

國立交通大學

電機與控制工程學系

碩士論文

符合 IEC61000-3-2 class A 電氣規範的單級全橋
式交/直流變通型電源轉換器



A Modified Single-Stage Full-Bridge AC/DC
Converter Complying with IEC61000-3-2 Class A

研究生：曹文昇

指導教授：張隆國 博士

中華民國九十五年九月

符合 IEC61000-3-2 class A 電氣規範的單級全橋
式交/直流變通型電源轉換器

A Modified Single-Stage Full-Bridge AC/DC
Converter Complying with IEC61000-3-2 Class A

學 生：曹文昇

Student：Wen-Sheng Tsao

指導教授：張隆國 博士

Advisor：Dr. Lon-Kou Chang



A Thesis

Submitted to Institute of Control Engineering
College of Electrical Engineering and Computer Science

National Chiao Tung University

In Partial Fulfillment of the Requirements

For the Degree of Master

In

Electrical and Control Engineering

September 2006

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十五年九月

符合 IEC61000-3-2 class A 電氣規範的單級全橋式交/直流變通型電源轉換器

研究生：曹文昇

指導老師：張隆國博士

國立交通大學電機與控制工程學系

摘 要

本文旨在探討一單級全橋式交/直流變通型電源轉換器，該轉換器主要包含輸入電流修飾器與全橋式直/直流轉換器兩大部分。電路特色主要為：使用一開關利用調整其責任週期比來控制儲能電容電壓的最大值，並探討輸入電流修飾器，以提高電源側的功率因數。

文中針對所設計的電路進行詳細的說明及分析，並以 PSpice 模擬軟體來進行電腦模擬以輔助相關的設計。此外，本文完成的是一部 220V 輸入且 660W/100V 輸出的單級全橋式交/直流變通型電源轉換器雛型電路。相關的模擬與實測結果，說明本文所提出的電路具有良好的輸出特性，並能符合規範 IEC61000-3-2 class A 的要求。

關鍵詞：輸入電流修飾器、單級電源轉換器、全橋式電源轉換器。

A Modified Single-Stage Full-Bridge AC/DC Converter Complying with IEC61000-3-2 Class A

Student : Wen-Sheng Tsao

Advisor : Lon-Kou Chang

Department of Electrical and Control Engineering

National Chiao-Tung University

ABSTRACT

This thesis proposes a modified single-stage full-bridge AC/DC converter complying with IEC61000-3-2 class A standard. The converter was composed of two subcircuits: an input current shaper and a full-bridge DC/DC converter. This proposed circuit has two major merits: the maximum voltage across the bulk capacitor can be suppressed by applying a dead time function to the power input switch. In addition, the high power factor of AC source was effectively kept by employing an input current shaper.

The detailed design consideration and analysis are also included. The Pspice simulation software was used to carry out the computer simulation and to aid the circuit design. Finally, a 220V input and 660W/100V output prototype circuit had been implemented. The simulation and experimental results validated the feasibility of the proposed circuit, which had good performance and complies with IEC61000-3-2 class A standard.

Keywords: input current shaper, single-stage converter, full-bridge converter.

誌 謝

本論文能夠順利完成，首先感謝我的指導教授張隆國博士，在這兩年的研究生涯裡對我的悉心照顧與教誨，特別在盲時電路的設計上對我細心的指導，方使本論文得以順利完成，在此表示最誠摯的謝意。

另外感謝口試委員廖德誠教授、鄭木火教授、林君明教授以及張隆國教授給予本論文的斧正以及建議，使得本論文更加地完整以臻於盡善盡美。

感謝宴銘學長、如璇學姊、阿暉學長、恆毅學長、昌吉學長、阿信學長、奕廷、彥廷、柏蒼、宗仁在課業上的切磋。

最後要感謝一直在背後默默支持我的家人，使我的生活中充滿動力，讓我能夠全心全意地專注於功課與研究上。願將此榮耀和喜悅與我的家人一起分享。

謹將本論文獻給所有關心我的人！

曹文昇

謹致於交通大學 815 實驗室

中華民國九十五年九月

目 錄

中文摘要	i
英文摘要	ii
致謝	iii
目錄	iv
圖目錄	vii
表目錄	xi
第一章 緒論	1
1-1 研究動機	1
1-2 文獻回顧	2
1-3 論文架構	3
第二章 功因修正電路與直/直流轉換器的回顧	5
2-1 前言	5
2-2 功因修正電路現況說明	5
2-3 功率因數的定義	6
2-4 IEC61000-3-2 的規格	8
2-5 升壓型轉換器功因修正性能分析	10
2-6 升壓型轉換器功因修正的控制方法	15
2-6-1 乘法器控制法	15
2-6-2 電壓隨耦法	18
2-7 直/直流轉換器電路的回顧	19
2-8 單級功因修正電路	22
2-8-1 背景說明	23
第三章 單級全橋式交/直流變通型電源轉換器	27

3-1 前言	27
3-2 儲能電容電壓限制的原理說明	31
3-3 新架構電路之動作原理說明	33
第四章 硬體電路設計與研製	40
4-1 系統簡介	40
4-2 電磁干擾濾波電路設計	42
4-3 單級全橋式交/直流變通型電源轉換器參數設計	43
4-3-1 輸入電感的選用	44
4-3-2 輸出電感的選用	45
4-3-3 輸出濾波電容設計	46
4-3-4 高頻變壓器	46
4-3-5 儲能電容的選擇	48
4-3-6 功率晶體的選用	48
4-3-7 功率二極體的選用	50
4-3-8 控制用積體電路	51
4-3-9 盲時控制電路	52
4-3-10 閘極驅動電路	53
4-3-11 回授隔離電路	54
4-4 輔助電源與啟動電路	56
4-4-1 輔助電源電路	56
4-4-2 啟動電路	57
第五章 模擬實測與分析	59
5-1 前言	59
5-2 模擬與實測結果及分析	59
第六章 結論與展望	78
6-1 結論	78

6-2 展望.....	78
參考文獻.....	80



圖目錄

圖 2-1	IEC61000-3-2 設備分類流程圖	9
圖 2-2	Boost 轉換器的 V-I 關係圖：(a) Boost 轉換器 (b)輸入 V-I 特性曲線.....	11
圖 2-3	Buck 轉換器的 V-I 關係圖：(a) Buck 轉換器 (b)輸入 V-I 特性曲線.....	13
圖 2-4	Buck-Boost 轉換器的 V-I 關係圖：(a) Buck-Boost 轉換器 (b)輸入 V-I 特性曲線.....	14
圖 2-5	乘法器控制法	16
圖 2-6	平均電流模式示意圖	17
圖 2-7	峰值電流模式示意圖	17
圖 2-8	磁滯電流模式示意圖	18
圖 2-9	電壓隨耦法	18
圖 2-10	電壓隨耦法輸入電流波形示意圖：(a)電感電流操作在連續與非連續導通邊界示意圖(b)電感電流操作在非連續導通模式示意圖...	19
圖 2-11	反馳式電路簡圖	20
圖 2-12	順向式電路簡圖	21
圖 2-13	推挽式電路簡圖	21
圖 2-14	半橋式電路簡圖	22
圖 2-15	全橋式電路簡圖	22
圖 2-16	使用元件移位法的電路：(a)兩級式功因修正電源轉換器 (b)BIFRED 單級功因修正電源轉換器.....	24
圖 2-17	使用同步切換法的電路：(a)兩級式功因修正電源轉換器 (b)同步切換法單級式功因修正電源轉換器.....	25

圖 3-1	單級單開關交/直流電源轉換器	28
圖 3-2	單級全橋式交/直流電源轉換器	28
圖 3-3	加入額外變壓器線圈的單級全橋式交/直流電源轉換器	29
圖 3-4	含死帶的輸入電流波形	29
圖 3-5	具有輸入電流修飾的單級全橋式交/直流變通型電源轉換器	30
圖 3-6	不含死帶的輸入電流波形	31
圖 3-7	在非連續導通模式下的輸入電感電流與電壓波形	31
圖 3-8	盲時控制示意圖	32
圖 3-9	具有輸入電流修飾的單級全橋式交/直流變通型電源轉換器	33
圖 3-10	在一個切換週期內的重要電壓與電流波形	34
圖 3-11	$t_1 \leq t < t_2$ 的電流迴路	36
圖 3-12	$t_2 \leq t < t_3$ 的電流迴路	37
圖 3-13	$t_3 \leq t < t_4$ 的電流迴路	38
圖 3-14	$t_4 \leq t < t_5$ 的電流迴路	38
圖 3-15	$t > t_5$ 的電流迴路	39
圖 4-1	系統方塊圖	41
圖 4-2	高頻電流濾波器	43
圖 4-3	具輸入電流修飾的單級全橋式交/直流變通型電源轉換器	44
圖 4-4	控制積體電路 UC3844 配合雙輸出驅動器 UC3706	51
圖 4-5	盲時控制電路	52
圖 4-6	HCPL3120 內部電路示意圖	53
圖 4-7	Q_5 閘極驅動電路	54
圖 4-8	回授隔離電路	55
圖 4-9	TL431 的內部電路示意圖與符號	56
圖 4-10	輔助電源 1 電路圖	56
圖 4-11	MIW1026 的內部電路示意圖	57

圖 4-12	啟動電路	58
圖 5-1	單級全橋式交/直流變通型電源轉換器的模擬電路圖	60
圖 5-2	盲時控制電路中 74LS02 的輸入(之一 5V/div，之二 2V/div)與 輸出電壓(4V/div)波形	61
圖 5-3	660W輸出、220Vac輸入時UC3844 的輸出(10V/div)與開關 Q_5 的閘極驅動訊號(10V/div)	62
圖 5-4	實測的盲時時間與儲能電容電壓的關係曲線圖	62
圖 5-5	660W 輸出、220Vac 輸入時的儲能電容電壓(100V/div)波形	63
圖 5-6	330W 輸出、220Vac 輸入時的儲能電容電壓(100V/div)波形	63
圖 5-7	660W 輸出、220Vac 輸入時的輸入電感電流(8A/div)波形	64
圖 5-8	在 X 點處的輸入電感電流(5A/div)與 UC3844 的輸出電壓 (10V/div)波形	65
圖 5-9	在 Y 點處的輸入電感電流(5A/div)與 UC3844 的輸出電壓 (10V/div)波形	65
圖 5-10	660W 輸出、220Vac 輸入時輸入電壓與電流的模擬波形	66
圖 5-11	660W 輸出、220Vac 輸入時輸入電壓(100V/div)與電流(4A/div) 的實測波形	66
圖 5-12	660W 輸出、220Vac 輸入時的輸入電壓、電流與儲能電容電壓 變化的模擬波形	67
圖 5-13	實測 660W 輸出、220Vac 輸入時的輸入諧波電流 與 IEC 61000-3-2 class A 標準的比較圖	68
圖 5-14	330W 輸出、220Vac 輸入時輸入電壓與電流的模擬波形	69
圖 5-15	330W 輸出、220Vac 輸入時輸入電壓(100V/div)與電流(2A/div) 的實測波形	69
圖 5-16	實測 330W 輸出、220Vac 輸入時的輸入諧波電流 與 IEC 61000-3-2 class A 標準的比較圖	70

圖 5-17	660W 輸出、220Vac 輸入時橋式開極驅動訊號(10V/div)與橋式開關電流(5A/div)波形.....	72
圖 5-18	660W 輸出、220Vac 輸入時輸出電感電流(2A/div)波形	72
圖 5-19	660W 輸出、220Vac 輸入時的輸出電壓(20V/div)波形	73
圖 5-20	660W 輸出、220Vac 輸入時輸出電壓漣波(0.5V/div)與輸出電感電流(2A/div)波形.....	73
圖 5-21	660W 輸出、110Vac 輸入時輸入電壓與電流的模擬波形	74
圖 5-22	模擬 660W 輸出、110Vac 輸入時的輸入諧波電流與 IEC 61000-3-2 class A 標準的比較圖	75
圖 5-23	單級全橋式交/直流變通型電源轉換器功率級實體電路(長×寬：30cm×15cm).....	76
圖 5-24	單級全橋式交/直流變通型電源轉換器回授控制級實體電路(長×寬：22cm×15cm).....	76
圖 5-25	單級全橋式交/直流變通型電源轉換器輸出回授部份的實體電路(長×寬：20cm×15cm).....	77

表 目 錄

表 2-1	IEC 61000-3-2 A 類的諧波電流規範	10
表 4-1	具有輸入電流修飾的單級全橋式交/直流變通型電源轉換器規格	40
表 4-2	功率開關相關規格	50
表 5-1	模擬 330W 輸出、220Vac 輸入時有加入變壓器線圈 N_1 以及沒 有加入變壓器線圈 N_1 的輸入電流諧波成份和THD	71



第一章

緒論

1-1 研究動機

由於積體電路的半導體技術發展迅速，因此系統設計者以及電子產品製造商都特別以輕、薄、短、小做為其產品的特色之一。傳統之線性式電源供應器由於具有笨重的隔離變壓器、散熱片及冷卻風扇，而漸漸地被高頻率的切換式電源供應器所取代。


此外，電源側的功因改善及諧波抑制亦是許多專家學者研究的重要課題，目前已有許多國際法規針對電源產品的功因及諧波加以規範，以確保這些電子產品不會造成電力品質的劣化。為了滿足這些需求，電源供應器需加入功因修正電路。然而，加入功因修正電路卻會導致成本提高。

為了更進一步簡化電路和降低成本，近十年來在交/直流電源供應器的設計上發展出一種新穎的設計方式：單級單開關(Single-Stage Single-Switch)的架構 [1-5]。此設計大多將輸入電流修飾器(Input Current Shaper, ICS)的升壓電感操作在非連續導通模式(Discontinuous Conduction Mode, DCM)，因此，在責任週期比 (Duty Ratio, D) 幾乎固定的情況下，利用升壓電感的電流可自然追隨線電壓的方式來達成自發功因修正控制(Self Power Factor Correction, Self-PFC)，而省去了一般的功因控制器。且因為升壓電感的電流是操作在DCM下，所以當開關在切換時，可在開關導通時達成零電流切換。雖然當升壓電感的電流在全部的時間都操作在連續導通模式(Continuous Conduction Mode, CCM)時也能達到功因修正的效果，但此情況需要責任週期比隨著輸入電壓變動才能形成。因此，便多需要一個功因控制器，如此一來，電路的複雜度與所需成本都會增加。所以選擇升壓電

感的電流操作在DCM下還是一個比較好的選擇。此設計僅用單一的控制回路即可達成一般兩級架構的功能，在電子產品應用上非常具有吸引力。

因此，本論文的電路設計即以上述的單級架構為基礎，同時，配合全橋式電源轉換器，主要在於開發一適用500瓦以上之具有輸入電流修飾的單級全橋式交/直流變通型電源轉換器，並滿足世界各國對於電子產品的相關諧波規範。雖然當單級式電路應用在高功率上時，升壓電感的電流峰值會很大，但是只要慎選開關規格與升壓電感的鐵心，即可彌補這個缺點。本論文將詳述具有輸入電流修飾的單級全橋式交/直流變通型電源轉換器的設計過程與方法，並利用電腦模擬軟體Pspice來驗證理論之準確性，最後完成一部輸入單相660瓦的電源轉換器以驗證實作之可行性。

1-2 文獻回顧



近年來隨著電力電子設備的廣泛使用，其所造成之電源污染問題已經愈來愈受到關注，尤其在交/直流電源轉換器設備的諧波污染與功率因數問題特別備受重視。在歐洲、美國或日本等先進國家，對於電力電子產品所產生的諧波量及功率因數，都被要求必須符合相關法規規定，如IEC 61000-3-2[6]等標準規範。為了改善交/直流轉換器輸入端的電流波形、減少諧波成份與提高功率因數等問題，可加上功率因數修正電路。此類的電路依組成元件的不同，又可分為被動式電路與主動式電路[7-10]。目前所使用的主動式功因修正架構大多與直/直流轉換器各自獨立，使得這類的電源轉換器需要兩級的形式完成，雖然可將功率因數提升到幾乎為1，但也使得成本增加。

已有許多專家學者研究如何將功因修正電路與直/直流轉換器合併在一起，即所謂的單級式電源轉換器[11-17]。這類的電路通常都包含兩個部分，分別是輸入電流修飾器和直/直流轉換器。在設計時大多將ICS中的升

壓電感操作在非連續導通模式，利用升壓電感的電流可自然追隨線電壓的方式來修飾輸入電流的波形，進而達成Self-PFC。雖然單級式電路的功率因數沒有辦法像兩級式電路那樣輕易就達到0.99，但只要ICS設計得當，也是可以保持在0.9以上，符合IEC 61000-3-2的規範。

為了要將單級式電路應用在高功率上，也可將其直/直流轉換器的部分換成全橋式，有關將單級式電路應用在全橋式電源轉換器中已有多篇文獻被提出[18-20]。文獻[18]所提出的電路可適用於一般全橋電路中，利用兩組輸入電感與下臂開關晶體形成兩組升壓型功因修正電路，並利用矽控整流體調整儲能電容電壓，但這也使電路變為更複雜。文獻[19]所提出的電路最為簡單，文中在全橋式電路中加入電感、二極體與變壓器中加入一組能反饋儲能電容電壓的輔助線圈。利用全橋電路切換時與輸入電感形成升壓型功因修正電路，以減少電源側輸入電流諧波。在控制器方面則不適用一般全橋相移式電路，其上臂與下臂的開關晶體切換工作週期為非對稱，升壓電路的下臂切換週期約為上臂的一半。而輔助線圈的加入雖能有效的降低輕載時儲能電容上的電壓，但卻會造成輸入電流波形的兩端有一非線性區產生，這會使得功因降低。文獻[20]則是利用 TMS320F240 數位訊號處理器作為控制器，雖可獲得良好的功因改善，但卻未對輕載時儲能電容電壓的問題提出解決方法，且控制器過於昂貴並不符合成本效益。

1-3 論文架構

本論文的內容架構一共分為六個章節，各章節內容概述如下：

第一章：說明本論文的研究動機以及文獻的回顧。

第二章：首先對於兩級式中的功因修正電路與直/直流轉換器作一簡單的回顧，再對單級式功因修正電路的背景作一說明。

第三章：對於本論文所使用的電路，具有輸入電流修飾的單級全橋式交/直流變通型電源轉換器的設計過程及動作原理作詳細的說明。

第四章：對於實體電路設計流程做一個詳細的說明。

第五章：實際製作一台具有輸入電流修飾的單級全橋式交/直流變通型電源轉換器，並對系統電路進行量測與討論。

第六章：總結本論文之研究成果與主要貢獻，並提出數點建議，供未來研究之參考。



第二章

功因修正電路與直/直流轉換器的回顧

2-1 前言

一般交/直流電源轉換器，係由功因修正級與輸出穩壓級(直/直流轉換電路)兩個電路所組成。由於電子產業的蓬勃發展，電源轉換器的需求日益增加，在電子產品中，不論是數位或類比系統，皆需一穩定的電源來供應系統工作。電源可以來自市電、電池，甚至太陽能提供，但要能供應至電子產品，則一般須將交流電源轉換為直流電源，再進一步將直流電壓降壓或升壓至系統所需之電壓。

在無功因修正電路的電源轉換器中，只有在交流電源與穩壓電路之間加入橋式整流器與濾波電路，使交流輸入轉換為平穩的直流。雖然此一架構簡單，但是因為橋式整流二極體的特性，導致輸入電流發生畸變，無法保持正弦波的形式，因此諧波加大，造成功率因數降低。而諧波會對電源污染，在環保意識日益提高的現況下，先進國家陸續修訂各項能源法規，如 2001 年 1 月，歐盟就修定標準 EN61000-3-2[21]，規定所有 75W 以上的電子產品，均須有功率因數修正的功能，否則不得在歐洲銷售，這也迫使相關的廠商及專家學者，積極投入這方面的研究。本章將會依目前市場上常見的功因修正電路與直/直流電路拓撲加以介紹。

2-2 功因修正電路現況說明

功因修正電路主要可分為被動式與主動式兩大類，被動式功因修正電路主要是由電感及電容所組成，此種功因修正電路架構簡單，設計容易，而且可靠度佳。但是因為市電頻率只有 50Hz 或 60Hz，使被動式功因修正

電路其電感及電容的體積與重量皆甚大。目前，被動式功因修正電路，較少應用在商用的電源供應器上。

被動式功因修正電路係利用電感與電容來補償交流輸入端的電壓與電流之間相位差來提升功率因數，其功率因數大多介於 0.7~0.8 之間，此類電路雖具有低電磁干擾及設計容易的優點，但因其工作頻率無法提高，使得電感電容的體積過大，故被動式功因修正電路一般用在大功率的場合，如電力系統、捷運、高鐵等。

主動式功因修正電路則利用控制器與切換開關等元件，迫使輸入電流能與輸入電壓同相，減少其相位差。此類電路的功率因數幾乎可以接近 1。此外，因為切換在高頻，故可使用較小的輸入電感與濾波電容，而且當輸入電壓變化時亦可達到功因修正的功能。此類電路已廣泛的應用在各式電力電子產品上，目前由於電力電子相關技術的發展迅速，使得功因修正控制器的功能增強，體積日益減小，可靠度更高。目前如筆記型電腦等之電源供應器亦大多使用主動式功因修正的方式來改善功因，以達到良好的性能。

目前由於國際標準的要求與電力電子技術的進步，已使得功因修正電路可用於低成本低功率的商用級電源上。EN61000-3-2 已在 2001 年明文規定 75~1000W 的商用電源，皆須符合諧波規範，使得功因修正電路的重要性日益增加。

2-3 功率因數的定義

所謂功率因數修正(Power Factor Correction, PFC)，就是將輸入電流修飾成與輸入電壓波形同相位的正弦波，進而降低電流諧波成分以期達到最好的能源利用率。

當我們將輸入電壓與電流以向量來表示時，假設輸入電壓、電流均為

正弦波，則電力設備提供的電力稱為視在功率(Apparent Power)：

$$S = V_S I_S \quad (2-1)$$

其中 V_S 為輸入線電壓均方根值， I_S 為輸入線電流均方根值。但如果此時負載為電感性負載的話，電流相位將落後電壓相位；反之，如果是電容性負載的話，就會造成電流相位超前電壓相位的情形，如此一來，負載實際所得到能量-實功率為

$$P = \text{Re}[S] = V_S I_S \cos \phi \quad (2-2)$$

其中 ϕ 為 V_S 與 I_S 的相角差，為 V 與同相之電流分量 $I_p = I_S \cos \phi$ 之乘積，而虛功率

$$Q = \text{Im}[S] = V_S I_S \sin \phi \quad (2-3)$$

無法被負載所利用，因此功率因數(Power Factor, PF)定義為

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{P}{V_S I_S} = \cos \phi \quad (2-4)$$

然而，在真實的情況下，大部分的隔離式電源供應器都有一個非正弦波的輸入電流，這是因為這些電源供應器輸入端皆使用一個橋式整流和輸入濾波電容，只有當 AC 輸入電壓超過電容電壓時，才會產生電流對電容充電，此時輸入電流將含有大量的諧波成分，而電流除了基本波以外，諧波的部分對於負載功率並沒有貢獻，因此，當輸入電流波形不再是正弦波時，功率因數的定義將修正為

$$PF = \frac{V_S I_{S1} \cos \phi_1}{V_S I_S} = \frac{I_{S1}}{I_S} \cos \phi_1 \quad (2-5)$$

其中 I_{S1} 為一次諧波電流， ϕ_1 為其與 V_S 的相角差。我們定義位移因數(Displace Power Factor, DPF) $DPF = \cos \phi_1$ ，因此非正弦式電流之功率因數可重寫為

$$PF = \frac{I_{S1}}{I_S} DPF \quad (2-6)$$

若論及總諧波失真度(Total Harmonic Distortion, THD)，定義為

$$\%THD = 100 \times \frac{\sqrt{I_s^2 - I_{s1}^2}}{I_{s1}} \quad (2-7)$$

則功率因數亦有另一種表示法

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1+THD^2}} DPF \quad (2-8)$$

2-4 IEC61000-3-2 的規格

在環保意識日益提高的現況下，先進國家陸續修訂各項能源法規，以目前較新且較常用的IEC（International Electrotechnical Commission, IEC）61000-3-2來說，此規範詳述了由待測設備所產生之輸入電流諧波成分之限制值，主要應用於每相輸入電流最高16A(含)以下之電機與電子設備，並依設備之使用時間、同時使用程度及電流波形之類似程度等因素為考量，將設備作A至D之分類，分類流程圖如圖2-1所示。



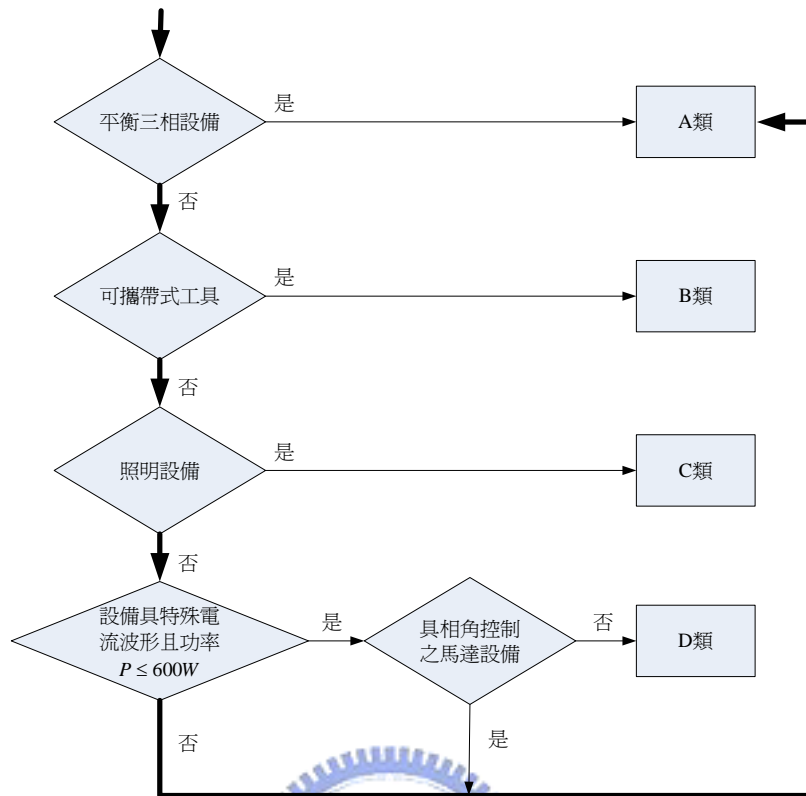


圖 2-1 IEC61000-3-2 設備分類流程圖

A類：平衡式三相設備和下列分類以外之所有其他設備。

B類：攜帶型工具。

C類：照明設備，包含調光裝置。

D類：具有特殊電流波形，且輸入功率 $P \leq 600$ W之設備。

因本文最後完成一部輸入單相660W的電源轉換器，應屬A類設備，表2-1列出詳細的A類諧波限制值[22]。

表 2-1 IEC 61000-3-2 A 類的諧波電流規範

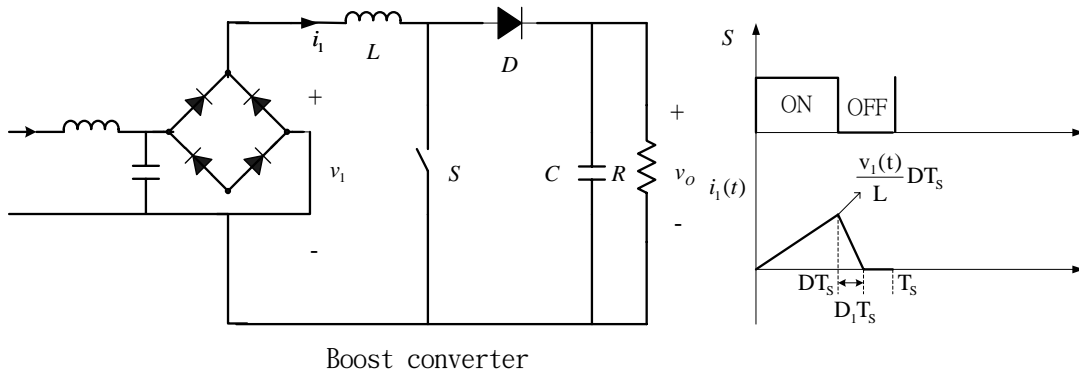
Harmonic wave Order n	Maximum permissible harmonic current (A)
3	2.30
5	1.14
7	0.77
9	0.40
11	0.33
13	0.21
$15 \leq n \leq 39$	$0.15 \times \frac{15}{n}$

2-5 升壓型轉換器功因修正性能分析

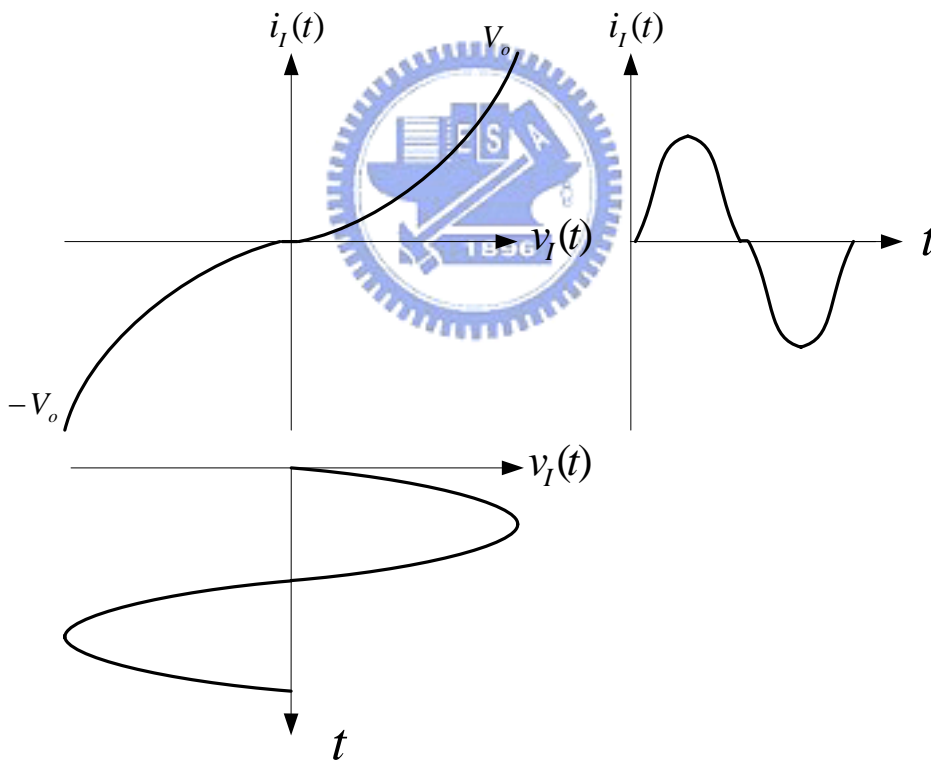
升壓型轉換器(Boost Converter)在 Boost 電感操作於 DCM 時，電路本身就具有功因修正的能力(Self-PFC)，並不需要再額外加入功因修正電路及控制器，亦不需再回授輸入電流波形。因此當使用這種電路架構來提升功率因數修正性能時，可以達到電路簡化與成本降低的優點。

由於交/直流轉換器的切換頻率高出線電壓的頻率非常多，因此，在一個切換週期 T_s 內，線電壓及儲能電容電壓變化甚小，可以假設為常數。同時在穩態操作下，由於閉迴路的脈波寬度調變(Pulse Width Modulation, PWM)控制使得輸出電壓保持在一定值，因此責任週期比的變化非常微小，可以近似為一常數。以下針對升壓型轉換電路做一說明。

● 升壓型轉換器：



(a) Boost 轉換器



(b) 輸入 V-I 特性曲線

圖 2-2 Boost 轉換器的 V-I 關係圖

利用圖 2-2(a)可以計算出一個切換週期裡的平均輸入電流

$$i_{l,avg}(t) = \frac{1}{T_s} \left[\frac{1}{2} \cdot (D + D_1) T_s \frac{v_l(t)}{L} D T_s \right] = \frac{D^2 T_s}{2L} \frac{v_l(t) V_o}{V_o - v_l(t)} \quad (2-9)$$

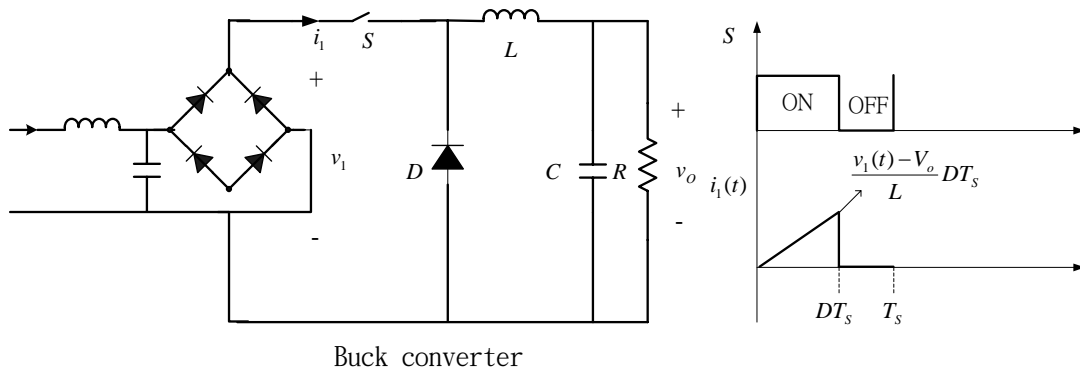
其中 $D_1 = D \frac{V_1}{V_o - V_1}$ ，假設 $D_1 = 0$ ，則式(2-9)可表示為

$$i_{l,avg}(t) = \frac{D^2 T_s}{L} v_l(t) \quad (2-10)$$

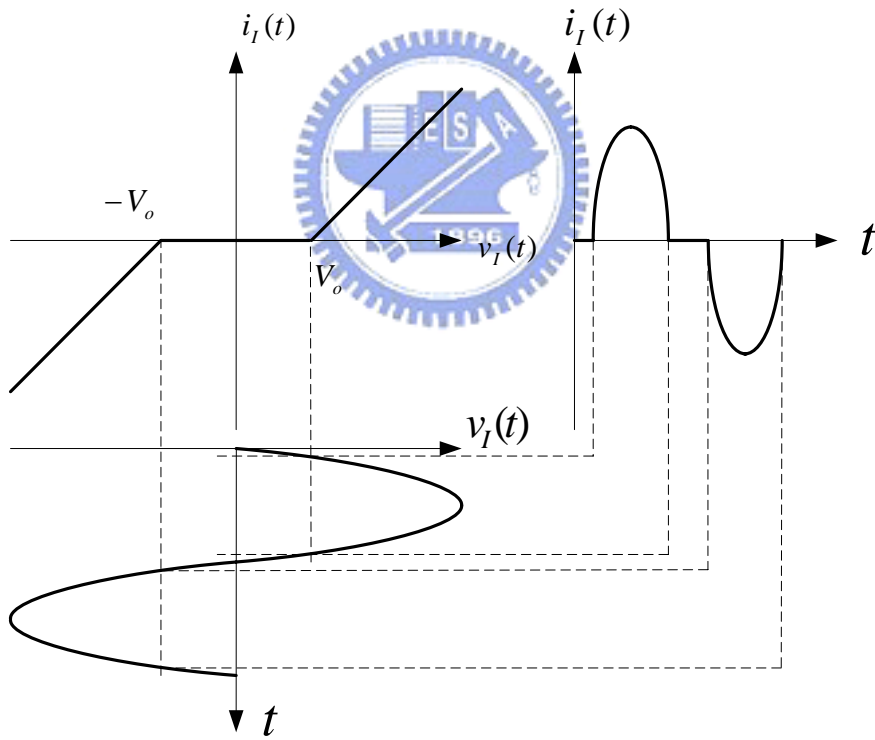
由式(2-9)可得圖 2-2(b)，由圖中發現，輸入電壓、電流的關係近似於線性。由式(2-10)可發現造成輸入電壓、電流非線性的原因是 D_1 ，如果 $D_1 = 0$ ，輸入電壓、電流將成線性關係，因此如果 D_1 越小，輸入電壓、電流的關係將越趨於線性。 D_1 即是 Boost 電感的放電時間，因此只要提高輸出電壓 V_o ，就可以將 D_1 減小。整體來說，Boost 架構還是擁有良好的 Self-PFC 效果。

其他如圖 2-3、2-4 分別為降壓型(Buck Converter)與降升壓型轉換器(Buck-Boost Converter)操作在 DCM 的關係圖。由圖 2-3 可發現當 Buck Converter 的輸入電壓小於輸出電壓 V_o 時，就會形成輸入電流為零的死帶(Dead Band)，造成平均輸入電流失真，因此 Buck 轉換器不是一個好的 Self-PFC 架構。而由圖 2-4 可知，理論上來說 Buck-Boost 架構的 Self-PFC 效果是相當完美的，但不幸的是，Buck-Boost 轉換器有兩個缺點：輸入電壓與輸出電壓極性相反，也就是說輸入電壓與輸出電壓的地並不是相通的(Common Ground) 以及功率開關需要浮接驅動器(Floating Driver)才能驅動。

● 降壓型轉換器：



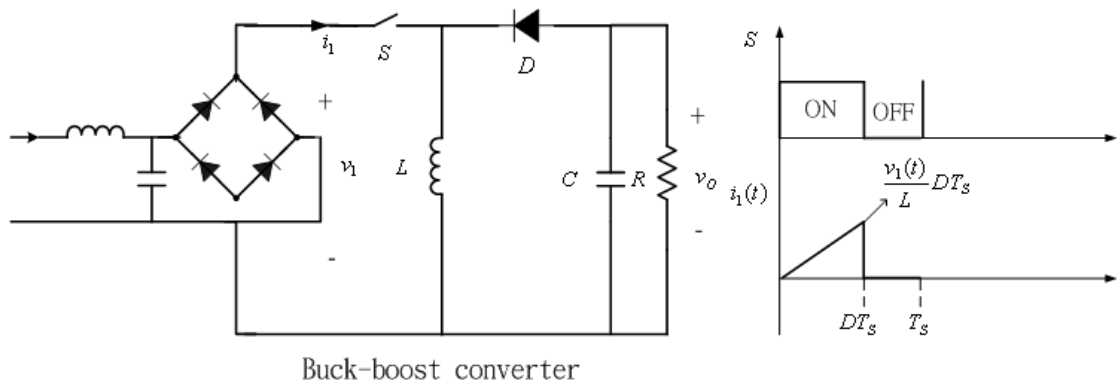
(a) Buck 轉換器



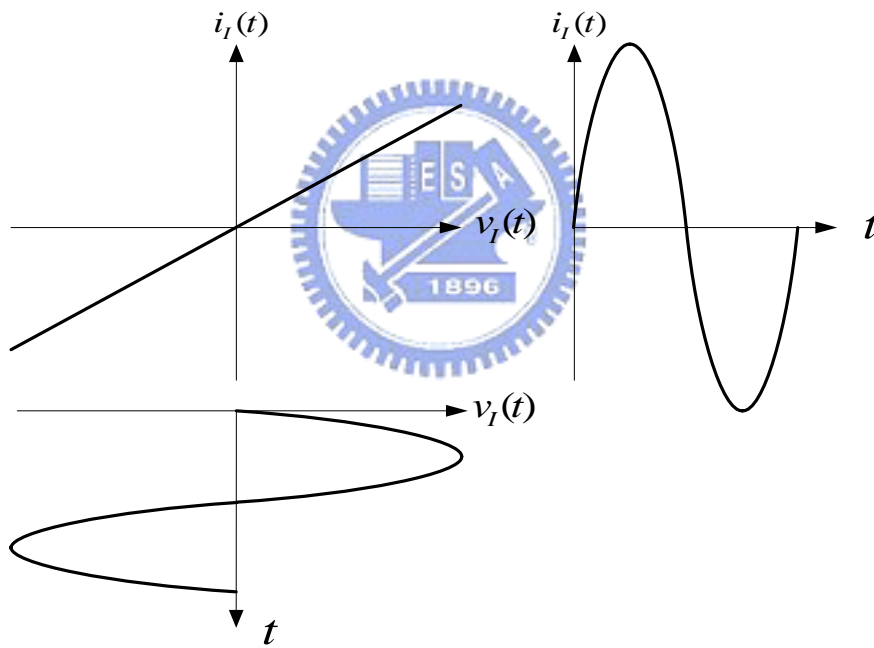
(b) 輸入 V-I 特性曲線

圖 2-3 Buck 轉換器 V-I 關係圖

● 降升壓型轉換器：



(a) Buck-Boost 轉換器



(b) 輸入 V-I 特性曲線

圖 2-4 Buck- Boost 轉換器 V-I 關係圖

由以上分析可以發現，Boost 電力轉換架構在 PFC 效果上有不錯的表現，所以，Boost 電力轉換器是應用 Self-PFC 時，一個較為適當的選擇。

2-6 升壓型轉換器功因修正的控制方法

升壓型功因修正電路，其電感上的電流即為輸入電流。在電路控制上可分為連續導通模式與非連續導通模式兩種。

連續導通模式，由於輸入電流為連續，所以電磁干擾較不明顯，所需的濾波器也較小。另一方面，其平均電流與峰值電流的差距不大，對於切換開關的電流應力需求也較小，故較適合用在大功率的場合，但是因為電流為連續，沒有電流為零的狀態，所以無法直接應用於柔性切換(Soft-Switching)來減少開關的切換損失。

非連續導通模式由於每個切換週期內電感上的電流都會降至零，所以開關在每次導通前都是在零電流的狀態，所以較易達成柔性切換，切換損失較小，但是因為其峰值電流過大，使得開關上流過的電流脈動量甚大，所以對於切換開關的電流應力需求較大。此外，非連續導通模式通常不需要複雜的回授及控制，故硬體電路較為簡單。

升壓型功因修正的方法依電感電流操作模式分為乘法器控制法(Multiplier Control Approach)及電壓隨耦法(Voltage Follower Approach)，前者為電感電流操作在連續導通模式，後者為電感電流操作在非連續導通模式。以下則分別介紹這兩種方法：

2-6-1 乘法器控制法

乘法器控制法如圖 2-5 所示，此種方法的特色在於需要乘法器來達到控制的目的；通常可將整個控制系統分成內迴路及外迴路兩部分：內迴路為電流控制，外迴路則是電壓控制；藉著乘法器將輸入電壓訊號及控制訊號相乘，作為輸入電流欲追隨的訊號。而電感電流主要是操作在連續導通模式，根據電流控制的方式則可再細分成(a)平均電流控制法(Average Current Control)、(b)峰值電流控制法(Peak Current Control)、(c)磁滯電流控

制法(Hysteresis Current Control)等[23,24]。

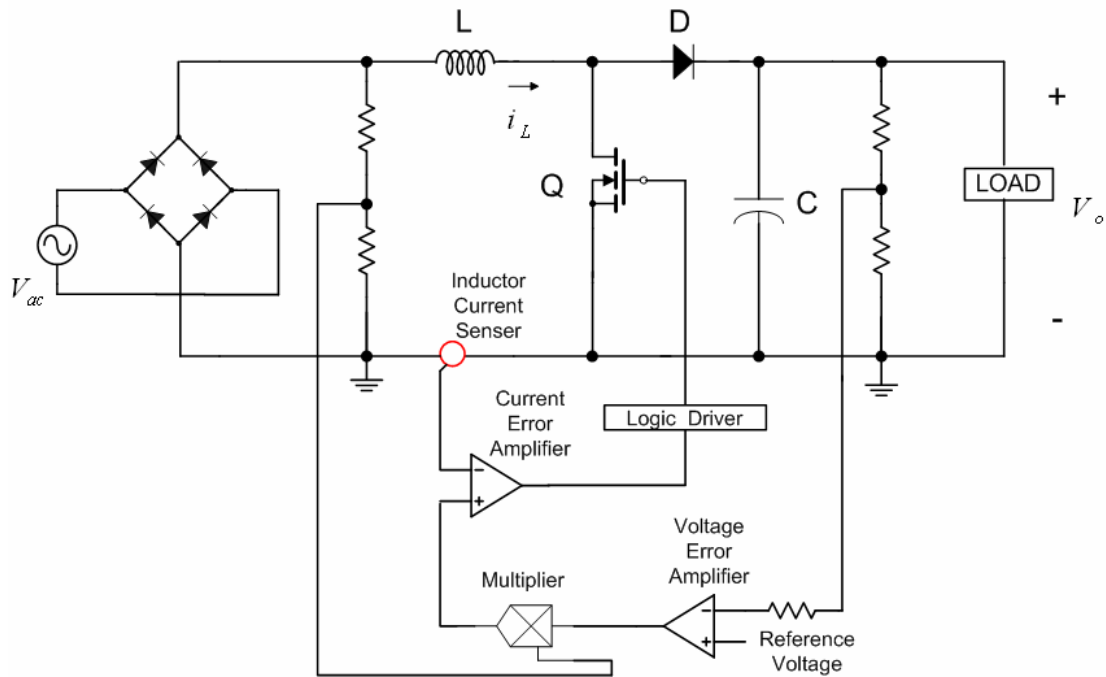


圖 2-5 乘法器控制法

(a)平均電流控制法

平均電流型控制是屬於定頻控制的輸入電流波形，如圖2-6所示。平均電流型控制具有較低的諧波量，此方式主要是透過一個雙迴路的控制方式以達到高功因的目的，將其電感電流信號與鋸齒波信號相加。當兩信號之和超過參考電流 i_{ref} 時，開關截止；當其之和小於參考電流 i_{ref} 時，開關導通。取樣電流來自實際輸入電流(電感電流)而不是開關電流。用於平均電流型控制的IC有UC3854、TK83854、ML4821等。

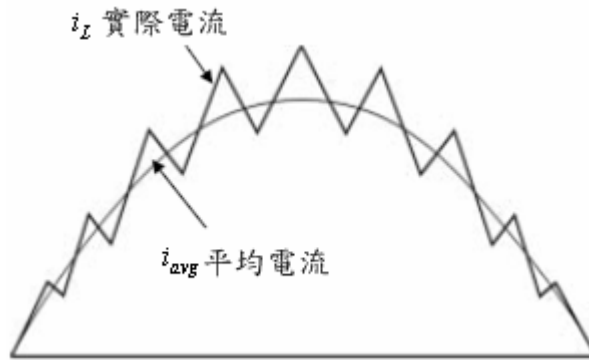


圖 2-6 平均電流模式示意圖

(b) 峰值電流控制法

峰值電流型控制是屬於定頻控制的輸入電流波形，如圖2-7所示。當開關在恆定的時間週期內導通，輸入電流上升到參考電流 i_{ref} 時，開關截止。

使電感電流 i_L 追隨參考電流 i_{ref} 之命令值。主要優點是其電流變化不像非連續導通模式時來的大，屬於非脈衝式電流，因此EMI干擾就比較低。它的缺點在於電感電流的平均值在接近零交越點附近有零交越失真的現象，而需要斜率補償器。而可實現峰值電流控制的IC以目前來說市面上有 ML4812、ML4819、TK84812、TK84819等。

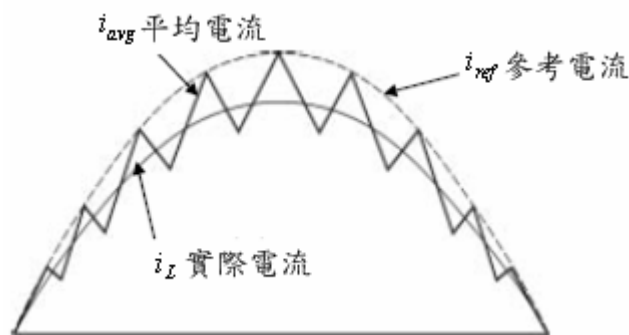


圖 2-7 峰值電流模式示意圖

(c) 磁滯電流控制法

磁滯控制的輸入電流波形，如圖2-8所示。開關導通時電感電流上升，

上升到參考電流上限邊界值 i_{ref}^+ 時，磁滯比較器輸出信號，使開關截止，電感電流下降；當下降到參考電流下限邊界值 i_{ref}^- 時，磁滯比較器輸出高電壓信號，開關導通，電感電流上升，如此循環週期性動作，而適當的調整磁滯寬度可以達到電流精準的控制。此方法的優點為：電路簡單易實現，輸入電流失真較低；缺點為：操作在變頻控制，濾波器不易設計。

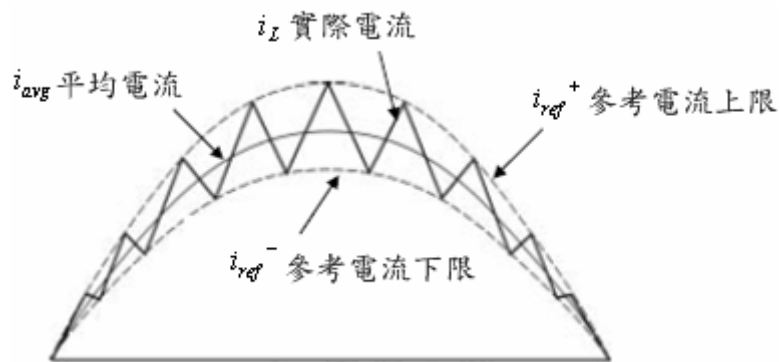


圖 2-8 磁滯電流模式示意圖

2-6-2 電壓隨耦法

電壓隨耦法是將電感電流操作在連續與非連續導通邊界，或是非連續導通的模式，其控制電路與輸入電流波形如圖 2-9、圖 2-10 所示。

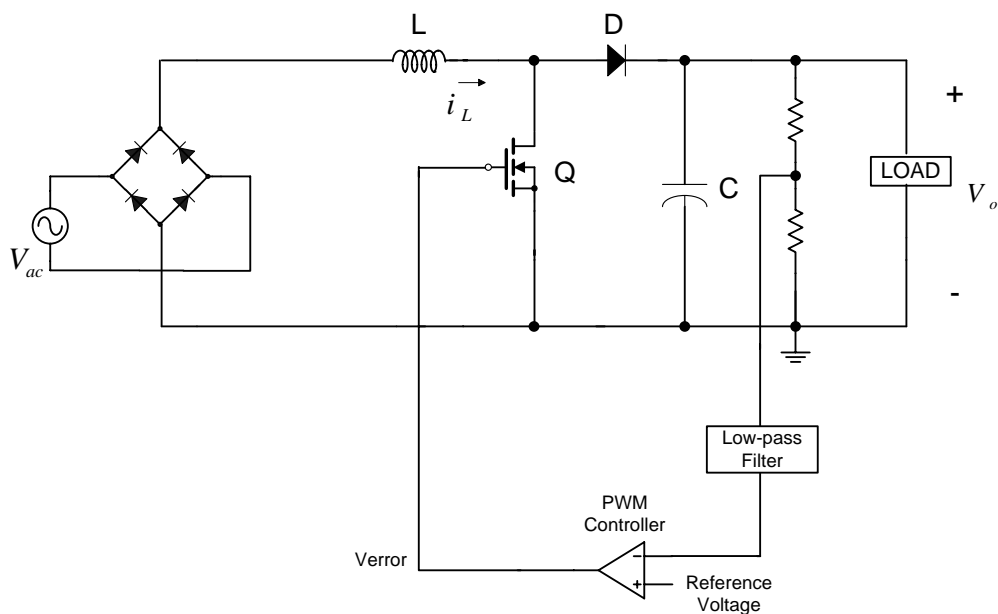
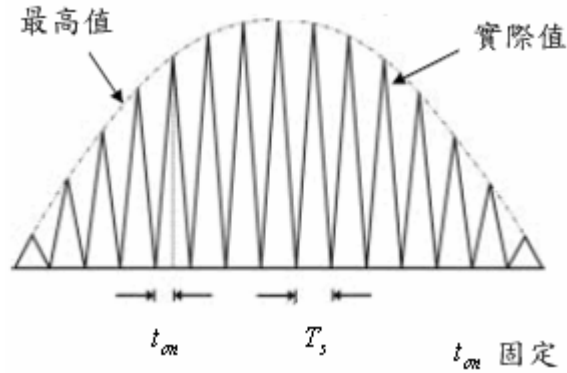
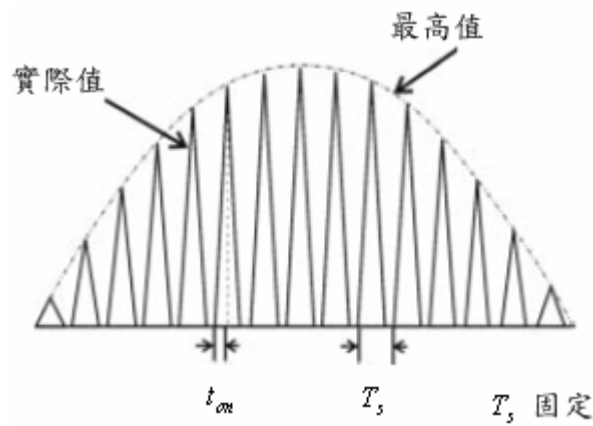


圖 2-9 電壓隨耦法



(a) 電感電流操作在連續與非連續導通邊界示意圖



(b) 電感電流操作在非連續導通模式示意圖

圖 2-10 電壓隨耦法輸入電流波形示意圖

在電壓追蹤控制方式下，工作在非連續導通模式或邊界模式的功因修正電路其優點為：電路設計較乘法器控制法簡單，可以省掉乘法器與電流感測器；缺點為：切換開關需承受的電流應力較大。

2-7 直/直流轉換器電路的回顧

直/直流轉換器的產業結構，主要可分為控制積體電路、電力電子開關、磁性元件等相關被動零組件，最後才是成品，而台灣的電子產業，在這幾個方面皆在全世界占有一席之地。

電源轉換器應用範圍非常的廣泛，小至 1~2 瓦的充電器，大至上千瓦輸出的通訊與工業設備用之直流供電系統，也因功率大小的不同，與市場價值差異，所使用的電路架構亦有所區分。依目前市場上常見的電路，分別是返馳式(Flyback)、順向式(Forward)、推挽式(Push-Pull)、半橋式(Half Bridge)、全橋式(Full Bridge)等。

圖 2-11 為反馳式電路簡圖，返馳式電路大多應用在 150W 以下小功率的場所。返馳式的優點在於變壓器兼作儲能電感，所以架構簡單、成本低廉。以成本的角度來說，它是所有轉換器中最簡單且成本最低的架構。

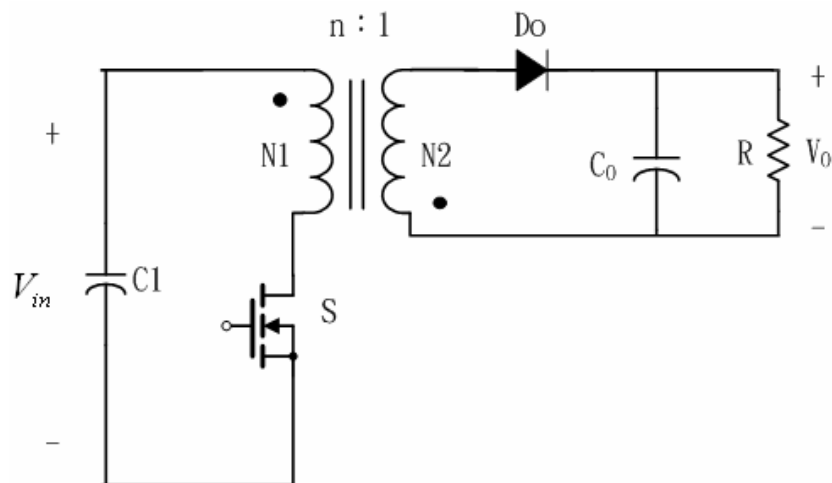


圖 2-11 反馳式電路簡圖

如圖 2-12 為順向式電路簡圖，順向式的結構較返馳式複雜，變壓器不做儲能電感，所以變壓器的損失較小，但需要多一儲能電感 L_o 與去磁繞組 N_3 。順向式電路可應用在 150W 至 400W 之間的電源轉換器，如個人電腦電源等。

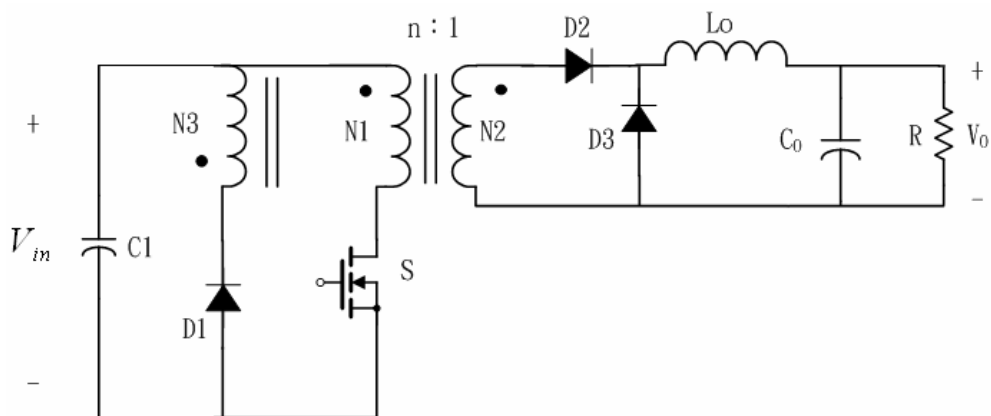


圖 2-12 順向式電路簡圖

圖 2-13 為推挽式電路簡圖，其架構是由兩個互為反向工作的順向式轉換器所組成，推挽式轉換器的兩個功率開關的源極端都是接地，對於驅動電路的設計較為容易，但功率開關必須承受兩倍的輸入直流電壓。推挽式轉換器目前也應用於 150W 至 400W 之間的電源轉換器，常用於小型不斷電系統中的升壓電路與通訊電源上使用。

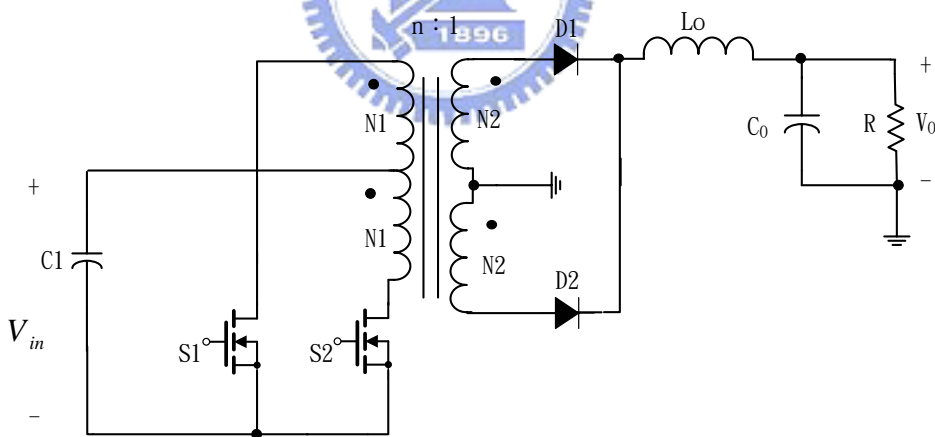


圖 2-13 推挽式電路簡圖

半橋式轉換器如圖 2-14 所示，不同於推挽式轉換器，上臂開關必須隔離驅動，但功率開關耐壓只須承受一倍的輸入直流電壓，目前大多應用在數百瓦的電源轉換器上。

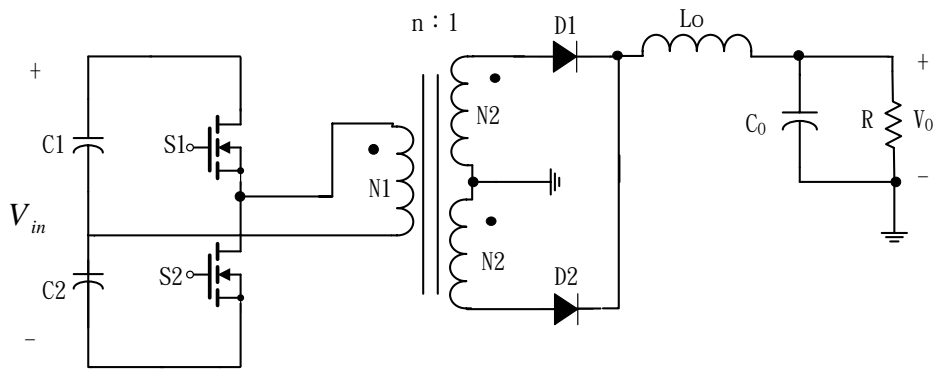


圖 2-14 半橋式電路簡圖

全橋式電源轉換器比半橋式多了兩個功率開關，如圖 2-15 所示，比較全橋式和半橋式的電路，使用相同規格的功率晶體，全橋式電路的輸出功率可以比半橋式電路大一倍，所以目前常應用在 500W 以上至數千瓦的電源轉換器。

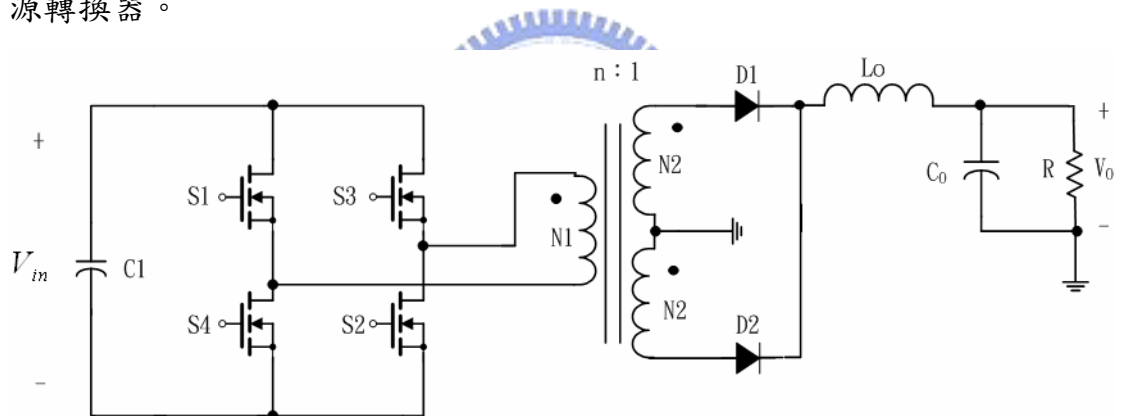


圖 2-15 全橋式電路簡圖

在各式各樣的電源轉換器中，架構上雖然不盡相同，但基本上都是利用功率開關來做切換的動作。伴隨著控制開關的切換，並搭配儲能元件，將能量作適當形式的轉換，然後傳送到輸出。由於本文所設計的電源轉換器的輸出功率大於 500W，所以選用全橋式電源轉換器作為電路架構。

2-8 單級功因修正電路

主動式功因修正電源轉換器依控制器的數目大致可區分為：兩級式及

單級式兩種。兩級式功因修正電源轉換器其功因修正級與直/直流轉換級分開，為兩個獨立的架構；單級式功因修正電源轉換器是由兩級式電路所衍生而來的，主要目的是為了降低電路成本。單級式電路在不影響功能的原則下，將功因修正級與輸出穩壓級合併，共同使用一個切換開關與控制器，同時達到對輸入電流波形整形與穩定輸出電壓的功能。

2-8-1 背景說明

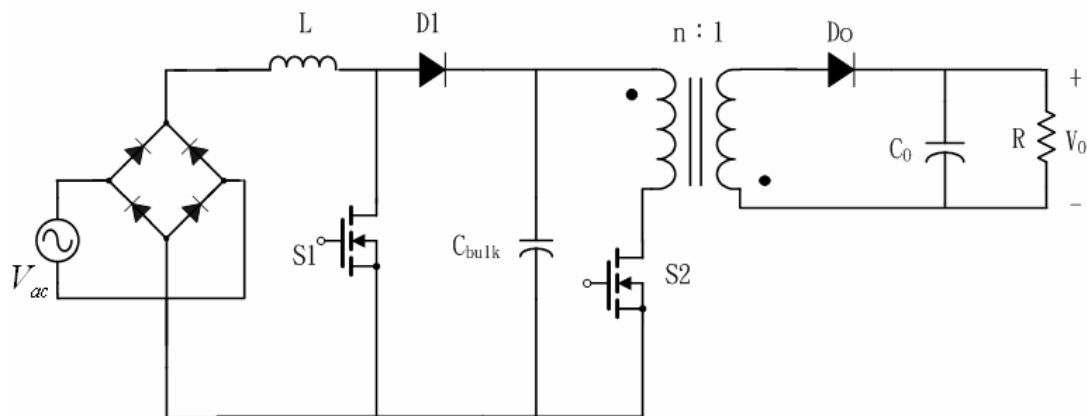
單級功因修正電源轉換器，近年來已有許多學者與專家投入心力研究，並有許多相關的研究成果[25-27]。將兩級功因修正電路演變為單級功因修正電路的方法由文獻資料大致可歸納為三種：(a)擾動訊號法、(b)元件移位法、(c)同步切換法。以下則分別介紹這三種方法：

(a)擾動訊號法

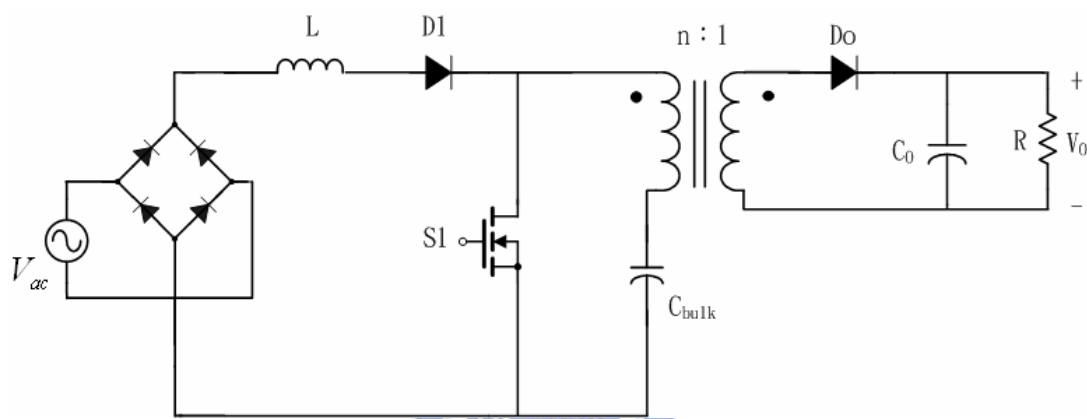
由於傳統的電容式整流電路，只有在電源電壓超過電容電壓時，輸入電流才會流動，使得整流二極體只有在短暫的時間內導通，這會造成電流失真與功因低落，為了克服此一現象，延長整流二極體導通時間，在電路中加一擾動訊號，藉由擾動訊號增加整流二極體導通的時間，降低輸入電流諧波成份。

(b)元件移位法

元件移位法係在不改變電源轉換器功能的原則下，將前後兩個電源轉換器中的開關、電容與電壓源逐步拉近，使得彼此的切換開關、電容及電壓源能合而並之。以 BIFRED(Boost Integrated with Flyback Rectifier/Energy Storage/DC-DC Converter)電路說明：利用元件位移的技術將如圖 2-16(a)中的升壓型功因修正電路與返馳式電源轉換器兩個電路經由移動儲能電容的相對位置，將兩個開關 S_1 、 S_2 合併成一個開關，如圖 2-16(b)所示。



(a) 兩級式功因修正電源轉換器



(b) BIFRED單級功因修正電源轉換器

圖 2-16 使用元件移位法的電路

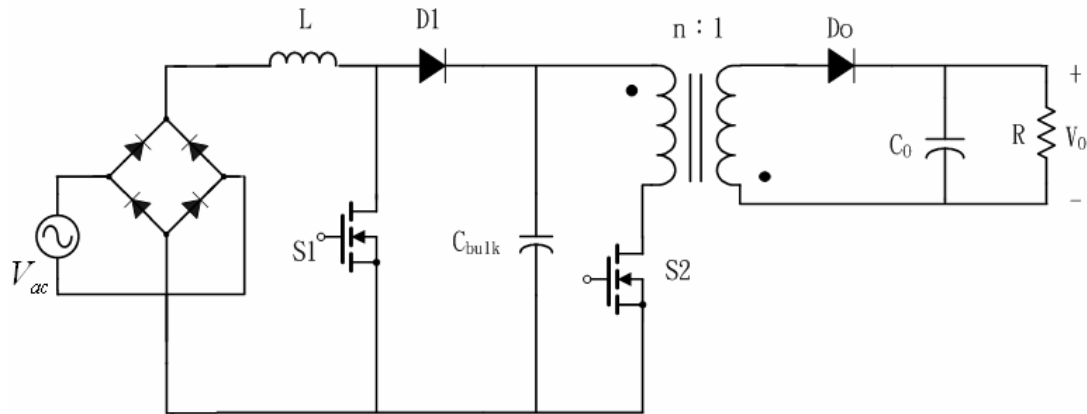
前級電路(功因修正級)與後級電路(輸出及穩壓級)作元件移位時，必須滿足以下原則：

1. 切換開關一端為接地：切換開關一端為接地較易驅動，也易於合併。
2. 輸入電感要小：輸入電感夠小，使電感電流能在每一次切換週期內完全地充放電。

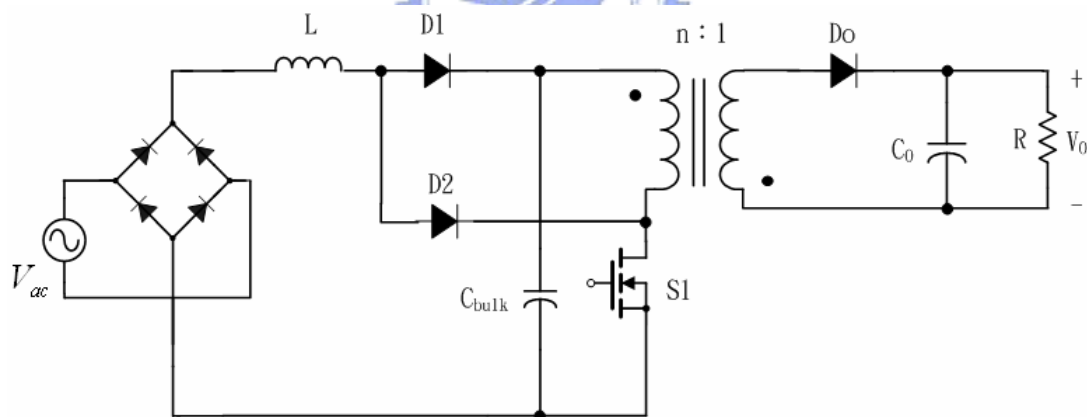
利用元件位移法將前後兩級合併起來，電路極為簡易，不需外加任何元件，即可取代切換開關。但整合後轉換器元件的動作與整合前會有些許不同，所以此方法在實際應用上會有所限制。

(c) 同步切換法

同步切換法是利用元件移位法與擾動訊號法的概念所衍生出來的架構。圖 2-17 為同步切換法所形成的單級式功因修正電源轉換器，不同於元件移位法，儲能電容不再串接，而是與兩級式電路一樣並接，但多了二極體 D_2 。



(a) 兩級式功因修正電源轉換器



(b) 同步切換法單級式功因修正電源轉換器

圖 2-17 使用同步切換法的電路

使用同步切換法合併開關時，必須滿足下列兩個原則：

1. 前級與後級的切換開關必須同時導通或截止，即開關必須同步切換才可合併。
2. 切換開關必須有共同的電力參考點。

以上所討論的單級電路演變的概念各有特色，但有一共同特點，若將電路一次側操作在非連續導通模式下，則天生上具有輸入電流追隨輸入電壓波形的特性，使得功因修正的效果最好。其中同步切換技術在實際應用上更具彈性，因為整合後之新電路其元件動作與整合前完全一致，差別只在於切換開關被二極體所取代。



第三章

單級全橋式交/直流變通型電源轉換器

3-1 前言

具有輸入電流修飾的單級全橋式交/直流變通型電源轉換器是利用 2-8 節所述之方法，將功因修正電路整合至直/直流轉換電路中。而直/直流轉換電路又依輸出功率需求的不同可分為返馳式、順向式與橋式電路等，所以單級式電源轉換器亦因所搭配的直/直流電路的不同，而衍生出各種不同的電路，來達到 Self-PFC 與穩定輸出電壓的功能。由於本文所設計的電源轉換器的輸出功率大於 500W，所以選用全橋式電源轉換器作為電路架構。以下將簡介設計電路的過程，說明如何由單級單開關電路衍生至具有輸入電流修飾的單級全橋式交/直流變通型電源轉換器：

單級單開關交/直流電源轉換器[28]將功因修正級與輸出穩壓級合併，如圖 3-1 所示，利用兩個二極體且只使用一個切換開關與控制器，若這轉換器被操作在非連續導通模式下工作，則它能同時達到自動修正輸入電流波形以提升功率因數值與穩定輸出電壓的功能。但單級返馳式交/直流轉換器的輸出功率不高，大多應用在 150 瓦以下。為了要得到在高功率的輸出，有人將上述電路的架構應用在全橋式[29]上，如圖 3-2。

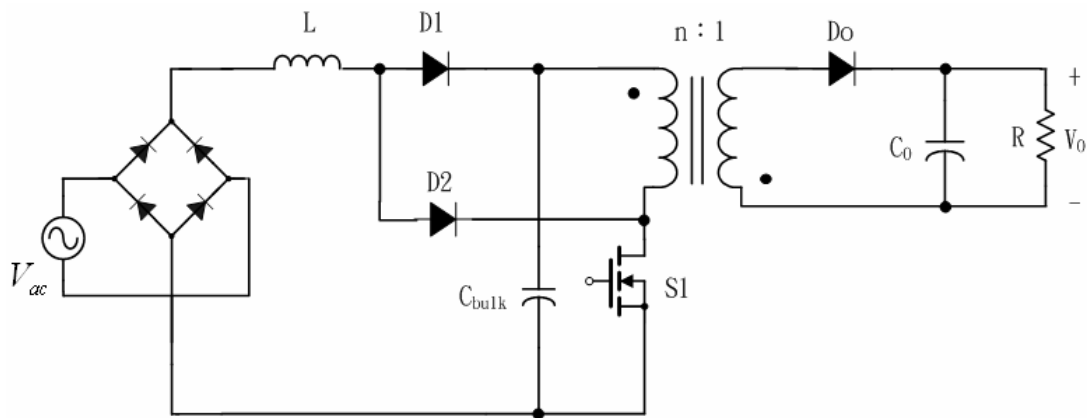


圖 3-1 單級單開關交/直流電源轉換器

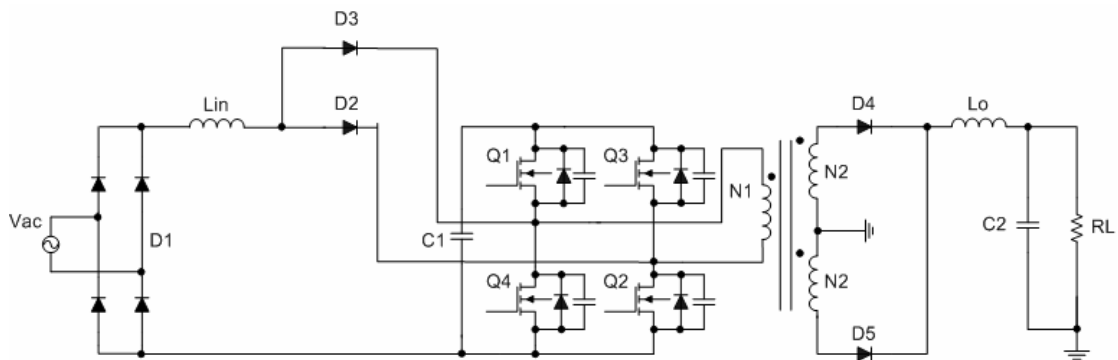


圖 3-2 單級全橋式交/直流電源轉換器

雖然這個電路具有同時達到修正輸入電流波形以提升功率因數值與穩定輸出電壓的功能。但此電路在 660W 的應用上，且輸入電壓為 220V 時，因為在輕載工作時，儲能電容電壓的最大值很難保持在 450V 以下，而且功率因數只能到達 0.84。因此有人提出另一種降低儲能電容電壓的方法，即在輸入電流修飾器的部分，多加了額外的變壓器線圈[30]，如圖 3-3 所示。

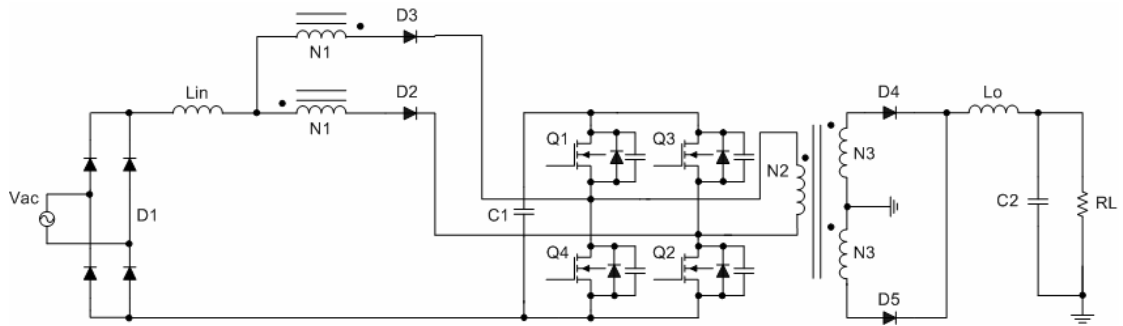


圖 3-3 加入額外變壓器線圈的單級全橋式交/直流電源轉換器

圖 3-3 電路應用在 660W，且輸入電壓為 220V 時，因加入額外的變壓器線圈 N_1 回授儲能電容電壓 V_{C1} ，經由適當的調整變壓器 n_1/n_3 的比值，可在輕載的時候，將儲能電容電壓的最大值保持在 450V/dc 以下。雖然加入額外的變壓器線圈 N_1 可降低儲能電容電壓，但是此方法有一副作用，在輸入的正弦電壓開始不為零時，電流仍會持續一段時間為零，如圖 3-4，此時輸入電流不會流入轉換器中，這段時間稱為死帶(Dead Band)，這個副作用會使得功率因數下降。整體來說還是可以將功率因數提高到 0.89。但是仍然無法滿足需求，為了要能更提高功率因數，且使電路工作在輕載時能將儲能電容電壓的最大值保持在 450V/dc 以下，因而設計了圖 3-5 的電路。

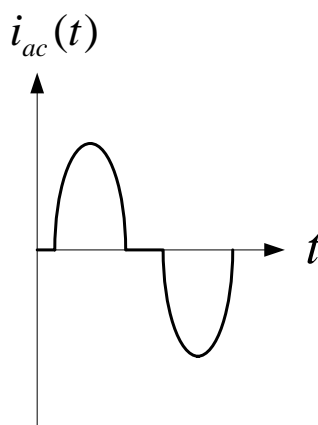


圖 3-4 含死帶的輸入電流波形

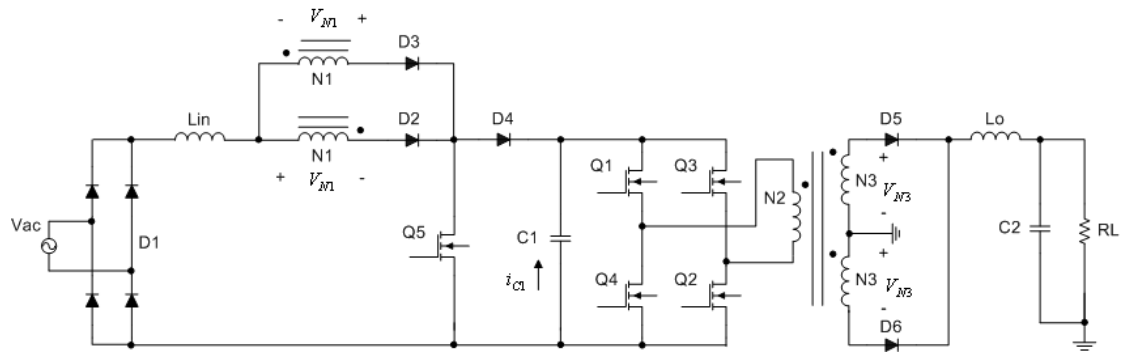


圖 3-5 具有輸入電流修飾的單級全橋式交/直流變通型電源轉換器

因為在圖 3-3 的電路中，有死帶的時間存在。為了改善此一問題，在設計時，將圖 3-3 電路中輸入電流修飾器的變壓器線圈 N_1 方向顛倒，如圖 3-5 電路。這是為了使輸入從一開始就有電流流入這個電路，讓輸入電流波形有機會更接近正弦波，可降低總諧波失真，提升功率因數，如圖 3-6 所示。另外，此電路使用了一個開關，利用調整其責任週期比來控制儲能電容電壓 V_{C1} 的最大值。且仍可和全橋式開關使用同一個 PWM 控制器，只需另外加上一個盲時控制電路。

這個電路在 660W 的應用上，且輸入電壓為 220V 時，除了可將功率因數提高到 0.96 之外，還可在電路正常工作時，無論全載或半載，將儲能電容電壓的最大值保持在 450V/dc 以下，同時也可以將全橋式直/直流轉換器的開關電流降低，因為多加了開關 Q_5 幫忙分攤輸入電流，所以全橋式的開關晶體 $Q_1 \sim Q_4$ 便不需使用高耐流的開關晶體，可降低成本。

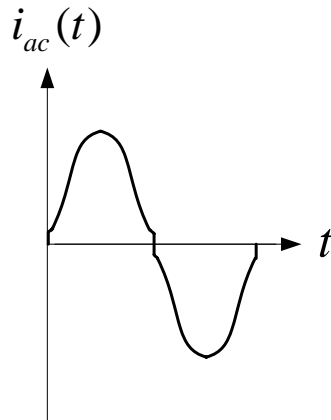


圖 3-6 不含死帶的輸入電流波形

3-2 儲能電容電壓限制的原理說明

由於控制電晶體 Q_5 開關的時序可由 UC3844 等 PWM 控制器加上盲時控制電路 (Dead Time Control) 而成，因此不需額外的控制器。所以使用 Q_5 和 L_{in} 構成升壓型功因修正電路時，當輸入電流為非連續時，儲能電容 C_1 上的跨壓，可由圖 3-7 中推導得知。

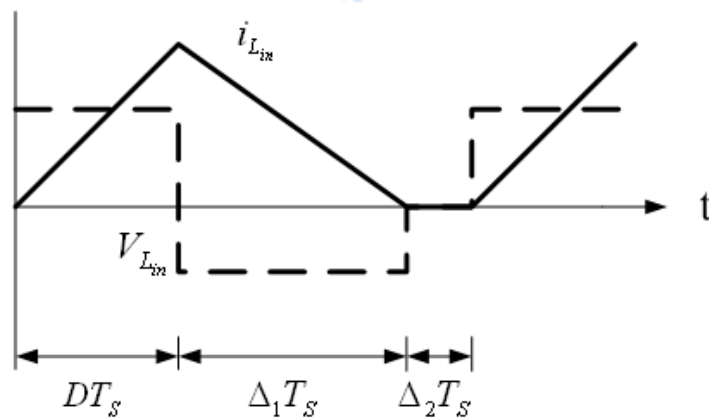


圖 3-7 在非連續導通模式下的輸入電感電流與電壓波形

$$V_{C1} = V_{in} + \frac{(V_{in} - V_{N1})D}{\Delta_1} \quad (3-1)$$

其中 D 為 Q_5 的責任週期比， $\Delta_1 T_s$ 為輸入電感電流放磁的時間，且忽略二極

體的順向壓降。

但當負載為半載時，而 Q_5 的責任週期比為固定，此時儲能電容上的充放電能量不平衡，儲能電容電壓在每次切換週期內不斷的提升，造成儲能電容電壓過高的問題。在一般兩級式功因修正電路中，功因修正控制器會有輸入電壓回授，可以藉由此回授調整 Q_5 的責任週期比，使儲能電容電壓能維持在一定範圍。但單級全橋式交/直流變通型電源轉換器中的全橋控制器只有對二次側的輸出電壓做訊號回授，調整全橋電路的責任週期比來穩定輸出電壓。所以儲能電容電壓過大的問題，無法藉由調整 Q_5 的責任週期比來降低電容電壓，此為單級全橋式交/直流變通型電源轉換器的缺點。而為了能有效降低儲能電容電壓，就必須由控制器做改善。本文提出盲時控制法來改善這個問題。如圖 3-8 所示。

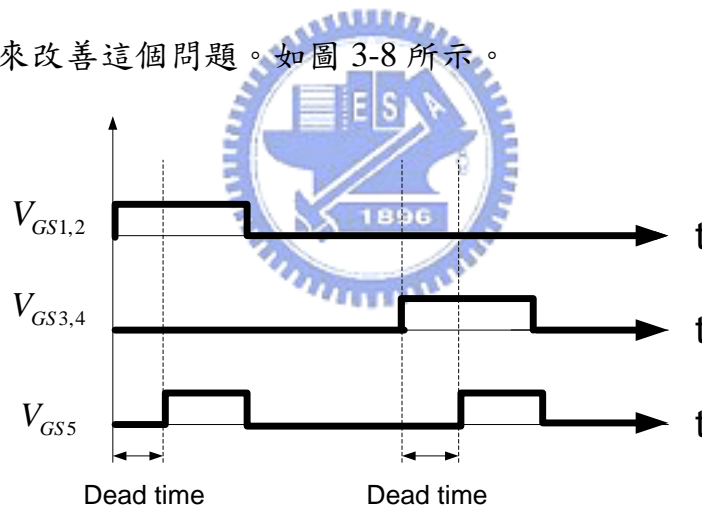


圖 3-8 盲時控制示意圖

將盲時加得越大，將會使得切換晶體 Q_5 的責任週期比變小，而當 Q_5 的責任週期比也就是升壓型功因修正電路的責任週期比越小，則輸入電感上的儲能越少，儲能電容上的電壓也就越低。因此，調整盲時大小，將能有效降低單級電路儲能電容上的電壓，即使電路工作在半載，儲能電容電壓的最大值也能保持在 450V/dc 以下。

3-3 新架構電路之動作原理說明

圖 3-9 為具有輸入電流修飾的單級全橋式交/直流變通型電源轉換器，這個電路中的 Boost 電感 L_{in} ，變壓器線圈 N_1 ，三個功率二極體 D_2 、 D_3 與 D_4 ，切換開關 Q_5 ，儲能電容 C_1 ，一起組成具有輸入電流修飾功能的升壓型電路。其中 N_1 為額外加入的變壓器線圈，用來回授儲能電容電壓 V_{C1} 。另外，電路中的四個切換開關 Q_1 、 Q_2 、 Q_3 與 Q_4 ，儲能電容 C_1 ，變壓器線圈 N_2 和 N_3 ，兩個功率二極體 D_5 與 D_6 ，輸出電感 L_o 與輸出電容 C_2 則組成穩定輸出電壓的全橋式轉換電路。在整個電路正常工作時，Boost 電感 L_{in} 操作在非連續導通模式，全橋轉換器則操作在連續導通模式。

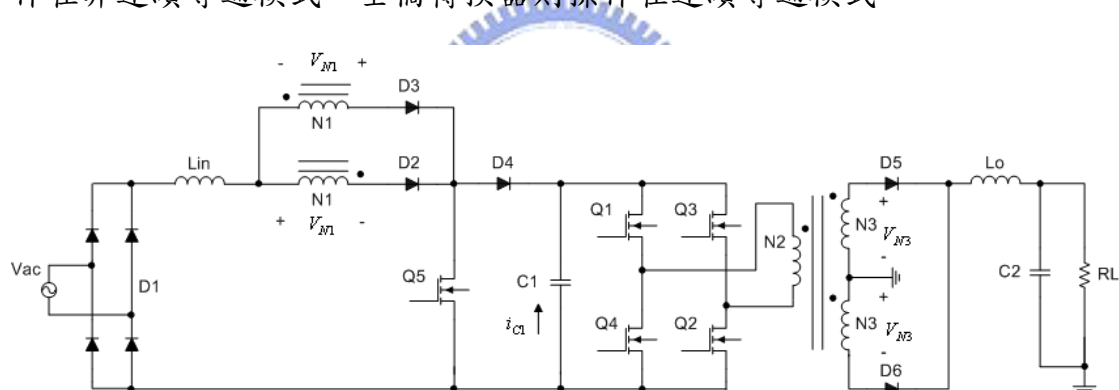


圖 3-9 具有輸入電流修飾的單級全橋式交/直流變通型電源轉換器

為了對此新架構電路(圖 3-9)的工作原理做一個詳盡的敘述，在此將電路的所有切換模式分成四個模式，由於模式 5 之後的電路動作原理與模式 1~4 呈現對偶的形式，所以在此只說明模式 1~5 的動作原理，並配合圖 3-10 的波形來進行說明。

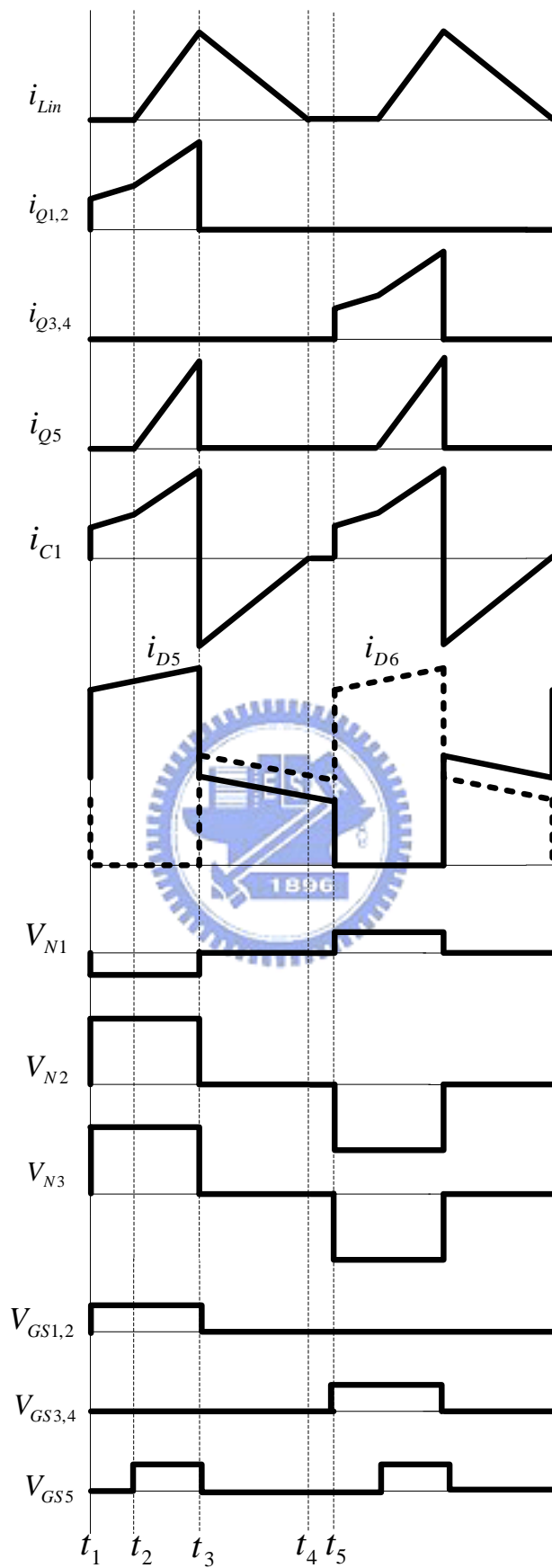


圖 3-10 在一個切換週期內的重要電壓與電流波形

電路區間工作原理如下：

模式 1：能量傳送區間($t_1 \leq t < t_2$)

一開始，開關 Q_1 和 Q_2 是導通的， Q_5 截止，此時變壓器電壓 V_{N2} 等於儲能電容電壓 V_{C1} ， i_{N2} (i_{C1}) 則為磁化電流加上 i_{N3} 反射回來的電流和。在輸入電感 L_{in} 部分，因為這個時候儲能電容電壓 V_{C1} 比輸入電壓還大，所以二極體 D_4 截止，且輸入電感電流 i_{Lin} 為零。在輸出端部分，二極體 D_5 導通，輸出電感電流 i_{Lo} 線性上升。轉換器一次側進入能量傳遞模式，能量經由變壓器一次側傳送至二次側的負載，並對輸出電感 L_o 及輸出電容 C_2 充電。由圖 3-11 中可得：

$$V_{N1} = -V_{C1} \times \frac{n_1}{n_2} \quad (3-2)$$

$$V_{N2} = V_{C1} \quad (3-3)$$

$$V_{N3} = V_{C1} \times \frac{n_3}{n_2} \quad (3-4)$$

$$i_{Q1} = i_{Q2} = i_{N2} \text{ (忽略漏電感)} \quad (3-5)$$

$$\frac{di_{Lo}}{dt} = \frac{V_{N3} - V_o}{L_o} \quad (3-6)$$

其中 n_1 、 n_2 、 n_3 為變壓器線圈 N_1 、 N_2 、 N_3 之線圈數，且忽略二極體的順向壓降。

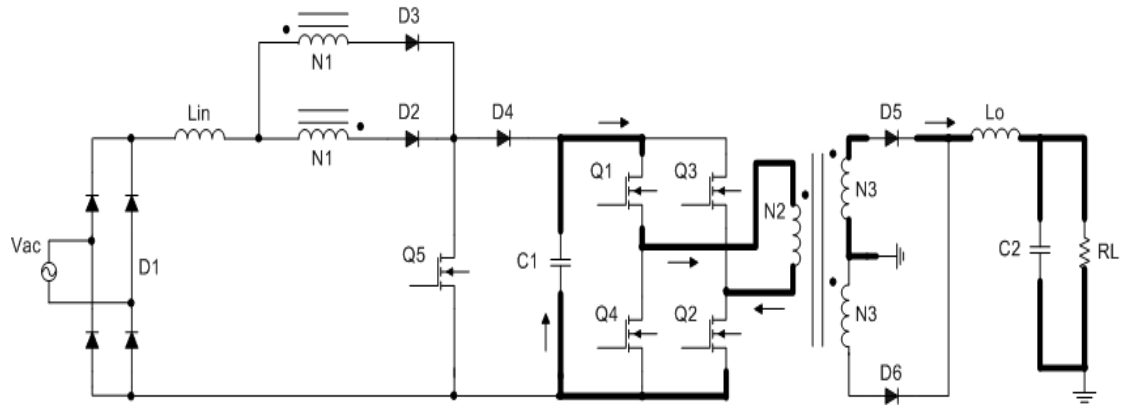


圖 3-11 $t_1 \leq t < t_2$ 的電流迴路

模式 2： Q_5 導通區間 ($t_2 \leq t < t_3$)

在這個區間 Q_1 、 Q_2 導通，儲能電容電壓 V_{C1} 比輸入電壓高，輸入本來不會有電流，但藉由將開關 Q_5 導通，使得輸入電流在此區間不為零，以提升功率因數。由於控制電晶體 Q_5 開關的時序可由 UC3844 等 PWM 控制器加上盲時控制電路而成，因此不需額外的控制器。此時開關 Q_5 導通，二極體 D_4 仍然截止，輸入電感電流 i_{Lin} 等於開關電流 i_{Q5} ， i_{N2} 則為磁化電流加上 i_{N3} 和 i_{N1} 反射回來的電流和。輸出端仍然由 D_5 導通， i_{Lin} 和 i_{Lo} 都是線性上升，能量繼續從儲能電容 C_1 經由變壓器被轉移到負載。由圖 3-12 中可得：

$$\frac{di_{Lin}}{dt} = \frac{V_{ac,rec} - V_{N1}}{L_{in}} \quad (3-7)$$

其中 $V_{ac,rec}$ 為交流輸入電壓經橋式整流後的電壓值。

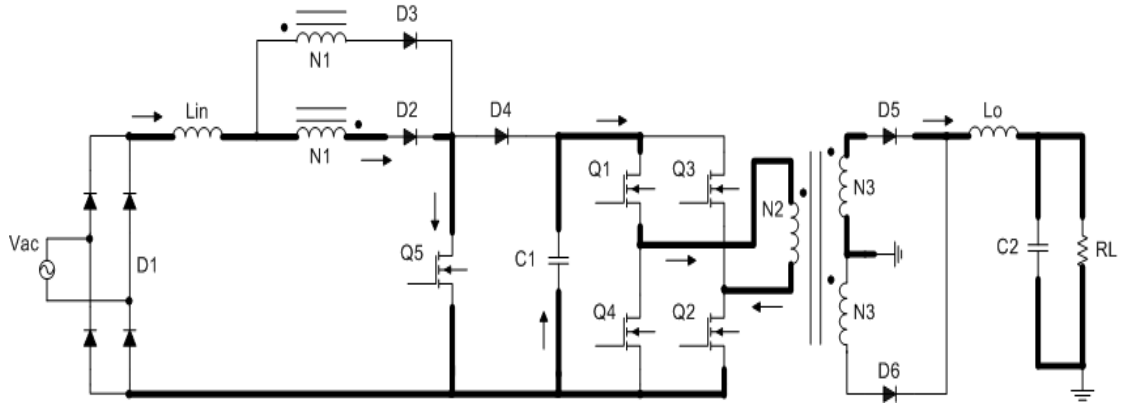


圖 3-12 $t_2 \leq t < t_3$ 的電流迴路

模式 3：對 C_1 充電區間 ($t_3 \leq t < t_4$)

此區間開關 Q_1 、 Q_2 和 Q_5 截止。這個時候二極體 D_2 、 D_3 及 D_4 導通，輸入電感電流 i_{Lin} 流經二極體 D_4 並對儲能電容 C_1 充電。 V_{Lin} 變成輸入電壓減儲能電容電壓 V_{C1} ，因為是負值，所以輸入電感電流 i_{Lin} 會線性減少，輸出電感電流 i_{Lo} 也是線性減少。因為二極體 D_5 和 D_6 會同時導通，因此 V_{N2} 變成零，且因為變壓器磁化電流反射到 N_3 的值，使得 i_{D6} 會大於 i_{D5} 。由圖 3-13 中可知， $V_{N1} = 0$ 、 $V_{N2} = 0$ 以及 $V_{N3} = 0$ ，輸入與輸出電感電流變化率如下：

$$\frac{di_{in}}{dt} = \frac{V_{ac,rec} - V_{C1}}{L_{in}} \quad (3-8)$$

$$\frac{di_{Lo}}{dt} = \frac{-V_o}{L_o} \quad (3-9)$$

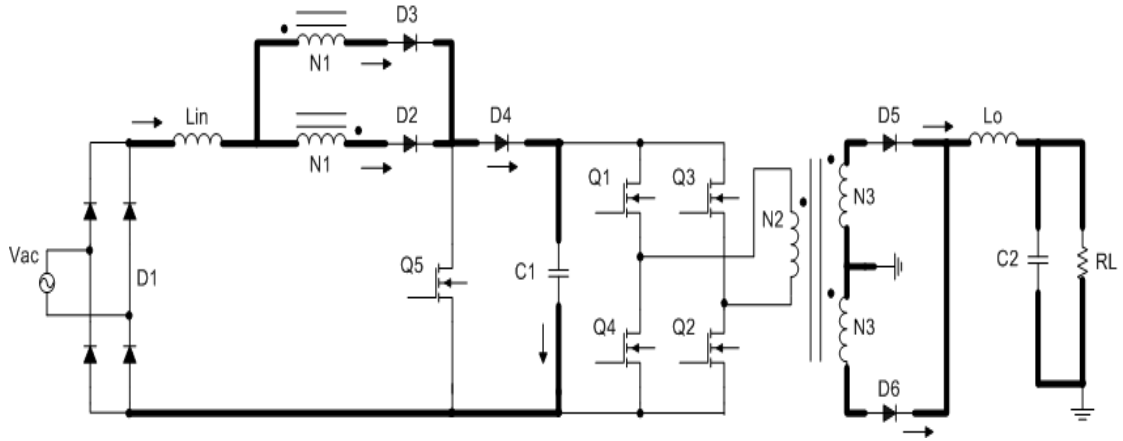


圖 3-13 $t_3 \leq t < t_4$ 的電流迴路

模式 4： I_{Lin} 降到零區間 ($t_4 \leq t < t_5$)

在這個區間，如圖3-14，輸入電感電流 i_{Lin} 降到零，則二極體 D_2 、 D_3 和 D_4 截止。在輸出端部分，此時二極體 D_5 和 D_6 還是會同時導通，輸出電感電流變化率與式(3-9)相同：

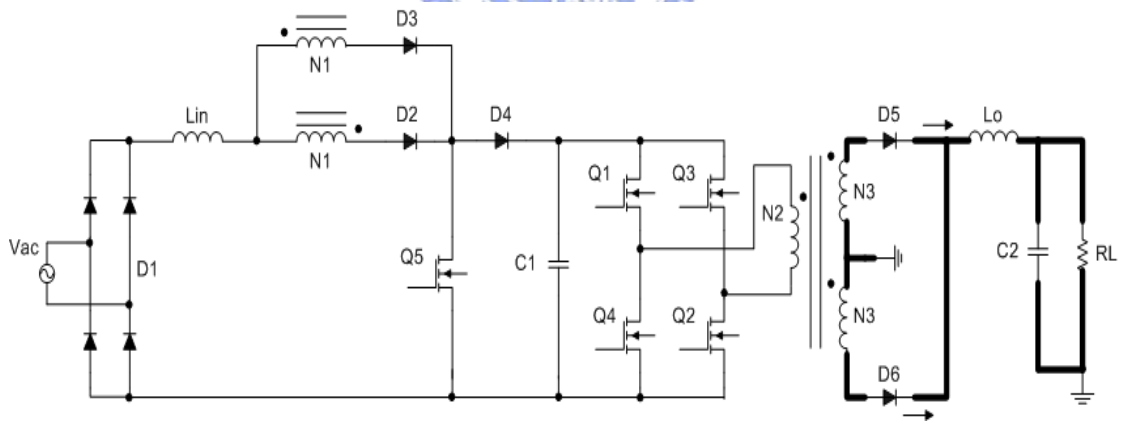


圖 3-14 $t_4 \leq t < t_5$ 的電流迴路

模式 5：轉向區間 ($t > t_5$)

又接著循環類似區間一(模式1)，只是導通開關由 Q_1 、 Q_2 變成 Q_3 、 Q_4 ，如圖3-15。

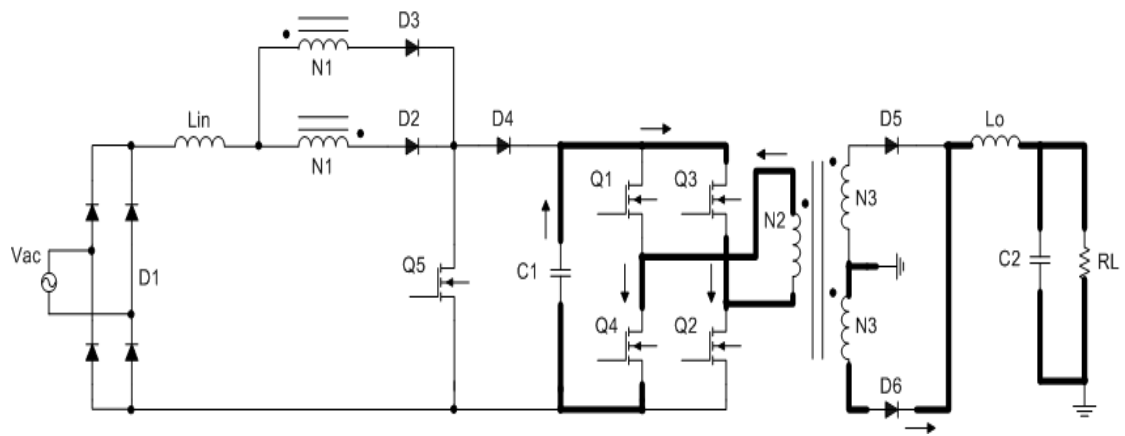


圖 3-15 $t > t_5$ 的電流迴路

進入模式 6 後，其動作原理將類似模式 2，只是流經 N_1 、 D_2 的電流路徑改為流經 N_1 、 D_3 。



第四章

硬體電路設計與研製

4-1 系統簡介

本文所研製的具有輸入電流修飾的單級全橋式交/直流變通型電源轉換器規格如表 4-1 所示，而整個系統架構如圖 4-1，主要由三個部分所組成：(a)輸入級(b)功率級(c)回授控制級。

表 4-1 具有輸入電流修飾的單級全橋式交/直流變通型電源轉換器規格

輸入電壓	交流 220V
輸出電壓	直流 100V
切換頻率	60k Hz
滿載時負載電流	6.6A
滿載時輸出功率	660 瓦
滿載時功率因數	>0.95；符合 IEC61000-3-2 classA
滿載時儲能電容電壓	350V
UC3844 的責任週期比	0.3
Q_5 的責任週期比	0.15

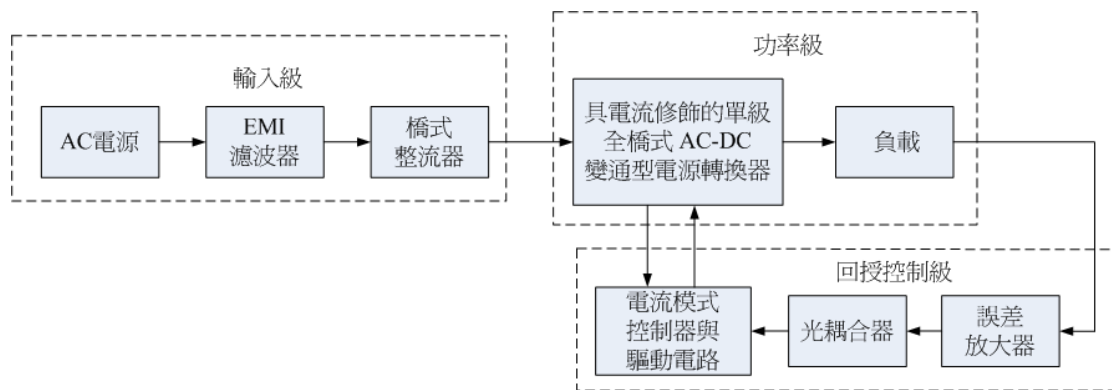


圖 4-1 系統方塊圖

(a)輸入級：

包括 EMI 濾波器和橋式整流電路。其中 EMI 低通濾波器主要有二個功能：

- 1.限制諧波失真，使其能維持在 IEC61000-3-2 class A 的標準內。
- 2.防止連接在同一電力系統的電器裝置所產生的傳導性電磁雜訊，經由電源導線而彼此互相干擾。



(b)功率級：

交/直流轉換器的核心技術部分主要含括：輸入電流修飾器和全橋式直/直流轉換器。

1.輸入電流修飾器部份

本文電路所使用的 ICS 級架構是升壓式電路，藉由主動開關的切換，進行電感能量的儲存與釋放，以提供一個較穩定的輸出，並將輸入電流修正至符合 IEC 61000-3-2 classA 的要求之內。

2.全橋式直/直流轉換器

全橋式直/直流轉換器最主要的功能為隔離、濾除電源倍頻訊號的漣波和提供穩定的輸出電壓。

(c)回授控制級：

本文所使用的 PWM 控制器為 UC3844，其優點為取得容易，控制簡單。在電壓回授方面所使用的感測器包含誤差放大器 (Error Amplifier) 及光耦合器 (Photo Coupler)，誤差放大器截取輸出電壓的分壓與參考電壓做比較，誤差值經光耦合器耦合到 PWM 控制電路上，藉由改變脈波寬度來控制功率開關的導通時間，以精確地控制直流輸出電壓。

4-2 電磁干擾濾波電路設計

由於切換式電源供應器效率較佳，且較易小型化，因此可應用於為數眾多的電子產品。但因開關元件快速切換的結果使得電壓及電流作快速的變化，因此，切換式電源供應器本身形成雜訊源，不只影響本身電路的操作，亦會對週遭的電子設備產生干擾，亦稱之為電磁干擾。

電磁干擾雜訊因干擾波之傳輸方式的不同又可分為兩大類。以線路傳播為主的傳導雜訊與來自空中電磁波所輻射的輻射雜訊。其中又以傳導雜訊對電源供應器所造成的干擾較為嚴重。由於這些雜訊亦會對通訊設備產生干擾，所以目前世界各國皆已制定法令規範之，如歐洲的國際無線電干擾特別委員會 (International Special Committee on Radio Interference, CISPR)、美國之聯邦通訊 (Federal Communications Commission, FCC)，與日本的資訊處理裝置電波干擾特別委員會 (Voluntary Control Council for Interference, VCCI) 等。

圖 4-2 為本文所設計的高頻電流濾波器。串接於橋式整流電路之前的 LC 濾波器，主要功用是要將開關切換所產生的高頻諧波濾除，僅留下和電源全波同頻率的基頻 120Hz。

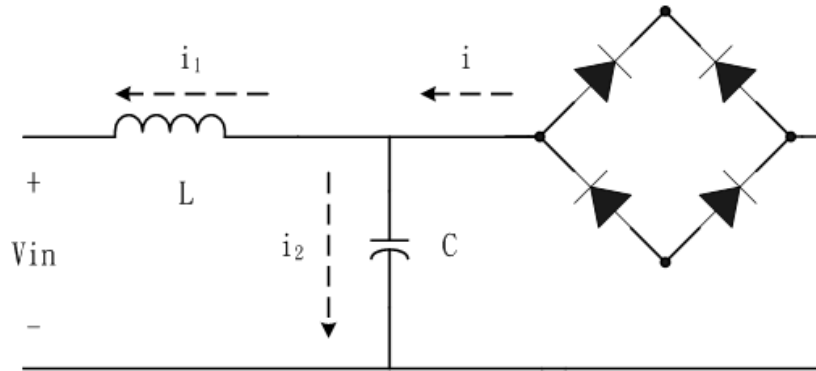


圖 4-2 高頻電流濾波器

流經 LC 濾波器電感上的電流 i_1 為：

$$i_1 = \frac{1}{j\omega C} \times i = \frac{1}{j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} \times i = \frac{1}{1 - \omega^2 LC} \times i \quad (4-1)$$

令 $F = \frac{1}{1 - \omega^2 LC}$ ，若我們希望開關切換頻率在 60 kHz 以上時， $|F|$ 能降到 0.02 以下，則所選擇的 LC 值需大於 3.45×10^{-10} 。

若電容 C 取得太大時，將造成輸入電源電壓下降至零時，電容儲存的能量無法完全釋放，導致經過濾波器的電壓無法追上輸入電壓的上下變動。一般電容 C 的值視輸出功率的大小不同約取在 $1 \sim 10 \mu\text{F}$ 左右；且因為 C 會有一高頻大電流的成份在，故 C 的選擇以低等效串聯電阻 (Equivalent Series Resistance, ESR) 值為主要考量，通常為塑膠電容。經以上的考量將 C 的值取為 $1 \mu\text{F}$ 的塑膠電容。則 L 的值需取決如下：

$$L > \frac{3.45 \times 10^{-10}}{10^{-6}} = 345 (\mu\text{H}) \quad (4-2)$$

故將 L 的值選為 $360 \mu\text{F}$ ，以達到更好的濾波效果。

4-3 單級全橋式交/直流變通型電源轉換器參數設計

不同於兩級式電路可將前級輸入電流修飾器與後級直/直流轉換器分開設計，在單級式電路中，輸入電流修飾器必須依附在全橋式轉換器之

中。在設計全橋電路時，必須將輸入電流修飾器的影響考慮進去，以避免因加入輸入電流修飾器而導致全橋電路燒毀。圖 4-3 為具輸入電流修飾的單級全橋式交/直流變通型電源轉換器之基本電路。以下將分別說明電路中各元件的考量與選擇。

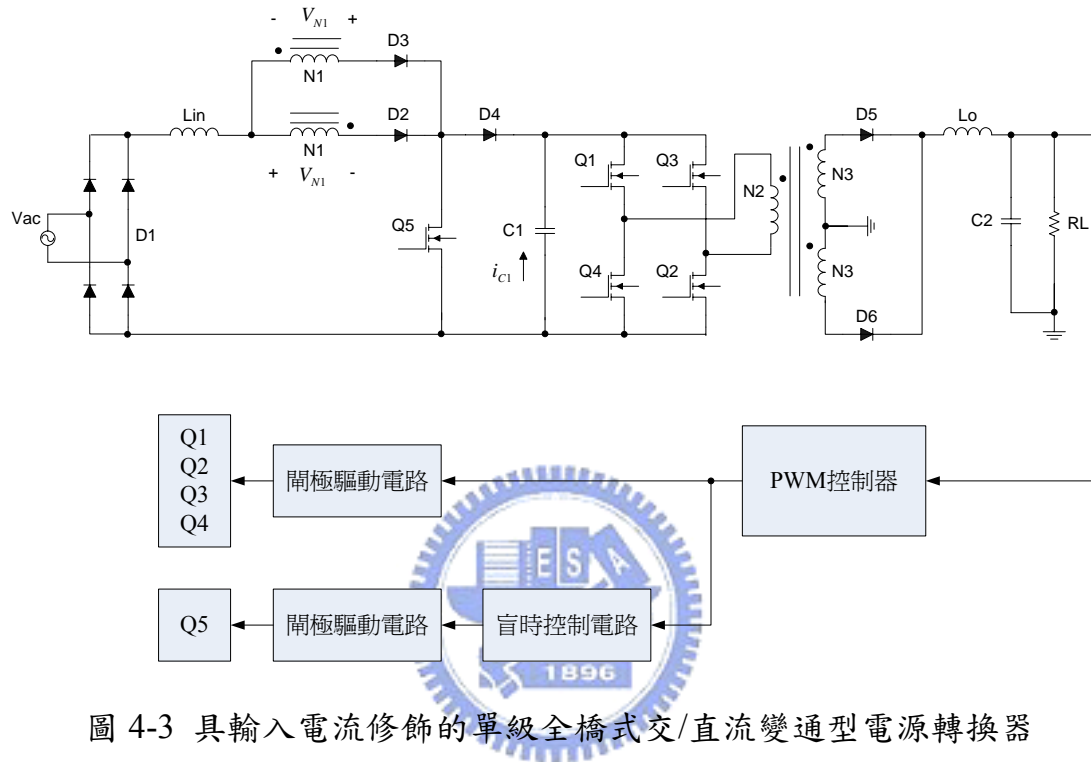


圖 4-3 具輸入電流修飾的單級全橋式交/直流變通型電源轉換器

4-3-1 輸入電感的選用

輸入電流修飾器的輸入電感，因為要快速儲存能量於電感鐵心中，所以電感鐵心應選擇低導磁係數與高飽和磁通密度的材料。而輸入電感的感量可由升壓型電路的電感電流工作在邊界連續模式求得，根據開關導通/截止所造成電感器電流上升/下降的關係中，可推導出(4-3)式：

$$L_{in,max} = \left(V_{in,pk}^2 - V_{in,pk} V_{N1,pk} \right) \frac{D}{4f_s P_{in}} \quad (4-3)$$

式中忽略二極體 D_2 和 D_3 的順向壓降。

P_{in} ：輸入功率(W)

D ：開關 Q_5 責任週期比

$V_{in, pk}$ ：交流輸入電壓峰值(V)

$V_{N1, pk}$ ：當交流輸入電壓在峰值時， V_{N1} 的電壓值(V)

f_s ：開關切換頻率(Hz)

為了要得到良好的功率因數，因此輸入電感的選擇是要讓輸入電流修飾器在正常工作下能操作在DCM模式，但也不宜過小，否則會增加開關的電流應力，將相關參數($V_{in, pk} = 311\text{ V}$ 、 $V_{N1, pk} = 42\text{ V}$ 、 $D = 0.15$ 、 $f_s = 60\text{ kHz}$ 、 $P_{in} = 880\text{ W}$)帶入計算後，本設計最後選擇輸出電感為 $25\text{ }\mu\text{H}$ 。

4-3-2 輸出電感的選用

輸出電感與輸出電容組成濾波器，用於降低漣波及穩定輸出電壓。而輸出電感因必須快速儲存能量於電感鐵心中，所以電感鐵心以選擇低導磁係數與高飽和磁通密度的材料為佳。而輸出電感的感量可由開關導通/截止所造成電感器電流上升/下降的關係中，推導出(4-4)式：

$$L_o = V_o \frac{(1 - D_{fh})}{f_s \Delta I_o} \quad (4-4)$$

式中忽略二極體 D_5 和 D_6 的順向壓降。

L_o ：輸出濾波電感(H)

D_{fh} ：全橋式開關半週期責任週期比

V_o ：直流電壓輸出準位(V)

ΔI_o ：輸出電流漣波量(A)

f_s ：開關切換頻率(Hz)

將相關參數($D_{th} = 0.3$ 、 $V_o = 100\text{ V}$ 、 $\Delta I_o = 2\text{ A}$ 、 $f_s = 60\text{ kHz}$)代入計算後，本設計最後選擇輸出電感為 $750\ \mu\text{H}$ 。

4-3-3 輸出濾波電容設計

輸出電容器的作用是在維持輸出電壓的穩定，因此必須選用高容質的電解電容，而輸出電容上有寄生的等效串聯電阻存在而影響輸出電壓漣波的大小，所以輸出電容應盡量選用等效串聯電阻較小的電容，其電容值之決定如下：

$$C_o = \frac{\Delta I_o}{16\Delta V_o f_s} \quad (4-5)$$

式中

ΔV_o ：輸出電壓漣波量(V)

f_s ：開關切換頻率(Hz)

ΔI_o ：輸出電流漣波量(A)



由於電容本身的等效串聯電阻易造成電容發熱，因此可再並聯一個 $1\ \mu\text{F}$ 的塑膠電容。將相關參數($\Delta I_o = 2\text{ A}$ 、 $\Delta V_o = 300\text{ mV}$ 、 $f_s = 60\text{ kHz}$)代入計算後，本設計最後選擇輸出電容為 $330\ \mu\text{F}/250\text{V}$ 的電解電容。

4-3-4 高頻變壓器

在全橋式電路中，高頻變壓器主要的功用為傳遞一次側的能量至二次側，並提供隔離的功能，由於此變壓器並不需具有儲能作用，所以在鐵心的選擇上可採用具有高導磁係數的材質。在設計上，如鐵心截面積、最大磁通密度、繞線匝數等，均互有影響，所以須將這些參數加入設計考量。

在鐵心選用上，本文採用的鐵心材料為 ETD-CORE，與常見的 EE-CORE 外型類似，在於中柱為圓形，對於繞線較為方便。通常在給定

的有效繞線面積中，扣除部分絕緣層、繞線品質、散熱效果等因素，實際的設計會與計算值有些許誤差，因此在設計上會加上部分經驗常數，使設計結果更接近實際需求。

在此列出計算時所採用之相關符號：

V_o ：直流電壓輸出準位(V)

V_{C1} ：儲能電容電壓(V)

D_f ：全橋式開關全週期責任週期比

D_{fh} ：全橋式開關半週期責任週期比

B_{max} ：最大磁通密度(Gauss)

N_2 ：一次側繞線圈數

N_3 ：二次側繞線圈數

A_e ：鐵心磁通面積(cm^2)

f_s ：開關切換頻率(Hz)

T_s ：開關切換週期(sec)



一次側繞線圈數，可利用法拉第定理求得：

$$V_{C1} = N_2 A_e \frac{2B_{max}}{\frac{T_s}{2} D_{fh}} \times 10^{-8}$$

$$N_2 = \frac{V_{C1} D_{fh} 10^8}{4A_e B_{max} f_s} \quad (4-6)$$

將相關參數($V_{C1}=350\text{V}$ 、 $D_{fh}=0.3$ 、 $A_e=1.54\text{cm}^2$ 、 $B_{max}=1000\text{Gauss}$ 、 $f_s=60\text{kHz}$)

代入計算後，本設計最後選用一次側繞線圈數 N_2 為 30 匝 ($L=700\mu\text{H}$)，圈

數比 n 可由式(4-7)決定

$$\frac{V_o}{V_{Cl}} = 2nD_f \quad (4-7)$$

將相關參數($V_{Cl}=350\text{V}$ 、 $D_f=0.15$ 、 $V_o=100\text{V}$)代入計算後，得到圈數比 $n=1$ ，計算二次側繞線圈數 N_3 亦為 30 匝($L=700\mu\text{H}$)。並為了在實際繞製時減少因高頻工作所造成的導體集膚效應及考慮材料取得方便，所以一、二次側皆使用 0.7mm 的三層絕緣線 3 股並繞。至於輸入電流修飾器中的變壓器耦合線圈 N_1 ，為使輸入電流符合諧波規範，經由模擬後選擇用 $10\mu\text{H}$ 。

4-3-5 儲能電容的選擇

儲能電容的作用為濾除兩倍線頻電壓漣波，其最高電壓發生在輸入線電壓 $V_{in} = 220V_{ac}$ 時，約為 350V。若 120Hz 的漣波過大，會使輸出電壓帶有 120Hz 的漣波。為能提供足夠的濾波功能，在此選用 $470\mu\text{F}/450\text{V}$ 的電解質電容，同時為了降低電容本身的等效串聯電阻，因此可再並聯一個 $1\mu\text{F}$ 的塑膠電容。



4-3-6 功率晶體的選用

功率晶體的選用除了必須考慮晶體最大耐壓與耐流之外，另外必須考量晶體的導通電阻 $R_{DS(on)}$ 或飽和電壓 $V_{CE(sat)}$ 的大小，因為切換晶體的導通電阻或飽和電壓越小，其導通損失就越小，而功率晶體導通電阻的大小與其耐壓成正比、耐流成反比，所以在選定耐壓之後，選擇耐流越大的晶體其導通電阻越小，但成本亦越高。

輸入電流修飾器所使用的功率晶體 Q_5 其最大工作電壓即為儲能電容電壓，最大電流峰值發生在 3-3 節中的模式 2 (Q_5 導通區間)，可由式(4-8)決定。

$$i_{Lin.pk} = \frac{(V_{in.pk} - V_{N1.pk})D}{L_{in}f_s} \quad (4-8)$$

式中忽略二極體 D_2 和 D_3 的順向壓降。

L_{in} ：輸入電感(H)

$V_{in.pk}$ ：交流輸入峰值電壓(V)

$V_{N1.pk}$ ：當交流輸入電壓在峰值時， V_{N1} 的電壓值(V)

f_s ：開關切換頻率(Hz)

D ：開關 Q_5 責任週期比

將相關參數($L_{in} = 25\mu\text{H}$ 、 $V_{in.pk} = 311\text{V}$ 、 $V_{N1.pk} = 42\text{V}$ 、 $D = 0.15$ 、 $f_s = 60\text{kHz}$)

代入計算後，得到最大電流峰值約為27A。本設計選用由ST公司所生產的MDmesh™ Power MOSFET (型號為STE70NM60)做為輸入電流修飾器所使用的功率開關 Q_5 。

在全橋架構上，四個功率晶體 $Q_1 \sim Q_4$ 皆使用同一規格的產品，最大電流峰值發生在3-3節中的模式2 (Q_5 導通區間)，可由式(4-9)決定。

$$i_{N2.pk} = \frac{V_{C1}D_{fh}}{L_{N2}f_s} + i_{N1.pk} \frac{n_1}{n_2} + i_{N3.pk} \frac{n_3}{n_2} \quad (4-9)$$

式中

L_{N2} ：變壓器一次側電感值(H)

f_s ：開關切換頻率(Hz)

V_{C1} ：儲能電容電壓(V)

D_{fh} ：全橋式開關半週期責任週期比

$i_{N1.pk}$ ：流經變壓器繞組 N_1 的電流峰值(A)

$i_{N3.pk}$: 流經變壓器繞組 N_3 的電流峰值(A)

n_1 、 n_2 、 n_3 為變壓器線圈 N_1 、 N_2 、 N_3 之線圈數

將相關參數($L_{N2} = 700\mu\text{H}$ 、 $V_{C1} = 350\text{V}$ 、 $D_{fh} = 0.3$ 、 $f_s = 60\text{kHz}$ 、 $i_{N1.pk} = 27\text{A}$ 、

$i_{N3.pk} = 7.6\text{A}$ 、 $\frac{n_1}{n_2} = 0.12$ 、 $\frac{n_3}{n_2} = 1$)代入計算後，得到最大電流峰值約為 13A。

本設計選用由 IXYS 公司所生產的閘極絕緣雙極性電晶體(Insulating Gate Bipolar Transistors, IGBT，型號為 IXGK50N60B)做為全橋架構所使用的功率開關 $Q_1 \sim Q_4$ 。表 4-2 為元件的相關參數規格表。

表 4-2 功率開關相關規格

元件型號	V_{DS}	I_D	$R_{DS(on)}$	$t_{(on)}$	$t_{(off)}$
STE70NM60	600V	70A	0.05Ω	95ns	76ns
元件型號	V_{CE}	I_C	$V_{CE(sat)}$	$t_{(on)}$	$t_{(off)}$
IXGK50N60B	600V	60A	2.5V	50ns	150ns

其中 I_D 、 I_C 為最大的平均值。

4-3-7 功率二極體的選用

功率二極體的選擇與上述功率開關相似，首先必須考慮其耐壓與耐流的規格，再考慮功率晶體反向回復時間與順向導通電壓，這兩個規格越小越好，以減少功率二極體上的損失，

本硬體電路中的 D_2 、 D_3 和 D_4 其最大電流峰值與開關 Q_5 相同，皆為 27A，因此選用由 IXYS 公司所生產的超快速回復二極體(型號為 DSEI

30-10A)做為本硬體電路的 D_2 、 D_3 和 D_4 ，此二極體所能承受的最大電流為 30A、耐壓為 1000V，反向回復時間為 35ns，而順向導通電壓為 2.4V 以下。

本硬體電路中的 D_5 和 D_6 其最大電流峰值為 7.6A，最大電壓為 $2V_{C1} = 700\text{V}$ ，所以選用由 IXYS 公司所生產的超快速回復二極體(型號為 DSEP 12-12A)做為本硬體電路的輸出二極體 D_5 和 D_6 ，此二極體所能承受的最大電流為 15A、耐壓為 1200V，反向回復時間為 40ns，而順向導通電壓為 2.7V 以下。

4-3-8 控制用積體電路

本文所使用的控制 IC 為 Unitrode 公司的 UC3844 電流模式控制 PWM IC，此 IC 具有低啟動電流(小於 0.5mA)、自動前饋式補償、過電壓鎖定、低誤差放大器輸出電阻等優點。

將 UC3844 的輸出(Pin6)當成雙輸出驅動器(Dual Output Driver) UC3706 的輸入(Pin2)，藉由 UC3706 產生的 A Out(Pin6)和 B Out(Pin11)來驅動全橋的電晶體開關。如圖 4-4 所示。

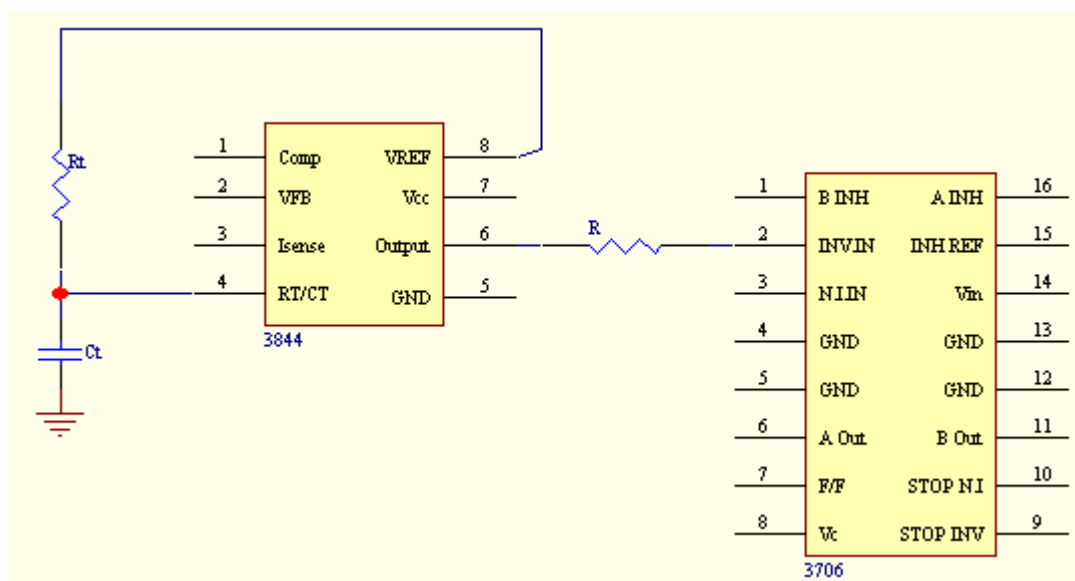


圖 4-4 控制積體電路 UC3844 配合雙輸出驅動器 UC3706

UC3844 為定頻切換的 IC，切換頻率可由 V_{ref} 及 R_t/C_t 腳位來決定。 V_{ref} 腳(Pin8)為內建的 5V 參考電壓，由它經由 R_t 對 C_t 充電，而由一內建的電流來放電。如此一來， R_t/C_t 腳(Pin4)便會產生週期性的充放電而決定震盪器的頻率，其切換頻率 f_s 的設定公式為：

$$f_s \approx \frac{0.86}{R_t C_t} \quad (4.10)$$

本文將切換頻率 f_s 設計在 60kHz，且把 C_t 的值設為 1nF，故 R_t 的值應選為 15k Ω 。

4-3-9 盲時控制電路

在第三章中提過，為了要減少 Q_s 的責任週期比，而加入了盲時控制電路。盲時控制電路可利用如圖 4-5 的設計實現。

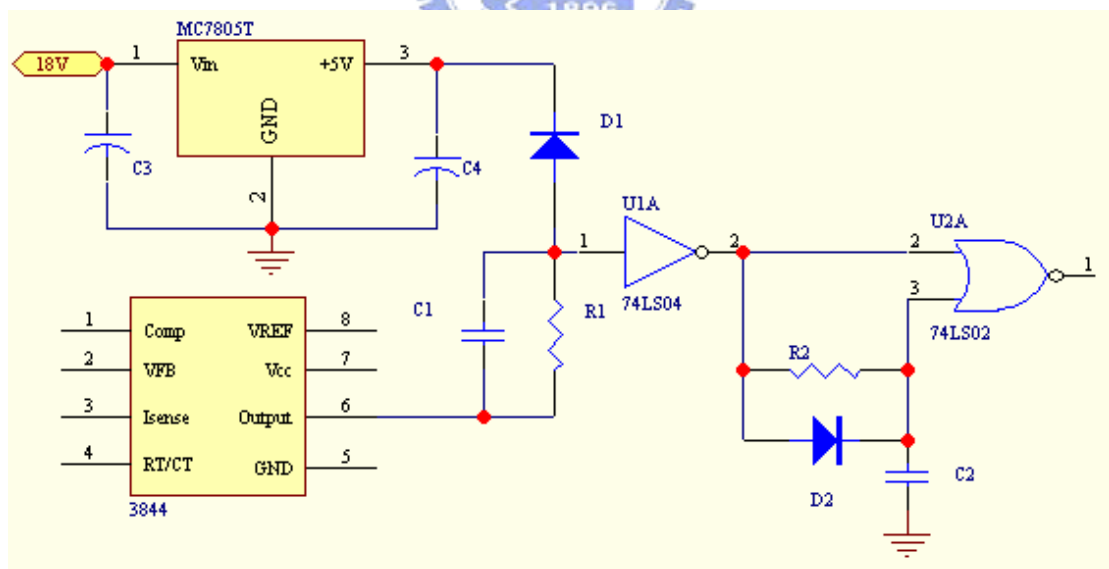


圖 4-5 盲時控制電路

由 UC3844 的 output 端輸出一峰值 18V 的週期性脈波，經由圖 4-5 中的 MC7805T、 R_1 、 C_1 與 D_1 工作下，在 NOT 邏輯閘 IC(74LS04)的輸入端產

生一峰值 5V 的週期性脈波，再經由 74LS04 反向，最後再將此波形與經過 R_2 、 C_2 、 D_2 充放電後的波形一起輸入 NOR 邏輯閘 IC(74LS02)，74LS02 的輸出即為具有 dead time 的閘極控制訊號。其中控制盲時長短的關鍵，即為 R_2 與 C_2 的乘積，乘積的值越大，dead time 就越長。反之，乘積的值越小，dead time 就越短。基於電容值的選擇性較小，故本設計選擇 C_2 為 3nF 的陶瓷電容， R_2 的值則由電腦模擬後選定為 1.88k Ω 。

4-3-10 閘極驅動電路

在輸入電流修飾器中的開關晶體 Q_5 因為其輸入電容 C_{iss} (7300pF) 很大，所以本文使用輸出電流為 2A 的閘極驅動 IC (型號為 HCPL3120)，其內部電路示意圖如圖 4-6 所示。至於 Q_5 的閘極驅動電路則可由圖 4-7 實現。

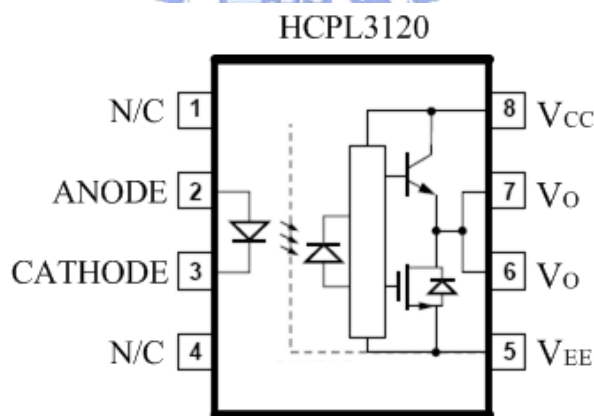


圖 4-6 HCPL3120 內部電路示意圖

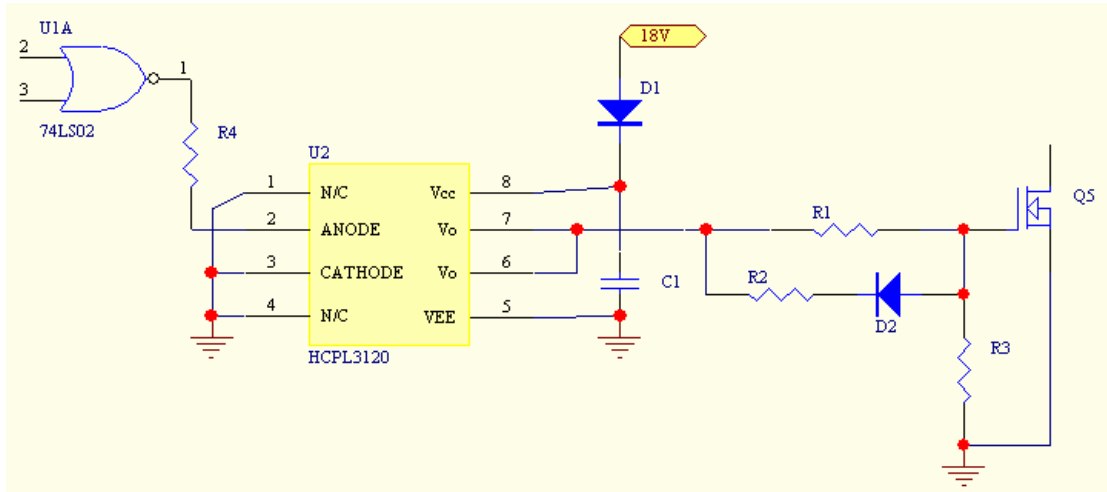


圖 4-7 Q_5 閘極驅動電路

因為 HCPL3120 的輸入(Pin2)為電流輸入，故從 74LS02 輸出的電壓須經由 R_4 轉成電流訊號後，再輸入 HCPL3120，推動開關 Q_5 的訊號即從 HCPL3120 的 V_o (Pin6、7)輸出。

另外，全橋的閘極驅動電路則分為上臂和下臂兩部分，下臂部分直接由 UC3706 的輸出驅動；上臂部份由於開關為浮接，所以需要加入閘極驅動電路，其電路和圖 4-7 相似，唯一不同的是 C_1 連接至地的地方改成連接至上臂開關的源極。藉由下臂開關導通，電容 C_1 獲得接地路徑，經二極體 D_1 對其充電，來提供 HCPL3120 正常工作所需的電源，進而提供上臂開關導通時所需要的閘極訊號。

4-3-11 回授隔離電路

圖 4-8 中的 PC123 是夏普公司製造的一顆光耦合電晶體。此顆光耦合電晶體則是真正用來做初、次級側間的隔離元件。光耦合電晶體會依流過二極體電流 I_F 的不同，而產生出不同的 BJT 電流 I_C ，而它們的電流比 I_C/I_F 通常定義為 CTR (Current Transfer Ratio)，在不同的 I_F 值下就會有不同的

CTR 值，故在選擇操作點時通常會選在一個較線性的範圍內操作。

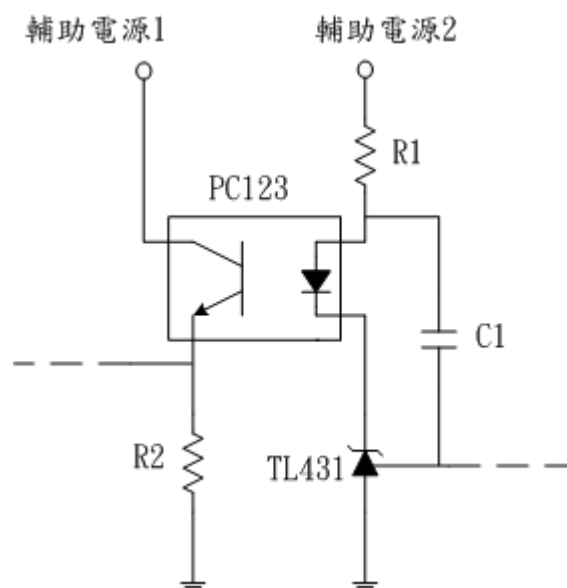


圖 4-8 回授隔離電路

回授隔離電路中的 TL431 是一顆具有三根腳位可調輸出電壓的穩壓放大器。其內部電路示意圖與符號如圖 4-9 所示。TL431 內建之誤差放大器的負輸入端被接到一個內建參考電壓 V_{ref} ，其電壓值為 2.5V。TL431 的輸出電壓可被設在 V_{ref} 到 36V 之間，它的輸出阻抗約為 0.2Ω 。由於 TL431 最多只能承受 37V，因此輔助電源 2 的電壓不可超過其耐壓。且 TL431 其主動式的輸出電路提供了一個很快的導通特性，正因如此，使得在很多的應用如：可調式電源供應器、切換式電源供應器上都用它來取代 Zener 二極體。

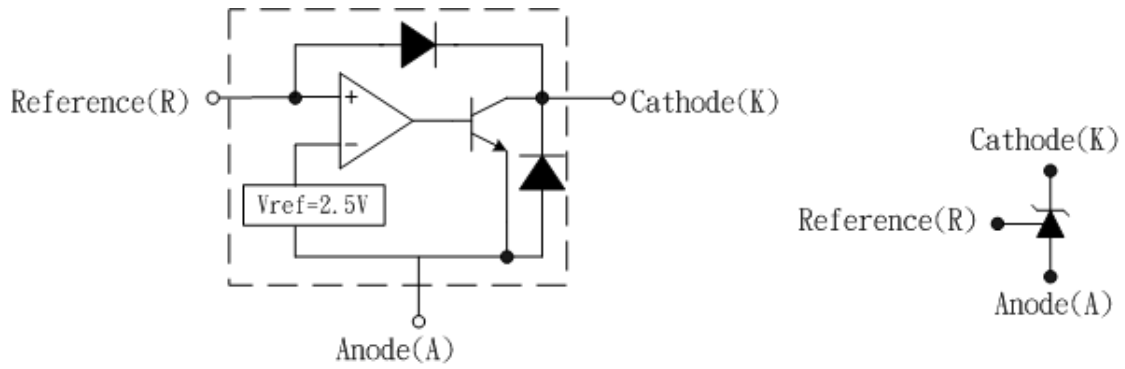


圖 4-9 TL431 的內部電路示意圖與符號

4-4 輔助電源與啟動電路

4-4-1 輔助電源電路

本文在實體電路中使用兩套輔助電源，分別供應變壓器一、二次側IC元件的電源。輔助電源1如圖4-10所示，在設計上是利用再對變壓器多繞一組線圈 N_{aux} ，當輸出二極體 D_o 導通時，此線圈會感應到 $\frac{N_{aux}}{N_s} \times V_o$ 的電壓，再經由 D_1 、 C_1 、 R_1 、 Q_1 、 D_{Z1} 與 C_2 所構成簡易的穩壓電路提供一個穩定的電壓，此供電電壓為 $V_{Z1} - V_{BE1(on)}$ ，其中 V_{Z1} 為Zener二極體 D_{Z1} 的崩潰電壓。電阻 R_1 的功用是用來提供 D_{Z1} 一逆向導通電流，使其能操作在崩潰區之下。

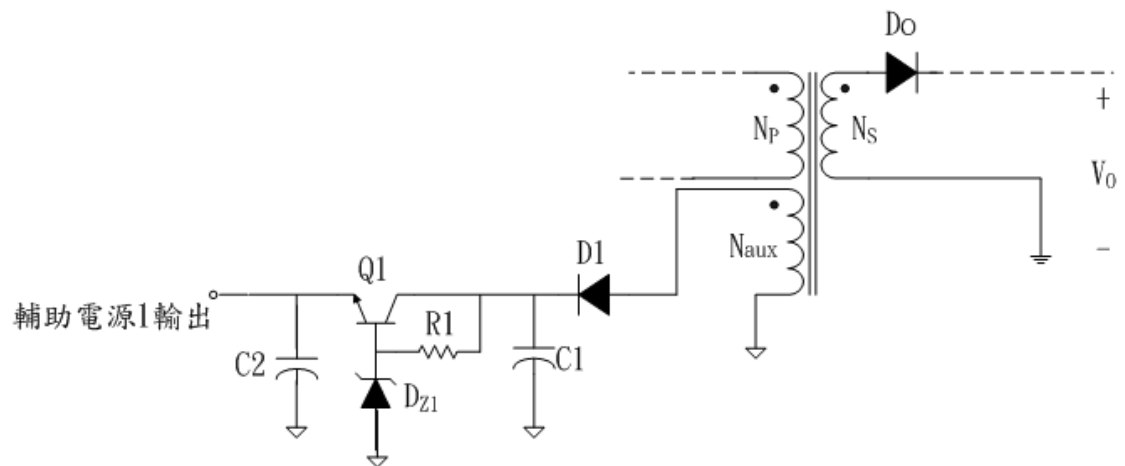


圖 4-10 輔助電源 1 電路圖

輔助電源 2 在設計上則是利用輔助電源 1 的輸出電壓，經由具隔離效果的 DC/DC 轉換器 MIW1026 轉換成 $\pm 12\text{ V}$ 的電壓，以供應二次側的 IC 元件使用。圖 4-11 為 MIW1026 的內部電路示意圖。

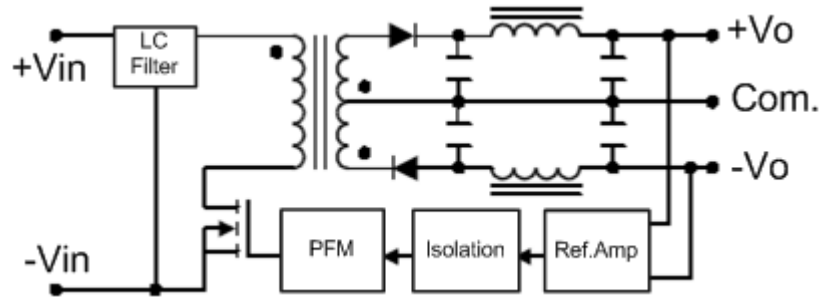


圖 4-11 MIW1026 的內部電路示意圖

4-4-2 啟動電路

由於在電路剛啟動時，變壓器線圈上並不會有電壓產生，無法提供電源讓 IC 工作，所以需加入啟動電路，來提供電源給 UC3844 等 IC，讓電路得以順利啟動。所以一開始是由圖 4-12 的啟動電路供電，當交/直流轉換器進入穩態之後，再由圖 4-10 的輔助電源 1 供電。其中圖 4-12 中的 Q_2 與 Q_3 之所以接成達靈頓對，是為了得到比較大的輸出電流。在圖 4-10 的 Zener 二極體 D_{Z1} 的崩潰電壓需大於圖 4-12 的 Zener 二極體 D_{Z2} 的崩潰電壓，如此一來，在穩態時 Q_2 與 Q_3 就會進入截止區，停止工作。

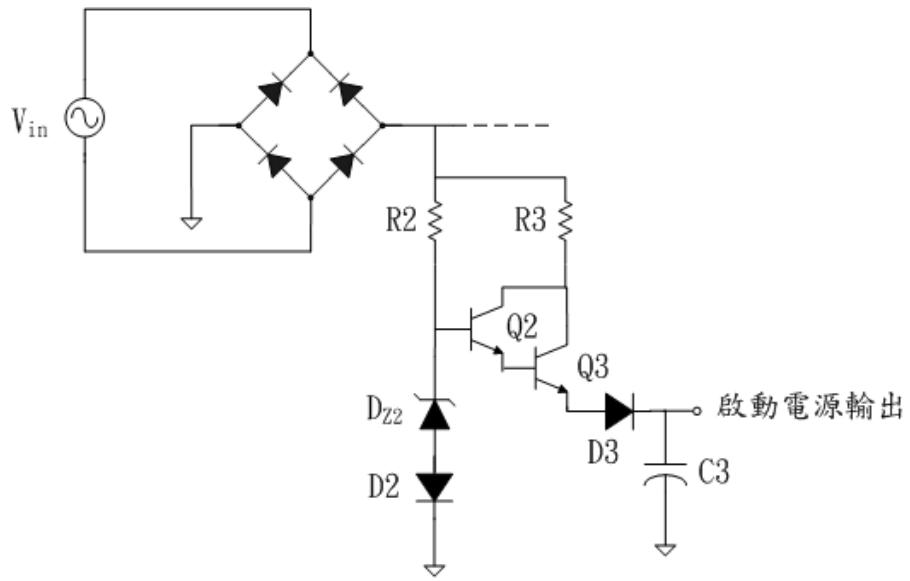


圖 4-12 啟動電路



第五章

模擬實測與分析

5-1 前言

為快速驗證新型電路設計的可行性及其功效，應用電路模擬軟體進行模擬驗證是最快速的方式。目前在電子系統的模擬上最常使用軟體當屬 SPICE，全名為「特別為積體電路模擬的程式」(Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis)，今日在市面上可以看到許多 SPICE 的同類軟體應用在各種電子設計自動化 (Electronic Design Automation, EDA) 上，而在電力電子的領域中則以 OrCAD/PSpice 與 IsSpice 較為普遍。本文係以 PSpice 作為設計的輔助工具，由於此軟體內已建構出許多與電源轉換電路相關的電路模組，因此非常適合用於電源轉換電路的模擬上。

在系統負載部分則使用吉普生(Gibson)公司所生產的石英管電暖器，利用其兩段式切換的功能來提供實驗電路的全/半載變換。本文所研製的系統其額定輸入電壓為 220Vac，額定輸出電壓為 100V，最大輸出功率約為 660W，並可符合 IEC 61000-3-2 class A 諧波規範的要求。

5-2 模擬與實測結果及分析

圖 5-1 所示為單級全橋式交/直流變通型電源轉換器的模擬電路圖，此模擬電路為一閉迴路系統的模擬，並加入 UC3844、UC3706、盲時控制電路等功能，使其更能接近實作電路。

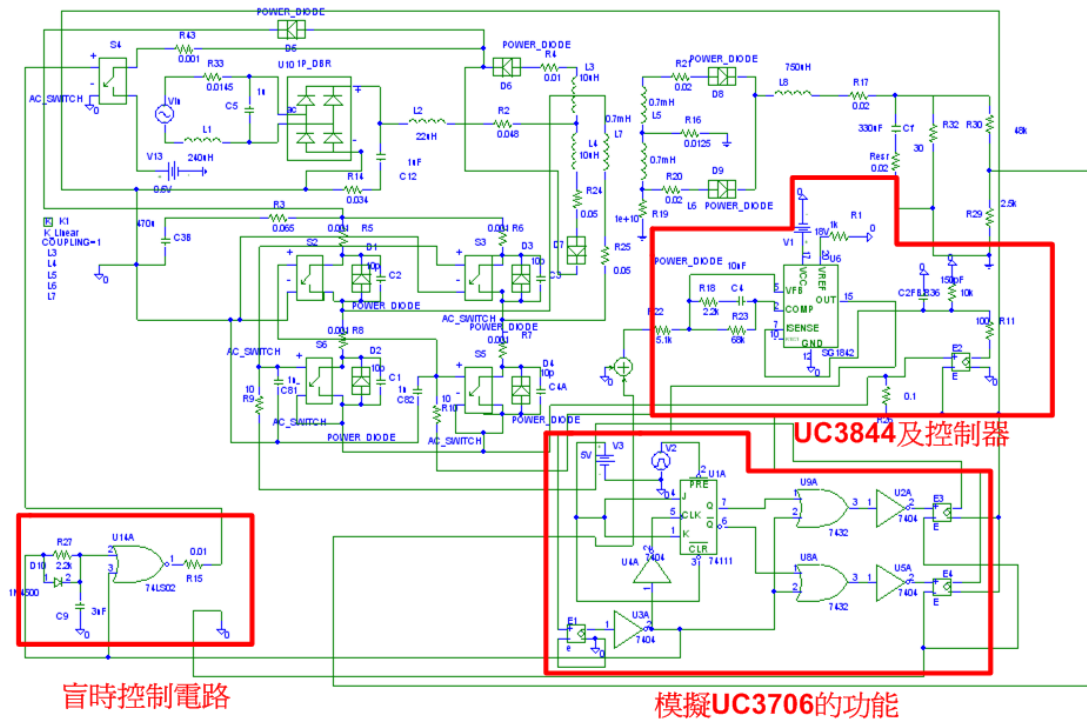


圖 5-1 單級全橋式交/直流變通型電源轉換器的模擬電路圖

圖 5-2 為盲時控制電路中 74LS02 的輸入與輸出波形，其電路示意圖可參考圖 4-5。將一峰值 5V 的週期性脈波與此波形經過 R 、 C 、 D 充放電後的波形一起輸入 74LS02，在其輸出端即產生具有盲時的閘極控制訊號。

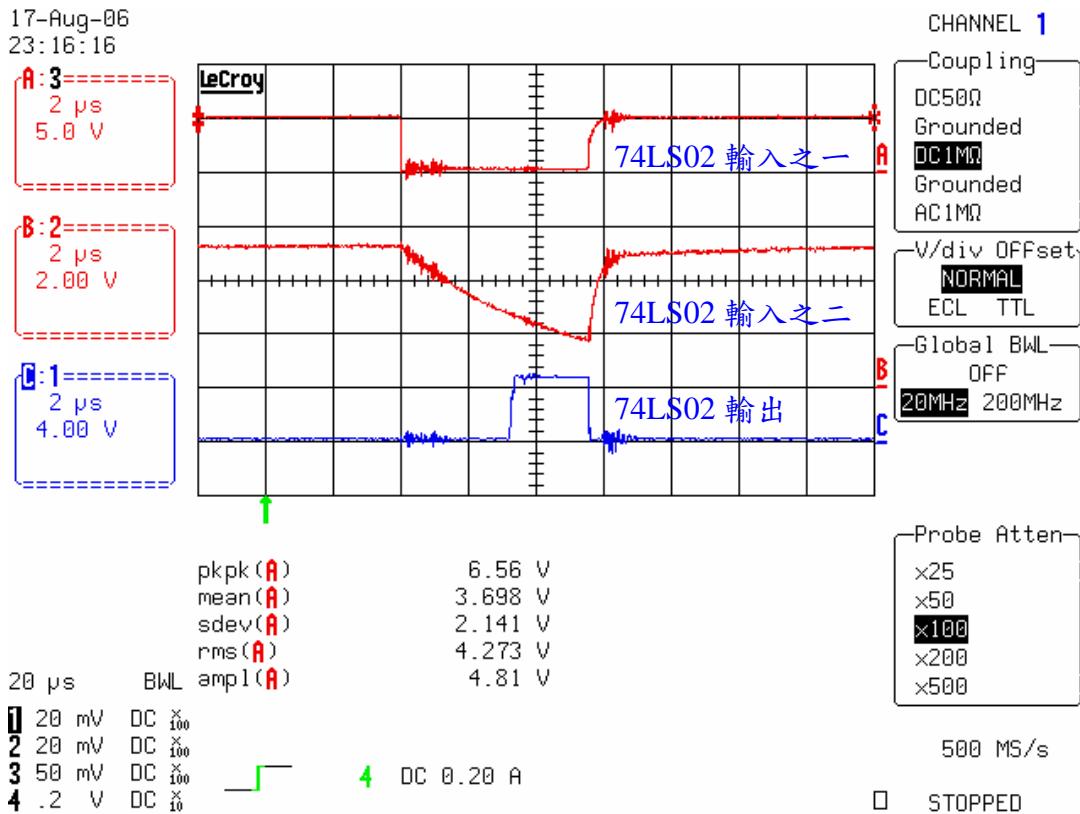


圖 5-2 盲時控制電路中 74LS02 的輸入(之一 5V/div，之二 2V/div)與輸出電壓(4V/div)波形

圖 5-3 為 660W 輸出、220Vac 輸入時 UC3844 的輸出與開關 Q_5 的閘極驅動訊號。其中 UC3844 的責任週期比為 0.28，開關 Q_5 的責任週期比為 0.13。在 3-2 節中提及控制 Q_5 的責任週期比即可控制儲能電容電壓，又 Q_5 的責任週期比為盲時控制電路所決定，所以將盲時加得越大，將會使得開關 Q_5 的責任週期比變小，而當 Q_5 的責任週期比也就是升壓型功因修正電路的責任週期比越小，則輸入電感上的儲能越少，儲能電容上的電壓也就越低。因此，調整盲時大小，將能有效降低單級電路儲能電容上的電壓。圖 5-4 為實測的盲時時間與儲能電容電壓的關係曲線圖。

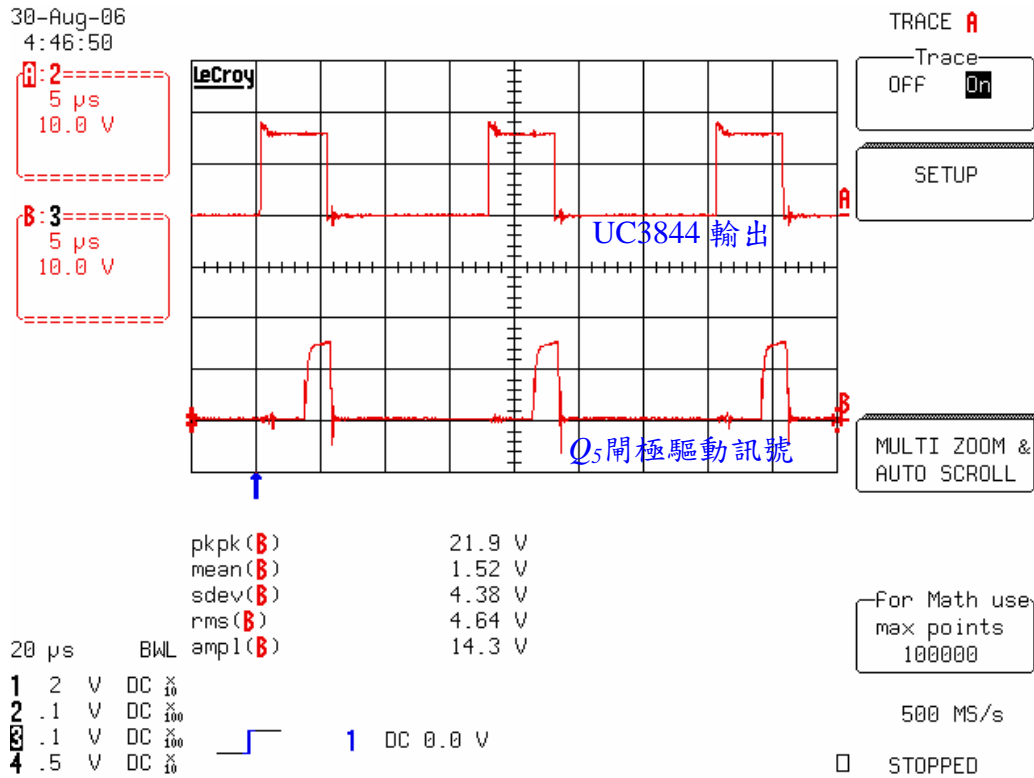


圖 5-3 660W 輸出、220Vac 輸入時 UC3844 的輸出(10V/div)與開關 Q_5 的開極驅動訊號(10V/div)

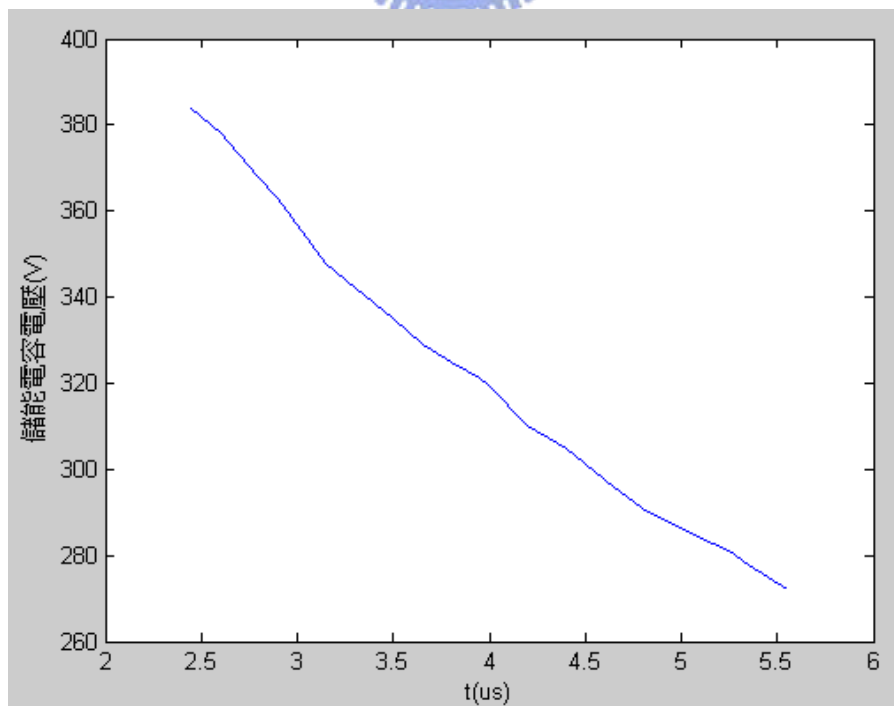


圖 5-4 實測的盲時時間與儲能電容電壓的關係曲線圖(660W/220Vac)

圖 5-5 為 660W 輸出、220Vac 輸入時的儲能電容電壓波形，且最大電壓為 350V。圖 5-6 為 330W 輸出、220Vac 輸入時的儲能電容電壓波形，且最大電壓為 370V。由圖 5-5 及圖 5-6 中可證明只要經由適當的選擇開關 Q_5 的盲時大小，就能控制儲能電容電壓值，將其保持在 450V 以下。

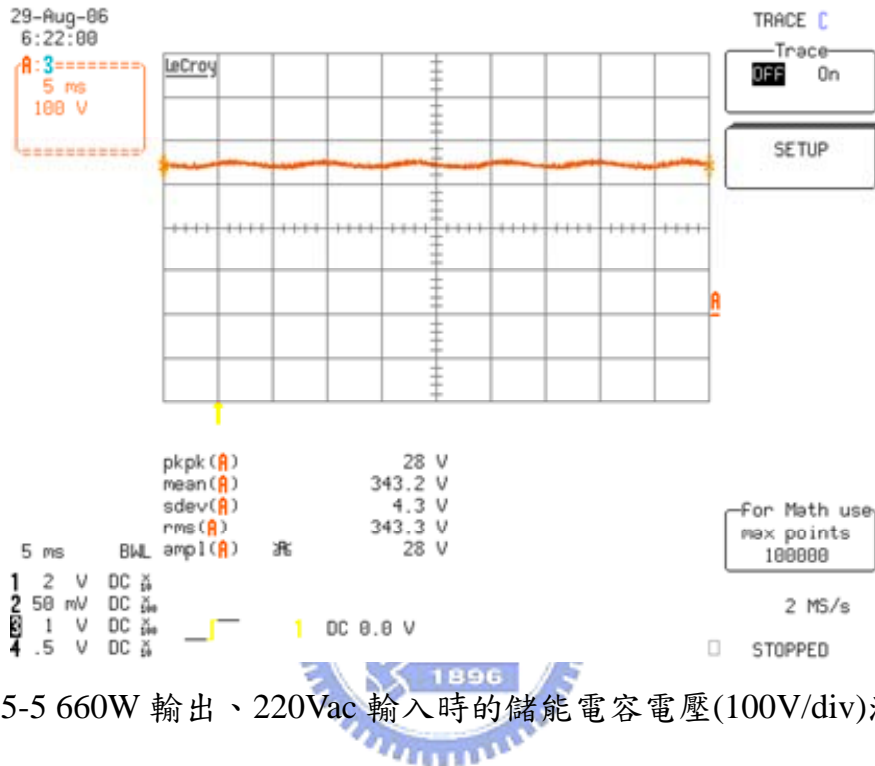


圖 5-5 660W 輸出、220Vac 輸入時的儲能電容電壓(100V/div)波形

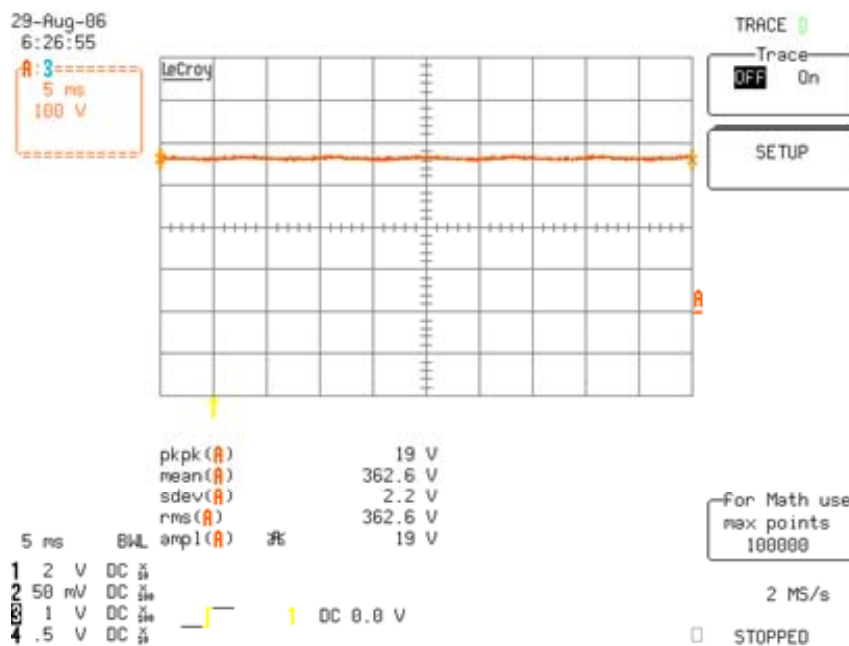


圖 5-6 330W 輸出、220Vac 輸入時的儲能電容電壓(100V/div)波形

圖 5-7 為 660W 輸出、220Vac 輸入時的輸入電感電流波形，圖 5-8 為在 X 點處的輸入電感電流與 UC3844 的輸出電壓 (PWM 控制訊號) 波形，其中輸入電感電流最大值為 25A，圖 5-9 為在 Y 點處的輸入電感電流與 UC3844 的輸出電壓波形。由圖 5-7、圖 5-8、圖 5-9 中可確認當開關 Q_5 的責任週期比和開關切換頻率不變時，輸入電感電流的峰值能夠自動追蹤輸入電壓成正弦波形，因此，輸入電感電流的平均值能有一個近似正弦的波形，功率因數值也因而提升。

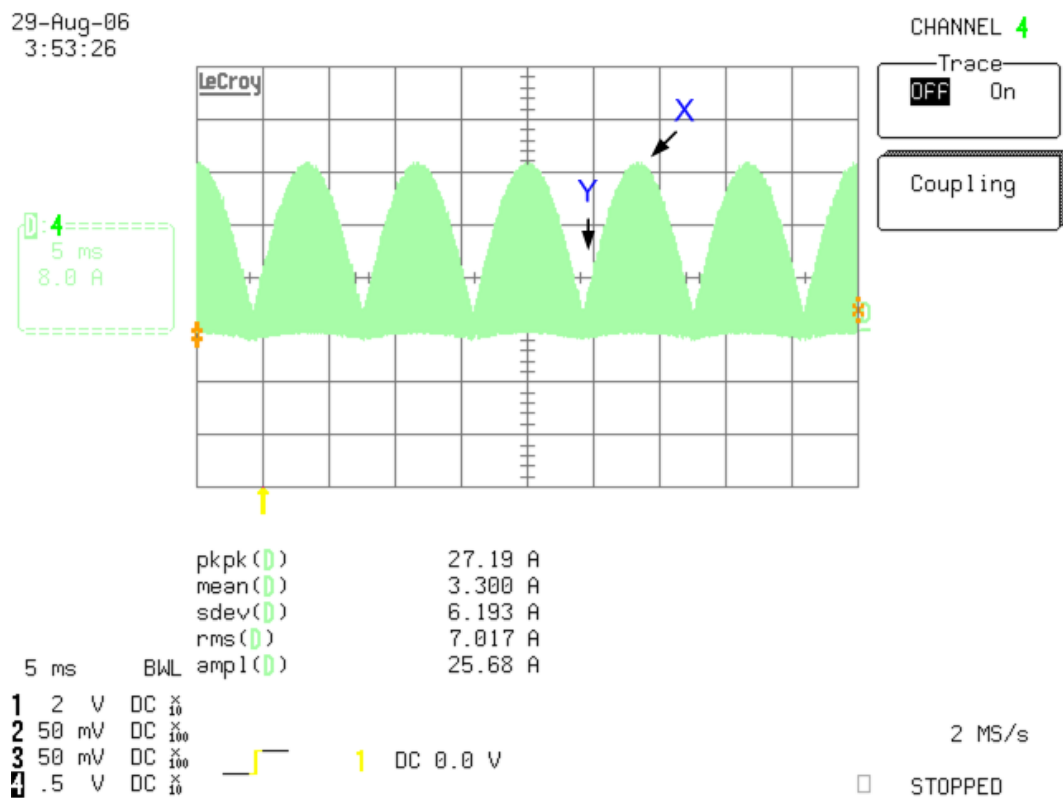


圖 5-7 660W 輸出、220Vac 輸入時的輸入電感電流(8A/div)波形

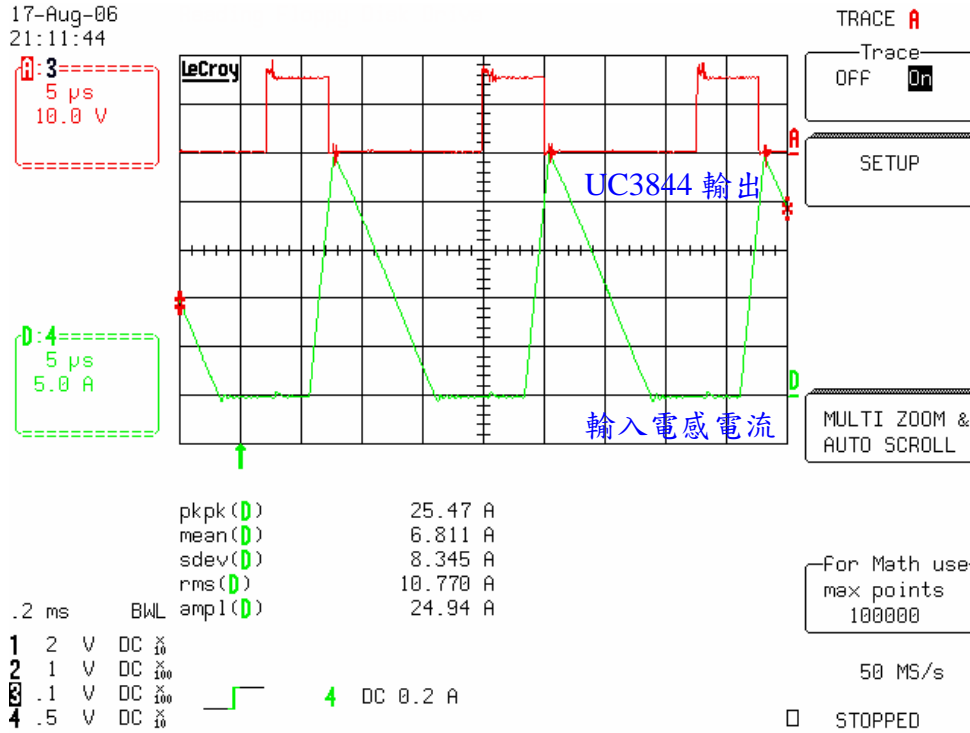


圖 5-8 在 X 點處的輸入電感電流(5A/div)與 UC3844 的輸出電壓(10V/div)

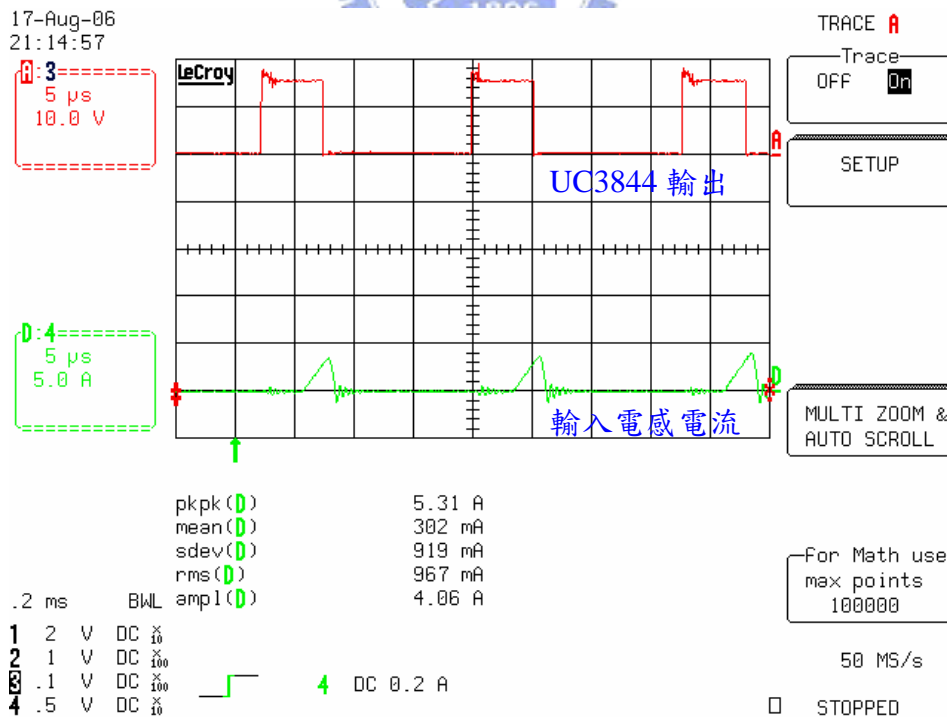


圖 5-9 在 Y 點處的輸入電感電流(5A/div)與 UC3844 的輸出電壓(10V/div)

波形

圖 5-10 為 660W 輸出、220Vac 輸入時輸入電壓與電流的模擬波形，
 圖 5-11 為 660W 輸出、220Vac 輸入時輸入電壓與電流的實測波形。模擬
 與實測得到的波形相當接近。其中實際量測的功率因數值為 0.968。

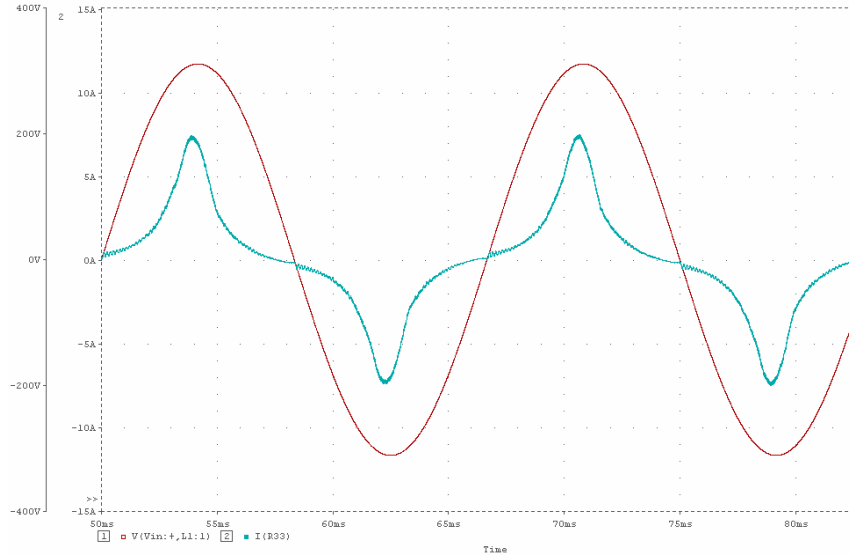


圖 5-10 660W 輸出、220Vac 輸入時輸入電壓與電流的模擬波形

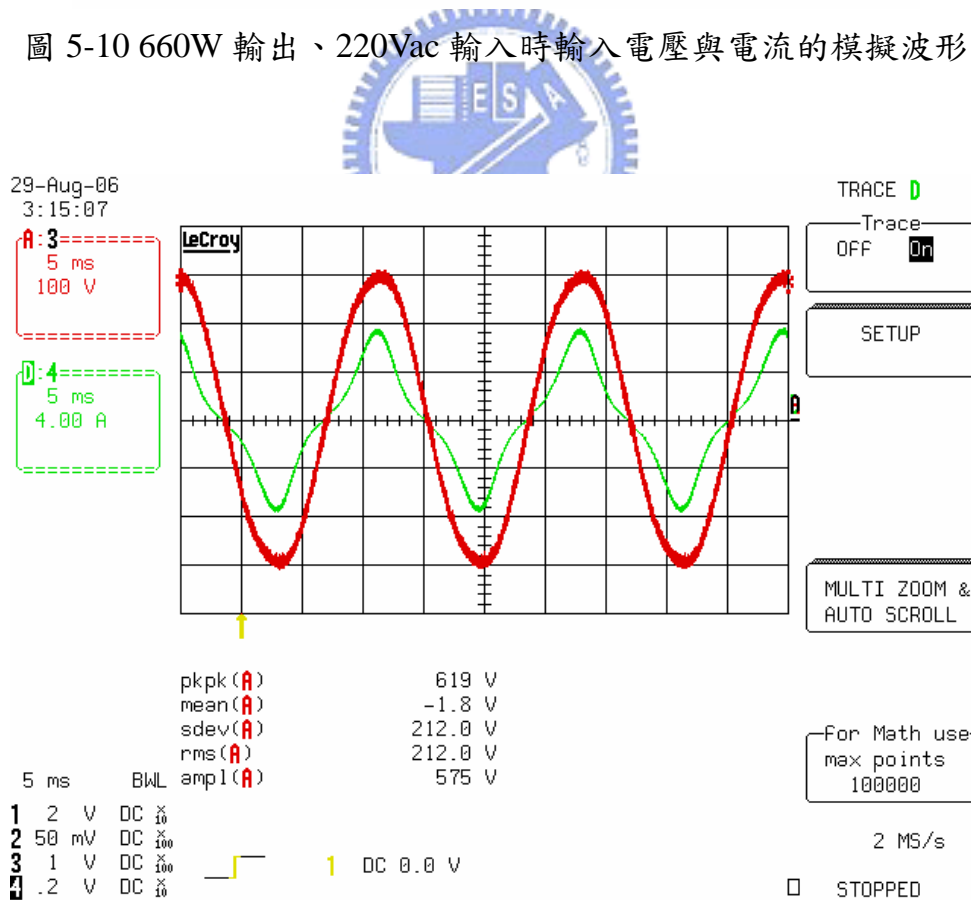


圖 5-11 660W 輸出、220Vac 輸入時輸入電壓(100V/div)與電流(4A/div)的實
 測波形

由圖 5-10 中可以看出輸入電流波形在線電壓的零交越處有失真及電流相位超前的現象。以下將深究此現象的成因。圖 5-12 為 660W 輸出、220Vac 輸入時的輸入電壓、電流與儲能電容電壓變化的模擬波形。

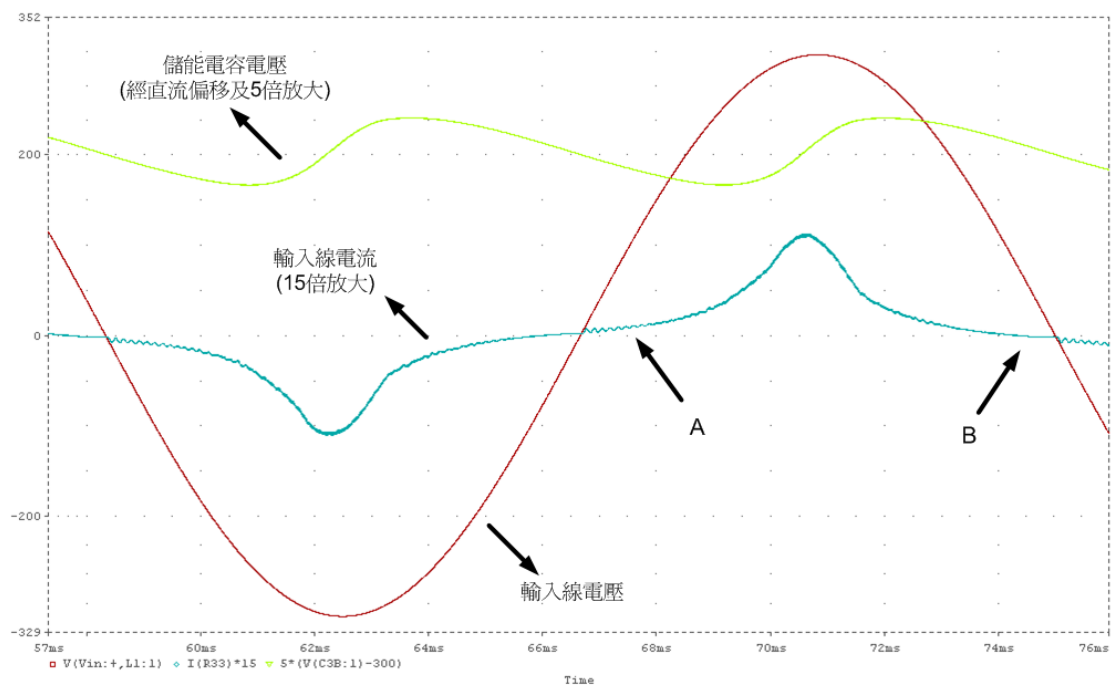


圖 5-12 660W 輸出、220Vac 輸入時的輸入電壓、電流與儲能電容電壓變化的模擬波形

圖 5-12 中 A 區域的電流波形上升速率較 B 區域的電流波形快速，這是造成高壓輸入時功率因數下降的主要原因。由 2-5 節的分析可以知道，如果單級的交流/直流轉換器要獲得良好的 Self-PFC 效果，前提是開關控制訊號的責任週期比必須維持定值，但是開關的控制訊號是根據輸出電壓的變化來做調變的，因此只有在儲能電容電壓與輸出電壓都維持定值的情況下，控制訊號的責任週期比才可能為定值。然而，在實際情況中雖然可以假設輸出電壓為定值，但是由於輸入線電壓為弦波電壓，所以儲能電容勢必會有一個兩倍線頻（120 Hz）的漣波，如圖 5-12 所示。因此在圖中的 A 區域，由於儲能電容一直傳輸能量到輸出端，而電源因電壓低而輸入的

電量不及彌補儲能電容的耗電量，故儲能電容電壓較低，因此責任週期比變大造成輸入電流在全程比例上偏大，同理在 B 區域的時候，儲能電容電壓較高，因此責任週期比變小造成輸入電流偏低，而且因儲能電容電壓較大，因此造成輸入電流波形提早降至零，因而產生電流波形不對稱的情況發生。最後的電流波形不但失真較大些，而且電流相位變成左移的超前現象，因此功率因數隨之下降。

圖 5-13 為實測 660W 輸出、220Vac 輸入時的輸入諧波電流與 IEC 61000-3-2 class A 標準的比較圖，由圖中可知：輸入電流諧波成份低於標準甚多，且功率因數值可達到 0.968，THD 則為 23.49%。

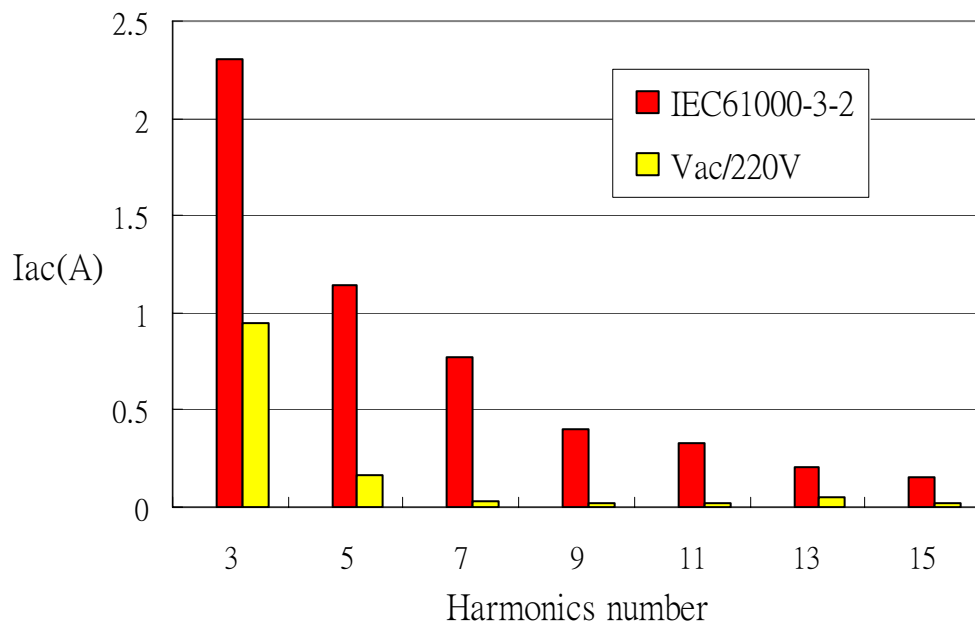


圖 5-13 實測 660W 輸出、220Vac 輸入時的輸入諧波電流與 IEC 61000-3-2 class A 標準的比較圖

圖 5-14 為 330W 輸出、220Vac 輸入時輸入電壓與電流的模擬波形，圖 5-15 為 330W 輸出、220Vac 輸入時輸入電壓與電流的實測波形。模擬與實測得到的波形相當接近。其中實際量測的功率因數值為 0.970。

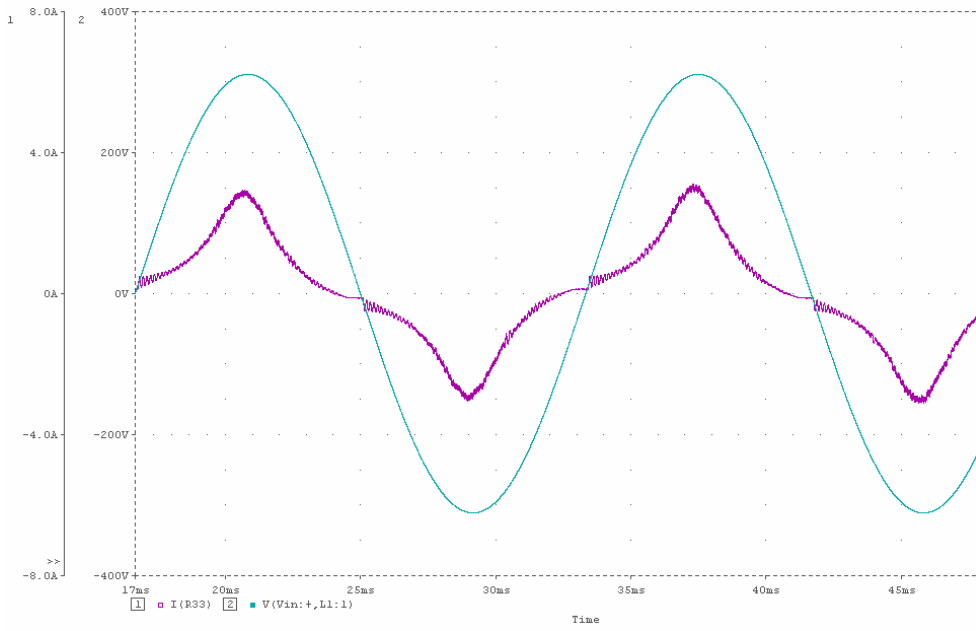


圖 5-14 330W 輸出、220Vac 輸入時輸入電壓與電流的模擬波形

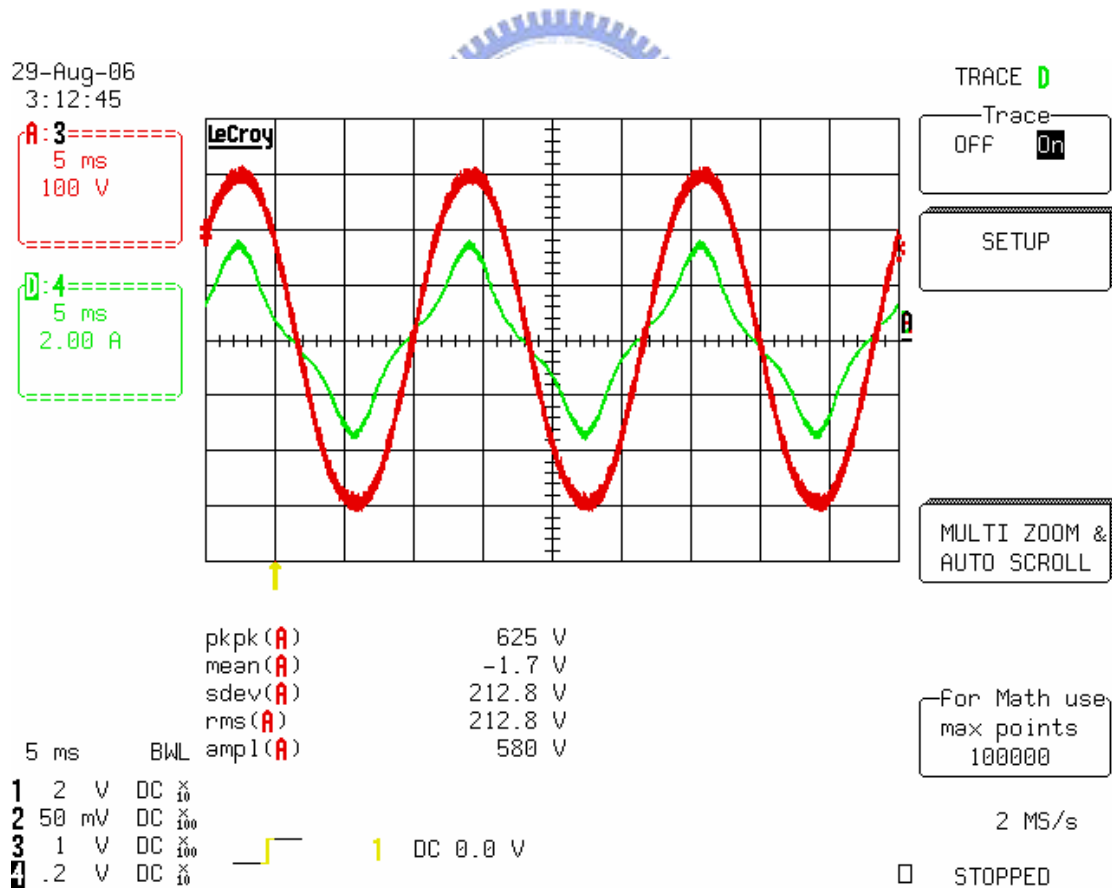


圖 5-15 330W 輸出、220Vac 輸入時輸入電壓(100V/div)與電流(2A/div)的實測波形

圖 5-16 為實測 330W 輸出、220Vac 輸入時的輸入諧波電流與 IEC 61000-3-2 class A 標準的比較圖，由圖中可知：輸入電流諧波成份低於標準甚多，且功率因數值可達到 0.970，THD 則為 22.52%。

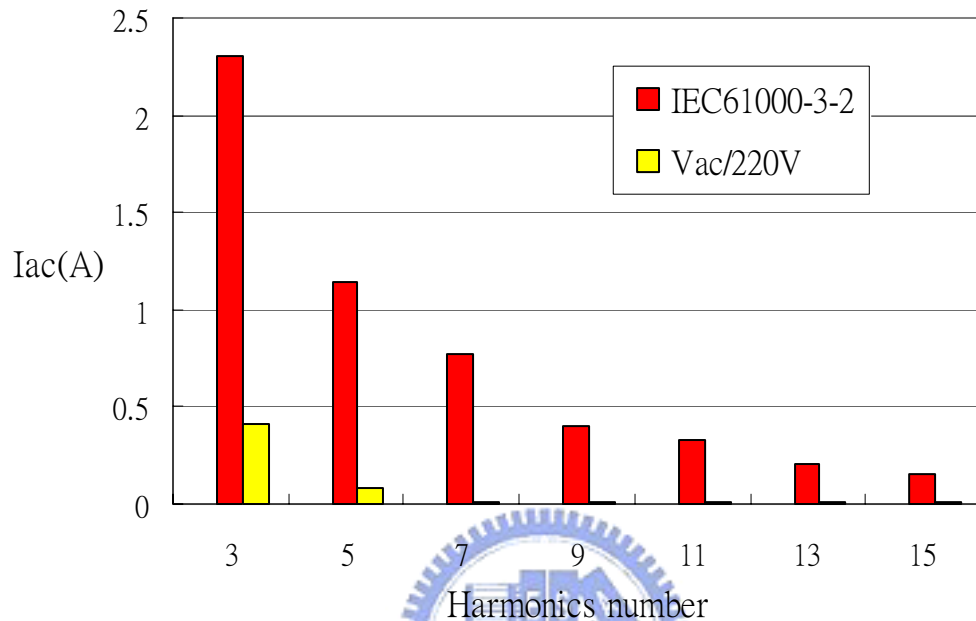


圖 5-16 實測 330W 輸出、220Vac 輸入時的輸入諧波電流與 IEC 61000-3-2 class A 標準的比較圖

為驗證加入額外的變壓器線圈 N_1 確實能讓輸入電流波形有機會更接近正弦波，可降低總諧波失真，利用圖 5-1 的模擬電路來模擬 330W 輸出、220Vac 輸入時有加入變壓器線圈 N_1 以及沒有加入變壓器線圈 N_1 的輸入電流諧波成份和 THD，整理如表 5-1。

表 5-1 模擬 330W 輸出、220Vac 輸入時有加入變壓器線圈 N_1 以及沒有加入變壓器線圈 N_1 的輸入電流諧波成份和 THD

Harmonic wave order n	Harmonic current (A) ⇒ 有 N_1	Harmonic current (A) ⇒ 沒有 N_1
3	0.4537	0.5801
5	0.1725	0.1934
7	0.0662	0.0793
9	0.0278	0.0353
11	0.0137	0.0185
13	0.0068	0.0120
15	0.0048	0.0095
THD (%)	22%	26%

圖 5-17 為 660W 輸出、220Vac 輸入時橋式開極驅動訊號與橋式開關電流波形，圖 5-18 為 660W 輸出、220Vac 輸入時輸出電感電流波形。由圖 5-17、圖 5-18 可確定全橋式的工作模式為 CCM，且橋式開關電流的峰值較開關 Q_5 小，最大值為 12A。

圖 5-19 為 660W 輸出、220Vac 輸入時的輸出電壓波形，由圖中可知輸出端所提供的電壓相當穩定。圖 5-20 為 660W 輸出、220Vac 輸入時輸出電壓漣波與輸出電感電流的波形，由圖中可知輸出電壓的漣波大約為 250mV，符合所設計的規格。

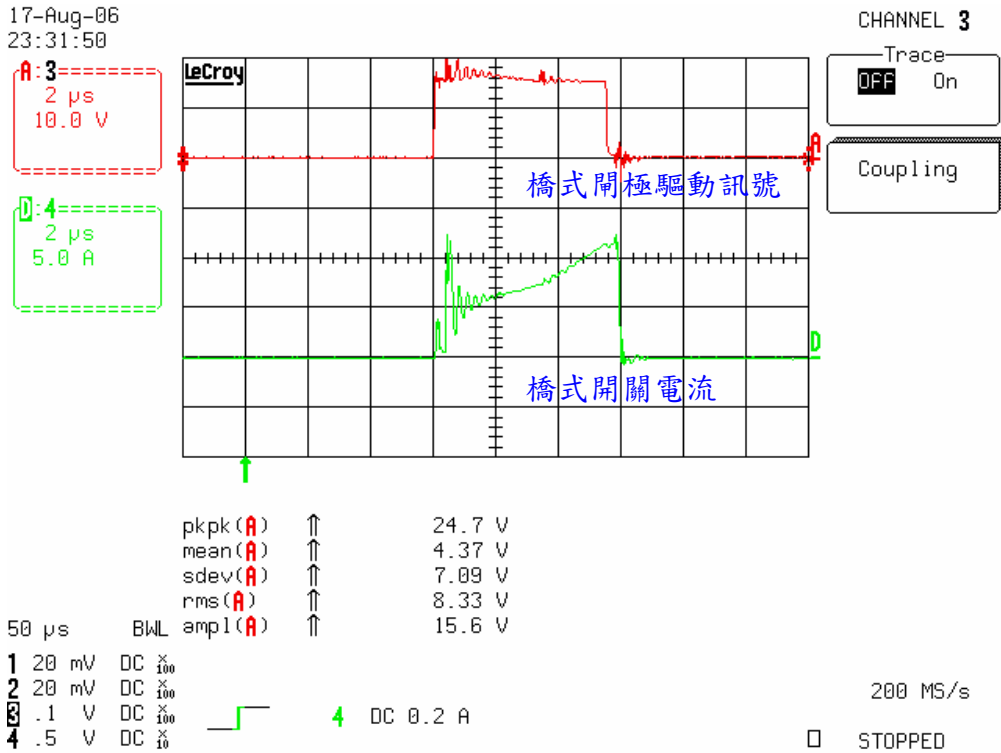


圖 5-17 660W 輸出、220Vac 輸入時橋式開極驅動訊號(10V/div)與橋式開關電流(5A/div)波形

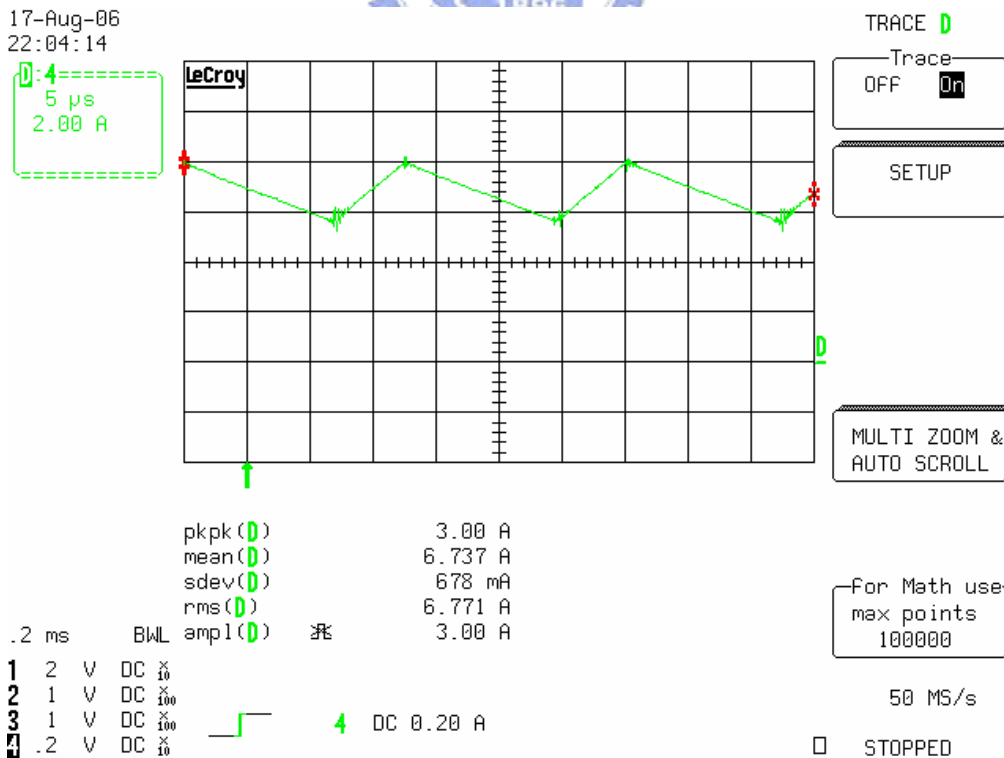


圖 5-18 660W 輸出、220Vac 輸入時輸出電感電流(2A/div)波形

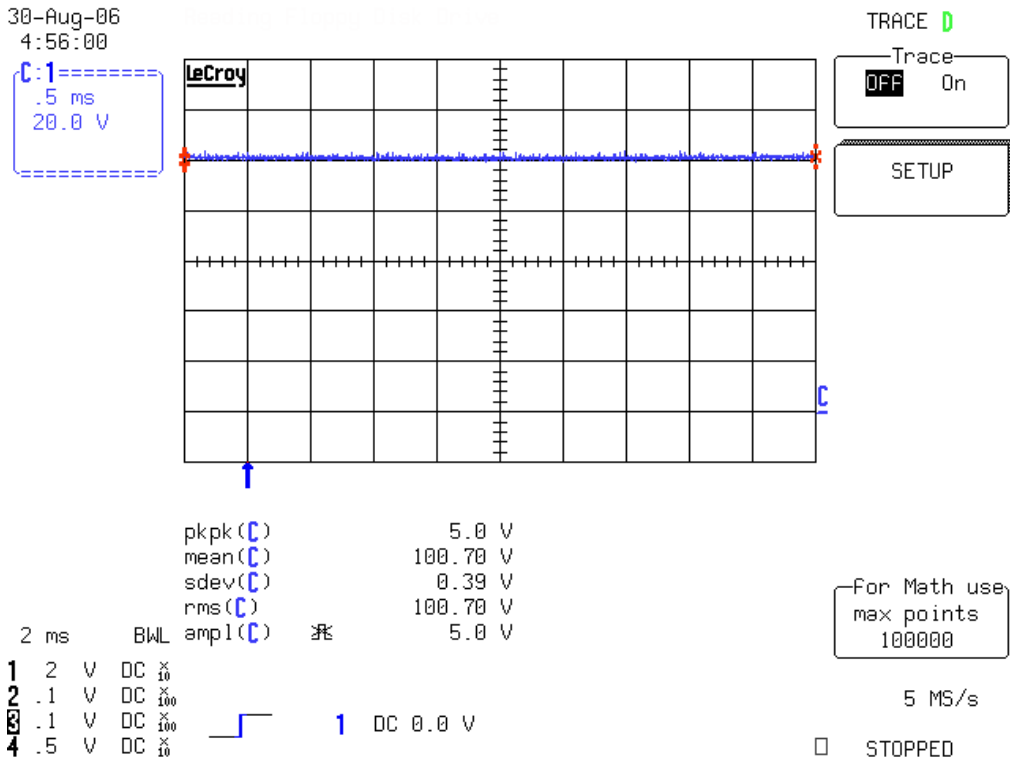


圖 5-19 660W 輸出、220Vac 輸入時的輸出電壓(20V/div)波形

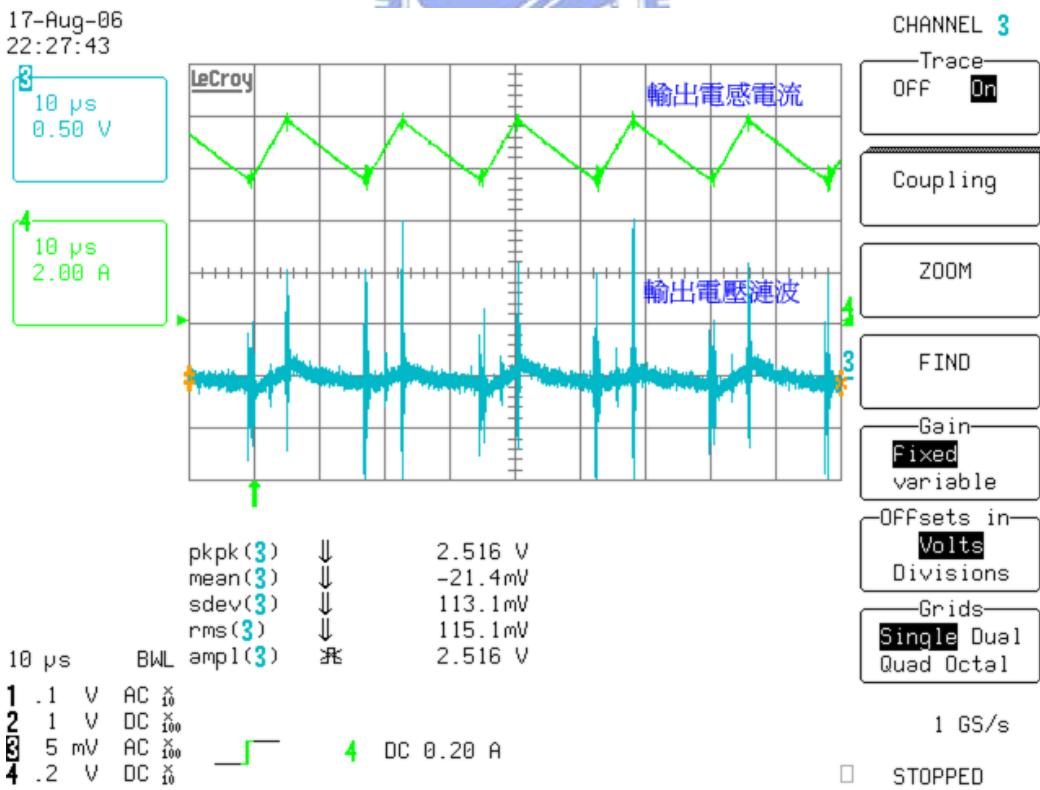


圖 5-20 660W 輸出、220Vac 輸入時輸出電壓漣波(0.5V/div)與輸出電感電流(2A/div)波形

因為 110Vac 輸入時，輸入電流比 220Vac 輸入時還要大上許多，將會影響開關與升壓電感鐵心的規格，且實驗室現有的交流電源供應器無法提供 10A 以上的電流。基於輸入電流變大後，規格改變的開關與升壓電感鐵心不易取得，且實驗室儀器無法對電路進行測試，所以在 110Vac 輸入時只用模擬來驗證其可行性。圖 5-21 為 660W 輸出、110Vac 輸入時輸入電壓與電流的模擬波形，圖 5-22 為模擬 660W 輸出、110Vac 輸入時的輸入諧波電流與 IEC 61000-3-2 class A 標準的比較圖。由圖 5-22 中可知輸入電流諧波成份符合標準值，THD 為 16.9%。

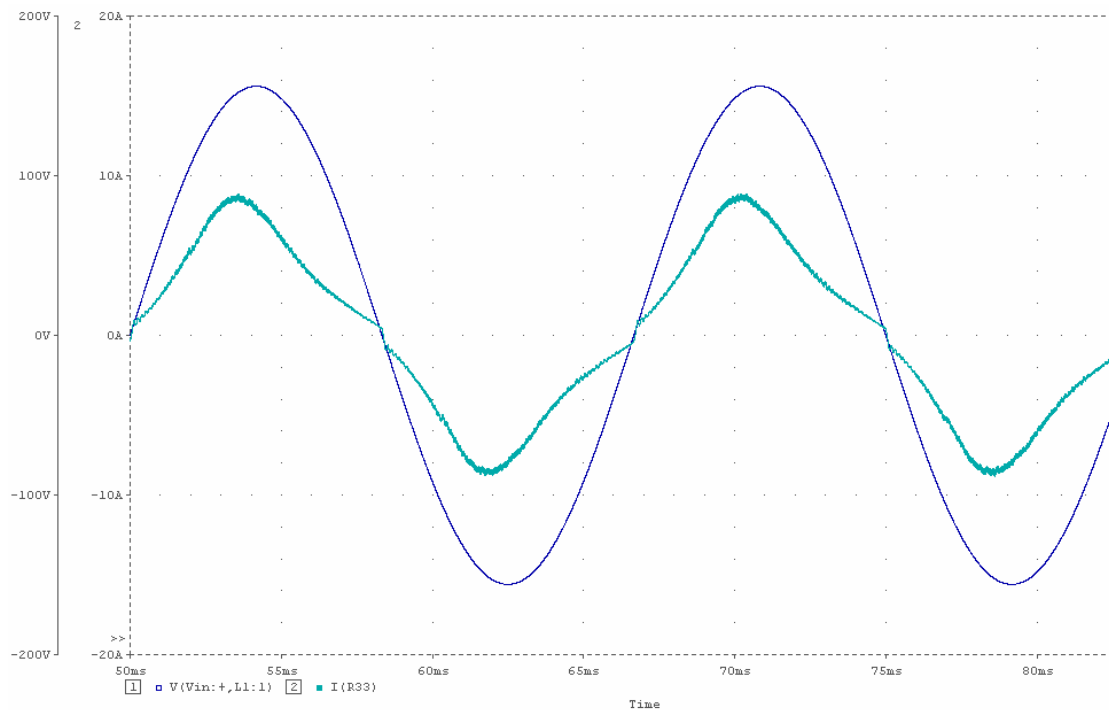


圖 5-21 660W 輸出、110Vac 輸入時輸入電壓與電流的模擬波形

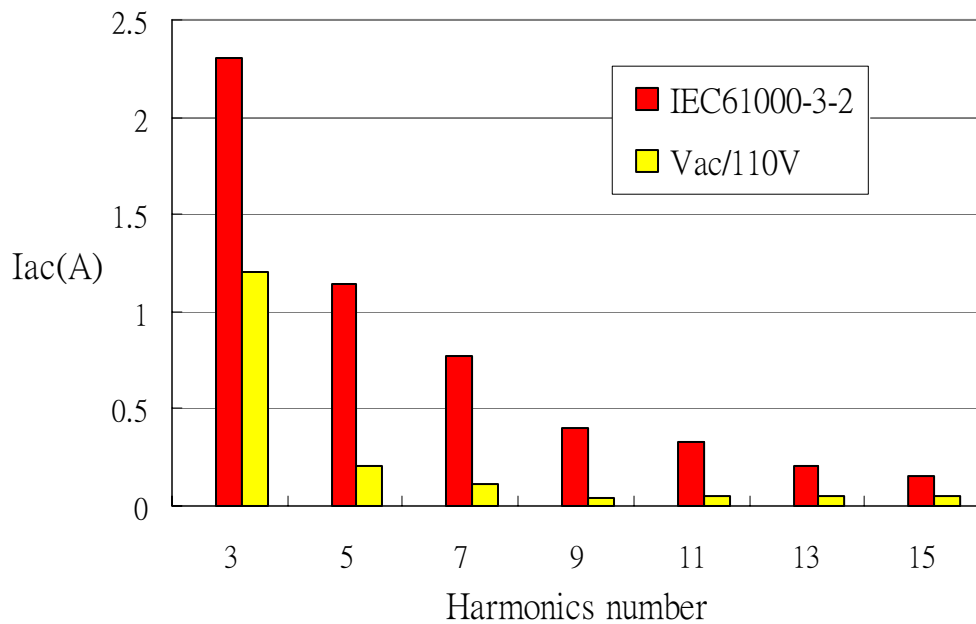


圖 5-22 模擬 660W 輸出、110Vac 輸入時的輸入諧波電流與 IEC 61000-3-2 class A 標準的比較圖

由以上的模擬與實驗結果得知，本文所提出的具有輸入電流修飾的單級全橋式交/直流變通型電源轉換器不但能克服半載時儲能電容電壓過大的困擾，且可提供穩定的電壓輸出，並能達到 Self-PFC 的功能。本文所提出的新架構不只可以符合 IEC61000-3-2 class A 的諧波規範，更盡量降低電路的輸入諧波電流，使其在三相交流輸入電源、電路模組化的應用上，最高可達到 4KW 的輸出，此時仍可符合 IEC61000-3-2 class A 的諧波規範。圖 5-23、圖 5-24、圖 5-25 則為系統電路之實體電路外觀。

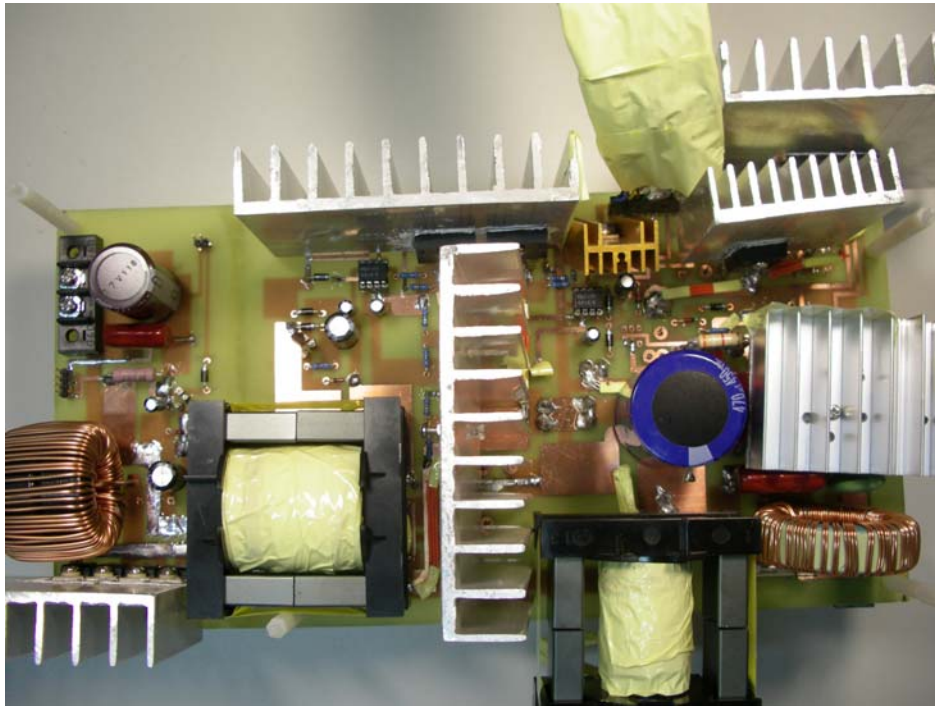


圖 5-23 單級全橋式交/直流變通型電源轉換器功率級實體電路
(長×寬：30cm×15cm)

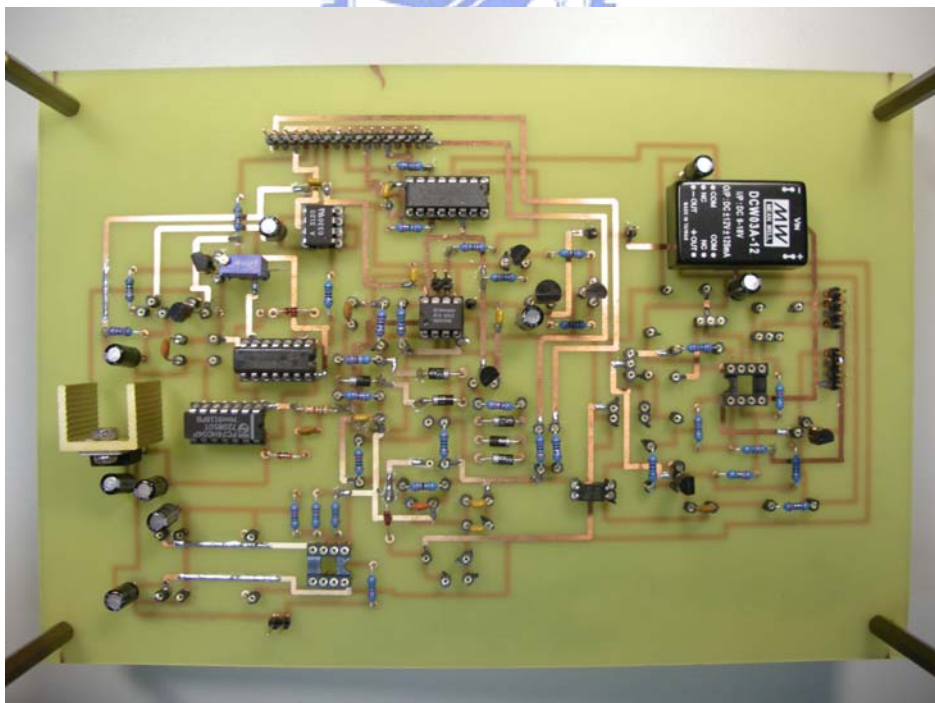


圖 5-24 單級全橋式交/直流變通型電源轉換器回授控制級實體電路
(長×寬：22cm×15cm)

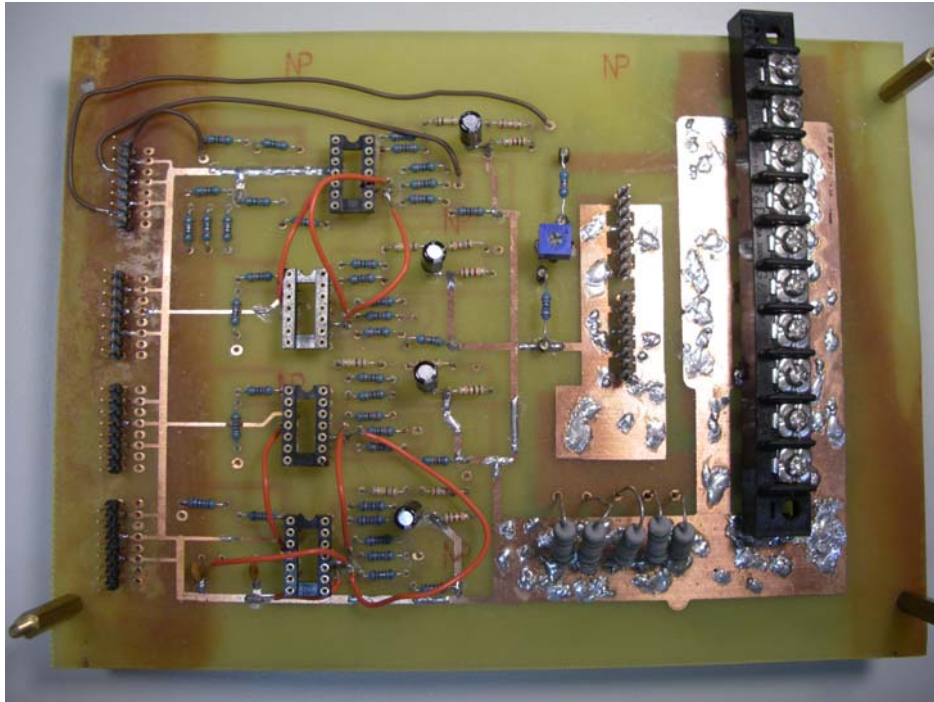
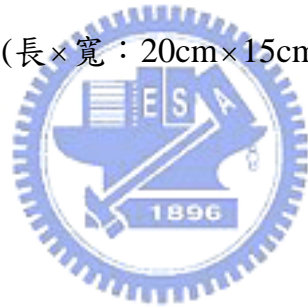


圖 5-25 單級全橋式交/直流變通型電源轉換器輸出回授部分的實體電路

(長×寬：20cm×15cm)



第六章

結論與未來展望

6-1 結論

本文所提出的單級全橋式交/直流變通型電源轉換器，係將傳統的直/直流全橋式轉換器增設兩個變壓器繞組、一個初級開關及三個整流二極體。當全橋式轉換器四個開關作高頻切換時，初級開關可受控於相同的PWM控制器，且只要調整初級開關的責任週期比（經由改變盲時控制電路），即可讓儲能電容的電壓得到控制。當輸入電壓接近零交越時，仍使電流流經輸入電感，讓輸入電流波形更接近正弦波，可降低總諧波失真，提升功率因數。

本論文除了針對系統中各電路之功用及原理作一詳盡介紹外，更利用電腦模擬軟體Pspice來驗證理論之可行性，防止實作時造成不必要的錯誤，如此可縮短實作的時間，並能了解電路實際的動作原理。最後進而實作一台額定660W且輸出100V的單級全橋式交/直流變通型電源轉換器，不但能有穩定的輸出電壓，且在交流220V輸入時，功率因數可達到0.968，同時也能符合IEC61000-3-2 class A諧波規範的要求。

6-2 未來展望

本論文之製作雖有了初步之功能，但尚有需改進與繼續發展的空間，因此未來研究的方向可從下面幾點加以改進：

1. 在電源輸入部分，本電路目前只針對220Vac作設計，在110Vac部份已用模擬驗證其可行性，未來只要尋得適合的開關與升壓電感鐵心規格，及可供測試的交流電源供應器，便可將其實作出來，並可考慮將輸入電壓

設計成泛用型電壓範圍(Universal Input Voltage)，其輸入的交流電壓範圍為90~265V。且亦可降低輸出電壓，以符合現今市場上的需求。

2. 應用柔性切換 (Soft Switching) 技術，將使開關的切換損失降低並提高效率。
3. 推廣至三相交流輸入電源、電路模組化，將更適合大功率應用。
4. 輕、薄、短、小一直是設計電源供應器者所追求的目標，然而在設計高功率電源轉換器時，變壓器、電感器、散熱片、濾波電容等往往造成了此一理念實現的困難，因此電路體積之小型化也將是未來產品化的一個重要課題。



參考文獻

- [1] M. Madigan, R. Erickson, and E. Ismail, "Integrated high quality rectifier-regulators," *Proc. of IEEE PESC*, 1992, pp. 1043-1051.
- [2] J. Qian, Q. Zhao, and F. C. Lee, "Single-stage single-switch powerfactor-correction AC/DC converters with DC-bus voltage feedback for universal line applications," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 13, pp. 1079-1088, 1998.
- [3] L. Huber, and M. M. Jovanovic, "Design optimization of single-stage, single-switch input-current shapers," *Proc. of IEEE PESC*, 1997, pp. 519-526.
- [4] L. Huber, and M. M. Jovanovic, "Single stage single switch isolated power supply technique with input current shaping and fast output voltage regulation for universal input voltage range application," *Proc. of IEEE APEC*, 1997, pp. 272-280.
- [5] L. Huber, and M. M. Jovanovic, "Single-stage single-switch input-current-shapping technique with fast-output-voltage regulation," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol.13, pp. 476-486, May. 1998.
- [6] *Electromagnetic Compatibility (EMC)*, Part 3, International Standard IEC 61000-3-2, 2001.
- [7] M. Orabi and T. Ninomiya, "Study of alternative regimes to analyze two-stage PFC converter," *Proc. of IEEE APEC*, 2004, pp. 1488-1494.
- [8] R. Srinivasan and R. Oruganti, "A single phase parallel power processing scheme with input-shunt power factor stage," *Proc. of IEEE PEDS*, 1997, pp. 611-620.

- [9] J. P. Gegner and C. Q. Lee, "Linear peak current mode control: a simple active power factor correction control technique for continuous conduction mode," *Proc. of IEEE PESC*, 1996, pp. 196-202.
- [10] Y. Suzuki, T. Teshima, I. Sugawara, and A. Takeuchi, "Experimental studies on active and passive PFC circuit," *Proc. of IEEE INTELEC*, 1997, pp. 571-578.
- [11] F. Forest, T. A. Meynard, S. Faucher, F. Richardeau, J.J. Huselstein, and C. Joubert, "Using the multilevel imbricated cells topologies in the design of low-power power-factor-corrector converters," *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 52, NO. 1, pp. 151-161, 2005.
- [12] R. Redl, L. Balogh, and N. Sokal, "A new family of single-stage isolated power-factor correct converter with fast regulation of the output voltage," *Proc. of IEEE PESC*, 1994, pp. 1137-1144.
- [13] J. Sebastián, M. M. Hernando, P. Villegas, J. Diaz, and A. Fontán, "Input current sharper based on the series connection of a voltage source and a loss free resistor," *Proc. of IEEE APEC*, 1998, pp. 461-467.
- [14] F. S. Tsai, P. Markowski, and E. Whitcomb, "Off-line flyback converter with input harmonic current correction," *Proc. of IEEE INTELEC*, 1996, pp. 120-124.
- [15] Q. Zhao, Fred C. Lee, and F.S. Tsai, "Voltage and current stress reduction in single-stage power factor correction AC/DC converters with bulk capacitor voltage feedback," *IEEE Trans. Power Electron*, vol. 17, pp. 477-484, 2002.
- [16] G. Hua, "Consolidated soft switching AC/DC converter," U.S. Patent No. 5790389, Aug. 1998.
- [17] Y. Liu and G. Moschopoulos, "A single-stage AC-DC forward converter

- with input power factor correction and reduced DC bus voltage,” *Proc. of IEEE INTELEC*, 2003, pp. 132-139.
- [18] V. Anunciada, H. Ribeiro, “Single stage AC/DC converter with input power factor correction,” *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 3, no. 2, pp. 2933-2938, 2003.
- [19] G. Mosehapoulos, L. Shumin “A simple AC-DC PWM full-bridge converter with auxiliary transformer winding,” *Proc. of IEEE INTELEC*, 2001, pp. 276-383.
- [20] L. Rossetto and S. Buso, “Digitally-controlled single-phase single-stage AC/DC PWM converter,” *IEEE Trans. Power Electron*, vol. 18, no. 1, pp. 326-333, 2003.
- [21] T. Dave, Notes on Harmonics Testing Since Amendment 14, Northwest EMC, Inc. Feb. 2001.
- [22] *Limits for Harmonic Current Emissions (Equipment Input Current <16A per Phase)*, IEC 1000/3/2 Int. Std., 1995.
- [23] J. Sebastian, M. Jaureguizar and J. Uceda, “An overview of power factor correction in single-phase off-line power supply systems,” *Proc. of IEEE IECON*, Vol. 3, 1994, pp. 1688-1693.
- [24] C. A. Canesin, and I. Barbi, “Analysis and design of constant-frequency peak-current-controlled high-power-factor boost rectifier with slope compensation,” *Proc. IEEE APEC*, Vol. 2, 1996, pp. 807-813.
- [25] M. Madigan, R. Erickson and E. Ismail, “Integrated high-quality rectifier-regulators,” *Proc. of IEEE PESC*, 1992, pp. 1043-1051.
- [26] I. Takahashi and R. Y. Igarashi, “A switching power supply of 99% power factor by dither rectifier,” *Proc. of IEEE INTELEC*, 1991, pp. 714-719.

- [27] R. Redl, L. Balogh and N. O. Sokal, "A new family of single-stage isolated power-factor corrector with fast regulation of the output voltage," *Proc. of IEEE PESC*, 1994, pp. 1137-1144.
- [28] Fu-Sheng Tsai, P. Markowski and E. Whitcomb, "Off-line flyback converter with input harmonic current correction," *Proc. of IEEE INTELEC*, 1996, pp. 120-124.
- [29] Mei Qiu, G. Moschopoulos and H. Pinheiro, P. Jain, "A PWM full-bridge converter with natural input power factor correction," *Proc. of IEEE PESC*, 1998, pp. 1605-1611.
- [30] 劉興富，*新型式單相單級交流轉直流且具有輸入電流修飾的電源轉換器*，交通大學電機與控制工程系博士論文，2005。

