已實現 ZVS；而  $11A \leq I_L < 20A$  時效率隨負載增加而些微成長，目前最高為 93% 左右，在這段期間尚未進入衰減期。

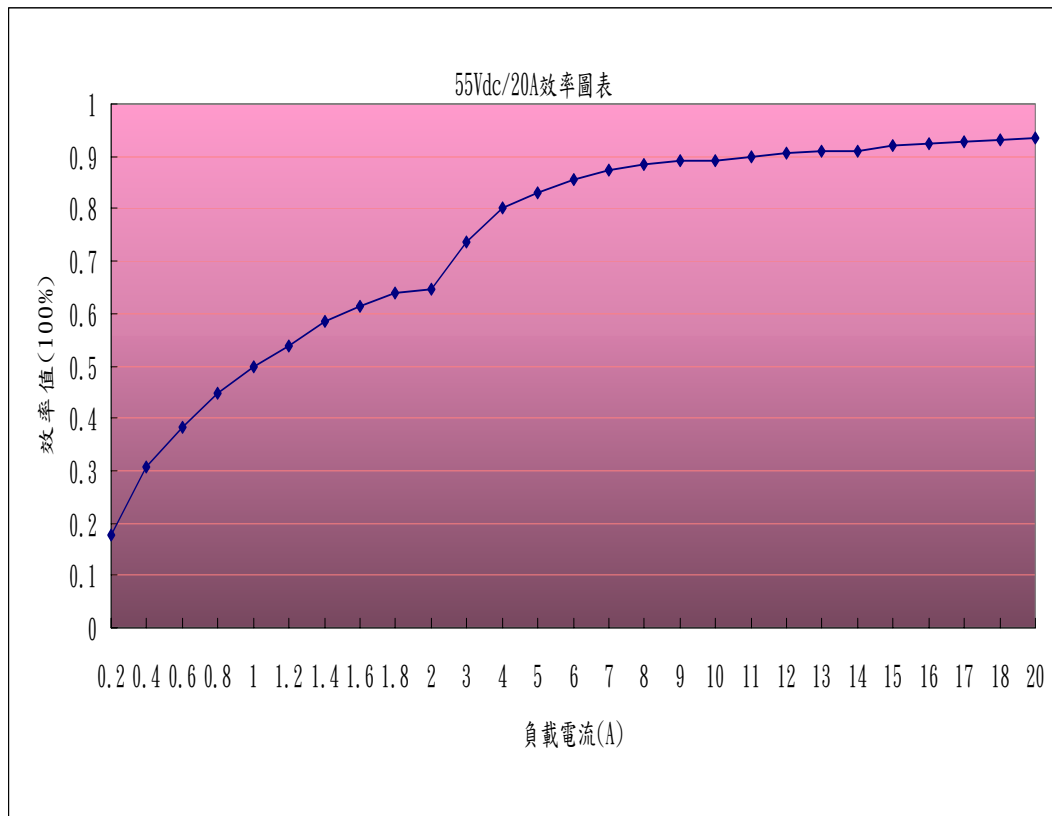


圖 4.18 相移式零電壓切換電能轉換器效率圖

表 4.1 相移式零電壓切換電能轉換器效率

L(A)	HVdc(V)	Idc(HV)	Pi(W)	Vo(V)	Po(W)	Eff(%)
0.2	400	0.158	63.2	55.3	11.06	0.2
0.4	400	0.18	72	55.3	22.12	0.31
0.6	400	0.218	87.2	55.3	33.18	0.38
0.8	400	0.248	99.2	55.3	44.24	0.45
1	400	0.278	111.2	55.3	55.3	0.5
1.2	400	0.308	123.2	55.3	66.36	0.54
1.4	400	0.33	132	55.3	77.42	0.59
1.6	400	0.36	144	55.3	88.48	0.61
1.8	400	0.39	156	55.3	99.54	0.64
2	400	0.428	171.2	55.3	110.6	0.65
3	400	0.563	225.2	55.3	165.9	0.74
4	400	0.69	276	55.3	221.2	0.8
5	400	0.833	333.2	55.3	276.5	0.83
6	400	0.968	387.2	55.3	331.8	0.86
7	400	1.11	444	55.3	387.1	0.87
8	400	1.253	501.2	55.3	442.4	0.88
9	400	1.395	558	55.3	497.7	0.89
10	400	1.545	618	55.2	552	0.89
11	400	1.688	675.2	55.2	607.2	0.9
12	400	1.83	732	55.2	662.4	0.91
13	400	1.973	789.2	55.2	717.6	0.91
14	400	2.121	848.4	55.2	772.8	0.91
15	400	2.245	898	55.2	828	0.92
16	400	2.385	954	55.2	883.2	0.93
17	400	2.528	1011.2	55.2	938.4	0.93
18	400	2.668	1067.2	55.2	993.6	0.93
20	400	2.958	1183.2	55.2	1104	0.93

#### 4.4.2 負載穩壓率

依據表 4.1，在輸入電源固定，空載與滿載變化之下的穩壓率 (Load Regulation) 為

$$r = \frac{V_{(no\_load)} - V_{(full\_load)}}{V_{(full\_load)}} \times 100\% = \frac{55.3 - 55.2}{55.2} \times 100\% = 0.181\% \text{，符合}$$

系統需求小於 2%。

#### 4.4.3 輸出建立時間

依據圖 4.13 測試結果得知輸出建立時間 Rise-Time 10%~90% 為 57ms，符合系統需求小於 100ms。

#### 4.4.4 開機緩啟動時間

依據圖 4.8 測試結果得知開機緩啟動時間 65ms，符合系統需求  $50ms < t_{(start-up)} < 300ms$ 。

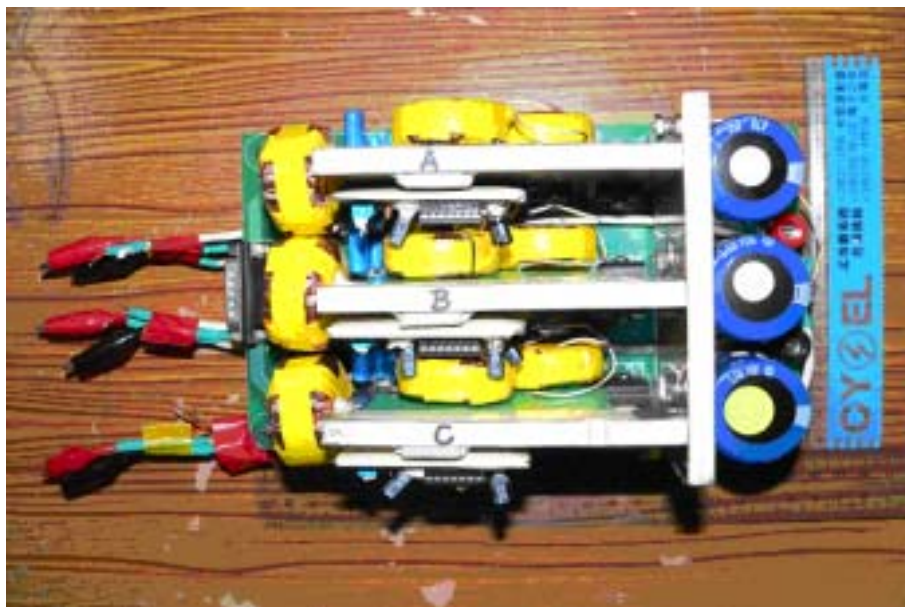
#### 4.4.5 負載短路保護

依據圖 4.14 測試結果得知負載短路超過 30S 再解除時，系統恢復正常運作，符合系統需求。

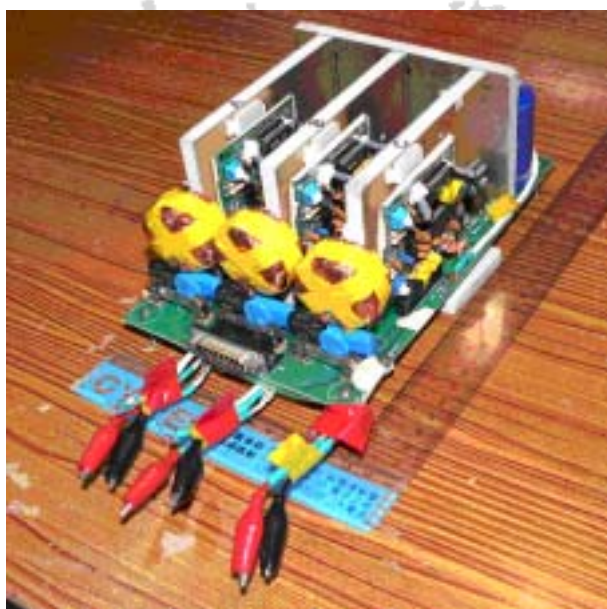
## 4.5 電源模組系統實體與測試系統裝備

### 4.5.1 三相功因修正器實體

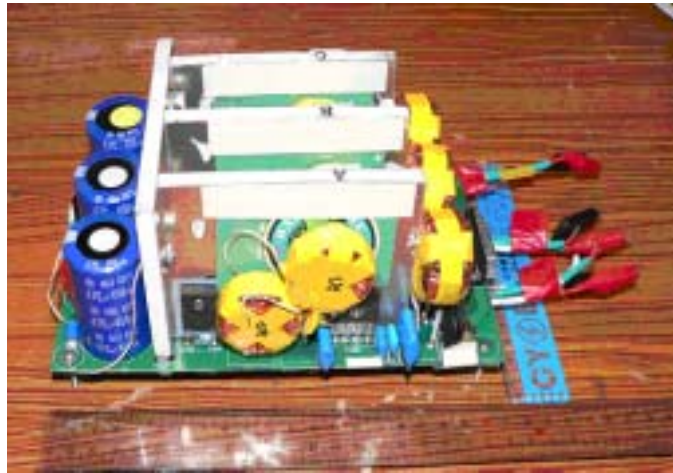
如下圖 4.19(a)~(d)為三相功因修正器實體圖



(a)頂視圖



(b)立體圖



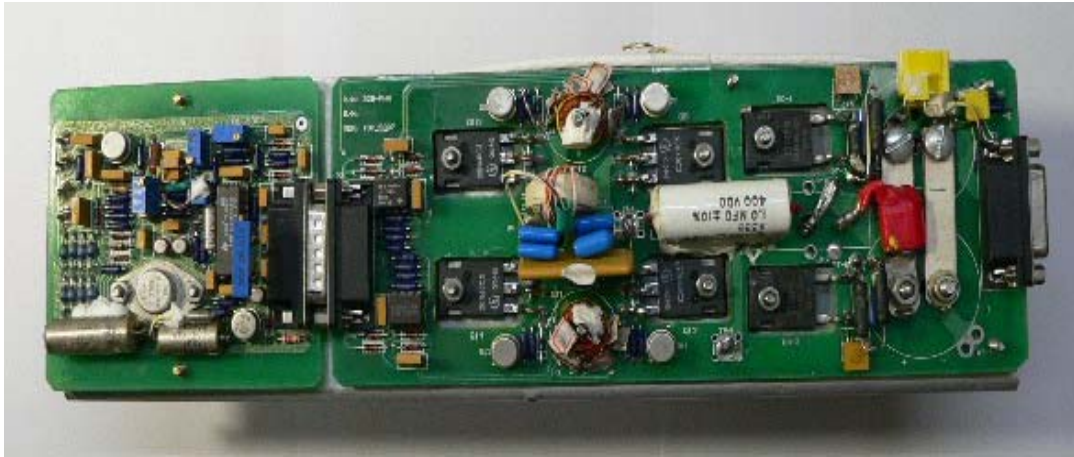
(c)三相 PFC 實體左側圖



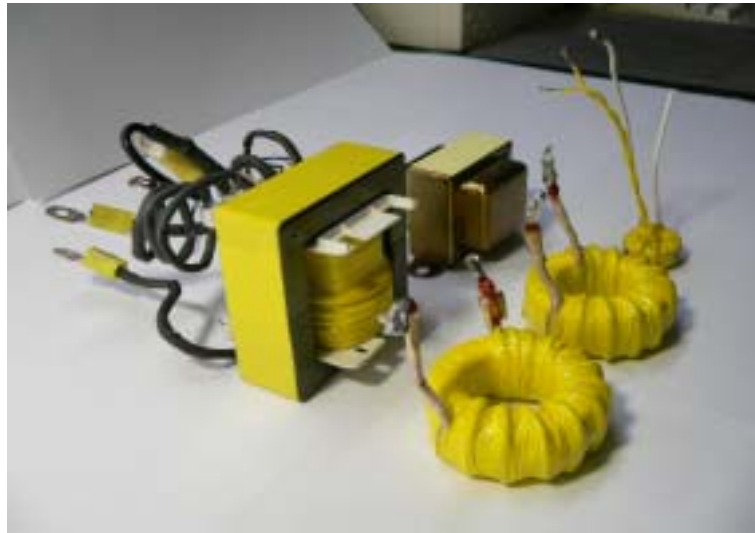
(d)三相 PFC 實體右側圖

圖 4.19 三相功因修正器實體圖

如下圖 4.20(a)為相移式零電壓切換全橋轉換器實體，左側部分為控制電路板，右側部分為驅動與功率級電路板。圖 4.20(b)為該轉換器之磁性元件。



(a)



(b)

圖 4.20 相移零電壓全橋轉換器與磁性元件

#### 4.5.2 系統測試

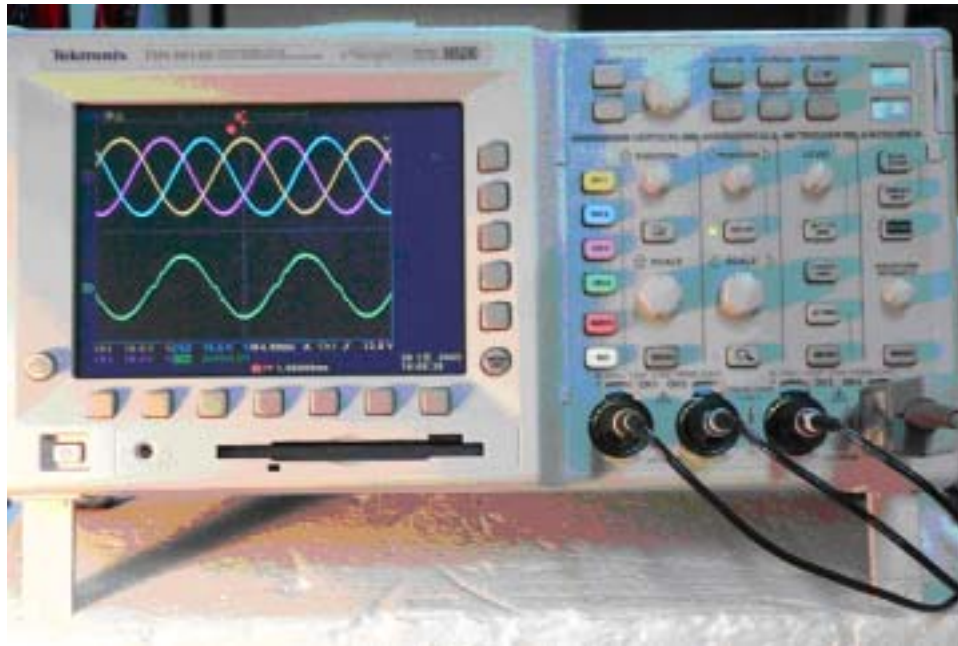
如下圖 4.21 為系統實測情形，其中包括三相電源供應系統、高壓負載、儲存式示波器、輔助外加電源、三相輸入斷電保護器、數位電錶、隔離高壓探棒、受測裝備及安全消防設備等。



(a) 系統測試 A 圖



(b) 系統測試 B 圖

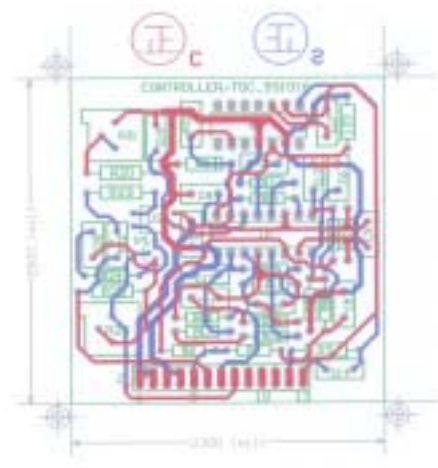


(c) 系統測試 C 圖

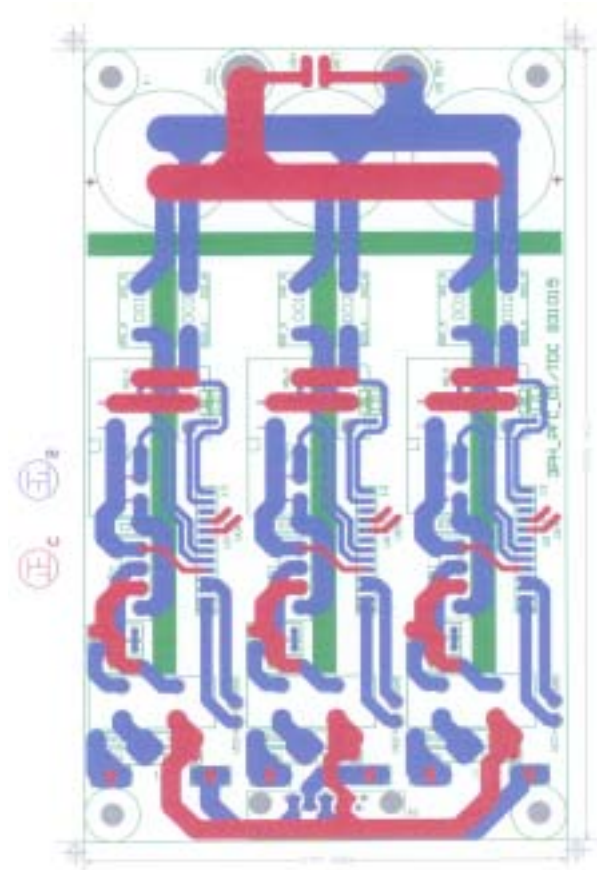
圖 4.21 不同形式之系統測試圖

#### 4.5.3 PFC 之 PC 板佈局

如下圖 4.22(a)、(b)為 PFC 之 PC 板佈局圖。



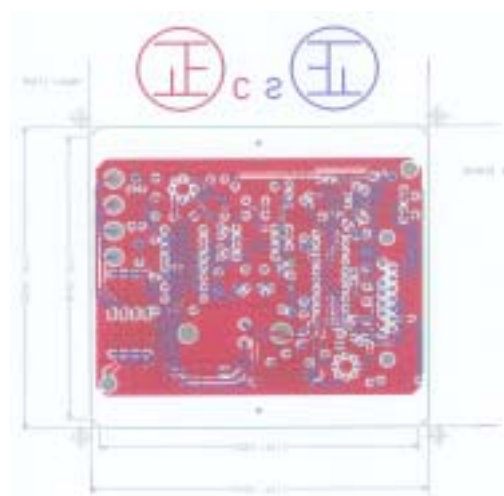
(a) PFC 控制板佈局圖



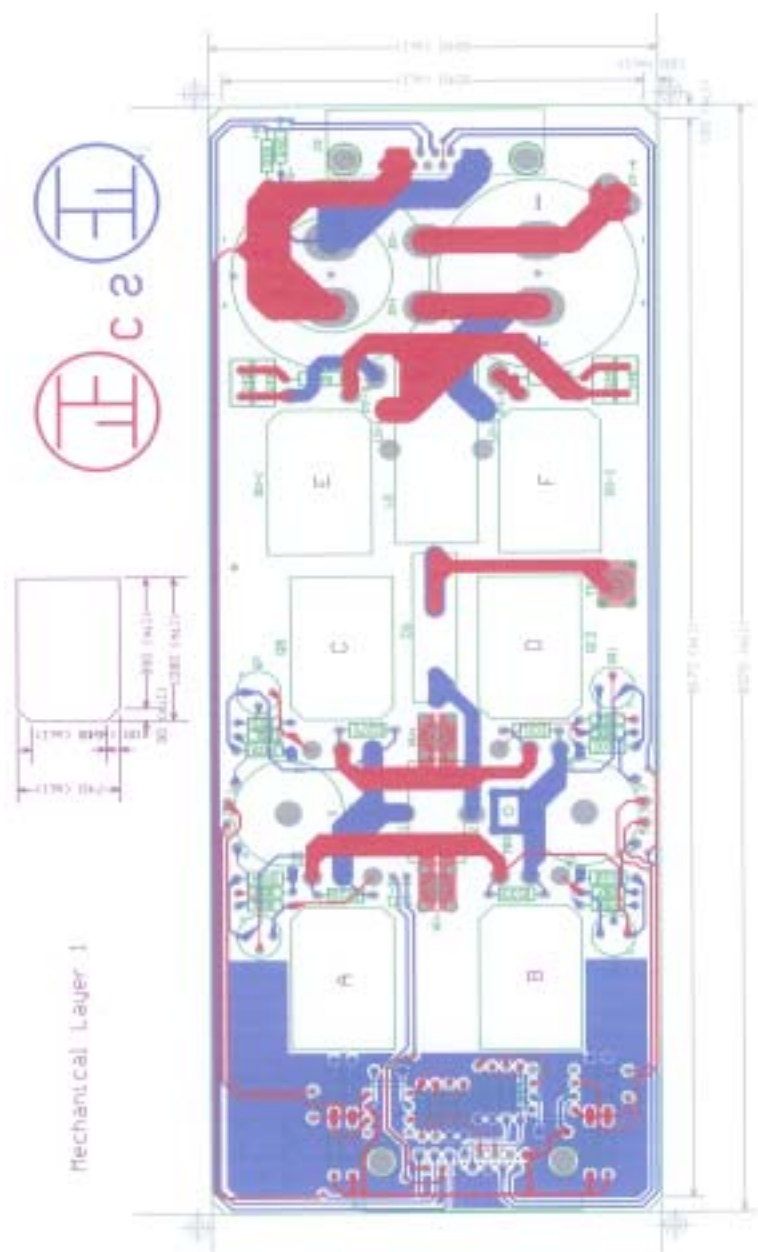
(b) 三相 PFC 之功率級板佈局圖

圖 4.22 功因修正器之控制器與三相功率級 PC 板佈局圖

#### 4.5.4 相移式零電壓切換全橋電能轉換器實體



(a) 控制器



(b)驅動與功率級

圖 4.23 相移式零電壓切換全橋電能轉換器 PC 板佈局圖

## 第五章 結論與未來展望

### 5.1 結論

本論文之研究，係以相移式零電壓切換電能轉換技術為主，三相功因修正器為輔，組合成為完整的電源模組，具有以下特性：

1. 在穩定度方面：依據量測的波德圖當中，分別由輕載、中載到滿載等不同負載情況之下，可以看出相位邊界都在 $45^\circ$ 以上。
2. 在可靠度方面：由於可靠度驗證必須通過特殊環境測試，檢測項目包括溫度環境試驗測試、應力振動測試、零組件品質篩選等工程。目前在現有設備之下，受測系統在通風環境下連續運作 8 小時壽命測試，最高溫昇約為 $50^\circ\text{C}$ 。
3. 在系統效率方面：三相功因修正器效率約為 80%~90%，相移式零電壓切換電能轉換器 1.1kW 之效率約為 90%~93%，平均整體效率約為 77%。

### 5.2 未來展望

有人說科技產品是為懶人而發明的；同理，系統裝備是針對負載需求而開發的。產品的開發必須符合重複使用性與實用價值性，未來能源開發能夠朝空載低消耗待機省能及少污染的方向發展。在商業自由化、國際化的現今，功因修正器將是電力電子產品開發的方向，如

何使產品小型化及更有效率是未來發展的目標。

本論文雖然嘗試以全功能性模組探討研製，但是經由理論與實務驗證結果，尚有若干改進空間，例如暫態、干擾與效率問題，皆有待加強克服。期望未來三相功因修正器能夠朝軟式切換及單晶片數位信號處理(DSP)開發，而相移式零電壓切換全橋轉換器，可望朝零電壓、零電流轉移之軟式切換方向改進，以進一步提升轉換器之效能。



中原大學

## 參考文獻

- [1] A. I. Pressman, "Switching Power Supply Design 2/e", 1999 by McGraw-Hill Book Co.
- [2] D. A. Grant and J. Grover, "Power MOSFETS: Theory and Applications", John Wiley & Sons, 1989.
- [3] R. S. Ramshaw, "Power Electronics Semiconductor Switches", 2nd ed., Chapman and Hall, 1992.
- [4] B. W. Williams, "Power Electronics: Devices, Drivers and Applications", 2nd ed., John Wiley & Sons, 1992.
- [5] S. Gataric, D. Boroyevich, and F. C. Lee, "Soft-Switched Single-Switch Three-Phase Rectifier with Power Factor Correction", Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1993. APEC '93. Conference Proceedings 1994, Ninth Annual, 13-17 pp. 738-744 vol.2, Feb. 1993.
- [6] G. Hua, C. S. Leu, F.C Lee, "Novel Zero-Voltage Transition PWM Converters", Power Electronics Specialists Conference, 1992. PESC '92 Record., 23rd Annual IEEE, pp. 55-61 Vol.1, 29 June-3 July 1992.
- [7] K. H. Liu and F. C. Y. Lee, "Zero-voltage switching technique in dc-dc converters", Power Electronics, IEEE Transactions on, Volume 5, Issue 3, PP. 293-304, July 1990.
- [8] G. Hua and F. C. Lee, "A New Class of Zero-Voltage-Switched PWM Converters", Proceedings of the High Frequency Conversion Conference, pp. 244-251, 1991.
- [9] J. P. Beirante and B. V. Borges, "A New Full Bridge Zero Voltage Switched Phase Shifted DC-DC Converter with Enlarged Duty Cycle and ZVS Range", Conference of CONTELE, pp. 136, 2001.
- [10] C. R. Paul and K. B. Hardin, "Diagnosis and Reduction of Conducted Noise Emissions", IEEE Trans. On EMC, Vol. 4, pp. 553-560, Nov. 1988.
- [11] R. L. Ozenbaugh, "EMI Filter Design", 2nd ed., Richard Lee Ozenbaugh, 2001.
- [12] V. Chunkag, F. V. P. Robinson, "Interleaved Switching Topology for Three-Phase Power-Factor Correction", Power Electronics and

- Variable-Speed Drives, 1994 Fifth International Conference on, pp. 280-285, 26-28 Oct 1993.
- [13] C. T. Pan, T. C. Chen, "Step-Up/Down Three-Phase AC to DC Converter with Sinusoidal Input Current and Unity Power Factor", Electric Power Applications, IEE Proceedings-, Volume. 142, Issue.1, pp. 63-64, Jan 1994.
- [14] L. Malesani, L. Rossetto, G. Spiazzi, P. Tenti, I. Toigo, F. Dal. Lago, "Single-Switch Three-Phase AC/DC Converter with High Power Factor and Wide Regulation Capability", Telecommunications Energy Conference, 1992. INTELEC '92., 14th International, 4-8, pp. 279-285, Oct 1992.
- [15] C. Zhou, M. Jovanovic, "Design Trade-offs in Continuous Current-mode Controlled Boost Power-factor Correction Circuits", HFPC Conf. Proc, pp. 209-220, 1992.
- [16] D. M. Sable, F. C. Lee, "The Operation of a Full-Bridge, Zero-Voltage-Switched PWM Converter", Proceedings of Virginia Power Electronics Center Seminar, pp. 92-97, 1989.
- [17] G. Hua and F. C. Lee, "A Novel Full-Bridge Zero-Current-Switched PWM Converters", Proceedings of the European Power Electronics Conference, pp. 29-34, 1991.
- [18] Texas Instruments, "Phase Shifted, Resonant Controller, Unitrode Products from Texas Instruments", pp. 3-363~3-372, 5-125-25, 7-27~7-30, 1997.
- [19] Philip C. Todd, "UC3854 Controlled Power Factor Correction Circuit Design", Applications Handbook, 1997.
- [20] 莊志成, 「模組化全橋相移式零電壓轉換系統之研製」, 台灣科技大學碩士論文, 民國 88 年。
- [21] M. J. Kocher and R. L. Steigerwald, "An AC to DC Converter with High Quality Input Waveforms", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. LA-I9, No. 4, pp. 586-599, July/Aug. 1982.
- [22] W. P. Marple, "Low Distortion Three Phase Power Regulator", IBM Technical Disclosure Bulletin, Vol. 22, No. 3, pp. 970-971, Aug. 1979.
- [23] A. R. Prasad, P. D. Ziogas and S. Manias, "An Active Power Factor Correction Technique for Three-Phase Diode Rectifiers", Power Electronics, IEEE Transactions. On, Volume 6, Issue. 1, pp. 83-92,

Jan. 1991.

- [24]C. Silva, “Power Factor Correction with the UC3854”, Application Note, Unitrode Integrated Circuits.
- [25]K. H. Liu and F. C. Lee, “Resonant Switches-A Unified Approach to Improved Performances of Switching Converters”, Proceedings of the International Telecommunications Energy Conference, pp. 344-351, 1983.
- [26]G. Spiazzi and F. C. Lee, “Implementation of Single-Phase Boost Power Factor Correction Circuits in Three-Phase Applications”, Industrial Electronics, IEEE Transactions. Volume 44, Issus 3, pp. 365-371, June 1997.
- [27]Z. Lai and K. M. Smedley, “A Family of Continuous Conduction Mode Power-Factor-Correction Controllers Based on the General Pulse-Width Modulator”, Power Electronics, IEEE Transactions. On, Volume. 13, Issue. 3, pp. 501-510, May 1998.
- [28]M. J. Nave, “Power Line Filter Design for Switched-Mode Power Supplies”, 1994.
- [29]C. W. T. McLyman, “High Reliability Magnetic Devices”, Design and Fabrication, 2002.
- [30]C. R. Paul, “Introduction to Electromagnetic Compatibility”, 1992.
- [31]R. Severns, G. Bloom, “Modern DC-TO-DC Switched-Mode Power Converter Circuits. Van Nostrand Reinhold, 1984.
- [32]W. A. Tabisz, F. C. Lee, “Zero-Voltage-Switching Multi-Resonant Technique-A Novel Approach to Improve Performance of High Frequency Quasi-Resonant Converters”, Power Electronics Specialists Conference, 1988, PESC '88 Record., 19th Annual IEEE, pp. 9-17 vol.1, 11-14 April 1988.
- [33]H. Mao, F. C. Lee, X. Zhou and D. Boroyevich, “Improved Zero-Current-Transition Converters for High Power Applications”, Proceedings of the Industrial Application Society Annual Meeting, pp. 1145-1152, 1995.
- [34]N. Mohan and T. M. Undeland and W. P. Robbins, “Power Electronics Converters, Applications and Design, 2/e”, 1995 by John Wiley & Sons, Inc.
- [35]International Rectifier, “IR2110 of High and Low Side Driver”, Data Sheet No. PD60147-N, pp. 1-15, 1997.
- [36]B. Andreyckak, “Phase Shifted, Zero Voltage Transition Design Considerations and the UC3875 PWM Controller”, Unitrode

- Application Note, 1997.
- [37]B. Andreyckak, “Practical Considerations in High Performance MOSFET, IGBT and MCT Gate Drive Circuits”, Application Note, 1997.
- [38]Linear Semiconductor Corporation, “LM78XX Series Voltage Regulators”, Linear Data-book 1, pp. 1-251~1-253, 1987.
- [39]梁適安, 「交換式電源供應器之理論與實務設計」, 全華圖書出版社, 民國 83 年。
- [40]Ferroxcube, “Soft Ferrites and Accessories”, Data Handbook, 2000.
- [41]Powder Cores MPP and High Flux Cores for Filter and Inductor Applications, Division of Spang & Company.
- [42]L. Balogh, “The Current-Doubler Rectifier: an Alternative Rectification Technique for Push-Pull and Bridge Converters”, Applications Handbook, 1997.



中原大學

## 作者簡介



籍貫：台灣省南投縣

出生：1954 年 03 月 12 日

學歷：1982 年畢業於台北工專

2002 年畢業於清雲技術學院

住址：桃園縣平鎮市中豐路 327 巷 13 弄 6 號 2 樓

電話：(03)4589742



中興大學