

國立交通大學

電機與控制工程學系

碩士論文

以單級單開關高功因泛用電源輸入交直流轉換
器為基礎的複金屬燈電子安定器之設計



Electronic Ballast Design of Metal-Halide Lamp
Based on Single-Stage Single-Switch High Power
Factor AC/DC Universal Input Converter

研究生：陳平修

指導教授：張隆國 博士

中華民國九十三年六月

以單級單開關高功因泛用電源輸入交直流轉換
器為基礎的複金屬燈電子安定器之設計

Electronic Ballast Design of Metal-Halide Lamp Based on
Single-Stage Single-Switch High Power Factor AC/DC
Universal Input Converter

學 生：陳平修

Student : Ping-Hsiu Chen

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

June 2004

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十三年六月

以單級單開關高功因泛用電源輸入交直流轉換 器為基礎的複金屬燈電子安定器之設計

研究生：陳平修

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

高強度氣體放電燈之一的複金屬燈具有高演色性、高效率、長壽命等優點；然而它也有點燈暫態時間長、點燈電壓極高、音頻共振等問題。

本論文提出一完整的複金屬燈電子安定器設計方法，其架構包括下列三個部分：(1)以單級單開關轉換器的架構取代功率因數校正電路以及直流/直流轉換器兩個架構，來達成泛用型電壓輸入、功率因數校正、直流/直流穩壓等功能，以達成電路精簡的目的。(2)避免音頻共振的全橋式方波換流器。(3)提供燈管啟動電壓的高壓產生器。實做驗證方面，利用電流模式控制 IC UC3842，實做出一 150 W 的複金屬燈電子安定器，並使用一簡單的最大電流限制及功率控制方法來保護電子安定器以及複金屬燈，不因為過功率而損壞。實驗結果顯示了燈管正常工作時的電壓電流皆與設計規格符合。

Electronic Ballast Design of Metal-Halide Lamp Based on Single-Stage Single-Switch High Power Factor AC/DC Universal Input Converter

Student : Ping-Hsiu Chen

Advisor : Lon-Kou Chang

Department of Electrical and Control Engineering
National Chiao-Tung University



Metal-Halide Lamp is one of the High-Intensity-Discharge Lamps. It has stronger advantages in color rendering, lighting efficiency, and lifetime. However, the problems of long transition period required, extremely high starting ignition voltage, and acoustic resonance should be overcome.

This thesis proposes a complete design of the electronic ballast for Metal-Halide Lamps. The whole design includes three parts: (1) a single-stage single-switch high power factor AC/DC universal input converter instead of the general two stage topology, in order to simplify the topology, (2) a full-bridge square wave inverter to avoid the acoustic resonance, (3) an igniting circuit to ignite the lamp. The AC/DC converter is controlled and driven by UC3842. The upper current limit and constant power control are designed to protect the Metal-Halide Lamp from burning out. The whole electronic ballast has worked well and the experiment results just match the theoretical ones.

誌 謝

本論文能順利完成，首先要感謝指導教授張隆國 博士的悉心照顧與教誨，不僅使我在研究生兩年生涯中得以成長茁壯，更有如黑暗中的燈塔般使我在茫茫學海中不致迷失方向。感謝老師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、何金滿 副教授與廖瑛瑞 博士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。

感謝實驗室陪我度過困難的朋友們，包括興富學長、銘裕學長、晏銘學長、致暉學長、銘信學長、恆毅學長、笠勳、偉仁、建仁、志偉、如璇、嘉偉、鵬宇與其他同窗好友，謝謝你們陪我度過這多采多姿的生活。

最後要感謝一直在背後默默支持我的家人，尤其是我所敬愛的雙親，來自於他們的愛護與關心使得每一天都成為美麗的奇蹟，並讓我能夠全心全意地專注於功課與研究工作上。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！

陳平修

謹誌於交通大學 815 實驗室

中華民國九十三年六月

目 錄

中文摘要.....	I
英文摘要.....	II
誌謝.....	III
目錄.....	IV
圖目錄.....	VI
表目錄.....	IX
第一章 序論.....	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 複金屬燈的發光原理與特性.....	4
2-1 氣體放電燈的基本原理.....	4
2-1-1 光的成因.....	4
2-1-2 輝光放電與弧光放電.....	4
2-2 複金屬燈的特性.....	7
2-3 複金屬燈啟動暫態、穩態分析.....	9
2-3-1 複金屬燈啟動暫態分析.....	9
2-3-2 複金屬燈穩態分析.....	11
2-4 音頻共振.....	13
2-4-1 何謂音頻共振及其成因.....	13
2-4-2 克服音頻共振的方法.....	13
第三章 單極單開關切換式電源供應器的架構與分析.....	17

3-1	前言	17
3-2	功率因數修正器	18
3-2-1	被動與主動功率因數校正器	19
3-2-2	基本電力轉換器功因校正性能分析	19
3-3	單極單開關切換式電源供應器	24
3-4	定功率控制以及最大電流限制電路	28
3-5	BIFRED Converter 之小訊號模型推導	34
第四章	複金屬燈電子安定器實體電路設計	42
4-1	前言	42
4-2	電子安定器之系統方塊圖	42
4-3	EMI Filter 的設計	44
4-4	BIFRED Converter 的參數設計	45
4-5	緩震電路	48
4-6	補償電路以及定功率控制電路的設計	53
4-7	全橋換流器	57
4-8	高壓產生器	60
第五章	實驗結果與討論	63
5-1	前言	63
5-2	全橋式方波換流器	63
5-3	點火電路	64
5-4	BIFRED Converter	66
5-5	燈管工作之實驗結果	79
第六章	結論與展望	82
6-1	結論	82
6-2	展望	82
	參考文獻	83

圖 目 錄

圖 2-1	氣體放電燈結構示意圖	6
圖 2-2	(a) 太陽光譜 (b) 複金屬燈光譜	8
圖 2-3	複金屬燈燈管啟動暫態過程 燈管電壓、電流變化情形	10
圖 2-4	複金屬燈燈管啟動暫態過程 燈管電阻變化情形	10
圖 2-5	燈管以直流電源供電的情形(限流 2A).....	11
圖 2-6	燈管等效電阻對功率變化圖	12
圖 2-7	燈管電壓對功率變化圖	12
圖 2-8	燈管等效電阻與使用時數關係圖	12
圖 2-9	(a)音頻共振頻譜理論計算結果 (b)音頻共振頻譜實驗結果	14
圖 2-10	以弦波電壓及電流供應 HID 燈的波形	16
圖 2-11	以方波電壓及電流供應 HID 燈的波形	16
圖 3-1	Buck Converter 的 V-I 關係圖.....	20
圖 3-2	Boost Converter 的 V-I 關係圖.....	21
圖 3-3	Buck-Boost Converter 的 V-I 關係圖.....	22
圖 3-4	BIFRED Converter 基本架構.....	24
圖 3-5	BIFRED Converter 電路圖 Mode 1.....	25
圖 3-6	BIFRED Converter 電路圖 Mode 2.....	26
圖 3-7	BIFRED Converter 電路圖 Mode 3.....	27
圖 3-8	BIFRED Converter 主要電壓電流波型	28
圖 3-9	BIFRED 轉換器電路與功率控制以及最大電流限制電路示意圖	28
圖 3-10	定功率控制以及最大電流限制電路	29
圖 3-11	燈管等效電阻對燈管電壓變化圖	30
圖 3-12	燈管穩態電壓與等效電阻關係以及轉換器輸出電壓與負載關係	31

圖 3-13	輸出電壓 V.S. 輸出功率的關係圖.....	32
圖 3-14	輸出電壓 V.S. 輸出電流的關係圖.....	33
圖 3-15	輸出電壓 V.S. 負載的關係圖.....	33
圖 3-16	無隔離 BIFRED Converter.....	34
圖 3-17	BIFRED Converter — Mode 1 等效電路.....	35
圖 3-18	BIFRED Converter — Mode 2 等效電路.....	36
圖 3-19	BIFRED Converter — Mode 3 等效電路.....	37
圖 4-1	複金屬燈電子安定器系統方塊圖.....	43
圖 4-2	高頻電流濾波器.....	44
圖 4-3	BIFRED Converter.....	45
圖 4-4	BIFRED Converter With LC Snubber.....	49
圖 4-5	LC Snubber 電路分析圖 Mode 1.....	49
圖 4-6	LC Snubber 電路分析圖 Mode 2.....	50
圖 4-7	LC Snubber 電路分析圖 Mode 3.....	51
圖 4-8	LC Snubber 電路分析圖 Mode 4.....	51
圖 4-9	LC Snubber 重要電壓電流波型圖.....	52
圖 4-10	(a) 補償電路 (b) 補償電路之頻率響應.....	55
圖 4-11	系統之波德圖.....	56
圖 4-12	全橋式方波換流器.....	57
圖 4-13	全橋式方波換流器輸出(燈管跨壓 V_{Lamp}).....	58
圖 4-14	Dead Time 控制示意圖.....	58
圖 4-15	全橋式換流器控制與驅動電路.....	59
圖 4-16	IR2110 使用方法、工作原理示意圖.....	60
圖 4-17	高壓產生器電路圖.....	60
圖 4-18	高壓產生器電路波形分析圖.....	62
圖 4-19	高壓產生器有無加入 L_1 之輸出高壓波型比較(經電阻分壓).....	62

圖 5-1	全橋式方波換流器四個電晶體的閘極驅動電壓 V_{GS} (20 V/div)	63
圖 5-2	死區時間(Dead Time)控制	64
圖 5-3	高壓產生器在全橋式方波換流器切換的瞬間產生高壓的波型	65
圖 5-4	產生高壓的放大波型(經電阻分壓)	65
圖 5-5	一般高壓產生器(不加電感)產生之高壓波型(經電阻分壓).....	66
圖 5-6	市電 110 V_{ac} 輸入時，輸入電壓(50 V/div)與電流(2 A/div)波形， 功率因數=98.4 %。	67
圖 5-7	$V_{ac}=90 V_{ac}$ 時，輸入電壓(50 V/div)與電流(2 A/div)波形	67
圖 5-8	$V_{ac}=110 V_{ac}$ 時，輸入電壓(50 V/div)與電流(2 A/div)波形.....	68
圖 5-9	$V_{ac}=150 V_{ac}$ 時，輸入電壓(100 V/div)與電流(2 A/div)波形	68
圖 5-10	$V_{ac}=190 V_{ac}$ 時，輸入電壓(100 V/div)與電流(2 A/div)波形	69
圖 5-11	$V_{ac}=220 V_{ac}$ 時，輸入電壓(100 V/div)與電流(2 A/div)波形.....	69
圖 5-12	$V_{ac}=260 V_{ac}$ 時，輸入電壓(100 V/div)與電流(2 A/div)波形	70
圖 5-13	輸入線電壓與功率因數的關係	70
圖 5-14	輸入電壓為 90 V_{ac} 時的電感電流(2 A/div)波形	71
圖 5-15	輸入電壓為 110 V_{ac} 時的電感電流(2 A/div)波形.....	72
圖 5-16	模擬之輸入電壓電流波形配合儲能電容電壓的變化	73
圖 5-17	輸入線電壓與總諧波失真的關係	74
圖 5-18	輸入線電壓與儲能電容電壓的關係	75
圖 5-19	輸入線電壓與效率的關係	76
圖 5-20	(a) 輸出電容 12 μF 時輸出電壓漣波 (b) 輸出電容 660 μF 時 輸出電壓漣波.....	77
圖 5-21	二次側輸出二極體的電流波形(2 A/div).....	78
圖 5-22	開關跨壓 V_{ds} (100 V/div)	78
圖 5-23	燈管進入穩態後，燈管電壓(50 V/div)及電流(1 A/div)的波型	79
圖 5-24	燈管啟動暫態之燈管電壓(100 V/div)及電流(2 A/div)的波型	80

圖 5-25 燈管啟動後由暫態到穩態的燈管功率變化(50 W/div).....81
圖 5-26 燈管啟動後由暫態到穩態的燈管等效電阻變化(20 Ω /div)81

表 目 錄

表 2-1 複金屬燈與其他燈源之特性比較8
表 2-2 複金屬燈與其他燈源輻射能量輸出之轉換比例比較8
表 3-1 電力轉換器功因校正能力比較23



第一章 緒論

1-1 研究動機

近年來由於科技的進步，能源及環保問題日漸嚴重，因此對於照明設備的要求也更為嚴苛。傳統的鹵素鎢絲燈有發光效率不高和發熱量太大的問題，因此在傳統的民生照明光源市場中，尋求新的照明替代光源已成為趨勢，其中最為看好的就是 HID 燈（High-Intensity Discharge Lamp）。

HID 燈具有高演色性、高效率、長壽命、低光衰與體積小等優點，舉例來說，一個使用 1000 W 複金屬燈的足球場所得到的亮度，需要 5000 W 的白熾燈才能取代；一個汽車用的 60 W 鹵素燈可以提供 1000 流明的亮度，但是 35W 的氙燈卻有 3000 流明的亮度，因此 HID 燈具有發光效率高，節省能源的特性，而且燈管的發光面積約只有一元硬幣大小。另外以燈管的壽命來說，相對於白熾燈 1 Khr 的壽命，複金屬燈約有 7.5~20 Khr 的壽命，就使用上來說，也省去了經常更換燈管的麻煩。

隨著科技的快速發展，人類活動的範圍日漸擴大、都市化的程度逐漸提高，照明用電約佔全世界能源消耗的 15~20%，可說是相當重要的一部份，有鑑於地球資源有限，提高能源的利用率勢必是唯一的途徑。目前全世界每年 HID 燈的成長率都在 12% 以上，如果以中低功率的複金屬燈來取代傳統的白熾燈和鹵素鎢絲燈，以台灣地區來說，一年約可節省 1.2% 以上的總發電量。

由於複金屬燈的功率選擇性範圍大（18 W~10 KW），因此其適用的場合相當廣泛，舉凡運動場、道路、橋樑、建築等戶外照明；會場、櫥窗、家庭等室內照明；單槍投影機、汽車頭燈等等，只要是有高效率、高品質光源需求的場所，都可以發現其蹤跡。

傳統中高功率複金屬燈（100 W 以上）由於流明數太高，並不適合用

於室內照明，但是伴隨著科技的進步，近年來中低功率（70 W 以下）的複金屬燈已成為發展趨勢，再加上電子安定器技術的發展，取代了笨重的傳統式安定器，複金屬燈已經逐漸融入室內、家庭以及娛樂產品和汽車頭燈之中，前景十分看好[1,2]。

複金屬燈在擁有許多優異特性的同時，也有一些缺點，其中最重要的就是其負增量電阻的特性以及音頻共振的問題(對於這兩個問題後面將會有更詳盡的解說)，因此在使用上便需要一個電子安定器，來使其穩定的工作。有鑑於中低功率的複金屬燈將逐漸取代傳統的照明光源，成為照明設備的主流，一個設計良好的電子安定器將是不可或缺的。傳統的電磁耦合式安定器是操作在線頻，因此通常體積大而且笨重；隨著切換式電源供應器的技術日趨成熟，目前市面上的電子安定器大多使用主動PFC加上DC-DC穩壓來獲得高功率因數以及燈管所需的穩定電壓，因此電子安定器已經具備了輕薄短小的優勢，然而在中低功率的電子安定器中如果能使用單級單開關(Single-Stage Single-Switch)的架構來取代目前的架構，勢必能在電路的精簡和成本上獲的改善；另外目前市面上的電子安定器多為 220 V_{ac}或是 110 V_{ac}電源輸入，如果可以做到泛用型電源輸入(Universal Input)，也有助於商品規格的統一，對於量產也更有利。本論文將詳細敘述複金屬燈電子安定器的設計方法，並實做出 150 W、具有泛用型電源輸入的複金屬燈電子安定器來驗證理論的正確性以及可行性。

1-2 文獻回顧

隨著環保意識的抬頭，『綠色照明』成為全球照明產業的發展趨勢，因此具有高發光效率的 HID 燈已成為下一代的主流燈具。在 HID 燈特性的方面，目前已有許多研究 HID 燈特性的文章被提出[3-9]，同時對於 HID 燈共有的缺點—音頻共振 (acoustic resonance)，也有許多克服的發法被提

出來[10-13]。在電子安定器的架構方面，包含串聯諧振式 [14-15]、定電流諧振[16]、等等電子安定器的架構也陸續被提出。在點燈啟動器 (Igniter) 設計方面，大部分都是使用兩級放大的方式產生瞬時的高壓脈衝。其中較具代表性的是 H. Kakehashi 等人於 1998 年提出的兩篇論文[17,18]，他們使用兩級磁性脈衝壓縮 (magnetic-pulse-compression) 電路來產生一個 50KV、800ns 的瞬時高壓脈衝波。

1-3 論文架構

本論文目的在對於中低功率的複金屬燈電子安定器提供一套完整的設計流程，並以實做的方式來驗證其可行性。本論文一共分為六個章節，各章節內容概述如下：

- 
- 第一章： 說明本論文的研究動機以及目的。
 - 第二章： 說明複金屬燈的特性及發光原理，並對其使用上必須克服的問題及其解決方法做一介紹。
 - 第三章： 對於本論文所使用的，單極單開關(Single-Stage & Single-Switch)切換式電源供應器的架構及原理以及功率控制方法作詳細的分析。
 - 第四章： 對於實體電路設計流程，做一個詳細的說明。
 - 第五章： 電路實做波形的量測及討論，以便驗證設計要求。
 - 第六章： 結論以及未來展望。

第二章 複金屬燈的發光原理與特性

2-1 氣體放電燈的基本原理

2-1-1 光的成因

所有的光源都來自微小的粒子『原子』，原子是由質子、中子以及電子所組成，其中質子和中子組成原子核，而電子只能在一些特定的軌道上運行。通常原子的最外層價電子都處於最低能量的分布狀態，稱為原子的基態。若是沒有外界的干擾，這些價電子將維持於基態的分布情形。當有外界影響的機制將能量傳遞給價電子時，如果能量夠大，電子會離開原子核的引力範圍，稱之為電離，如果電子吸收的能量不足以產生電離，電子便會躍遷至較高的能階，此時原子呈激發態，當電子處於激發態時會很快的(約 $10^{-9} \sim 10^{-8}$ 秒的時間內)回復到較低的能階，當電子由激發態返回較低的能階時，便會以電磁波的形式將能量釋放出來，如果此電磁波的波長落在可見光的範圍內，那就是光。

2-1-2 輝光放電與弧光放電

在氣體放電燈工作時，燈內存在大量電子、正離子等帶電粒子，這些粒子在電場作用下形成電流。要維持放電電流，陰極必須持續不斷的提供電子，通常把陰極提供電子的過程稱為電子發射，電子發射有熱電子發射、正離子轟擊發射等等，依據電子發射方式的不同，可以將氣體放電燈發光的型態分類為弧光放電、輝光放電等等。

輝光放電

正離子轟擊發射是輝光放電時陰極發射電子的主要形式。正離子在陰極前被電場加速，然後落在陰極上，因而使得陰極釋放出電子。對於這種發射，陰極完全不需要加熱，然而由於正離子的轟擊，電極的溫度還是會升高，但是這一溫升對於發射過程不是主要的，因此我們稱這種情況為冷陰極發射。與弧光放電時的熱電子發射相比，這種冷陰極發射的電流密度非常低，所以在同樣的工作電流下，輝光放電極的尺寸要比弧光放電電極大的多。

由於這種陰極是冷陰極，因此作為陰極材料，並不像熱電子發射那樣要求有很高的熔點，但是這些材料必須要能忍受正離子的轟擊，否則在工作過程中電極材料要大量濺射，不僅縮短電極的壽命，而且會造成燈管變黑。由以上可知，為了產生這種發射，在陰極的前面必須有高的電位差，使得到達陰極的正離子速度足夠高，因此輝光放電相對於弧光放電是工作在高電壓、低電流的狀態下。



弧光放電

熱電子發射是弧光放電陰極最主要的一種電子發射方式，其中複金屬燈、高壓汞燈、氙燈等等，都是採取這種形式。

所有電子的速度並非相同，而是呈現一個速度分佈，因此只有速度夠快的電子在沿著陰極表面運動時，才有可能從陰極發射出來。當陰極被加熱時，其中電子的平均速度增加，隨著陰極的溫度升高，有越來越多的電子得到足夠的速度從陰極中發射出來，稱之為熱電子發射。絕大多數的材料在室溫時的熱電子發射量都很低，到 1000 K 時發射量才變得顯著，溫度再升高時，發射迅速增加。因此為了使陰極能產生足夠的發射，必須將其加熱到一定的工作溫度。從以上可知，既然陰極需要較高的工作溫度，選擇作為熱陰極的材料必須要具有較高的熔點[19]。

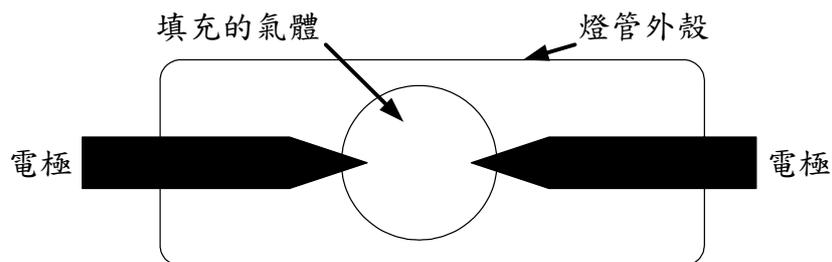


圖 2-1 氣體放電燈結構示意圖

兩電極在一定電壓下，將電經由氣體傳遞而不經由燈絲，這個程序被稱為氣體放電，由於在電極間通過的電流產生電弧，並使電極變得極熱，由於熱的產生，使得電極和電弧本身發亮，稱之為弧光放電，而利用此一方法來製作的電燈，就稱為氣體放電燈。但是由於前面的介紹可以知道，燈管要操作於弧光放電下，陰極必須具有足夠高的溫度來發射電子，因此一般的氣體放電燈都是先利用輝光放電將燈管啟動加熱，再逐漸進入弧光放電的穩定狀態。



氣體放電燈放電的過程可以分為三個階段[20]：

- [1] 初期金屬鹵化物蒸汽的濃度較低，無法提供足夠的電子，因此初期的電子流是電極加上電場後發射出自由電子，自由電子被外加的電場加速，由陰極流向陽極，電子與管中的氣體原子碰撞，當電子的動能大於氣體原子的最低激發能量時，電子吸收能量而被激發至不穩定的激發狀態，電子會由能量較高之激發狀態返回能量較低之基態，電子釋放能量並發射電磁波，有些成份為可見光，同時燈管溫度逐漸上升，這時燈管等效電阻相當低，約為十幾歐母，燈管電壓也不高。
- [2] 待燈管超過一定溫度後，燈管內的金屬鹵化物蒸汽濃度急遽上升，加上電子碰撞氣體原子的能量足夠大，會使氣體原子最外軌道的電子脫離原子核的引力範圍而產生電離，電離所產生的電子在電場中

加速，又造成其他氣體原子的電離，使得自由電子成倍數增加，此稱為湯生雪崩效應(Thomson Avalanche Effect)，此一階段燈管溫度以及金屬鹵化物蒸汽濃度還是持續上升，同時燈管等效電阻以及燈管電壓開始上升，燈管亮度也變強。

- [3] 原子電離後失去自由電子，成為帶正電的陽離子，陽離子受電場的影響高速撞擊陰極，當撞擊陰極的力量超過臨界能量時，陰極會產生二次電子，使燈管進入自持放電狀態。此時為穩定放電階段，燈管中的金屬鹵化物蒸汽已經完全被蒸發，且燈管溫度與周遭環境達成平衡，此時燈管內的金屬鹵化物蒸汽達到最高且穩定下來，燈管等效電阻以及燈管電壓亦趨於穩定，照度也達到最高。這也是為什麼氣體放電燈會需要一段時間才能進入穩態工作。

2-2 複金屬燈的特性



水銀燈的可見光譜僅有少數的幾條譜線，如 436nm、546nm 及 579nm，其他波長的輻射能量十分少，因此水銀燈的發光效率及演色性均不佳。複金屬燈便是在水銀燈管內加上其他種類的金屬，利用每一種金屬的輻射光譜都不同，可使複金屬燈的輻射涵蓋所有可見光譜的範圍，如圖 2-2 所示，複金屬燈的輻射線與日光一樣，遍佈在可見光的範圍，另外可以發現複金屬燈的光譜有兩個明顯的峰值，這個峰值發生的波長可以經由所填充的金屬鹵化物成分來做調整，以便產生色溫偏溫暖或是冷清色的燈管。同時因為複金屬燈的光譜遍佈可見光的範圍，所以複金屬燈具有高演色性、高效率的優點，如表 2-1 所列係複金屬燈與其他燈源之比較資料。複金屬的高效率主要是輻射能量輸出中可見光所佔比例較其他光源為高，如表 2-2 所列。

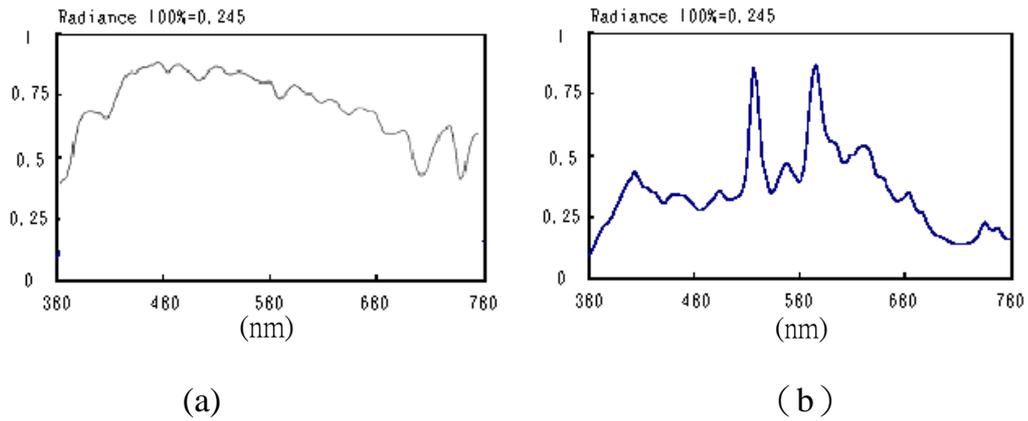


圖 2-2 (a) 太陽光譜 (b) 複金屬燈光譜[21]

表 2-1 複金屬燈與其他燈源之特性比較[1]

光源種類		光效率	壽命	色溫	演色性
		(lm/W)	(k hrs)	(°K)	(CRI)
一般光源	白熾燈	12~16	0.8~1	2700	100
	鹵素燈泡	20~25	1~3	3000	100
	省電燈泡	25~55	4~6	2700	85
HID燈	高壓鈉氣燈	45~110	16~24	2000	20
	複金屬燈	45~95	7.5~20	4000	80
	高壓水銀燈	25~50	16~24	4000	36
	氙燈	85	3	4000	95

表 2-2 複金屬燈與其他燈源輻射能量輸出之轉換比例比較[1]

輻射 光源	紅外線	可見光	傳導/對流	輻射
白熾燈	72%	10%	6%	12%
螢光燈	0%	25%	45%	30%
水銀燈	15%	15%	18%	52%
複金屬燈	10%	34%	30%	26%
高壓鈉氣燈	20%	30%	15%	35%

2-3 複金屬燈啟動暫態、穩態分析

2-3-1 複金屬燈啟動暫態分析

複金屬燈從啟動到穩態，一共會經歷以下三個階段[22]：

[1] 電離：

在正常的情況下，氣體具有良好的絕緣性，因此複金屬燈在啟動之前，可以將燈管視為斷路。如果想要啟動複金屬燈，就必須在電極兩端施加一個高壓脈衝（冷點燈大約是 3.5 KV~5 KV），使得氣體分子發生電離，因而產生電子，造成電流流經燈管。

[2] 冷陰極發光：

電流主要的成分就是電子，為了保持燈管電流而不使其中斷，就必須由陰極持續不斷的提供電子，而當陰極溫度越高就有越多的電子得到足夠的能量發射出來，因此必須要提供燈管足夠的能量，確保陰極能穩定的提供電子。此階段歷時甚短，此時燈管電壓以及等效電阻會快速下降，同時電流會快速上升。

[3] 熱陰極發光：

這個階段是燈管主要的加熱階段，此時燈管電壓以及等效電阻小於而穩態值，燈管電流大於穩態值，隨著時間的增加，燈管電壓以及等效電阻會逐漸上升，同時燈管電流也會逐漸下降，到最後燈管會進入穩態，燈管電壓、電流將保持恆定，而燈管也可以等效為一個固定的電阻，圖 2-3、圖 2-4。

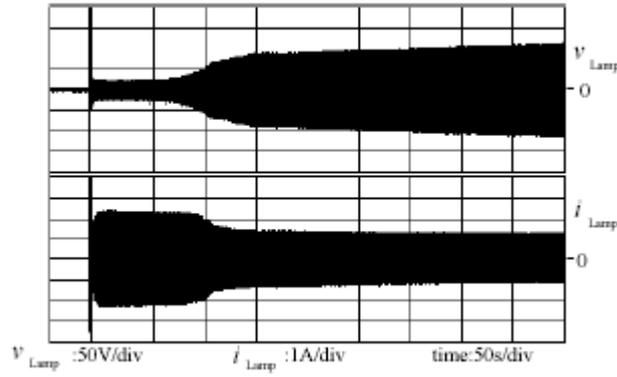


圖 2-3 複金屬燈管啟動暫態過程 燈管電壓、電流變化情形[23]

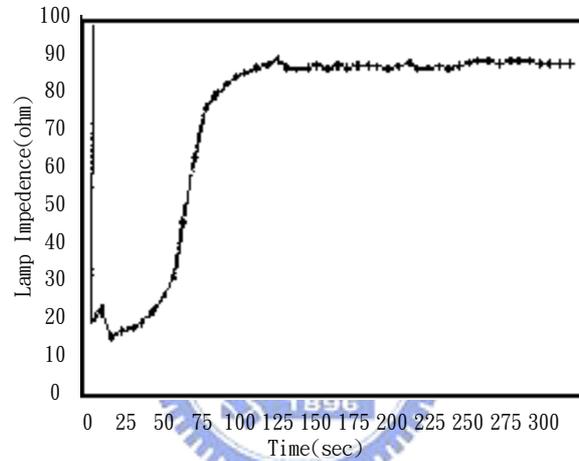


圖 2-4 複金屬燈管啟動暫態過程 燈管電阻變化情形[24]

直流供電對於交流氣體放電燈的影響

由於燈管啟動初期因為燈管等效電阻太小的緣故，因此必須將轉換器操作在限流模式下，防止燈管因為電流過大而損壞。因此假使供應燈管的交流-直流 或是直流-直流轉換器輸出電容過大的話，將會造成轉換器限流失控的狀況，這是因為雖然轉換器的控制電路偵測到過電流，並不再提供能量給負載，但是由於輸出電容過大的關係，因此輸出電容將會持續提供燈管能量，造成燈管過電流的情形。此一情形如果發生在燈管啟動的初期，可能會造成燈管電流並不是完美的交流電流，因而產生電流正負不對稱的情形，於是實際供應給燈管的電流

就產生了一個直流偏移(DC OFFSET)，類似於直流供電的情形，如果發生此一情況，燈管會到不了穩態就熄滅，並在熄滅之前常可量測到音頻共振現象。因此在設計氣體放電燈的電子安定器時，必須注意輸出電容的大小，不可使其過大，以防止燈管因為震盪而熄滅[25]。

圖 2-5 為燈管以直流電源供電的情形，為了防止燈管損壞，此時限流在 2 A，可以發現燈管電壓在上升到穩態電壓之前，就看到燈管發生震盪，接著燈管熄滅了。

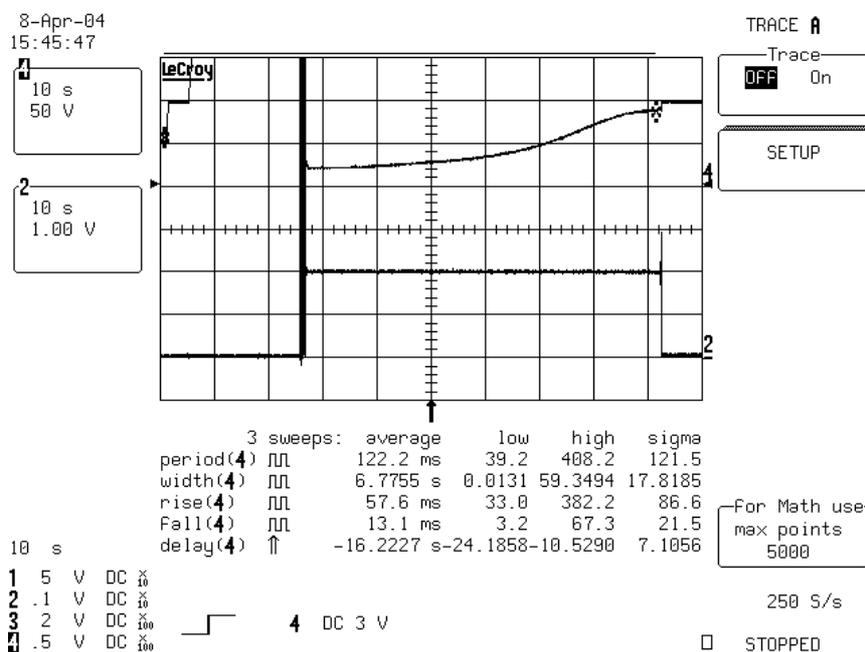


圖 2-5 燈管以直流電源供電的情形(限流 2A) (4→管電壓、2→管電流)

2-3-2 複金屬燈穩態分析

以下使用 OSRAM HQI-TS 70W 複金屬燈來做介紹。如圖 2-6 所示，隨著燈管功率增加，燈管等效電阻逐漸減小，這是複金屬燈負增量電阻的特性。如圖 2-7 所示，在不同功率操作下，燈管電壓與功率之間的關係近似於線性，這使得調變燈管的功率變的容易。如圖 2-8 所示，隨著燈管使用時數的增加，燈管等效電阻也逐漸增大，這表示如果燈管使用定電壓控制的話，隨著時間的增加，燈管輸出功率會逐漸下降，同理可知，使用定

電流控制的話，燈管輸出功率會逐漸增加，甚至可能造成過功率，有導致燈管損毀的疑慮，因此定功率控制是對複金屬燈較為適當的控制方式。

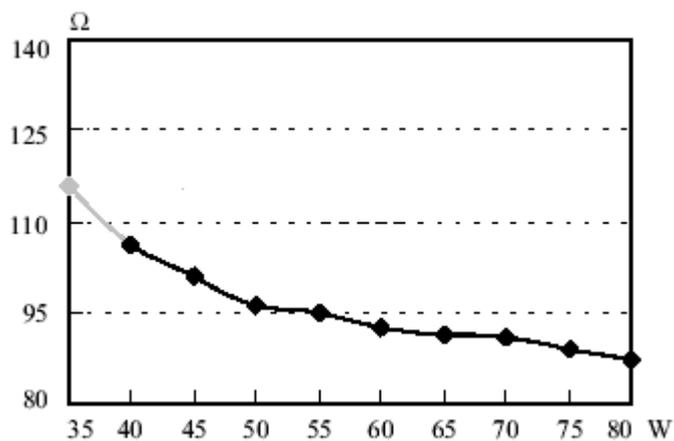


圖 2-6 燈管等效電阻對功率變化圖[26]

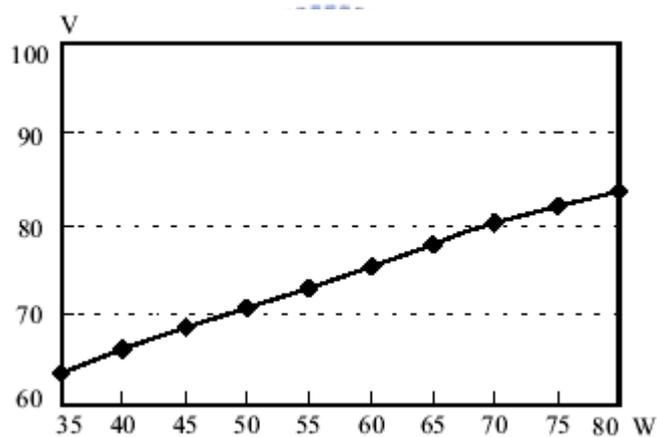


圖 2-7 燈管電壓對功率變化圖[26]

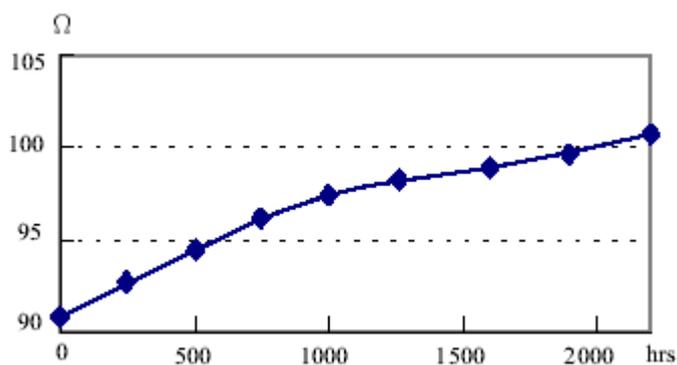


圖 2-8 燈管等效電阻與使用時數關係圖[26]

2-4 音頻共振

2-4-1 何謂音頻共振及其成因

包括複金屬燈與超高壓汞燈在內的 HID 燈都有音頻共振(acoustic resonance)的缺點。其發生原因為：輸入燈管的能量(功率)週期性的變化，造成燈管內的氣體分子有週期性的疏密現象，若氣體分子撞擊燈管管壁的波形與從管壁反射回來的波形相位相同的話，將造成共振的現象，通常發生共振現象的頻率在音頻的範圍內。當發生音頻共振時，會有燈管工作電壓擺動、弧光放電不穩定、弧光輸出閃爍的現象，若嚴重的話，會導致燈管管壁破裂的情形。[20]

HID 燈發生音頻共振的頻率與放電燈管的幾何形狀、尺寸及填充的氣體材料有關，所以，不同品牌的 HID 燈，其音頻共振發生的頻率當然不同。甚至是相同品牌、相同型號的 HID 燈因為製造上的些許誤差，或是 HID 燈的使用時數及環境溫度，皆會造成燈管內氣體的壓力、溫度與密度的改變，進而影響 HID 燈發生音頻共振的頻率範圍。

雖然理論上可以計算出精準的音頻共振發生的頻率[27,28]，但是實際上，實驗卻顯示了更多會發生音頻共振的頻率[29]，如圖 2-9，這是因為燈管的特性方程式是非線性的，並且複雜龐大，因此諸如溫度、壓力、氣體組成成分、燈管形狀等等，許多難以精確掌握的變數，都會影響計算的結果，何況燈管的形狀更是隨製造商而異，且燈管內也有許多不同震盪路徑，次諧波與高次諧波也有可能造成音頻共振，使得音頻共振的發生十分難預測。

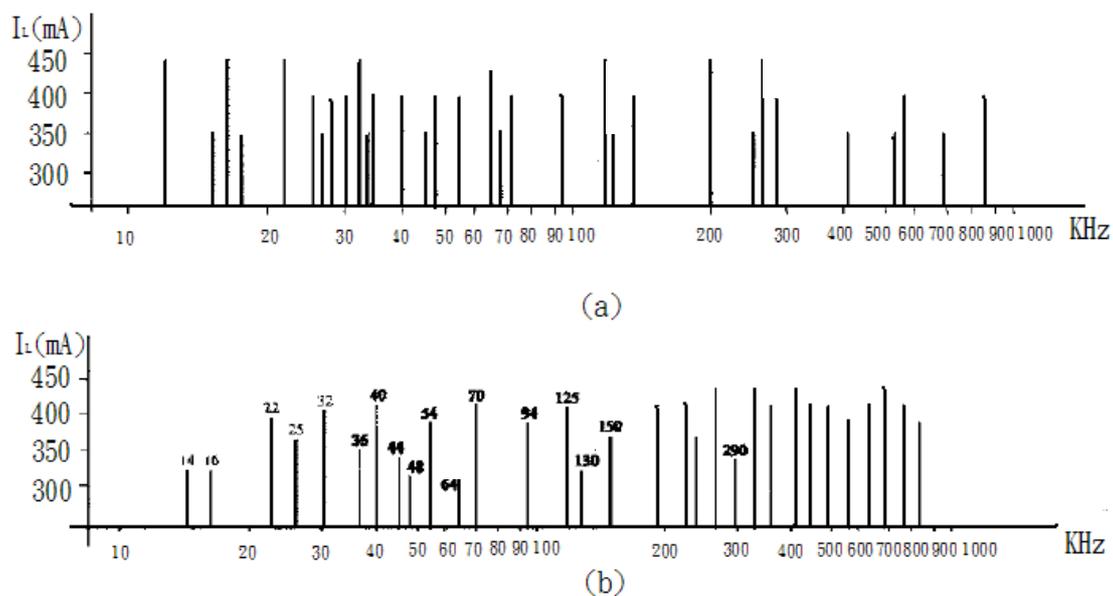


圖 2-9 (a)音頻共振頻譜理論計算結果 (b)音頻共振頻譜實驗結果[30]

2-4-2 克服音頻共振的方法

目前已有許多克服音頻共振的方法[10-13,31-33]，如：

[1] 低頻操作

HID 燈音頻共振發生的頻率高於數 KHz 以上，所以使用傳統電磁耦合式的安定器，必無音頻共振問題。但是由於需額外提供啟動高壓的點燈電路，使安定器成本增加；同時也會喪失電子安定器體積小、重量輕、效率高等優點。

[2] 超高頻操作

將複金屬燈操作於遠高於發生音頻共振的頻域，譬如大於 500KHz，以避免發生音頻共振。然而，操作於這麼高的頻率會降低 HID 燈的發光效率，增加切換損失，電磁干擾的問題也更嚴重。

[3] 頻率穿梭

雖然 HID 燈在某些頻率範圍內可能產生音頻共振，但是若將工作頻率在某兩個頻率之間來回穿梭，使燈管電弧來不及變化，也可能讓音頻共振現象不會發生。然而，前提是要選對穿梭的頻率、範

圍和中心頻率，而且如此設計必然增加安定器電路的複雜度。

[4] 定頻操作

找出不會音頻共振的頻帶範圍，再將電子安定器的工作頻率很精準地設計在某個不發生音頻共振且較寬的頻帶中心，就可以保證不發生音頻共振現象。但即使是同一品牌、型號的燈管，製程上也必然會產生些微的差異，另外燈管使用的時數也都會改變燈管特性，進而改變音頻共振的發生點，使得定頻控制的難度及不確定性大為增加。

[5] 低頻方波電流輸出

以固定頻率的正弦波電壓、電流供應燈管時，其對於燈管所提供的功率如圖 2-10 所示，可以發現燈管的功率變化為兩倍電源頻率的弦波。如果以理想的方波電壓、電流供應燈管時，其所提供的功率如圖 2-11 所示，燈管的功率將不隨輸入頻率而變，因為幾乎沒有瞬時功率的變化，所以不會激發音頻共振。這種電路設計通常採用全橋式換流器，使驅動電路增加，但是卻能徹底解決音頻共振的問題。然而這種理想的方波根本不存在，因此在零電壓交越處，方波電壓的上升、下降時間必定會使功率波形存在漣波的成分，如此一來切換頻率的影響又會出現，進而引發音頻共振，所以低頻的方波電壓、電流輸入成為一個折衷的方法。

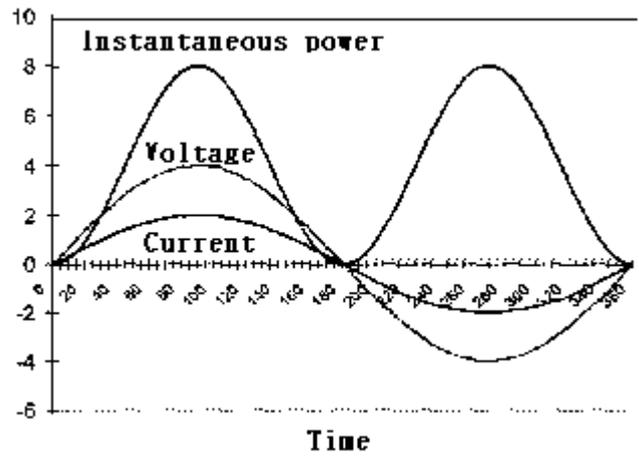


圖 2-10 以弦波電壓及電流供應 HID 燈的波形[34]

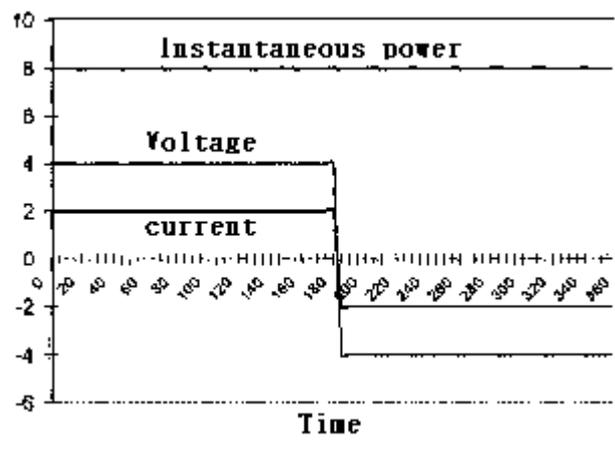


圖 2-11 以方波電壓及電流供應 HID 燈的波形[34]

第三章

單極單開關切換式電源供應器的架構與分析

3-1 前言

目前市面上複金屬燈所使用的安定器還是以傳統的電子耦合式安定器居多，此種安定器因為操作在電源的線頻，因此體積大且笨重，同時還有啟動時間長、效率低等諸多缺點。因此隨著電力電子技術的純熟，將切換式電源的技術應用在電子安定器上，能使得電子安定器達到輕薄短小的目的，也能讓複金屬燈的使用上更為便利，更容易為使用者所接受。

目前市面上的電子安定器，在交流轉直流方面，大多是使用兩級架構，首先使用主動式功率因數修正器作為第一級，來達成功率因數修正(Power Factor Correction, PFC)以及交流轉直流(AC-DC Converter)的功能。但是由於主動式功率因數修正器的直流輸出電壓調整率(Voltage Regulation)，以及頻率響應較差，對於負載的變動無法及時的反應，因此在功率因數修正器之後，都會加上一級直流轉直流的轉換器(DC-DC Converter)，來維持輸出電壓的穩定。

使用兩級架構來將交流電轉換成所需的直流輸出電壓，在功率因數校正以及電壓調整率方面固然有著良好的表現，但是對於中低功率的需求來說，兩級架構勢必對於電路成本造成負擔以及體積大小造成困擾，因此如果在中低功率的需求上使用單極單開關的架構，就能有效的簡化電路複雜度來降低成本。

3-2 功率因數修正器

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，則電力設備提供的表顯的電力稱為-視在功率(apparent power)

$S = V_S I_S$ (其中 V_S 為輸入線電壓均方根， I_S 為輸入線電流均方根)，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 $P = \text{Re}[S] = V_S I_S \cos \phi$ (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 $Q = \text{Im}[S] = V_S I_S \sin \phi$ 是損失的能量，並無法被負載所利用，因此功率因數定義為 $PF = \frac{P}{S} = \frac{P}{V_S I_S} = \cos \phi$ 。

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 $PF = \frac{V_S I_{S1} \cos \phi_1}{V_S I_S} = \frac{I_{S1}}{I_S} \cos \phi_1$ ，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 $PF = \frac{I_{S1}}{I_S} DPF$ ，若論

及總諧波失真度(Total Harmonic Distortion, T.H.D.)，則功率因數亦有另一

種表示法 $PF = \frac{1}{\sqrt{1+THD_I^2}} DPF$ 。

功率因數為 1 有什麼好處？我們可以從使用者和電力公司兩方面來探討；首先在一個 110 V_{ac} 的電源插孔，一般可供給 15 A 的電流給負載，在這種條件下一個沒有功率因數校正電路的電源供應器（一般 P.F.=0.6）其有效

電流會從 15 A 減至 9 A 而已。舉例來說，假設一個電源插孔可同時供給 4 台具有功率因數校正電路的設備（375 W）使用，但只能給兩部不含功率因數校正電路的電腦使用。而對於電力公司而言，虛功率是因為電壓、電流的相位差 ϕ 以及諧波電流造成的，多餘的功率損耗將減低電源網路的效率，而且電力公司必須使用較粗的電纜來傳輸電力；此外，諧波電流會造成電力污染，讓電力公司的電力控制較困難。在歐洲已定出 EN60555 和國際規範 IEC 555-2 來限制電源設備的諧波電流大小。

3-2-1 被動與主動功率因數校正器

被動式功因校正的原理相當簡單，就是在負載呈電感性時加入電容補償，反之負載呈電容性時就加入電感補償，優點是電路構造簡單，產生的 EMI 很低，能夠處理大功率輸出。但缺點為僅能濾除低階諧波，對於交流輸入的頻率極為敏感，甚至無法正常濾波，同時被動式電路體積龐大、重量重、價格昂貴，而且其所能提高之功因最高只能達到 0.95 而已。

主動式功因校正擁有較寬廣的交流輸入頻率範圍，能夠強迫輸入線電流追隨輸入線電壓的波形，而成為正弦波，並且與線電壓同相，而且失真小，因此功因很容易就能達到 0.99。由於利用切換式電源的技術，因此主動功因校正的電路與被動式電路比較起來要小的多，因此對於功率密度的提升有很大的幫助。另外主動式功因校正電路的直流輸出電壓為可調式，這對於下一級直流轉換器的工作有正面的幫助，同時也適用於交流輸入電壓在較大範圍間的變動。綜合以上所述，主動式電路的優點遠多於其複雜度高以及不易處理高功率輸出的缺點。

3-2-2 基本電力轉換器功因校正性能分析

有一些基本的電力轉換器架構，當其操作在不連續電流模式(DCM)的

時候，電路本身就具有功因校正的能力(Self PFC)，並不需要再額外加入功因校正電路。因此當使用這種電路架構來提升功率因數校正性能時，並不需要再迴授輸入電流波形。以下就針對一些常見的基本電力轉換器架構的功率因數校正性能作一個分析和比較。

由於電力轉換器的切換頻率高出線電壓的頻率非常多，因此在此可以假設在一個切換週期內，線電壓的電壓為常數。同時在穩態操作下，輸出電壓幾乎為一常數，因此 Duty Ratio 的變化非常微小，所以可以假設 Duty Ratio 為一個不變的常數。

Buck Converter

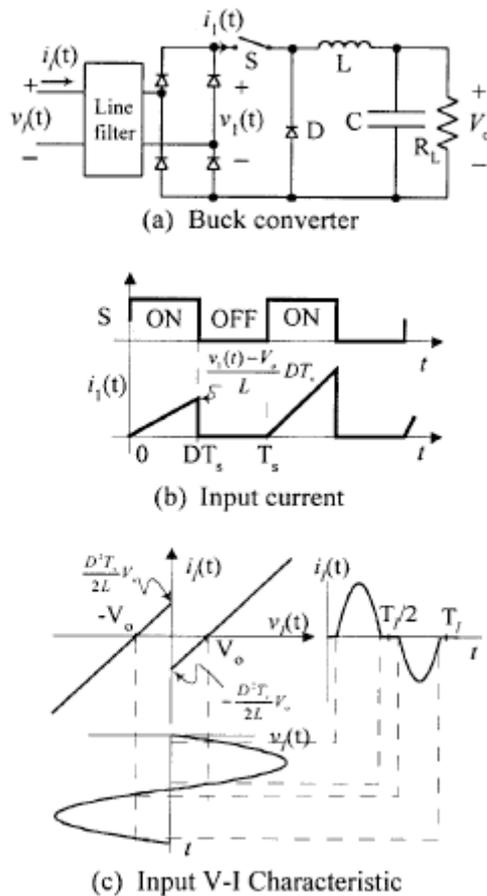


圖 3-1 Buck Converter 的 V-I 關係圖[35]

利用圖 3-1(b)可以計算出一個切換週期裡的平均輸入電流

$$i_{l,avg}(t) = \frac{1}{T_s} \left[\frac{1}{2} \cdot DT_s \cdot \frac{V_l(t) - V_o}{L} DT_s \right] = \frac{D^2 T_s}{2L} V_l(t) - \frac{D^2 T_s}{2L} V_o \quad (3.1)$$

由(3.1)可得圖 3-1(c)，可以由圖中發現，因為Buck Converter只能操作在輸入電壓大於輸出電壓的情況，因此當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 Zone)，造成平均輸入電流失真，功率因數下降，故Buck Converter不是一個好的Self-PFC架構。

Boost Converter

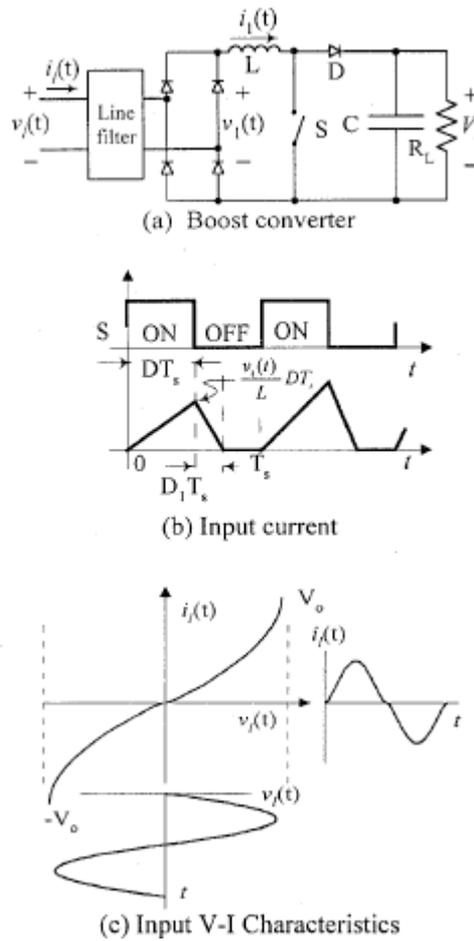


圖 3-2 Boost Converter 的 V-I 關係圖[35]

利用圖 3-2(b)可以計算出一個切換週期裡的平均輸入電流

$$i_{l,avg}(t) = \frac{1}{T_s} \left[\frac{1}{2} \cdot (D + D_1) T_s \frac{V_l(t)}{L} DT_s \right] \quad \text{又} \quad D_1 = D \times \frac{V_l}{V_o - V_l}$$

$$= \frac{D^2 T_s}{2L} \frac{V_l(t) V_o}{V_o - V_l(t)} \quad (3.2)$$

$$\text{if } D_1 = 0, \text{ then } i_{l,avg}(t) = \frac{D^2 T_s}{L} V_l(t) \quad (3.3)$$

由(3.2)可得圖 3-2(c)，可以由圖中發現，輸入電壓、電流的關係近似於線性。另外由(3.3)可以發現造成輸入電壓、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。而 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，但是相對的也必須提高輸出電容耐壓。整體來說，Boost 架構還是擁有良好的 Self-PFC 效果。

Buck-Boost Converter

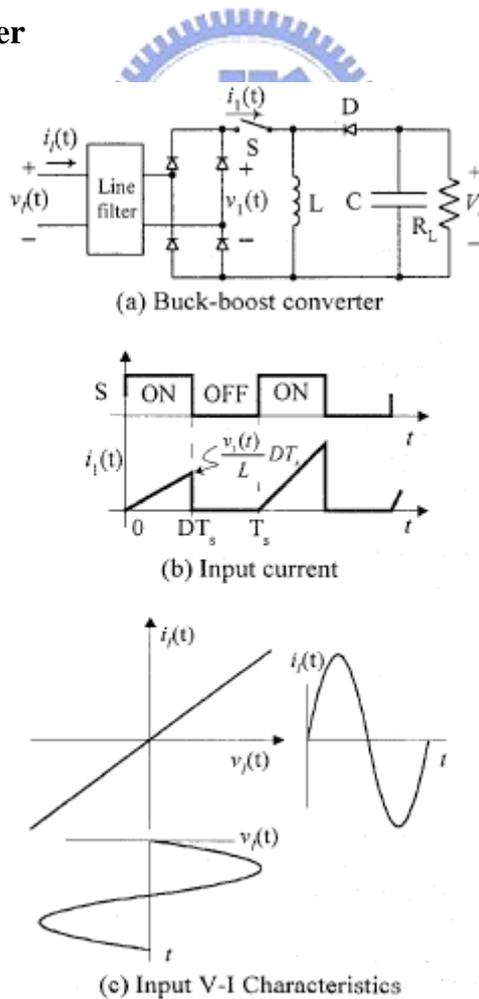


圖 3-3 Buck-Boost Converter 的 V-I 關係圖[35]

利用圖 3-3(b)可以計算出一個切換週期裡的平均輸入電流

$$i_{l,avg}(t) = \frac{D^2 T_s}{2L} V_i(t) \quad (3.4)$$

由(3.4)可得圖 3-3(c)，可以由圖中發現，輸入電壓、電流擁有極佳的線性關係，同時可以很容易的發現(3.4)與 Boost Converter $D_1 = 0$ 的情況是一樣的，這是因為 Buck-Boost 架構的輸入電流與電感放電時間 D_1 沒有關係。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 Converter 有兩個缺點：①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)，②功率開關需要 Floating Driver 才能驅動。尤其是第一個缺點使得電路應用的範圍大大的減少，因此並不是非常廣泛的被使用。

表 3-1 電力轉換器功因校正能力比較[35]

Basic Converter	Buck	Boost	Buck-Boost
DCM Self-PFC	Poor	Good	Excellent
Power Level	Low to medium	Low to medium	Low to medium

由以上分析可以發現 Buck-Boost 電力轉換器 $PF=1$ ，但是其輸出電壓為負壓，故使其使用上受到限制。Boost 電力轉換架構在 PFC 效果上也有不錯的表現，同時因為 Boost 架構的輸入電流可以設計為連續的，這點與 Buck-boost 架構比較起來，Boost 架構可以處理更高的功率輸出，並且擁有較低的電流應力，由此綜觀而來，Boost 電力轉換器是應用 Self-PFC 時，一個較為適當的選擇。

3-3 單極單開關切換式電源供應器

在一般的應用中，常使用 Boost Converter 來作為功因校正器，再使用 Flyback Converter 來達成隔離以及穩壓的工作，BIFRED Converter (Boost Integrated with Flyback Rectifier/Energy Storage/DC-DC Converter) 是結合 Boost 以及 Flyback 兩種電力轉換架構衍生而來的單極單開關架構，其原理就是利用 DCM Boost Converter 優良的 Self-PFC 效果，加上 Flyback Converter 來達成隔離並保持輸出電壓的穩定。

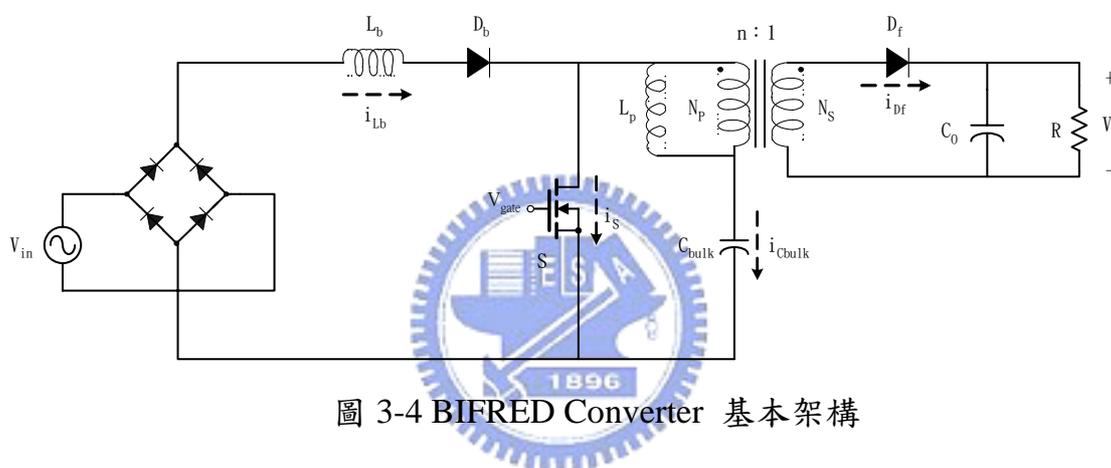


圖 3-4 BIFRED Converter 基本架構

圖 3-4 為 BIFRED Converter 的基本架構。接下來將 BIFRED Converter 的一個開關切換週期 T_s 分為三個部分，分別為 Mode 1： $t_0 \sim t_1$ ， $t_1 - t_0 = d_1 T_s$ (d_1 為 Mode 1 所佔整個切換週期的 Duty Ratio)，Mode 2： $t_1 \sim t_2$ ， $t_2 - t_1 = d_2 T_s$ (d_2 為 Mode 2 所佔整個切換週期的 Duty Ratio)，Mode 3： $t_2 \sim t_3$ ， $t_3 - t_2 = (1 - d_1 - d_2) T_s$ ，來對其工作原理做詳細的介紹，並將以下分析的電路主要電壓電流波形繪製圖 3-8 中。

Mode 1[$t_0 \sim t_1$]

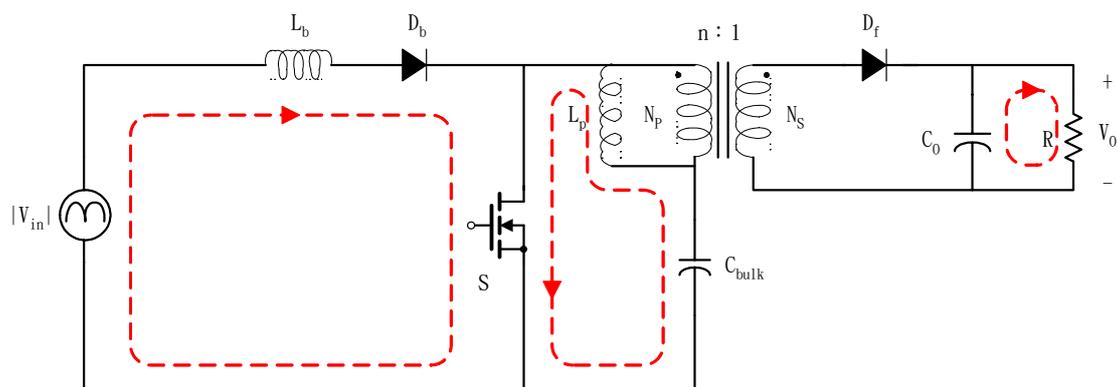


圖 3-5 BIFRED Converter 電路圖 Mode 1

圖 3-5 為在 Mode 1，電流在電路中流動的情形，其中 L_p 為變壓器的等效磁化電感。此時開關 S 導通，電感 L_b 跨壓為 $|V_{in}|$ ，電感電流由零開始線性上升，將能量儲存於電感 L_b 之中，電感電流 i_{L_b} 可表示為

$$i_{L_b}(t) = \frac{|V_{in}|}{L_b}(t - t_0) \quad (3.5)$$

C_{bulk} 的電壓跨在變壓器之磁化電感 L_p 上，因此 L_p 的電流開始上升，但是電流不一定從 0 開始上升，這要視 Flyback Converter 工作於連續電流模式(CCM)或是不連續電流模式(DCM)來決定， L_p 的電流可表示為

$$i_{L_p}(t) = \frac{V_{C_{bulk}}}{L_p}(t - t_0) + I_{L_p}(t_0) \quad (3.6)$$

此時 L_p 的電流會線性增加，同時變壓器中鐵心的磁通密度會增加，能量就儲存於變壓器中，不過由於變壓器一次側與二次側的極性是相同的，因此二極體 D_f 此時為逆向偏壓，故沒有能量由變壓器轉移至負載，此時輸出能量完全由電容 C_o 來提供。

Mode 2[t₁~t₂]

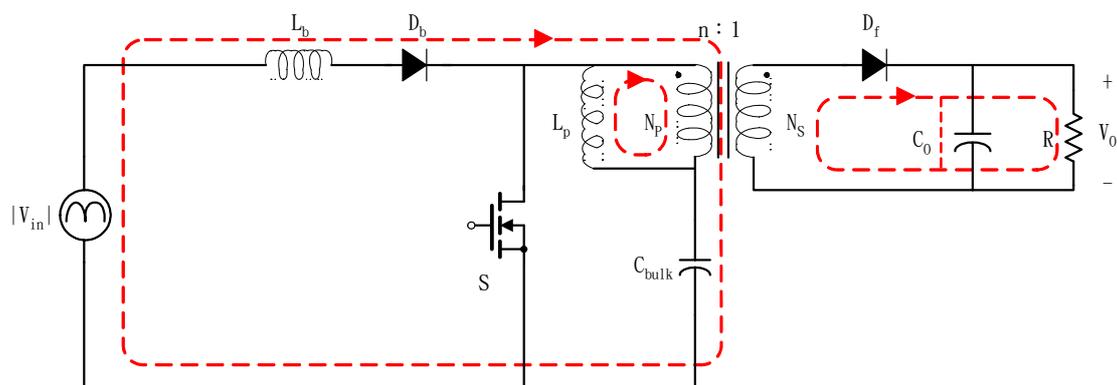


圖 3-6 BIFRED Converter 電路圖 Mode 2

此時開關截止，變壓器磁化電感電流 i_{L_p} 以 $\frac{nV_o}{L_p}$ 的斜率線性下降，當磁通密度向負方改變時，變壓器上所有繞組的極性將會反轉，並使得 D_f 二極體導通，而磁化電流將會轉移到次級線圈，也就是說此時儲存於變壓器中的能量會經由 D_f 二極體，傳送至輸出電容 C_o 以及負載 R 上。

電感電流 i_{L_b} 經由 D_b 、 N_p 對儲能電容 C_{bulk} 充電，直到電感電流下降至零為止，電感電流 i_{L_b} 下降的斜率可以表示為

$$\frac{di_{L_b}}{dt} = \frac{V_{C_{bulk}} + nV_o - |V_{in}|}{L_b} \quad (3.7)$$

此時變壓器二次側所感應的電壓對於二極體 D_f 為順向偏壓，因此根據 Ampere Turns(NI)原理，二次側會感應一個 $n \times i_{N_p}$ 的電流，將能傳送給輸出電容及負載，這裡有一個特別的地方就是電感電流對儲能電容充電時會經過變壓器的初級線圈 N_p ，換句話說，初級線圈電流 i_{N_p} 除了 Mode 1 時儲存於變壓器中的磁化電流 i_{L_p} 之外，還必須加上電感 L_b 對於儲能電容 C_{bulk} 的充

電電流 i_{L_b} 。所以有一部份的輸入能量是直接經由變壓器傳送到輸出端，並不先儲存於儲能電容 C_{bulk} 中，此舉會使得電路效率提高，同時儲能電容電壓也會因此降低。

Mode 3 [$t_2 \sim t_3$]

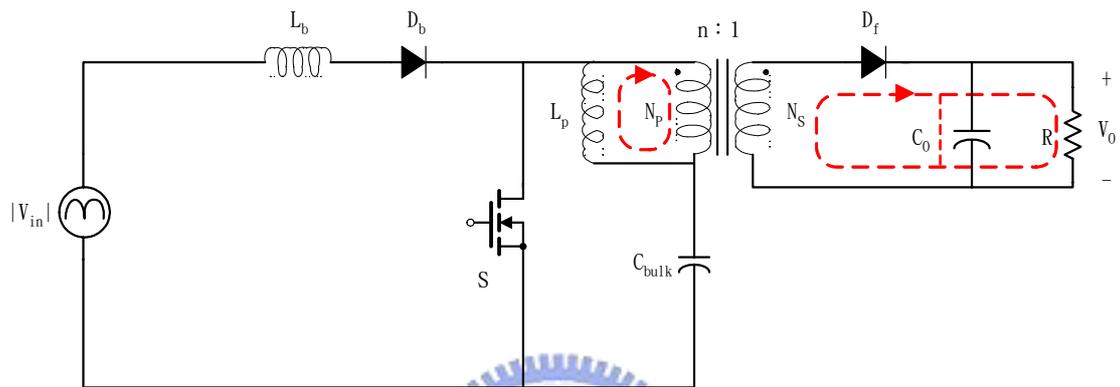


圖 3-7 BIFRED Converter 電路圖 Mode 3

此時開關仍處於截止的狀態，但是由於 Boost 部分是操作於 DCM，因此電感電流 i_{L_b} 此時已經下降為零，只剩下變壓器儲存的磁化電流繼續對負載供應能量。以上在 3 個時間區段的電流及電壓的波形圖示於圖 3-8。

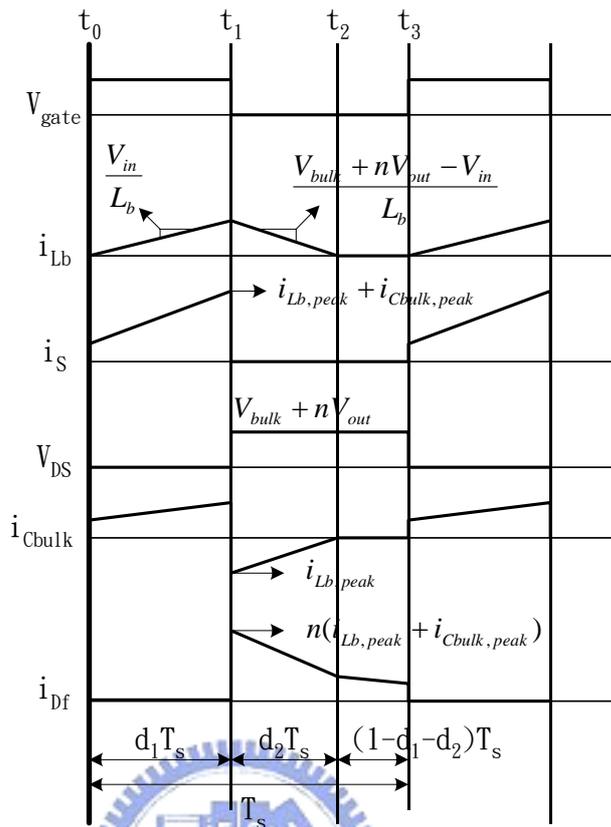


圖 3-8 BIFRED Converter 主要電壓電流波形

3-4 定功率控制以及最大電流限制電路

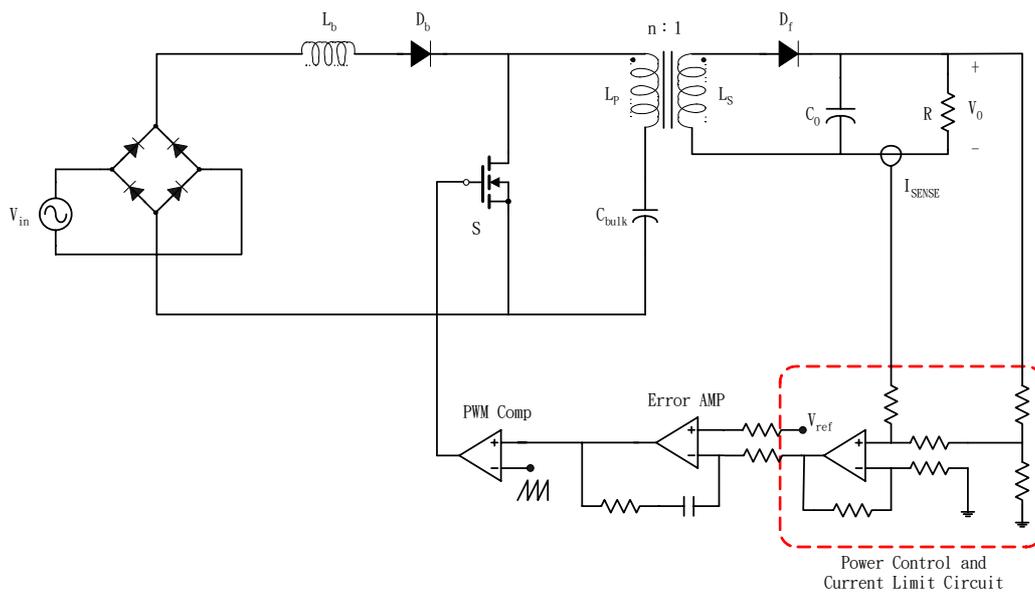


圖 3-9 BIFRED 轉換器電路與功率控制以及最大電流限制電路示意圖

圖 3-9 為 BIFRED 轉換器電路與功率控制以及最大電流限制電路的示意圖，以下將定功率控制以及最大電流限制[36]，以及補償器的電路重新繪製於圖 3-10，以方便解說。以下分析為電路穩態分析。

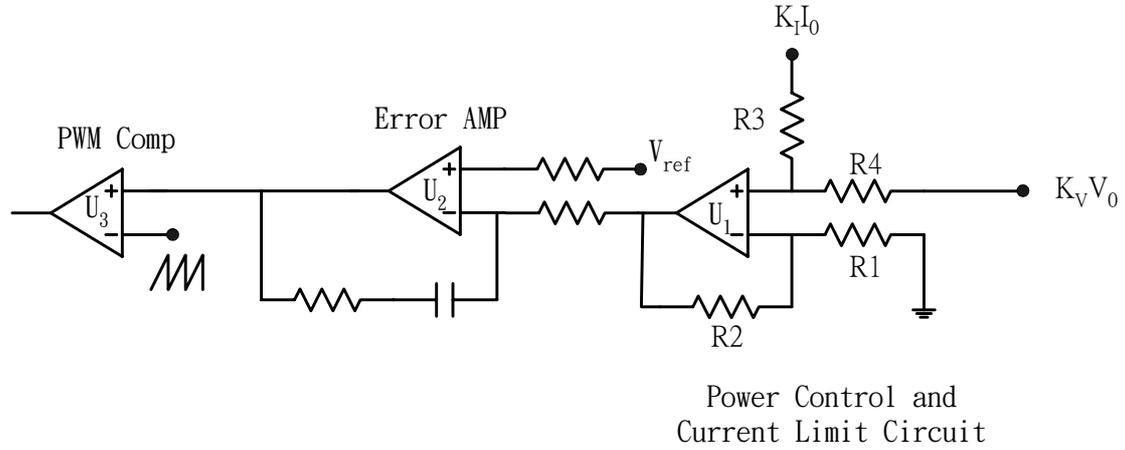


圖 3-10 定功率控制以及最大電流限制電路

V_o 、 I_o 分別為輸出的電壓與電流訊號，由於電壓與電流訊號過大，因此必須經過分壓的方式來降低迴授訊號大小，以免損害運算放大器 U_1 ，分壓後的電壓、電流訊號分別為 $K_V V_o$ 、 $K_I I_o$ (K_V 、 K_I 為常數)。

圖 3-10 為圖 3-9 中迴授控制部分的電路圖，因為運算放大器 U_2 具有極高的開迴路增益，因此在閉迴路連接下， U_1 的輸出電壓會在 V_{ref} 附近做小範圍的變動，在 U_2 開路增益極大的情形下，可以假設 U_1 的輸出為一常數 V_{ref} ，另外 U_1 在此工作為一個加法器，因此可以得到以下關係

$$\left(K_I I_o \frac{R_4}{R_3 + R_4} + K_V V_o \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right) \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = V_{ref} \quad (3.8)$$

又假設 $a = \frac{R_2}{R_1}$ 、 $b = \frac{R_4}{R_3}$ 可以將(3.8)化簡為(3.9)

$$\left(\frac{K_I I_o b}{1+b} + \frac{K_V V_o}{1+b} \right) (1+a) = V_{ref} \quad (3.9)$$

由(3.9)可以得到

$$I_o = \frac{V_{ref}(1+b)}{K_I b(1+a)} - \frac{K_V V_o}{K_I b} \quad (3.10)$$

輸出功率 $P_o = V_o I_o$ ，因此可以得到

$$P_o = V_o I_o = -\frac{K_v}{K_I b} V_o^2 + \frac{V_{ref}(1+b)}{K_I b(1+a)} V_o \quad (3.11)$$

由(3.10)可以得到

$$R_o = \frac{V_o}{I_o} = \frac{K_I V_o b(1+a)}{V_{ref}(1+b) - K_v V_o(1+a)} \quad (3.12)$$

由 2-3-2 節燈管的穩態分析中，可以知道燈管有負增量電阻(圖 2-5)以及燈管電壓與燈管功率成正比(圖 2-6)的特性，因此由圖 2-5、圖 2-6 可以歸納出燈管穩態電壓與燈管穩態等效電阻在燈管穩態操作點附近具有負相關的特性，如圖 3-11 所示。而由(3.12)可以得知轉換器輸出電壓 V_o 與負載 R_o 具有正相關的特性，如圖 3-15 所示。綜合以上所述，將燈管穩態電壓與燈管等效電阻關係以及轉換器輸出電壓與負載關係繪製於圖 3-12。

轉換器在工作時其負載就是燈管的等效電阻，因此電路將會工作在圖 3-12 所標示的穩態操作點，也就是說只要將穩態操作點的電壓亦即轉換器的輸出電壓設定為燈管的穩態工作電壓，則電路即可穩定的工作。

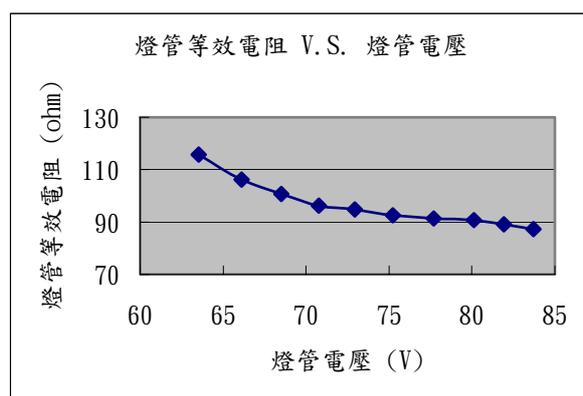


圖 3-11 燈管等效電阻對燈管電壓變化圖

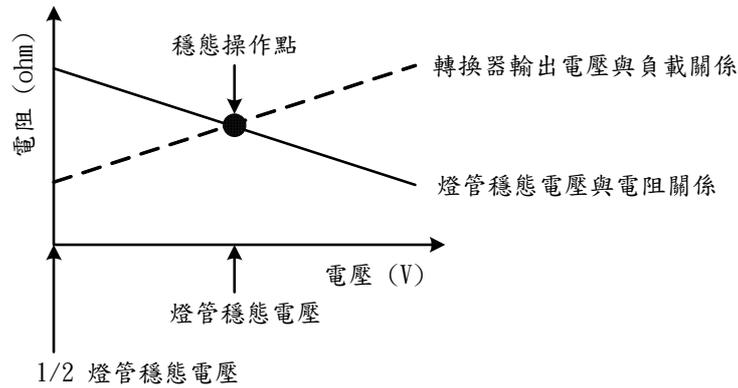


圖 3-12 燈管穩態電壓與等效電阻關係 以及 轉換器輸出電壓與負載關係

由(3.11)可以發現輸出功率的大小為一拋物線，如圖 3-13，因此如果透過適當的參數選擇，將燈管的穩態電壓設定為輸出功率(拋物線)的頂點 V_O ，這麼一來在一定的燈管電壓變動範圍內，就能達到類似定功率控制的效果

由(3.11)可以計算拋物線的頂點為

$$V_O = \frac{1}{2} \frac{V_{ref}(1+b)}{K_V(1+a)} \quad (3.13)$$

將(3.13)代入(3.11)可以得到最大輸出功率

$$P_{O(max)} = \frac{1}{4} \frac{V_{ref}^2(1+b)^2}{K_I K_V b(1+a)^2} \quad (3.14)$$

只要決定了燈管穩態工作電壓 V_O 與功率 $P_{O(max)}$ ，將其代入(3.13)、(3.14)解聯立方程式即可得到控制電路的相關係數。但是由於一共有 4 個未知數： a 、 b 、 K_I 、 K_V ，卻只有兩條方程式，因此有無限多組解，一般先給定 K_I 、 K_V 的值，即可求得 a 、 b 。

假設燈管穩態電壓為 100V、輸出功率為 150W、 $V_{ref} = 2.5V$ 、 $K_V = 0.01$ 、 $K_I = 0.1$ ，可以利用(3.13)以及(3.14)計算出 $a = 8.59$ 、 $b = 6.67$ ，並繪出功率變化情形於圖 3-13。

假設輸出電壓變動範圍為 90V~110V(10%)，可以利用(3.11)計算輸出功率變化為

$$\frac{150W - 148.5W}{150W} = 0.01 = 1\% \quad (3.15)$$

由(3.15)可以發現當輸出電壓有 10%的變化時，輸出功率變化僅 1%，因此可以達到良好的功率控制效果。

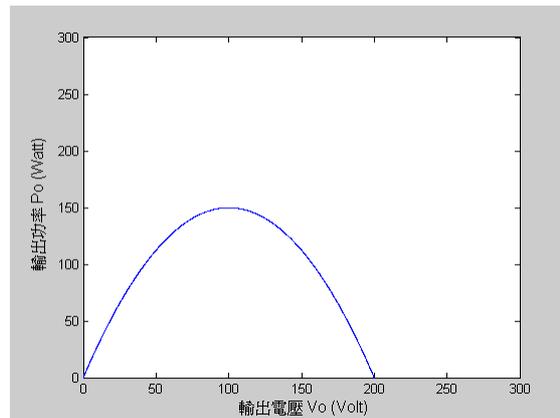


圖 3-13 輸出電壓 V.S. 輸出功率的關係圖

由(3.10)可以繪出輸出電壓與電流的關係，如圖 3-14 所示，由圖中可以看出此控制器也提供最大電流限制的功能，這在燈管啟動的初期能防止燈管遭受過大的電流而損壞。

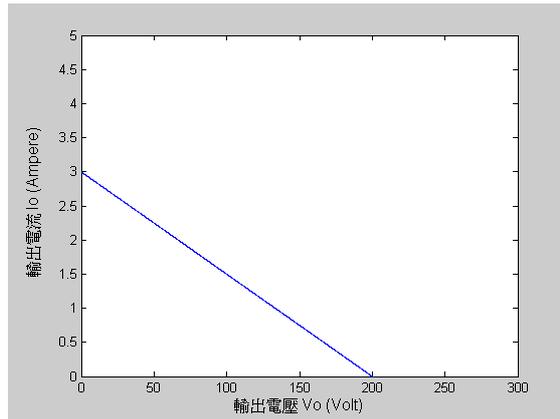


圖 3-14 輸出電壓 V.S. 輸出電流的關係圖

由(3.12)可以繪出輸出電壓與負載的關係，如圖 3-15 所示，當燈管尚未導通時，相當於 $R_o = \infty$ 的情況，由圖中可以看出此時輸出電壓為 200V，為穩態電壓的兩倍，此高壓安排成恰能提供點燈時高壓產生器所需要的電壓多一些而已，而在燈管導通後，由於燈管等效電阻下降，不再是無限大的情況，因此輸出電壓也跟著下降，高壓產生器也會因為電壓不足而自動停止工作。

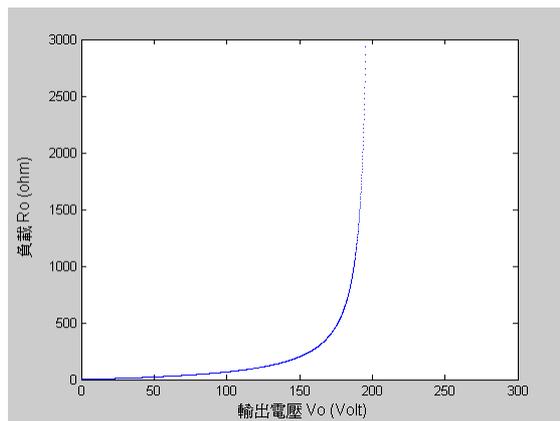


圖 3-15 輸出電壓 V.S. 負載的關係圖

3-5 BIFRED Converter 之小訊號模型推導

根據 3-3 節的分析可以知道 BIFRED Converter 於開關導通以及開關截止時的等效電路，接下來將使用狀態平均法來求得小訊號轉移函數 $\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)}$ ，

基於分析方便，在此將 BIFRED Converter 簡化為無隔離的形式，如圖 3-16 所示。

與 3-3 節中的分析一樣，將電路狀態分為三個 Mode 來討論，分別為 Mode 1： $d_1 T_S$ ，Mode 2： $d_2 T_S$ ，Mode 3： $(1-d_1-d_2)T_S$ ，最後再使用狀態空間平均法來求得電路的轉換方程式[37]。

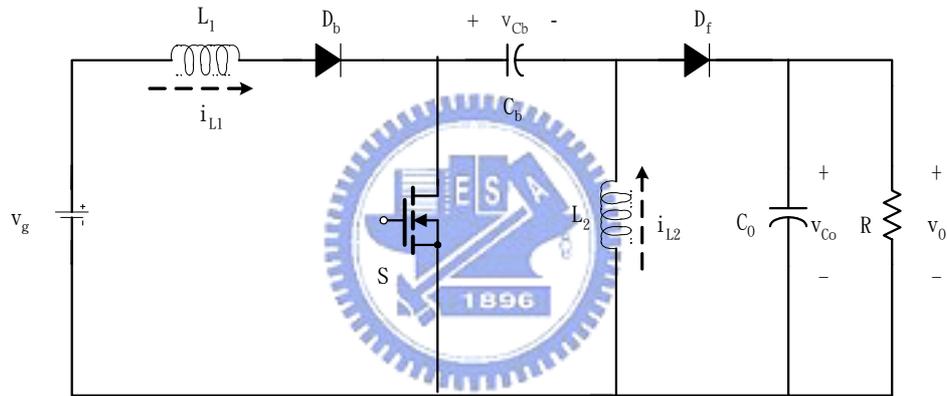


圖 3-16 無隔離 BIFRED Converter

將每一個電路狀態以狀態變數方程式來表示

訊號變數定義如下：

小寫字母乃用以代表穩態值加上小訊號值，例如： $v_o = V_o + \hat{v}_o$ 。

根據以上原則，可得以下之狀態方程式。

[Mode 1, $0 \sim d_1 T_s$]

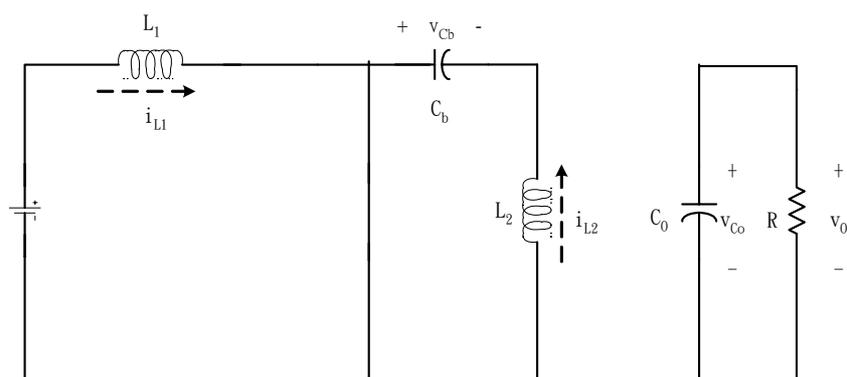


圖 3-17 BIFRED Converter — Mode 1 等效電路

由圖 3-17，根據 KVL、KCL 可以得到以下狀態方程式：

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = v_g \quad (3.16)$$

$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = v_{Cb} \quad (3.17)$$

$$C_b \frac{dv_{Cb}}{dt} = -i_{L2} \quad (3.18)$$

$$C_o \frac{dv_{Co}}{dt} = -\frac{v_{Co}}{R} \quad (3.19)$$

$$v_o = v_{Co} \quad (3.20)$$

將以上狀態方程式表示成矩陣的形式：

$$\dot{x} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{Cb} \\ v_{Co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_b} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{RC_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{Cb} \\ v_{Co} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_g = A_1 x + B_1 v_g \quad (3.21)$$

$$v_o = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{Cb} \\ v_{Co} \end{bmatrix} = C_1 x \quad (3.22)$$

[Mode 2, $d_1T_s \sim (d_1+d_2)T_s$]

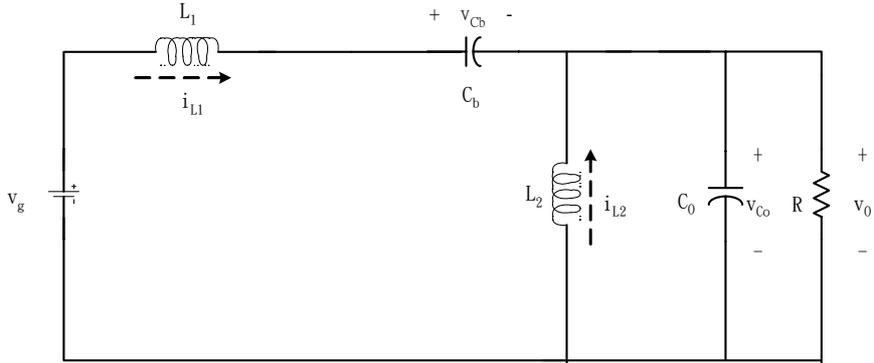


圖 3-18 BIFRED Converter — Mode 2 等效電路

由圖 3-18，根據 KVL、KCL 可以得到以下狀態方程式：

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = v_g - v_{Cb} - v_{Co} \quad (3.23)$$

$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = -v_{Co} \quad (3.24)$$

$$C_b \frac{dv_{Cb}}{dt} = i_{L1} \quad (3.25)$$

$$C_o \frac{dv_{Co}}{dt} = i_{L1} + i_{L2} - \frac{v_{Co}}{R} \quad (3.26)$$

$$v_o = v_{Co} \quad (3.27)$$

將以上狀態方程式表示成矩陣的形式：

$$\dot{x} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{Cb} \\ v_{Co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ \frac{1}{C_b} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_o} & \frac{1}{C_o} & 0 & -\frac{1}{RC_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{Cb} \\ v_{Co} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_g = A_2 x + B_2 v_g \quad (3.28)$$

$$v_o = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 1] \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{Cb} \\ v_{Co} \end{bmatrix} = C_2 x \quad (3.29)$$

[Mode 3, $(d_1+d_2)T_s \sim T_s$]

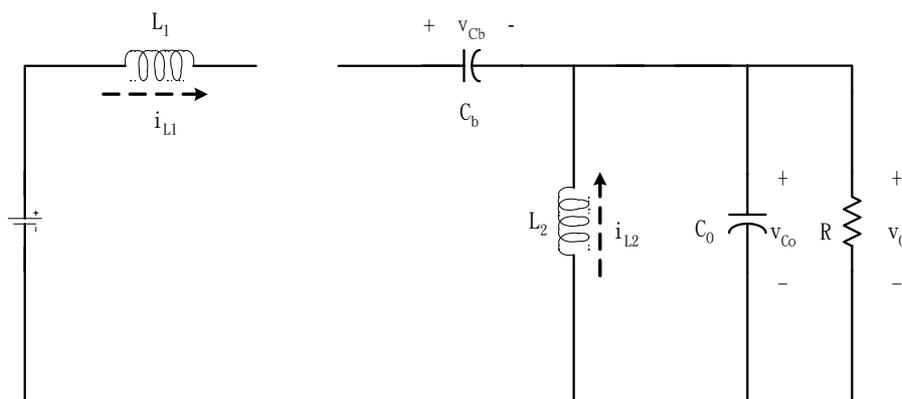


圖 3-19 BIFRED Converter — Mode 3 等效電路

由圖 3-19，根據 KVL、KCL 可以得到以下狀態方程式：

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = 0 \quad (3.30)$$

$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = -v_{C_o} \quad (3.31)$$

$$C_b \frac{dv_{C_b}}{dt} = 0 \quad (3.32)$$

$$C_o \frac{dv_{C_o}}{dt} = i_{L2} - \frac{v_{C_o}}{R} \quad (3.33)$$

$$v_o = v_{C_o} \quad (3.34)$$

將以上狀態方程式表示成矩陣的形式：

$$\dot{x} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C_b} \\ v_{C_o} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_o} & 0 & -\frac{1}{RC_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C_b} \\ v_{C_o} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_g = A_3 x + B_3 v_g \quad (3.35)$$

$$v_o = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{C_b} \\ v_{C_o} \end{bmatrix} = C_3 x \quad (3.36)$$

利用責任週期將狀態方程式平均

由以上分析可以知道，三個Mode分別佔據整個切換週期 T_S 的Duty Ratio為Mode 1： d_1T_S ，Mode 2： d_2T_S ，Mode 3： $(1-d_1-d_2)T_S$ ，因此利用狀態平均法可以將電路的平均狀態方程式求出如下：

$$\begin{aligned} \dot{x} &= [A_1d_1 + A_2d_2 + A_3(1-d_1-d_2)]x + [B_1d_1 + B_2d_2 + B_3(1-d_1-d_2)]v_g \\ &= \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{Cb} \\ v_{Co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{d_2}{L_1} & -\frac{d_2}{L_1} \\ 0 & 0 & \frac{d_1}{L_2} & \frac{d_1-1}{L_2} \\ \frac{d_2}{C_b} & -\frac{d_1}{C_b} & 0 & 0 \\ \frac{d_2}{C_o} & \frac{1-d_1}{C_o} & 0 & -\frac{1}{RC_o} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{Cb} \\ v_{Co} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d_1+d_2}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_g \end{aligned} \quad (3.37)$$

$$v_o = [C_1d_1 + C_2d_2 + C_3(1-d_1-d_2)]x = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L1} \\ i_{L2} \\ v_{Cb} \\ v_{Co} \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

將平均狀態方程式中的 d_2 取代掉

$$i_{L1} = \frac{i_{L1peak}}{2}(d_1 + d_2) \quad (3.39)$$

$$i_{L1peak} = \frac{v_g}{L_1}d_1T_S \quad (3.40)$$

將(3.40)帶入(3.39)可以得到

$$d_2 = \frac{2L_1i_{L1}}{d_1T_Sv_g} - d_1 \quad (3.41)$$

將(3.41)帶入(3.37)，可以得到以下狀態方程式

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \left(\frac{d_1}{L_1} - \frac{2i_{L1}}{d_1 T_s V_g} \right) (v_{Cb} + v_{Co}) + \frac{2i_{L1}}{d_1 T_s} \quad (3.42)$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{d_1}{L_2} (v_{Cb} + v_{Co}) - \frac{v_{Co}}{L_2} \quad (3.43)$$

$$\frac{dv_{Cb}}{dt} = \left(\frac{2L_1 i_{L1}}{d_1 T_s v_g C_b} - \frac{d_1}{C_b} \right) i_{L1} - \frac{d_1}{C_b} i_{L2} \quad (3.44)$$

$$\frac{dv_{Co}}{dt} = \left(\frac{2L_1 i_{L1}}{d_1 T_s v_g C_o} - \frac{d_1}{C_o} \right) i_{L1} + \frac{1-d_1}{C_o} i_{L2} - \frac{1}{RC_o} v_{Co} \quad (3.45)$$

利用(3.42)~(3.45)將所有小訊號及微分項皆令為0，可得穩態方程式（直

流項），且 $v_{Co} = v_o$ ，可以解出穩態值如下： $I_{L1} = \frac{D_1^2 T_s V_g V_o}{2V_o L_1 - 2D_1 V_g L_1}$ ， $I_{L2} = \frac{V_o}{R}$ ，

$$V_{Cb} = V_o \frac{1-D_1}{D_1}， V_{Co} = V_o。$$



於(3.42)~(3.45)引入小訊號擾動並將直流成分移除，同時忽略輸入電壓 v_g 的小訊號變化 \hat{V}_g ，可以得到小訊號狀態方程式，並將其表示為矩陣的形式

由(3.42)可以得到

$$\frac{d\hat{i}_{L1}}{dt} = A_{11} \hat{i}_{L1} + A_{12} \hat{i}_{L2} + A_{13} \hat{v}_{Cb} + A_{14} \hat{v}_{Co} + B_{11} \hat{d}_1 \quad (3.46)$$

$$\text{其中 } A_{11} = \frac{-2}{D_1 T_s V_g} (V_{Cb} + V_{Co}) + \frac{2}{D_1 T_s}， A_{12} = 0， A_{13} = \frac{D_1}{L_1} - \frac{2I_{L1}}{D_1 T_s V_g}，$$

$$A_{14} = \frac{D_1}{L_1} - \frac{2I_{L1}}{D_1 T_s V_g}， B_{11} = \left(\frac{1}{L_1} + \frac{2I_{L1}}{D_1^2 T_s V_g} \right) (V_{Cb} + V_{Co}) - \frac{2I_{L1}}{T_s D_1^2}。$$

由(3.43)可以得到

$$\frac{d\hat{i}_{L2}}{dt} = A_{21}\hat{i}_{L1} + A_{22}\hat{i}_{L2} + A_{23}\hat{v}_{Cb} + A_{24}\hat{v}_{Co} + B_{12}\hat{d}_1 \quad (3.47)$$

其中 $A_{21} = 0$, $A_{22} = 0$, $A_{23} = \frac{D_1}{L_2}$, $A_{24} = \frac{D_1 - 1}{L_2}$, $B_{12} = \frac{(V_{Cb} + V_{Co})}{L_2}$ 。

由(3.44)可以得到

$$\frac{d\hat{v}_{Cb}}{dt} = A_{31}\hat{i}_{L1} + A_{32}\hat{i}_{L2} + A_{33}\hat{v}_{Cb} + A_{34}\hat{v}_{Co} + B_{13}\hat{d}_1 \quad (3.48)$$

其中 $A_{31} = \frac{4L_1I_{L1}}{D_1T_sV_gC_b} - \frac{D_1}{C_b}$, $A_{32} = -\frac{D_1}{C_b}$, $A_{33} = 0$, $A_{34} = 0$,

$$B_{13} = -\frac{2L_1I_{L1}^2}{D_1^2T_sV_gC_b} - \frac{I_{L1} + I_{L2}}{C_b} 。$$



由(3.45)可以得到

$$\frac{d\hat{v}_{Co}}{dt} = A_{41}\hat{i}_{L1} + A_{42}\hat{i}_{L2} + A_{43}\hat{v}_{Cb} + A_{44}\hat{v}_{Co} + B_{14}\hat{d}_1 \quad (3.49)$$

其中 $A_{41} = \frac{4L_1I_{L1}}{D_1T_sV_gC_o} - \frac{D_1}{C_o}$, $A_{42} = \frac{1 - D_1}{C_o}$, $A_{43} = 0$, $A_{44} = -\frac{1}{RC_o}$,

$$B_{14} = \frac{-2L_1I_{L1}^2}{D_1^2T_sV_gC_o} - \frac{I_{L1} + I_{L2}}{C_o} 。$$

表示為矩陣的形式

$$\dot{\hat{x}} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_{L1} \\ \hat{i}_{L2} \\ \hat{v}_{Cb} \\ \hat{v}_{Co} \end{bmatrix} = A\hat{x} + B\hat{d}_1 = A \begin{bmatrix} \hat{i}_{L1} \\ \hat{i}_{L2} \\ \hat{v}_{Cb} \\ \hat{v}_{Co} \end{bmatrix} + B\hat{d}_1 = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} & A_{13} & A_{14} \\ A_{21} & A_{22} & A_{23} & A_{24} \\ A_{31} & A_{32} & A_{33} & A_{34} \\ A_{41} & A_{42} & A_{43} & A_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{L1} \\ \hat{i}_{L2} \\ \hat{v}_{Cb} \\ \hat{v}_{Co} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_{11} \\ B_{12} \\ B_{13} \\ B_{14} \end{bmatrix} \hat{d}_1 \quad (3.50)$$

$$\hat{v}_o = C \hat{x} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{L1} \\ \hat{i}_{L2} \\ \hat{v}_{Cb} \\ \hat{v}_{Co} \end{bmatrix} \quad (3.51)$$

使用拉氏(Laplace)轉換求出轉換方程式 $\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}_1(s)}$

$T(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}_1(s)} = C[SI - A]^{-1} B$ ，計算後可得轉換方程式如下：

$$T(s) = \frac{(RL_2C_bM_7)s^2 + (RC_b(V_{Cb} + V_o)(1 - D_1))s + R(M_4(V_{Cb} + V_o) + M_7D_1)}{(L_2C_bC_oR)s^3 + (L_2C_b + L_2C_oM_4R + L_2C_bM_4R)s^2 + (D_1^2RC_o + M_4L_2 + (1 - D_1)^2RC_b)s + D_1^2 + M_4R} \quad (3.52)$$

其中 $M_1 = \frac{V_o + V_{Cb}}{V_g}$ ， $M_2 = \frac{V_o}{V_o + V_{Cb}}$ ， $M_3 = \frac{R}{M_2^2}$ ， $M_4 = \left(\frac{M_1}{M_1 - 1} \right) \frac{1}{M_3}$ ，

$M_5 = M_6M_2^2$ ， $M_6 = \frac{2L_1}{RT_s}$ ， $M_7 = \frac{2V_{Cb}/M_3}{\sqrt{M_5M_1(M_1 - 1)}} - I_{L2}$ 。

第四章

複金屬燈電子安定器實體電路設計

4-1 前言

由第二、三章我們已經可以瞭解複金屬燈電子安定器的整體架構，接下來便是實體電路設計的部分。首先將介紹電子安定器的系統方塊圖，這有助於整體架構的釐清，讓我們知道需要哪些電路，並瞭解其相互的關係，接下來就對於每一個方塊圖做詳細的介紹，並詳述其設計過程。

4-2 電子安定器之系統方塊圖

圖 4-1 為複金屬燈電子安定器系統方塊圖。在燈管尚未啟動前，控制電路判斷燈管尚未導通，此時輸出為 200V 以便啟動高壓產生器啟動燈管。當燈管導通後，最大電流限制電路以及定功率控制電路會將燈管電流限制在安全範圍內，使燈管在暫態過程中不至於過載燒毀，並於燈管進入穩態後，達成定功率輸出。另外燈管導通後，輸出電壓下降，因此高壓產生器也會因為電壓不足而停止工作。全橋方波換流器則是將直流電壓轉換為燈管所需要的交流方波電壓。

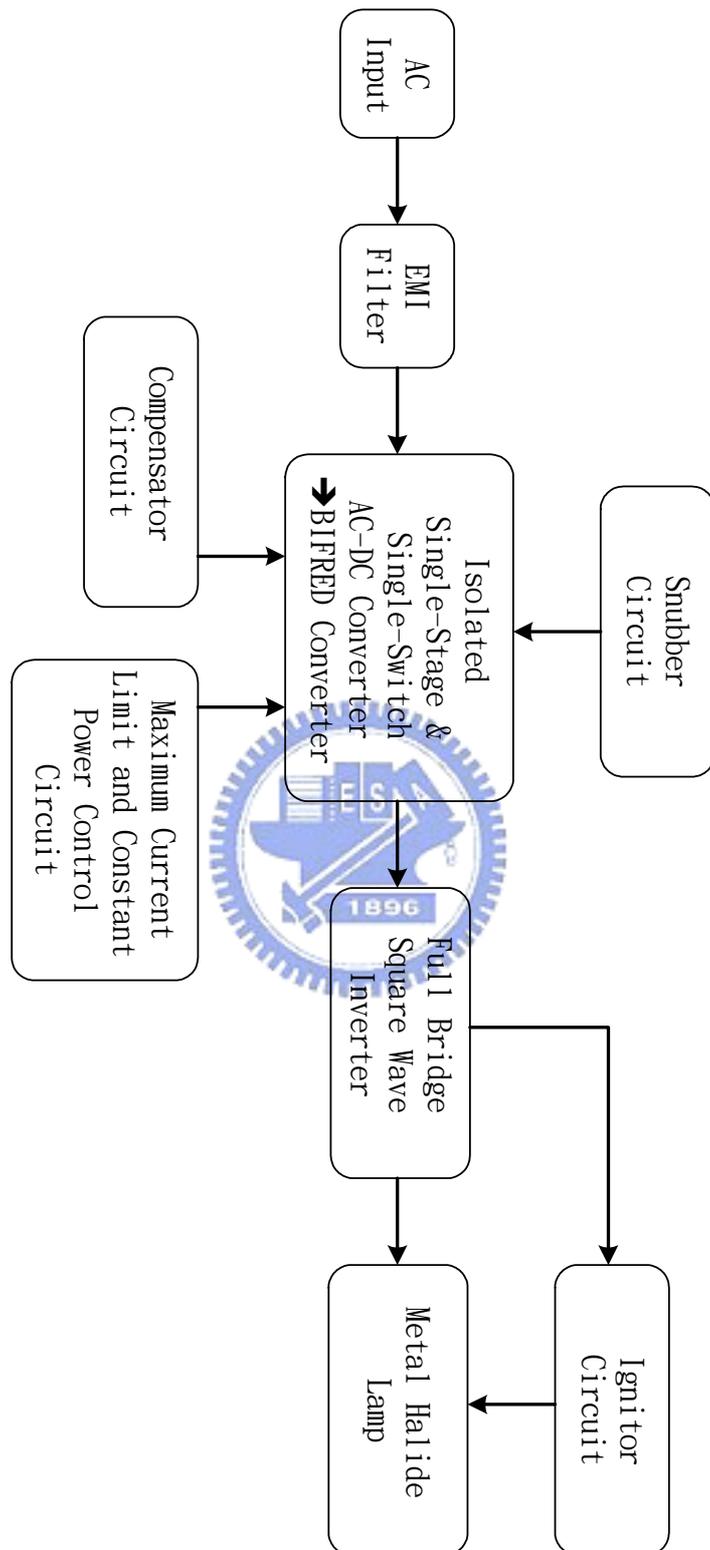


圖 4-1 複金屬燈電子安定器系統方塊圖

4-3 EMI Filter 的設計

EMI 低通濾波器主要有三個功能：

1. 限制諧波失真，使產品皆能維持在 IEC（國際電工委員會，International Electrotechnical Commission，簡稱 IEC）的標準。
2. 防止連接在同一電力系統的電氣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。
3. 抑制由電力線進來的高壓暫態，保護內部電子元件免於損壞。

在這裡使用的濾波器為 LC 輸入濾波電路，主要功能如上面所示，是要濾除電子安定器開關切換所產生的高頻諧波，僅留下和輸入線電源同頻率的基頻 60 Hz。如圖 4-2 所示，經過 LC 濾波器的負載電流 $i_{sw,load}$ 與輸入

電流 $i_{sw,in}$ 的衰減關係為

$$i_{sw,in} = \frac{1}{j\omega C} \times i_{sw,load} = \frac{1}{1 - \omega^2 LC} \times i_{sw,load} \quad (4.1)$$

令 $F = \frac{1}{1 - \omega^2 LC}$ ，若我們希望開關切換頻率在 75 KHz 以上時， $|F|$ 能降到 0.02 以下，則所應選擇 $LC \approx 232 \times 10^{-12}$ 。

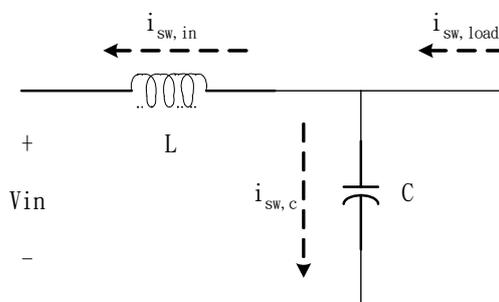


圖 4-2 高頻電流濾波器

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 $1 \sim 10 \mu F$ 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 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 $1 \mu F$ 的塑膠電容。則 L 的值需取決如下

$$L > \frac{232 \times 10^{-12}}{10^{-6}} = 232(\mu H)$$

故將 L 的值選為 $360 \mu F$ 。

4-4 BIFRED Converter 的參數設計

由 3-3 節的分析可知，BIFRED Converter 可分為 Boost Converter 以及 Flyback Converter 兩部分，其中 Boost Converter 必須操作在 DCM 模式下，方能確保有良好的 Self PFC 效果，另外 Flyback Converter 則可以操作在 DCM 或是 CCM 模式下，在這裡選擇工作在 CCM 模式下，以期能減低開關的電流應力。

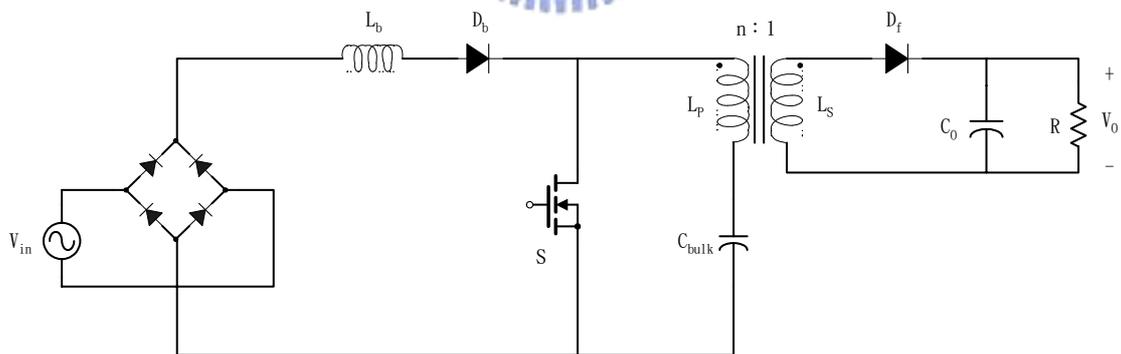


圖 4-3 BIFRED Converter

切換頻率的選擇

電路的切換頻率若偏低，則有輸出電壓漣波以及電感、電容體積較大的問題；若頻率偏高，則有切換損失高以及電磁干擾的問題存在。本電路使用 LC snubber，故切換頻率不宜超過 100 KHz ，在本實驗中

取 75 KHz 作為切換頻率。

圈數比 n 的設計

以圖 4-3 作分析，BIFRED Converter 在開關截止時的開關跨壓為儲能電容電壓，加上二次側輸出電壓經由變壓器反射回來的電壓，其值為 $(V_{C_{bulk\ max}} + nV_{O\ max}) = 500 + 200 \times n$ ，點燈電壓為 200 V 的情況下，如果 $n=1$ ，開關耐壓在點燈時就必須為 700 V，這還不加上開關切換時變壓器漏感所造成的突波電壓，為了避免使用超高耐壓的開關(無此產品或是 R_{Dson} 過大)，因此 n 不宜大於 1。反之如果 n 小於 1 時，根據 Flyback 輸入電壓與輸出電壓的關係[2]

$$V_o = \frac{D}{1-D} \frac{1}{n} V_{C_{bulk}} \quad (D = \text{Duty Ratio}) \quad (4.2)$$

可以知道，在 $n=1$ ，輸出電壓為 100 V， C_{bulk} 電壓為 500 V 時， $D=0.16$ ，因此如果 $n<1$ 的話，會發生 Duty 過小的情況，因此本實驗設定 $n=1$ 。

開關的選擇

由圈數比的選擇就可以知道，開關的耐壓需大於 800 V。開關電流在 90Vac 輸入時有最大值，電流峰值約為 8A，因此本實驗選擇 TOSHIBA 2SK2611 N Channel MOS (耐壓 900 V、耐流 9 A， $R_{Dson}=1.1\ \text{ohm}$)。

L_b 的選擇

Boost 電感的選擇要點是要讓 Boost Converter 在所有輸入電壓下(90 Vac~260 Vac)都能操作在 DCM 模式，以確保能有良好的 PFC 效果，因此只要確定在最低輸入電壓時(90 Vac)， L_b 能操作在 DCM 即可， L_b 也不宜過小，過小的話會增加開關的電流應力，因此本實驗選擇 $L_b=100\ \mu H$ 。

C_{bulk} 的選擇

電容的耐壓為儲能電容的最高電壓，約為 500 V。電容值的大小主要是跟儲能電容 C_{bulk} 上的 120 Hz 線電壓漣波值有關，120 Hz 漣波如果過大，會連帶使得輸出電壓帶有 120 Hz 的漣波，而漣波值的大小與電路的瓦數有關係，一般來說瓦數越大的電路，所需的儲能電容值也越大。希望儲能電容漣波大小能在 30 V 以下，故使用 220 μF /800 V 的電容。

L_p 的選擇

Flyback Converter 操作在 CCM 模式下的最小電感值 L_p 如下[2]：

$$L_{p\min} = \frac{(1-D)^2 R}{2f_s} \frac{1}{n^2} \quad (4.3)$$

燈管等效電阻 R 約為 60 ohm 。

變壓器線圈比 n 設定為 1。

切換頻率 f_s 為 75 KHz。

儲能電容電壓 $V_{C_{bulk}}$ 最高約為 500 V 時， D 有最小值，依據 Flyback

Converter 輸出輸入電壓的關係[2] $V_o = \frac{D}{1-D} V_{C_{bulk}}$ ，可以計算出

$D = 0.16$ 。

由以上可知 $L_{p\min} \approx 270 \mu H$ ，在此取 $L_p \approx 500 \mu H$ 。

C_o 的選擇

電容耐壓只要比點燈電壓(200 V)高即可。由 2-3-1 節可以知道，輸出電容過大的話，會造成限流控制失效的情況，同時也容易引起整體電路的震盪[25]，因此輸出電容經過測試後，選擇 12 μ /400V 的電容。

D_b 的選擇

最大反相跨壓為 $(V_{C_{bulk\ max}} + nV_{O_{max}} - V_{in\ min}) = (500 + 200 - 0) = 700(V)$ 。

最大電流峰值大約 6 A。本實驗使用 IXYS DSEI 12-10A (耐壓 1000V、耐流 12A)。

D_f 的選擇

最大反相跨壓為 $V_{O_{max}} = 200(V)$ 。最大電流峰值大約 8 A。本實驗使用 IXYS DSEI 12-10A (耐壓 1000V、耐流 12A)。

4-5 緩震電路

開關上所造成的功率損失在切換式電源供應器來說是非常重要的部份，而開關上的功率損失不外乎導通損失以及切換損失兩個部分。單極單開關的電路架構由於兩個電路架構共用一個開關，因此開關的電流應力相對增加，故開關的導通損失也比較嚴重，所以選擇低導通電阻($R_{DS\ ON}$)的功率晶體對於導通損失的降低非常顯著。

緩震電路主要的功能就是降低開關切換時，開關上的電壓應力，同時減低切換時所造成的功率損失。這裡要介紹的緩震電路主要是針對本論文所使用的單極單開關架構所使用，由於電路的功率屬於中低功率(150 W)，因此如果使用主動電路來達成緩震的效果，對於效率百分比的提升相當有限，但是卻會增加電路的複雜度，所以並不適合。因此在這裡將使用被動式的緩震電路，使用被動式的緩震電路必須要注意的一點就是切換頻率不能太高(約 100 KHz 以內)，這是因為被動式緩震電路能量回收的效果並不像主動式緩震電路那麼好，所以如果切換頻率太高的話，還是會造成大量的能量損失。

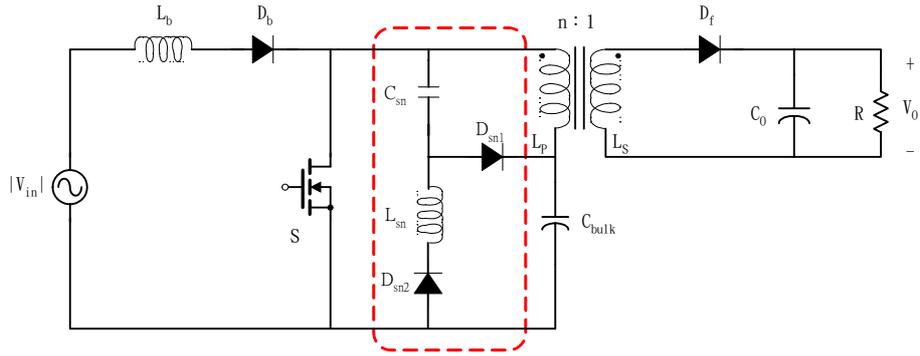


圖 4-4 BIFRED Converter With LC Snubber

圖 4-4 虛線方框內的電路就是 LC Snubber[38]，這是一個無耗能的緩震電路，也就是說此緩震電路可以在開關截止時，先將變壓器漏感釋放的能量收集，減低開關的應力，而後再將儲存的能量放回電路中，理論上並不會達成能量的損耗，接下來就詳細說明電路的工作原理。

以下將 LC Snubber 的動作分為 4 個 Mode 來說，並將電路中重要的電壓電流波形繪製於圖 4-9。

Mode 1 ($t_0 \sim t_1$)

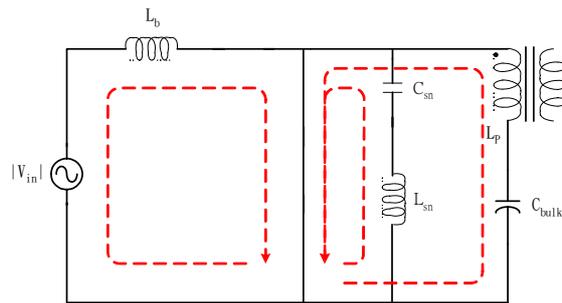


圖 4-5 LC Snubber 電路分析圖 Mode 1

此時開關導通， $V_{C_{sn}}$ 經由開關跨在 L_{sn} 上， L_{sn} 的電流開始上升，由於 C_{sn} 將能量轉移給 L_{sn} ，因此 $V_{C_{sn}}$ 電壓並不是固定的，而是會隨著 $I_{L_{sn}}$ 的上升而逐漸下降，所以 $I_{L_{sn}}$ 上升的速度也會隨著 $V_{C_{sn}}$ 的大小來改變

Mode 2 ($t_1 \sim t_2$)

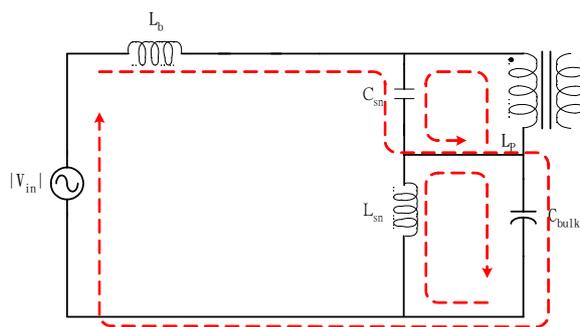


圖 4-6 LC Snubber 電路分析圖 Mode 2

此時開關截止，在截止的瞬間，由於變壓器漏感的關係，會產生一個漏感電流，因此如果沒有Snubber的話，此電流將會在開關的DS端產生一個極高的電壓，如果此電壓超過開關耐壓，開關便有損毀的疑慮，因此LC Snubber的功用就是要吸收這個漏感電流，並將其能量再釋放給電路利用，達成無耗損Snubber的效果。由圖 4-6 可以發現，漏感電流經由 D_{sn1} 對 C_{sn} 充電，將漏感能量儲存， L_b 經由 C_{sn} 、 D_{sn1} 對 C_{bulk} 電容充電，而此時 L_{sn} 將前一週期由 C_{sn} 得來的能量經由 D_{sn1} 轉移給 C_{bulk} 。另外由於此時 D_{sn1} 是導通的狀態，因此開關電壓 V_{ds} 為 $(V_{C_{bulk}} + V_{C_{sn}})$ ，藉此保護開關不受突波電壓損害。

Mode 3 ($t_2 \sim t_3$)

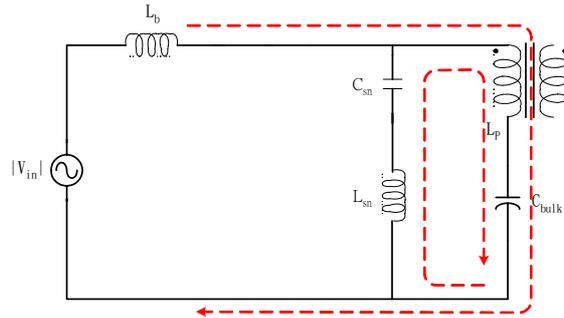


圖 4-7 LC Snubber 電路分析圖 Mode 3

此時開關截止，漏感電流已經降為 0，因此 D_{sn1} 截止， L_{sn} 經由 C_{sn} 繼續將能量轉移給 C_{bulk} ，直到 $I_{L_{sn}}$ 為 0 才停止，由於 $I_{L_{sn}}$ 放電路徑經過 C_{sn} ，因此 $V_{C_{sn}}$ 會略微下降。

Mode 4 ($t_3 \sim t_4$)

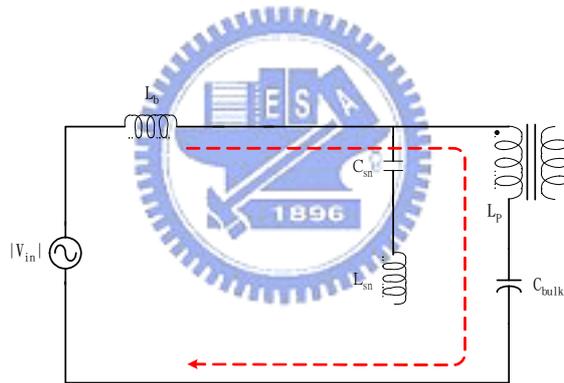


圖 4-8 LC Snubber 電路分析圖 Mode 4

此時開關截止， $I_{L_{sn}}$ 已經將能量完全轉移給 C_{bulk} ，因此 D_{sn2} 截止，LC Snubber 電路停止工作，直到下次開關導通時，又回到 Mode 1 的情形， C_{sn} 才又將能量轉移給 L_{sn} ，進行週而復始的動作。

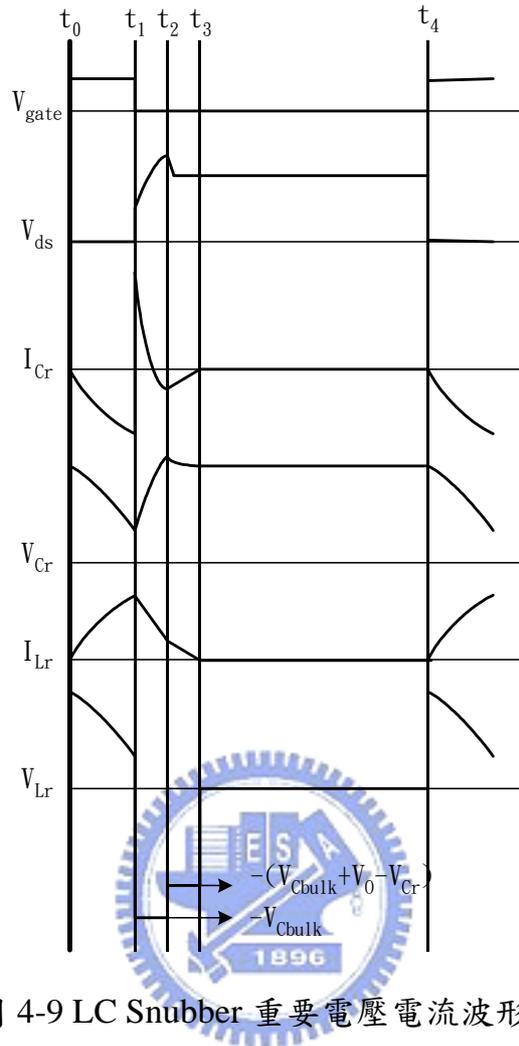


圖 4-9 LC Snubber 重要電壓電流波形圖

LC Snubber 元件的選擇

D_{sn1} : Mode 1 時跨壓有最大值 $(V_{C_{bulk\ max}} + V_{C_{sn\ max}}) = (500 + 300) = 800(V)$ 。由於只在漏感電流放電時導通，因此導通時間相當短暫， I_{RMS} 約為 2 A 以下。在此使用 IXYS DSEI 12-10A (耐壓 1000 V、耐流 12 A)。

D_{sn2} : Mode 4 $I_{L_{sn}}=0$ 時跨壓有最大值

$(V_{C_{bulk\ max}} + V_{out\ max} - V_{C_{sn\ min}}) = (500 + 200 - 0) = 700(V)$ 。 $I_{D_{sn2}}=I_{L_{sn}}$ 由 Mode 1 的分析可知，電流大小由 L_{sn} 的大小來決定，通常設計在 1A 以下，以免對於開關造成電流上的負擔。在此使用 IXYS DSEI 12-10A (耐壓 1000V、耐流

12A)。

L_{sn} ：電感值的大小取決於最大電感電流值的大小，如果電感值取的太小，將會造成電流太大，使得開關電流的負擔增加，一般多為 1 A 以下。在此取 300 μH 。

C_{sn} ：由 Mode 2 可知，開關最大電壓 V_{ds} 為 $(V_{Cbulk} + V_{Csn})$ ，而 V_{Csn} 的大小取決於 C_{sn} 的大小(假設漏電感能量一定)，電容越大的話 V_{Csn} 將會降低，但是由圖 4-4 可知 V_{Csn} 不可能低於 nV_o (輸出電壓經由變壓器反射回來的電壓)，否則 D_{sn1} 將會導通，直到 $V_{Csn} \geq nV_o$ 為止。在此選用 47n/630V 的電容。

4-6 補償電路以及定功率控制電路的設計



補償電路設計

由 3-5 節的小訊號模型分析，可以知道電路的開迴路轉換方程式，在此將電路的穩態操作點數值帶入轉換方程式，以便作為補償電路的設計依據。將 $L_1=100 \mu H$ 、 $L_2=500 \mu H$ 、 $C_1=220 \mu F$ 、 $C_2=12 \mu F$ 、 $V_g=156 V$ 、 $V_o=100 V$ 、 $d_1=0.3$ 、 $R=60 \text{ ohm}$ 、 $T_s=13.3 \mu s$ 代入(3.52)，可以得到 $\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)}$ 如下：

$$\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{9.1977 \cdot 10^{-6} S^2 + 3.0769 S + 81.5818}{6.6 \cdot 10^{-12} S^3 + 1.2875 \cdot 10^{-7} S^2 + 0.0065 S + 0.2597}$$

$$PWM \text{ Gain} = \frac{\tilde{d}(s)}{\tilde{v}_c(s)} = 0.4456$$

由以上推導，可以得到整體電路之閉迴路轉換方程式 $T_{OL}(S)$ 為：

$$\begin{aligned} T_{OL}(S) &= T_C(s) \times \left(\frac{\tilde{d}(s)}{\tilde{v}_C(s)} \times \frac{\tilde{v}_O(s)}{\tilde{d}(s)} \right) = T_C(S) \times \frac{4.0985^{-6} S^2 + 1.3711S + 36.3529}{6.6^{-12} S^3 + 1.2875^{-7} S^2 + 0.0065S + 0.2597} \\ &= T_C(S) \times T_1(S) \end{aligned}$$

其中

$$T_1(S) = \left(\frac{\tilde{d}(s)}{\tilde{v}_C(s)} \times \frac{\tilde{v}_O(s)}{\tilde{d}(s)} \right), T_C(S) \text{ 為補償器之轉換方程式}$$

一般來說 $T_{OL}(S)$ 之特性要求為：

1. 低頻之增益必須夠大，以降低輸出電壓之穩態誤差。
2. T_{OL} 降至 0dB 之頻率稱為交越頻率(crossover frequency) ω_{cross} ， ω_{cross} 必須夠大來使電源供應對於暫態之擾動，如負載變動之響應快速。但 ω_{cross} 必須較切換頻率低一階次以下來抵抗高頻雜訊。
3. 相位邊限必須為一正值，其決定輸出電壓對於擾動之暫態響應，理想之相位邊限範圍為 $40^{\circ} \sim 60^{\circ}$ 。

為同時滿足上述要求，一通用之誤差補償器如圖 4-10 (a)所示：

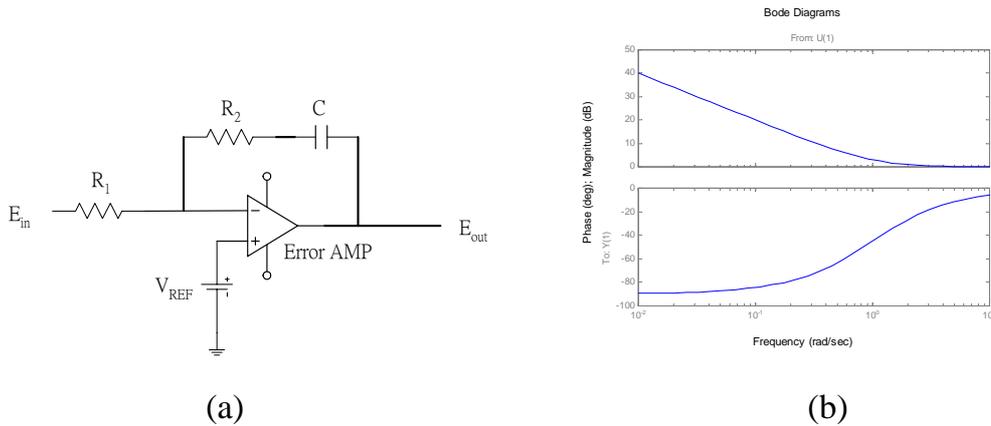


圖 4-10 (a)補償電路 (b) 補償電路之頻率響應

補償電路之轉換函數為：

$$T_C(S) = \frac{SCR_2 + 1}{SCR_1}$$

其波德圖如圖 4-10 (b)所示。

在設計補償電路設計以前，首先我們選擇 $T_{OL}(S)$ 的交越頻率 ω_{cross} 發生在 $\frac{1}{10}$ 切換頻率處，亦即

$$\omega_{cross} = 2\pi \frac{75k}{10} = 47100(\text{rad/sec})$$

接下來我們選擇系統之相位邊限 $PM = 40^\circ$ ，即：

$$\angle T_1(j\omega_{cross}) + \angle T_C(j\omega_{cross}) = -180^\circ + 40^\circ$$

$$-133^\circ + (\tan^{-1} 47100CR_2) - 90^\circ = -140^\circ$$

可以得到：

$$CR_2 = 173\mu$$

在 ω_{cross} 處 $|T_{OL}(S)|=1$ ，即 $|T_C(j\omega_{cross})| \times |T_1(j\omega_{cross})| = 1$

$$\frac{\sqrt{1^2 + (47100CR_2)^2}}{47100R_1C} \times 126 = 1$$

可以得到

$$R_1 C = 0.022$$

當 C 經過選擇後，便可以由以上兩式決定 R_1 及 R_2 ，至此我們可以得到整個閉迴路轉移函數，其波德圖如圖 4-11 所示。

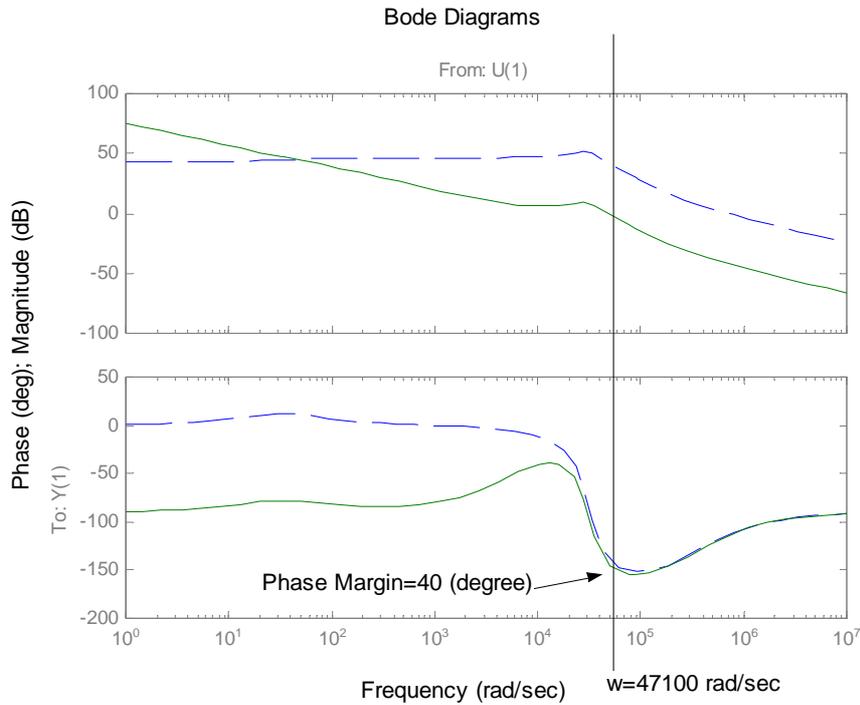


圖 4-11 系統之波德圖

圖 4-11 中虛線部分為補償前 $T_1(S)$ 之波德圖，實線部分則為補償後之 $T_{OL}(S)$ 之波德圖；由圖 4-11 可知補償後之低頻增益增加，所以穩態誤差減少； ω_{cross} 如預期設計在 47100 rad/sec 處，使電源供應對於負載暫態擾動之響應快速；補償後之相位邊限也如預期保持在 40° 。控制 IC 使用 UC3842 這一顆工業上常見的控制 IC。

定功率控制電路設計

燈管穩態電壓為 $100V$ 、輸出功率為 $150W$ 、 $V_{ref} = 2.5V$ 、 $K_v = 0.01$ 、

$K_f = 0.1$ ，可以利用(3.12)以及(3.13)計算出 $a = 8.59$ 、 $b = 6.67$ ，並根據 a 、 b 給出適當的電阻值 $R_1 \sim R_4$ ，另外運算放大器使用LM358 單電源運算放大器，其具有 1.1 MHz的頻寬。

4-7 全橋換流器

由於複金屬燈為交流氣體放電燈，因此必須提供一個換流器來將 AC-DC Converter 輸出的直流電源轉換成交流電源，方能使得複金屬燈正常工作。同時為了避免音頻共振的問題，在此選擇了低頻方波輸出的方法，來有效並徹底避免音頻共振的問題。

綜合以上兩點，本論文以全橋換流器來提供燈管一個穩定的低頻交流方波電源，如圖 4-12 所示，其中點火線圈二次測的線圈電感值通常很小，分析時可予以忽略。

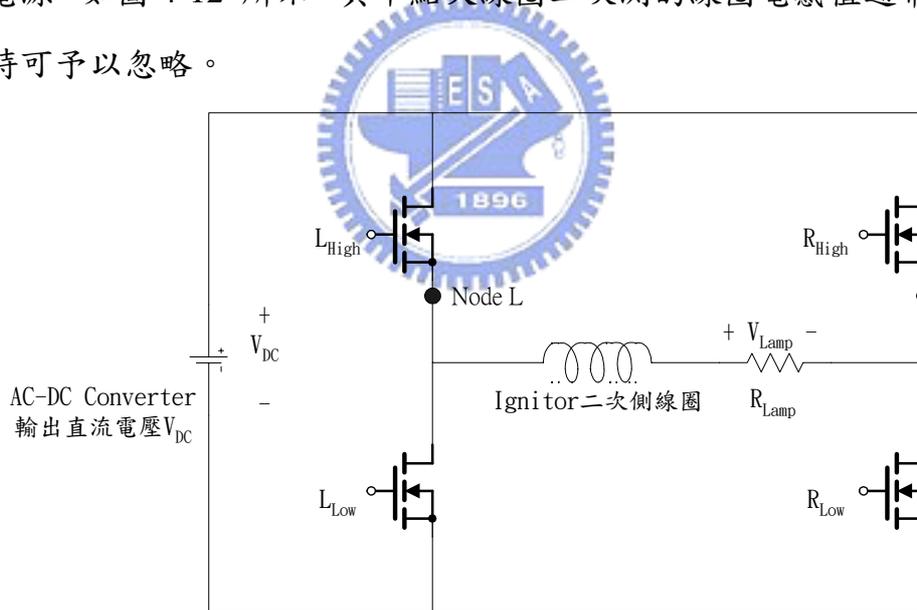


圖 4-12 全橋式方波換流器

全橋式換流器的電路操作如下，將四個MOSFET的 (L_{High} 、 R_{Low})，(L_{Low} 、 R_{High})兩兩成對，輪流導通。當 (L_{High} 、 R_{Low}) 導通時 $\rightarrow V_{Lamp} = V_{DC}$ ，當 (L_{Low} 、 R_{High}) 導通時 $\rightarrow V_{Lamp} = -V_{DC}$ ，如此持續不斷的輪流導通，將直流電壓 V_{DC} 轉換成燈管所需要的交流方波輸出，如圖 4-13 所示。

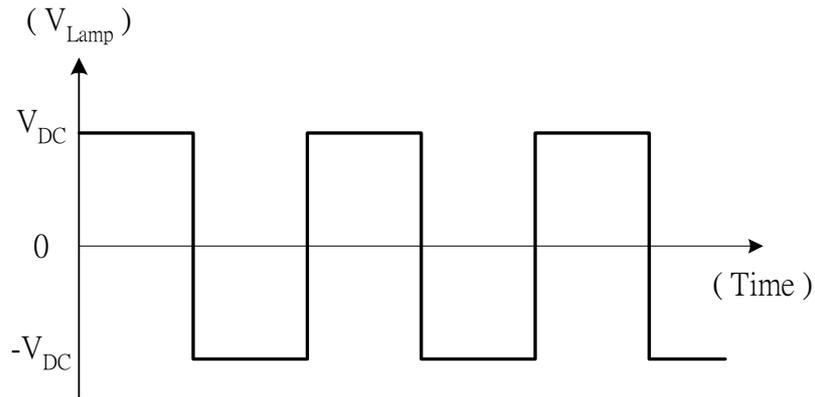


圖 4-13 全橋式方波換流器輸出(燈管跨壓 V_{Lamp})

全橋式換流器電路的 (L_{High} 、 R_{Low}) MOSFET 與 (L_{Low} 、 R_{High}) MOSFET，其導通時間，各佔切換週期的一半，也就是 Duty Ratio = 50%，但是在實際操作時，為了避免在切換時，上下 MOSFET 同時導通造成短路的情形，必須在切換時加入 Dead Time 來避免 MOSFET 因為瞬間極高的短路電流而燒毀。

加入 Dead Time 的電路實現方面，是將每次 MOSFET 的導通命令都延後 1 us，這可以使用最簡單的 RC 延遲電路來完成，如圖 4-14 所示，藉由 RC 參數的調整，可以相當準確的控制 Dead Time 的長短。

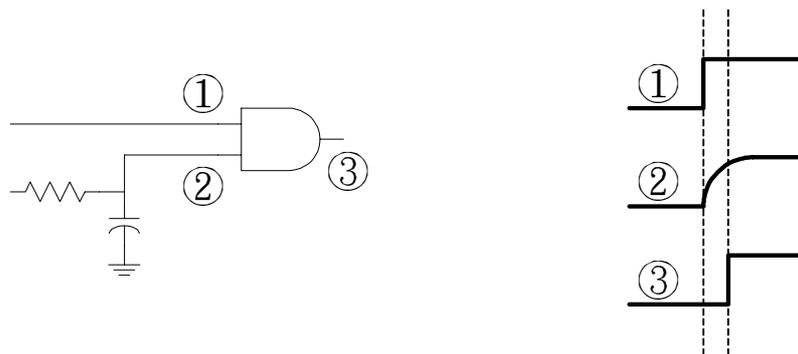


圖 4-14 Dead Time 控制示意圖

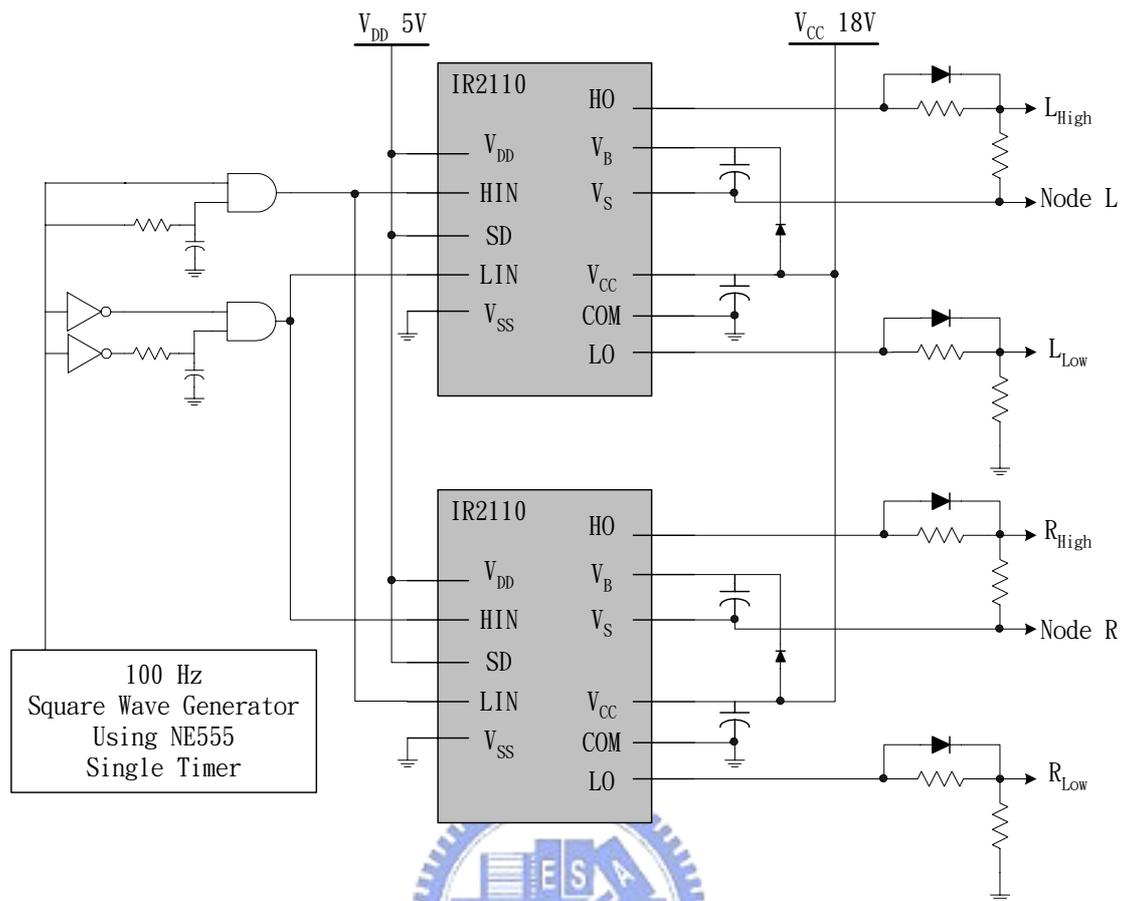


圖 4-15 全橋式換流器控制與驅動電路

圖 4-15 為全橋式換流器的控制與驅動電路，首先由 555 震盪電路負責產生一頻率 100Hz 的低頻方波，不經過 Inverter 的訊號為 (L_{High} 、 R_{Low}) MOSFET 對的驅動訊號，而經過 Inverter 的訊號為 (L_{Low} 、 R_{High}) MOSFET 對的驅動訊號。接下來所有驅動訊號都必須加入 Dead Time 控制電路來避免上下臂的 MOSFETs 同時導通。由於 TTL IC 的輸出電壓 (5V) 以及驅動能力都不足以驅動 MOSFETs，因此有必要加入驅動電路，方能順利驅動 MOSFETs。

驅動電路方面，使用 IR2110 這一顆 High and Low Side Driver，在此簡單的介紹一下此類 IC 的工作原理，如圖 4-16 所示。Low Side Driver 的部分僅是將電壓及驅動能力提高，在此不做贅述，而 High Side Driver 的部分是利用下臂 MOSFETs 導通之時，C1 電容獲得接地的路徑，因此經由 D1

對其充電，來提供上臂 MOSFET 導通時所需要的 V_{GS} 跨壓，達成 High Side Driver 的目的。

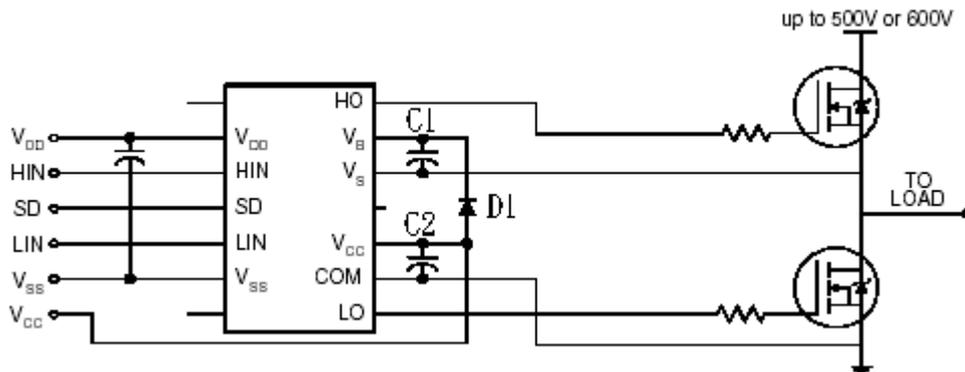


圖 4-16 IR2110 使用方法、工作原理示意圖

4-8 高壓產生器

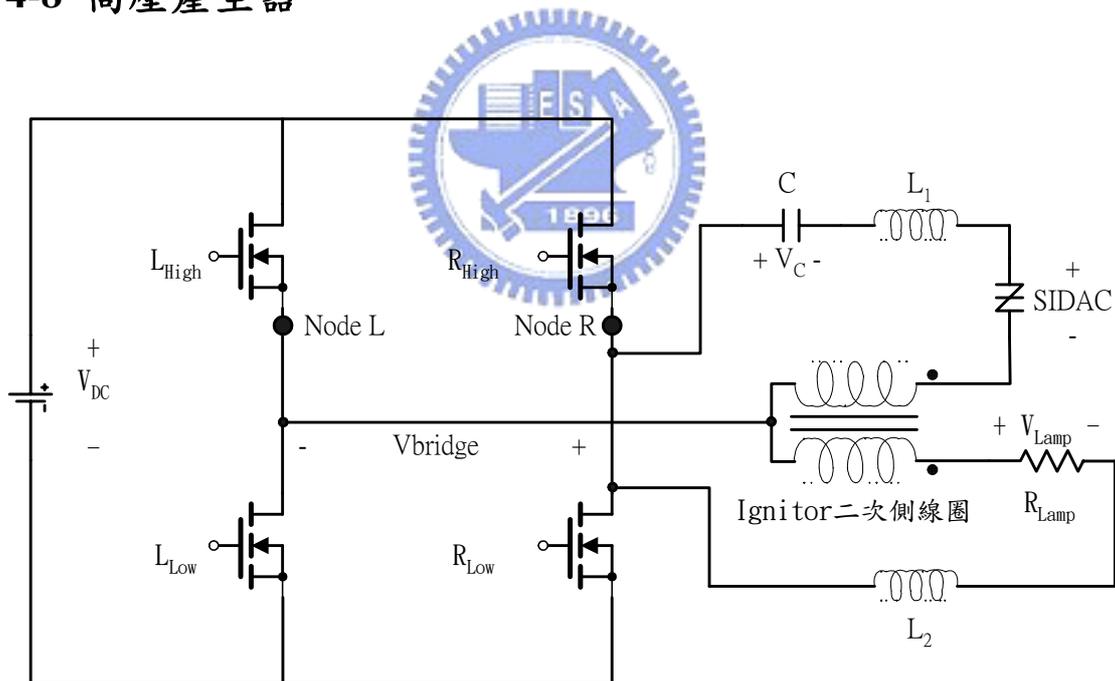


圖 4-17 高壓產生器電路圖

圖 4-17 為高壓產生器的電路圖，整個高壓產生器由四個元件組成，分別是電容 C 、電感 L_1 、高壓觸發矽雙向二極體 SIDAC (Silicon Diode for Alternating Current) 以及升壓變壓器。電路的運作原理如圖 4-18 所示，當

$V_{\text{Bridge}} = V_{\text{DC}}$ 時，此時電容電壓為 $-V_{\text{DC}}$ ，因此將有 $2V_{\text{DC}}$ 的電壓跨在SIDAC上，由於此電壓大於SIDAC的崩潰電壓，故SIDAC導通，在 V_{Bridge} 經由電感 L_1 (L_1 與 C 形成LC共振，延長高壓產生的時間，確保能順利點火)對電容 C 充電的同時，也將電壓經由升壓變壓器感應到二次側，作為燈管點燈所需的高壓，電流會在電容電壓上升到 V_{DC} 時變為零，同時SIDAC也會因為電流小於保持電流(Holding Current)而截止。由於SIDAC具有雙向性，且其正負向的崩潰電壓相差無幾，因此下一次觸發為 $V_{\text{Bridge}} = -V_{\text{DC}}$ 時，此時電容電壓為 V_{DC} ，因此將有 $-2V_{\text{DC}}$ 的電壓跨在SIDAC上，由於此電壓大於SIDAC的崩潰電壓，故SIDAC導通，同理電流會在電容電壓下降到 $-V_{\text{DC}}$ 時變為零，同時SIDAC也會截止。如此週而復始，利用方波邊緣觸發的方式來產生高壓，直到燈管導通後，由於燈管暫態、穩態電壓都自動降至低於SIDAC觸發電壓的 $1/2$ ，因此高壓產生器也會自動停止工作。

燈管穩態電壓為 95V ，因此在這裡選擇 200V 的SIDAC，來確保燈管導通後，高壓產生器會停止工作。另外升壓變壓器的圈數比取決於所需的點燈電壓以及一次側的輸入電壓，假設燈管尚未導通時 V_{DC} 電壓為 200V ，這表示一次側輸入電壓為 $2V_{\text{DC}} = 400\text{V}$ ，而複金屬燈的點燈電壓大約為 4KV ，因此只要升壓變壓器的圈數比大於 10 ，就能確保提供足夠的點燈電壓。

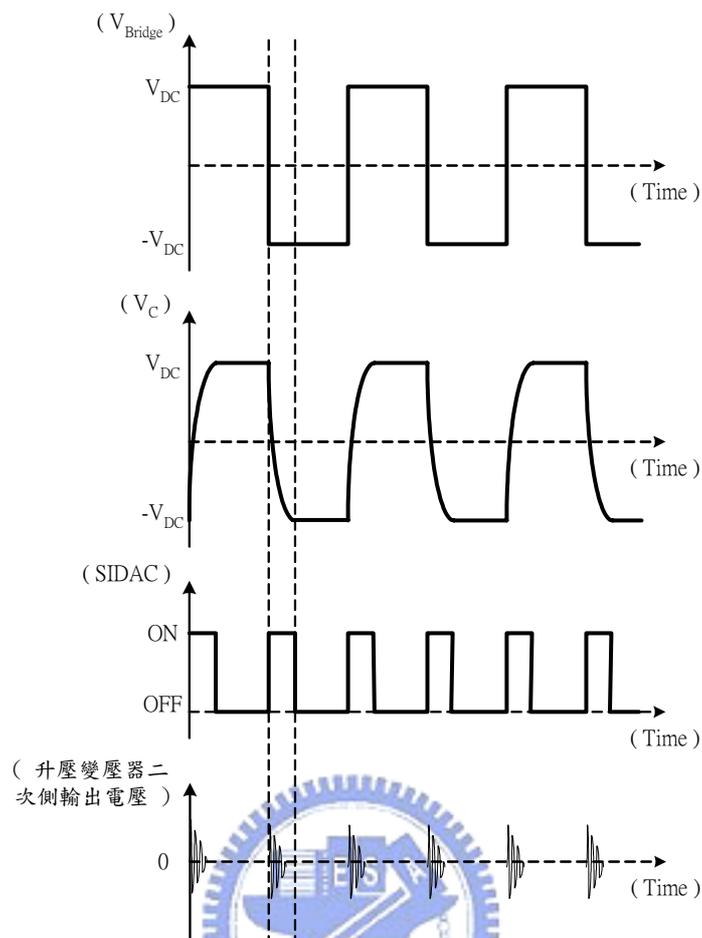


圖 4-18 高壓產生器電路波形分析圖

另外可以注意到高壓產生器中有一個電感 L_1 ，其與電容 C 能產生LC共振，因此能使得高壓連續產生一段時間，如圖 4-19 (b)所示，確保燈管能順利的啟動，圖 4-19 為有無加入電感 L_1 所產生的高壓波形比較。

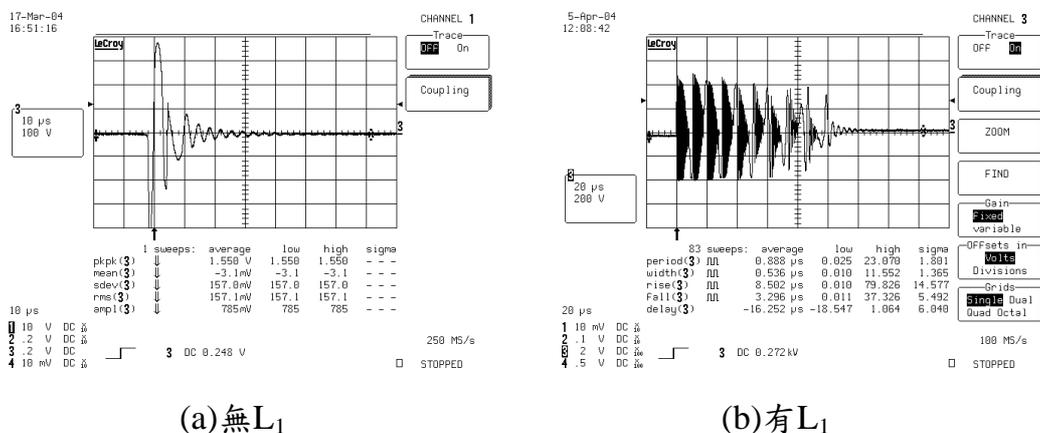


圖 4-19 高壓產生器有無加入 L_1 之輸出高壓波形比較(經電阻分壓)

第五章 實驗結果與討論

5-1 前言

本章將根據第三章的理論基礎與第四章之設計流程所實做之實體電路做進一步的分析與驗證，以便將所量測到的實做電路波形與理論作一個對照。以下將電子安定器分為四部分來各別驗證其功能，分別為如下：

5-2 節 全橋式方波換流器，5-3 節 點火電路，5-4 節 BIFRED Converter，5-5 節 燈管工作之實驗結果。

5-2 全橋式方波換流器

圖 5-1 所示為全橋式方波換流器四個電晶體的閘極驅動電壓 V_{GS} ，可以看出閘極電壓兩兩成對(1、4)、(2、3)輪流導通以產生方波電壓輸出。

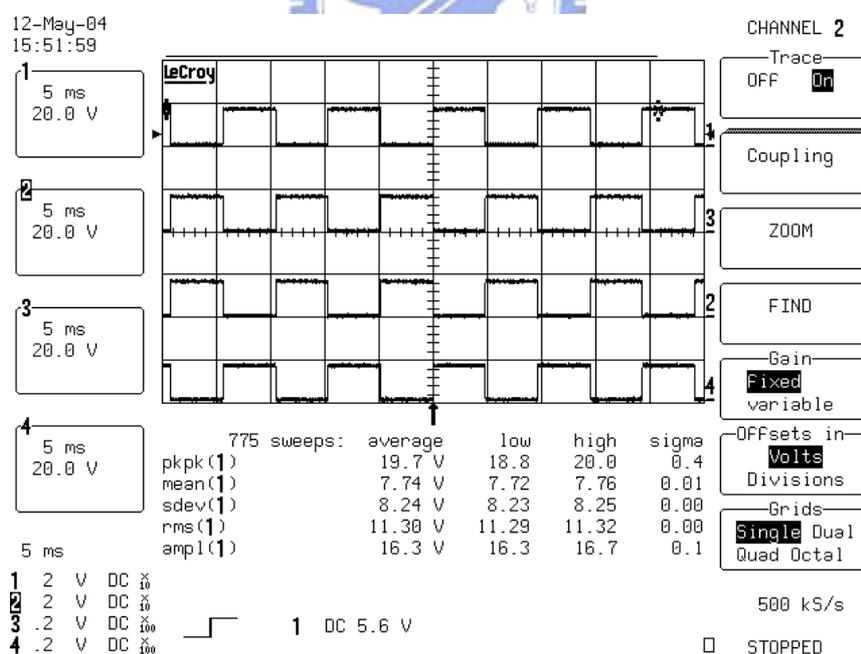


圖 5-1 全橋式方波換流器四個電晶體的閘極驅動電壓 V_{GS} (20 V/div)

圖 5-2 所示為將圖 5-1 時間軸縮短的閘極電壓訊號，可以明顯的看出電晶體的導通訊號較電晶體的截止訊號延遲了 $1\mu s$ ，也就是此 $1\mu s$ 內，四個電晶體都截止，亦即達成了死區時間(Dead Time)控制，這可以防止上下臂電晶體同時導通造成短路的情況。

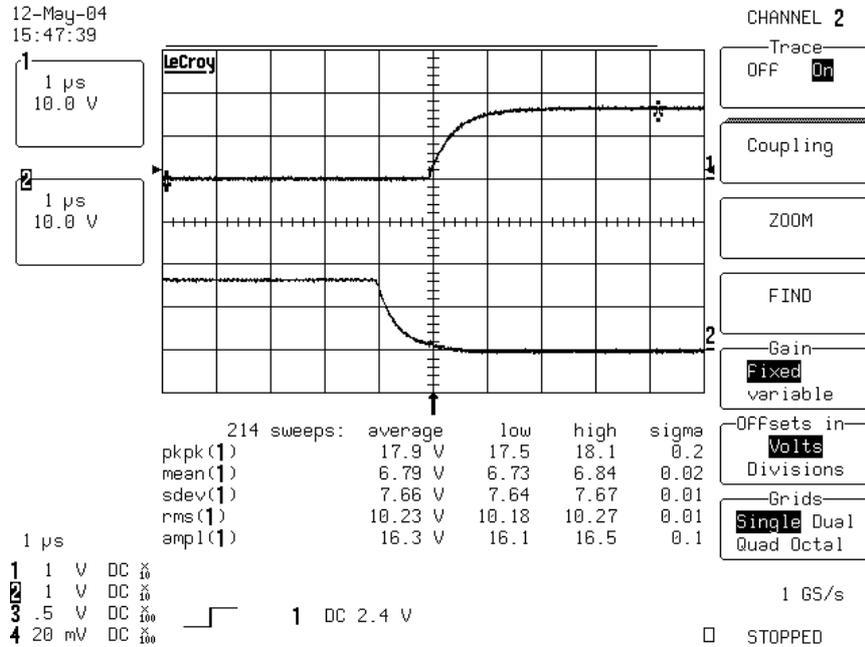


圖 5-2 死區時間(Dead Time)控制

5-3 點火電路

圖 5-3 為高壓產生器在全橋式方波換流器切換的瞬間產生高壓的情形，由於使用的 SIDAC 約在 200V 達到崩潰電壓，因此待燈管導通，電壓降低後，高壓產生器即會因為電壓過低而自動停止工作。圖 5-4 為產生高壓的放大波形，可以明顯的看出，因為在高壓產生器上加入電感與電容形成 LC 共振的關係，所以能連續產生多次高壓，產生的高壓比一般高壓產生器(圖 5-5)持續更長的時間，這能使燈管的啟動更為可靠、順利。

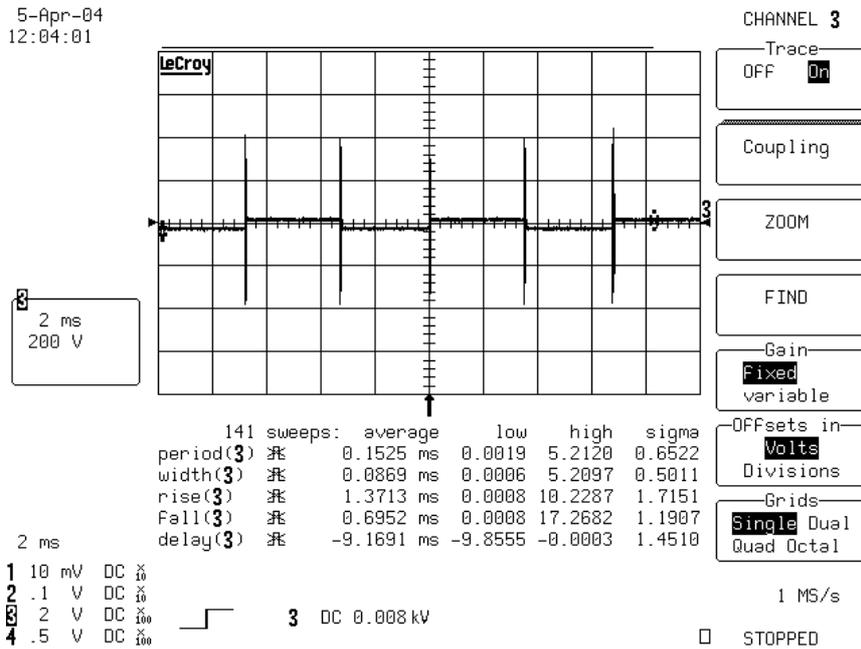


圖 5-3 高壓產生器在全橋式方波換流器切換的瞬間產生高壓的波形

(經電阻分壓)

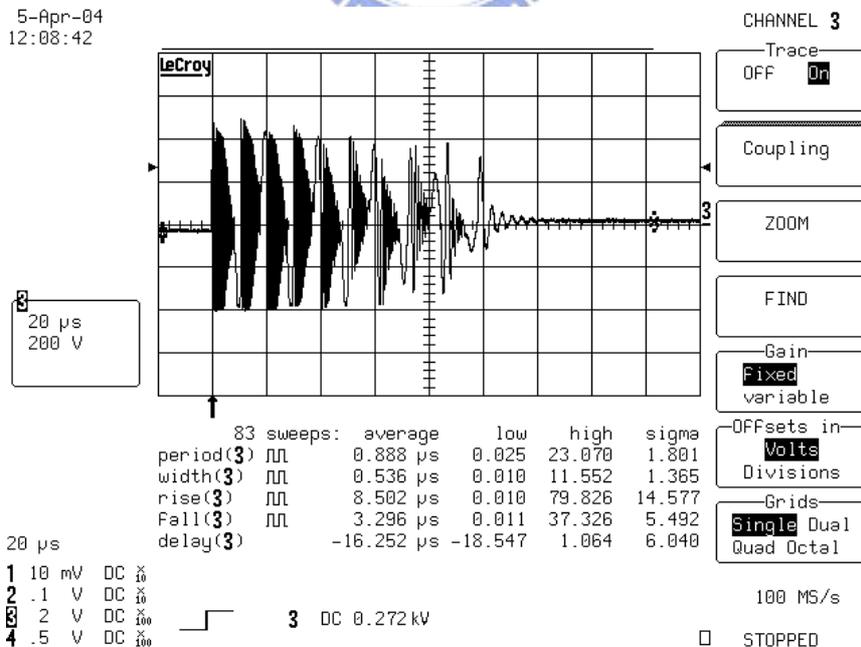


圖 5-4 產生高壓的放大波形(經電阻分壓)

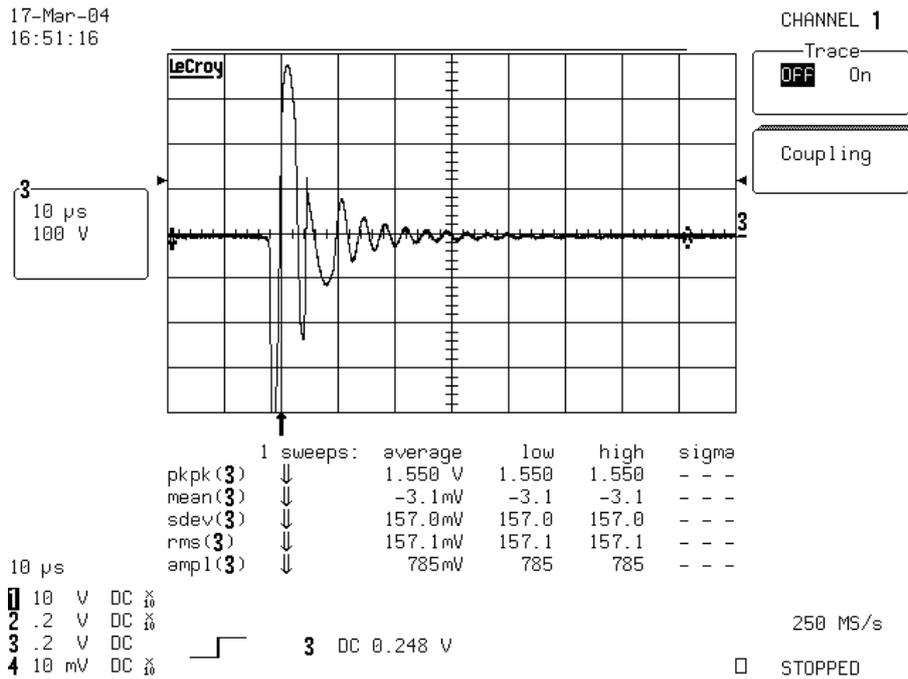


圖 5-5 一般高壓產生器(不加電感)產生之高壓波形(經電阻分壓)

5-4 BIFRED Converter

圖 5-6 為市電 110 V_{ac}輸入，電路於 150 W 工作時，輸入電壓、電流的波形，其中功率因數=98.4 %。

圖 5-7 ~圖 5-12 分別為不同輸入電壓下，電路工作於 150 W 時的輸入電壓、電流波形，能發現輸入電流追隨輸入電壓波形，達成 Self PFC 的效果。

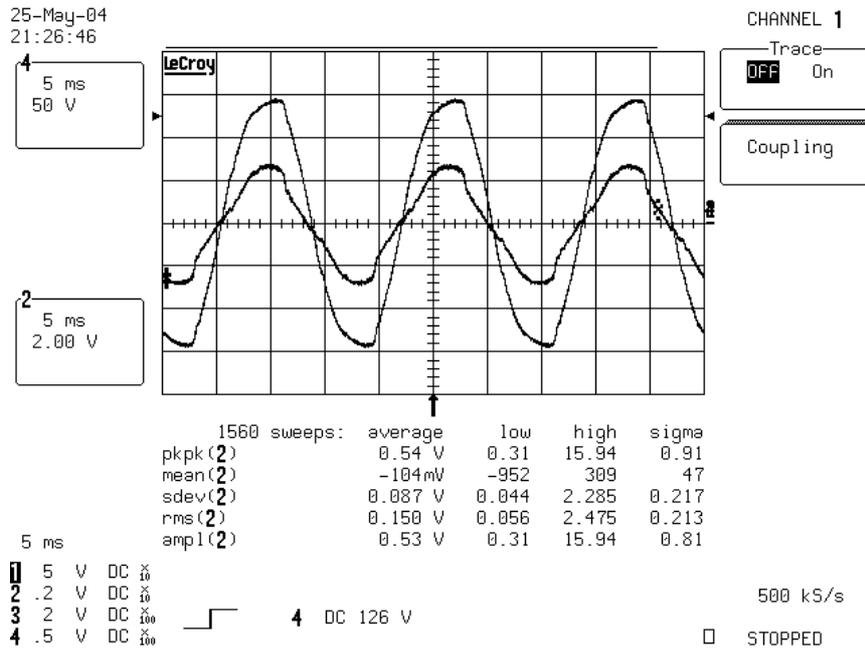


圖 5-6 市電 110 V_{ac}輸入時，輸入電壓(50 V/div)與電流(2 A/div)波形

功率因數=98.4 %。

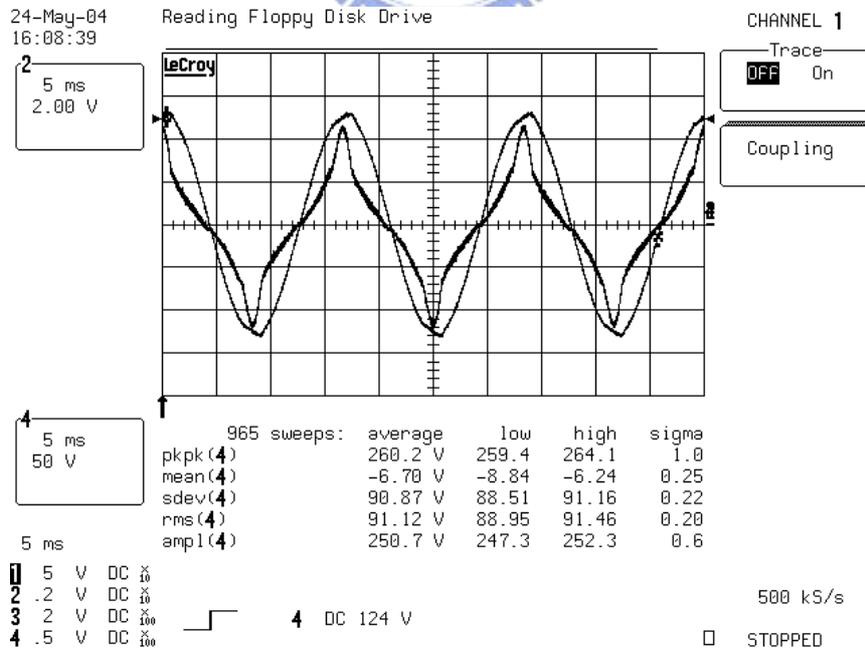


圖 5-7 V_{ac}=90 V_{ac} 時，輸入電壓(50 V/div)與電流(2 A/div)波形

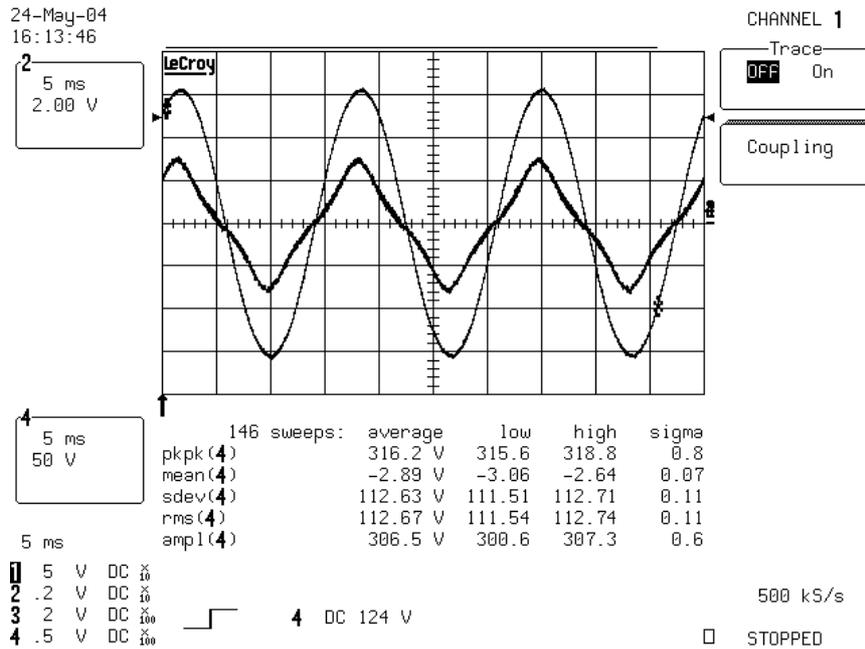


圖 5-8 $V_{ac}=110 V_{ac}$ 時，輸入電壓(50 V/div)與電流(2 A/div)波形

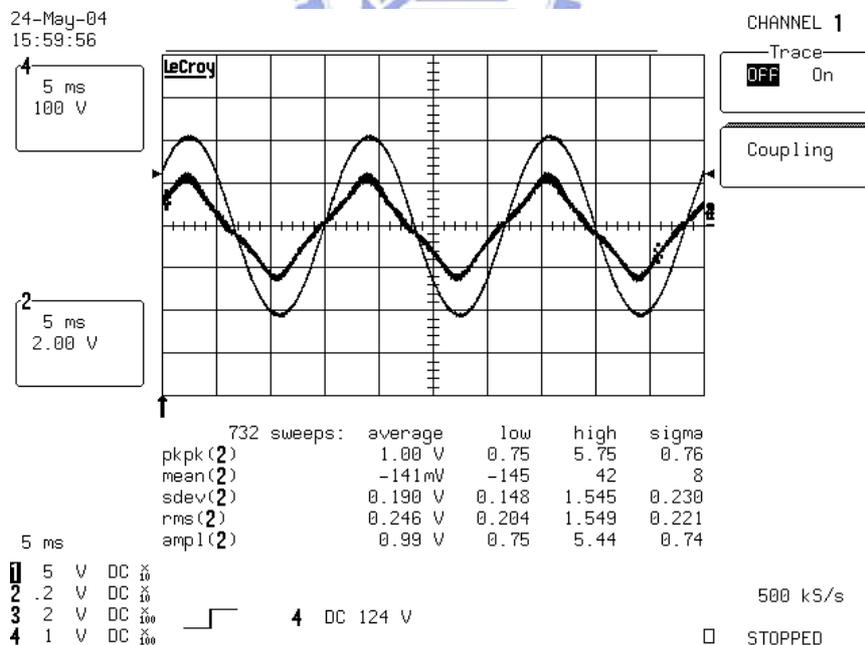


圖 5-9 $V_{ac}=150 V_{ac}$ 時，輸入電壓(100 V/div)與電流(2 A/div)波形

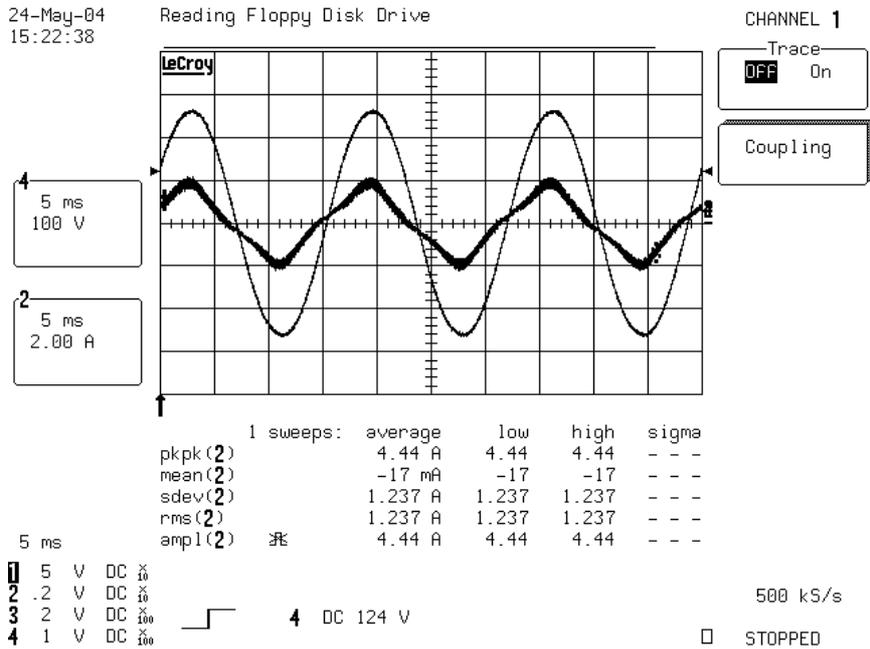


圖 5-10 $V_{ac}=190 V_{ac}$ 時，輸入電壓(100 V/div)與電流(2 A/div)波形

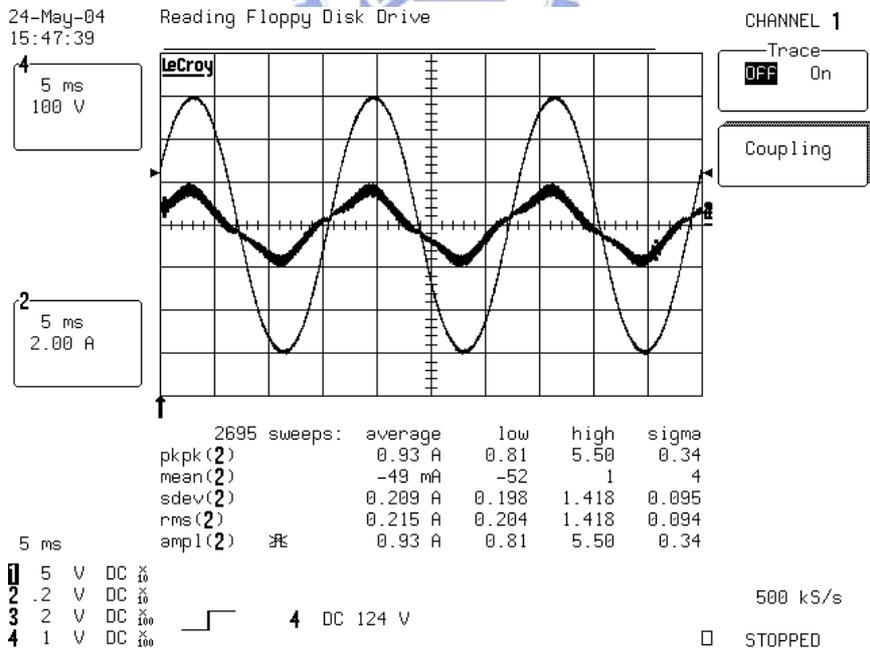


圖 5-11 $V_{ac}=220 V_{ac}$ 時，輸入電壓(100 V/div)與電流(2 A/div)波形

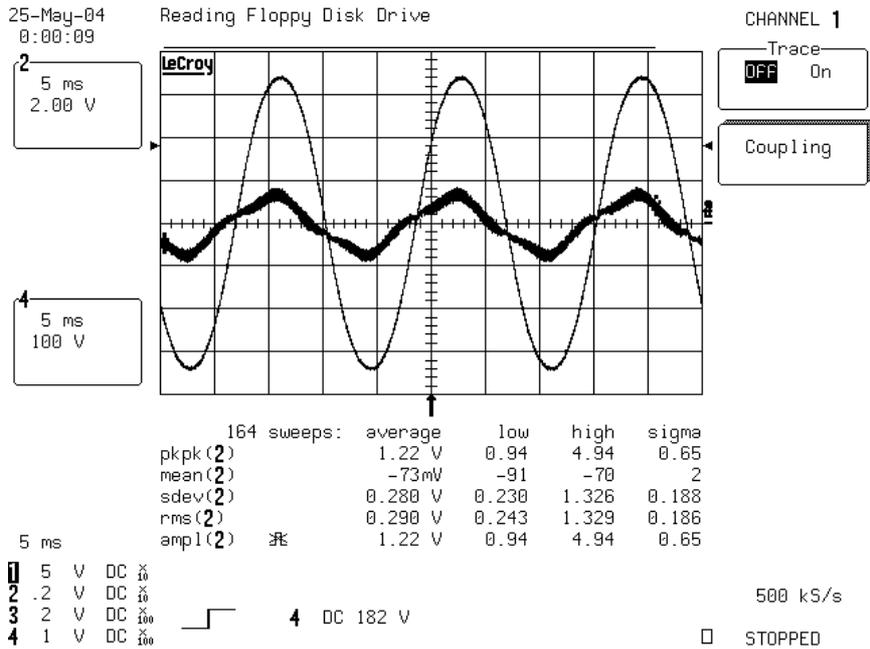


圖 5-12 $V_{ac}=260 V_{ac}$ 時，輸入電壓(100 V/div)與電流(2 A/div)波形

輸入線電壓與功率因數的關係繪製成圖 5-13，可以發現輸入電壓約為 130 V_{ac} 時，功率因數最高；隨著輸入電壓的變化，功率因數約在 0.93 ~ 0.98 之間變動，以下將說明為何低壓和高壓時功率因數下降的原因。

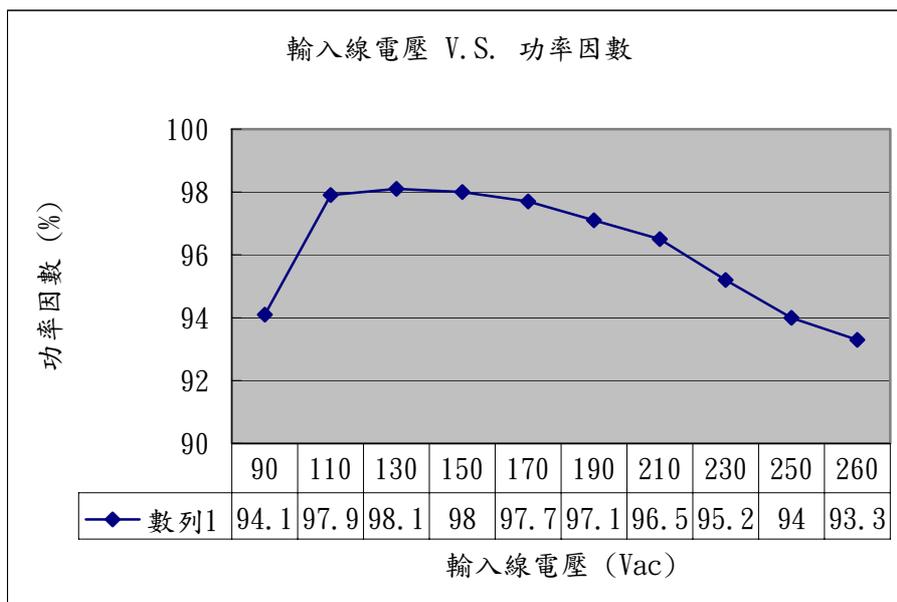


圖 5-13 輸入線電壓與功率因數的關係

圖 5-14 為 90 V_{ac}輸入時的電感電流波形，圖 5-15 為 110 V_{ac}輸入時的電感電流波形，可以很明顯的發現在 90 V_{ac}輸入時，電感電流在接近輸入電壓峰值的時候，進入了CCM模式，由於電感電流並非在整個週其中都維持在DCM模式，因此Self PFC的效果變差，這也是為何 90 V_{ac}輸入時，PF較低的緣故。

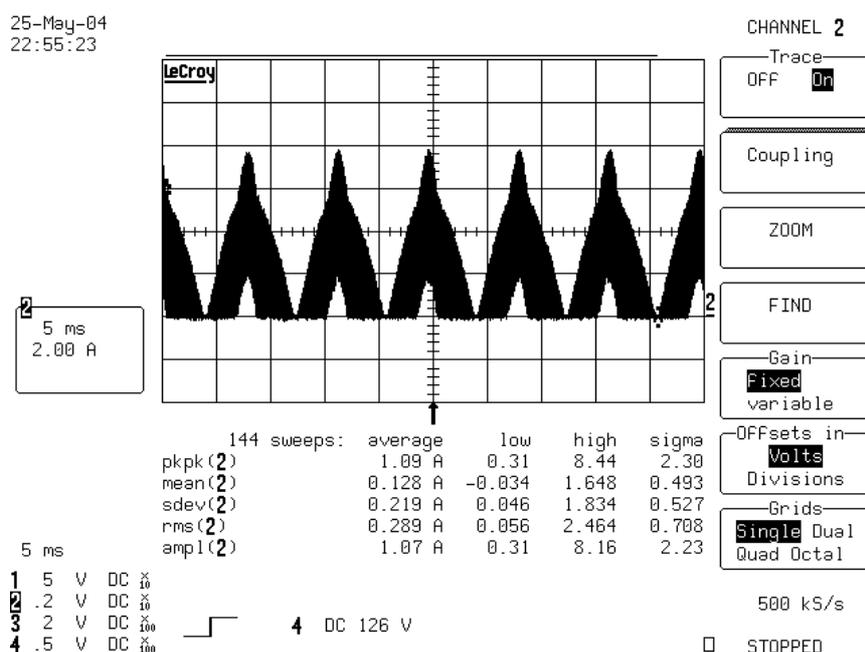


圖 5-14 輸入電壓為 90 V_{ac}時的電感電流(2 A/div)波形

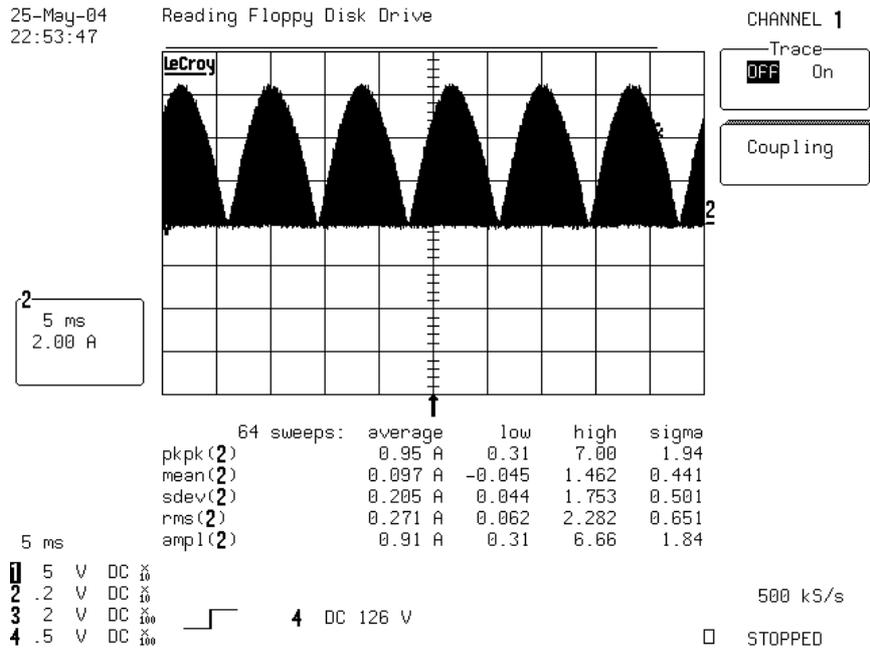


圖 5-15 輸入電壓為 110 V_{ac}時的電感電流(2 A/div)波形

圖 5-12 為 260 V_{ac}輸入時的輸入電壓電流波形，由圖中可以看出電流波形在線電壓零交越處有明顯失真及電流相位落後的現象。為特究其源由將模擬之輸入電壓電流波形配合儲能電容電壓的變化示於圖 5-16 中，以便說明為何高壓時功率因數下降的原因。圖 5-16 中標示A的區域中電流波形上升速率較圖中標示B的區域中電流波形緩慢些，這是造成高壓輸入時功率因數下降的主要原因。以下將說明此現象的成因。由 3-2-2 節的分析可以知道，如果單級單開關轉換器要獲得良好的Self PFC效果，前提是開關控制訊號的Duty Ratio必須維持定值，但是轉換器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Duty Ratio才可能為定值。然而在真實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因此儲能電容勢必會有一個兩倍線頻（120 Hz）的漣波，如圖 5-16 所示。因此在圖中標示A的區域時，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

Duty Ratio變大造成輸入電流在全程比例上偏大，同理在B的時候，儲能電容電壓較高，因此Duty Ratio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落後現象，因此功率因數隨之下降。

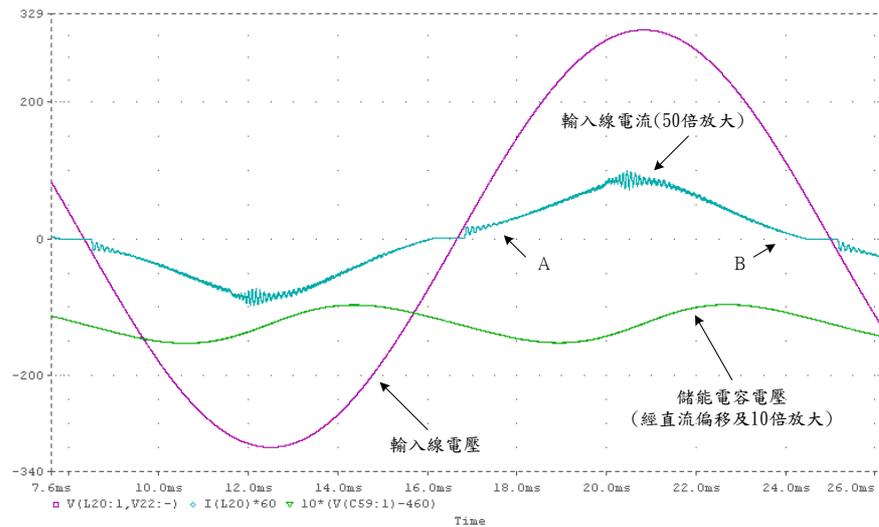


圖 5-16 模擬之輸入電壓電流波形配合儲能電容電壓的變化

輸入線電壓與總諧波失真的關係繪製成圖 5-17，由圖中可以看出，除了 $90 V_{ac}$ 輸入時，因為電感電流進入 CCM，T. H. D. = 32.6% 偏高外，其餘輸入電壓下，T. H. D. 的值都小於 20%。

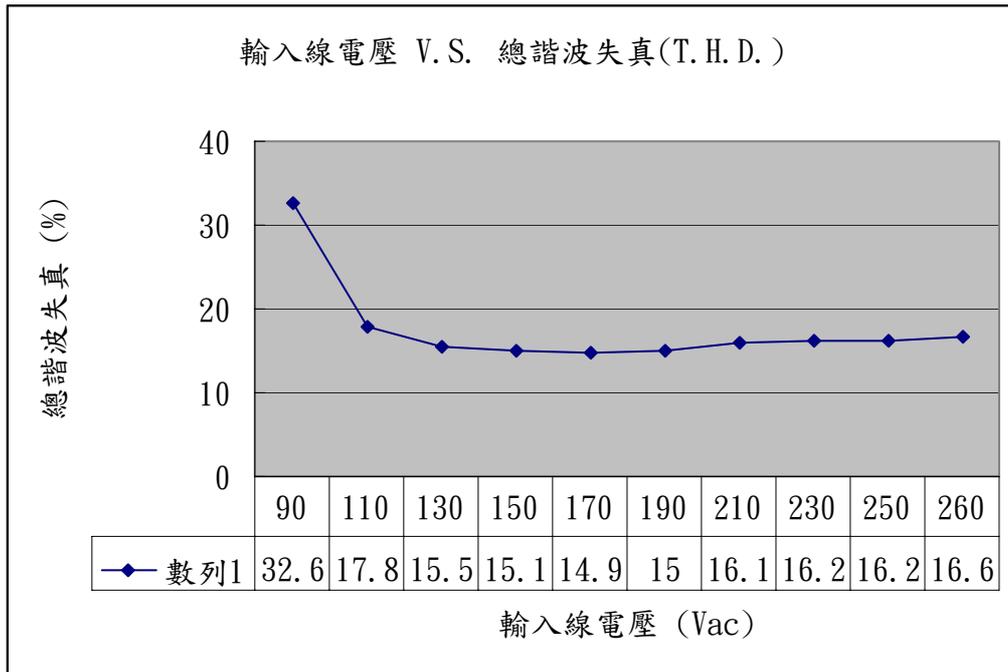


圖 5-17 輸入線電壓與總諧波失真的關係

輸入線電壓與儲能電容電壓的關係繪製成圖 5-18，由圖中可以看出隨著輸入電壓的提昇，儲能電容電壓也隨之提昇，在 260 V_{ac}輸入時有最大值 470 V。由[39]可以知道儲能電容電壓的高低與圖 3-4 中 L_p/L_b 的值有關， L_p/L_b 的值越高，儲能電容電壓值也越高，因此藉由加大 L_b 或是減小 L_p 的值，對於儲能電容電壓的降低都有助益。但是加大 L_b 會造成低壓時，電感電流進入 CCM，導致功率因數下降。而減小 L_b 會造成開關電流增加，甚至會使得反馳式轉換器的部分進入 DCM 操作，因此本實驗電路參數的設定是功率因數、開關電流與儲能電容電壓三者權衡而來。

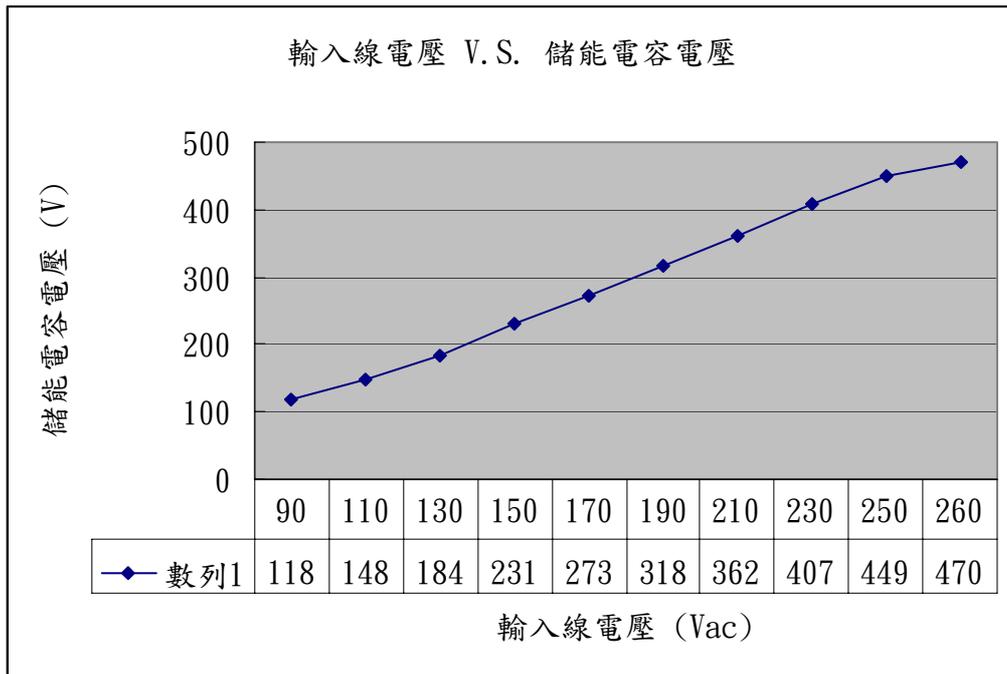


圖 5-18 輸入線電壓與儲能電容電壓的關係

輸入線電壓與效率的關係繪製成圖 5-19，可以發現隨著輸入電壓的提昇，效率有些許的提昇，這是因為輸入電壓高時，開關流經的電流降低，因此減低了開關的導通損失，同時電路中磁性元件的鐵損也因此下降，使得效率提昇。

單級單開關架構中最不利的一點便是電流應力，首先 Self-PFC 的效能如果要好，勢必得將升壓轉換器的電感電流操作在 DCM，如此一來電流就小不下來，同時電感的鐵損也將隨電流增加而增加。第二是開關的部分，由於兩個電路共用一個開關，再加上升壓轉換器操作在 DCM，因此開關電流相當大，這也使得開關的導通損大增，如果不能選用低導通電阻的開關，則開關上的功率損失勢必相當大。除了以上兩點，變壓器的轉換效率對於電路效率的影響也是相當大的。

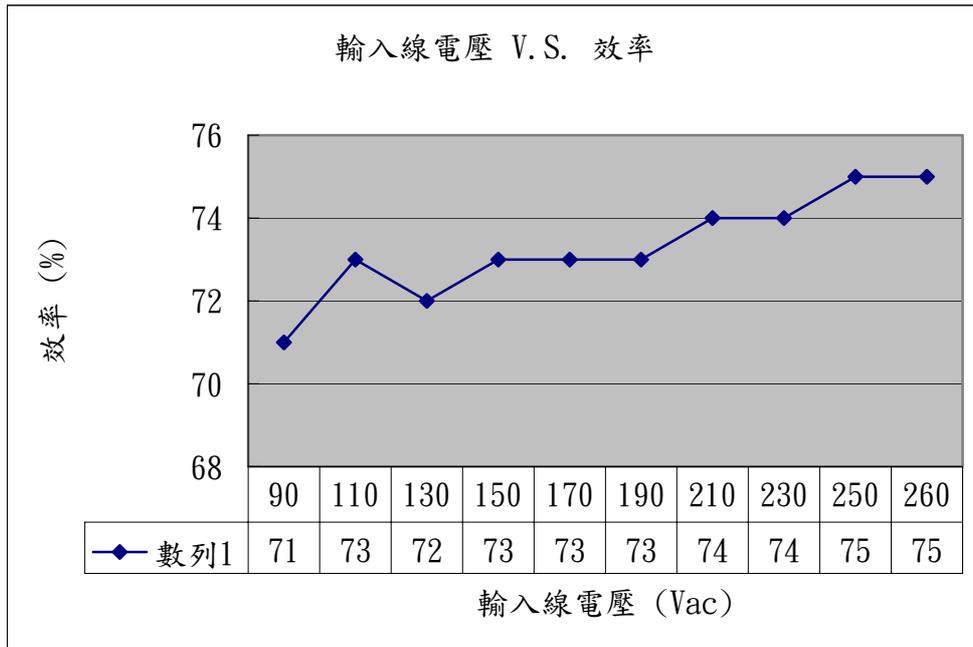
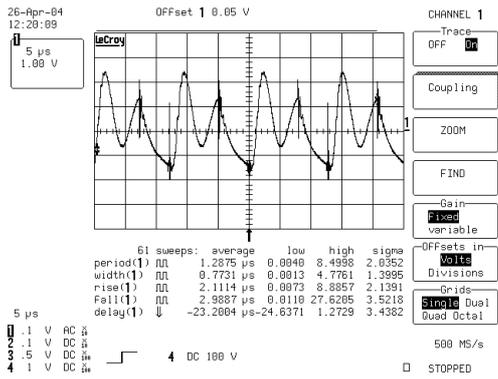
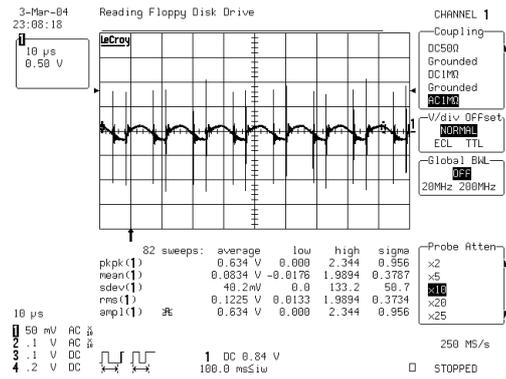


圖 5-19 輸入線電壓與效率的關係

為了避免在 2-3-1 節中所述，因為輸出電容過大導致電路震盪因而使得燈管熄滅，因此本實驗中 BIFRED 轉換器的輸出電容很小，只有 12 μF ，但過低的輸出電容對於輸出電壓漣波不利，圖 5-20(a)是輸出電容 12 μF 時，輸出電壓漣波的情形，電壓調整率約為 2.4%。而圖 5-20(b)是輸出電容為 660 μF 時，輸出電壓漣波的情形，電壓調整率約為 0.2%。但是因為燈管對於電壓調整率並不很要求，故這並不會影響複金屬燈的正常工作。



(a)



(b)

圖 5-20 (a) 輸出電容 12 μF 時輸出電壓漣波 (b) 輸出電容 660 μF 時輸出電壓漣波

圖 5-21 為二次側輸出二極體的電流，可以看出 3-3 節中所提到的，升壓轉換器以及反馳式轉換器併聯輸出的效果，這對於電路效率的提昇以及儲能電容電壓的降低都有幫助。另外由圖 5-22 可以看出 LC Snubber 的效果，這能免除變壓器漏感在開關上形成極高的電壓，損毀開關的疑慮。

綜合以上可知，本電路的確能在泛用型電源輸入 ($90\text{ V}_{ac} \sim 260\text{ V}_{ac}$) 下工作，並且具有良好的功率因數以及低諧波失真。

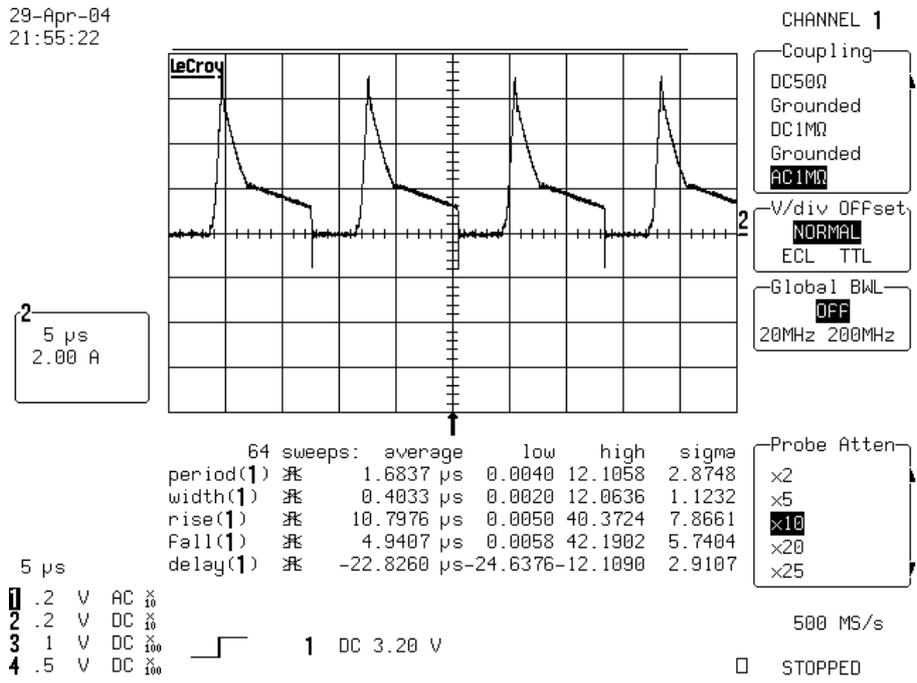


圖 5-21 二次側輸出二極體的電流波形(2 A/div)

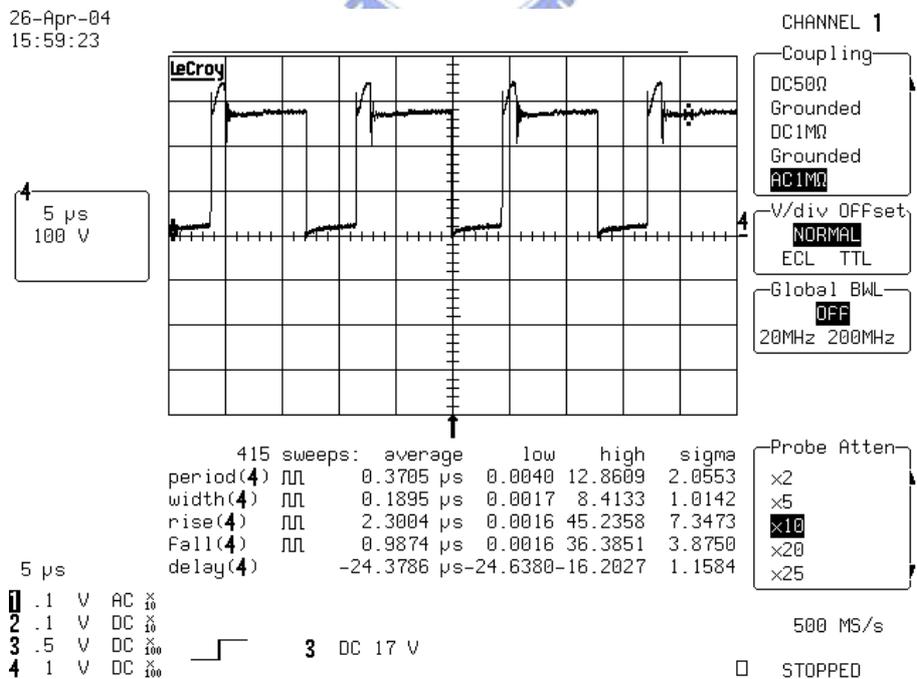


圖 5-22 開關跨壓 V_{ds} (100 V/div)

5-5 燈管工作之實驗結果

圖 5-23 為燈管進入穩態後，燈管電壓及燈管電流的波形，由於燈管已經進入穩態，因此燈管特性類似於純電阻，燈管電壓電流呈現線性關係，都為低頻方波。

圖 5-24 記錄了燈管從啟動到進入穩態之暫態情形，可以看到一開始燈管電流約限制在 2.5 A，防止燈管流經過大的電流而損壞，這證明了 3-4 節所述的控制方法，確實能達成最大電流限制的效果。此後隨著燈管溫度提升，燈管電壓逐漸上升，燈管電流逐漸下降，最後進入穩態後，燈管電壓約為 95V，燈管電流約為 1.6A，進入 150W 穩態操作。

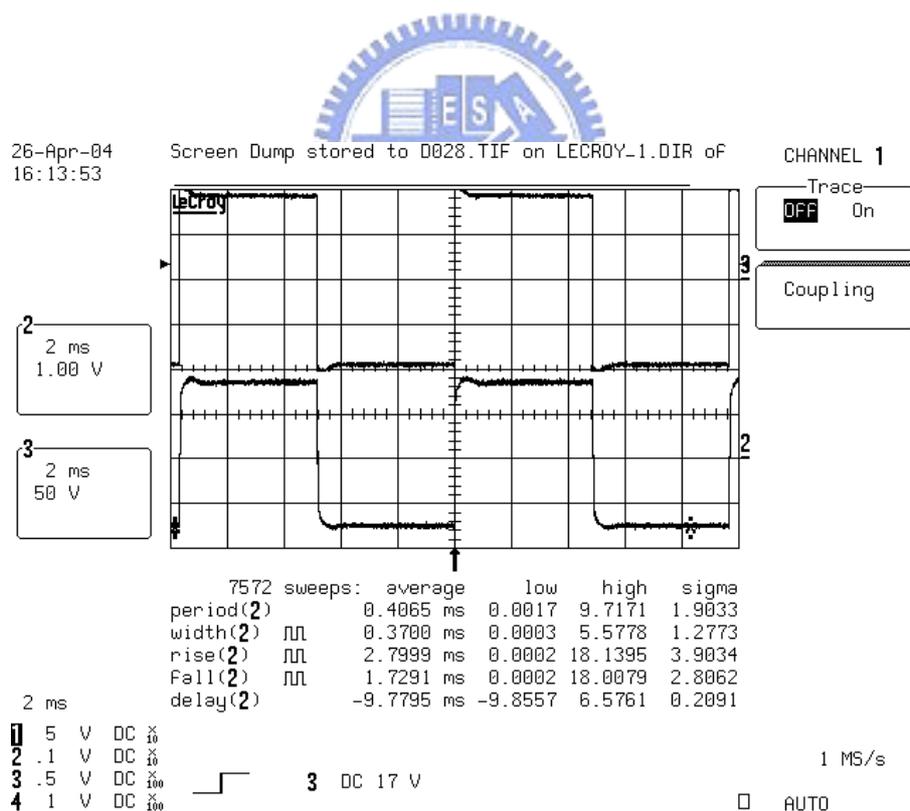


圖 5-23 燈管進入穩態後，燈管電壓(50 V/div)及電流(1 A/div)的波形

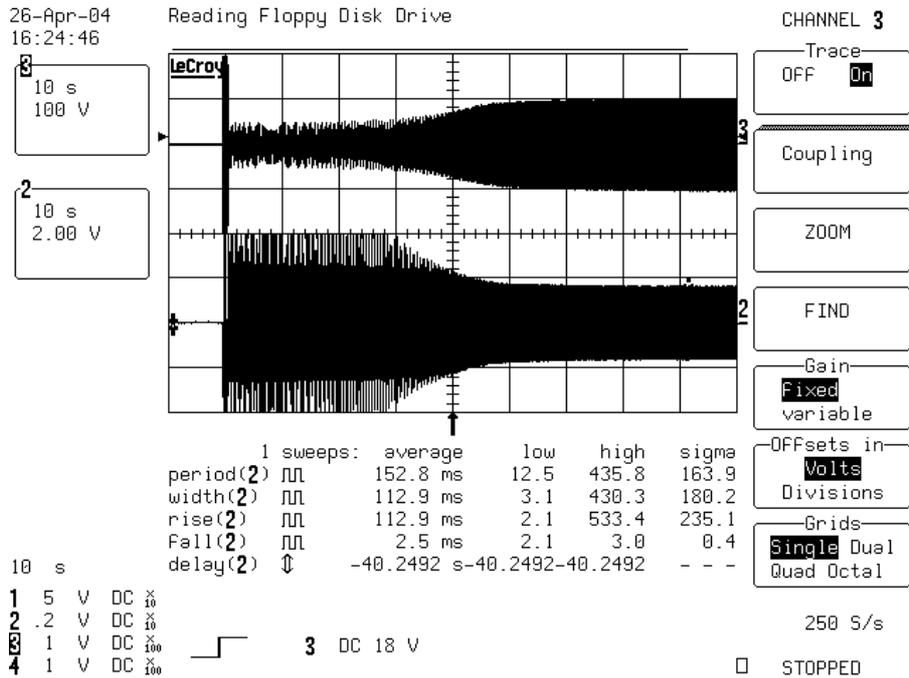


圖 5-24 燈管啟動暫態之燈管電壓(100 V/div)及電流(2 A/div)的波形



圖 5-25 為燈管啟動後由暫態到穩態燈管的功率變化，可以看出燈管剛啟動時的燈管功率為 50 W，約經過 40 秒後，燈管功率達到 150 W，此後功率都一直維持在 150 W，這證明了 3-4 節所述的控制方法，確實能達成定功率控制的效果。

圖 5-26 為燈管啟動後由暫態到穩態的燈管等效電阻變化，這與 2-3-1 節中所分析的燈管等效電阻暫態變化情形相符合。隨著燈管的溫度逐漸增加，燈管的等效電阻也隨之上升，直到燈管與周遭環境達成熱平衡後，燈管等效電阻維持一個定值，約為 65 Ω 。

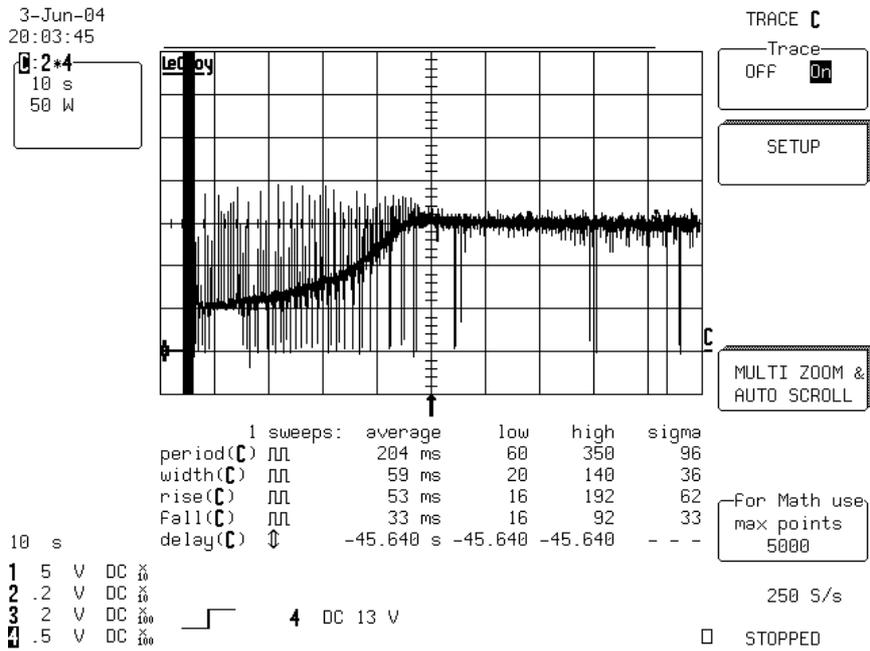


圖 5-25 燈管啟動後由暫態到穩態的燈管功率變化(50 W/div)

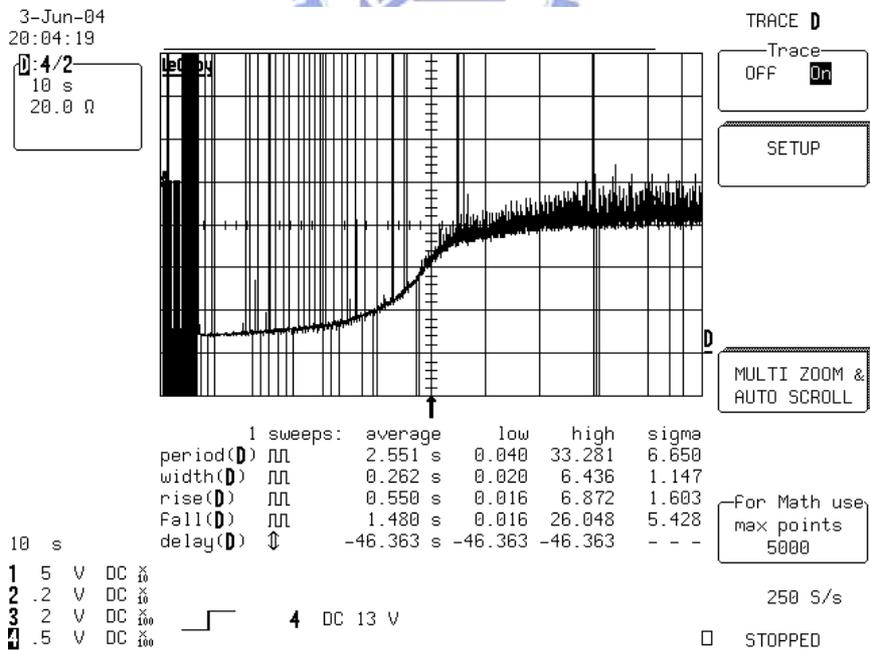


圖 5-26 燈管啟動後由暫態到穩態的燈管等效電阻變化(20 Ω /div)

第六章 結論與展望

6-1 結論

本論文提出一完整的複金屬燈電子安定器設計方法，使用單級單開關的 AC-DC Converter 取代傳統的兩極架構，來達成 PF 校正以及穩定電壓輸出的功能，另外也使用了最大電流限制以及定功率輸出的控制方法，不但可以保護燈管在啟動初期不會因為過電流而損壞，更能確保燈管在穩態操作時能有穩定的光輸出。另外針對音頻共振的問題，使用全橋式換流器來提供燈管一穩定的交流方波電源，更可以有效的抑制音頻共振的問題。

6-2 展望

由於能源有限，近年來能源危機的議題備受重視，因此具有高發光效率的 HID 燈就成為下一代照明的主流光源。早期的 HID 燈多半由於瓦特數過高，因此不適合用於室內照明，近年來低瓦特數的複金屬燈逐漸推出，如果能配合低價且穩定的電子安定器銷售，相信必然會成為未來室內照明的主流，因此如何簡化電路架構並且降低生產成本勢必成為未來發展的重點。

本論文以理論及實驗證明的方式驗證了以單級單開關的電源架構，取代傳統兩級架構應用在複金屬燈電子安定器上的可行性，但是還是有著儲能電容電壓稍高的問題，目前已有 DC-Bus Voltage Feedback[40]以及 Link Voltage Suppressing Circuit[41]等方法被提出來解決儲能電壓過高的問題，如果可以將儲能電容電壓壓制在 450 V 以內，而且對功率因數的影響不大的話，對於元件的使用上會更有彈性。

未來如果能再結合耦合電感的技術，將線圈都集中在同一鐵心上，勢必能再縮小電路體積，另外也可以加入熱點燈的功能，以便在特殊場合使用。

參考文獻

- [1] 蔡慶龍， “低功率複金屬燈與周邊裝置，” 工研院能資所，2003。
- [2] 林卓賢， “汽車氙燈之電子安定器設計，” 交通大學電機與控制工程學系碩士論文，2002。
- [3] M. Shvartsas, and S. Ben-Yaakov, “A SPICE Compatible Model of High Intensity Discharge Lamps,” *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, vol. 2, pp. 1037 – 1042, June. 1999.
- [4] J. Olsen, and W.P. Moskowitz, “Time Resolved Measurements of HID Lamp Acoustic Frequency Spectra,” *IEEE Industry Applications Conference*, vol. 3, pp. 2111 – 2116, Oct. 1998.
- [5] P. van Tichelen, D. Weyen, and G. Meynen, “Test Results from High Intensity Discharge Lamps with Current Supplied at 50 Hz, 400 Hz and Modulated Between 15 and 35 kHz,” *IEEE Industry Applications Conference*, vol. 4, pp. 2225 – 2230, Oct. 1996.
- [6] 宋明俊，林再福，謝憲坤，莫清賢， “複金屬燈點特性研究，” 第二十一屆電力工程研討會，2000。
- [7] J. Zhou, L. Ma, and Z. Qian, “A Novel Method for Testing Acoustic Resonance of HID Lamps,” *Proc, IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, vol. 1, pp. 480 – 485, March. 1999.
- [8] Y.C. Hsieh, C. S. Moo, H. W. Chen, and M. J. Soong, “Detection of Acoustic Resonance in Metal Halide Lamps,” *Proc, IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, vol. 2, pp. 881 – 885, June. 2001.
- [9] 謝耀慶，宋俊明，陳憲玟，莫清賢， “複金屬燈音頻共振特性研究，” 第二十一屆電力工程研討會，2000。

- [10] W. Yan, Y.K.E. Ho, and S.Y.R. Hui, "Investigation on Methods of Eliminating Acoustic Resonance in Small Wattage High-Intensity-Discharge (HID) Lamps," *IEEE Industry Applications Conference*, vol. 5, pp. 3399 – 3406, Oct. 2000.
- [11] S. Wada, A. Okada, and S. Morii, "Study of HID Lamps with Reduce Acoustic Resonance," *Journal of the Illuminating Engineering Society*, pp. 162 – 175, 1987.
- [12] L. Laskai, P. Enjeti, and I. J. Pitel, "White-Noise Modulation of High-Frequency High-Intensity Discharge Lamp Ballasts," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, Issue. 3, pp. 597 – 605, May. 1998.
- [13] M. Gulko and S. Ben-Yaakov, "A MHz Electronic Ballast for Automotive-Type HID Lamps," *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, vol. 1, pp. 39 – 45, June. 1997.
- [14] M. H. Ohsato, S. Inarida, G. Kimura, M. Shioya, and Kawaguchi, "New Type of Ballast for HID Lamps Using Series Resonant Circuit," *IEEE International Conference on Industrial Electronics, Control, Instrumentation, and Automation*, vol. 1, pp. 191 – 195, Nov. 1992.
- [15] C. S. Moo, S. Y. Chan, and C. R. Lee, "A Single-Stage High Power Factor Electronic Ballast with Duty-Ratio Controlled Series Resonant Inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, Issue. 4, pp. 830 – 832, Aug. 1999.
- [16] J. M. Alonso, C. Blanco, A. J. Calleia, E. Lopez, and M. Rico, "Current-Clamped Resonant Inverter: Analysis and Design as a High Pressure Sodium Lamp Ballast," *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, vol. 2, pp. 999 – 1005, June. 1996.

- [17] H. Kakehashi, M. Habu, T. Ninomiya, H. Ogasawara, and Y. Ohta, "HID-Lamp Igniter Using a Two-Stage Magnetic-Pulse-Compression Circuit," *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, vol. 2, pp. 1174 – 1178, Feb. 1998.
- [18] H. Kakehashi, M. Habu, T. Ninomiya, M. Shoyama, H. Ogasawara, and Y. Ohta, "Analysis of an HID-Lamp Igniter Using a Two-Stage Magnetic-Pulse-Compression Circuit," *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, vol. 2, pp. 1768 – 1773, May. 1998.
- [19] 復旦大學電光源實驗室, "電光源原理," 上海人民出版社, 1976。
- [20] 梁從主, "經濟部工業局九十年度工業技術人才培訓計畫講義," 專案計畫名稱: 電機工業人才培訓計畫, 課程名稱: HID 電子燈電子式安定器設計與研製, 八月, 2001。
- [21] 莫清賢, 林再福, 林憲男, "最像日光的燈: 氙燈," 電力電子技術雙月刊 1999 年 4 月, pp. 19-25, 1999。
- [22] W. W. Byszewski, Y. M. Li, A. B. Budinger and P. D. Gergor, "Starting Of Metal Halide Lamps," *IEEE International Conference on Plasma Science*, pp 87 – 87, June. 1992.
- [23] Chin S. Moo, Chunk K. Huang, and Ying N. Hsiao, "High-Frequency Electronic Ballast with Auto-Tracking Control for Metal Halide Lamps," *IEEE Industry Applications Conference*, vol. 2, pp. 1025 – 1029, Oct. 2003.
- [24] T. J. Liang, K. H. Su, and W. H. Fu, "High Frequency Electrical Circuit Model of Metal-Halide Lamp," *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, vol. 2, pp. 1163 – 1167, Feb. 1998.
- [25] J. Ribas, J.M. Alonso, A.J. Calleja, E. Lopez, J. Cardesin, J. Garcia, M. Rico, "Arc Stabilization in Low-Frequency Square-Wave Electronic

- Ballast for Metal Halide Lamps,” *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, vol. 2, pp.1179 – 1184, Feb. 2003.
- [26] 宋明俊, “複金屬燈特性研究,” 中山大學電機工程學系碩士論文, 2000。
- [27] H. Peng, S. Ratanapanachote, P. Enjeti, L. Laskai, and I. Pitel, “Evaluation of Acoustic Resonance in Metal Halide Lamps and an Approach to Detect its Occurrence,” *IEEE Industry Applications Conference*, pp. 2276-2283, 1997.
- [28] J. H. Campbell, “Initial Characteristics of High Intensity Discharge Lamps on High Frequency Power,” *Illuminating Engineering Society*, vol. 64, no. 12, pp. 713, 1969.
- [29] H. H. Dahm, “New Reflection-Type Headlamps Using HID Technology,” *Automotive Design Advancements in Human Factors*. Warrendale, PA: Society Automotive Engineers, Inc. vol. SP 96/1166, pp. 153-156, 1996.
- [30] A. Reatti, “Low-Cost High Power-Density Electronic Ballast for Automotive HID Lamp,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 15, Issue. 2, pp. 361 – 368, March. 2000.
- [31] H. Nishimura, H. Nagase, K. Uchihashi, T. Shiomi and M. Fukuhara, “A New Electronic Ballasts for HID Lamps,” *Journal of the Illuminating Engineering Society*, pp. 70-76, 1988.
- [32] J. Olsen, and W. P. Moskowitz, “Time Resolved Measurements of HID Lamp Acoustic Frequency Spectra,” *IEEE Industry Applications Conference*, vol. 3, pp. 2111 – 2116, Oct. 1998.
- [33] H. Peng, S. Ratanapanachote, P. Enjeti, L. Laskai, I. Pitel, “Evaluation of Acoustic Resonance in Metal Halide (MH) Lamps and an Approach to

- Detect its Occurrence,” *IEEE Industry Applications Conference*, vol. 3, pp. 2276 – 2283, Oct. 1997.
- [34] M. Ponce, A. Lopez, J. Correa, J. Arau, and J. M. Alonoso, “Electronic Ballast for HID Lamps with High Frequency Square Waveform to Avoid Acoustic Resonances,” *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, vol. 2, pp. 658 – 663, March. 2001.
- [35] Huai Wei, and Issa Batarseh, “Comparison of Basic Converter Topologies for Power Factor Correction,” *IEEE Proceedings of Southeastcon*, pp. 348 – 353, April. 1998.
- [36] Yan Jiang, Jinghai Zhou, and Zhaoming Qian, “A Novel Single Stage Single Switch PFC Converter with Constant Power Control for Ballast for Medium HID Lamps,” *IEEE Industry Applications Conference*, vol. 5, pp. 3415 – 3418, Oct. 2000.
- [37] V. S. Murali, and C. K. Tse, “Comparison of Small-Signal Dynamics of BIFRED and Single-Stage Cascaded Boost-and-Flyback PFC Converters,” *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, vol. 2, pp. 1111 – 1117, May. 1998.
- [38] G. Spiazzi, S. Buso, and D. Tagliavia, “A Low-Loss High-Power-Factor Flyback Rectifier Suitable for Smart Power Integration,” *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, vol. 2, pp. 805 – 810, June. 2000.
- [39] 陳丹江，張仲超，“單級功率因數校正電路的直流母線電壓分析和實驗研究，” 浙江大學電力電子研究所。
- [40] Jinrong Qian, Qun Zhao, and Fred C. Lee, “Single-Stage Single-Switch Power-Factor-Correction AC/DC Converters with DC-Bus Voltage Feedback for Universal Line Applications,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, Issue. 6, pp. 1079 – 1088, Nov. 1998.

- [41] Jun-Young Lee, and Myung-Joong Youn, “A Single-Stage Power-Factor-Correction Converter with Simple Link Voltage Suppressing Circuit (LVSC),” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 48, Issue. 3, pp. 572 – 584, June. 2001.

