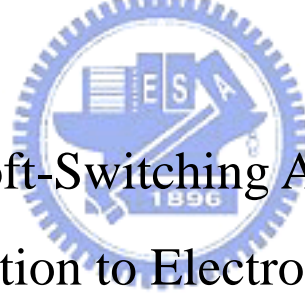


國立交通大學

電機與控制工程學系

碩士論文

單級柔切式交/直流轉換器及其在複金屬燈電子
安定器的應用



Single-Stage Soft-Switching AC/DC Converter
with Application to Electronic Ballast for
Metal-Halide Lamp

研究生：劉志偉

指導教授：張隆國 博士

中華民國九十四年七月

單級柔切式交/直流轉換器及其在複金屬燈電子
安定器的應用

Single-Stage Soft-Switching AC/DC Converter
with Application to Electronic Ballast for
Metal-Halide Lamp

學 生：劉志偉

Student : Chih-Wei Liu

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 2005

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十四年七月

單級柔切式交/直流轉換器及其在複金屬燈電子安定器的應用

研究生：劉志偉

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：(i)以單級交/直流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。(ii)主動箝位電路的加入，可將儲存在變壓器漏感上的能量回送至電源側再利用，有效的抑止了開關電壓應力且使開關達到零電壓切換、降低切換損失，提高轉換器效率。(iii)避免音頻共振的全橋式低頻方波換流器。實做驗證方面，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。

Single-Stage Soft-Switching AC/DC Converter with Application to Electronic Ballast for Metal-Halide Lamp

Student : Chih-Wei Liu

Advisor : Lon-Kou Chang

Department of Electrical and Control Engineering
National Chiao-Tung University



ABSTRACT

Metal-Halide Lamp is one of the High-Intensity-Discharge Lamps. It has stronger advantages in color rendering, lighting efficiency, and lifetime. However, some problems must be solved for designing the ballast of the HID lamp, those are long preheating time, extremely high starting ignition voltage, and acoustic resonance.

This thesis proposes a complete design of the electronic ballast for Metal-Halide Lamps. Include three parts: (i) using a single-stage high power factor AC/DC converter in stead of the general two stage topology, in order to simplify the topology, (ii) using the active clamp circuit can recycle the energy trapped in the leakage inductance of the transformer (to keep the switch voltage stress low) and achieve soft switching to reduce the power dissipation to attain high efficiency, (iii) using a full-bridge square wave inverter to avoid the acoustic resonance. The upper current limit and constant power control are designed to protect the Metal-Halide Lamp from burning out.

目 錄

中文摘要	
英文摘要	
目 錄	
圖目錄	
表目錄	X
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 複金屬燈的發光原理與物理特性與電子安定器的回顧	4
2-1 氣體放電燈的基本物理特性與原理	4
2-1-1 HID 燈的介紹	4
2-1-2 原子發光的原理	5
2-1-3 氣體放電燈的基本原理	6
2-2 音頻共振的成因與解決方法	9
2-2-1 何謂音頻共振及其形成的原因	9
2-2-2 音頻共振的解決方法	10
2-3 複金屬燈啟動暫態與穩態的分析	13
2-3-1 複金屬燈啟動暫態分析	13
2-3-2 複金屬燈穩態分析	14
2-4 電子安定器的回顧	18
2-4-1 前言	18

2-4-2 換流器拓樸架構.....	19
2-4-3 結論	22
第三章 主動箝位式單級交/直流電源供應器的架構分析	
3-1 前言	25
3-2 功率因數修正器.....	25
3-2-1 被動與主動功率因數校正器	26
3-2-2 升壓型轉換器(Boost Converter)功因校正性能分析 ...	27
3-3 單級交/直流切換式電源供應器.....	32
3-3-1 兩級與單級架構交/直流轉換器	32
3-3-2 BIFRED 轉換器的電路架構推導	35
3-4 主動箝位式單級交/直流切換式電源供應器.....	37
3-4-1 柔性切換簡介	37
3-4-2 主動箝位式 BIFRED 轉換器	41
第四章 複金屬燈電子安定器實體電路設計.....	53
4-1 前言	53
4-2 系統方塊圖	53
4-3 高頻電流濾波器.....	54
4-4 主動箝位式 BIFRED 轉換器參數設計	55
4-5 定功率控制與最大電流限制電路的設計.....	63
4-6 輔助電源與迴授隔離電路設計.....	67
4-7 全橋方波換流器	71
4-8 高壓產生電路.....	73
第五章 實驗結果與討論	75
5-1 前言	75
5-2 高壓點火電路.....	75
5-3 燈管暫態與穩態波形.....	76

5-4 主動箝位式 BIFRED Converter.....	79
第六章 結論與展望.....	92
6-1 結論.....	92
6-2 展望.....	92
參考文獻.....	93



圖 目 錄

圖 2-1	電磁波的波譜	6
圖 2-2	氣體放電燈結構示意圖	6
圖 2-3	氣體放電燈發光過程	7
圖 2-4	(a)音頻共振頻譜理論計算結果 (b)音頻共振頻譜實驗結果	9
圖 2-5	以弦波電壓及電流供應氣體放電燈的波形	12
圖 2-6	以方波電壓及電流供應氣體放電燈的波形	12
圖 2-7	複金屬燈啟動暫態過程 燈管電壓、電流變化情形	14
圖 2-8	複金屬燈啟動暫態過程 燈管電阻變化情形	14
圖 2-9	複金屬燈燈管參數對功率變化 (a)燈管電壓對功率變化圖 (b)燈管電流對功率變化圖 (c)燈管電阻對功率變化圖	15
圖 2-10	複金屬燈燈管參數對使用時數的變化 (a)工作電壓與時數的關係 (b)工作電流與時數的關係 (c)燈管等效電阻與時數的關係	16
圖 2-11	燈管功率與使用時數關係圖 (a)定電壓操作燈管功率與工作時數 的關係 (b)定電流操作燈管功率與工作時數的關係	17
圖 2-12	一般的電子安定器電路方塊圖	19
圖 2-13	Class-E 諧振換流器基本架構	20
圖 2-14	半橋式換流器基本架構	20
圖 2-15	推挽式換流器基本架構	21
圖 2-16	全橋式換流器基本架構	22
圖 2-17	半橋式串聯諧振並聯負載電路	23
圖 3-1	Boost 轉換器的 V-I 關係圖 (a)Boost 轉換器 (b)輸入 V-I 特性曲線	28
圖 3-2	Buck 轉換器的 V-I 關係圖 (a)Buck 轉換器	

	(b)輸入 V-I 特性曲線.....	30
圖 3-3	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.....	31
圖 3-4	傳統兩級交/直流轉換器架構.....	32
圖 3-5	一般單級交/直流轉換器架構.....	32
圖 3-6	輸入電流形式的比較 (a)近正弦波形式 (b)非正弦波形式.....	34
圖 3-7	(a) BIFRED 轉換器 (b) BIBRED 轉換器	
	(c)具有耦合線圈的單級單開關交/直流轉換器.....	35
圖 3-8	DCM Boost 整流器串接 Flyback 轉換器.....	36
圖 3-9	BIFRED 轉換器.....	37
圖 3-10	(a)開關切換之電壓與電流波形 (b)開關切換之瞬時功率損失.....	39
圖 3-11	(a) ZCS-QRC 電路 (b) ZVS-QRC 電路.....	40
圖 3-12	主動箝位式 BIFRED 轉換器.....	41
圖 3-13	主動箝位式 BIFRED Converter Mode 1.....	42
圖 3-14	主動箝位式 BIFRED Converter Mode 2.....	43
圖 3-15	主動箝位式 BIFRED Converter Mode 3.....	44
圖 3-16	(a) 主動箝位式 BIFRED Converter Mode 4-1	
	(b) 主動箝位式 BIFRED Converter Mode 4-2.....	45
圖 3-17	主動箝位式 BIFRED Converter Mode 5.....	48
圖 3-18	主動箝位式 BIFRED Converter Mode 6.....	49
圖 3-19	主動箝位式 BIFRED Converter Mode 7.....	50
圖 3-20	主動箝位式 BIFRED Converter Mode 8.....	51
圖 3-21	主動箝位式 BIFRED Converter 重要電壓電流波形.....	52
圖 4-1	電子安定器系統方塊圖.....	54
圖 4-2	高頻電流濾波器.....	54
圖 4-3	主動箝位式 BIFRED 轉換器及其控制電路.....	55

圖 4-4	開關驅動電路	56
圖 4-5	Flyback 轉換器操作在邊界模式的磁化電流波形	60
圖 4-6	定功率控制與最大電流限制電路	63
圖 4-7	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	64
圖 4-8	轉換器輸出電壓與輸出功率關係圖	65
圖 4-9	轉換器輸出電壓與輸出電流關係圖	66
圖 4-10	轉換器輸出電壓與負載關係圖	67
圖 4-11	輔助電源 1、2 電路圖	68
圖 4-12	初級 IC 啟動供電電路圖	68
圖 4-13	TL431 的符號與內部方塊圖	69
圖 4-14	迴授隔離電路	69
圖 4-15	全橋方波換流器	71
圖 4-16	全橋方波換流器驅動電路	72
圖 4-17	高壓產生器電路	73
圖 4-18	高壓產生器電路波形分析圖	74
圖 5-1	高壓點火波形(1 KV/div).....	75
圖 5-2	燈管穩態電壓(10 V/div)及電流(2 A/div)的波形	76
圖 5-3	燈管電壓(100 V/div)電流(2A /div)啟動至暫態波形	77
圖 5-4	燈管等效電阻(50Ω /div)由暫態至穩態波形	78
圖 5-5	燈管功率(50W /div)由暫態至穩態波形.....	78
圖 5-6	輸入電壓 $V_{ac}=110 V_{ac}$ 、輸出 150W 時 主開關零電壓切換之波形	
	(a)原始波形 V_{GS1} (10V /div)、 V_{DS1} (200V /div)、 i_{Lr} (5A /div)	
	(b)放大波形 V_{GS1} (10V /div)、 V_{DS1} (100V /div)、 i_{Lr} (2A /div).....	79
圖 5-7	輸入電壓 $V_{ac}=110 V_{ac}$ 、輸出 150W 時 輔助開關零電壓切換之波形	
	(a)原始波形 V_{GS2} (10V /div)、 V_{GD2} (200V /div)、 i_{Lr} (5A /div)	
	(b)放大波形 V_{GS2} (10V /div)、 V_{GD2} (100V /div)、 i_{Lr} (2A /div).....	80

圖 5-8	輸出電壓與負載電流理論與實驗值關係圖	81
圖 5-9	輸出電壓與輸出功率理論與實驗值關係圖	82
圖 5-10	輸入電壓 $V_{ac}=110 V_{ac}$ 、負載電流 1.2A 時 主開關切換波形 (a)原始波形 V_{GS1} (10V/div)、 V_{DS1} (200V/div)、 i_{Lr} (5A/div) (b)放大波形 V_{GS1} (10V/div)、 V_{DS1} (100V/div)、 i_{Lr} (2A/div).....	82
圖 5-11	輸入電壓 $V_{ac}=110 V_{ac}$ 、負載電流 1.8A 時 主開關切換波形 (a)原始波形 V_{GS1} (10V/div)、 V_{DS1} (200V/div)、 i_{Lr} (5A/div) (b)放大波形 V_{GS1} (10V/div)、 V_{DS1} (100V/div)、 i_{Lr} (2A/div).....	84
圖 5-12	$V_{ac}=90 V_{ac}$ 時，輸入電壓(50 V/div)與電流(2 A/div)波形	85
圖 5-13	$V_{ac}=110 V_{ac}$ 時，輸入電壓(50 V/div)與電流(2 A/div)波形.....	85
圖 5-14	$V_{ac}=150 V_{ac}$ 時，輸入電壓(100 V/div)與電流(2 A/div)波形	86
圖 5-15	$V_{ac}=190 V_{ac}$ 時，輸入電壓(100 V/div)與電流(2 A/div)波形	86
圖 5-16	$V_{ac}=220 V_{ac}$ 時，輸入電壓(100 V/div)與電流(2 A/div)波形	87
圖 5-17	市電 110 V_{ac} 輸入時，輸入電壓(50 V/div)與電流(2 A/div)波形	87
圖 5-18	輸入線電壓與功率因數的關係	89
圖 5-19	輸入線電壓與總諧波失真的關係	89
圖 5-20	模擬之輸入電壓電流與儲能電容電壓變化的波形	90
圖 5-21	輸入線電壓與儲能電容電壓的關係	90
圖 5-22	輸入線電壓與效率的關係	91

表 目 錄

表 2-1 常用光源體特性之比較	5
表 5-1 輸出電壓、負載電流與輸出功率之理論與實驗值	81



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，有鑑於能源的節約與環保的壓力，新一代的光源不斷的被開發出來。傳統鹵素鎢絲燈有著發光效率不高與發熱量太大的缺點，因此在一般傳統民生照明光源市場中，尋找新的替代光源已成為一種趨勢，而最被看好的就是高照度氣體放電燈(High-Intensity Discharge Lamp，HID)。

高照度氣體放電燈具有光度強、體積小、高演色性、壽命長、效率高等優點，HID 燈光源包括：水銀燈(Mercury vapor，MV)、複金屬燈(Metal halide，MH)以及高壓鈉燈(High pressure sodium，HPS)等。以燈管的壽命來說，白熾燈約有 1K 小時的壽命，而複金屬燈約有 7.5~20K 小時的壽命，使得 HID 燈具有極高的經濟效益。

最常見的 HID 燈光源當屬複金屬燈，由於其功率選擇範圍大(18W~10KW)，使之被普遍應用於各種戶外及室內場合，戶外如運動場、道路、橋樑、建築等，室內如商場、會場、櫥窗、家庭等，甚至科技產品如高畫質電視、單槍投影機、汽車頭燈等等，只要有高效率、高品質光源需求的場所，都可以發現其蹤跡。

複金屬燈跟大多數氣體放電燈一樣都有著負增量電阻的特性以及音頻共振(Acoustic Resonance)的問題(在後面章節有說明)，因此在使用上便需要一個安定器，來使其穩定的工作。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；隨著電力電子的技術日趨成熟，目前市面上的電子安定器大多使用主動功率因數修正(Power Factor Correction，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，配合高速的開關切換頻率，使得電子安定器的體積、重量得以有效減小，因而具備

了輕薄短小的優勢。

另一方面，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 [38-42]。此設計大多將 PFC 級的電感操作在不連續導通模式(Discontinuous Conduction Mode , DCM)，利用升壓電感的電流可自然追隨線電壓的方式來達成 Self-PFC，而省去了一般的 PFC 控制器。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，在中低功率的電子產品應用上非常具有吸引力。因此，本論文中的電子安定器設計即以單級架構為基礎，同時，為了有效地改善一般硬切換引起的切換損失問題，加入了柔性切換(Soft Switching)的電路，以期改善整體轉換效率，並降低單級架構中開關截止時的電壓應力，和提高此種架構的工作頻率。本論文將詳述複金屬燈電子安定器的設計方法，並實作出一個 150 W、無音頻共振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

高照度氣體放電燈近年來已成為新一代燈具的主流，在燈管特性方面，已有許多研究HID燈特性的文章被提出[1-8]。而各種架構的電子安定器如串聯諧振式的電子安定器[9-10]、定電流諧振式的電子安定器[11]、白光雜訊調變式的電子安定器[12]等等都陸續被提出。在點燈的啟動器 (Igniter) 設計方面，大部分都是提供兩級放大的方式來產生瞬時的高壓脈衝波形，其中較具代表性的是H. Kakehashi等人於1998年連續提出的兩篇論文[32-33]，他們用兩級磁性脈衝壓縮 (magnetic-pulse-compression) 電路來產生一個50kV的800ns瞬時高壓脈衝波。另外，Ying C. Chuang為350W的短弧氙氣燈 (short-arc Xenon lamp) 設計兩級放大的啟動器[34]，這樣的電路可以產生瞬時電壓高達15kV~20kV的脈衝。

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目的。

第二章： 首先對於複金屬燈的特性及需克服的問題做一詳細介紹，接著對電子安定器做一簡單的回顧。

第三章： 對於本論文所使用的，主動箝位式單級切換式電源供應器的架構及原理作詳細的分析。

第四章： 對於實體電路設計流程，做一個詳細的說明。

第五章： 電路實作波形的量測及討論，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物理特性與電子 安定器的回顧

2-1 氣體放電燈的基本物理特性與原理

2-1-1 HID 燈的介紹

HID 燈約可分為高壓水銀燈、複金屬燈與高壓鈉燈等，表 2-1 所列為各種 HID 燈與其他燈源之比較資料。其中，由於水銀燈的可見光譜僅有少數的幾條譜線，如 436nm(藍光區)、546nm(綠光區)及 579nm(黃光區)，其它波長的輻射能量十分少，因此水銀燈的發光效率(約 50 流明/瓦)及演色性均不佳。複金屬燈便是在水銀燈管內加上金屬鹵化物[62]，之所以採用金屬鹵化物是因為它具有兩個很好的特性：第一，由於大多數金屬的蒸汽壓很低，在燈管的工作溫度下，金屬原子的濃度太低，不能產生有效的輻射，而金屬鹵化物的蒸汽壓一般都比金屬的蒸汽壓高的多，能夠使電弧中心金屬原子的濃度達到有效的輻射工作；第二，除金屬氟化物之外，其他金屬鹵化物都不與石英玻璃或電極發生明顯的化學作用，可避免燈管外殼損壞。又因加入多種金屬鹵化物混和其中，故稱為複金屬燈。而在高壓鈉燈方面，由於鈉的放電在 589nm 上，極接近人眼視覺靈敏度曲線的峰值，因此發光效率大為提高。高壓鈉燈為在放電管內加入鈉汞齊，讓其在高溫時由鈉離子蒸氣來放電。管中填充入高純度的氬氣則可幫助啟動。

表 2-1 常用光源體特性之比較[14]

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
H I D 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

2-1-2 原子發光的原理

原子的結構是由中子與質子構成原子核，電子只能在一些特定大小的軌道上繞原子核運行，較接近原子核軌道上的電子具有較低的位能，此軌道上的電子較為穩定；當電子在離原子核較遠的軌道上運行時，電子所含有的位能較高，任何有高位能的電子會往有空位的低位能軌道掉落。

當電子受到外在的刺激時(如電壓、外來電子或加熱)，電子得到能量，而產生激發的現象。如果外加的力量夠大，電子會離開原子核的引力範圍，此現象稱之為電離。如果外加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，如圖 2-1 所示，那就是所謂的光。

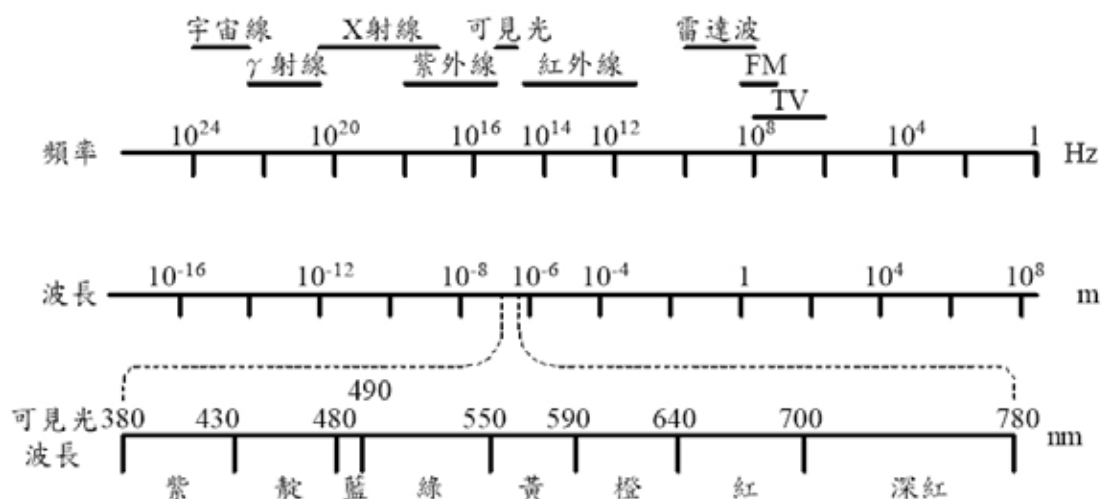


圖 2-1 電磁波的波譜

2-1-3 氣體放電燈的基本原理

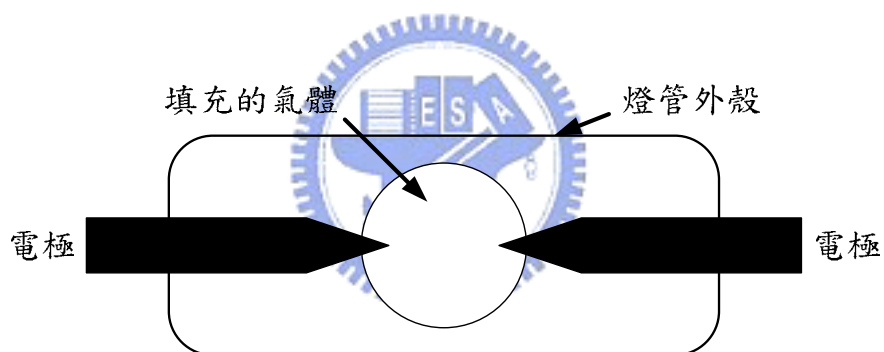


圖 2-2 氣體放電燈結構示意圖

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。氣體放電燈發光的過程可由圖 2-3 來說明。並可大致分為以下三個階段[13]：

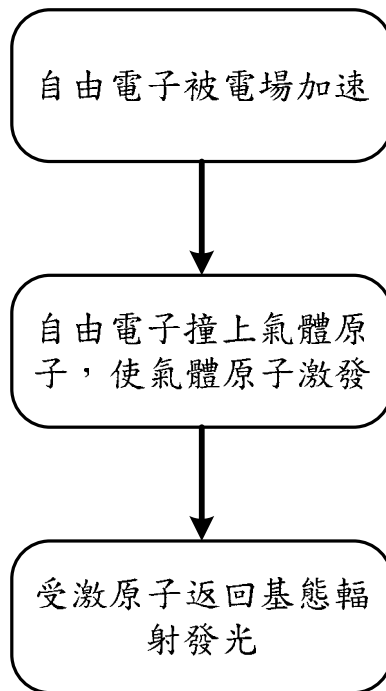


圖 2-3 氣體放電燈發光過程

- i. 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，此一電子扮演著導電載子的角色，電流約只有 $10^{-20} \sim 10^{-14} \text{A}$ 。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。
- ii. 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，如雪崩一般，稱為湯生雪崩效應(Thomson Avalanche Effect)，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。
- iii. 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，有大量的電流導通。此時為穩定放電階段，且燈管溫度與周遭環境達成平衡，燈管內的金屬鹵化物蒸汽達到最高而穩定下來，燈管等效電阻以及燈管電壓亦趨於穩定。



2-2 音頻共振的成因與解決方法

2-2-1 何謂音頻共振及其形成的原因

音頻共振(Acoustic Resonance)為氣體放電燈所共有的缺點，其產生的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同相位的話，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；音頻共振發生時，會發生燈管工作電壓擺動，弧光輸出不穩定的情形進而熄滅，若嚴重的話，會導致燈管管壁破裂的情形[13]。

音頻共振發生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，不同品牌的複金屬燈，其音頻共振發生的頻率當然不同。甚至是相同品牌、相同型號的複金屬燈因為製造上的些許誤差，或是複金屬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，進而影響複金屬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[14, 15]，但是實際上，實驗卻顯示了更多會發生音頻共振的頻率[17](如圖 2-4)，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。

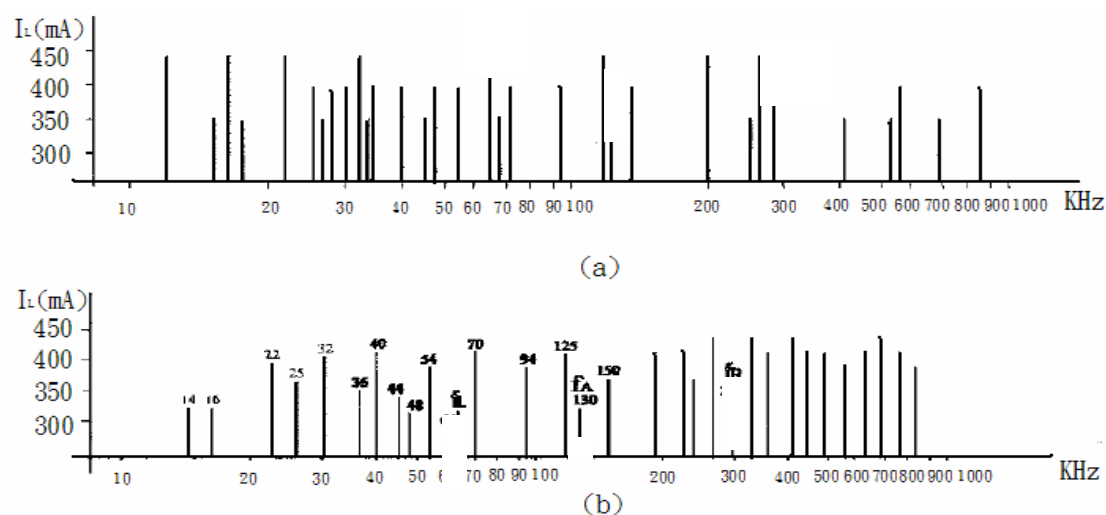


圖 2-4 (a)音頻共振頻譜理論計算結果 (b)音頻共振頻譜實驗結果[18]

2-2-2 音頻共振的解決方法

目前解決音頻共振的方法都離不開一大原則：避免將燈管操作在可能產生音頻共振的功率及頻率的組合之下[19]。解決的方法如下[20-25]：

i. 低頻操作：

複金屬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操作在線頻(60Hz)，必無音頻共振問題。缺點是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。

ii. 超高頻操作：

將複金屬燈操作於遠高於發生音頻共振的頻率，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增加切換損失，電磁干擾的問題也更嚴重。

iii. 定頻操作：

找出不會音頻共振的頻帶，再將電子安定器的工作頻率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，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。

iv. 頻率調諧：

頻率調諧就是在既有的弦波電壓上，另以一個較低頻率的訊號作波幅的調變，使燈管電壓帶有低頻的波包，成為複合頻率的波形，希望燈管功率不受音頻共振影響而變化。低頻波包的頻率及波幅可是需要獨立調整，一般而言，頻率調諧以在原頻率的十分之一以下較為適當，以免影響輸出電壓的波形因數。另一方面，為避免使燈管產生明顯的低頻閃爍，調諧頻率不宜過低，且其波

幅亦不可太大。由於低頻調諧需要比較複雜的控制電路，而其改善音頻共振的效果亦不盡完善，非理想的選擇。

v. 頻率穿梭：

雖然複金屬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。

vi. 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 2-5 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 2-6 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。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，所以改用低頻的方波電壓、電流輸入，以減少零電壓交越處的漣波數成為一個折衷的方法。

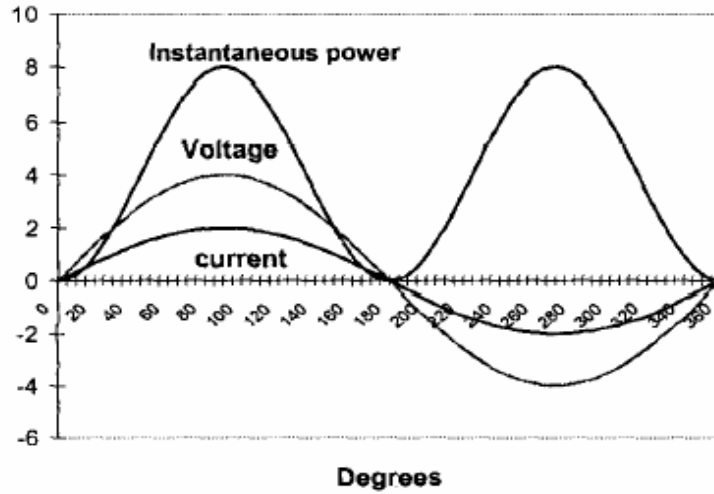


圖 2-5 以弦波電壓及電流供應氣體放電燈的波形[19]

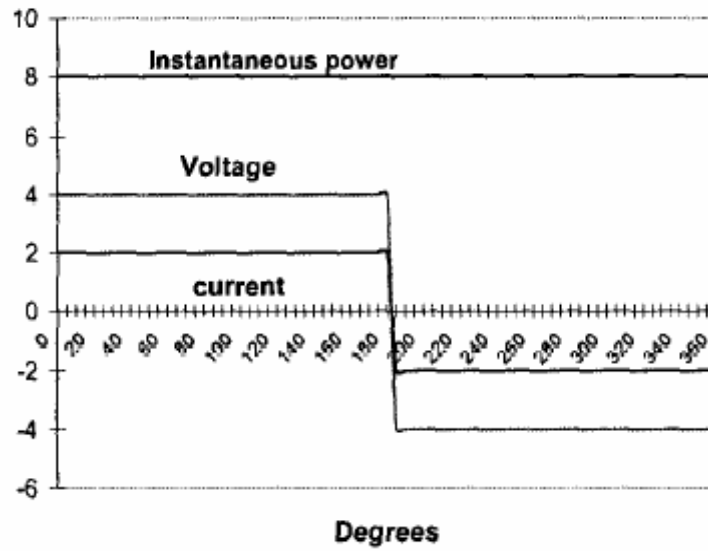


圖 2-6 以方波電壓及電流供應氣體放電燈的波形[19]

2-3 複金屬燈啟動暫態及穩態的分析

2-3-1 複金屬燈啟動暫態分析

複金屬燈由啟動到穩態，會經歷以下三個階段[26]：

i. 電離(Electrical breakdown)：

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，使得氣體分子發生電離而產生電子，造成電流流經燈管。

ii. 冷陰極發光(Cold cathode glow)：

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。

iii. 熱陰極發光(Hot cathode glow)：

此階段是燈管主要的加熱階段，此時燈管電壓以及燈管等效電阻小於穩態值，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(如圖 2-7、圖 2-8)。

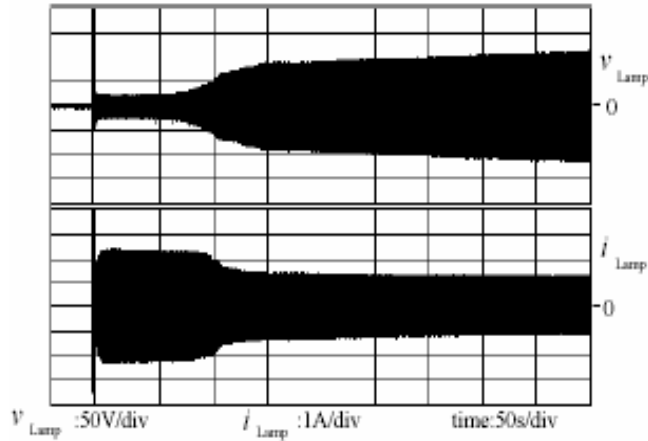


圖 2-7 複金屬燈啟動暫態過程 燈管電壓、電流變化情形[27]

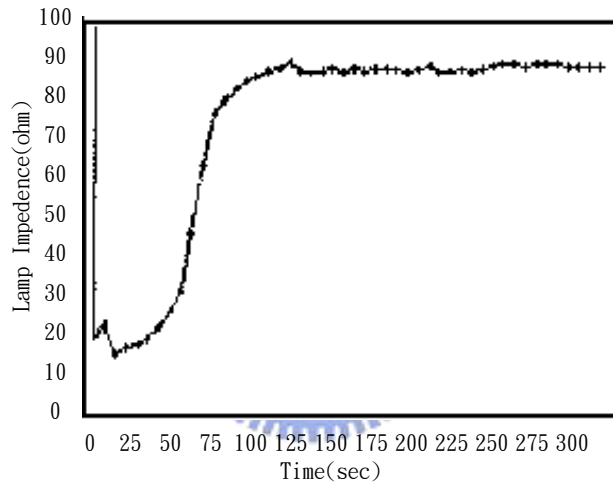
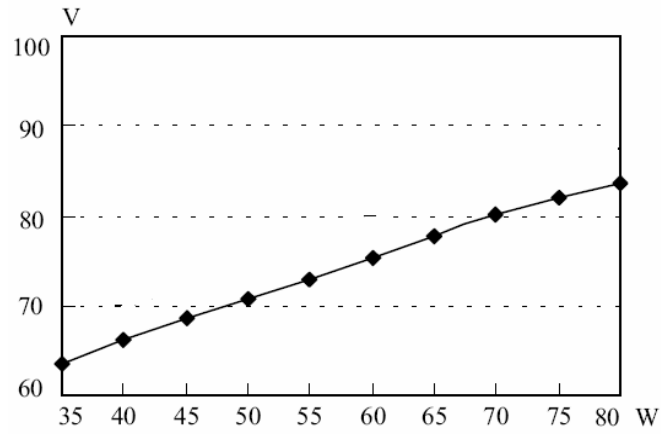


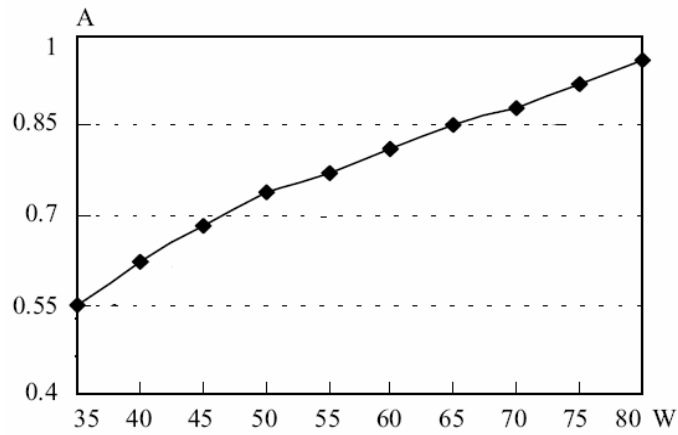
圖 2-8 複金屬燈啟動暫態過程 燈管電阻變化情形[28]

2-3-2 複金屬燈穩態分析

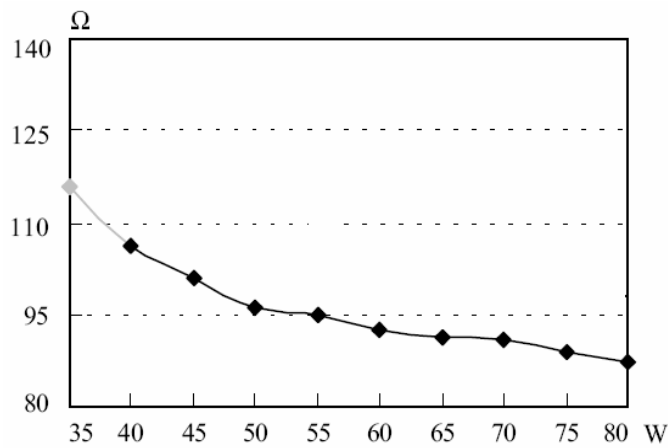
圖 2-9 為複金屬燈燈管之電壓、電流與等效電阻對功率變化之比較圖。其中可發現，隨著燈管功率的變化，燈管電壓與功率之間的變化接近為線性，而燈管電流的變化則略為偏離線性。燈管的等效電阻與功率間則呈現非線性負相關的變化趨勢。



(a)燈管電壓對功率變化圖[29]



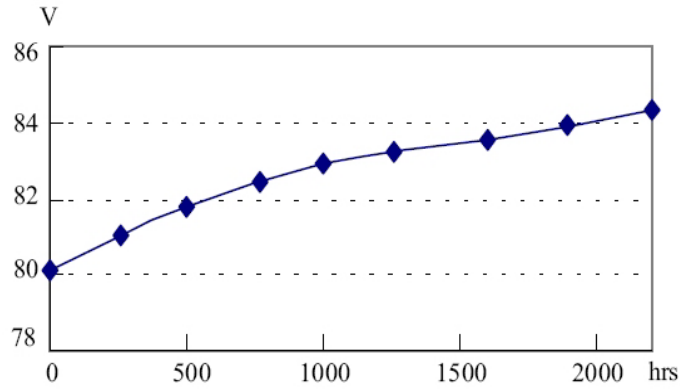
(b)燈管電流對功率變化圖[29]



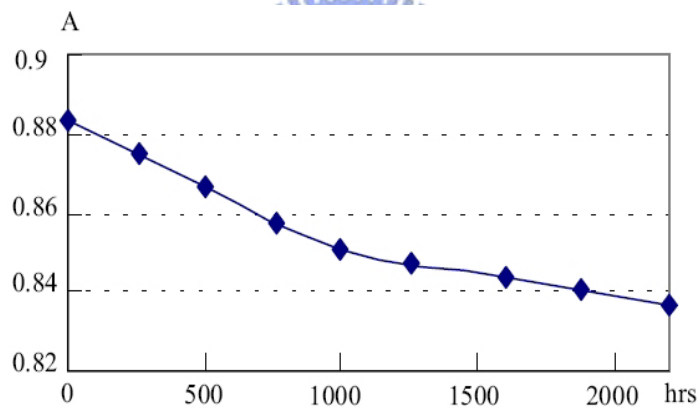
(c)燈管電阻對功率變化圖[29]

圖 2-9 複金屬燈管參數對功率變化

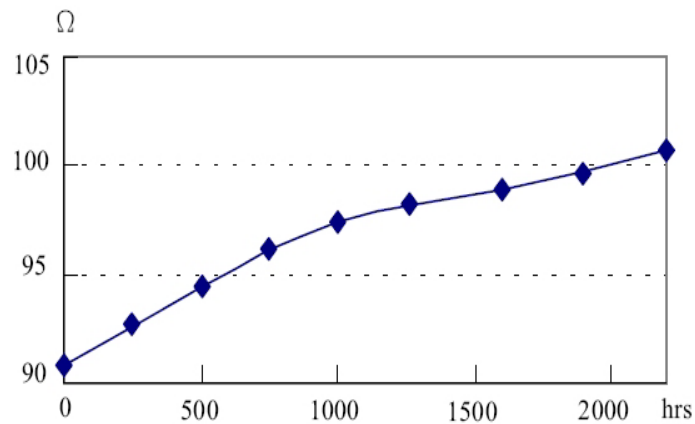
圖 2-10 為複金屬燈隨工作時數增加下，燈管電壓、電流與等效電阻隨著使用時數的增加所變化的情形。由圖 2-10 可觀察到，燈管的工作電壓隨著燈管使用的時數增加而上升，工作電流隨著使用時數增加而下降，這表示燈管等效電阻會隨著使用時數而慢慢增加。



(a)工作電壓與時數的關係[29]



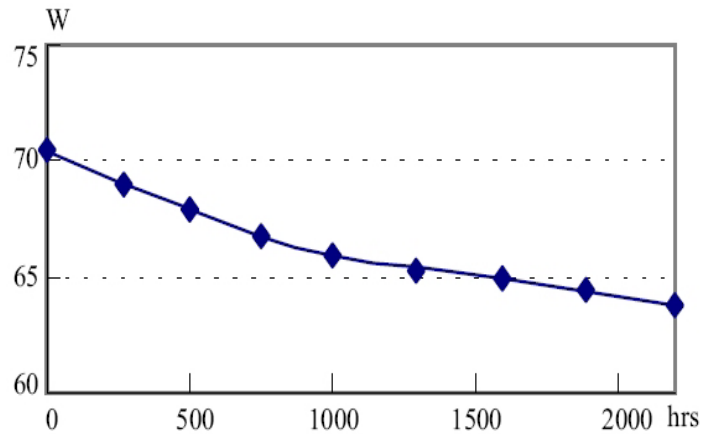
(b)工作電流與時數的關係[29]



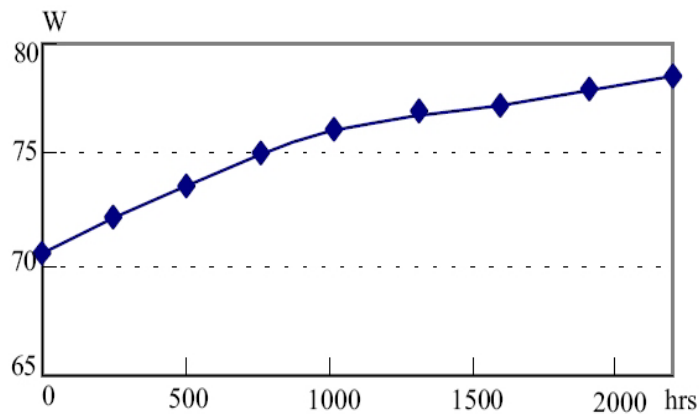
(c)燈管等效電阻與時數的關係[29]

圖 2-10 複金屬燈燈管參數對使用時數的變化

圖 2-11 為，以定電壓及定電流方式操作時，燈管功率隨著使用時數而變化的情形。由圖 2-11(a)顯示，以定電壓操作時，由於燈管等效電阻遞增，燈管功率隨著時間增加而下降；同理，由圖 2-11(b)顯示，以定電流操作時，燈管功率隨著時間增加而遞增。因此，若是採用定電壓操作，將會面臨複金屬燈隨使用時數增加，燈管功率逐漸下降，造成光輸出能量不足，影響整體的照明；而定電流模式下，也會有複金屬燈隨使用時數增加，燈管功率逐漸上升，使燈管因過載操作而損害並發生危險之虞。因此，採用定功率控制是最適當的方法。



(a)定電壓操作燈管功率與工作時數的關係[29]



(b)定電流操作燈管功率與工作時數的關係[29]

圖 2-11 燈管功率與使用時數關係圖

2-4 電子安定器的回顧

2-4-1 前言

目前複金屬燈所使用的安定器，以傳統的電磁耦合式居多。傳統電磁耦合式安定器，因操作在市電頻率，所以體積大且笨重，啟動時間較長，且容易閃爍。另外，其能量轉換效率低，並且隨著使用時間增加而呈現衰減現象，加上發熱等諸多問題，讓產品設計上受到相當大的限制與困擾。為了解決傳統式安定器的種種缺點，並進一步提高發光效率以達到節約能源的目的，可採用電子式安定器(Electronic Ballast)。電子式安定器通常工作於 20KHz 以上的高頻，且具有體積小、重量輕、無音頻噪音等優點。

早期的複金屬燈電子式安定器因價格太昂貴，很難被市場所接受，故僅見於少數特殊場合。而造成複金屬燈電子式安定器如此昂貴的原因是它本身物理特性上的兩大缺憾：熱點燈較困難與音頻共振的問題。其它如：冷點燈啟動暫態所需時間較長的特性，雖不會影響複金屬燈穩定時的工作，但也是間接造成複金屬燈電子式安定器稀有的原因之一 [43, 44]。

然而，由於電力電子技術的快速發展，加上半導體製造技術的進步，低成本、大功率的電力電子元件已大量使用於高頻電力電子轉換器，促使電子式安定器研發腳步加快，價位逐漸降低[45]。

常見的電子安定器電路拓撲大多是由螢光燈的安定器電路架構衍生而來，該類的架構為共振電路，此轉換器包含一 LC 共振槽路，此共振槽路與負載串接，利用共振產生之振盪電壓與電流提供開關切換所需之零電壓或零電流，及負載所需的交流電壓，此類電路都是利用工作頻率相異於音頻共振頻率的方法來完成穩定的控制。如圖 2-12 所示，一般電子安定器基本電路架構可分為主動式功因修正器和 DC/AC 高頻諧振式電路兩部分。前級為主動式功因修正器，後級為高頻諧振電路，由個別的控制電路產生驅動信號觸發開關，亦可用同步開關的方式整合成單級。主動式功因修正

器主要功能是提高輸入電源之功率因數及提供高頻諧振式電路之輸入電壓。高頻諧振式電路經由開關切換產生交流電壓提供給燈管使用。

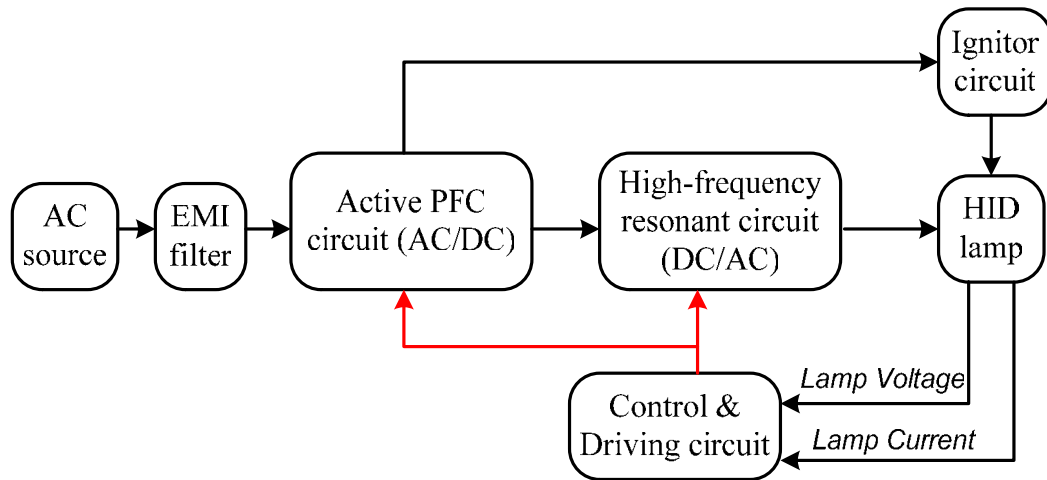


圖 2-12 一般的電子安定器電路方塊圖

2-4-2 換流器拓樸架構

一般電子安定器之設計均先將市電整流為直流電，再經換流器切成高頻交流弦波。換流器的結構有很多種，本節介紹幾種安定器常用的換流器。

- **Class-E 諧振換流器：**

圖 2-13 為 Class-E 諧振換流器的基本架構，Class-E 換流器的功率開關元件 S 具有零電壓或零電流切換的特性，非常適合操作在高頻。此種換流器只需一個功率開關元件，但是在功率開關元件兩端電壓差為 $V_{S(max)} = 4V_{dc}$ [65]，功率開關需較大耐壓與耐流，因此 Class-E 諧振換流器一般適用在小功率負載。

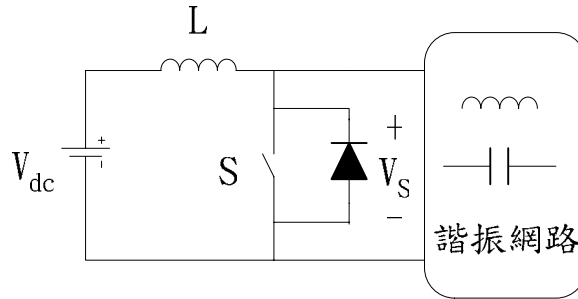


圖 2-13 Class-E 諧振換流器基本架構

● 半橋式(Class-D)換流器

圖 2-14 為半橋式換流器的基本架構，電容 C_1 及 C_2 串聯並接於 V_{dc} ，每個電容電壓為 $\frac{V_{dc}}{2}$ 。當開關 S_1 導通 S_2 截止，諧振電路的端電壓 V_{AB} 為電容 C_1 上的電壓 $\frac{V_{dc}}{2}$ 。反之，開關 S_2 導通 S_1 截止， V_{AB} 為 $-\frac{V_{dc}}{2}$ 。 S_1 、 S_2 不斷地交互導通，諧振電路就可得到振幅為 $\pm \frac{V_{dc}}{2}$ 的方波電壓。因每個開關截止時其兩端電壓為 V_{dc} ，所以每個功率開關元件其耐壓額定最低不可低於 V_{dc} 。

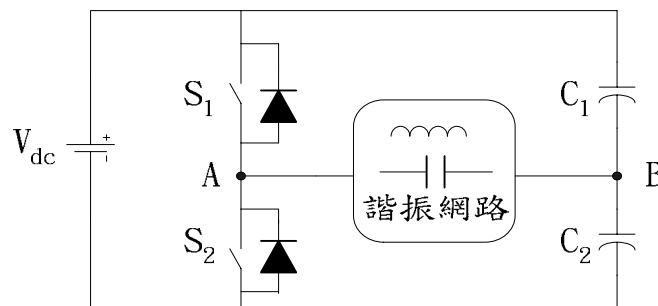


圖 2-14 半橋式換流器基本架構

● 推挽式換流器

推挽式換流器經由開關 S_1 及 S_2 交互導通，可在線圈 N_3 感應出方波電壓以供給諧振電路。當開關 S_2 導通， S_1 截止時，電流 I_1 經線圈 N_2 向開關 S_2 流動，此時線圈 N_1 、 N_3 有電壓感應產生，開關 S_1 兩端所承受的電壓為線圈 N_1 所感應之電壓加上輸入電壓 V_{dc} ，開關 S_1 承受的電壓相當於 $2V_{dc}$ 。同樣地，開關 S_1 導通， S_2 截止時，開關 S_2 所承受的電壓亦為 $2V_{dc}$ 。在選擇功率開關元件時，必須要選擇至少能承受二倍輸入電壓，否則會損壞功率開關元件。由於耐高電壓的功率開關元件價格較為昂貴，也因此推挽式換流器應用於高輸入電壓時較為不理想。

推挽式換流器有一嚴重缺點就是如果兩個功率開關元件特性不一致，變壓器鐵心容易趨於飽和狀態。但是在功率晶體的驅動電路上，推挽式架構具有共地驅動的優點。

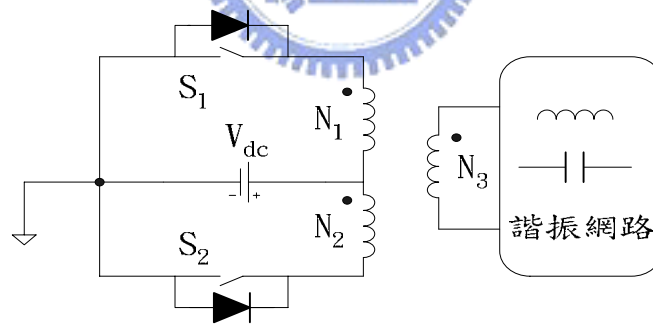


圖 2-15 推挽式換流器基本架構

● 全橋式換流器

在前面討論的半橋式換流器中，輸出方波電壓只為 $\pm \frac{V_{dc}}{2}$ ，而推挽式換流器可輸出任意振幅大小方波電壓，但功率開關元件需承受二倍輸入電壓。因此，在須提供較高的功率且要求開關元件需有較小的耐壓、耐流額

定的場合時可使用全橋式換流器，如圖2-16所示。全橋式換流器的特性與半橋式換流器相同，其缺點是需要四個功率開關元件，同時開關 S_1 及 S_3 需要隔離驅動，全橋式換流器電路較半橋式換流器複雜。

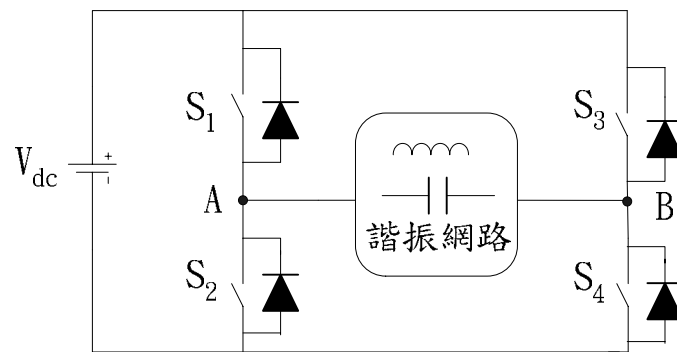


圖 2-16 全橋式換流器基本架構

2-4-3 討論



綜合以上各種換流器的討論，Class-E 換流器之輸出功率完全靠單一功率開關元件，其元件耐電壓、電流應力需求較高，故只適合於小功率安定器(50W)。在功率開關元件應力需較低及成本較少等考量下，半橋式換流器廣泛應用於中等功率安定器中(50W-200W)。至於在大功率安定器(200W 以上)中，多採用全橋式拓樸結構。概括而言，由於電子安定器使用功率均屬中等，且半橋式具有結構簡單、效率高、適合高頻操作、共振電流接近正弦波等優點，因此被大多數電子安定器採用[46-48]。然而，HID燈其廣泛分佈且不易預測的音頻共振頻率範圍使得該類的電路有使用上的限制。

採用此電路架構時，共振頻率將受限於元件參數值，以圖 2-17 的半橋式串聯諧振並聯負載電路為例，啟動時燈管內阻非常大，故忽略燈管之影

響，此時電路的共振頻率為 $\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_s C}}$ ，其中 $C = \frac{C_s C_p}{C_s + C_p}$ ，若 $C_s \gg C_p$ ，則

共振頻率為 $\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_s C_p}}$ ；而在燈管啟動後，燈管電阻變小，因此必須考慮

燈管等效電阻，可以推得穩態時的共振頻率為 $\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}}$ 。

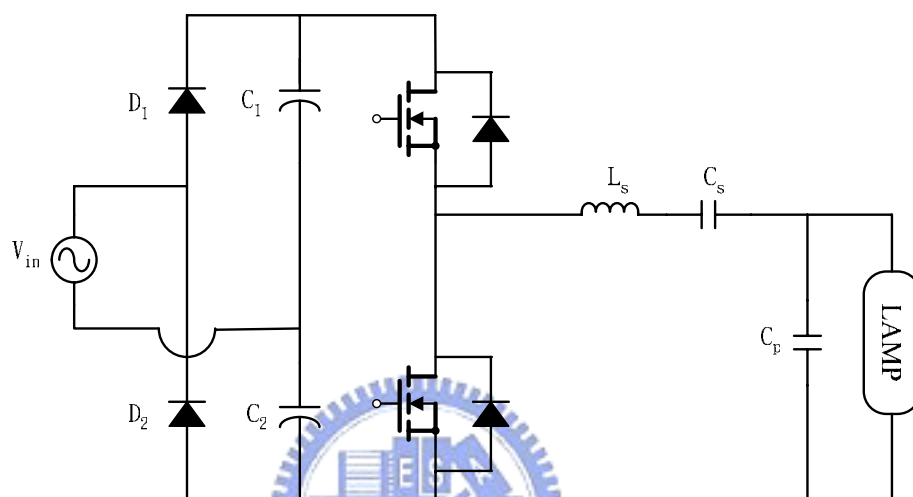


圖 2-17 半橋式串聯諧振並聯負載電路

上述的定頻操作無須複雜的控制電路，是最簡便、最經濟的方法。但是，其先決條件是要先知道 HID 燈音頻共振發生的頻率範圍，以決定安定器電路的操作頻率。因此，若決定採用此方法，則無可避免地要對燈管做音頻共振特性的量測。而在共振換流器之前加上一級主動功因修正電路的電子安定器，確實可以因應輸入電源或負載的變動來滿足高功因的需求。然而，這種雙級的架構需要兩次功率轉換的過程，不僅增加切換損失和額外的傳導損失，使得整體的電路效率降低，連帶的也需要兩組控制電路分別驅動功因修正電路與共振式換流電路，增加額外的控制電路和半導體元件，導致電路結構複雜化，成本也相對提高。

因此，本論文提出的架構為：柔切式的單級交/直流轉換器再加上低頻

方波換流器所組成的電子安定器。前者具有良好的功率因數和穩定的直流電壓輸出，並且引用主動箝位式的柔切技術來來降低切換損及雜訊干擾，後者則有效地解決音頻共振的問題。



第三章

主動箝位式單級交/直流電源供應器的架構分析

3-1 前言

在電力變換中，電力電子裝置往往使電源側的電流相對於電壓產生畸變與相位差，造成電子裝置功率因數的降低，使電力系統虛功功率增加，給電力系統帶來額外的負擔，並影響供電品質。1982 年國際電工委員會 (International Electrical Commission, IEC) 制訂了 IEC555 來對家用電器對供電系統引起的干擾作標準規範，其中第二部分 IEC-555-2 就是有關諧波的規定。另外在 1997 年的 IEC 新制訂的法規 IEC 1000-3-2 中有限制輸出電流波形和規定各種電力電子產品必須符合嚴格的功率因數規定，以期能達到提高用電品質的目的。故在切換式電源供應器、馬達驅動器、電子安定器等電力產品加入主動或被動式功因修正已是必要的事。

本章將介紹構成電子安定器主體的功率因素修正器以及主動箝位式單級交/直流電源供應器的電路架構與分析。

3-2 功率因數修正器

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 $\text{PF} = \frac{P}{S} = \frac{P}{V_S I_S} = \cos \phi$ 。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(Power Factor, PF)的定義將修正為

$\text{PF} = \frac{V_S I_{S1} \cos \phi_1}{V_S I_S} = \frac{I_{S1}}{I_S} \cos \phi_1$ ，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) $\text{DPF} = \cos \phi_1$ ，因此非正弦式電流之功率因數可重寫為 $\text{PF} = \frac{I_{S1}}{I_S} \text{DPF}$ ，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

$$\text{PF} = \frac{1}{\sqrt{1 + \text{THD}_1^2}} \text{DPF}。$$

3-2-1 被動與主動功率因數校正器

被動式功因校正使用由電感、電容等組合而成的電路來降低諧波電流，其輸入電流為低頻的 50Hz 到 60Hz，因此需要大的電感與電容。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。

主動式功因校正利用切換式電源供應器的技術，擁有較寬廣的交流輸

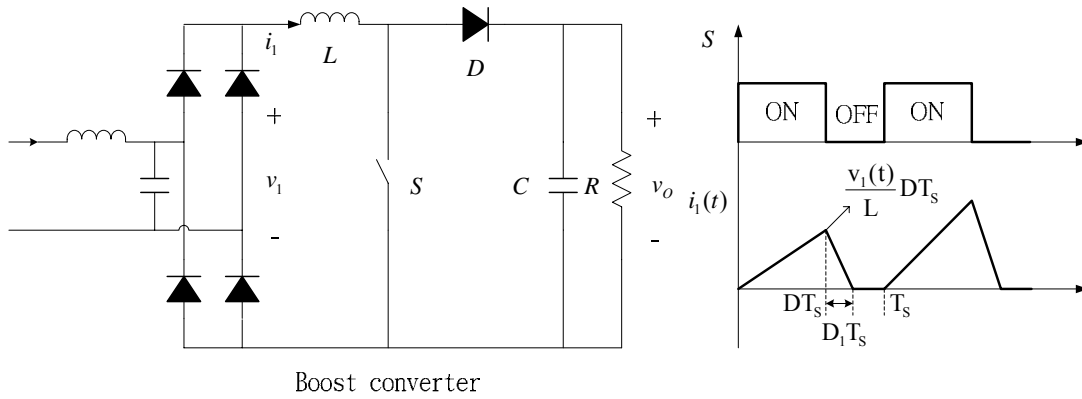
入頻率範圍，能夠強迫輸入線電流追隨輸入線電壓的波形，而成為正弦波，並且與線電壓同相，而且失真小，因此功因很容易就能達到 0.99。由於功率因數較高，因此可以節省更多的能源，另外其體積大小較被動式來得輕巧，因此採用主動功率因數校正器是必然的趨勢。

3-2-2 升壓型轉換器(Boost Converter)功因校正性能分析

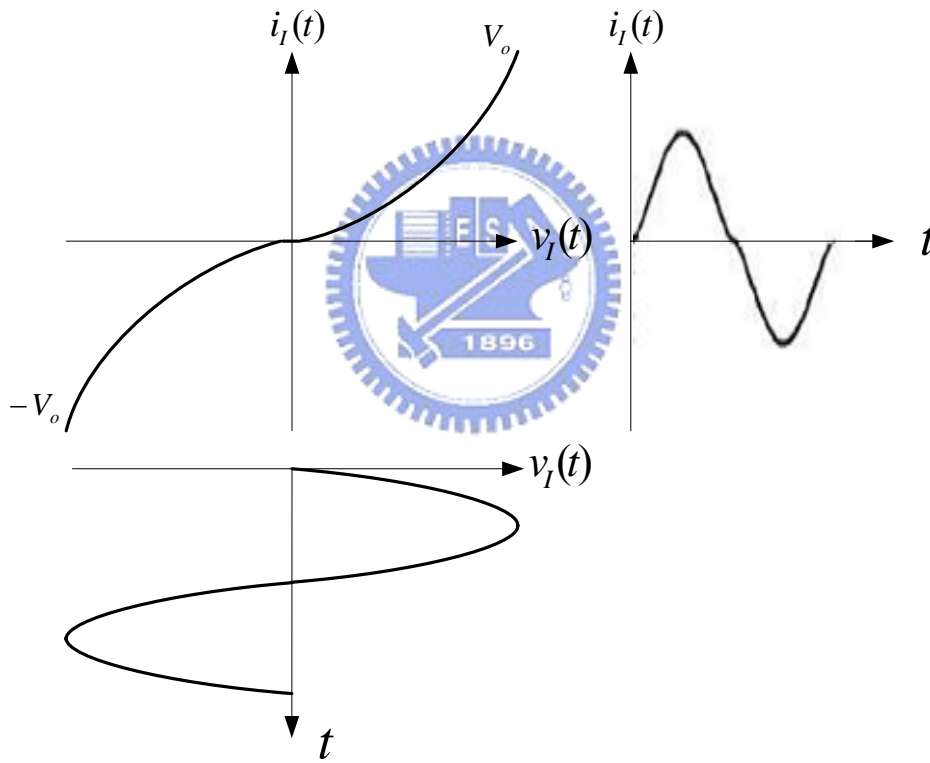
在單級交/直流轉換器的電路中，其輸入電流修飾的功能是使用前級的 PFC 電感電流在開關切換時可自動追隨輸入線電壓的特性來達成，最常使用的方法為文獻[31]所提到的。以 Boost 轉換器為例，當 Boost 電感操作在 DCM 時，單級電路本身就具有功因自發校正的能力(Self-PFC)，並不需要再額外加入功因校正電路及控制器，亦不需再回授輸入電流波形。因此當使用這種電路架構來提升功率因數校正性能時，可以達到電路簡化與成本降低的優點。

由於單級交/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 PWM 控制使得輸出電壓保持在一定值，因此責任比的變化非常微小，可以近似為一常數。以下針對 Boost 轉換器作為單級架構的 PFC 級電路做一說明。

● 升壓型轉換器(Boost Converter)：



(a)Boost 轉換器



(b)輸入 V-I 特性曲線

圖 3-1 Boost 轉換器的 V-I 關係圖

利用圖 3-1(a)可以計算出一個切換週期裡的平均輸入電流

$$i_{1,avg}(t) = \frac{1}{T_s} \left[\frac{1}{2} \cdot (D + D_1) T_s \frac{v_1(t)}{L} D T_s \right] = \frac{D^2 T_s}{2L} \frac{v_1(t) V_o}{V_o - v_1(t)} \quad (3.1)$$

$$\text{其中： } D_1 = D \frac{V_1}{V_O - V_1}$$

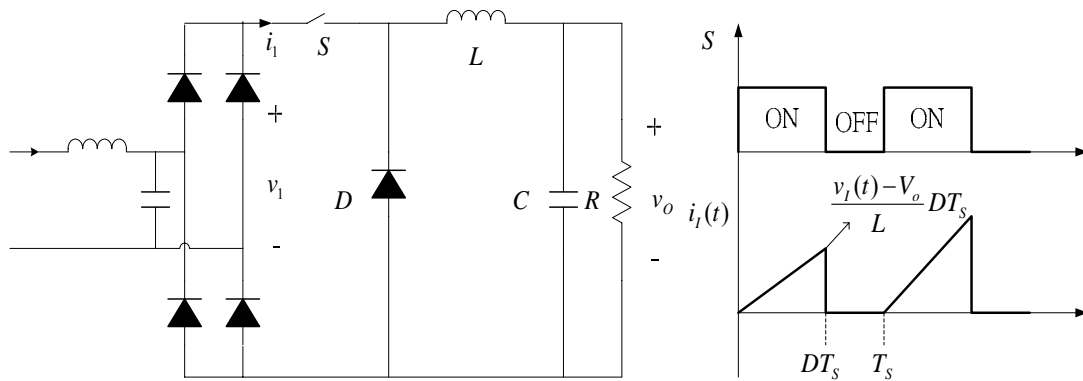
$$\text{if } D_1 = 0, \text{ then } i_{1,\text{avg}}(t) = \frac{D^2 T_s}{L} v_1(t) \quad (3.2)$$

由(3.1)可得圖 3-1(b)，由圖中發現，輸入電壓、電流的關係近似於線性。由(3.2)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。

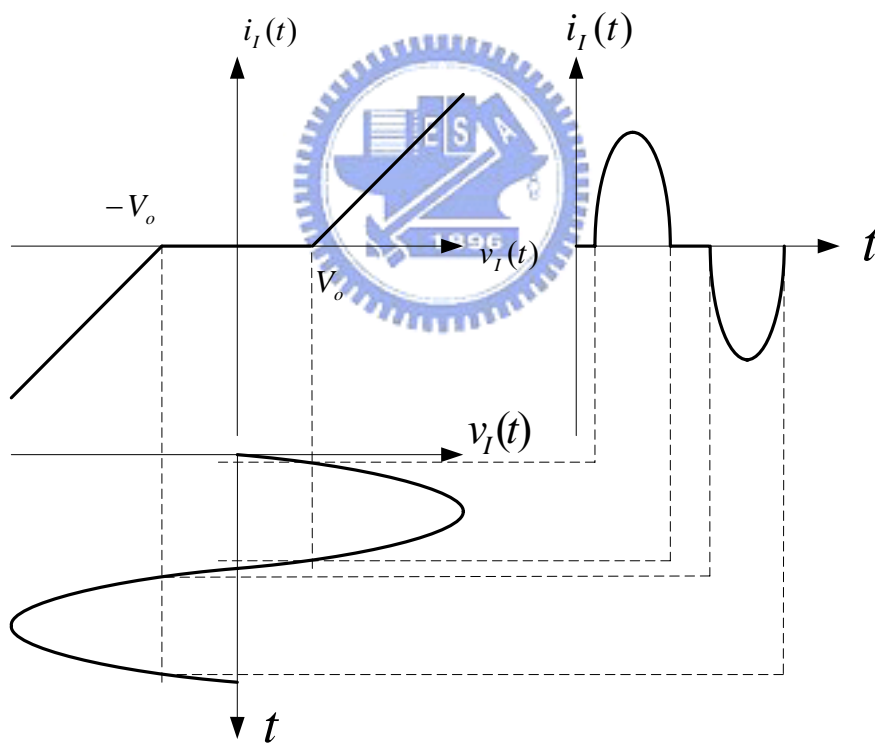
其他如圖 3-2、3-3 分別為降壓型(Buck Converter)與降昇壓型轉換器(Buck-Boost Converter)操作在 DCM 的關係圖。由圖 3-2 可發現當 Buck Converter 的輸入電壓小於輸出電壓 V_O 時，就會形成輸入電流為零的死帶(Dead Zone)，造成平均輸入電流失真，因此 Buck 轉換器不是一個好的 Self-PFC 架構。而由圖 3-3 可知，理論上來說 Buck-Boost 架構的 Self-PFC 效果是相當完美的，但不幸的是，Buck-Boost 轉換器有兩個缺點：輸入電壓與輸出電壓極性相反，也就是說輸入電壓與輸出電壓的地並不是相通的(Common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

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，且 Boost 架構的輸入電流為連續的而 Buck-Boost 架構為脈衝狀(pulsating)的電感電流形式故需承受較大的電流應力，所以，Boost 電力轉換器是應用 Self-PFC 時，一個較為適當的選擇。

● 降壓型轉換器(Buck Converter)：



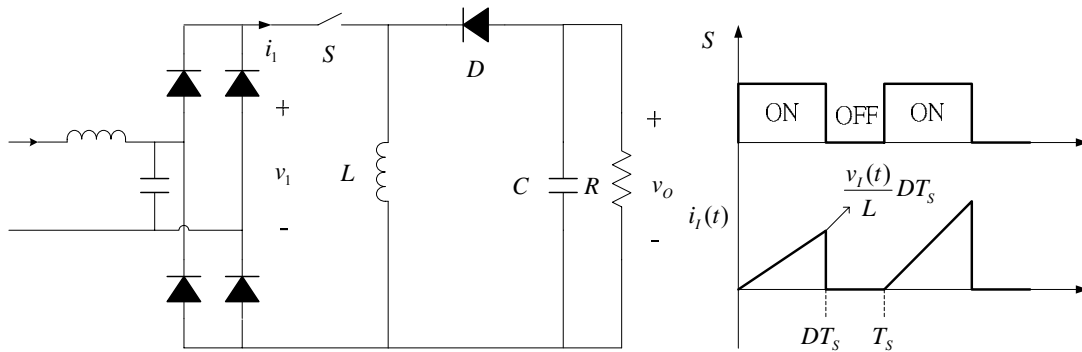
(a) Buck 轉換器



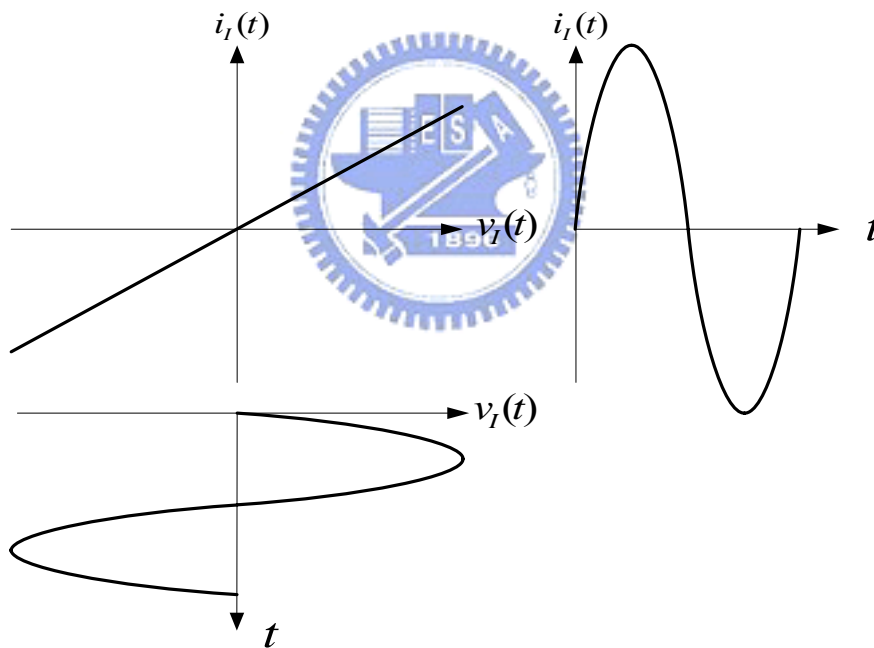
(b) 輸入 V-I 特性曲線

圖 3-2 Buck 轉換器的 V-I 關係圖

● 降升壓型轉換器(Buck-Boost Converter)：



(a) Buck-Boost 轉換器



(b) 輸入 V-I 特性曲線

圖 3-3 Buck- Boost 轉換器的 V-I 關係圖

3-3 單級交/直流切換式電源供應器

3-3-1 兩級與單級架構交/直流轉換器

利用兩級架構(圖 3-4)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，兩級架構對於電路成本造成負擔、體積大小造成困擾，以及經由兩級功率的轉換而有較低的效率，所以不適用在中低功率的應用上。為了改進兩級架構的缺失，一般的解決方法是將功因修正電路整合至直流/直流轉換器中，如圖 3-5 所示。

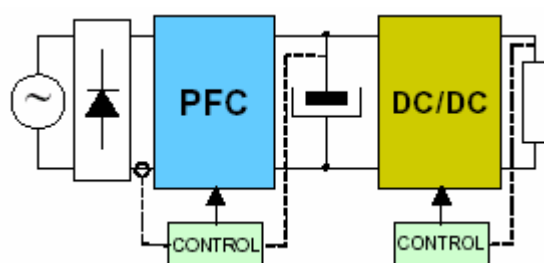


圖 3-4 傳統兩級交/直流轉換器架構

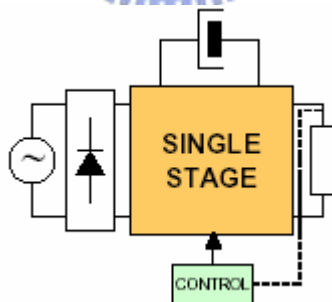


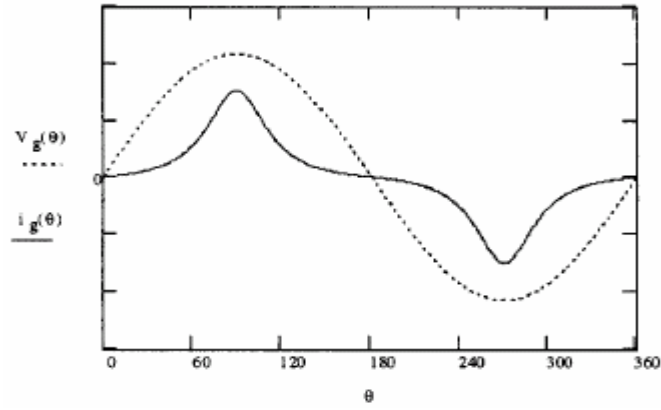
圖 3-5 一般單級交/直流轉換器架構

關於整合型單級交/直流轉換器的設計分析，相關的研究文獻非常豐富，依其輸入電流波形主要可分為：近正弦波（near sinusoidal）形式與非正弦波（non-sinusoidal）形式兩種，如圖 3-6 所示。前者的電路如 BIFRED(Boost Integrated with Flyback Rectifier/Energy Storage/DC-DC

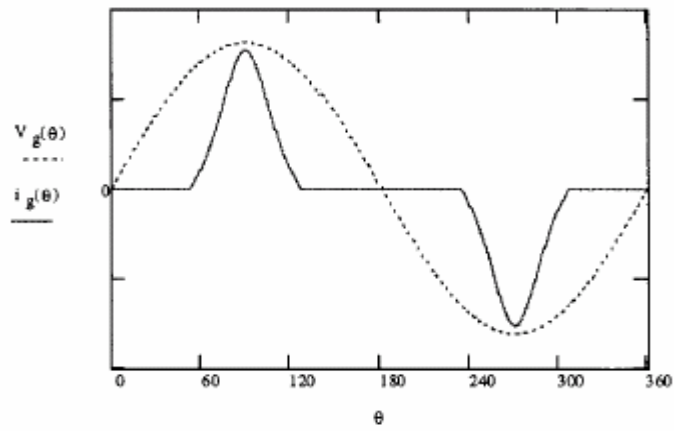
Converter) 與 BIBRED(Boost Integrated with a Buck Rectifier/Energy Storage/DC-DC Converter) 轉換器(圖 3-7(a)、(b))[38]，為 M. Madigan 等人在 1992 年所提出，分別有效地整合了 Boost-Flyback 和 Boost-Buck 轉換器，且輸入電流修飾級(Input Current Shaping, ICS)工作於不連續導通模式(Discontinuous Conduction Mode, DCM)，DC/DC 級工作於連續導通模式(Continuous Conduction Mode, CCM)。

此架構有一共通的問題，即在輕載時其儲能電容額定電壓甚高。為了改善此情形，許多新的電路架構大量被提出，該類設計大多犧牲部分的 PFC 效果以換取電壓應力的減少。最廣為人知的當屬多組耦合變壓器線圈(multi-winding)或稱耦合線圈(coupled winding)的方法[39-42]。以圖 3-7(c)為例，利用額外線圈做 DC bus 電壓的回授，當儲能電容對變壓器充磁時，ICS 同時也對變壓器充磁，儲能電容所需提供給負載的能量因而降低，但是使用此方法，將會降低輸入電流的導通角，使其成為非正弦式波形，降低功率因數。

經由以上對單級架構的討論，本篇論文採用的基本架構為由升壓型轉換器(Boost Converter)與反馳式轉換器(Flyback Converter)整合而成的 BIFRED 轉換器。利用 Boost 轉換器操作在 DCM 下具有良好的 Self-PFC 功能，配合一個架構簡單並具隔離效果的 Flyback 轉換器來穩定輸出電壓。BIFRED 轉換器的輸入電流形式屬於近似正弦波形式，有著較高的功率因數，因此，此架構應用在電子安定器為一恰當的選擇。

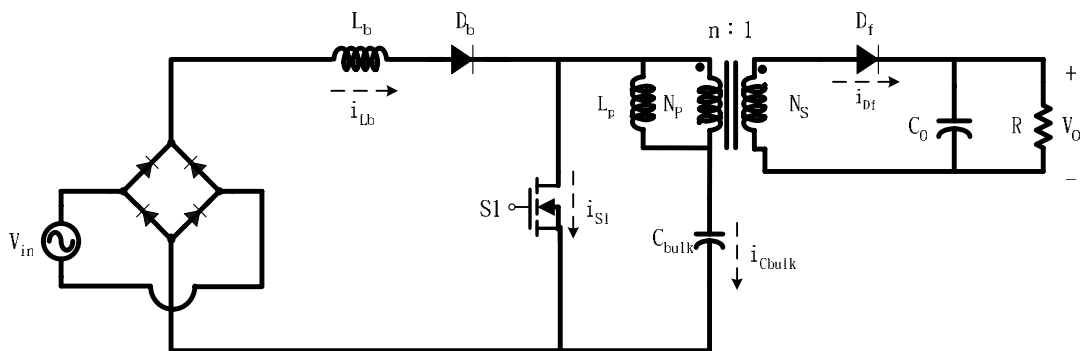


(a)

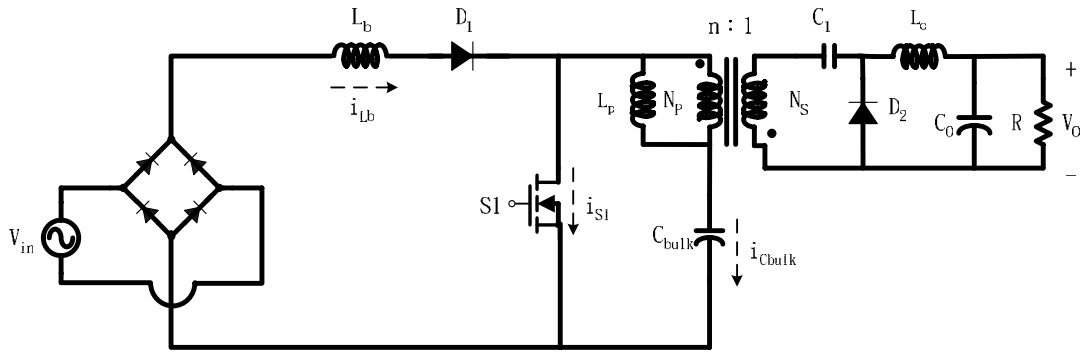


(b)

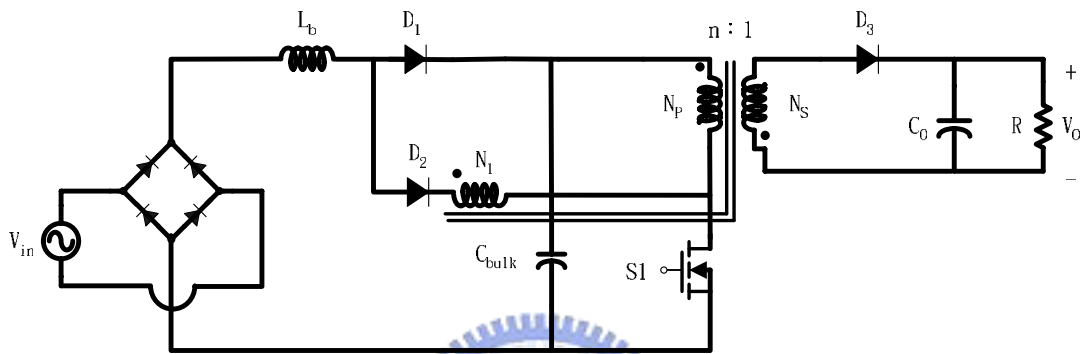
圖 3-6 輸入電流形式的比較 (a) 近正弦波形式；(b) 非正弦波形式 [37]



(a) BIFRED 轉換器



(b) BIBRED 轉換器



(c) 具有耦合線圈的單級單開關交/直流轉換器

圖 3-7 輸入電流型式為：近正弦波形式電路(a)、(b)；非正弦式波形電路(c)

3-3-2 BIFRED 轉換器的電路架構推導

如圖 3-8 所示，為一個 Boost 轉換器串接一個 Flyback 轉換器，首先假設功率開關 S1 與 S2 為同步開關、Boost 轉換器操作在 DCM、Flyback 轉換器操作在 CCM。可分為以下三個模式：

模式一：只有功率開關 S1 與 S2 導通，輸入線電壓經由 S1 對 Boost 電感 L_b 充電；儲能電容 C_{bulk} 經由 S2 對變壓器磁化電感充電；負載僅由輸出電容提供能量。

模式二：只有二極體 D_b 與 D_f 導通，Boost 電感 L_b 的能量以及電源 $|V_{ac}|$ 經由 D_b 對儲能電容 C_{bulk} 充電，此時，變壓器的磁通密度方向改變，磁化電

流轉移到次級側，儲存在變壓器的能量經由二極體 D_f ，傳送至輸出電容 C_o 以及負載 R 上。

模式三：當儲存在 Boost 電感上的能量完全傳遞給儲能電容時，Boost 電感電流降至零且二極體 D_b 截止，只剩下變壓器儲存的磁化電流繼續對負載供應能量。

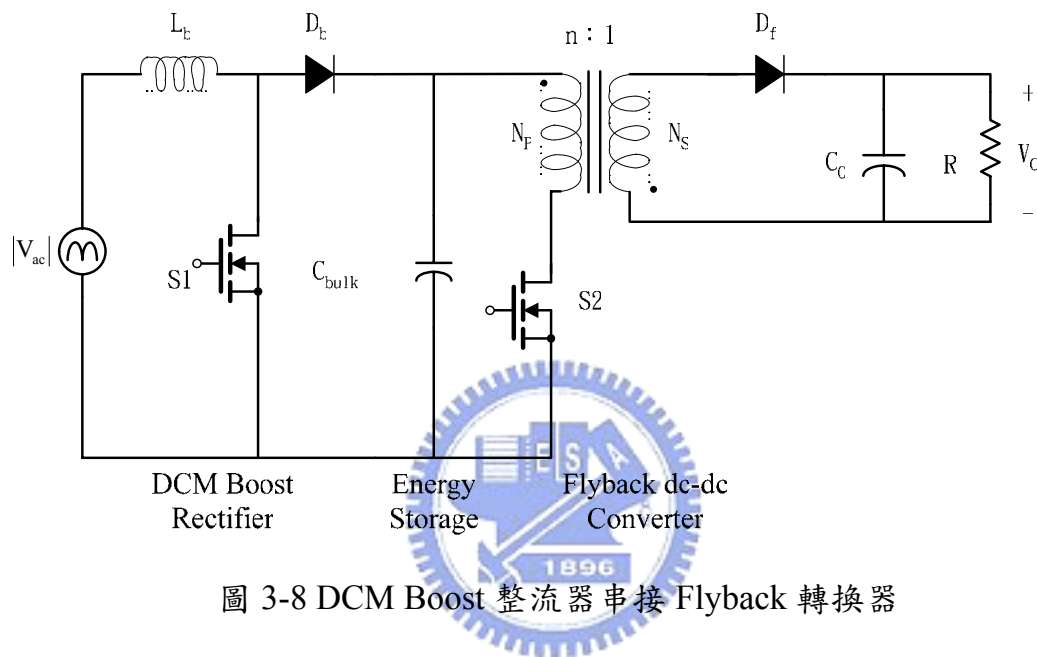


圖 3-8 DCM Boost 整流器串接 Flyback 轉換器

有了以上的分析，接下來開始把 Boost 與 Flyback 轉換器整合為單級單開關的 BIFRED 轉換器(圖 3-9)。首先，為了要讓 Boost 電感操作在 DCM，因此 Boost 電感 L_b 必須與二極體 D_b 串聯，而開關 $S2$ 可以藉由將儲能電容 C_{bulk} 與變壓器串聯且把開關 $S1$ 移到二極體 D_b 的另一端來取代之，接下來再把變壓器次級側的極性反轉就可完成整合的動作。

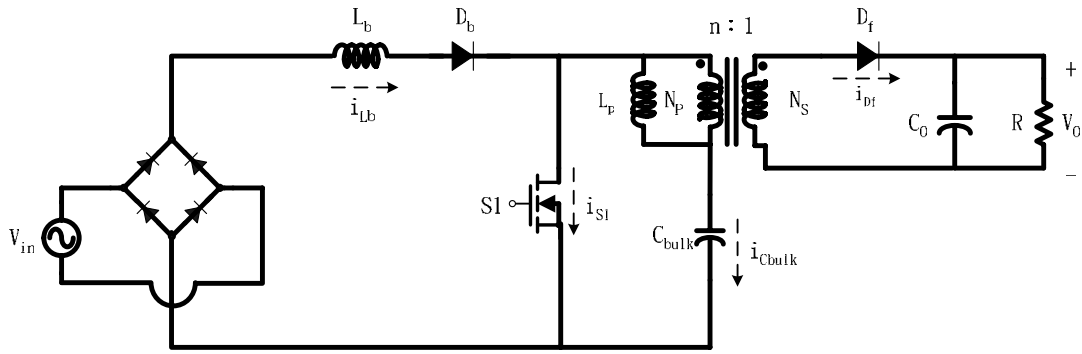


圖 3-9 BIFRED 轉換器

3-4 主動箝位式單級交/直流切換式電源供應器

由於一般的單級隔離型交/直流轉換器與一般的直流/直流轉換器相比時，開關所承受的電壓應力與功率損失較大，所以限制了此架構所能應用的範圍。一般傳統上在抑制開關切換時的電壓突波，是採用 RCD 箝位的方式，也就是在開關兩端加上電阻、電容、二極體所組成的電壓箝制電路，但若想要成功的抑制電壓突波，箝位電容要夠大，但這會造成開關截止時儲存於箝位電容中的能量變大，而此能量會消耗在電阻上，嚴重影響了轉換器的效率。因此，本論文使用了主動箝位(Active Clamp)電路，取代了傳統 RCD 箝位的方式，將儲存在變壓器漏感上的能量回送至電源側再利用而不消耗掉，並且可減少功率元件開關的電壓應力及 EMI 電磁干擾的問題，並且可使開關達到柔性切換，降低切換損失，改善整體效率。

3-4-1 柔性切換簡介

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，且效率低與體積大，因此漸漸的被高頻率的切換式電源供應器所取代。藉由切換頻率的

提升，輸出低通濾波器可以選取體積較小之電容與電感，達到降低成本與小型化的目的。而目前的切換式電源供應器較常用的工作頻率在20kHz 以上，若是採用傳統硬式切換(Hard Switching)的方式，當切換頻率增加時，功率電晶體在導通(Turn On)和截止(Turn Off)時的切換損失會隨著增加，而且高頻切換所造成的電磁干擾也相對增加。切換損失的提高降低整體轉換器的效率，產生散熱的問題，而電磁干擾則會影響其他裝置的正常運作。為了降低切換損失與電磁干擾，柔性切換(Soft Switching)成為目前運用在各種電力電子產品上的一種技術，主要又可分為零電壓切換(Zero Voltage Switching, ZVS)與零電流切換(Zero Current Switching, ZCS)。柔性切換技術的發展注意要點可概括如下：

- 高頻切換操作：

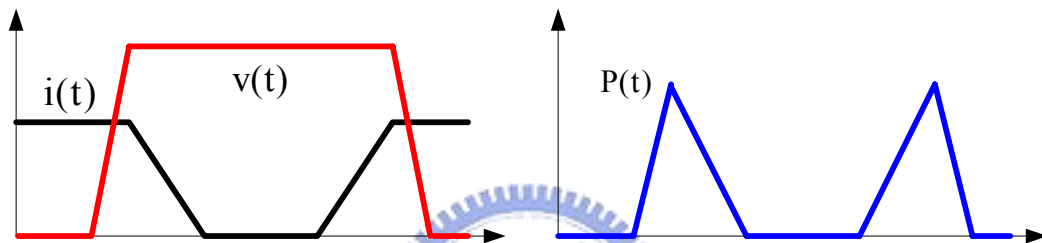
隨切換頻率的提高，低通濾波電路頻寬 $\frac{1}{\sqrt{LC}}$ 可選取較大值，維持輸出濾波的功能，故電容C及電感L相對變小。因此，磁性元件及電容的體積大幅降低，達到型小質輕的目的。

- 定頻切換控制：

切換開關的控制方法可分成定頻控制與變頻控制兩種：定頻控制係固定切換頻率，改變開關導通時間，以達到輸出穩壓的目的。變頻控制係固定導通或截止時間，改變開關的切換週期，以達到輸出穩壓的目的。為了得到漣波較小的直流輸出電壓，輸出低通濾波電路的頻寬必須遠小於切換頻率。若採用變頻控制，為了達到輸出穩壓，必須改變開關的切換頻率，則輸出低通濾波電路不易設計，故以定頻控制較佳。

- 降低切換損失：

由於切換開關為非理想元件，存在元件寄生效應，故不可能在瞬間完成切換動作。當功率晶體由off 切換至on，電壓不會瞬間下降至零，而電流也不會瞬間上升至定值，在切換過程中仍有電壓或電流存在，如圖3-10(a)所示。圖3-10(b)為切換開關在每個切換週期之瞬時功率損失，由圖可知，若提高開關切換頻率，則單位時間內，開關切換次數相對增加，會造成更大的功率損失。因此，若要提高開關的切換頻率，必須要降低開關上的切換損失。



(a) 開關切換之電壓與電流波形 (b)開關切換之瞬時功率損失

圖 3-10 開關元件切換之電壓、電流與瞬時功率波形

- 降低傳導損失及元件應力：

實際的元件均具有寄生電阻、電容或電感，當電路元件上跨有高電壓或流經大電流時，會造成嚴重的傳導損失(Conduction Loss)，導致轉換器的效率降低，且需使用成本較高的元件來承受高電壓/大電流，故降低元件應力為減少成本及減少能量損失的重要課題。

- 降低電磁干擾(Electro-Magnetic Interference, EMI)：

藉由切換頻率的提昇，傳統線性電力轉換器體積大及效率低的缺點可獲得改善，但開關瞬間切換的電壓/電流突波(Spike)所造成的電磁干擾，卻無法避免，故降低電磁干擾亦為設計轉換器的一大重點。

柔性切換係開關在切換過程中，電壓與電流的動作較為柔和，減少電壓、電流兩個波形的重疊面積，提高切換效率，降低電磁干擾雜訊。柔性切換技術應用於切換式電源供應器早期是由 F. C. Lee 等人提出來的半共振式轉換器(Quasi-resonant Converter, QRC)[49-51]，方法為：在傳統 PWM 電力轉換器中加入 LC 電路(如圖 3-11)，形成共振回路，在開關切換前先使功率開關上的電壓或電流共振至零，以便達到零電壓或零電流切換。以零電壓切換半共振式轉換器來說，開關 S 的截止時間固定，為了要達到輸出穩壓只能改變切換週期，故需採用變頻控制。而且在開關截止時，會在開關上產生一大電壓，因此需採用較高耐壓的開關，增加開關的導通損失。

而 ZCS/ZVS-PWM 電力轉換器[52-53]，乃是針對半共振式電力轉換器變頻控制的缺點，所發展出來的定頻控制架構。ZCS/ZVS-PWM 電力轉換器與半共振式電力轉換器最大的不同處，在於它在共振回路上新增一個輔助開關，控制共振現象何時發生作用，如此便可改善半共振式電力轉換器開關導通時間或截止時間固定的缺點，達到定頻控制的目的。

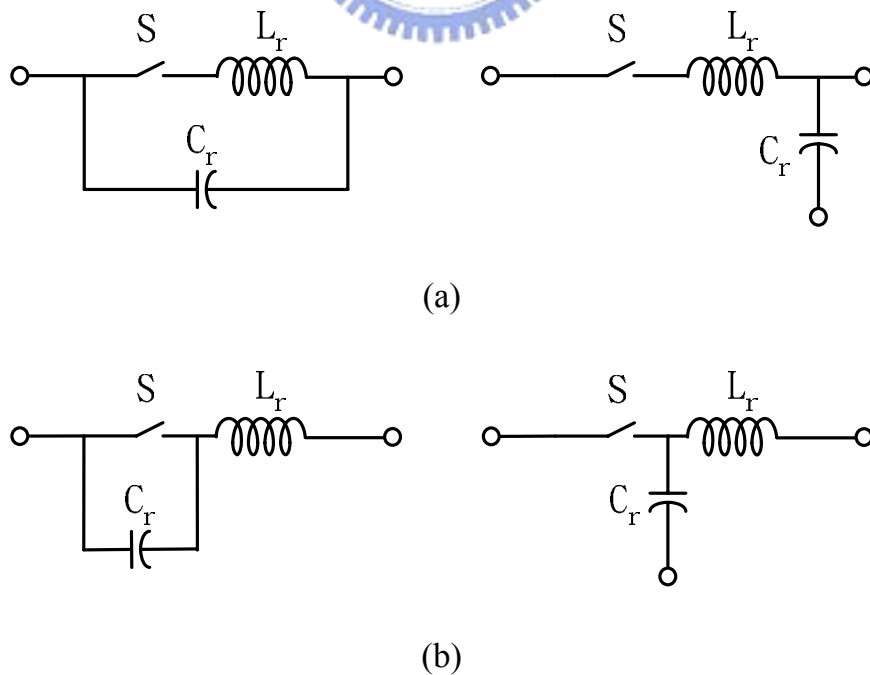


圖 3-11 (a) ZCS-QRC 電路 (b) ZVS-QRC 電路

主動箝位(Active Clamping)電路是由一個輔助開關與一個箝位電容所組成，可使主開關與輔助開關達到零電壓切換，改善高頻切換所造成的切換損失，且經由箝位電容的作用，可將開關電壓箝制住，降低其電壓應力並具有定頻控制的優點。其相關文獻的討論也相當多[54-58]，因此本論文採用的方法為：將主動箝位電路加入 BIFRED Converter 之中，取代傳統 RCD 箝位的方式，利用柔性切換的技術，使電路中主開關與輔助開關達到 ZVS 切換，降低切換損失以提高整體效率，同時開關的電壓應力也因為箝位電容的作用而降低。

3-4-2 主動箝位式 BIFRED 轉換器

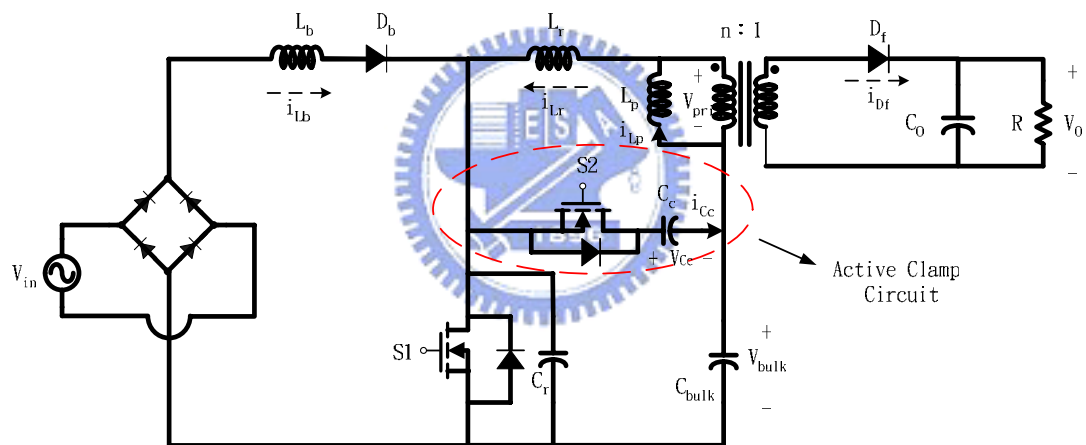


圖 3-12 主動箝位式 BIFRED 轉換器

圖 3-12 為具主動箝位電路的 BIFRED 轉換器，其中 Boost 電感 L_b 操作在 DCM，Flyback 部分操作在 CCM。 L_p 為變壓器的磁化電感；寄生電容 C_r 為電路中的寄生電容(包含開關的極際電容 C_{oss})；諧振電感 L_r 為變壓器的漏感與外加的電感總和，箝位電容 C_c 與輔助開關 $S2$ 形成主動箝位電路，限制開關的電壓應力； C_{bulk} 為儲能電容，其值很大可視為一電壓源。

以下將對此電路作進一步的分析，可分為八個模式來討論，圖 3-13 至 3-20 為各模式的電流路徑狀態圖，圖 3-21 為此八個時間區段的重要電流及電壓波形圖，其中為了更清楚的分析電路，時序圖時間間格 $t_1 \sim t_3$ 、 $t_5 \sim t_8$ 中將以放大來表示。

Mode 1 $t_0 \sim t_1$:

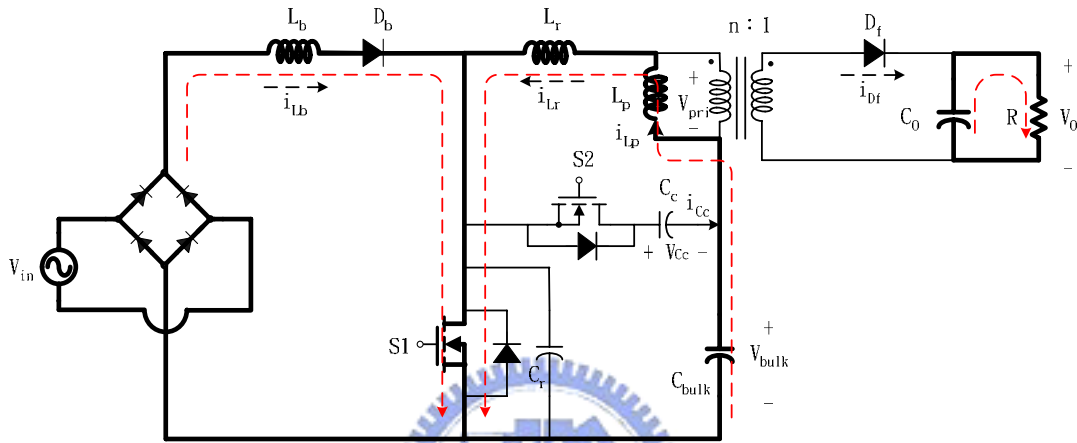


圖 3-13 主動箝位式 BIFRED Converter Mode 1

在 t_0 時，輸出二極體 D_f 截止，主開關 $S1$ 導通，輸入電壓 $|V_{in}|$ 跨在 Boost 電感 L_b 上，其電流由零開始線性上升，將能量儲存於電感 L_b 之中，電流 i_{Lb} 可表示為：

$$i_{Lb}(t) = \frac{|V_{in}|}{L_b}(t - t_0) \quad (3.3)$$

而儲能電容 C_{bulk} 電壓跨在變壓器磁化電感 L_p 與諧振電感 L_r 上，流經兩者的電流相等且線性增加，諧振電感電流 i_{Lr} 可表示為：

$$i_{Lr}(t) = i_{Lr}(t_0) + \frac{V_{bulk}}{L_p + L_r}(t - t_0) \quad (3.4)$$

箝位電容 C_c 電壓為：

$$v_{Cc}(t) = v_{Cc}(t_0) \quad (3.5)$$

磁化電感電流為：

$$i_{L_p}(t) = i_{L_r}(t) \quad (3.6)$$

Mode 2 $t_1 \sim t_2$:

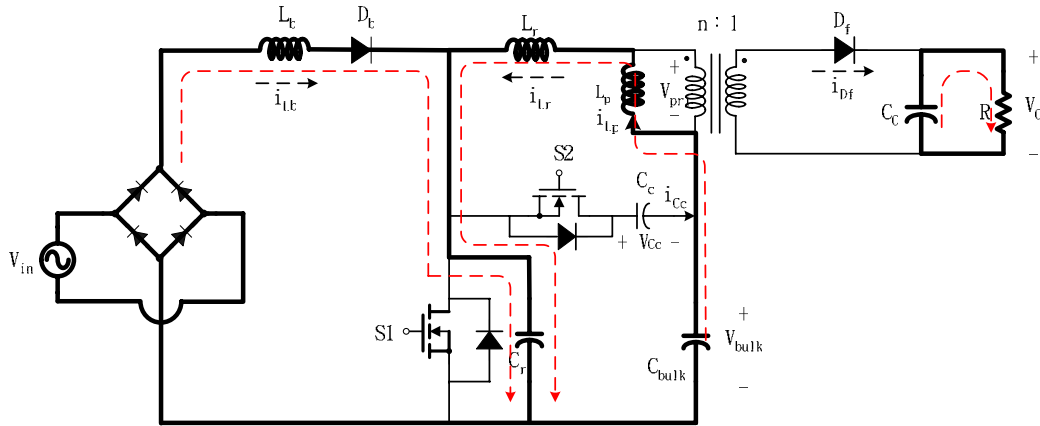


圖 3-14 主動箝位式 BIFRED Converter Mode 2

在 t_1 時，主開關 S1 截止。諧振電感 L_r 、磁化電感 L_p 與寄生電容 C_r 形成一共振回路。寄生電容同時被 i_{L_b} 與 i_{L_r} 充電，又因 C_r 極小，電容充電時間非常短暫，電容電壓幾乎是呈線性充電，可近似為：

$$v_{C_r}(t) \approx \frac{i_{L_r}(t_1) + i_{L_b}(t_1)}{C_r}(t - t_1) \quad (3.7)$$

諧振電感電流 i_{L_r} 可近似為： $i_{L_r}(t) \approx i_{L_r}(t_1)$ (3.8)

磁化電感電流為： $i_{L_p}(t) = i_{L_r}(t)$ (3.9)

Boost 電感電流 i_{L_b} 可近似為： $i_{L_b}(t) \approx i_{L_b}(t_1)$ (3.10)

箝位電容 C_c 電壓為： $v_{C_c}(t) = v_{C_c}(t_0)$ (3.11)

此模式於寄生電容電壓上升至 $v_{C_c}(t_0) + V_{bulk}$ 時結束。

Mode 3 $t_2 \sim t_3$:

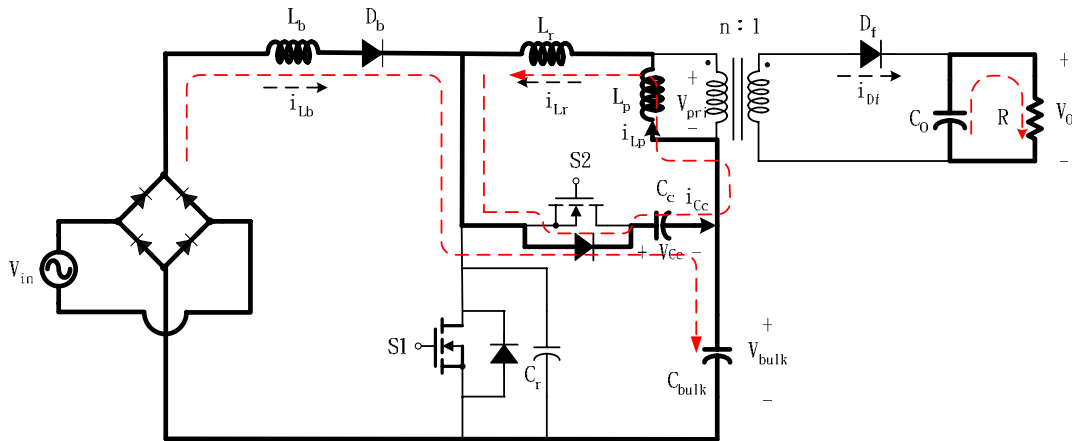


圖 3-15 主動箝位式 BIFRED Converter Mode 3

在 t_2 時，寄生電容 C_r 電壓被充至 $v_{C_c}(t_0) + V_{bulk}$ ，輔助開關 S2 的反並接二極體開始導通。Boost 電感對箝位電容與儲能電容充電。諧振電感 L_r 、磁化電感 L_p 與箝位電容 C_c 形成一共振回路。諧振電流 i_{Lr} 開始對箝位電容以諧振方式充電，且由於箝位電容 C_c 遠大於寄生電容 C_r ，因此幾乎所有的諧振電流都流向箝位電容。

$$\text{變壓器初級側電壓可表示為： } v_{pri} = v_{C_c} \frac{L_p}{L_r + L_p} \quad (3.12)$$

$$\text{箝位電容電流 } i_{C_c} \text{ 可表示為： } i_{C_c}(t) = A_1 \cos\omega_1(t-t_2) + B_1 \sin\omega_1(t-t_2) \quad (3.13)$$

箝位電容 C_c 電壓可表示為：

$$v_{C_c}(t) = A_1 z_1 \sin\omega_1(t-t_2) - B_1 z_1 \cos\omega_1(t-t_2) + \frac{|V_{in}| - V_{bulk}}{L_b + L_r + L_p} (L_p + L_r) \quad (3.14)$$

其中

$$A_1 = i_{Lr}(t_1) + i_{Lb}(t_1) ; \quad B_1 = \frac{|V_{in}| - V_{bulk}}{L_b \omega_1} - \frac{v_{C_c}(t_0)}{z_1}$$

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{\frac{(L_r + L_p)L_b}{L_r + L_p + L_b}(C_c + C_r)}} ; z_1 = \sqrt{\frac{1}{C_c + C_r} \cdot \frac{(L_p + L_r)L_b}{L_r + L_p + L_b}}$$

諧振電感電流 i_{L_r} 可表示為：

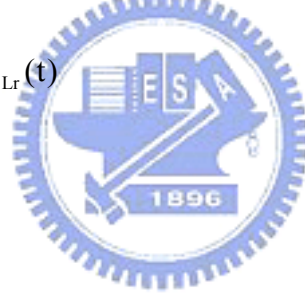
$$i_{L_r}(t) = \frac{1}{L_r + L_p + L_b} \left\{ L_b i_{C_c}(t) - (|V_{in}| - V_{bulk})(t - t_2) + (L_r + L_p) i_{L_r}(t_1) - L_b i_{L_b}(t_1) \right\} \quad (3.15)$$

Boost 電感電流 i_{L_b} 可表示為：

$$\begin{aligned} i_{L_b}(t) &= i_{C_c}(t) - i_{L_r}(t) \\ &= \frac{1}{L_r + L_p + L_b} \left\{ (L_r + L_p) i_{C_c}(t) + (|V_{in}| - V_{bulk})(t - t_2) \right\} - \\ &\quad \frac{1}{L_r + L_p + L_b} \left\{ (L_r + L_p) i_{L_r}(t_1) + L_b i_{L_b}(t_1) \right\} \end{aligned} \quad (3.16)$$

寄生電容 C_r 電壓可表示為： $v_{C_r}(t) = v_{C_c}(t) + V_{bulk}$ (3.17)

磁化電感電流為： $i_{L_p}(t) = i_{L_r}(t)$ (3.18)



Mode 4 $t_3 \sim t_4$:

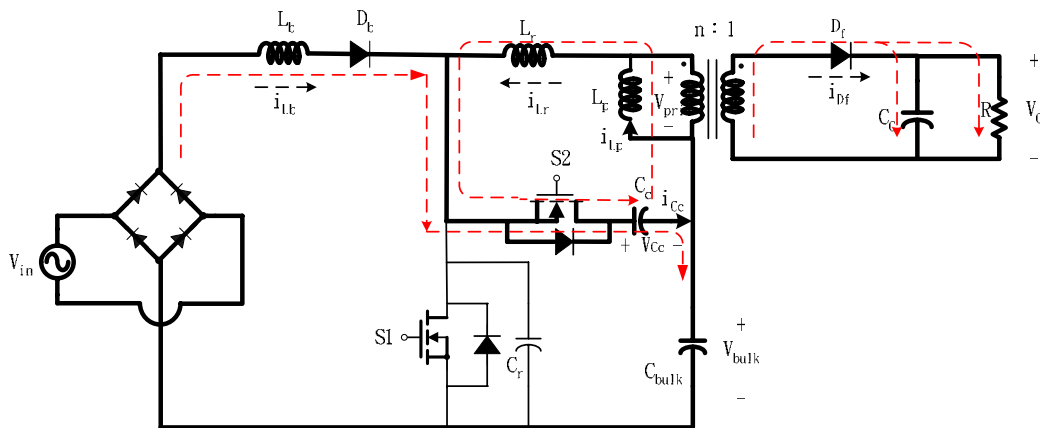


圖 3-16 (a) 主動箝位式 BIFRED Converter Mode 4-1

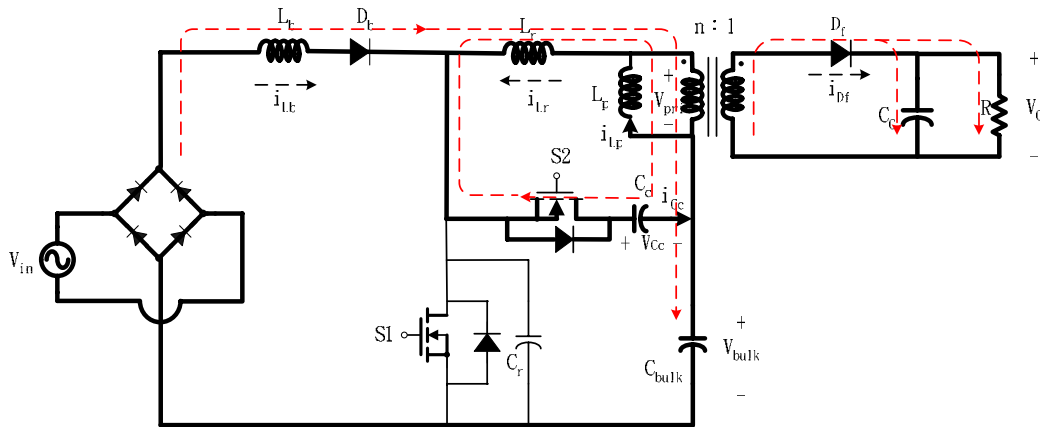


圖 3-16 (b) 主動箝位式 BIFRED Converter Mode 4-2

此模式依據箝位電容電流的流向可分為兩個階段。首先在 t_3 時，變壓器次級側感應電壓大於輸出電壓 V_0 ，二極體 D_f 開始導通，將變壓器儲存的能量傳送至負載。而變壓器初級側電壓被輸出電容 C_o 箝制在 nV_0 ，諧振電感 L_r 與箝位電容 C_c 開始共振。為了要使輔助開關 $S2$ 達到 ZVS 切換，必須在箝位電容電流尚未反向時，將輔助開關導通。而 Boost 電感將儲存的能量經輔助開關 $S2$ 的反並接二極體轉移至儲能電容上。當箝位電容電流 i_{Cc} 反向流動的時候，進入第二階段。此時，箝位電容電流 i_{Cc} 開始反向，並流經輔助開關 $S2$ ，箝位電容 C_c 開始放電。且 Boost 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 ，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，而不需先儲存於儲能電容 C_{bulk} 中，此減少能量重複處理的機制有利於效率的提升。而 Boost 電感因設計在 DCM 下，因此當 Boost 電感電流降為零時，此模式結束。

$$\text{變壓器初級側電壓可表示為： } v_{pri} = nV_0 \quad (3.19)$$

$$\text{磁化電感電流為： } i_{Lp}(t) = i_{Lp}(t_3) - \frac{nV_O}{L_p}(t - t_3) \quad (3.20)$$

$$\text{箝位電容電流 } i_{Cc} \text{ 可表示為： } i_{Cc}(t) = A_2 \cos\omega_2(t - t_3) + B_2 \sin\omega_2(t - t_3) \quad (3.21)$$

箝位電容 C_c 電壓可表示為：

$$v_{Cc}(t) = A_2 z_2 \sin\omega_2(t - t_3) - B_2 z_2 \cos\omega_2(t - t_3) + \frac{|V_{in}| - V_{bulk}}{L_b + L_r} L_r + \frac{nV_O}{L_b + L_r} L_b \quad (3.22)$$

其中

$$A_2 = i_{Lr}(t_3) + i_{Lb}(t_3) ; B_2 = \frac{|V_{in}| - V_{bulk}}{L_b \omega_2} + \frac{nV_O}{L_r \omega_2} - \frac{L_p + L_r}{z_2 L_p} nV_O$$

$$\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{\frac{L_r L_b}{L_r + L_b} (C_c + C_r)}} ; z_2 = \sqrt{\frac{1}{C_c + C_r} \cdot \frac{L_r L_b}{L_r + L_b}}$$

諧振電感電流 i_{Lr} 可表示為：

$$i_{Lr}(t) = -\left[\frac{|V_{in}| - V_{bulk} - nV_O}{L_b + L_r} \right] (t - t_3) + \frac{L_b}{L_b + L_r} i_{Cc}(t) - \frac{1}{L_b + L_r} [i_{Lb}(t_3)L_b - i_{Lr}(t_3)L_r] \quad (3.23)$$

Boost 電感電流可表示為：

$$\begin{aligned} i_{Lb}(t) &= i_{Cc}(t) - i_{Lr}(t) \\ &= \left[\frac{|V_{in}| - V_{bulk} - nV_O}{L_b + L_r} \right] (t - t_3) + \frac{L_r}{L_b + L_r} i_{Cc}(t) + \frac{1}{L_b + L_r} [i_{Lb}(t_3)L_b - i_{Lr}(t_3)L_r] \end{aligned} \quad (3.24)$$

$$\text{寄生電容 } C_r \text{ 電壓可表示為： } v_{Cr}(t) = v_{Cc}(t) + V_{bulk} \quad (3.25)$$

$$\text{變壓器次級側電流 } i_{Df} \text{ 可表示為： } i_{Df}(t) = n(i_{Lp}(t) - i_{Lr}(t)) \quad (3.26)$$

Mode 5 $t_4 \sim t_5$:

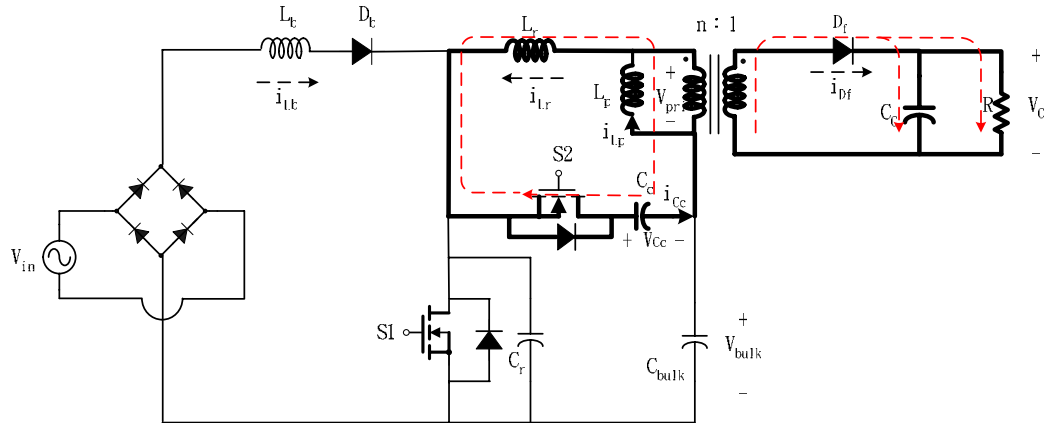


圖 3-17 主動箝位式 BIFRED Converter Mode 5

在 t_4 時，Boost 電感電流已降至零。此時箝位電容 C_c 與諧振電感 L_r 形成一共振回路，箝位電容電流與諧振電感電流相等。當輔助開關 S2 截止時，此模式結束。

變壓器初級側電壓可表示為：
$$v_{pri} = nV_O \quad (3.27)$$

磁化電感電流為：
$$i_{Lp}(t) = i_{Lp}(t_4) - \frac{nV_O}{L_p}(t - t_4) \quad (3.28)$$

變壓器次級側電流 i_{Df} 可表示為：
$$i_{Df}(t) = n(i_{Lp}(t) - i_{Lr}(t)) \quad (3.29)$$

諧振電感電流 i_{Lr} 可表示為：
$$i_{Lr}(t) = A_3 \cos\omega_3(t - t_4) + B_3 \sin\omega_3(t - t_4) \quad (3.30)$$

箝位電容電流 i_{Cc} 可表示為：
$$i_{Cc}(t) = i_{Lr}(t) = A_3 \cos\omega_3(t - t_4) + B_3 \sin\omega_3(t - t_4) \quad (3.31)$$

箝位電容 C_c 電壓可表示為：

$$v_{Cc}(t) = -A_3 z_2 \sin\omega_3(t - t_4) + B_3 z_3 \cos\omega_3(t - t_4) + nV_O \quad (3.32)$$

其中

$$A_3 = i_{Lr}(t_4) ; B_3 = \frac{-nV_O + v_{Cc}(t_4)}{z_3}$$

$$\omega_3 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_c}} ; z_3 = \sqrt{\frac{L_r}{C_c}}$$

$$\text{Boost 電感電流 } i_{L_b} \text{ 為: } i_{L_b}(t) = 0 \quad (3.33)$$

$$\text{寄生電容 } C_r \text{ 電壓可表示為: } v_{C_r}(t) = v_{C_c}(t) + V_{\text{bulk}} \quad (3.34)$$

Mode 6 $t_5 \sim t_6$:

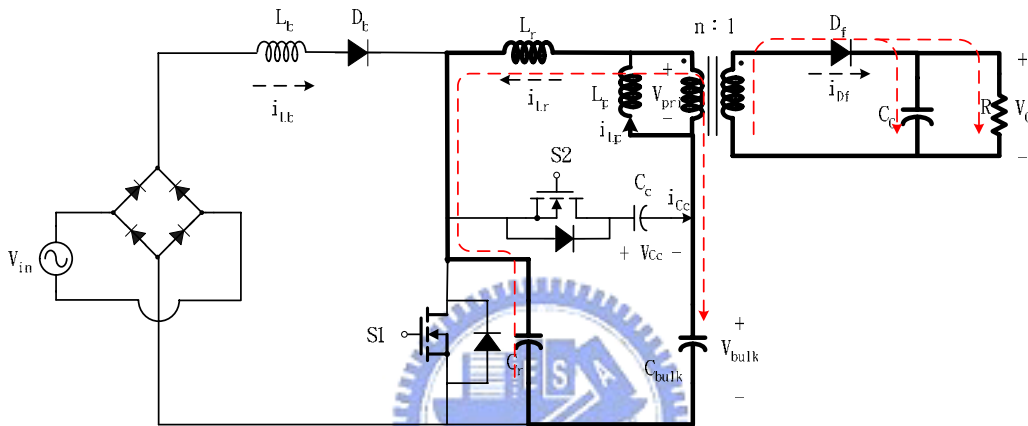


圖 3-18 主動箝位式 BIFRED Converter Mode 6

在 t_5 時，輔助開關 S2 截止，連接箝位電容 C_c 的路徑被截斷。新的共振回路由諧振電感 L_r 與寄生電容 C_r 組成。此時變壓器初級側電壓仍被箝制在 nV_0 ，寄生電容 C_r 開始放電，當其電壓為零時，此模式結束。

$$\text{磁化電感電流為: } i_{L_p}(t) = i_{L_p}(t_5) - \frac{nV_0}{L_p}(t - t_5) \quad (3.35)$$

$$\text{Boost 電感電流 } i_{L_b} \text{ 為: } i_{L_b}(t) = 0 \quad (3.36)$$

$$\text{變壓器次級側電流 } i_{D_f} \text{ 可表示為: } i_{D_f}(t) = n(i_{L_p}(t) - i_{L_r}(t)) \quad (3.37)$$

$$\text{箝位電容 } C_c \text{ 電壓為: } v_{C_c}(t) = v_{C_c}(t_5) \quad (3.38)$$

諧振電感電流 i_{L_r} 可表示為：

$$i_{Lr}(t) = A_4 \cos \omega_4(t-t_5) + B_4 \sin \omega_4(t-t_5) \quad (3.39)$$

寄生電容 C_r 電壓可表示為：

$$v_{Cr}(t) = -A_4 z_4 \sin \omega_4(t-t_5) + B_4 z_4 \cos \omega_4(t-t_5) + nV_o + V_{bulk} \quad (3.40)$$

其中

$$A_4 = i_{Lr}(t_5) ; B_4 = -\frac{nV_o + V_{bulk} - v_{Cr}(t_5)}{z_4}$$

$$\omega_4 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} ; z_4 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$$

Mode 7 $t_6 \sim t_7$:

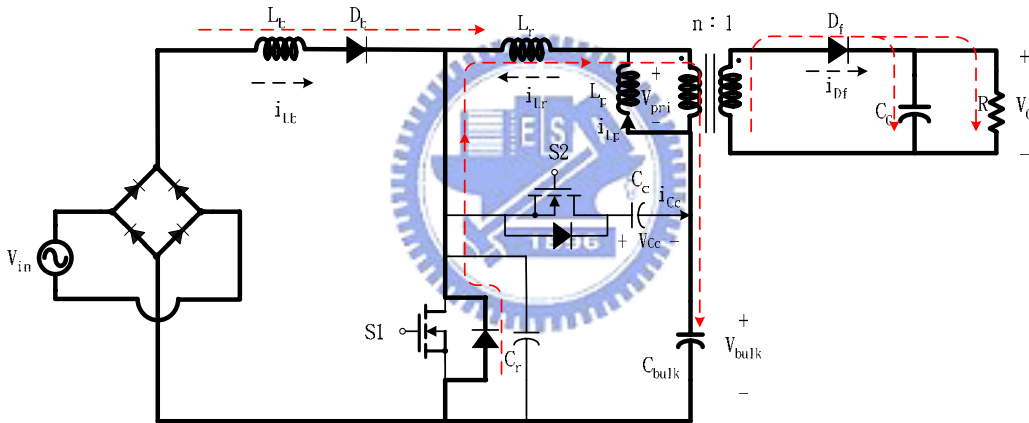


圖 3-19 主動箝位式 BIFRED Converter Mode 7

在 t_6 時，寄生電容完全放電至零，使主開關 S1 的反並接二極體導通，隨後再將主開關導通即可達到 ZVS 切換。而此時諧振電流 i_{Lr} 可表示為：

$$i_{Lr}(t) = i_{Lr}(t_6) - \frac{V_{bulk} + nV_o}{L_r}(t-t_6) \quad (3.41)$$

磁化電感電流為： $i_{Lp}(t) = i_{Lp}(t_6) - \frac{nV_o}{L_p}(t-t_6)$ (3.42)

變壓器次級側電流 i_{Df} 可表示為： $i_{Df}(t) = n(i_{Lp}(t) - i_{Lr}(t))$ (3.43)

輸出端二極體電流變化率可表示為：

$$\frac{di_{Df}}{dt} = -n \cdot \left(\frac{nV_o}{L_p} + \frac{V_{bulk} + nV_o}{L_r} \right) \quad (3.44)$$

此時，Boost 電感電流開始由零以斜率 $\frac{|V_{in}|}{L_b}$ 慢慢線性增加。

Mode 8 $t_7 \sim t_8$:

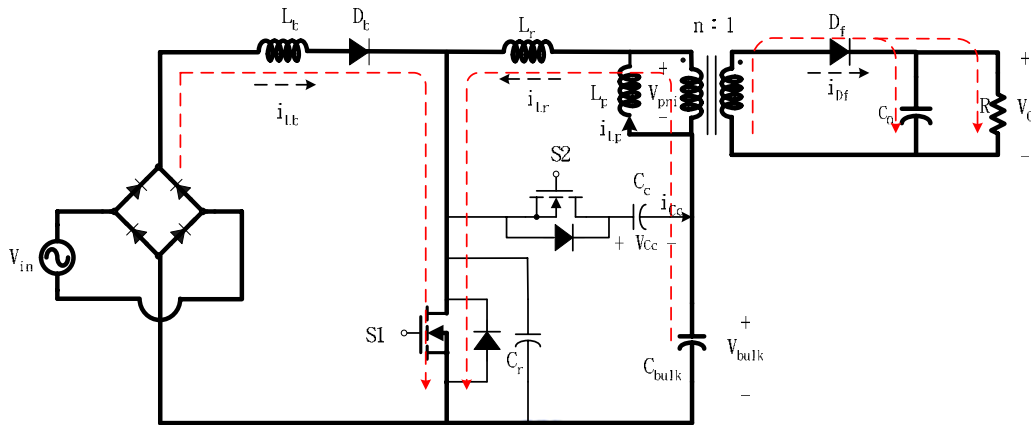


圖 3-20 主動箝位式 BIFRED Converter Mode 8

在 t_7 時，主開關 S1 導通，諧振電流 i_{Lr} 慢慢線性增加、次級側電流 i_{Df} 慢慢減少，在 t_8 時，諧振電流 i_{Lr} 與磁化電流 i_{Lp} 相等，次級側電流 i_{Df} 降為零，輸出二極體截止。此時，完成一完整的切換週期。

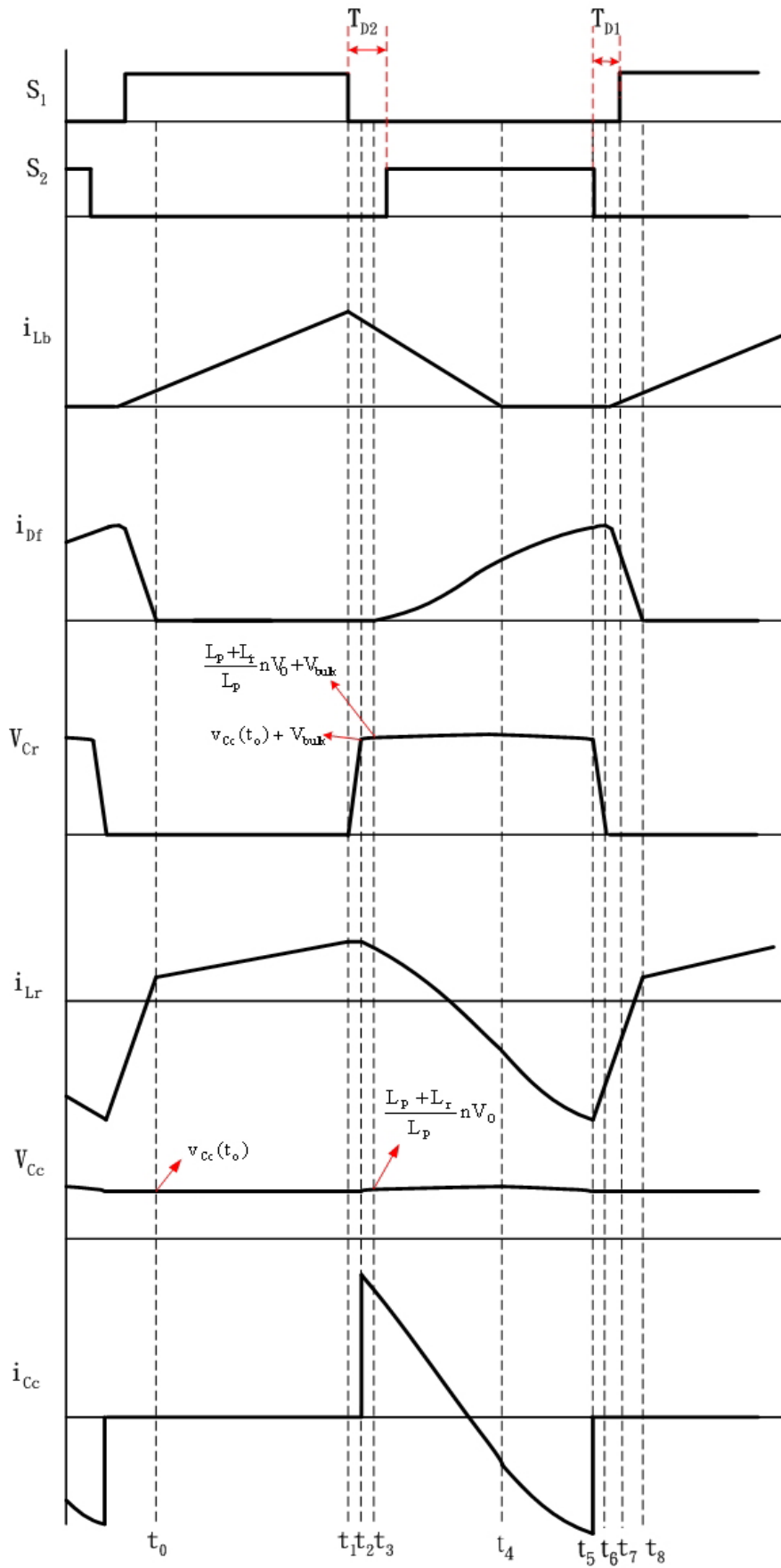


圖 3-21 主動箝位式 BIFRED Converter 重要電壓電流波形

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的物理特性及其電子安定器的電路架構與工作原理，接下來便是實體電路設計的部分。本章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 系統方塊圖




圖 4-1 為複金屬燈電子安定器系統方塊圖。主要可分為兩級：單級交/直流轉換器負責功率因素修正與產生穩定的直流電壓輸出；全橋方波換流器用來將直流輸出電壓轉換成低頻方波輸出。另外，高壓產生電路則是用來產生一高壓以觸發燈具。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來啟動燈管。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自動地停止工作。

交/直流轉換器的基本規格如下：

輸入線電壓： $90 V_{ac} \sim 220 V_{ac}$

輸出電壓：100V

輸出功率：150W

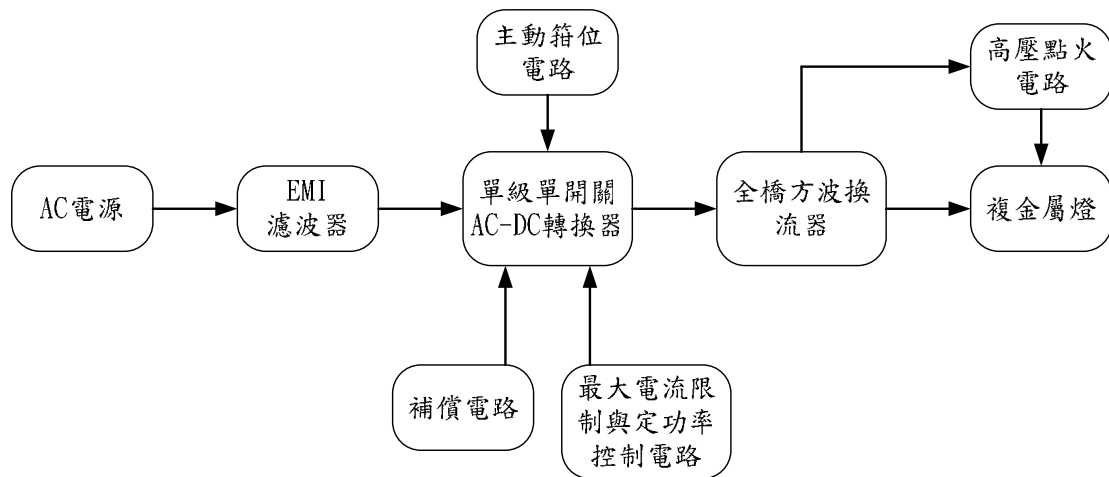


圖 4-1 電子安定器系統方塊圖

4-3 高頻電流濾波器

串接於電源全波整流器之前的 LC 濾波器，主要功用是要將電子安定器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。如圖 4-2 所示，流經 LC 濾波器電感上的電流的衰減關係為 i_1 為：

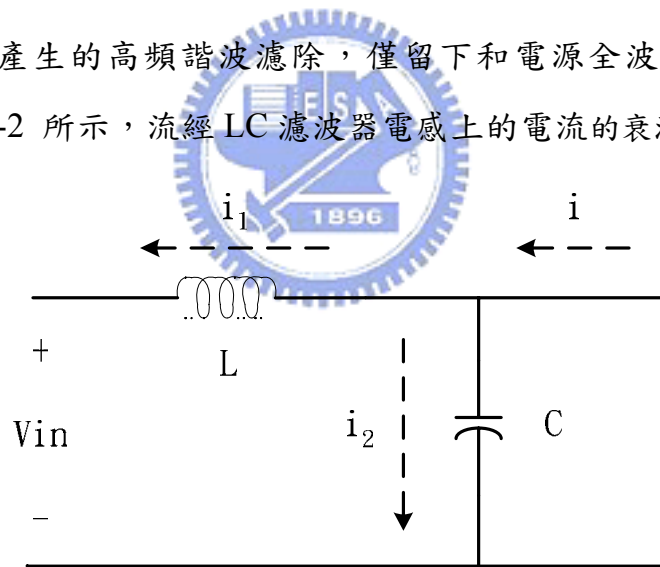


圖 4-2 高頻電流濾波器

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

令 $F = \frac{1}{1 - \omega^2 LC}$ ，若我們希望開關切換頻率在 100 KHz 以上時， $|F|$ 能降到 0.02 以下，則所選擇的 LC 值需大於 1.25×10^{-12} 。

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正確地跟隨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 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：

$$L > \frac{1.25 \times 10^{-12}}{10^{-6}} = 125\mu\text{H}$$

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

4-4 主動箝位式 BIFRED 轉換器參數設計

圖 4-3 為主動箝位式 BIFRED 轉換器及其控制電路圖，由 3-2 節的分析可知，BIFRED Converter 可分為 Boost Converter 與 Flyback Converter 兩部分。其中，將 Boost Converter 設計在 DCM 下，確保有良好的 Self-PFC 的作用，將 Flyback Converter 設計在 CCM 下，以降低開關的電流應力。

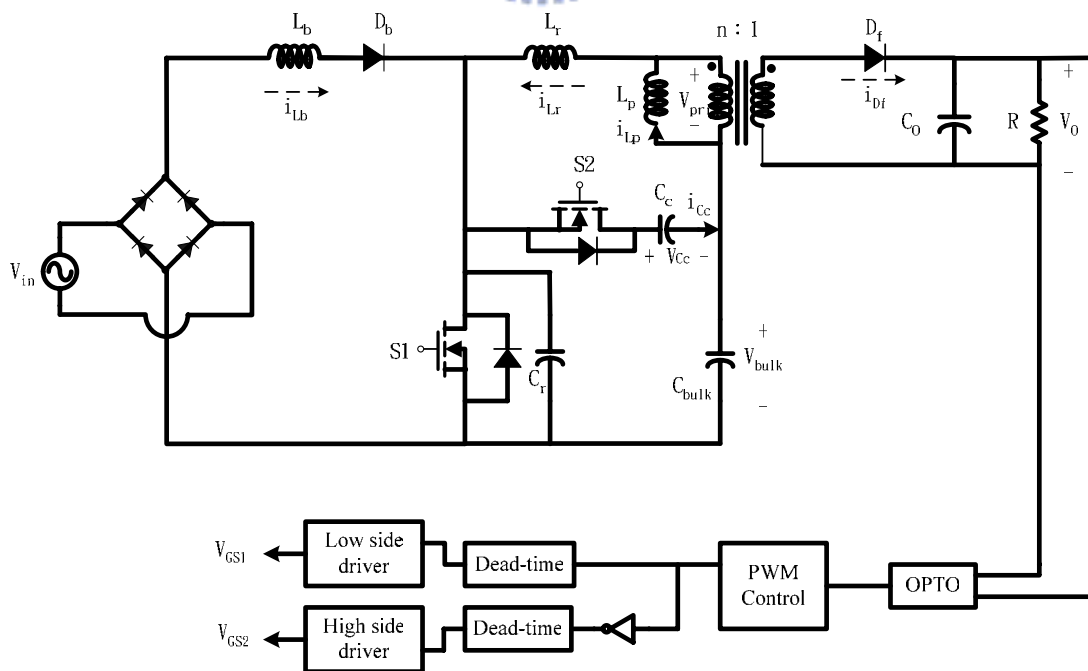


圖 4-3 主動箝位式 BIFRED 轉換器及其控制電路

● 控制與驅動電路的設計：

本實驗使用的控制 IC 為 Unitrode 公司的 UC3843 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。輸出為 Totem Pole 式輸出。

圖 4-4 為主開關與輔助開關的驅動電路。其工作原理為：將 PWM IC UC3843 的輸出訊號經反相器 U3A、U3B(圖 4-4 (a))緩衝後，經由 NOT 閘(U3C、U3D)與 AND 閘(U4A、U4B)產生兩個互補的訊號 LI 與 HI 後，再分別接到 IC IR2113 的輸入腳位 LIN 與 HIN。其中開關的死區時間(Dead time)由 R_{12} 、 C_2 、 R_{13} 、 C_3 來調整。

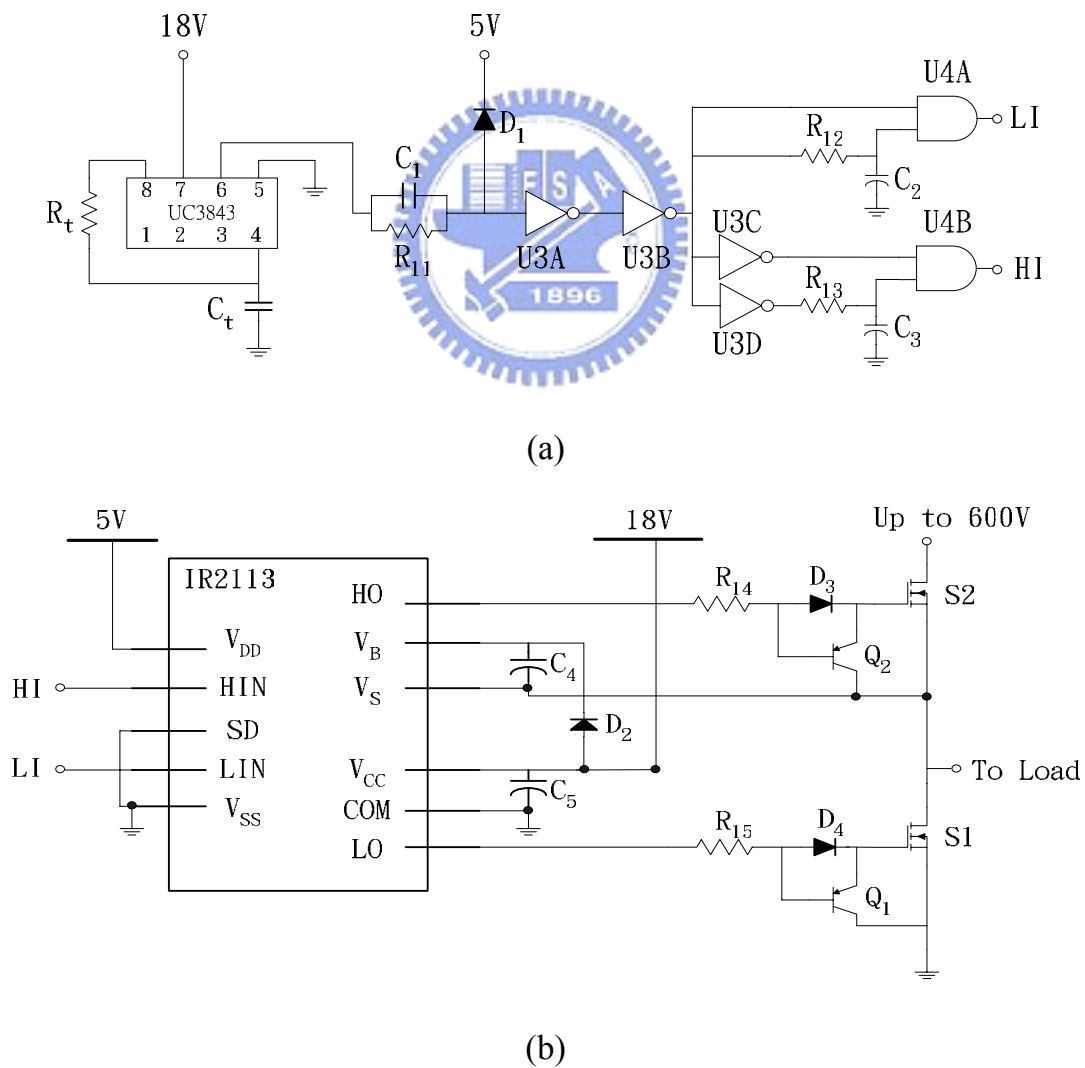


圖 4-4 開關驅動電路

而推動開關的訊號有兩組(圖 4-4 (b))： V_{CC} 、LO、COM(Low Side Driver)形成一組推動下臂接地主開關的訊號；另一組 V_B 、 V_S 、HO(High Side Driver)推動上臂浮接輔助開關的訊號。Low Side Driver 部分是將電壓及驅動能力提高。而 High Side Driver 的部分是利用下臂開關 S1 導通時， C_4 電容獲得接地路徑，經由二極體 D_2 對其充電，來提供上臂開關 S2 導通時所需要的 V_{GS} 跨壓，達成驅動浮接開關的目的。而 D_4 、 Q_1 與 D_3 、 Q_2 的加入是為了當開關截止時，能夠快速將其閘極電壓向下拉，縮短開關關閉時間。另外此驅動電路的所有工作電壓不可超過 600V。

- 切換頻率的決定：

UC3843 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。此類 IC 切換頻率設定電路如圖 4-4(a)所示。其切換頻率 F_s 的設定公式為：

$$F_s \approx \frac{1.72}{R_t C_t} \quad (4.1)$$

我們將切換頻率 F_s 設計在 100KHz，故

$$R_t C_t = 17.2 \times 10^{-6} \quad (4.2)$$

將 C_t 的值設為 2.2nF，故 R_t 的值應選為 7.5k Ω 。

- 變壓器圈數比 n 的選擇：

首先選定最大工作週期 $D=0.45$ ，由 Flyback 輸入電壓與輸出電壓的關係[63]：

$$V_o = \frac{D}{1-D} \times \frac{V_{\text{bulk,min}}}{n} \quad (D \text{ 為 Duty Ratio}) \quad (4.3)$$

其中： $V_o = 100\text{V}$ 、 $V_{\text{bulk,min}} = 130\text{V}$

可求出 $n \leq 1.06$ ，本設計取 $n=1$ ，再帶入(4.3)式可算出最大工作週期約為 0.43。

- **主開關 S1 與輔助開關 S2 的選擇：**

由圖 4-3 可知道，主開關與輔助開關的耐壓相等且均不可超過驅動 IC IR2113 最大工作電壓 600V。本實驗使用 Toshiba 公司的 2SK2915 N Channel MOSFET (耐壓為 600V，耐流為 16A)。

- **功率二極體 D_b 的選擇：**

功率二極體 D_b 的最大耐壓為，主開關最大耐壓與最小輸入線電壓之差 $V_{S1(DS)} - V_{\text{in,min}} < 600\text{V}$ ，最大電流峰值約為 6A。本實驗選用 Nihon Inter Electronics Corporation 的 FSF 10A60 (耐壓 600V，耐流 10A)。

- **功率二極體 D_f 的選擇：**

功率二極體 D_f 的最大耐壓為 $\frac{1}{n} V_{\text{bulk,max}} + V_o = 520\text{V}$ ，最大電流峰值約為 8A。本實驗選用 IXYS DSEI 12-10A (耐壓 1000V，耐流 12A)。

- **Boost 電感 L_b 的選擇：**

為了要得到良好的功率因素，因此 Boost 電感的選擇是要讓 Boost Converter 在所有輸入電壓下 ($90 V_{\text{ac}} \sim 220 V_{\text{ac}}$) 都能操作在 DCM 模式。 L_b 也不宜過小，否則會增加開關的電流應力，本實驗選擇 $L_b = 85 \mu\text{H}$ 。

- **儲能電容 C_{bulk} 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 $V_{\text{in}} = 220 V_{\text{ac}}$ 時，約為 420V。若 120Hz 的漣波過大，會使輸

出電壓帶有 120Hz 的漣波。為防止在高輸入電壓時，因負載變動造成儲能電容電壓變高，且能提供足夠的濾波功能，在此選用四顆 270μF/400V 的電解質電容兩兩並聯後再串接，以組成 270μF/800V 的電容規格。

● 輸出電容 C_o 的選擇：

輸出電容耐壓只須比點燈電壓(200V)高即可。但如果輸出電容過大的話，點燈時會有限流控制失效的情形發生，同時也容易引起電路的震盪[60]。因此經由實驗測試後，選擇 18μF/450V 的電容。

● 變壓器磁化電感的 L_p 選擇

加入主動箝位電路後，對 Flyback Converter 的影響不大，其磁化電感的選擇可用一般 Flyback Converter 的方法求得。圖 4-5 為 Flyback Converter 操作在邊界模式的磁化電流波形。儲存在電感的能量為：

$$\begin{aligned}
 W_{in} &= \frac{1}{2} L_p (i_{p(\text{peak})}^2 - i_{p(\text{ini})}^2) = \frac{1}{2} (i_{p(\text{peak})} + i_{p(\text{ini})})(i_{p(\text{peak})} - i_{p(\text{ini})}) \\
 &= \frac{1}{2} L_p (2i_{p(\text{ini})} + \Delta i_p) \Delta i_p \quad (4.4)
 \end{aligned}$$

$$W_o = \frac{P_o T_s}{\eta} \quad (4.5)$$

其中 $\Delta i_p = \frac{D V_{\text{bulk}}}{L_p} T_s$ ， P_o 為輸出功率， η 為轉換器效率，開關切換頻率

$F_s = \frac{1}{T_s}$ 。再利用 Flyback Converter 輸入輸出電壓關係式[63]：

$\frac{V_o}{V_{\text{bulk}}} = \frac{D}{1-D} \times \frac{1}{n}$ ，令(4.4)式與(4.5)式相等，可算出在邊界模式下

($i_{p(\text{ini})} = 0$)的磁化電感值 L_p 為：

$$L_p = \frac{\eta D^2 V_{\text{bulk}}^2}{2 P_o F_s} \quad (4.6)$$

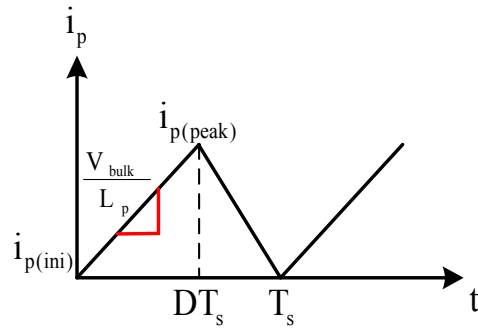


圖 4-5 Flyback 轉換器操作在邊界模式的磁化電流波形

要使 Flyback Converter 操作在連續導通模式下，由(4.6)式可求出磁化電感至少約為 $100\mu\text{H}$ ($P_o=150\text{W}$ 、 $\eta=1$ 、 $V_{\text{bulk}}=130\text{V}$ 、 $D=0.43$ 、 $F_s=100\text{KHz}$)，本實驗為確保操作在 CCM 下，在此選用 $L_p=250\mu\text{H}$ 。

● 變壓器初次級繞組匝數的 N_p 與 N_s 的選擇

每種不同的鐵心都有其不同的飽和磁通密度，鐵心一旦飽和將失去磁性元件的特性，而使通過它的電流突然遽增，其結果通常都是燒毀開關。故在設計儲能電感時要注意鐵心不能飽和。鐵心磁通密度計算公式為[64]：

$$B_{\text{max}} = \frac{LI_{\text{peak}}}{A_e N} \quad (4.7)$$

其中 B_{max} 為最大磁通密度、 A_e 為鐵心截面積、 N 為匝數。而磁通密度會隨工作溫度而變，以 Ferrite 來說，在 25°C 時其飽和磁通密度約為 5000 高斯，但 100°C 時，就降至 3000 高斯，設計時以 $B_{\text{max}}=2500$ 高斯較為安全。另外，磁通密度的變化量亦不可太大，否則會使變壓器過熱。本實驗選用的 A_e 約為 1.3cm^2 ，可求出初級繞組匝數 N_p 需大於 38 匝 ($L=250\mu\text{H}$ 、 $I_{\text{peak}}=5\text{A}$)，在此選用 N_p 為 40 匝，而圈數比 $n=1$ ，所以

次級繞組 $N_s = \frac{N_p}{n} = 40$ 匝。

● 諧振電感 L_r 的選擇

要使主開關達到零電壓切換的目的，在設計的要求上，除了輔助開關截止至主開關導通的死區時間 T_{DI} 之外，在 Mode 6 的期間，即 $t_5 \sim t_6$ ，必須確保諧振電感 L_r 夠大，能夠將寄生電容 C_r 完全的放電。因此

$$E_{L_r} \geq E_{C_r} \quad (4.9)$$

$$\frac{1}{2} L_r i_{L_r(\text{peak})}^2 \geq \frac{1}{2} C_r v_{C_r}^2 \quad (4.10)$$

$$L_r \geq \frac{C_r v_{C_r}^2}{i_{L_r(\text{peak})}^2} \quad (4.11)$$

由(4.11)式：

$$L_r \geq \frac{C_r \left(V_{\text{bulk}} + \frac{L_p + L_r}{L_p} n V_o \right)^2}{i_{L_r(\text{peak})}^2} \quad (4.12)$$

其中寄生電容電壓在 t_3 時為： $v_{C_r}(t_3) = V_{\text{bulk}} + \frac{L_p + L_r}{L_p} n V_o$ ，為簡化計算

在此將寄生電容電壓近似為 $v_{C_r} \approx V_{\text{bulk}} + \frac{L_p + L_r}{L_p} n V_o = 420 + 100 = 520$ ，

寄生電容 C_r 由元件 Data sheet 可查出約為 600pF，由(4.4)式與(4.5 式)：

$$\begin{aligned} W_{\text{in}} &= \frac{1}{2} L_p (i_{p(\text{peak})} + i_{p(\text{ini})}) \Delta i_p = W_o = \frac{P_o T_s}{\eta} \\ \Delta i_p &= \frac{D V_{\text{bulk}}}{L_p} T_s = i_{p(\text{peak})} - i_{p(\text{ini})} \\ i_{L_r(\text{peak})} &= i_{p(\text{peak})} = \frac{P_o}{\eta V_{\text{bulk}} D} + \frac{1}{2} \frac{V_{\text{bulk}} D}{L_p F_s} \\ &= \frac{150}{420 \times 0.16} + \frac{1}{2} \frac{420 \times 0.16}{250 \mu \times 10^5} \approx 3.6 \text{A} \end{aligned} \quad (4.13)$$

可算出諧振電感 L_r 約需大於 12 μH ，而諧振電感 L_r 為變壓器的漏感與外加電感的總和，實驗中變壓器的漏感，經量測出來約為 5 μH ，所以

我們將諧振電感 L_r 設計為 $15\mu\text{H}$ (即外加電感為 $10\mu\text{H}$)，以期能達到零電壓切換的目的。

● 箝位電容 C_C 的選擇

諧振電感 L_r 選擇後，即可選擇適當的箝位電容 C_C 。在 $t_2 \sim t_4$ 期間為諧振電感 L_r 及 Boost 電感 L_b 與箝位電容 C_C 共振(共振週期

$$T_D = 2\pi\sqrt{\frac{L_r L_b}{L_r + L_b} C_C})，由於 Boost 電感遠大於諧振電感，因此在此期間$$

可近似為諧振電感 L_r 與箝位電容 C_C 在共振。而 $t_4 \sim t_5$ 期間則僅由諧振電感 L_r 與箝位電容 C_C 共振，故 $t_2 \sim t_5$ 期間的共振週期為

$T_D = 2\pi\sqrt{L_r C_C}$ 。此時段的共振頻率應選擇較低一點，即箝位電容大一些，如此在開關截止時才不會有電壓振鈴(Ringing)的現象。但使用太大的電容不但佔用電路空間且增加成本。一個折衷的選擇辦法為：二分之一的諧振週期大於主開關最大截止的時間。即：

$$\frac{1}{2} \times 2\pi\sqrt{L_r C_C} > (1 - D_{\min})T_s \quad (4.14)$$

$$C_C > \frac{(1 - D_{\min})^2}{\pi^2 L_r F_s^2} \quad (4.15)$$

可算出 C_C 約需大於 $0.5\mu\text{F}$ ($D_{\min} = 0.16$ 、 $L_r = 15\mu\text{H}$ 、 $F_s = 100\text{KHz}$)，本實驗選用 $C_C = 0.8\mu\text{F}$ 。

● 主開關與輔助開關死區時間的設計

為了要達到主開關 S_1 零電壓切換的目的，必須確認在 Mode 7 期間($t_6 \sim t_7$)主開關必須導通，如果沒有的話，諧振電感電流將再一次變成正向，對 C_r 充電，零電壓切換即告失敗。因此，在圖 3-21 波形圖中，

輔助開關截止至主開關導通的區間 T_{D1} 是較為重要的，死區時間 T_{D1} 的最小值是諧振週期的 1/4，該諧振是由 L_r 與 C_r 組成，即

$$T_{D1} \geq \frac{\pi}{2} \sqrt{L_r C_r} \quad (4.8)$$

而主開關截止至輔助開關導通的區間為圖 3-21 所示的 T_{D2} ，則較不具關鍵性，因輔助開關只需在箝位電流方向還沒改變之前將其導通即可。通常 T_{D2} 是設計在比 $t_2 - t_1$ 稍大。

4-5 定功率控制與最大電流限制電路的設計

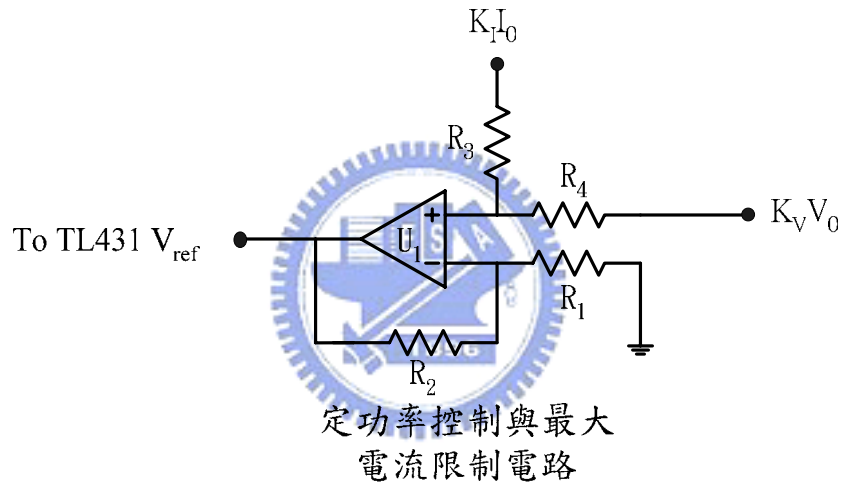


圖 4-6 定功率控制與最大電流限制電路

圖 4-6 為定功率控制以及最大電流限制電路的示意圖[36]，以下將對其做進一步的解說。 $K_V V_0$ 與 $K_I I_0$ 為輸出電壓與電流迴授訊號，運算放大器 U_1 在此作為一個加法器之用，因此可得：

$$\left(K_I I_0 \frac{R_4}{R_3 + R_4} + K_V V_0 \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right) \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = V_{ref} \quad (4.16)$$

假設 $a = \frac{R_2}{R_1}$ 、 $b = \frac{R_4}{R_3}$ 帶入(4.17)可得：

$$\left(\frac{K_I I_O b}{1+b} + \frac{K_V V_O}{1+b} \right) (1+a) = V_{ref} \quad (4.17)$$

由(4.18)可得：

$$I_O = \frac{V_{ref}(1+b)}{K_I b(1+a)} - \frac{K_V V_O}{K_I b} \quad (4.18)$$

輸出功率 $P_O = I_O V_O$ ，可得：

$$P_O = V_O I_O = -\frac{K_V}{K_I b} V_O^2 + \frac{V_{ref}(1+b)}{K_I b(1+a)} V_O \quad (4.19)$$

負載 R_O ：

$$R_O = \frac{V_O}{I_O} = \frac{K_I V_O b(1+a)}{V_{ref}(1+b) - K_V V_O(1+a)} \quad (4.20)$$

由 2-3-2 節燈管的穩態分析中，可以知道燈管電壓與燈管功率成正比(圖 2-9(a))以及燈管等效電阻與燈管功率呈負相關特性(圖 2-9(c))，因此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。而由(4.20)式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。綜合以上所述，將燈管穩態電壓與燈管等效電阻的關係以及轉換器輸出電壓與負載的關係繪製於圖 4-7。

轉換器在工作時其負載就是燈管的等效電阻，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，電路即可穩定的工作。

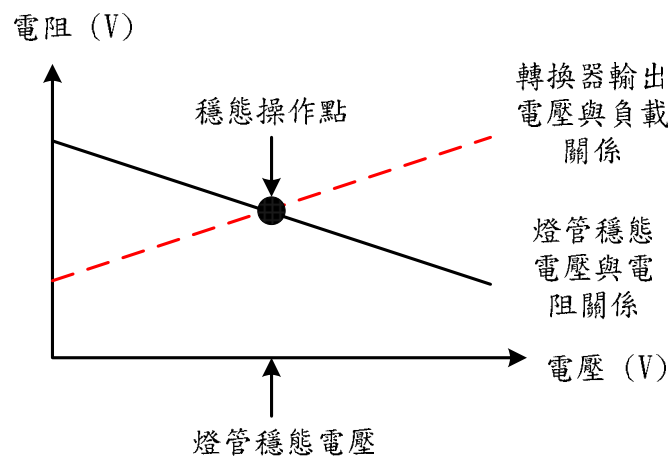


圖 4-7 燈管穩態電壓與等效電阻關係以及轉換器輸出電壓與負載關係

另外，由(4.20)式可以發現輸出功率與輸出電壓的關係為一拋物線，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(4.19)式可求出此拋物線的頂點：

$$V_O = \frac{1}{2} \frac{V_{ref}(1+b)}{K_V(1+a)} \quad (4.21)$$

將(4.21)式帶入(4.19)式可算出最大功率為：

$$P_{O(max)} = \frac{1}{4} \frac{V_{ref}^2(1+b)^2}{K_I K_V b(1+a)^2} \quad (4.22)$$

本實驗燈管穩態電壓約為 100V，輸出功率為 150W，TL431 的參考電壓 $V_{ref} = 2.5V$ 。首先設定 $K_V = 0.01$ 與 $K_I = 0.1$ ，將此數值帶入(4.21)與(4.22)式中，可算出 $a = 8.59$ 、 $b = 6.67$ 。再帶入(4.19)與(4.20)式可得：

$$P_O = -0.015V_O^2 + 3V_O \quad (4.23)$$

$$I_O = 3 - 0.015V_O \quad (4.24)$$

分別繪製於圖 4-8、圖 4-9。

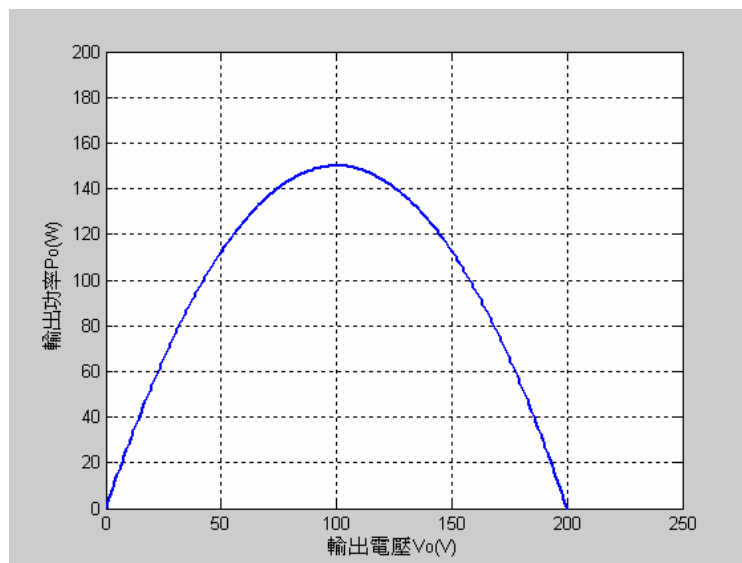


圖 4-8 轉換器輸出電壓與輸出功率關係圖

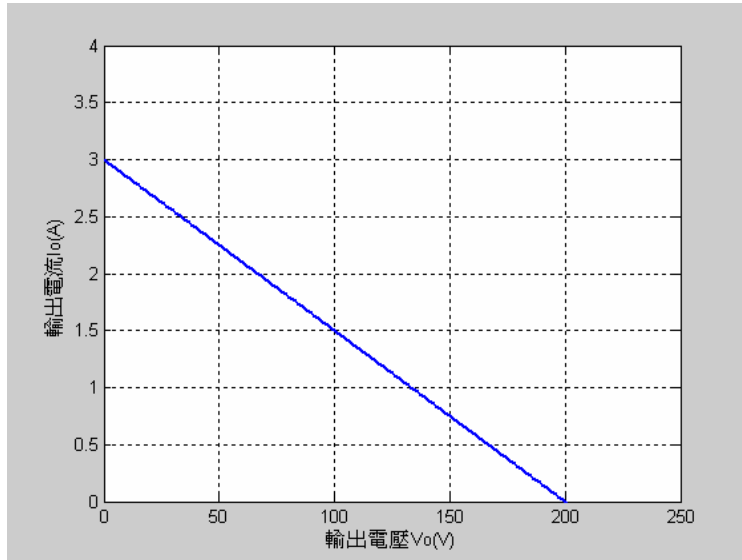


圖 4-9 轉換器輸出電壓與輸出電流關係圖

假設輸出電壓變動範圍為 90V~110V(±10%)，可以利用(4.23)計算輸出功率變化為

$$\frac{150\text{W}-148.5\text{W}}{150\text{W}}=0.01=1\% \quad (4.25)$$

由(4.25)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。

而由圖 4-9 中可以看出，此迴授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。而當燈管尚未導通時，可視為空載的情況，此時輸出電壓為 200V 為燈管穩態電壓的兩倍，此電壓可安排成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，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。

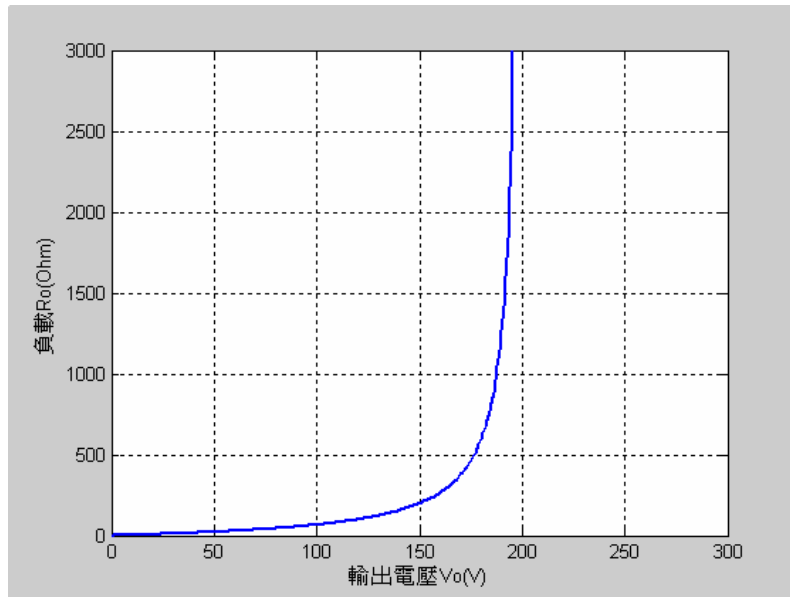


圖 4-10 轉換器輸出電壓與負載關係圖

在設計上，由 $a = \frac{R_2}{R_1} = 8.59$ 、 $b = \frac{R_4}{R_3} = 6.67$ ，取 $R_1 = R_3 = 1K\Omega$ ，則可求出 $R_2 = 8.59K\Omega$ 、 $R_4 = 6.67K\Omega$ 。另外所選用的運算放大器為 LM358 單電源運算放大器，其具有 1.1 MHz 的頻寬。

4-6 輔助電源與迴授隔離電路設計

- 輔助電源設計：

實體電路中使用兩套輔助電源分別供應初、次級側 IC 元件的供電。輔助電源 1 在設計上是利用再對變壓器多繞一組線圈，當輸出二極體 D_f 導通時，此線圈會感應到 $\frac{N_1}{N_s} \cdot V_o$ 的電壓再經由 D_5 、 C_6 、 R_6 、 Q_3 、 D_{z1} 所構成簡易的穩壓電路提供給 IC，此供電電壓為 $V_{z1} - V_{BE(on)}$ ，其中 V_{z1} 為 Zener 二極體 D_{z1} 的崩潰電壓。電阻 R_6 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。

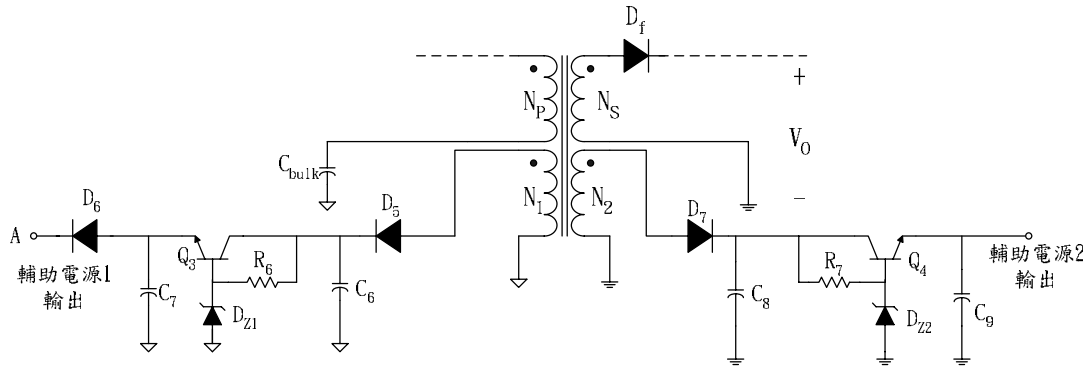


圖 4-11 輔助電源 1、2 電路圖

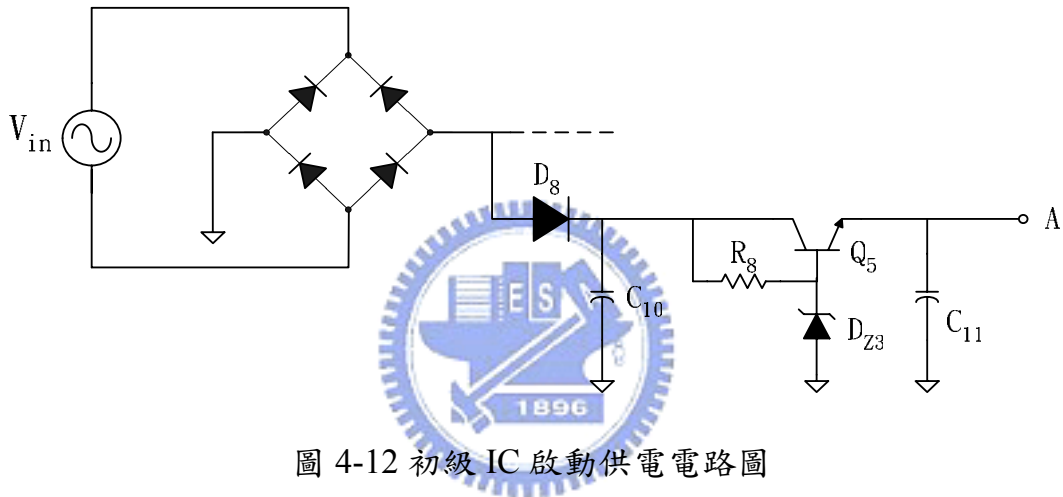


圖 4-12 初級 IC 啟動供電電路圖

在初級側 IC 供電部分，由於在點燈暫態期間，輔助電源線圈的跨壓並非定值且其值很小，因此無法提供足夠的工作電流給初級側 IC UC3843 以及驅動電路。所以，一開始是由圖 4-12 的電路供電，當燈管進入穩態之後，再由圖 4-11 的輔助電源供電，其中 Zener 二極體 D_{Z1} 的崩潰電壓需大於 Zener 二極體 D_{Z3} 的崩潰電壓，如此一來，在穩態時 Q_5 就會進入截止區，停止工作。輔助電源 2 的設計方法同輔助電源 1 (見圖 4-11)，且其可提供次級側 IC 足夠的供電電流，故不需要圖 4-12 的電路。

● 迴授隔離電路

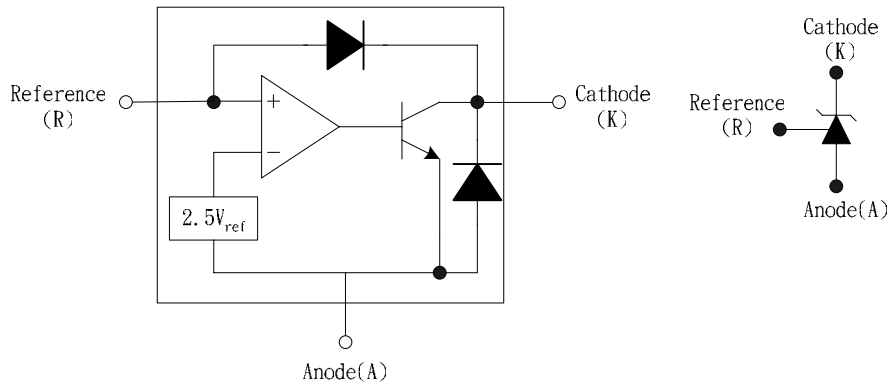


圖 4-13 TL431 的符號與內部方塊圖

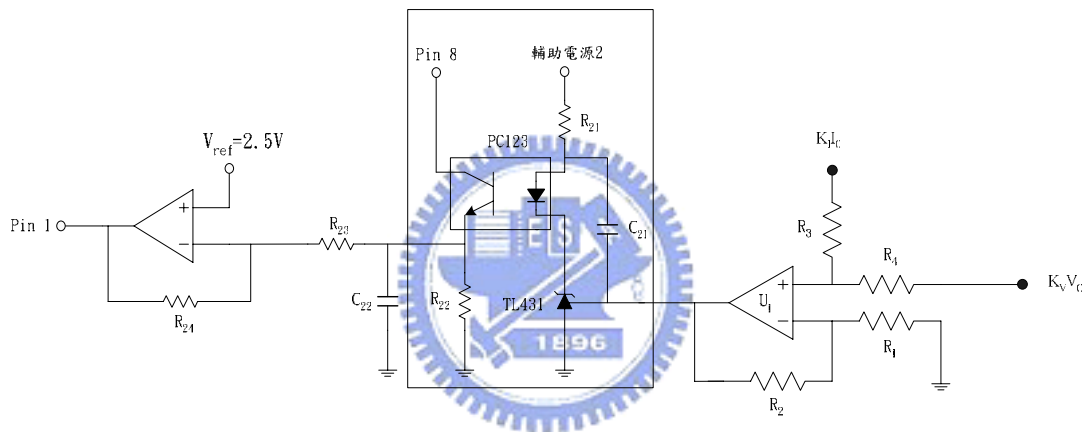


圖 4-14 迴授隔離電路

圖 4-13 中，TL431 是一顆具有三根腳位的可調輸出電壓的穩壓放大器。TL431 內建誤差放大器的負輸入端被接到一個內建的 V_{ref} 的比較電壓，其電壓為 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 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。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。

而圖 4-14 中的 PC123 則是夏普公司製造的一顆光耦合電晶體。此

類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 $\frac{I_C}{I_F}$ 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。

光耦合電晶體的 BJT 側的工作電流可利用 R_{22} 來決定，在本文中將工作點選在 1mA ，故將 R_{22} 的值取 $2.5\text{K}\Omega$ 。但須注意 TL431 的陰極輸出端工作點電壓不能小於 2.5V ，由於此類光耦合二極體在 I_C 為 1mA 時 CTR 值不會小於 0.5 ，故在此工作點下 CTR_{\min} 的值約 0.5 ，而輔助電源 $2(V_{CC2})$ 本文將它設計在約 12.3V ，且 PC123 二極體側導通時的壓降約 1.2V 。故可列出下式：

$$2.5 < V_{CC2} - \left(\frac{2.5}{R_{22}} \cdot \frac{1}{\text{CTR}_{\min}} \cdot R_{21} \right) - 1.2 \quad (4.26)$$

可求出 $R_{21(\max)} = 4.3\text{K}\Omega$ 。而 C_{21} 、 C_{22} 、 R_{23} 、 R_{24} 則是用來補償系統頻寬。在定功率控制部分，在 4-5 節中已計算出， $R_1 = R_3 = 1\text{K}\Omega$ 、 $R_2 = 8.59\text{K}\Omega$ 、 $R_4 = 6.67\text{K}\Omega$ 。

4-7 全橋方波換流器

為了避免複金屬燈音頻共振的問題，在此選擇了低頻方波輸出的方法，以有效並徹底避免音頻共振的問題。全橋方波換流器的電路圖如圖 4-15 所示，其中點火線圈二次側的線圈電感值通常很小，分析時可忽略。

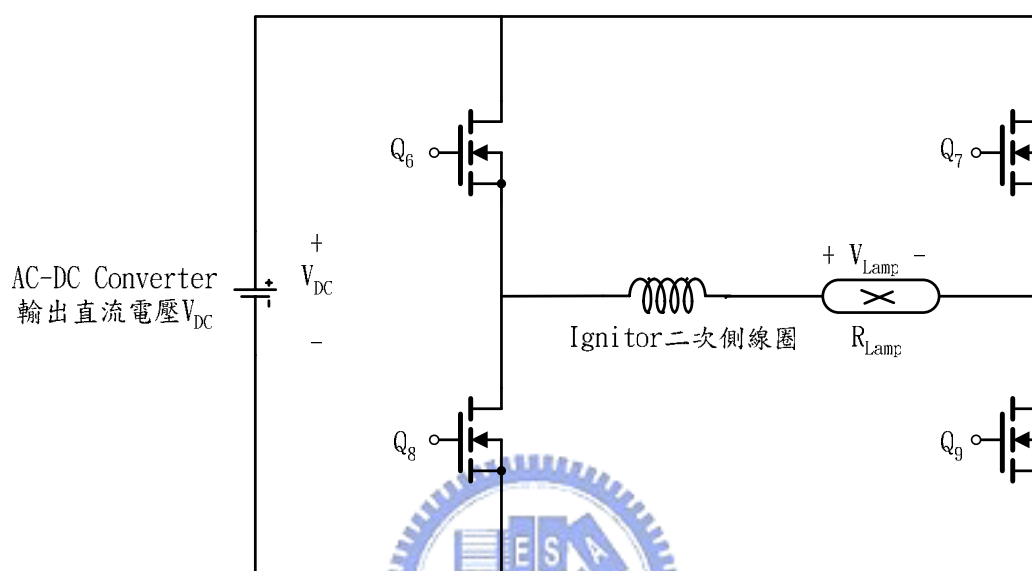


圖 4-15 全橋方波換流器

其工作原理為，當 Q_6 、 Q_9 導通時 $\rightarrow V_{Lamp} = V_{DC}$ ；當 Q_7 、 Q_8 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。

- 開關 Q_6 、 Q_7 、 Q_8 及 Q_9 的選擇：

此四顆開關的耐壓至少需為 200V，而耐流則需 2.6A。本文選擇 Toshiba 公司的 2SK2543(耐壓為 500V，耐流為 8A)。

- 開關驅動電路：

驅動電路如圖 4-16 所示，由於為了避免音頻共振的問題，所以首先使用 555 這顆震盪器，產生一頻率為 100Hz 的低頻方波。而為了防止全橋式換流器在切換的瞬間，上下臂因同時導通而燒毀開關的情形

發生，在此加入了死區時間的設計，即是讓兩組開關的切換瞬間有一短暫的死區時間。此部分利用簡單的 RC 延遲電路來完成。

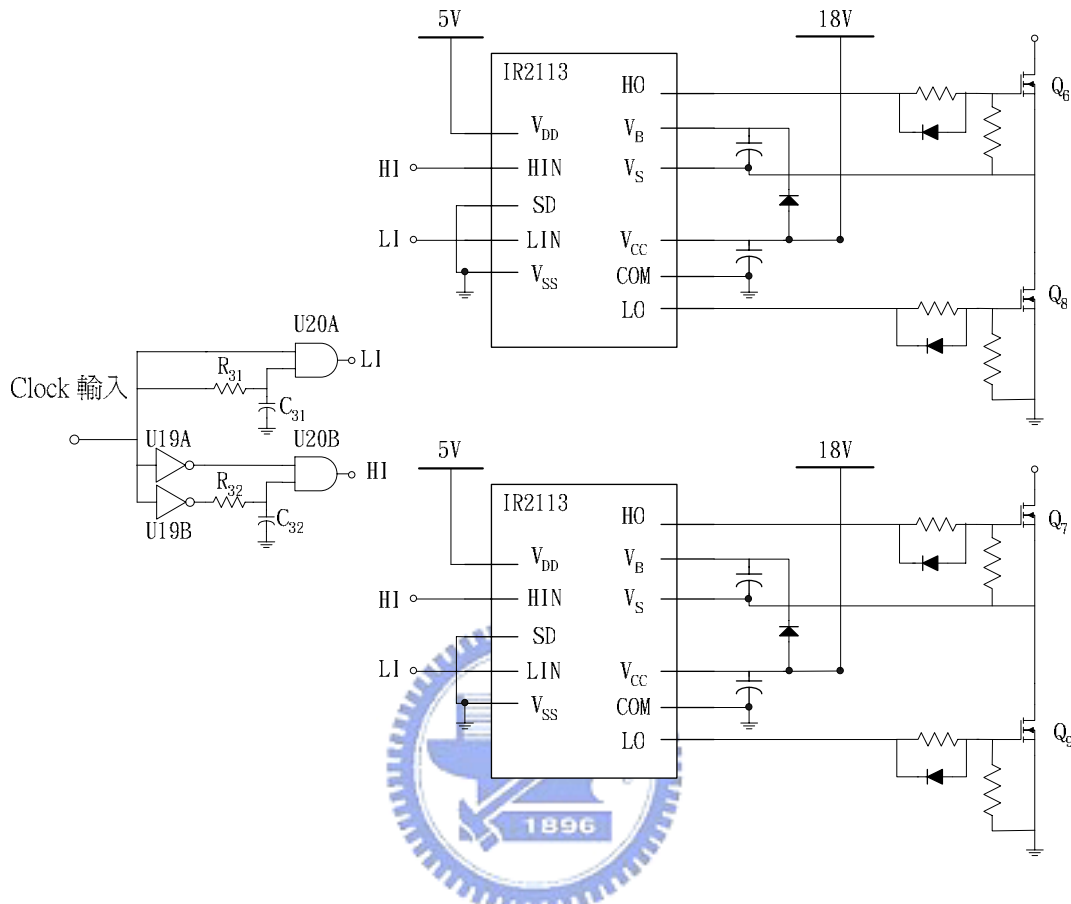


圖 4-16 全橋方波換流器驅動電路

另外，由於 TTL IC 的輸出最高電位僅有 5V，而且驅動能力不足以驅動 MOSFET 開關，因此，另外加入了 IR2113 這類 High and Low Side Driver。其工作原理詳見 4-4 節。

4-8 高壓產生電路

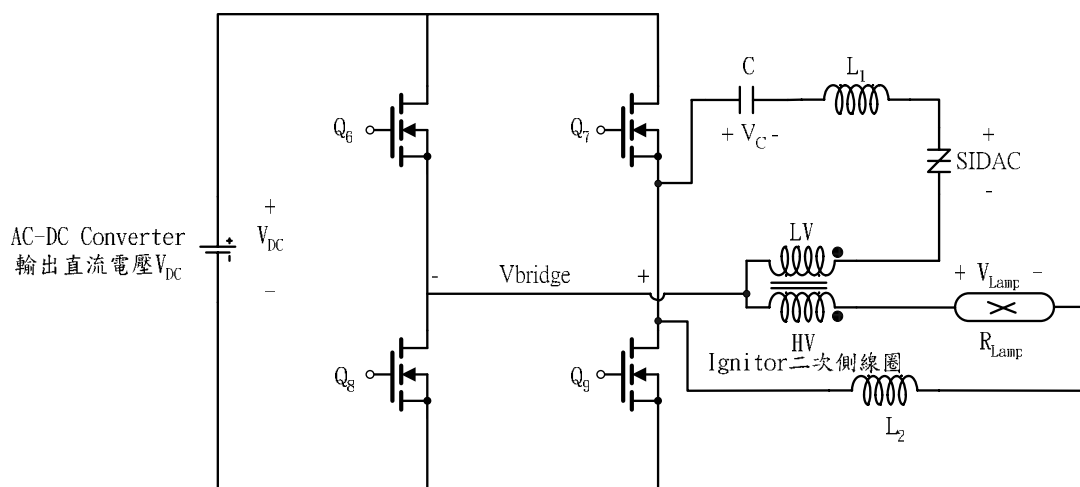


圖 4-17 高壓產生器電路

本文所使用的高壓產生器[61]，如圖 4-17 所示。主要由四個元件組成，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。工作原理為，當 $V_{\text{bridge}}=V_{\text{DC}}$ 時，此時電容電壓為 $-V_{\text{DC}}$ ，而將有 $2V_{\text{DC}}$ 的電壓跨在 SIDAC 上，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 $V_{\text{bridge}}=-V_{\text{DC}}$ 。如此週而復始，利用方波邊緣觸發的方式來產生高壓，如圖 4-18 所示，直到燈管導通後，燈管暫態電壓及穩態電壓均不足以使 SIDAC 導通，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 $2V_{DC}=400V$ ，而複金屬燈的點燈電壓大約為 3~4KV，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。

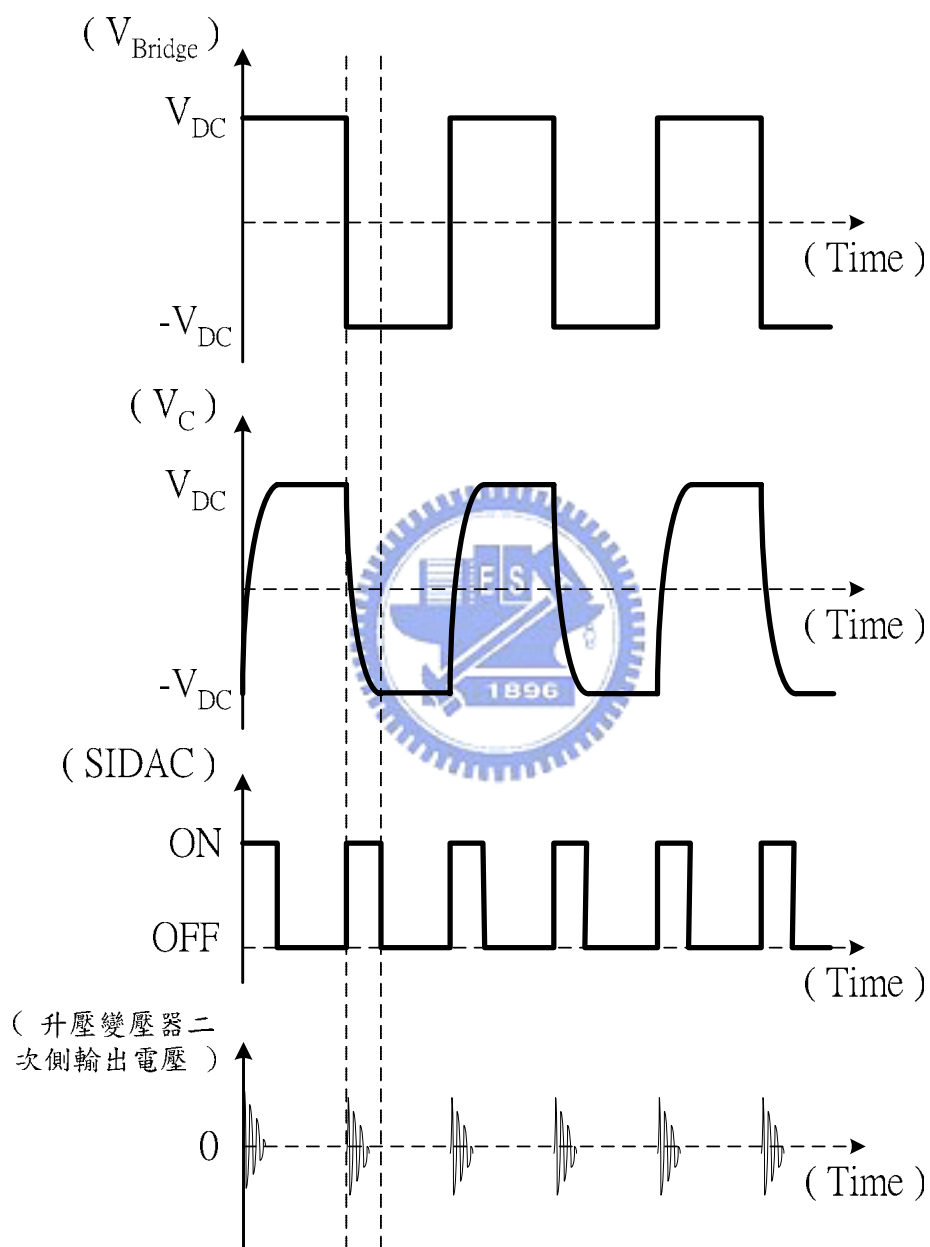


圖 4-18 高壓產生器電路波形分析圖[61]

第五章

實驗結果與討論

5-1 前言

本章將根據第三章之理論基礎與第四章之設計流程所設計的實體電路做進一步的實驗與驗證，並量測各種波形以驗證電路的工作性能，實驗所使用的複金屬燈為 OSRAM 公司的 HQI-TS 150W/WDL/UVS 燈管。我們將在 5-2 節裡驗證高壓信號，在 5-3 節裡驗證燈管的暫態與穩態波形，5-4 節則驗證前級的主動箝位式 BIFRED 電路的穩態工作波形及相關效能。

5-2 高壓點火電路

圖 5-1 為點火電路產生的高壓波形，由於使用的 SIDAC 約在 200V 達到崩潰電壓，因此燈管導通後，燈管電壓降低，高壓產生器即會因為電壓過低而自動停止工作。

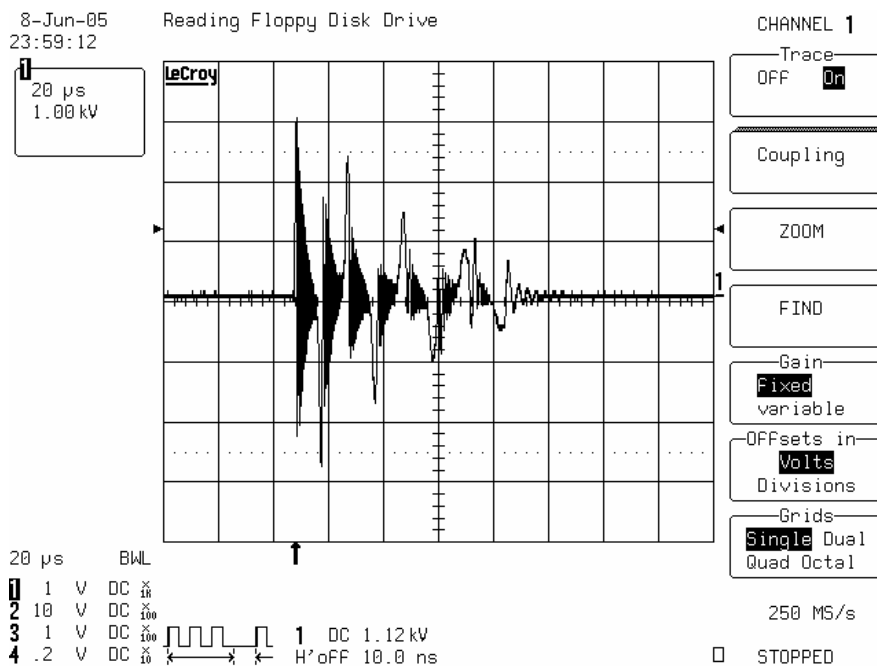


圖 5-1 高壓點火波形(1 KV/div)

5-3 燈管暫態與穩態波形

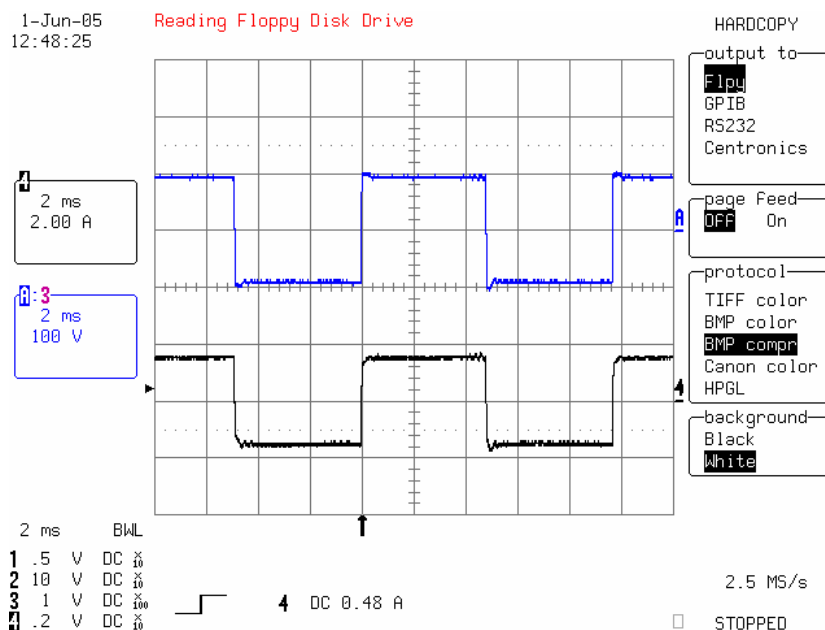


圖 5-2 燈管穩態電壓(10 V/div)及電流(2 A/div)的波形

圖 5-2 為燈管進入穩態後，燈管電壓及燈管電流的波形，穩態時，燈管特性類似於純電阻，燈管電壓電流呈線性關係，都為 100Hz 的低頻方波。

圖 5-3 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的阻抗很小(圖 5-4)，為了防止燈管流經過太大的電流而損壞，在 4-5 節中所提到的限流控制電路發生作用將燈管電流約限制在 2.6 A。接著，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

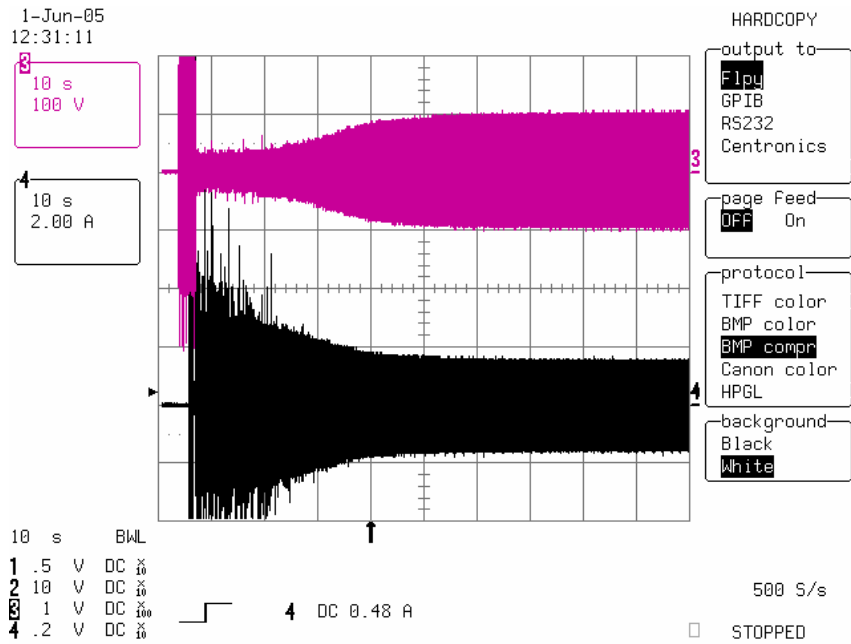


圖 5-3 燈管電壓(100 V/div)電流(2A /div)啟動至暫態波形

圖 5-4 為燈管啟動後由暫態到穩態的燈管等效電阻變化。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 60 Ω 。而圖 5-5 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 45 秒後，燈管功率達到 150 W，而 4-5 節中提到的定功率控制電路發生作用將轉換器輸出功率穩定操作在 150W，達成定功率控制的效果。

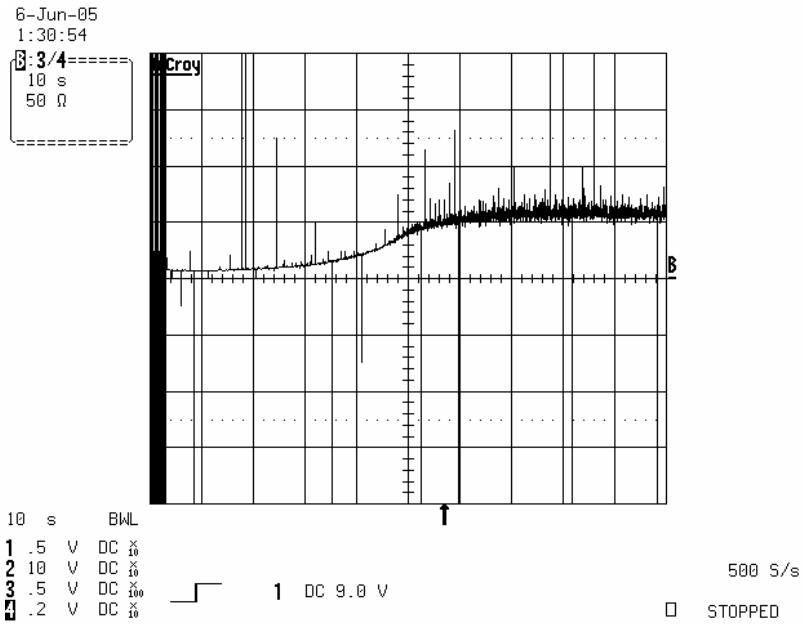


圖 5-4 燈管等效電阻(50 Ω /div)由暫態至穩態波形

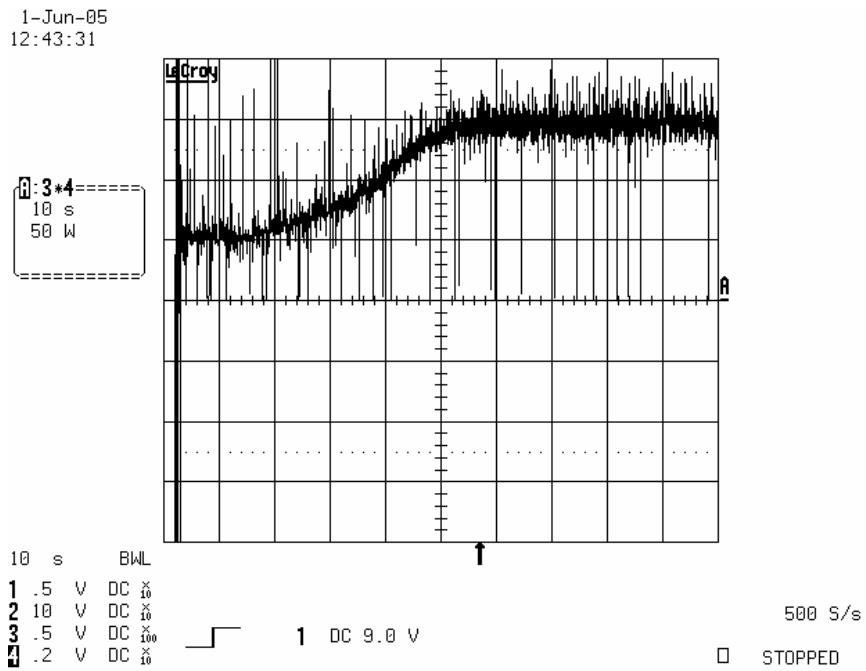
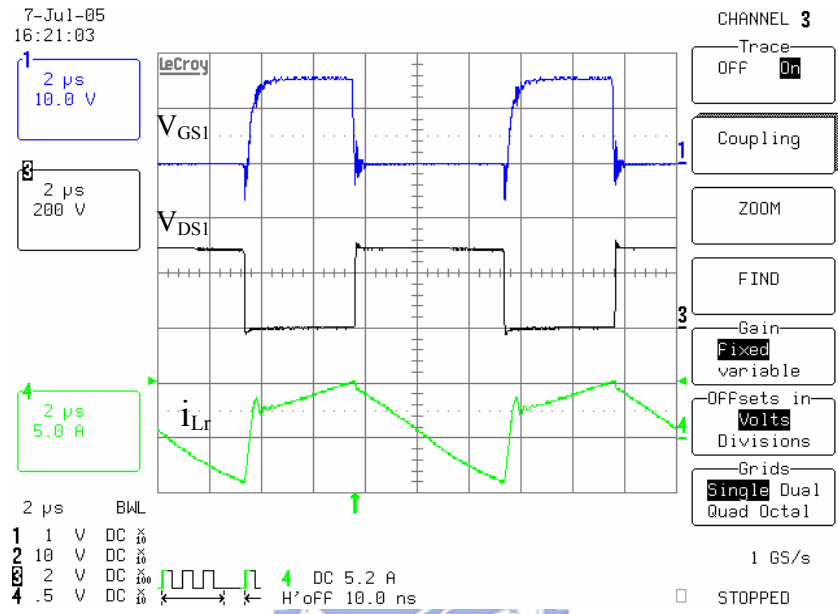


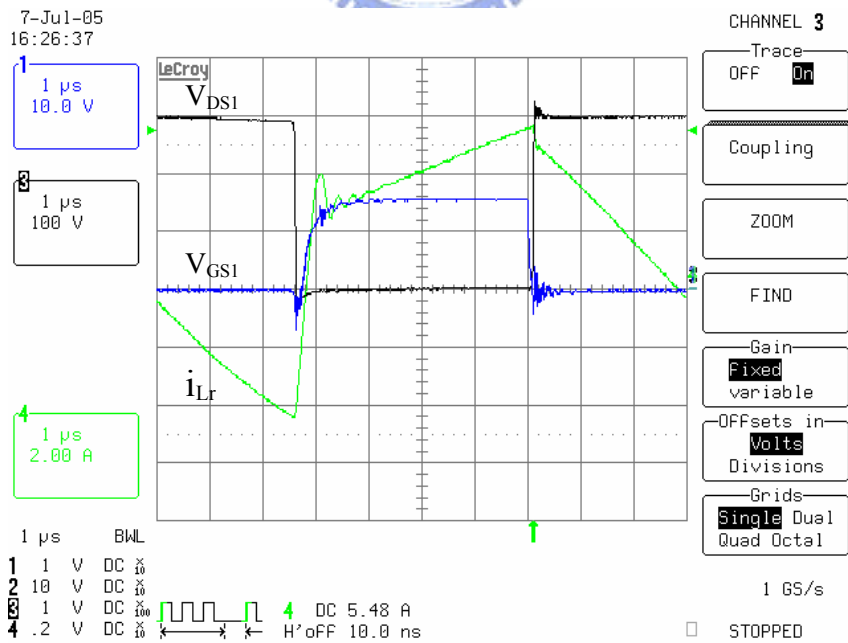
圖 5-5 燈管功率(50W /div)由暫態至穩態波形

5-4 主動箝位式 BIFRED Converter

圖 5-6 為主開關 S1 切換時的波形圖，由圖中可看出主開關導通時的零電壓切換，而在截止時因開關的寄生電容以一有限的斜率充電，所以亦有零電壓切換的功能。



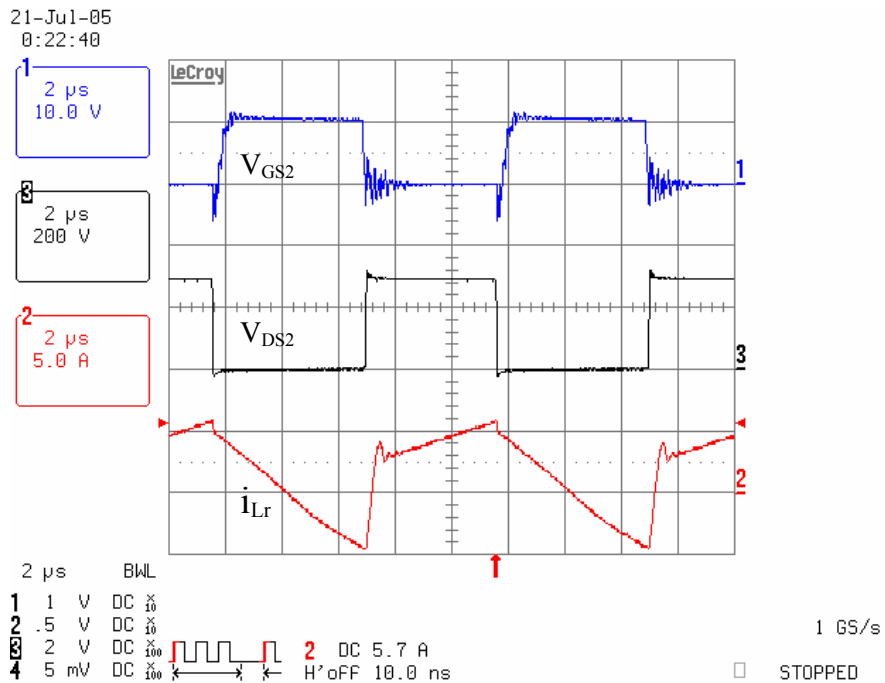
(a)原始波形 V_{GS1} (10V/div)、 V_{DS1} (200V/div)、 i_{Lr} (5A/div)



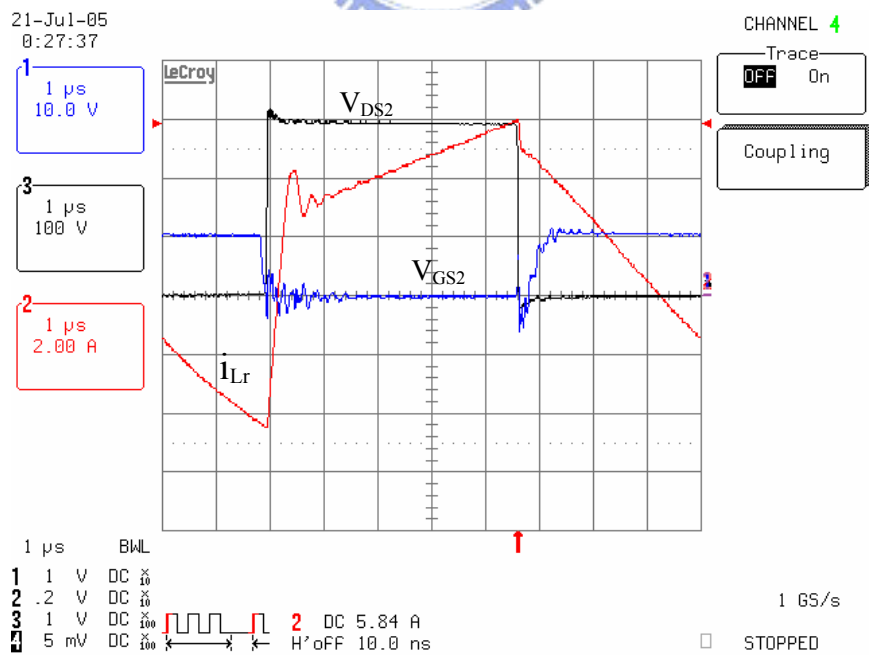
(b)放大波形 V_{GS1} (10V/div)、 V_{DS1} (100V/div)、 i_{Lr} (2A/div)

圖 5-6 輸入電壓 $V_{ac} = 110 V_{ac}$ 、輸出 150W 時 主開關零電壓切換之波形

另外，由圖 5-6 可看出，由於主動箝位電路的加入，有效地抑止了主開關截止時可能由變壓器漏感在開關源-汲極上形成的電壓突波，同時，其所引入的零電壓切換也降低了開關的切換損失。



(a) 原始波形 V_{GS2} (10V/div)、 V_{GD2} (200V/div)、 i_{Lr} (5A/div)



(b) 放大波形 V_{GS2} (10V/div)、 V_{GD2} (100V/div)、 i_{Lr} (2A/div)

圖 5-7 輸入電壓 $V_{ac} = 110 V_{ac}$ 、輸出 150W 時 輔助開關零電壓切換之波形

圖 5-7 為輔助開關 S2 切換時的波形圖，由圖中可看出輔助開關導通的零電壓切換完全依照先前所設計的情形，而開關截止時亦有零電壓切換的功能。

為驗證定功率控制電路的實際效果，我們以改變負載電流的方式來模擬因燈管老化造成的阻抗變化情形。表 5-1 為使用定功率控制電路下的輸出電壓、負載電流與輸出功率的理論與實驗值，其相對應的關係圖見圖 5-8、圖 5-9。由圖中可發現理論與實驗值大致上吻合，誤差在 2% 以內。而圖 5-10 與圖 5-11 分別為負載電流在 1.2A 與 1.8A 時，主開關達到零電壓切換的波形圖。

表 5-1 輸出電壓、負載電流與輸出功率之理論與實驗值

負載電流(A)	1.8	1.65	1.5	1.35	1.2
輸出電壓理論值(V)	80	90	100	110	120
輸出功率理論值(W)	144	148.5	150	148.5	144
輸出電壓實驗值(V)	79.1	88.4	99.8	108.2	118.2
輸出功率實驗值(W)	142.3	145.8	149.7	146.1	141.8

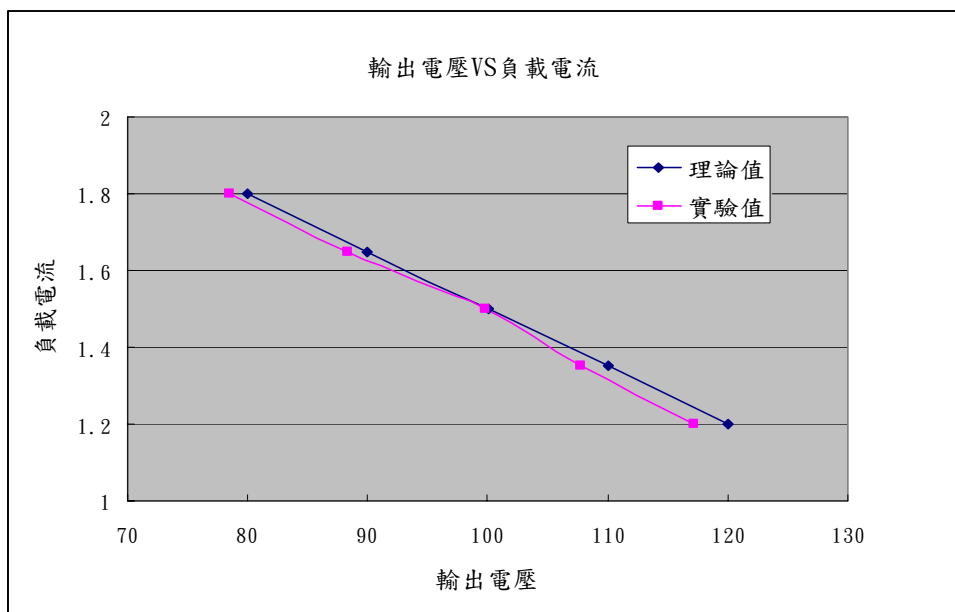


圖 5-8 輸出電壓與負載電流理論與實驗值關係圖

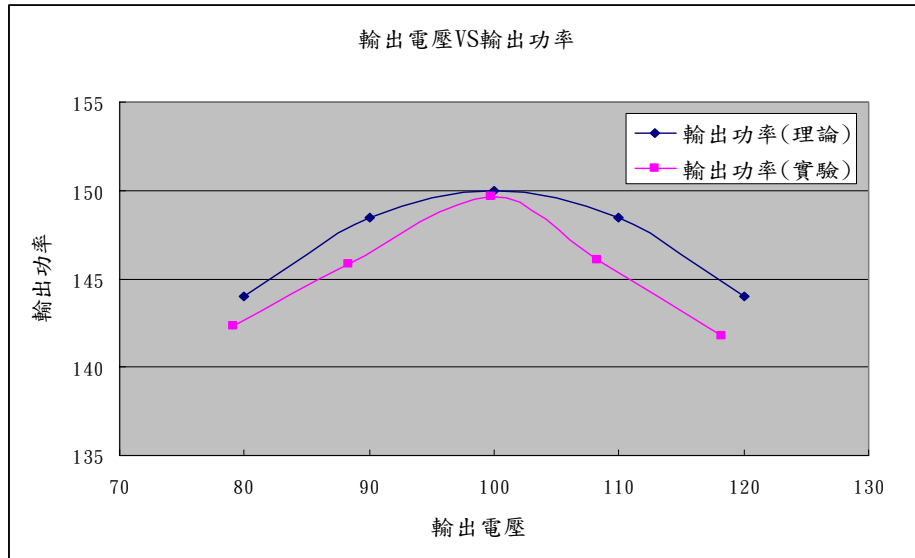
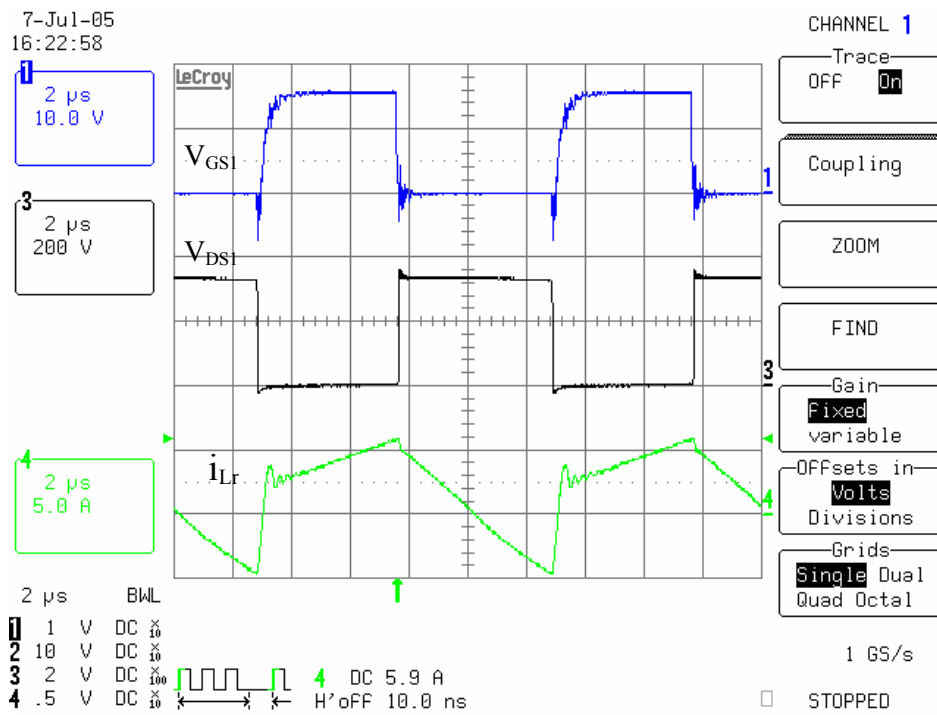
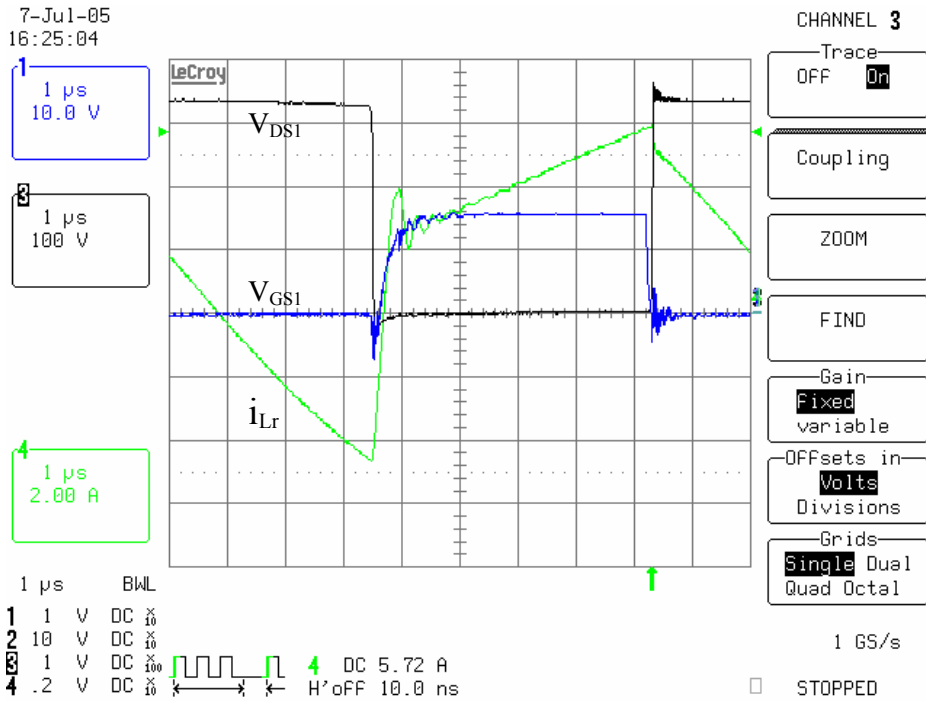


圖 5-9 輸出電壓與輸出功率理論與實驗值關係圖

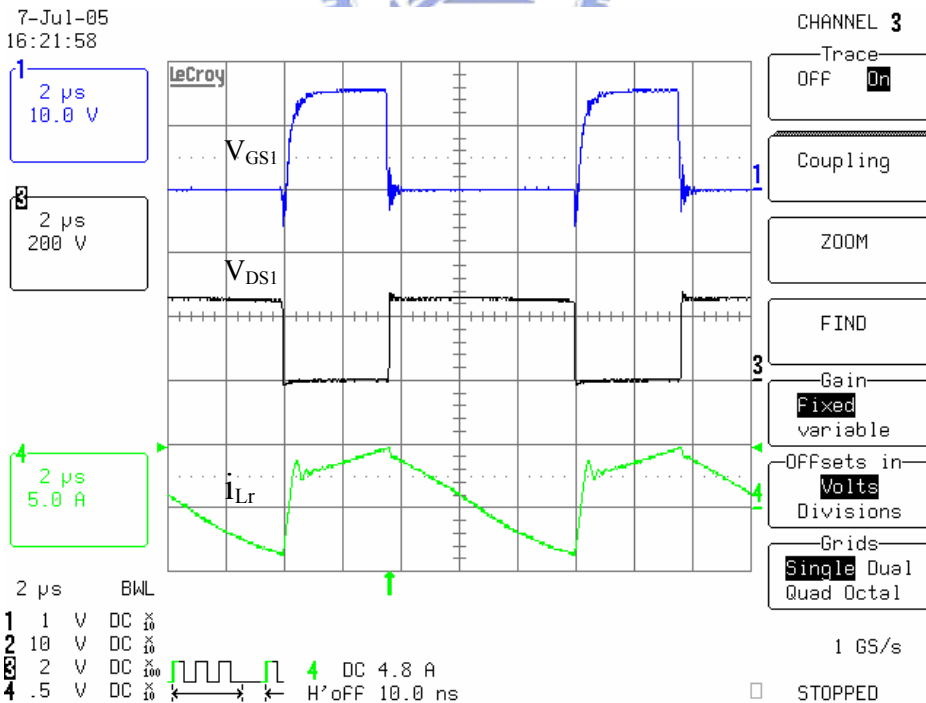


(a)原始波形 V_{GSI} (10V/div)、 V_{DSI} (200V/div)、 i_{Lr} (5A/div)

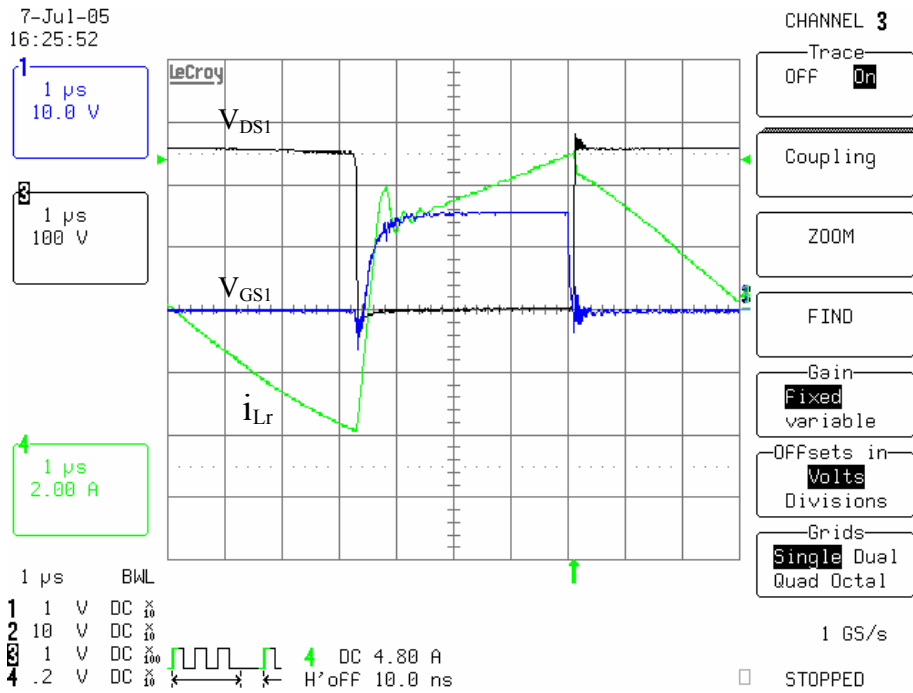


(b)放大波形 V_{GS1} (10V/div)、 V_{DS1} (100V/div)、 i_{Lr} (2A/div)

圖 5-10 輸入電壓 $V_{ac} = 110 V_{ac}$ 、負載電流 1.2A 時 主開關切換波形



(a)原始波形 V_{GS1} (10V/div)、 V_{DS1} (200V/div)、 i_{Lr} (5A/div)



(b)放大波形 V_{GS1} (10V/div)、 V_{DS1} (100V/div)、 i_{Lr} (2A/div)

圖 5-11 輸入電壓 $V_{ac} = 110 V_{ac}$ 、負載電流 1.8A 時 主開關切換波形

圖 5-12 ~ 圖 5-16 分別為在不同輸入電壓下，電路工作於 150 W 時的輸入電壓、電流波形，由圖中可發現輸入電流追隨輸入電壓波形，達成 Self PFC 的效果。圖 5-17 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。

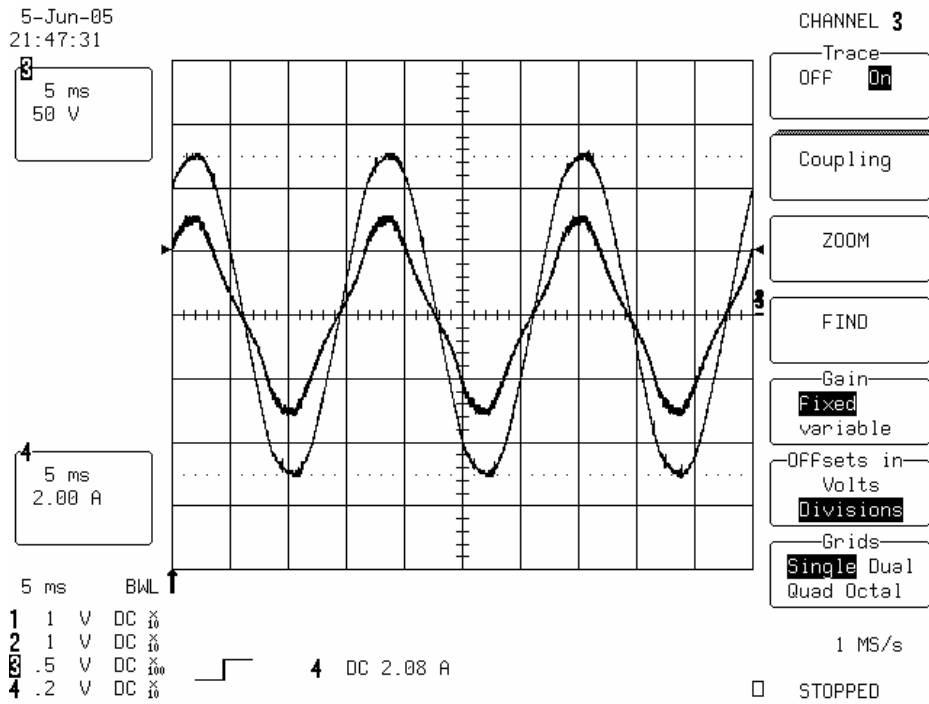


圖 5-12 $V_{ac} = 90 V_{ac}$ 時，輸入電壓(50 V/div)與電流(2 A/div)波形

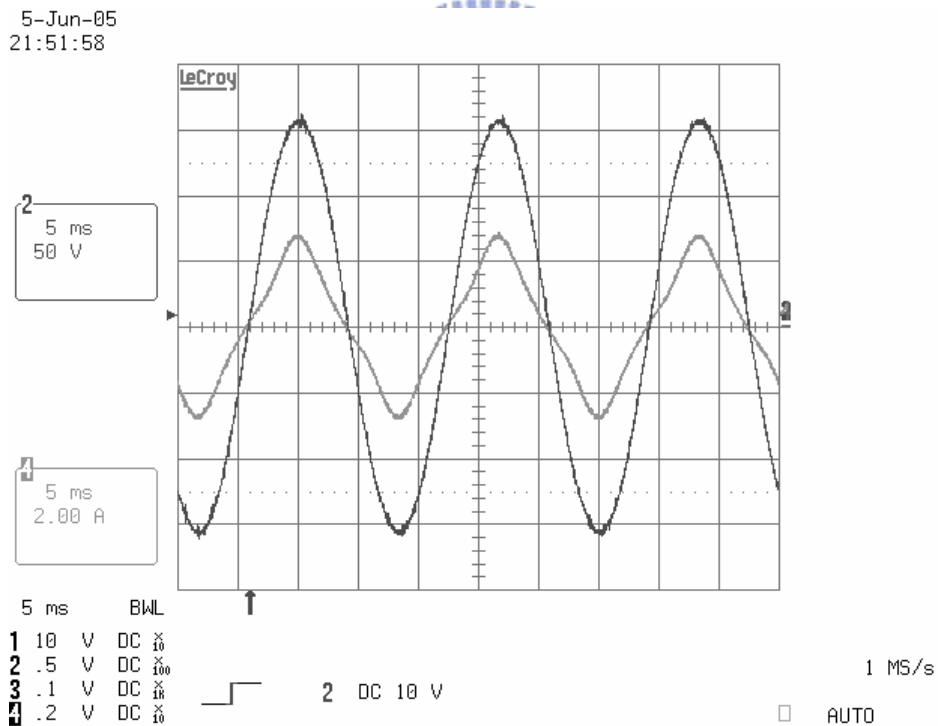


圖 5-13 $V_{ac} = 110 V_{ac}$ 時，輸入電壓(50 V/div)與電流(2 A/div)波形

5-Jun-05
21:58:02

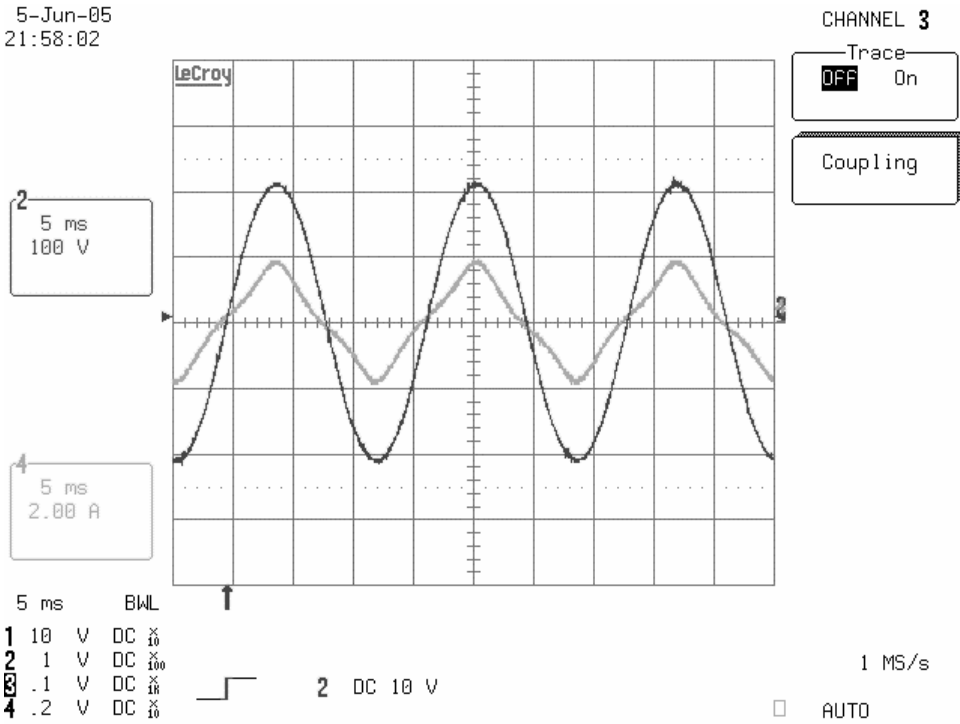


圖 5-14 $V_{ac} = 150 V_{ac}$ 時，輸入電壓(100 V/div)與電流(2 A/div)波形

5-Jun-05
22:04:45

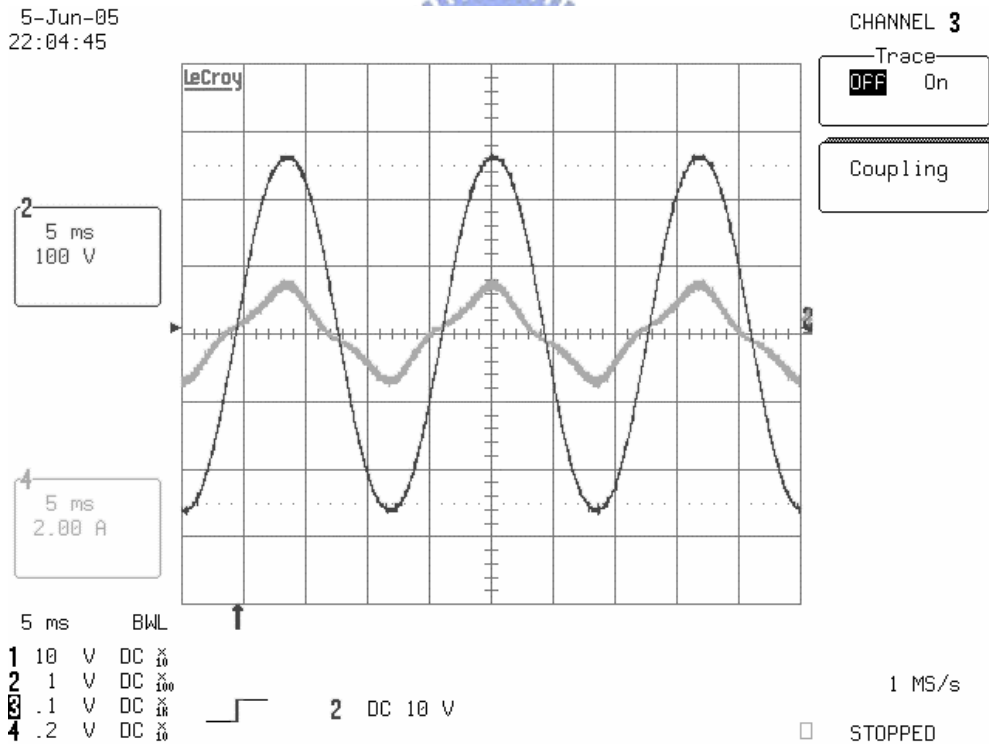


圖 5-15 $V_{ac} = 190 V_{ac}$ 時，輸入電壓(100 V/div)與電流(2 A/div)波形

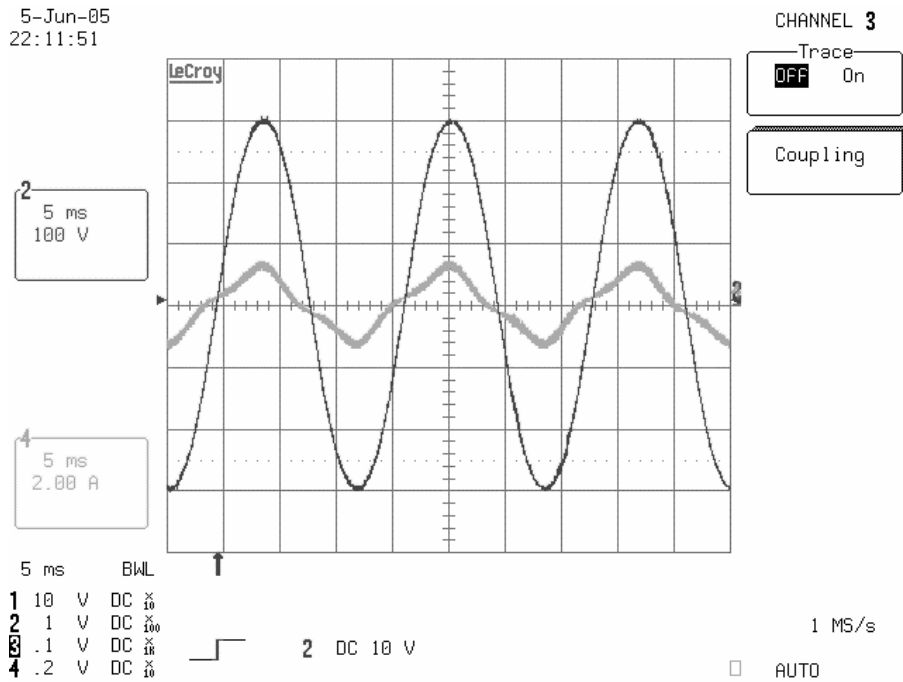


圖 5-16 $V_{ac} = 220 V_{ac}$ 時，輸入電壓(100 V/div)與電流(2 A/div)波形

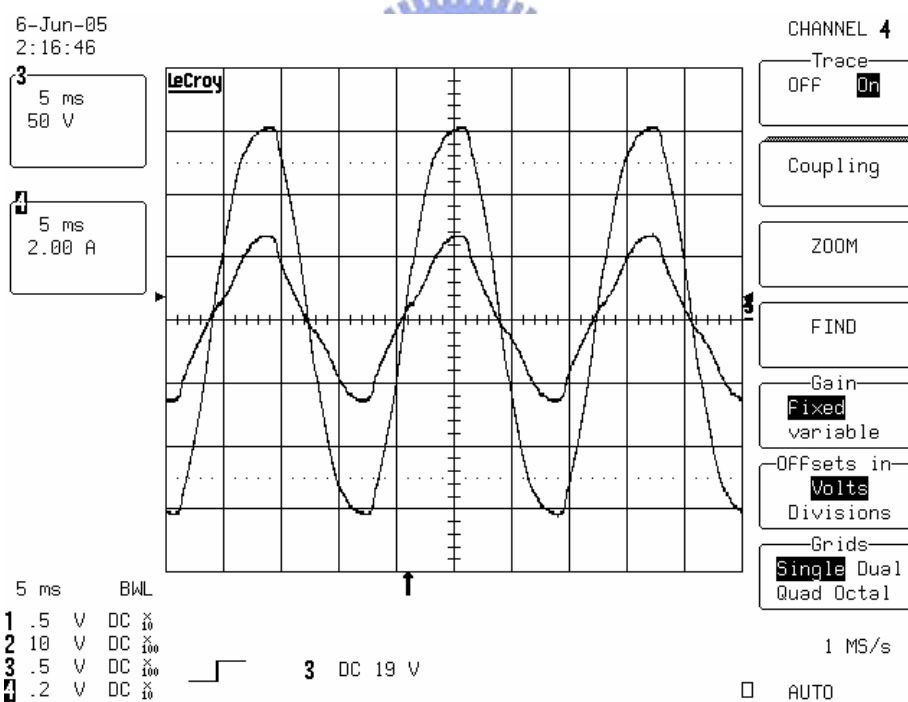


圖 5-17 市電 110 V_{ac} 輸入時，輸入電壓(50 V/div)與電流(2 A/div)波形

圖 5-18 為輸入線電壓與功率因數的關係圖，從中可以發現：在實驗的輸入電壓範圍內，皆有高功率因數的表現，相當符合電子安定器的電氣需求；另外，輸入線電壓與總諧波失真的關係為圖 5-19，由圖中可以看出，

總諧波失真的值都小於 20%。

值得注意的是：該電路架構的功率因數會隨著輸入線電壓的增加而降低，以圖 5-16 的 220 V_{ac} 輸入時的線電壓、電流波形為例，由該圖可以看出電流波形在線電壓的零交越處有明顯失真及電流相位超前的現象。以下將深究此現象的成因。圖 5-20 為 Pspice 模擬之 220 V_{ac} 時的輸入電壓、電流波形與儲能電容電壓變化的波形，圖中 A 區域的電流波形上升速率較圖中 B 區域的電流波形快速些，這是造成高壓輸入時功率因數下降的主要原因。由 3-2-2 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的全波整流電壓，所以儲能電容勢必會有一個兩倍線頻（120 Hz）的漣波，如圖 5-20 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，再加上儲能電容電壓較低，因此責任比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，因此責任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。

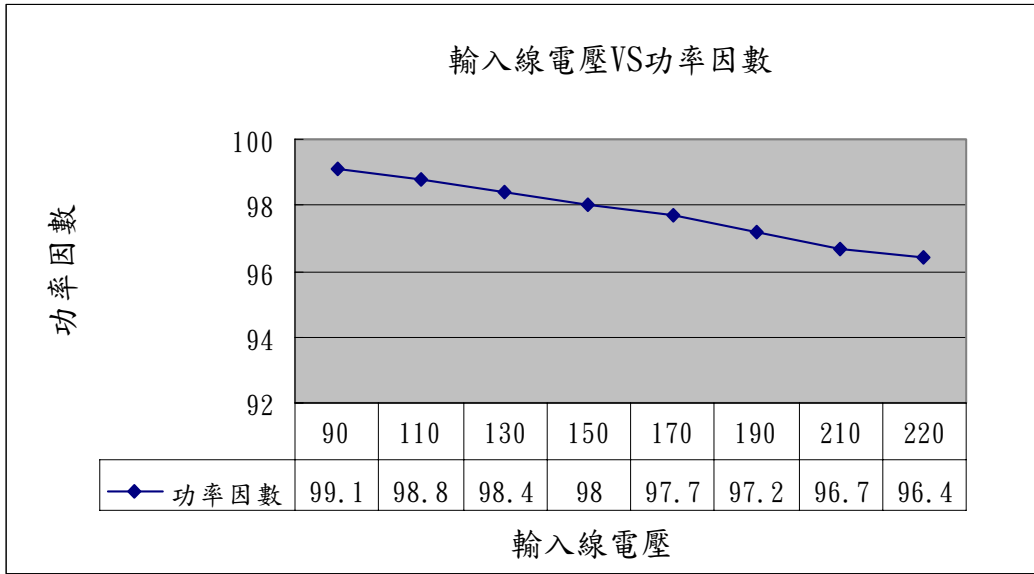


圖 5-18 輸入線電壓與功率因數的關係

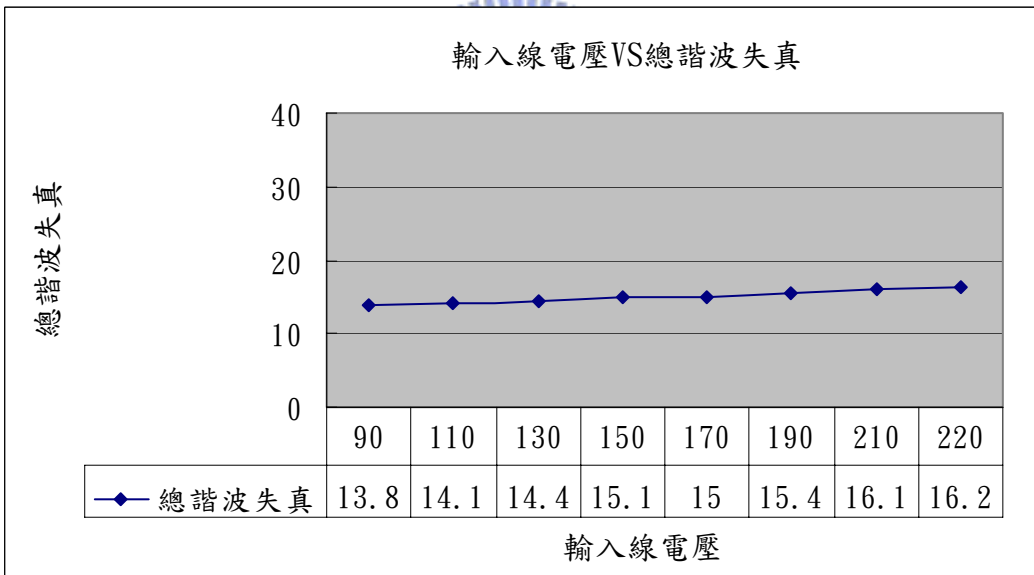


圖 5-19 輸入線電壓與總諧波失真的關係

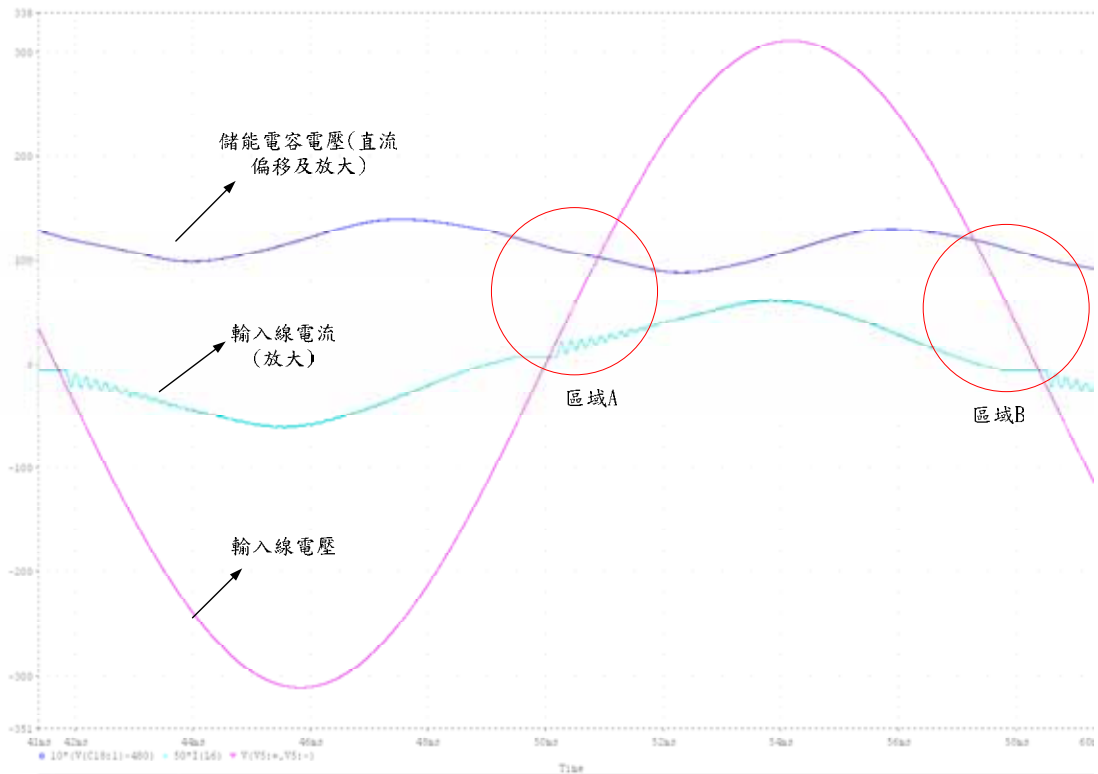


圖 5-20 模擬之輸入電壓電流與儲能電容電壓變化的波形

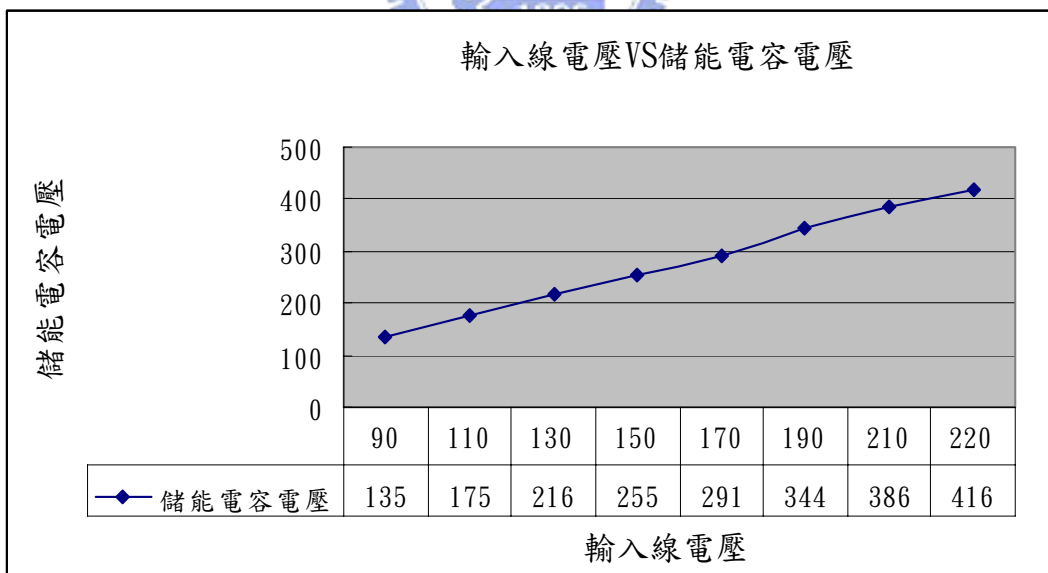


圖 5-21 輸入線電壓與儲能電容電壓的關係

圖 5-21 為輸入線電壓與儲能電容電壓的關係繪，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。由[35]可以知道儲能電容電

壓的高低與圖 3-9 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_p 會使開關電流應力增加，因此本實驗電路參數的設定即權衡功率因數、開關電流與儲能電容電壓三者而來。

圖 5-22 為輸入線電壓與效率的關係，由圖中可以觀察到當輸入線電壓增加時，轉換器的效率也有些許的增加。主要是因為高輸入電壓時，因責任比變小使得流經開關的電流降低，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隨之下降，使得效率得以提昇。而圖中數列一的資料為使用 LC 緩振電路[61]時，輸入線電壓與效率的關係；數列二為本論文使用主動箝位電路，輸入線電壓與效率的關係。由圖 5-22 中可以明顯看出本論文所使用的主動箝位方法，有效的提升了轉換器的效率。

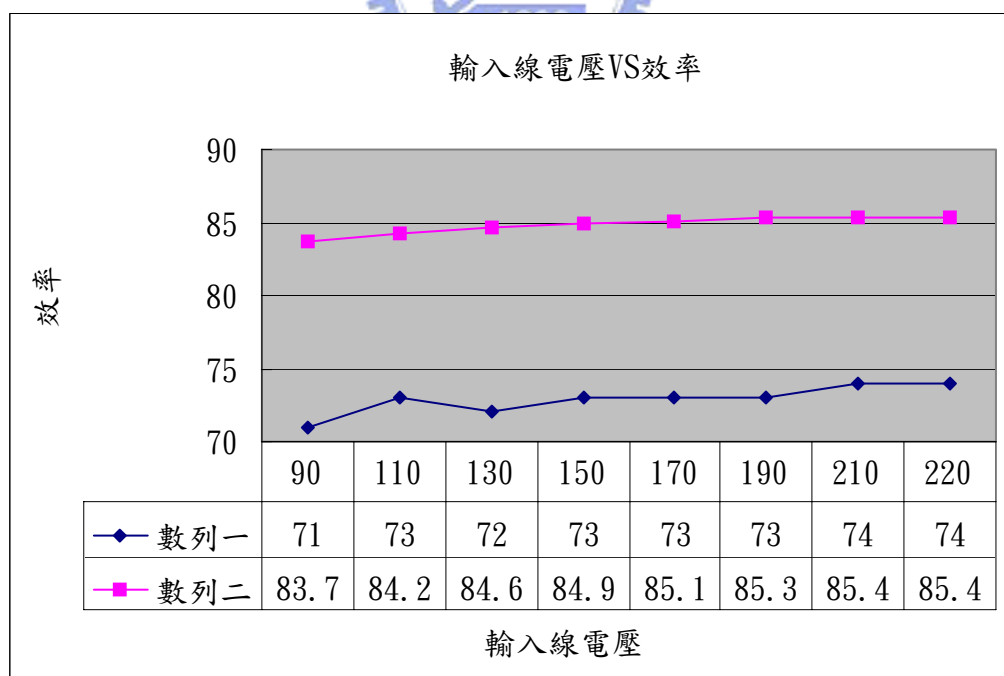


圖 5-22 輸入線電壓與效率的關係

第六章 結論與展望

6-1 結論

在本論文中，我們提出一個完整的複金屬燈電子安定器的設計並加以實現。首先，利用單級交/直流轉換器簡單的架構，來達成功率因素校正以及穩定電壓輸出的功能，同時，應用全橋方波切換的方式以避免複金屬燈發生音頻共振的可能，並於單級交/直流轉換器中加入主動箝位電路，以達到零電壓切換及箝制開關截止時造成的的電壓突波，因此，改善了電路的整體效率及降低了雜訊干擾。另外，利用最大電流限制模式可以保護燈管在暫態時不會因為電流過大而燒毀；利用定功率輸出的控制方法，讓燈管在穩態操作時有穩定的光源輸出。我們還驗證了：當燈管阻抗變化時，所採用的定功率控制仍能正常的工作，前級的交/直流轉換器亦能保有柔性切換的功能。



6-2 展望

本論文以理論及實驗，驗證了以主動箝位式單級的交/直流電源架構，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，但是有著儲能電容電壓稍高的問題，而目前已有變頻控制法[65]以及利用額外的耦合線圈回授直流鏈電壓[39]等方法被提出，變頻控制法是利用加大輕載時的切換頻率以降低儲能電容上的電壓，但此方法使輕重載的頻率會差到 10 倍，導致磁性元件不易設計；而回授直流鏈電壓的耦合線圈可改善效率，使得儲能電容電壓降低，但是卻會犧牲部分功因校正的效果。因此，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，對於此架構的應用將會更廣泛。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] 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.
- [2] 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.
- [3] 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.
- [4] 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。
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] 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。
- [8] J. Olsen, W. P. Moskowitz, “Optical measurement of acoustic resonance frequencies in HID lamps,” *IEEE Industry Applications Conference*, vol. 3, pp. 2263 – 2269, 1997.

- [9] 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.
- [10] 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.
- [11] 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,” *Proc, IEEE Power Electronics Specialists Conference*, vol. 2, pp. 999 – 1005, June 1996.
- [12] L. Laskai, P. N. Enjeti, and I. J. Pitel, “White-noise modulation of high-frequency high-intensity discharge lamp ballasts,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 34, pp. 597–605, May. 1998.
- [13] 梁從主，經濟部工業局九十年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。
- [14] 蔡慶龍，低功率複金屬燈與周邊裝置，工研院能資所，2003。
- [15] 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,” *Proc, IEEE Industry Applications Conference*, pp. 2276-2283, 1997.
- [16] J. H. Campbell, “Initial Characteristics of High Intensity Discharge Lamps on High Frequency Power,” *Illuminating Engineering Society*, vol. 64, no. 12, pp. 713, 1969.

- [17] 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.
- [18] 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.
- [19] 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," *Proc, IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, vol. 2, pp. 658 – 663, March. 2001.
- [20] 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," *Proc, IEEE Industry Applications Conference*, vol. 5, pp. 3399 – 3406, Oct. 2000.
- [21] S. Wada, A. Okada, and S. Morii, "Study of HID Lamps with Reduce Acoustic Resonance," *Illuminating Engineering Society*, pp. 162 – 175, 1987.
- [22] M.Gulko and S. Ben-Yaakov, "A MHz Electronic Ballast for Automotive-Type HID Lamps," *Proc, IEEE Power Electronics Specialists Conference*, vol. 1, pp. 39 – 45, June. 1997.
- [23] H. Nishimura, H. Nagase, K. Uchihashi, T. Shiomi and M. Fukuhara, "A New Electronic Ballasts for HID Lamps," *Illuminating Engineering Society*, pp. 70-76, 1988.
- [24] J. Olsen, and W. P. Moskowitz, "Time Resolved Measurements of HID Lamp Acoustic Frequency Spectra," *Proc, IEEE Industry Applications*

- Conference*, vol. 3, pp. 2111 – 2116, Oct. 1998.
- [25] 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,” *Proc, IEEE Industry Applications Conference*, vol. 3, pp. 2276 – 2283, Oct. 1997.
- [26] W. W. Byszewski, Y. M. Li, A. B. Budinger and P. D. Gergor, “Starting Of Metal Halide Lamps,” *Proc, IEEE International Conference on Plasma Science*, pp 87 – 87, June. 1992.
- [27] Chin S. Moo, Chunk K. Huang, and Ying N. Hsiao, “High-Frequency Electronic Ballast with Auto-Tracking Control for Metal Halide Lamps,” *Proc, IEEE Industry Applications Conference*, vol. 2, pp. 1025 – 1029, Oct. 2003.
- [28] T. J. Liang, K. H. Su, and W. H. Fu, “High Frequency Electrical Circuit Model of Metal-Halide Lamp,” *Proc, IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, vol. 2, pp. 1163 – 1167, Feb. 1998.
- [29] 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。
- [30] M. M. Jovanovic, D. M. Tsang, and F. C. Lee, “Reduction of voltage stress in integrated high-quality rectifier-regulators by variable frequency control,” *Proc, IEEE Applied Power Electronics Conference*, pp. 569–575. 1994.
- [31] Huai Wei, and Issa Batarseh, “Comparison of Basic Converter Topologies for Power Factor Correction,” *Proc, IEEE Southeastcon*, pp. 348 – 353, April. 1998.
- [32] H. Kakehashi, M. Habu, T. Ninomiya, H. Ogasawara, and, Y. Ohta, “HID-Lamp Igniter Using a Two-Stage Magnetic-Pulse-Compression

- Circuit,” *Proc, IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, vol. 2, pp. 1174 – 1178, Feb. 1998
- [33] 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,” *Proc, IEEE Power Electronics Specialists Conference*, vol. 2, pp. 1768 – 1773, May. 1998.
- [34] Chin S. Moo, Tsai F. Lin, and Ying C. Chuang, “Designing an Ignitor for Short-Arc Xenon Lamps,” *IEEE Industry Applications Conference*, 1999
- [35] 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。
- [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,” *Proc, IEEE Industry Applications Conference*, vol. 5, pp. 3415 – 3418. Oct. 2000.
- [37] C. Qian and K. M. Smedley, “A topology survey of single-stage power factor corrector with a boost type input-current shaper,” *Proc, IEEE Applied Power Electronics Conference*, pp. 460 – 467. Feb. 2000.
- [38] M. Madigan, R. Erickson, and E. Ismail, “Integrated high quality rectifier-regulators,” *Proc, IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 1043 – 1051. 1992.
- [39] 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 Transactions on Power Electronics*, vol. 13, pp. 1079 – 1088. Nov. 1998.

- [40] L. Huber, and M. M. Jovanovic, "Design optimization of single-stage, single-switch input-current shapers," *Proc, IEEE Power Electronics Specialists Conference*, vol. 1, pp. 519 – 526. 1997.
- [41] 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, IEEE Applied Power Electronics Conference*, pp.272-280. 1997.
- [42] L. Huber, and M. M. Jovanovic, "Single-stage single-switch input-current-shapping technique with fast-output-voltage regulation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.13, pp. 476–486. May. 1998.
- [43] W. W. Byszewski, A. B. Budinger, and Y. M. Li, "HID Starting: Glow Discharge and Transition to the Thermionic Arc," *Illuminating Engineering Society*, pp. 3-9. Summer. 1991.
- [44] G. Zaslavsky, S. Cohen, and W. Keeffe, "Improved Starting of the 100W Metal Halide Lamp," *Journal of the Illuminating Engineering Society*, pp. 76-83. Summer. 1990.
- [45] W. R. Alling, "Important Design Parameters for Solid-State Ballasts," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 25, No. 2, pp. 203-207. Mar./Apr. 1989.
- [46] Y. G. Kang, A. K. Upadhyay, and D. L. Stephens, "Analysis and Design of a Half-Bridge Parallel Resonant Converter Operating Above Resonance," *IEEE Transactions on Industy Applications*, vol. 27, No. 2, pp. 386-395, March/April 1991.
- [47] R. L. Steigerwald, "A Comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 8, No. 4,

- pp.386 - 395, Oct. 1993.
- [48] M. K. Kazimierczuk, "Class D Voltage-Switching MOSFET Power Amplifier," *IEE Proceedings-Electric Power Application*, vol. 138, Pt. B, No. 6, pp. 285 - 296, Nov. 1991.
- [49] K. H. Liu, R. Oruganti, and F. C. Lee, "Quasi-resonant converters-Topologies and characteristics," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 2, No. 1, pp. 62 - 71. 1987.
- [50] S. Freeland and R. D. Middlebrook, "A unified analysis of converters with resonant switches," *Proc, IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 20 - 29. 1987.
- [51] K. H. Liu, and F. C. Lee, "Zero-voltage switching technique in DC/DC converters," *IEEE Transactions on Power Electronics.*, vol. 5, No. 3, pp. 293 - 304. 1990.
- [52] C. Henze, H. Martin, and D. Parsley, "Zero-voltage switching in high frequency power converters using pulse width modulation," *Proc, IEEE Applied Power Electronics Conference*, pp. 33 - 40. 1988.
- [53] H. Guichao, L. Ching -Shan, J. Yimin, and F. C. Lee, "Novel zero-voltage-transition PWM converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 9, pp. 213-219. 1994.
- [54] Y. S. Lee, and B. T. Lin, "Adding Active Clamping and Soft Switching to Boost-Flyback Single-Stage Isolated Power-Factor-Corrected Power Supplies" *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 12, No.6, pp. 1017-1027 November 1997.
- [55] H. J. Kim, C. S. Leu, R. Farrington, and F. C. Lee, "Clamp mode zero-voltage-switched multi-resonant converters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp 78-84. 1992

- [56] Cl'audio M. C. Duarte, and Ivo Barbi, "A new family of ZVS- PWM active-clamping DC-DC boost converters: analysis, design, and experimentation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 305-312. 1996.
- [57] R. Watson, F. C. Lee, and G. C. Hua, "Utilization of an active-clamp circuit to achieve soft switching in flyback converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 162-169. 1996.
- [58] Y. Hakoda, T. Ninomiya, M. Shoyma, and T. Hashimoto, "Effect of clamp capacitor on the stability of active-clamp DC-DC converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 355-361. 1998.
- [59] D. Simonetti , J. Sebastian, J. A. Cobos, and J. Uceda, "Analysis of the conduction boundary of a boost PFP fed by universal input," *Proc, IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 1204-1208. 1996.
- [60] 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," *Proc, IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, vol. 2, pp. 1179 – 1184. Feb. 2003.
- [61] 陳平修，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，交通大學電機與控制工程學系碩士論文，2004。
- [62] 復旦大學電光源實驗室，電光源原理，上海人民出版社，1976。
- [63] 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。
- [64] Ned Mohan, Tore M. Undeland, and William P. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*, John Wiley & Sons, Inc. 2003.

[65] 吳財福、余德鴻，電子安定器綜論，全華書局，1995。

