

國立交通大學

電機與控制工程學系

碩士論文

電子安定器控制器之研究與設計



**The Study and Design of Electronic
Ballast Controller**

研究生：葉俊廷

指導教授：邱俊誠 博士

中華民國九十三年七月

電子安定器控制器之研究與設計

The Study and Design of Electronic Ballast Controller

研究生：葉俊廷

Student : Chun-Tine Yeh

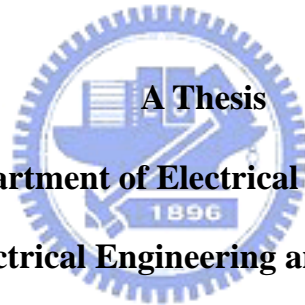
指導教授：邱俊誠 博士

Advisor : Dr. Jin-Chern Chiou

國立交通大學

電機與控制工程學系

碩士論文



Submitted to Department of Electrical and 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

July 2004

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十三年七月

電子安定器控制器之研究與設計

研究生:葉俊廷

指導教授：邱俊誠 博士

國立交通大學電機與控制工程學系



安定器控制器是整個電子安定器之核心。本論文之研究重點在設計電子安定器之控制器。安定器控制電路大都由兩個控制電路：功因修正控制電路、半橋驅動電路整合安定器控制電路所組成。本研究將三個控制電路整合成單一控制電路，並利用電路模擬軟體測試設計的控制電路與安定器電路。本文除了完成控制電路的設計外，並規劃了電子安定器的電路元件參數設計流程，安定器之運轉頻率與死區時間可以自訂，使控制電路適用於不同規格之日光燈。模擬的結果功因修正電路提升電壓與降低諧波失真與高功因，安定器可以使日光燈經由變頻式程序啟動，並具有燈管故障偵測之功能。

The Study and Design of Electronic Ballast Controller

Student: Chun-Tine Yeh

Advisor: Dr. Jin-Chern Chiou

Department of Electronic and Control Engineering

National Chiao Tung University



Electronic ballast controller is the main part in electronic ballast. The aim of this thesis is to design an electronic ballast controller. Electronic ballast controller usually contains two control ICs : a power factor correction (PFC) control IC 、 a half bridge driver and ballast control IC. This Thesis presents a design method to integrated three control circuits into one, and uses circuit simulation program to test the proposed controller and ballast circuit. Ballast component parameter design equation is also proposed; therefore the operating frequency and dead time of ballast can be programmed to apply to fluorescent lamps with different specifications. The simulation of whole system shows two things. First, the PFC can boost lower THD and get high PF. Second, ballast can start up fluorescent lamps by programmed-frequency method, and protect lamps by fault detection.

誌謝

謹向我的指導教授邱俊誠博士致上最誠摯的感激。感謝他兩年來對我的指導與鼓勵，使我在遇到研究過程的困難與壓力時，給予適時的指導與幫助，使我可以順利的完成論文。

另外，感謝口試委員：廖德誠老師、張隆國老師與陳科宏老師對論文給予建議與指教，使論文能更為完備。

感謝815實驗室的劉晏銘學長，使論文在開始的研究階段，給予指導，並在研究階段也給予許多寶貴建議，使研究進行的很順利。

感謝博班學長：育成、永峻、瑋挺、秦輔、振鈞與志良。還有與我一起渡過兩年研究所生活的同學：柄逢、志強與聖武。以及學弟：志瑋、彥廷、立堂、建煌、俊凱與彥凱。還有其他的同學與朋友，因為有你們，研究所生活才充滿樂趣。

另外，要感謝研究電子安定器的前輩，使我就是站在巨人肩膀上的侏儒，能看的比你們更多更遠。希望本論文能對未來研究的學者有微薄的貢獻。

最後，特別感謝我的父母，由於他們的辛苦栽培與鼓勵，並在生活上給予我的支持，使我得以順利完成此論文，在此我將以此論文獻給我最敬愛的父母親。

葉俊廷 謹誌于新竹交通大學電機與控制所

民國 93 年 7 月

目錄

中文摘要	i
ABSTRACT	ii
誌謝	iii
目錄	iv
圖目錄	vii
表目錄	x
第一章 緒論	1
1.1 研究背景	1
1.2 研究動機	2
1.3 論文架構	4
第二章 安定器架構與相關研究	5
2.1 螢光燈之簡介	5
2.1.1 日光燈的構造	5
2.1.2 日光燈的發光原理	6
2.2 安定器的基本規格	8
2.3 電磁式鐵芯線圈安定器(ELECTROMAGNETIC BALLASTS)	8
2.4 電子式安定器的架構與分類	10
2.4.1 自激式電子安定器(Self-oscillating electronic ballast)	11
2.4.2 他激式電子安定器	11
2.5 電子安定器之電路	13

2.5.1 功因修正電路.....	13
2.4.2 換流器電路的種類.....	17
第三章 電子安定器電路分析與設計.....	21
3.1 安定器工作原理.....	21
3.2 日光燈等效電路模型.....	24
3.3 諧振電路.....	25
3.4 半橋換流器.....	27
3.5 升壓式主動功因電路運作原理.....	30
3.5.1 電路運作原理.....	30
3.5.2 功因電路相關公式.....	31
3.6 電磁干擾濾波器(EMI FILTER)電路原理.....	33
第四章 電子安定器控制器設計.....	34
4.1 設計使用之工具.....	34
4.2 安定器控制電路設計.....	35
4.2.1 安定器電路設計.....	35
4.2.2 安定器控制電路方塊圖.....	35
4.2.2 安定器狀態圖.....	36
4.3 安定器控制器之細部電路.....	39
4.3.1 功因修正之控制電路.....	39
4.3.2 震盪器設計.....	44
4.3.3 半橋開關驅動電路設計.....	47
4.3.4 故障偵測.....	49
4.3.5 偵錯邏輯電路.....	51
第五章 模擬結果與分析.....	53

5.1 電子安定器之模擬.....	53
5.1.1 功因修正電路之模擬.....	54
5.1.2 安定器電路之模擬.....	58
第六章 結論與未來研究方向.....	65
6.1 結論.....	65
6.2 未來研究方向.....	65
參考文獻.....	67



圖目錄

圖 1-1 兩級式電子安定器架構圖.....	3
圖 2-1 日光燈管的構造.....	6
圖 2-2 氣體放電實驗圖.....	7
圖 2-3 氣體放電發光流程.....	7
圖 2-4 電磁式鐵芯線圈安定器架構圖.....	10
圖 2-5 電子安定器之基本電路方塊圖.....	11
圖 2-6 電子安定器之一般電路方塊圖.....	11
圖 2-7 自激式電子安定器電路.....	12
圖 2-8 他激式電子安定器電路.....	12
圖 2-9 被動式功因修正電路— π 型濾波器.....	15
圖 2-10 主動功因修正電路—昇壓型.....	15
圖 2-11 一般連續導通控制模式的 PFC 電路原理.....	16
圖 2-12 不連續導通模式的 PFC 電路.....	16
圖 2-13 不連續導通模式 PFC 電路中的電流波形.....	16
圖 2-14 Class-E 諧振換流器基本架構.....	18
圖 2-15 半橋式換流器基本架構.....	19
圖 2-16 推挽式換流器基本架構.....	20
圖 2-17 全橋式換流器基本架構.....	20
圖 3-1 本論文使用之兩級式電子安定器架構圖.....	21
圖 3-2 單級式電子安定器架構圖.....	22
圖 3-3 電子安定器運作圖.....	23
圖 3-4 變頻式程序啟動安定器時序圖.....	23
圖 3-5 燈管的電路模型：(a) 啟動前(b) 啟動後.....	24

圖 3-6 諧振電路.....	26
圖 3-7 半橋換流器.....	29
圖 3-8 半橋換流器搭配諧振電路工作原理.....	29
圖 3-9 升壓式功因修正電路與等效運作電路.....	30
圖 3-10 電感電流操作於臨界導通模式之波形圖.....	31
圖 3-11 電子干擾濾波器電路.....	33
圖 4-1 論文所使用之兩級式電子安定器電路圖.....	35
圖 4-2 電子安定器之積體化控制器內部重要的電路模組.....	36
圖 4-3 電子安定器之積體化控制器.....	37
圖 4-4 安定器控制器之狀態圖(state diagram).....	38
圖 4-5 功因修正電路圖.....	40
圖 4-6 功因修正之控制電路.....	40
圖 4-7 簡化之功因修正控制電路.....	41
圖 4-8 RS 栓鎖器與真值表.....	41
圖 4-9 電感電流 I_{LPFC} 、PFC 開關控制訊號與 ZX 腳之訊號時序圖.....	42
圖 4-10 導通時間調節示意圖.....	43
圖 4-11 看門狗計時器(WDT)電路.....	44
圖 4-12 設定震盪頻率之電路.....	46
圖 4-13 安定器震盪器訊號時序圖.....	47
圖 4-14 半橋開關驅動電路.....	48
圖 4-15 過電流偵測電路.....	49
圖 4-16 燈管壽命結束偵測.....	50
圖 4-17 偵錯邏輯.....	52
圖 5-1 燈管模擬之電路圖.....	53
圖 5-2 IRF830 之電路圖.....	55
圖 5-3 功因修正電路模擬結果.....	56

圖 5-4 功因修正電路時序圖(a)與導通時間調節(b)	57
圖 5-5 輸入電流頻譜圖(a)與過壓保護(b).....	57
圖 5-6 安定器軟啟動-預熱-觸發啟動-運轉之波形圖.....	60
圖 5-7 安定器震盪器訊號波形圖.....	61
圖 5-8 半橋換流器開關零電壓切換.....	62
圖 5-9 過電流故障-燈管無法啟動模擬	63
圖 5-10 過電流故障-開關硬切換	63
圖 5-11 燈管壽命結束故障.....	64



表目錄

表 1-1 傳統式與電子式安定器比較.....	2
表 1-2 我國電子安定器關鍵零組件分析.....	3
表 2-1 ANSI C82.11 標準整理.....	9
表 2-2 中華民國 CNS 13755 號標準.....	9
表 2-3 自激式與他激式安定器比較表.....	13
表 2-4 主動功因修正器的控制模式比較.....	17
表 5-1 日光燈之規格.....	53
表 5-2 功因電路模擬結果整理.....	56
表 5-3 安定器模擬結果整理.....	61



第一章 緒論

1.1 研究背景

火的發現使人類在黑暗的夜晚，可以得到光明，使人類的文化活動得以在夜晚延續。但是這種利用燃燒產生照明的方式維持了幾千年後，才有新的突破—美國人愛迪生(Thomas Edison)在西元 1878 年發明了白熾電燈(incandescent light bulb)，宣告人類進入了使用電能來產生光明的時代。接著在西元 1901，美國人 Peter Cooper Hewitt 製作了第一個螢光燈管(Fluorescent lamp)雛型。

隨著科技不斷的提升，人類對於照明的要求與日俱增，其中照明用電的需要佔有相當的比重。據調查數據顯示：已開發國家照明用電量約佔總發電量的 10~20%。這比重份量不輕。由於大家對於照明設備的需求日益激增，也使得耗電比例相對擴大。然而，由於環保意識的提高，所以新電廠的設立常遭受甚大的阻力，在電源開發非一蹴可及，且用電需求持續增加的情況之下，提供省電而高效率的電子產品，便成為各國積極研發的方向。在照明方面，如何提高照明的效率、製作省電燈具便是一個刻不容緩的問題。

西元 1970 年代交換式電源供應器(switching mode power supply)由荷蘭科學家發明[1]，電力電子(power electronics)領域也因應而生。西元 1984 年，美國奇異公司的愛翰墨(E.E. Hammer)發表了螢光燈管的高頻電器特性[2,3]，並由實驗數據證明了螢光燈在高頻電壓運作下的優點。從此，螢光燈式電子安定器就成為了電力電子及照明研究的重點。

根據愛翰墨的研究發表的數據，採用電子式安定器取代傳統的電磁式鐵芯線圈安定器，螢光燈管在電子安定器高頻電流驅動下的光效率(efficacy, LPW: lumens per power)可提高 10%左右；另外電子式安定器之效率又比傳統安定器可以節約 10~20%的電力。下表一列出了傳統安定器與電子安定器的比較。由

表一可以看到電子式安定器的唯一缺點就是價格較昂貴，但是未來若能大量生產，必能降低價格進而普及。

表 1-1 傳統式與電子式安定器比較

安定器種類	體積	低頻閃爍	功率因素	能源效率	調光	燈管保護	價格
傳統式	大	明顯	0.5~0.6	低	不可	無	便宜
電子式	小	不明顯	0.95 以上	高	可	有	較貴

1.2 研究動機

本論文的研究動機：設計一個整合功因修正控制電路、換流器開關驅動電路和安定器控制電路之控制器。

圖1-1是常見兩級式的電子安定器的架構圖，常見的做法是獨立的功因控制IC搭配控制電路整合換流器開關驅動IC，兩顆控制IC來完成電子安定器的控制。最先進的設計則是使用單顆整合型控制IC，其具有功因控制及兼備燈管預熱、燈光調節和燈管保護等驅動燈管的功能，此類的IC非常稀少，目前較常見的有International Rectifier公司的IR2166/67及MicroLinear公司的ML4831/32/33系列。

按照表二[4]所示，台灣對於電子安定器的製造元件，只剩下控制 IC 還未能自給自足。雖然控制 IC 佔電子安定器價格的 15%左右，但是卻是整個電子安定器的核心。因為電子安定器的其他電路，必須按照 IC 的功能來設計。而且整合型 IC 的好處就是會比較便宜，這方面的製作技術，除了 IC 的設計技術外，還要有高壓製程的搭配才行。所以論文的動機就是要設計一個整合型的控制電路。

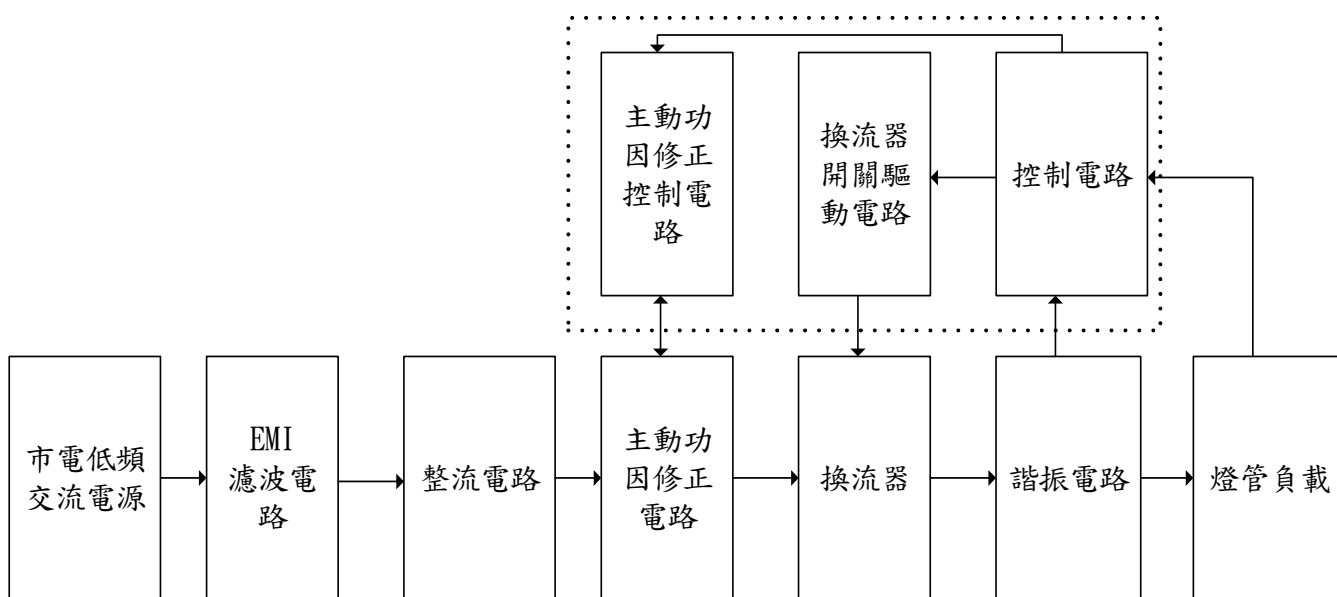


圖 1-1 兩級式電子安定器架構圖

表 1-2 我國電子安定器關鍵零組件分析[4]

關鍵零組件名稱	每只用量(個)	估材料/配件成本%	國內供應	供應商名稱
功率元件 (MOSFET/BJT)	2-5	9-20	0 %	略
高壓/諧振電容	1-3	4-10	50-100 %	略
高頻變壓器鐵心	1-6	20	40-100 %	略
驅動控制IC	1-3	4-10	0 %	Toshiba、IR、 Unitrode、 SGS-Tomson、 Motorola、MicroLinear 等
EMI扼流圈	1-2	5-7	100 %	略
機構體	1	5	100 %	略

關鍵零組件名稱	每只用 量(個)	佔材料/配 件成本%	國內供應	供應商名稱
功因修正IC	1	3-5	0 %	Motorola、IR、 Unitrode、 SGS-Tomson、 Linfinitiy、KA、 MicroLinear等
升壓/儲能電感	1	5	100 %	略

1.3 論文架構

本論文共有六章，第一章為緒論，描述電子安定器的發展背景與研究動機。第二章為安定器相關之架構與研究介紹，提出常見的安定器架構，比較優缺點，另外還有日光燈之電路模型。第三章是電子安定器電路分析與設計，介紹本論文使用之電子安定器電路之運作原理。第四章會針對安定器控制器的細部電路做詳細的介紹—功因修正電路、換流驅動級、變頻程序快速啟動控制、燈管故障保護等功能。第五章是論文提出的電路模擬結果。最後一章為結論，總結全文並提出未來的方向。

第二章 安定器架構與相關研究

本章就安定器的架構作介紹，一開始先了解安定器主要負載—螢光燈管構造與發光原理。接下來，介紹電子安定器的國際標準，作為設計的規範。最後簡介歷來研究安定器的架構與相關優缺點。

2.1 螢光燈之簡介

螢光燈種類很多，主要的分類有：普通螢光燈(日光燈)、高強度放電燈(H.I.D)、水銀燈、高壓鈉燈和複金屬鹵素燈等。發光原理都類似，只是使用的範圍不一樣。日光燈是使用最廣的照明設備，所以接下來介紹的原理與特性以日光燈為主。



2.1.1 日光燈的構造

日光燈的構造如圖 2-1[5]，可分成燈絲(電極)、水銀、螢光質和玻璃管部分：

- (1) **電極(燈絲)**：電極是日光燈進行氣體放電時電子的供應者，主要由鋇、鉍等鹼土族金屬氧化物構成，塗佈在以鎢絲繞成的螺旋絲上。電極的塗佈物質必須不易蒸發、發濺，又容易發射電子，電極設計的好壞直接影響到日光燈的使用壽命。
- (2) **水銀**：當水銀原子由受激態變成基態就會放出紫外光。目前新型的日光燈產品，大多採用汞齊來取代傳統的液滴狀水銀，可以得到較穩定的光輸出。
- (3) **螢光質**：塗在玻璃內管的螢光物質，會吸收波長較短的紫外光放出波長較長的可見光。

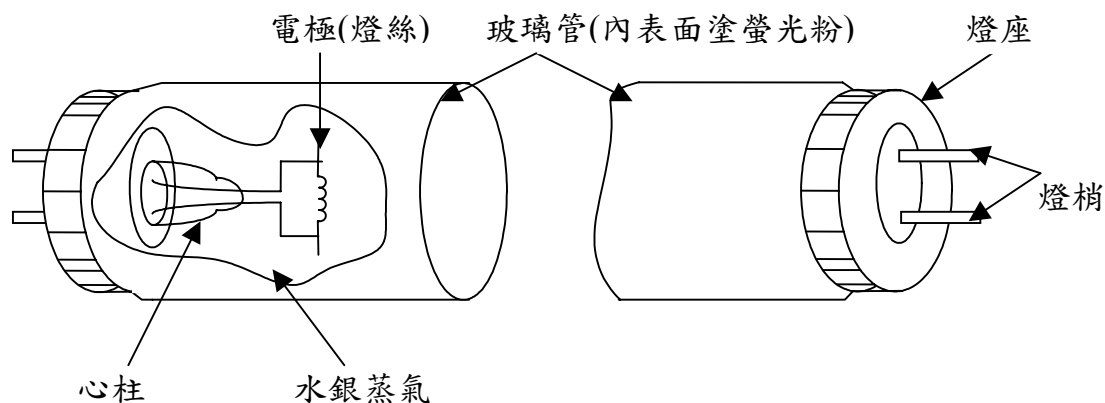


圖 2-1 日光燈管的構造

2.1.2 日光燈的發光原理

日光燈能夠發光乃是因為氣體放電(Discharge)的關係。所謂氣體放電是指電流流過特定氣體時產生的放電現象[5]。

氣體放電發光的流程由圖 2-2 和圖 2-3 說明：當圖 2-2 的電壓由零開始增加時，陰極因光電效應而產生電子，當電壓加大時，會使電子的動能增加。電子與管中的氣體原子碰撞，造成原子變成電子和陽離子的電離現象。電離現象的持續，會使管內的電子呈倍數增加，如雪崩一般。而陽離子隨著電場的方向飛向陰極。當外加的電壓的繼續增加而超過一臨界的電壓時，會使陰極產生二次電子，使放電管進入自持放電狀態，造成大量電流通。

氣體原子受電子撞擊激發而變成受激原子，此時的狀態非常不穩定，會自動返回基態，放出光輻射，通常放出的光輻射是屬於紫外光波長，為了得到可見光，必須在透過螢光物質將紫外光轉換成可見光。

一般的日光燈管發光，與氣體放電管的原理類似。日光燈的種類有很多種，主要分類是以有沒有預熱來區分，所謂預熱是指燈管在啟動前是否有利用電壓或電流來加熱電極，使得電極容易發射熱電子，經過預熱階段，燈管就容易導通。不管有沒有預熱都需要在兩電極間施予高壓讓燈管導通，不需預熱的稱為冷陰極

型，則需要更高的電壓強迫燈管導通。

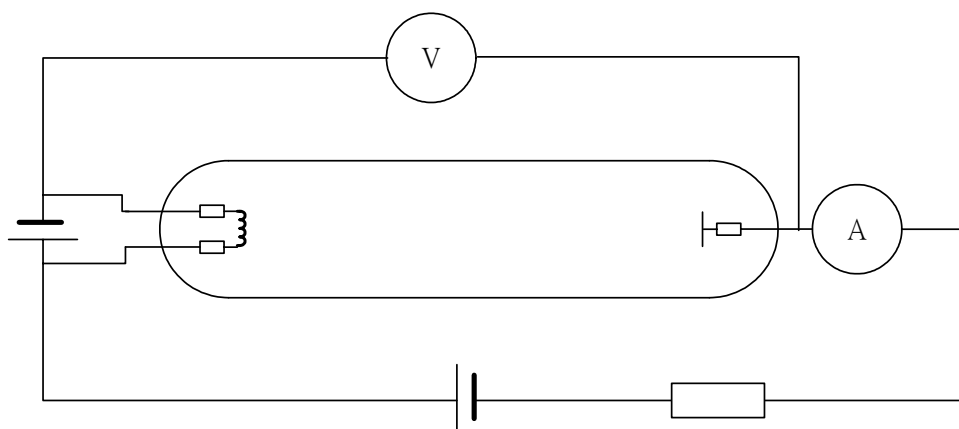


圖 2-2 氣體放電實驗圖

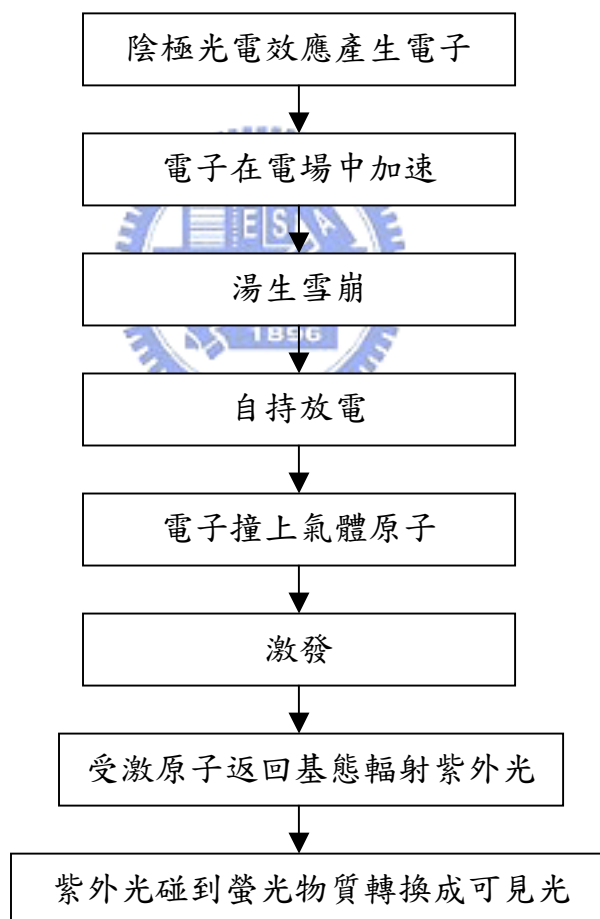


圖 2-3 氣體放電發光流程

2.2. 安定器的基本規格

全球一半的螢光燈電子安定器市場在北美，在美國銷售的安定器必須符合美國國家標準局(American National Standards Institute, ANSI)的標準，另一個重要的國際標準為國際電工技術委員會(International Electrotechnical Commission, IEC)所定，這兩種標準均包含安定器的基本安全標準和基本性能標準。

安定器的規範，美國國家標準局提出的 ANSI C82.11[6]標準和國際電工技術委員會提出的 IEC60929 兩大國際標準。我國亦對電子安定器的設計設有國家標準 CNS13755[7]號。整理重要的規範如下表 2-1、2-2。表中列出的幾個安定器性能因素為：高功率因數、峰值因數低、電磁干擾低、諧波失真小等。故以上幾個因素為本論文所設計的電子安定器所須符合的原則。

2.3 電磁式鐵芯線圈安定器(Electromagnetic ballasts)



傳統的日光燈安定器又稱為電磁式鐵芯線圈安定器，一般的架構如圖 2-4。其主要的功能有三[8]：

- (1) 在燈管啟動前，電極(燈絲)、安定器與氬氣啟動器先形成迴路，安定器控制著電極預熱的電流以防燈管燒毀。
- (2) 當啟動器因熱而斷開使預熱迴路開路，安定器之電感因電流瞬間消失而產生反抗電動勢而產生了抗電動勢瞬時高壓，使燈管放電發光。
- (3) 燈管放電發光後，導通燈管迴路，此時安定器的功能為限制燈管電流使其穩定發光。

此類安定器的缺點為功因偏低(0.5~0.6)、效率較差(繞線電阻太大)和 120Hz 的低頻閃爍等。已經不符合省電和高效率的要求。

表 2-1 ANSI C82.11 標準整理

項目	ANSI C82.11 標準
功率因數(Power factor, PF)	≥ 0.9
燈管電流峰值因數(Crest factor, CF)	≤ 1.7
電磁干擾(EMI)	須通過 FCC(Federal Communications Commission)認證
安定器操作頻率	20 to 33 kHz or ≥ 40 kHz
燈管故障偵測	燈管廠商必需提供所有 T5 type 及小於 T5 的燈管故障資訊，供安定器設計參考，並且安定器設計須把故障偵測功能內含於安定器。
安定器依燈管啟動分類	<ol style="list-style-type: none"> 1.快速型啟動(Instant Start) 2.瞬時型啟動(Rapid Start) 3.變頻式程序啟動(Programmed Start)

表 2-2 中華民國 CNS 13755 號標準

項目	中華民國 CNS13755 號標準
功率因數(PF)	≥ 0.95
燈管電流峰值因數(CF)	≤ 1.7
安定器操作頻率	20 to 33 kHz or ≥ 40 kHz
諧波標準	總諧波失真(THD)小於 33%
安定器依燈管啟動分類	<ol style="list-style-type: none"> 1.預熱型 2.非預熱型

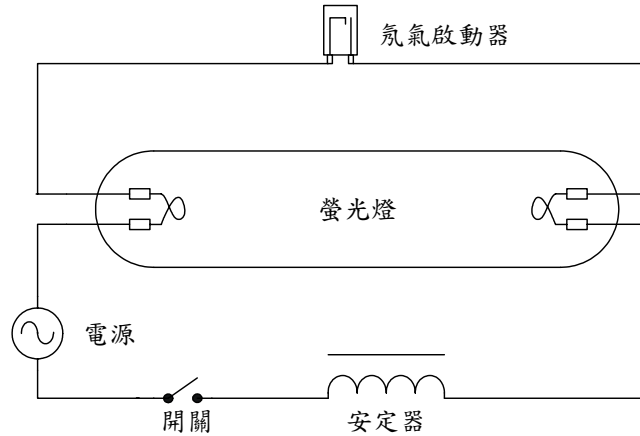


圖 2-4 電磁式鐵芯線圈安定器架構圖

2.4 電子式安定器的架構與分類

電子安定器的基本架構如圖 2-5 所示，工作原理為：將市電之低頻交流電源整流後，利用換流器電路轉為高頻且較高壓之正負交替電壓信號，再送進以燈管為負載的諧振電路，利用電路諧振時產生的高壓，讓燈管啟動[14]。

但為合乎高功率因數、低諧波影響之規範與要求，多於其中加上功因修正電路（Power factor correction；PFC，又稱輸入電流修飾），並且在功因修正電路與市電壓之間加入有低通濾波作用之電磁干擾濾波(Electro magnetic interference filter, EMI filter)電路，以減少電磁干擾。因此，較一般的電路方塊如圖 2-6 所示。

電子安定器的分類有很多種，主要的分類以換流器(Inverter)功率開關元件驅動訊號的產生方式來區分，可分為自激式電子安定器及他激式電子安定器。電子安定器若整合功因修正電路和換流諧振電路，則稱為單級架構；分開設計則為兩級架構。以下就各種安定器設計作介紹。

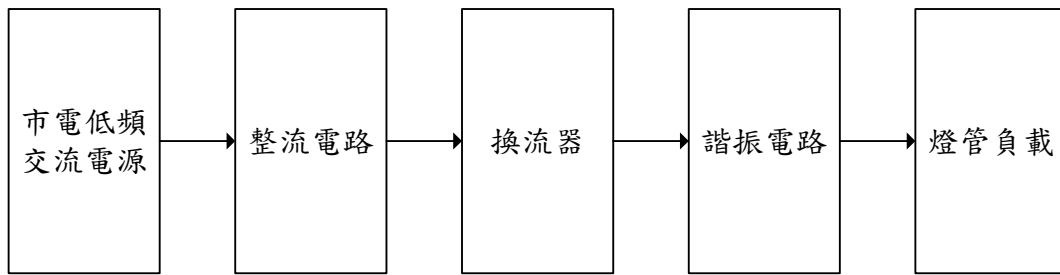


圖 2-5 電子安定器之基本電路方塊圖

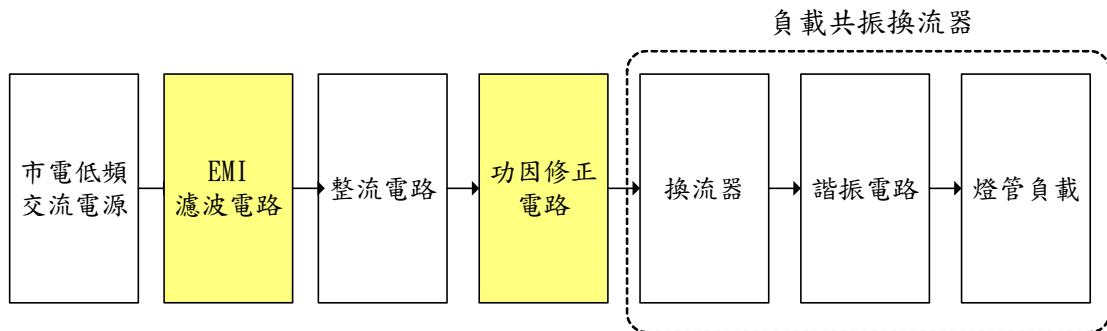


圖 2-6 電子安定器之一般電路方塊圖

2.4.1 自激式電子安定器 (Self-oscillating electronic ballast)

顧名思義，自激式電子安定器其開關驅動訊號是由其電路自然產生。自激式電子安定器的驅動電路是將飽和鐵心串接於諧振電路上，利用磁通變化所感應之正負電壓控制功率開關元件導通與截止，如圖 2-7[9]所示。

自激式的電子安定器，優點就是便宜，因為沒有使用其他控制 IC，大部分元件都是被動元件。自激式的缺點就是沒有燈管故障偵測的功能。另外，新的研究[10]顯示，自激式亦可整合功因修正級，使得功因修正大於 0.9。

2.4.2 他激式電子安定器

他激式電子安定器的驅動方式是以一組可以自行產生驅動訊號的控制電路，來控制功率開關元件的導通與截止，不與安定器的諧振電路有關，如圖 2-8 所示。

自激式的電子安定器歷史比他激式來的早[11]，因為早期的電子安定器都是由離散式元件（Discrete Components）組合而成，體積大且較笨重，控制電路的實現也較為複雜。值得慶幸的是，當前積體電路技術進步，市面上已有多種針對驅動半橋換流器架構所設計的應用 IC，如：UBA2021、IR2155、L6569、KA7521/41 等，不但可以解決半橋換流器兩個電晶體的驅動訊號不共地問題，而且可以直接調整應用 IC 外部的電阻、電容值以控制切換頻率達到調頻控制，有些甚至具備調光控制的功能，在頻率控制上較自激式來得方便，因此成為市場產品的主流 [9]。表 2-3 整理自激式與他激式安定器的比較。

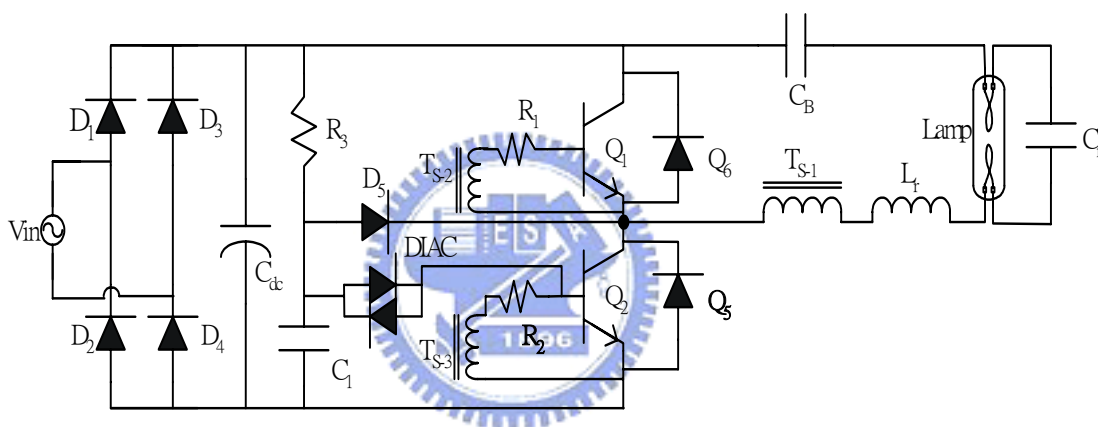


圖 2-7 自激式電子安定器電路

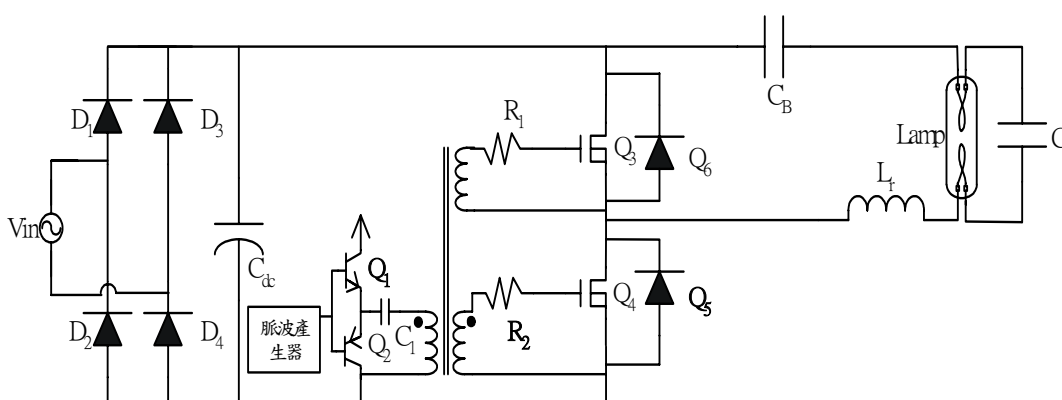


圖 2-8 他激式電子安定器電路

表 2-3 自激式與他激式安定器比較表

項目	自激式[[10],[11]]	他激式[7]
功因	>0.9	>0.9
峰值因數	未提供	<1.7
諧波失真	<33%	<33%
震盪頻率	固定	可調
調光	可	可
優勢	1.較便宜(不需控制 IC) 2.線路較簡單 3.強韌(robust)，因為被動元件不易故障。	1.頻率可調，控制預熱電壓，延長燈管壽命。 2.調光設計較容易。 3.故障偵測功能。 4.能源效率較高。
缺點	1.頻率固定。 2.調光設計複雜。 3.外加功能限制較多，也較麻煩(燈管故障偵測功能須另加 IC)。	1.較貴(需要控制 IC)

2.5 電子安定器之電路

2.5.1 功因修正電路

功率因數修正之目的主要為提高電源的使用率和降低電流諧波對電子零件之干擾。在傳統的功因修正電路中，主要是加入電感與電容形成一低通濾波器(如圖2-9)來達成功因修正的目的，但低通濾波器會有頻率選擇的現象，而使電流諧波無法完全有效濾除，這種稱為被動式功因修正的電路雖然架構簡單，但其體積

大、效率低、容易發出蜂鳴聲，且無法將功因值提高至0.95以上（功率因數只能達到0.5~0.7左右），改善效果有限。主動式之功因修正電路有下列之優點[[8], [15]]：

- (1) 功率因數較高（幾乎可達到1）。
- (2) 使用較小之電感與電容，體積上可減少。
- (3) 可以調整直流輸出電壓。
- (4) 產生的EMI很低。
- (5) 能夠處理大功率的輸出。

主動功因修正電路依架構而言可分為降壓型（Buck）、升壓型（Boost）、降升壓型（Buck-Boost）、返馳型（Flyback）、邱克型（Cuk）和西比克（Sepic）等多種架構，一般應用在高功因與高功率下以升壓式架構(圖 2-10)為最多。

以升壓型轉換器為基本架構的電路而言，在過去的發展過程中，不同的控制模式可分成以下五種方法[15]：



- (1) 磁滯電流控制模式（Hysteresis Current Mode）
- (2) 峰值電流控制模式（Peak Current Mode）
- (3) 平均電流控制模式（Average Current Mode）
- (4) 邊界電流控制模式（Critical Current Mode） 臨界電流控制模式（Transition Mode） 不連續電流控制模式（Discontinuous Current Mode）

若依據電感電流的操作過程則可分為連續導通模式（Continuous Conduction Mode, CCM）、不連續導通模式（Discontinuous Conduction Mode, DCM）與臨界導通模式(Critical Conduction Mode, CCM)。前者適合高功率需求，其控制方法是運用乘法器將升壓轉換器操作在電流連續模式，此時電感上的電流為連續且電感上的電流漣波將小於線電流，利用此電流來控制線電流使其能追隨正弦參考信

號，達到單位功因的目的。同時為了輸出獲得穩壓，乘法器被用來控制弦波參考信號的大小。圖 2-11 所示為其操作原理，一個同步於線的弦波產生電路提供線電流控制回路，而輸出電壓與參考電壓做完比較後，送至線電壓控制回路（乘法器），與線電流做完比較後，送至開關電路作功因修正，上述的控制模式(1)~(4)皆屬於連續導通模式。

至於不連續導通模式(DCM)與臨界導通模式(CCM)則適合低功率需求，其控制方法則運用電壓追蹤控制法，將升壓型轉換器操作於不連續導通模式或臨界導通模式，它的優點是簡單、經濟，但卻有較高的電流失真波形，間接影響無法達成單位功因的目的。其控制電路的基本架構與系統中重要的電流波形分別示於圖 2-12 和圖 2-13。

值得注意的是：邊界電流和不連續電流控制模式在每個切換週期內，電感電流都會降到零，開關在每次導通前都是在零電流的情況下，所以切換損失較小，也避開了二極體逆向回復的問題。此外，由於操作在不導通模式或其邊界下，所以元件所受的應力較大，不適合用在高功率的工作環境下，輸入電流也容易產生高頻的漣波。其餘的連續導通模式 CCM 控制模式則降低了輸入電流的失真，且提高了轉換器的功率，適用於高功率的電路，但 IC 內部的電路設計較複雜。目前市面上皆有適用的控制 IC，價格合理且性能優越，其特性如表 2-4。

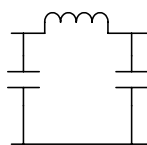


圖 2-9 被動式功因修正電路— π 型濾波器

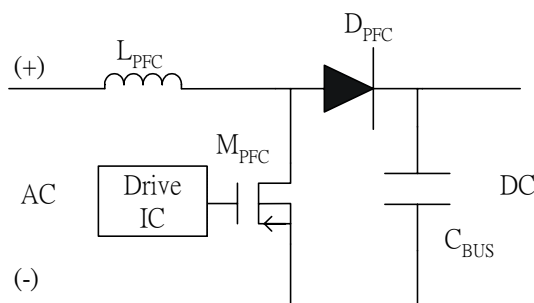


圖 2-10 主動功因修正電路—昇壓型

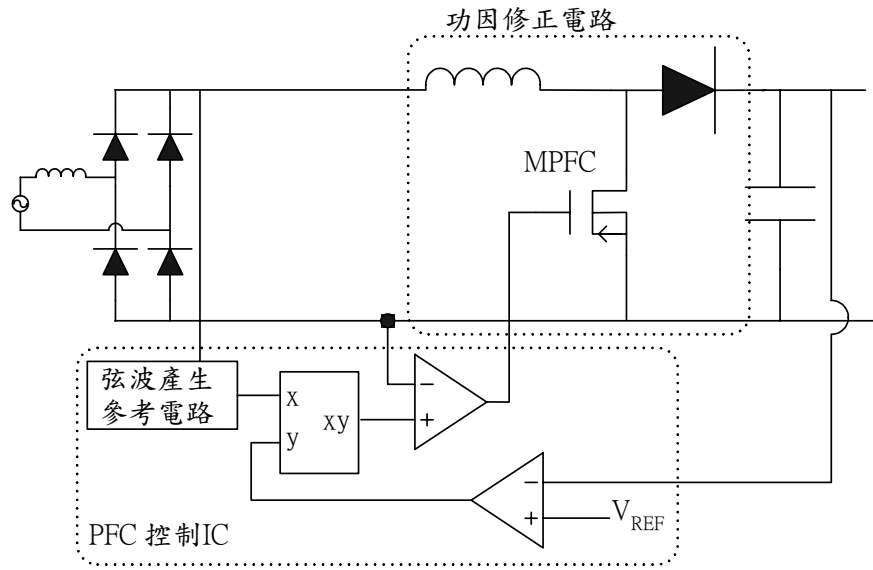


圖 2-11 一般連續導通控制模式的 PFC 電路原理

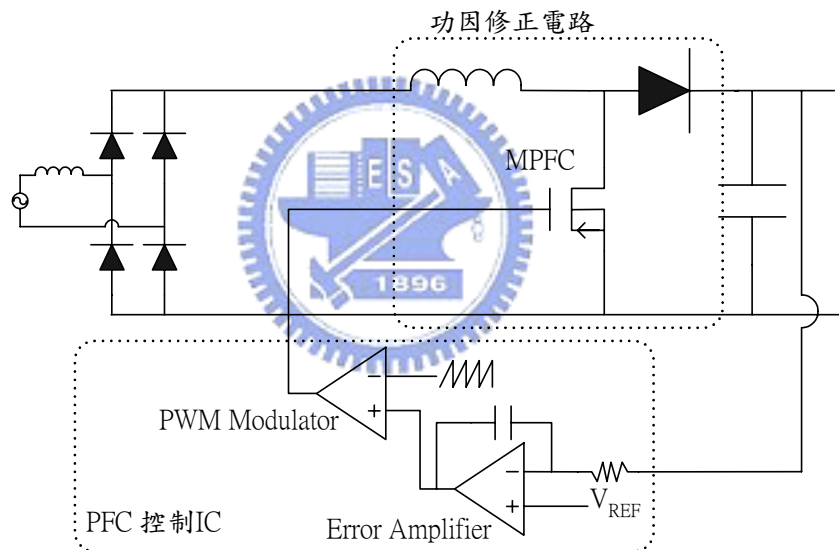


圖 2-12 不連續導通模式的 PFC 電路

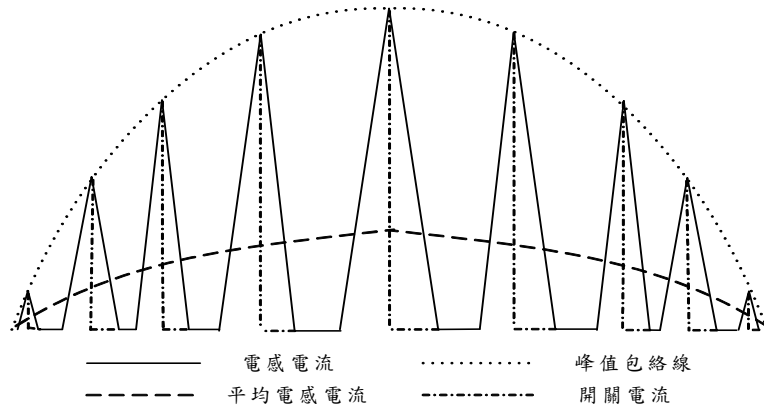


圖 2-13 不連續導通模式 PFC 電路中的電流波形

表 2-4 主動功因修正器的控制模式比較

導通模式	控制方式	適用IC	備註
DCM	不連續電流模式	ML4813	定頻 固定導通時間
CCM	邊界電流模式	L6560/61	變頻 固定導通時間
		MC34262	
		FAN7527	
		UC3852	
CCM	邊界電流模式	KA7524	變頻 固定導通時間
		SG3561	
		TDA4814/16/17/18	
CCM	峰值電流模式	ML4812 TK84812	定頻
	平均電流模式	UC3854/55 TK3854A ML4821 TDA4815/19 TA8310 L4981A/B LT1248/49	定頻
CCM	磁滯電流模式	CS3810	變頻

2.4.2 換流器電路的種類

包括螢光燈在內的各種氣體放電燈操作在高頻下，效率、特性、壽命一般均

較低頻60Hz操作時好，所以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方波。換流器的結構有很多種，底下列出幾種電子安定器常用的換流器[9]：

(1) Class-E諧振換流器

圖2-14為Class-E諧振換流器基本架構，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降約為 $V_{s,max} = 4V_{dc}$ ，元件需具較大耐壓耐流額定，所以Class-E諧振換流器一般適用在小功率負載。

Class-E諧振換流器的控制IC可採用一般電源供應器使用的電壓模式IC，如：TL494；或電流模式IC，如：UC384X系列。

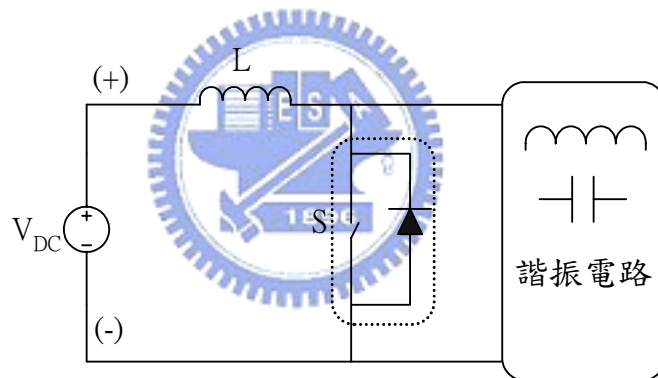


圖 2-14 Class-E 諧振換流器基本架構

(2) 半橋式換流器

圖2-15為半橋式換流器基本架構，電容 C_1 及 C_2 串聯並接於 V_{dc} ，每個電容電壓為 $V_{dc}/2$ 。當開關 S_1 ON， S_2 OFF，諧振電路的端電壓 V_{AB} 為電容 C_1 上的電壓 $+V_{dc}/2$ 。反之，開關 S_1 OFF， S_2 ON， V_{AB} 為 $-V_{dc}/2$ 。 S_1 、 S_2 不斷地交互導通，諧振電路就可得到振幅為 $\pm V_{dc}/2$ 的方波電壓。因每個開關OFF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} 。

半橋式換流器為一般電子安定器最常使用的架構，故市面上有許多針對此架

構所設計的控制IC，包括：UBA2021、IR2153/55/56/571、L6569、KA7521/41等，此類的IC大多內建燈管保護及預熱的功能，無須外加其它的離散元件。

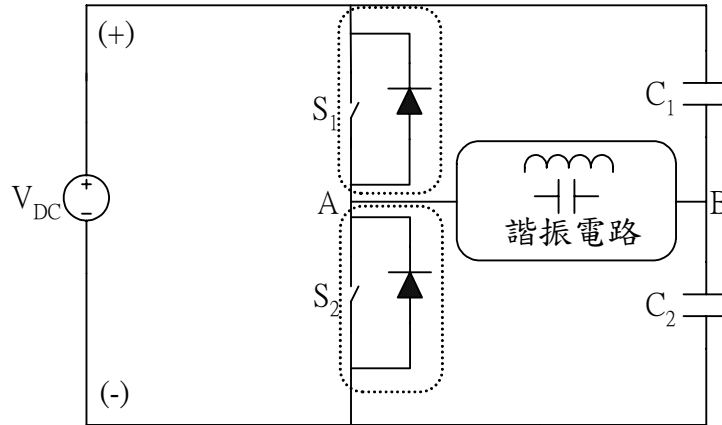


圖 2-15 半橋式換流器基本架構

(3) 推挽式換流器

推挽式換流器(圖2-16)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 ON， S_1 OFF 時，電流 i 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 ON、 S_2 OFF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，推挽式架構具有共點驅動的優點。

此架構的電子安定器專用控制IC種類不少，因為目前市面上的產品，包括：冷陰極燈管、氙燈及一些氣體放電燈，都有採用此架構的電子安定器。較常見的控制IC為UC3872、UCC3972/3、LX1686等[16]。

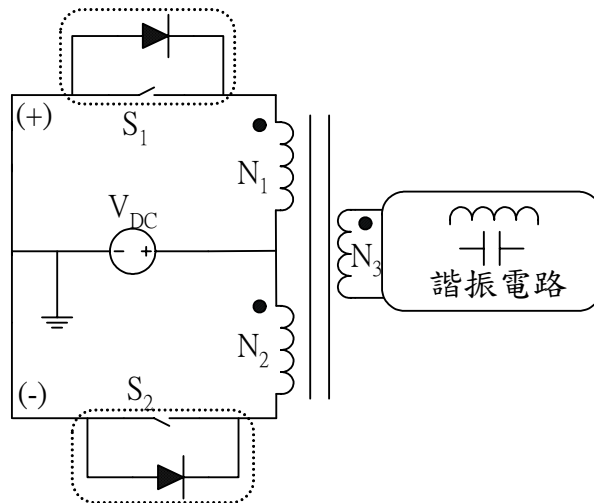


圖 2-16 推挽式換流器基本架構

(4) 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 $\pm V_{dc}/2$ ，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2-17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。

此架構的控制IC可採用一般全橋相移式直流電源的專用IC，如：UC3875/6/7/8、UC3879、UCC3895等，但是需另加驅動IC，如：IR2100等；或驅動變壓器，以方便對high side的開關進行控制，所以額外的週邊電路會較複雜。

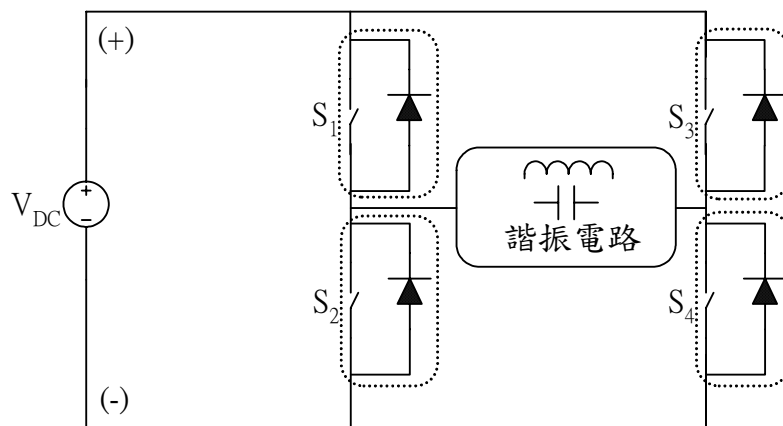


圖 2-17 全橋式換流器基本架構

第三章 電子安定器電路分析與設計

本章探討論文使用之電子安定器的電路及原理。先介紹電子安定器整個的工作原理，再分析安定器的每個部分原理：從安定器的負載—日光燈的電路模型開始探討，接下來是換流諧振電路的設計，最後是功因修正電路。在熟悉安定器的原理後，才能設計出最適當的安定器控制器。

3.1 安定器工作原理

在設計電子安定器的控制電路之前，先決定使用的電子安定器的架構，如圖 3-1 是本論文所使用的兩級式架構的電子安定器電路。兩級式的架構把功因修正級與換流諧振級分開設計，這樣要考慮的交互作用會比較小，設計彈性比較大而且容易設計，適用於不同瓦數的日光燈。相對於兩級架構的就是整合功因級與換流諧振級的單級架構圖 3-2[17]，兩級架構為人詬病的就是需要三個控制電路，但若能整合三個電路，則安定器電路設計上會比單級式容易。

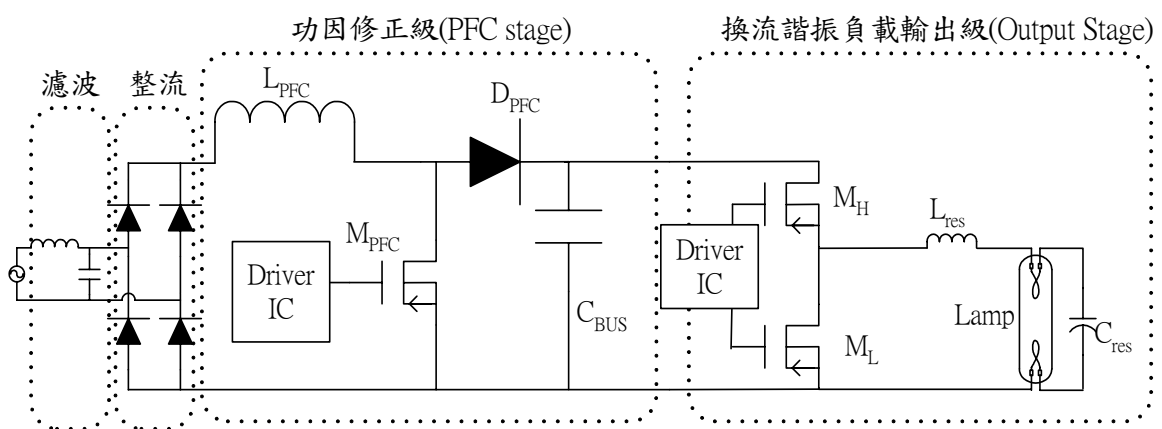


圖 3-1 本論文使用之兩級式電子安定器架構圖

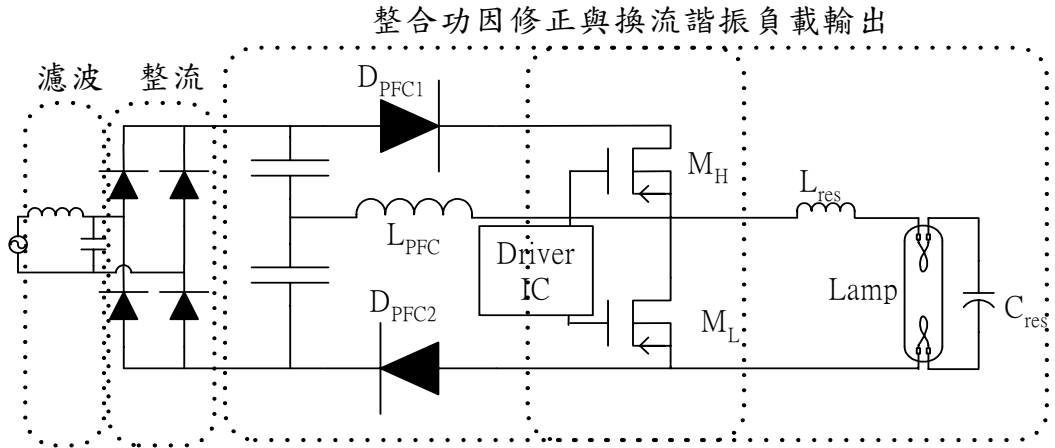


圖 3-2 單級式電子安定器架構圖

本論文使用的電子安定器為變頻式程序啟動，運作原理為圖 3-3，時序圖 3-4：

- (1) 市電低頻 60Hz 的交流電源經過昇壓式主動功因電路後，變成高壓直流電輸出，直流電壓會具有低頻漣波成分，但對後級影響不大。
- (2) 電磁干擾濾波電路(EMI filter)可以濾掉功因電路開關高頻切換產生的電壓、電流波形。
- (3) 直流電再經過半橋換流器，變成了高頻方波。
- (4) 高頻方波經過諧振電路的濾波作用而變成高頻弦波。
- (5) 高頻弦波可以對燈管電極預熱和觸發啟動燈管。
- (6) 燈管啟動後，所以利用諧振電路的特性可以使燈管的電壓電流保持穩定，達到安定器的功能。

安定器運作的時序圖如圖 3-4：

- (1) 預熱階段 t_1-t_2 ：換流器開關的頻率會比諧振電路的自然共振頻率高，燈管的跨壓會比較低，電流流過燈絲，作用為預熱燈絲。
- (2) 觸發啟動階段 t_2-t_3 ：換流器開關的頻率會往諧振電路的自然共振頻率靠近，燈管跨壓升高，高於燈管的啟動電壓，則燈管導通。

(3) 穩定發光階段 t_3 --: 換流器開關頻率不變, 燈管導通, 跨壓降低, 燈管發光。

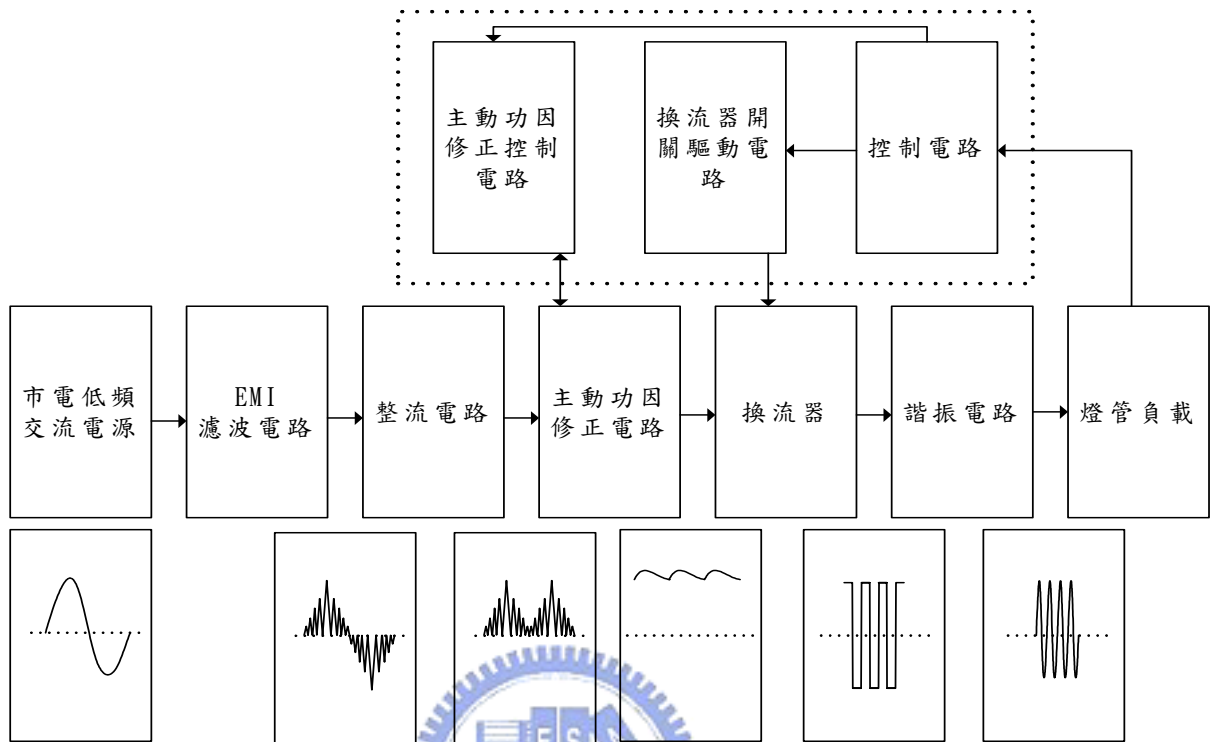


圖 3-3 電子安定器運作圖

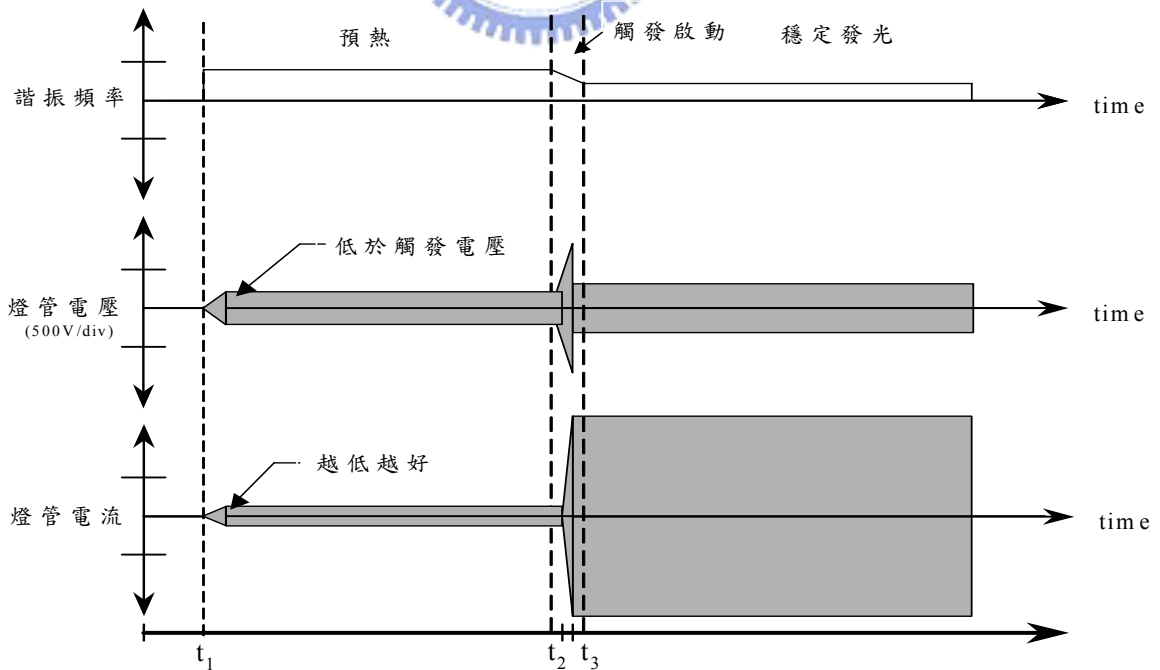


圖 3-4 變頻式程序啟動安定器時序圖

3.2 日光燈等效電路模型

圖 2-1 顯示了日光燈的構造，為了方便分析及電子電路軟體模擬，則必須把燈管的電路模型建立出來。建立日光燈完整的模型並不簡單，因為日光燈在還沒啟動之前，兩個電極之間是斷路；啟動後，又會具有負電阻特性。所以文獻上[18]-[21]、[23]，所看到的模型都是探討日光燈啟動後在高頻操作下的穩態行為，日光燈在高頻運作時，可以視為線性電阻。

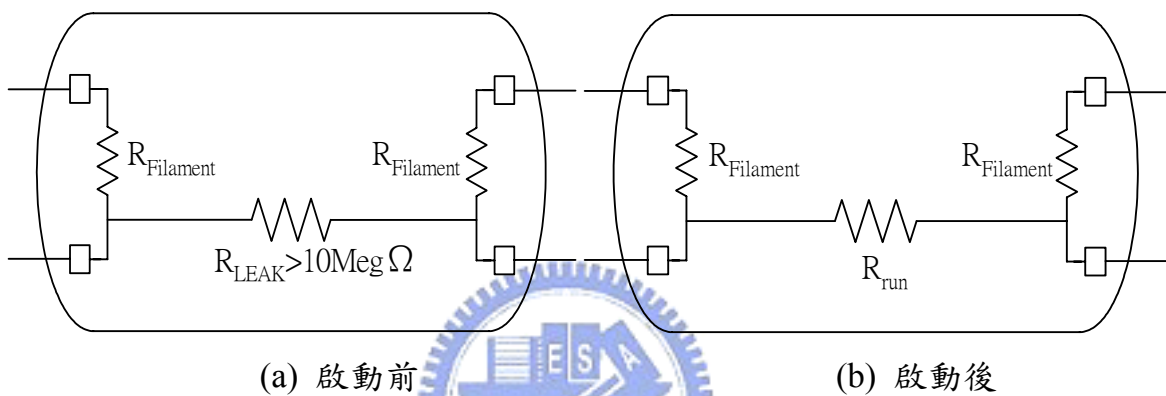


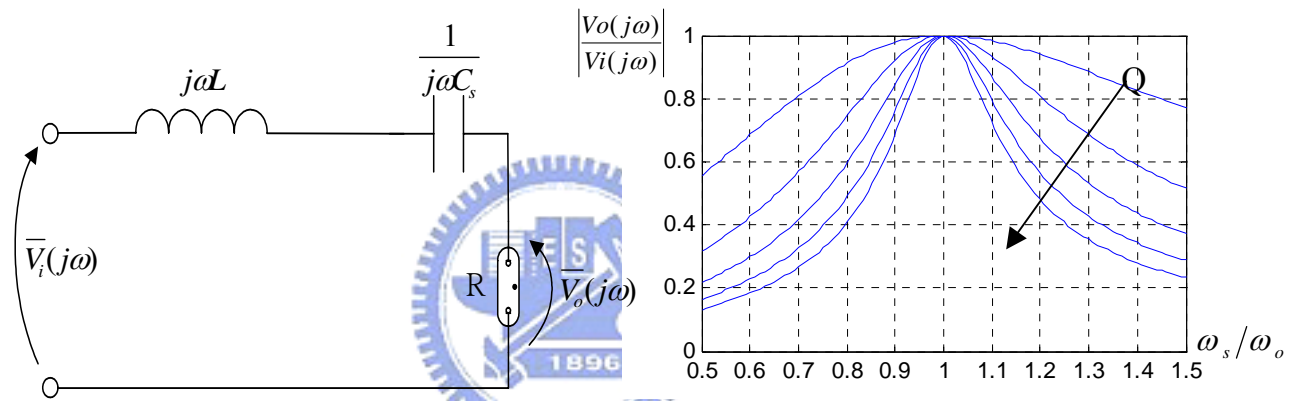
圖 3-5 燈管的電路模型：(a) 啟動前(b) 啟動後

為了模擬方便，在本論文中討論的日光燈管模型是以電阻來等效。圖 3-5 為燈管啟動前與後的電路模型：電極(燈絲)有一小電阻(R_{Filament} 約 $2.5\sim 5\Omega$)，燈管在還沒啟動前的斷路漏電阻(R_{Leak})約大於 $10\text{Meg}\Omega$ ，啟動後燈管的阻值約在幾十至幾千歐姆之間，視燈管的規格而定，燈管的等效電阻定義為燈管啟動滿載時燈管跨壓與電流均方根比值。使用電阻等效的模型，並無法看到燈管的負電阻特性，但是用來模擬燈管的暫態行為會比較容易。

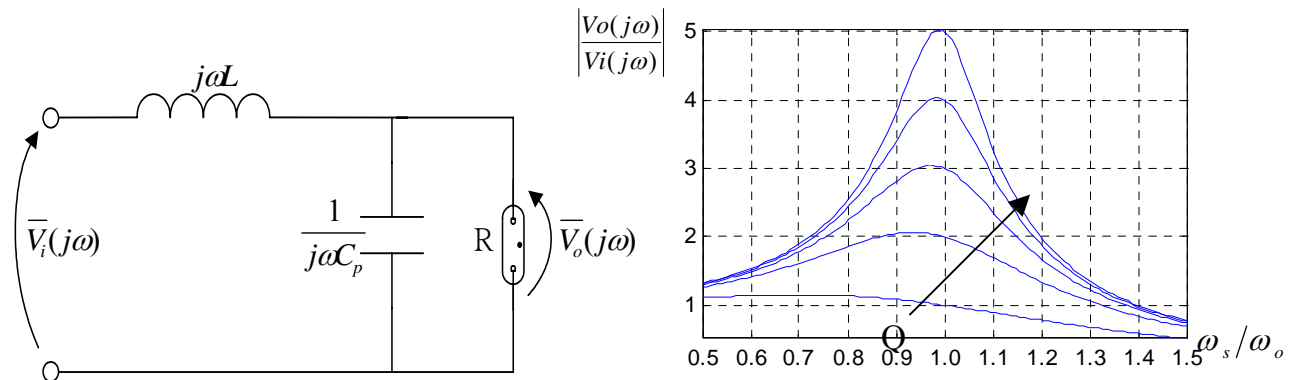
$$R_{\text{LAMP}} = \frac{V_{\text{LAMP}}_{\text{RMS}}}{I_{\text{LAMP}}_{\text{RMS}}} \quad (3-1)$$

3.3 諧振電路

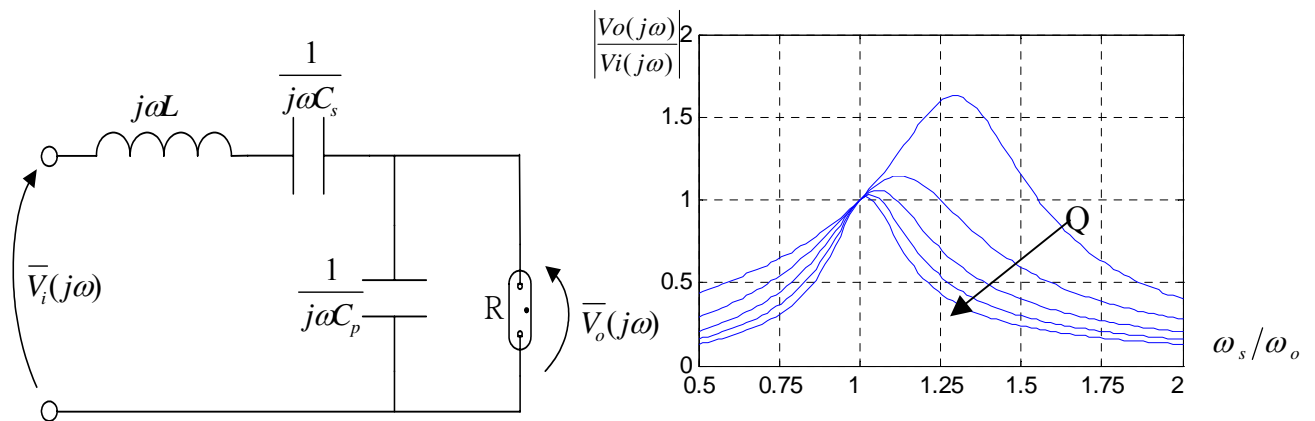
電子安定器必需提供足夠大的開路電壓來啟動日光燈管，並且限制流過日光燈電流以避免燒毀燈管。安定器使用諧振電路的原因是它的輸出電壓與負載的大小有關。常見的架構有三種：串聯諧振串聯負載(Series Resonant Series Load, SRSL)、串聯諧振並聯負載(Series Resonant Parallel Load, SRPL)和串聯諧振串並聯負載(Series Resonant Series-Parallel Load, SRSPL)三種如圖 3.6。



(a) 串聯諧振串聯負載(SRSL)及電壓增益與頻率曲線



(b) 串聯諧振並聯負載(SRPL)及電壓增益與頻率曲線



(c) 串聯諧振串並聯負載(SRSPL)及電壓增益與頻率曲線

圖 3-6 諧振電路

在分析諧振電路之前先作一些假設：

- (1) 開關為理想元件，電感、電容不消耗功率。
- (2) 燈管燈絲電阻忽略不計。
- (3) 輸入到換流器的直流電源沒有漣波。
- (4) 整個電路的品質因數 Q 夠高。



利用基本波近似法[22]，將方波展開成傅立葉級數，可視為是由很多弦波電壓所組成。假設諧振電路的品質因數夠高，電路可當作高頻濾波器，且角頻率介於基本波及二次諧波之間時，電路上只有一次諧波成份的弦波電流流動，也就是只有與方波電壓相同頻率的弦波電壓成分存在。因此，可以把諧振電路的輸入電壓視為弦波。利用這個觀念來作電路穩態分析比用方波來作分析來的簡單。所以利用基本波近似法來分析，圖 3-6 諧振電路的輸出對輸入之轉移函數可以寫成如下：

- (1) 圖 3-6(a) 串聯諧振串聯負載

$$\left| \frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2 \left(\frac{\omega_s}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega_s} \right)^2}} \quad (3.2)$$

其中品質因數 $Q = \frac{\sqrt{L/C_s}}{R}$ 、諧振電路自然頻率 $\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L/C_s}}$ 、 ω_s 為開關切換頻率

(2) 圖 3-6(b) 串聯諧振並聯負載

$$\left| \frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} \right| = \frac{1}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega_s}{\omega_o}\right)^2\right]^2 + \left(\frac{\omega_s}{\omega_o} Q\right)^2}} \quad (3.3)$$

品質因數 $Q = \frac{R}{\sqrt{L/C_p}}$ 、諧振電路自然頻率 $\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC_p}}$ 、 ω_s 為開關切換頻率

(3) 圖 3-6(c) 串聯諧振串並聯負載

$$\left| \frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} \right| = \frac{1}{\sqrt{\left[2 - \left(\frac{\omega_o}{\omega_s}\right)^2\right]^2 + Q^2 \left(\frac{\omega_o}{\omega_s} - \frac{\omega_s}{\omega_o}\right)^2}} \quad (3.4)$$

品質因數 $Q = \frac{R}{\sqrt{L/C_p}}$ 、諧振電路自然頻率 $\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC_s}}$ 、 ω_s 為開關切換頻率

本論文採用的架構為串聯共振並聯負載如圖 3-6(b)，預熱階段開關頻率高於電路的自然頻率，雖然燈管沒有導通，所以 R 非常大，Q 值也很大，但電壓增益會接近 1，所以電壓不足以啟動燈管。觸發啟動階段，開關頻預降低，電壓增益會變大。一但燈管啟動後，R 變小，Q 值降低，電壓就會降下，燈管發光進入穩態。

3.4 半橋換流器

本論文使用換流器(Inverter)拓樸為改自圖 2-15 之半橋換流器架構，如圖 3-7 所示，作用一致。半橋換流器搭配串聯諧振電路可達到零電壓切換，工作原理

如下[3]：

- (a) 當上橋開關 S_1 導通，下橋開關 S_2 斷開時，直流電壓直接跨於諧振電路上，交流電電流為正，電流由開關 S_1 流經串聯諧振電路進入日光燈管，如圖 3-8(a) 所示。
- (b) 經過一段時間後，將開關 S_1 斷開，諧振電流改流經 S_1 之雜散電容。雜散電容被諧振電流充電， S_1 兩端電壓慢慢升高。如圖 3-8(b)所示。
- (c) S_1 之雜散電容電壓大於輸入直流電壓時，下橋的 S_2 寄生二極體 D_2 導通。於是寄生二極體、電感、燈管與並聯電容形成迴路。如圖 3-8(c)所示。
- (d) 下橋開關 S_2 在寄生二極體 D_2 導通期間導通， S_2 開關兩端電壓為零，符合零電壓切換。在此期間，諧振電流換向，電流流經開關 S_2 而不流經寄生二極體。如圖 3-8(d)所示。
- (e) 當開關 S_2 關閉，諧振電流會流入 S_2 之雜散電容，雜散電容兩端電壓會升高，如圖 3-8(e)所示。
- (f) S_2 的雜散電容的跨壓大於輸入直流電壓時， S_1 的寄生二極體 D_1 導通。在二極體導通期間，開關 S_1 的跨壓為零，若此時將 S_1 導通則符合零電壓切換，如圖 3-8(f)。

半橋換流器藉由開關的切換動作，可以產生交流方波。但在切換時，為了避免產生兩個開關同時導通，造成短路的現象，所以切換的順序必須為：兩個開關關閉→上開關導通→兩個開關關閉→下開關導通．．．循環。兩個半橋開關關閉的時期又稱為死區時間(dead time)，為了避免兩個開關同時關閉時，電流沒有形成迴路，而造成開關切換之功率損耗。所以在開關旁邊並聯一個反向二極體(D_1 、 D_2)，使得電流回路繼續保持，藉由這反向二極體的幫忙，可以達成開關零電壓切換，減少開關切換損耗。

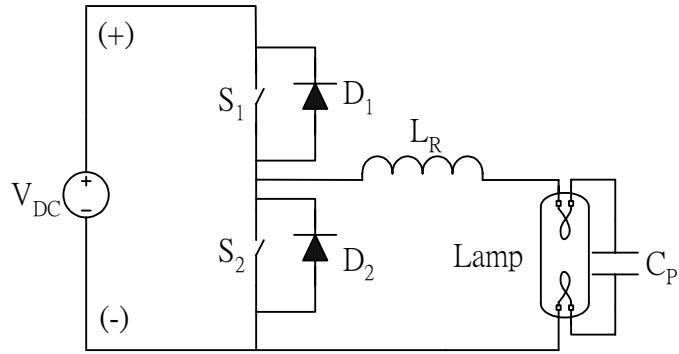


圖 3-7 半橋換流器

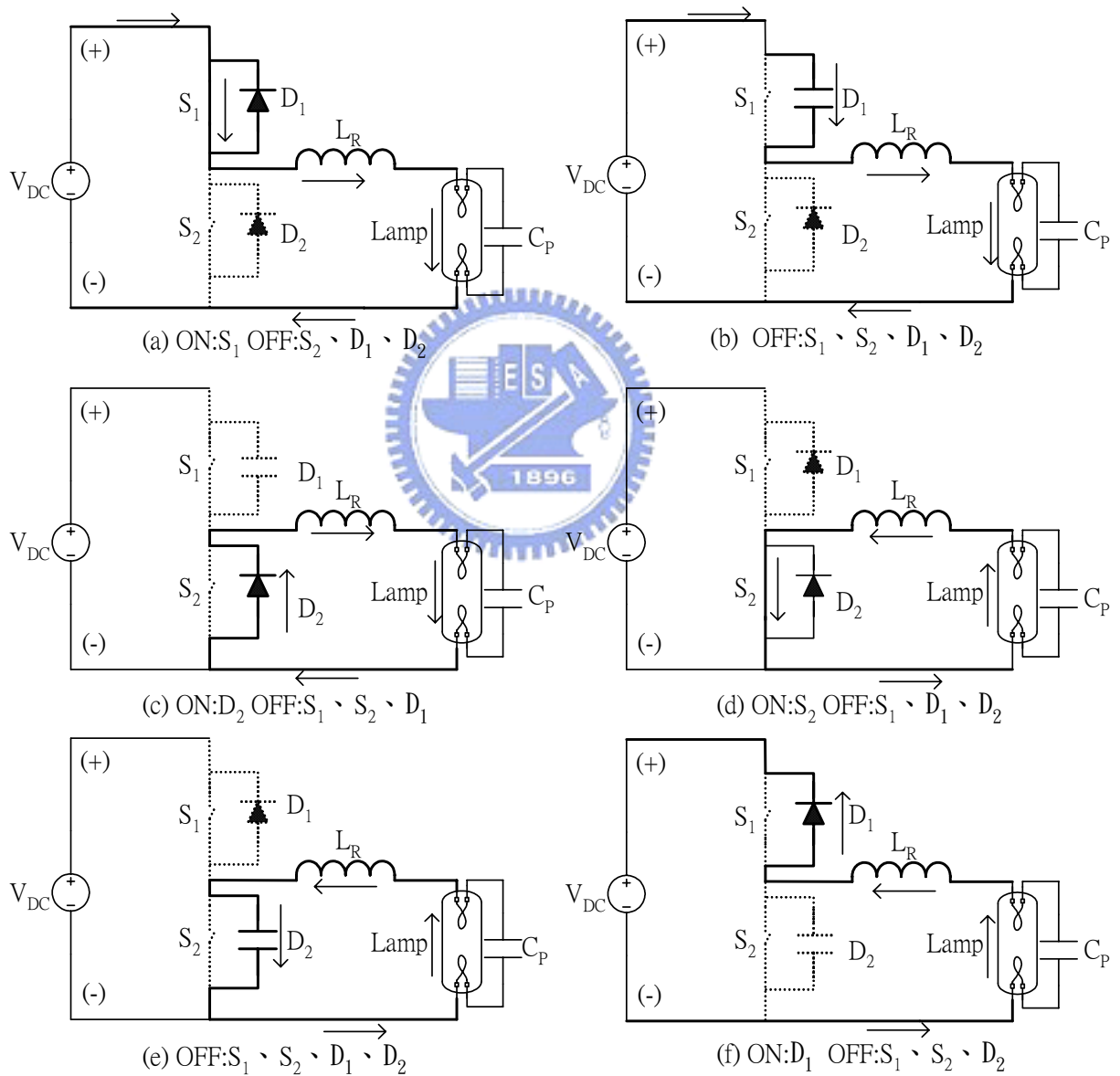


圖 3-8 半橋換流器搭配諧振電路工作原理

3.5 升壓式主動功因電路運作原理

升壓式主動功因修正電路可以提高輸出直流電壓，供後級的換流諧振級使用，還有改善輸入電源的功率因數，降低安定器對輸入電流的諧波干擾。本電路的架構是與升壓直流轉直流轉換器(Boost DC-DC converter)相同[24]，但本電路主要是將交流電壓轉換成直流電壓(AC-DC converter)。所以控制方式不一樣，本電路是將電感電流操作在臨界導通模式[25]。

3.5.1 電路運作原理

本電路的電路如圖 3-9(a)所示，運作之等效電路如圖 3-9(b)(c)，當開關 M_{PFC} 導通時，流過電感 L_{PFC} 的電流相當於流過開關的電流，電感被充電；一段時間後開關關閉，電感電流流向二極體，因為輸出的電容電壓大於輸入的整流電壓，所以電感會慢慢放電到零。當電感電流一但降為零時，又再度導通開關為電感充電。如此一來就是臨界導通模式。電感電流波形如圖 3-10。

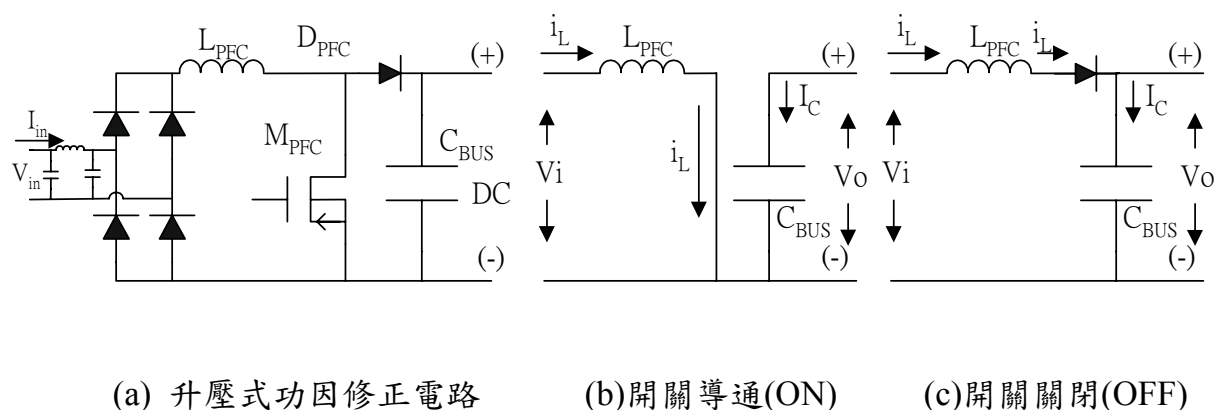


圖 3-9 升壓式功因修正電路與等效運作電路

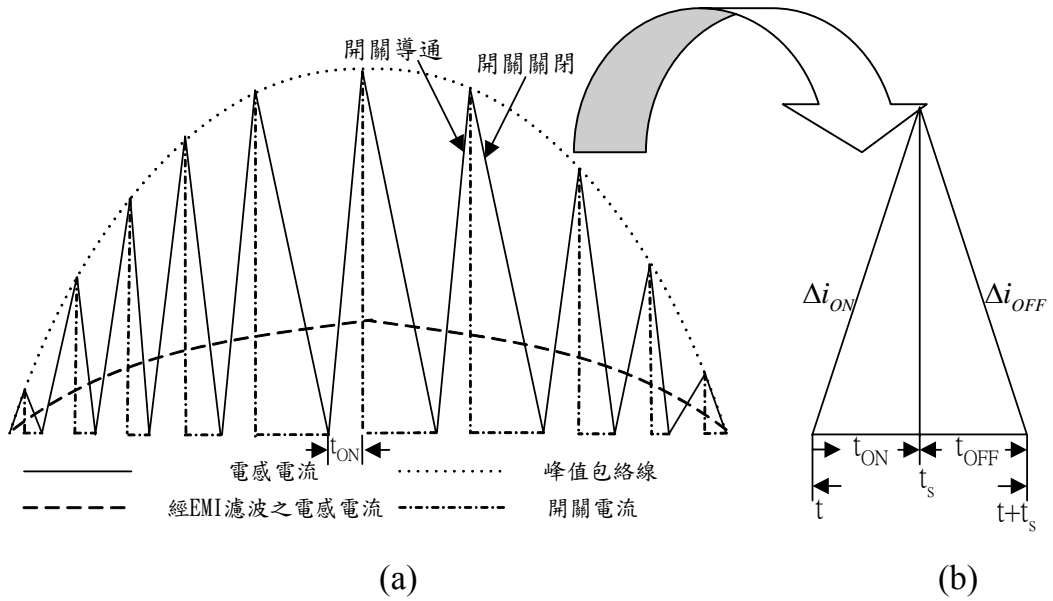


圖 3-10 電感電流操作於臨界導通模式之波形圖

3.5.2 功因電路相關公式

如圖 3-9(b)開關 M_{PFC} 導通與關閉時的充電與放電電流相等，所以可以得到式 3.5、3.6。

$$\Delta i_{ON} = \frac{1}{L_{PFC}} \int_t^{t+t_{ON}} \sqrt{2}V_{in} \sin \omega \tau d\tau \quad (3.5)$$

$$\Delta i_{OFF} = \frac{1}{L_{PFC}} \int_{t+t_{ON}}^{t+t_{OFF}} (V_o - \sqrt{2}V_{in} \sin \omega \tau) d\tau \quad (3.6)$$

開關的責任週期(Duty cycle)定義為 $D=t_{ON}/t_s$ ，把式 3.5、3.6 積分並假設開關頻率遠大於輸入的線電壓頻率則可以得到式 3.7，其中 V_{in} 表示輸出電壓的方均根值(RMS value)，所以責任周期在 $t=0$ 時最大， $D=1$ ；在 $t=\pi/(2\omega)$ 或是交流線電壓的峰值時，責任周期最小。

$$D = 1 - \frac{\sqrt{2}V_{in} \sin \omega t}{V_o} \quad (3.7)$$

如圖 3-9(a)高頻的電感電流經過電磁干擾濾波器(EMI filter)後，從輸入電源

端觀察到電感電流為弦波 I_{in} 。若以功率來表示輸入電流則 $I_{in}=P_{in}/V_{in}=P_o/(\eta V_{in})$ ，其中 P_{in} 輸入功率、 P_o 為輸出功率與 η 代表整個升壓轉換電路的效率。假設整流二極體為理想與沒有壓降，則電感最大峰值電流可以表示為式 3.8；電感的峰值包絡線(envelope)與輸入電壓同相，所以電感最大峰值電流又可以表示成式 3.9。

$$I_{L_{PFC}(pk)} = 2\sqrt{2}I_{in} = \frac{2\sqrt{2}P_o}{\eta V_{in}} \quad (3.8)$$

$$I_{L_{PFC}(pk)} = \frac{\sqrt{2}V_{in}}{L_{PFC}} t_{ON} \quad (3.9)$$

由式 3.8 與 3.9 可以得到導通時間 t_{ON} ，如式 3.10 所示。同時由 t_{ON} 可知若要輸出固定功率時，則需要固定的 t_{ON} 。

$$t_{ON} = \frac{2L_{PFC}I_{in}}{V_{in}} = \frac{2L_{PFC}P_o}{\eta V_{in}^2} \quad (3.10)$$

開關關閉時間 t_{OFF} 與開關頻率 f_s ，可以經由推導而得式 3.11、3.12：

$$t_{OFF} = \frac{2\sqrt{2}L_{PFC}I_{in} \sin \omega t}{V_o - \sqrt{2}V_{in} \sin \omega t} \quad (3.11)$$

$$f_s = \frac{V_{in}(V_o - \sqrt{2}V_{in} \sin \omega t)}{2L_{PFC}V_o I_{in}} \quad (3.12)$$

由式 3.12 可以得到開關最小頻率 $f_{s(min)}$ 發生在 $\sin \omega t = 1$ ，如式 3.13：

$$f_{s(min)} = \frac{V_{in}(V_o - \sqrt{2}V_{in})}{2L_{PFC}V_o I_{in}} \quad (3.13)$$

式 3.13 通常用於電感 L_{PFC} 的選擇，給定輸出功率與系統效率，電感可以由最小之開關頻率決定，如式 3.14：

$$L_{PFC} = \frac{\eta V_{in}^2 (V_o - \sqrt{2}V_{in})}{2f_{s(min)} P_o V_o} \quad (3.14)$$

3.6 電磁干擾濾波器(EMI filter)電路原理

電磁干擾濾波器電路雖然是最簡單但是卻不可或缺。本電路使用的電路如圖 3-11，為 LC 型之濾波電路。

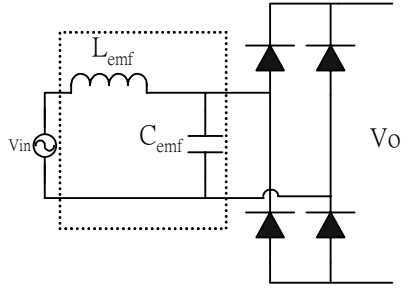


圖 3-11 電子干擾濾波器電路

濾波器的目的是希望能讓電源角頻率 ω_{in} 通過，而避免後級的功因電路開關高頻切換的角頻率 ω_s 對前級電源的影響。故應有以下之關係[14]：

$$\frac{V_o(s)}{V_{in}(s)} = \frac{\frac{1}{sC_{emf}}}{sL_{emf} + \frac{1}{sC_{emf}}} = \frac{1}{s^2 L_{emf} C_{emf} + 1} = \frac{1}{1 - \omega^2 L_{emf} C_{emf}} \quad (3.15)$$

$$\frac{V_o(j\omega_{in})}{V_{in}(j\omega_{in})} \approx 1 \quad (3.16)$$

$$\frac{V_o(j\omega_s)}{V_{in}(j\omega_s)} \approx 0 \quad (3.17)$$

由式 3.15~3.16 可以 LC 符合

$$\omega_{in} \ll \frac{1}{\sqrt{L_{emf} C_{emf}}} \ll \omega_s \quad (3.18)$$

第四章 電子安定器控制器設計

本章介紹電子安定器控制器的設計，使用電子電路模擬軟體 PSpice 來設計，並介紹控制器每個部分電路的設計方法，並在下一章進行電路模擬。

4.1 設計使用之工具

本論文的目的是要設計一個整合三顆控制電路，使此電路能使用於兩級式電子安定器。使用之工具為 Cadence 公司的 OrCAD® PSpice 軟體[26][27]來進行設計。一般來說，電路使用電腦相關之工具軟體來模擬，好處是模擬軟體會內建常見元件之模型，亦可自己建立元件的參數，所以可修正僅依理論推導之設計時，因太過簡化條件或考量不周所造成的錯誤。達成縮短硬體測試與除錯時間。使用 PSpice 的好處是它內建了常見的電子元件：被動元件(電阻、電容、電感等)、半導體元件(二極體、功率半導體)、數位 IC(74 系列)等。設計電路系統上非常方便。

設計電子安定器時，設計步驟為：選定架構，進行理論推導，再用電路模擬軟體分析與除錯，模擬可行之後再進行實際元件組裝與測試。而本論文之安定器控制電路設計是使用 PSpice 軟體來設計，依照安定器所需的控制訊號來設計控制器電路，使用之元件為內建或自定之元件。藉此來完成控制電路與安定器電路共同模擬。

當控制器電路之行為能符合要求時，就可以使用較精密之積體電路設計軟體：如 SYNOPSYS 公司的 HSPICE®並使用選定之製程資料作更詳細的模擬。最後再用佈局軟體(Layout tool)將設計的電路畫出來，送至晶圓廠製作 IC。

4.2 安定器控制電路設計

4.2.1 安定器電路設計

綜合前三章的討論，本論文所使用的兩級式電子安定器如圖 4-1 所示[28]。

將一般常見的三個控制器電路整合在一起。

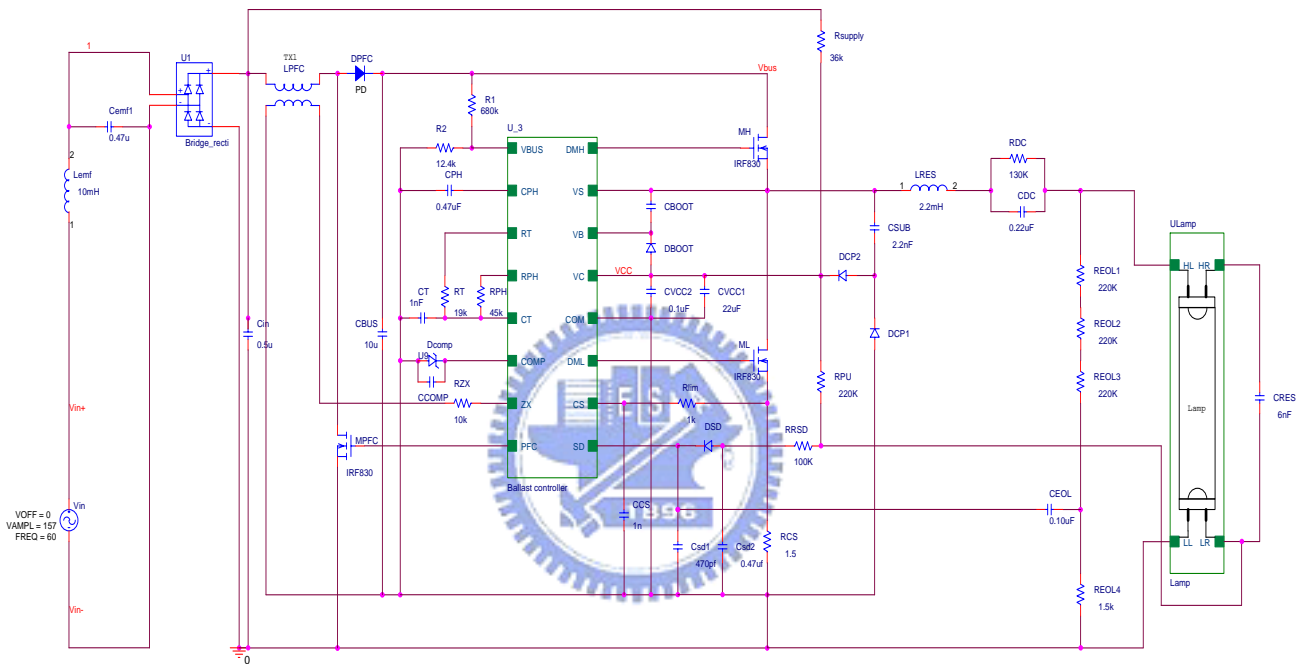


圖 4-1 論文所使用之兩級式電子安定器電路圖

4.2.2 安定器控制電路方塊圖

安定器控制部分包括一個可調安定器工作頻率的震盪器、安定器/燈管偵錯邏輯和燈管故障偵測邏輯，如圖4-2所示，詳細的電路如圖4-3。控制器主要的電路有：

- 功因修正控制電路：控制功因修正電路之開關 M_{PFC} 之導通與關閉，使輸入的整流電壓變成穩定的直流電壓。

- (b) 震盪器電路：提供半橋換流器開關所需的頻率。
- (c) 半橋開關驅動電路：提供足夠的電壓驅動半橋開關。
- (d) 燈管故障偵測：偵測燈管壽命結束與燈管過電流之偵測。
- (e) 偵錯邏輯：當無法啟動燈管、燈管壽命結束與輸入電壓不足等故障發生時，停止控制器之運作。

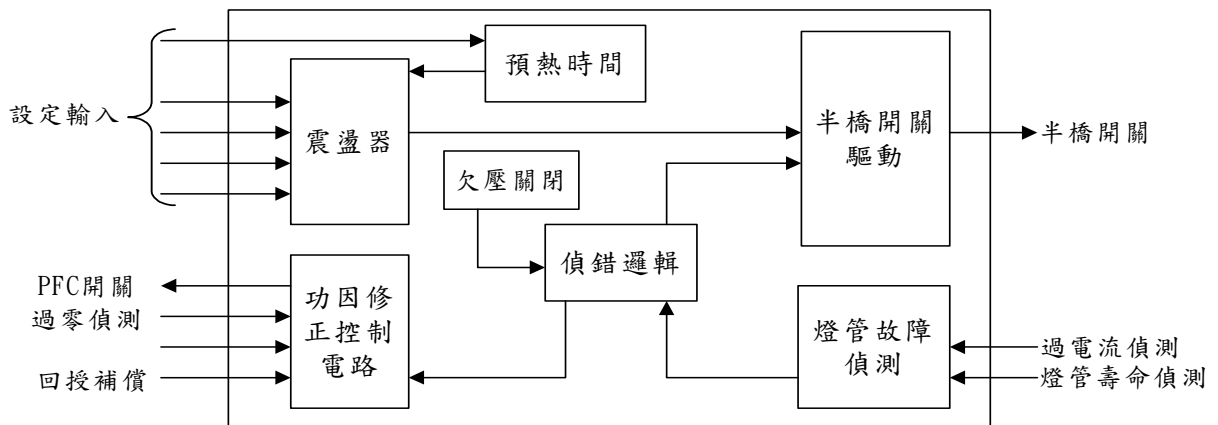
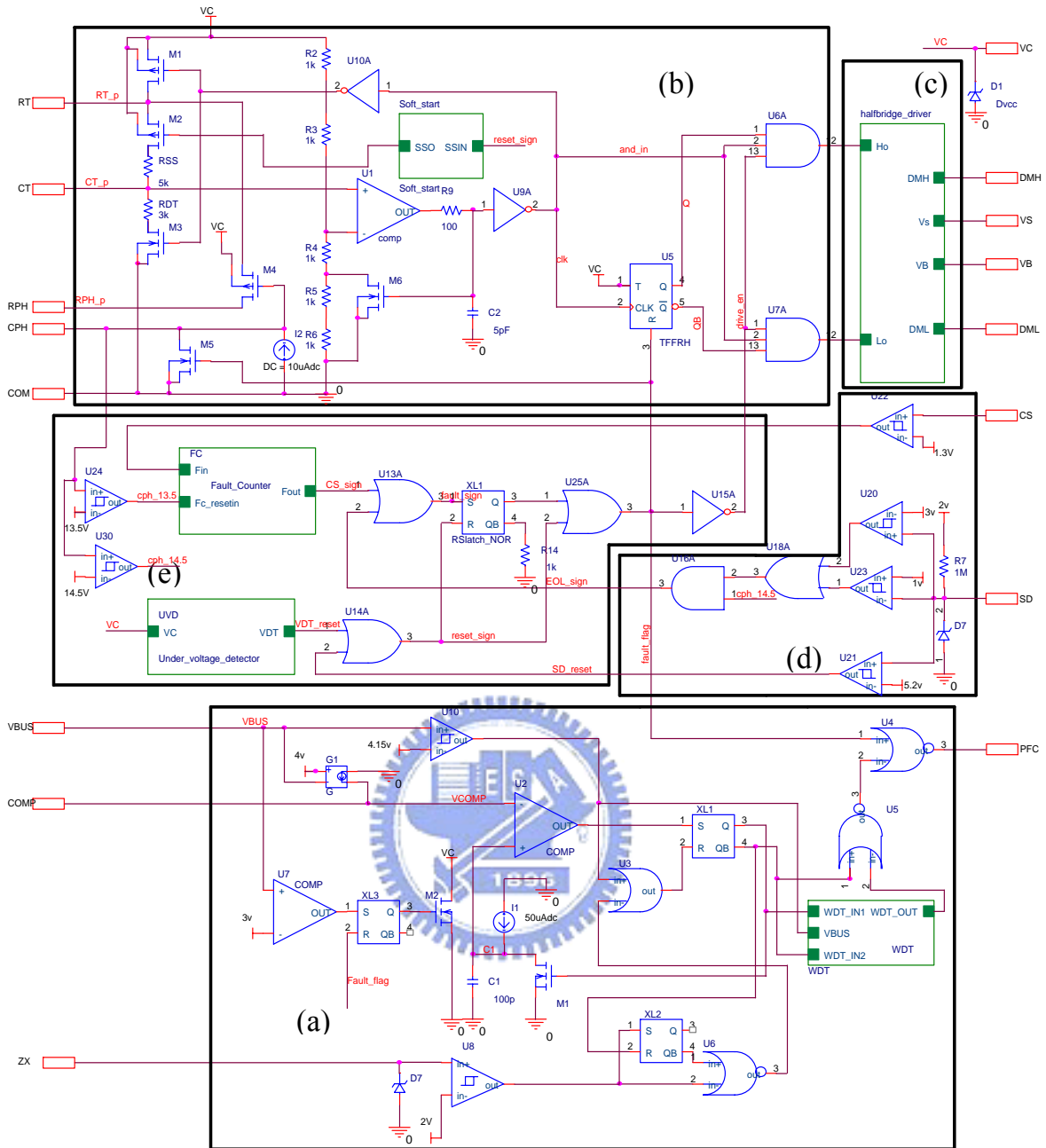


圖 4-2 電子安定器之積體化控制器內部重要的電路模組

4.2.2 安定器狀態圖

安定器的控制時序可用圖3-3的輸出頻率對時間之關係來做詳細的說明。在初始啟動時，高頻的工作頻率快速地下降至可調的預熱頻率，內部的柔性啟動可預防突然的電弧橫跨在燈管上，接著，工作頻率維持在預熱頻率值一段時間，直到下降至更低的啟動頻率。而一旦進入工作模式，工作頻率將調整至一個較高的頻率值。

其控制器狀態包括：欠壓關閉（Under Voltage Lock Out, UVLO）、預熱、啟動、工作、偵錯模式。當數種操作條件都符合時才能轉換至其他模式，而且依安定器所處的模式，不同的保護方塊將被致能，如圖 4-4 為安定器之狀態圖。



(a) 功因修正控制 (b) 震盪器 (c) 半橋驅動電路 (d) 故障偵測 (e) 偵錯邏輯

圖 4-3 電子安定器之積體化控制器

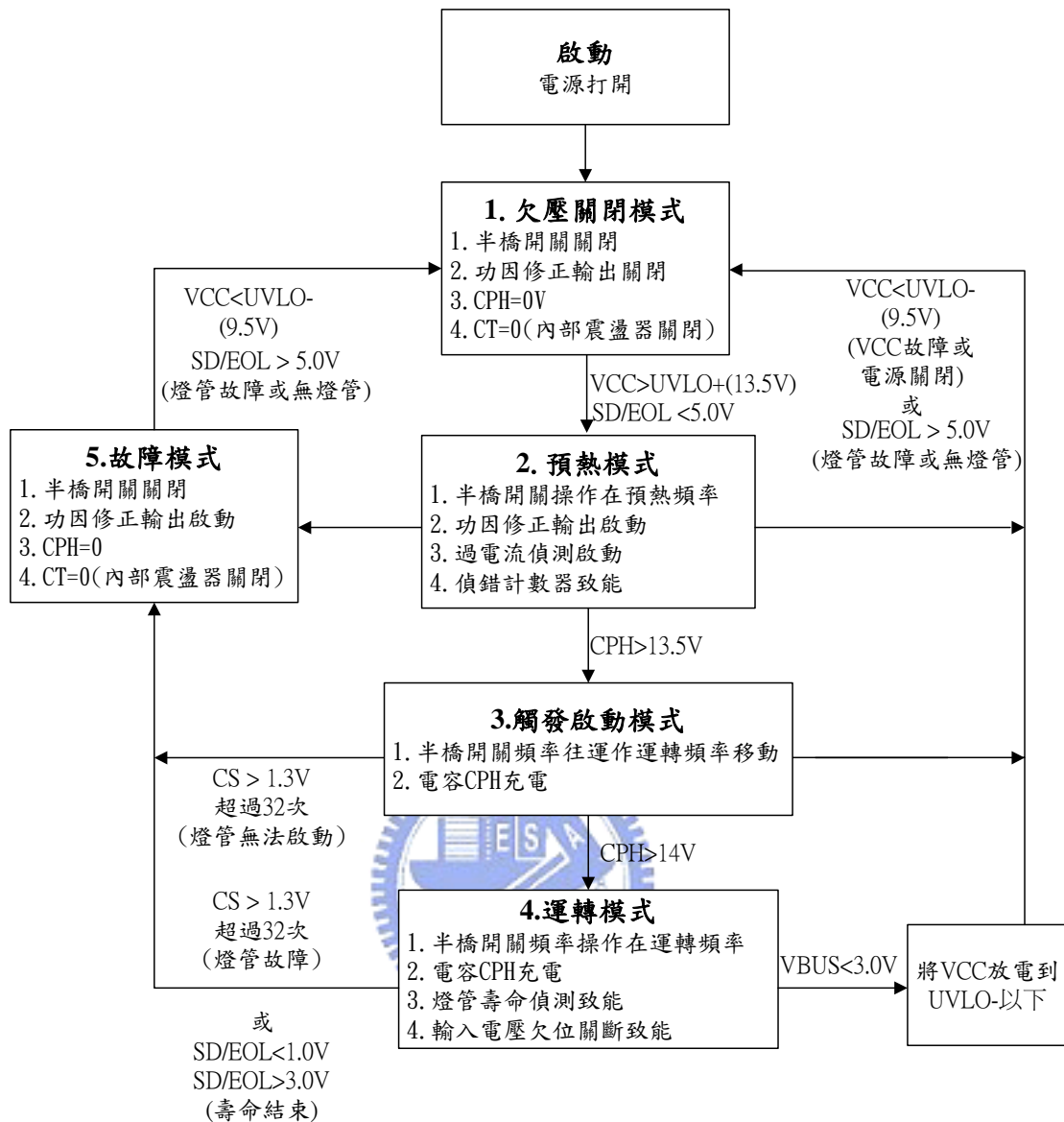


圖 4-4 安定器控制器之狀態圖(state diagram)

- (1) **啟動與欠壓關閉模式(UVLO mode)**：當打開電源時，電源透過電阻 R_{SUPPLY} 與電容 C_{VCC} 對 VCC 充電，當 VCC 電壓超過欠壓關閉的上界電壓 ($UVLO+$)，安定器進入預熱模式，半橋開關與功因修正開關開始運作， VCC 電源的提供會改由電容 C_{SNUB} 與二極體 D_{CP1} 、 D_{CP2} 形成的充電幫浦提供。
- (2) **預熱模式(Preheat mode)**：在預熱階段，若燈管跨壓過大，則會有明顯的閃光產生，這個效應稱為燈管冷激發(cold strike)，會造成燈管壽命縮短。預熱階段包含兩種震盪頻率：軟啟動(soft-start)頻率與預熱頻率。軟啟動的震

盪頻率是由外接電阻 R_{PH} 並聯 R_T 與內部電阻 R_{SS} 和外部電容 C_T 所決定。

預熱頻率則是軟起動去掉則是軟啟動去掉 R_{SS} 。預熱時間是由電容 C_{PH} 所決定，進入預熱模式時，內部電流源 I_2 會對 C_{PH} 充電，當達到臨界電壓時 ($>13.5V$)，安定器會進入觸發啟動模式。

- (3) **觸發啟動模式(Ignition mode)**: 內部震盪器的頻率會慢慢往運轉模式頻率移動，原本電阻 R_{PH} 和 R_T 並聯，在此觸發期間會分開，所以運轉模式頻率是由電阻 R_T 與電容 C_T 所決定。當電容 C_{PH} 之電壓大於 $14V$ ，安定器會進入運轉模式。
- (4) **運轉模式(Run mode)**: 在此模式下，內部震盪器的頻率進入運轉頻率，頻率 R_T 與電容 C_T 所決定。此時，燈管壽命結束偵測會被致能。
- (5) **故障模式(Fault mode)**: 當偵測到燈管故障時，偵錯邏輯送出故障訊號使控制器內部電路停止工作，半橋開關會維持關閉狀態，功因修正部份也跟著關閉，直流輸出電壓則下降到未升壓的情況。偵測的項目有：過電流偵測，開關硬切換偵測與燈管壽命結束偵測，詳細的運作情況在接下來的章節詳細探討。
- (6) **自動重開(Auto restart)**: 電阻 R_{PU} 、 R_{SD} 與電容 C_{SD1} 組成分壓電路，用於檢測燈管下端燈絲或燈管更換。在正常條件下， C_{SD1} 上電壓接近於 $2V$ 。如果下端燈絲或燈被拿開，SD 腳的電壓會昇至 $5V$ 以上，使安定器進入欠壓關閉模式。若更新了正常的燈管，則 SD 腳的電壓會降至臨界值以下，安定器將自動重新啟動；另外電源的開關也會重置(reset)所有的故障訊號，使安定器重新預熱、觸發啟動與運轉。

4.3 安定器控制器之細部電路

4.3.1 功因修正之控制電路

簡化設計與模擬上的方便，先將安定器控制器的功因修正電路獨立出來，如圖 4-5 所示。這個功因控制電路有四個接腳：PFC、ZX、VBUS 與 COMP，功能分別為：驅動功因修正電路的開關 M_{PFC} 、檢測電感電流過零、感測輸出直流電壓與開關導通時間設定與調節。

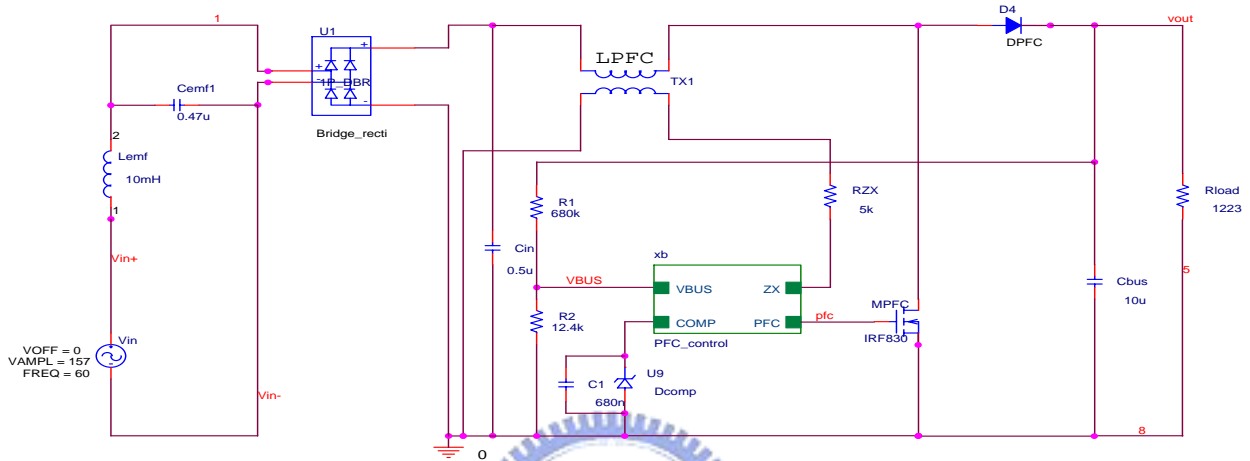


圖 4-5 功因修正電路圖

為了分析上的方便，重繪圖 4-3(e)功因修正控制器的電路如圖 4-6 並簡化為圖 4-7。整個電路的運作流程為：

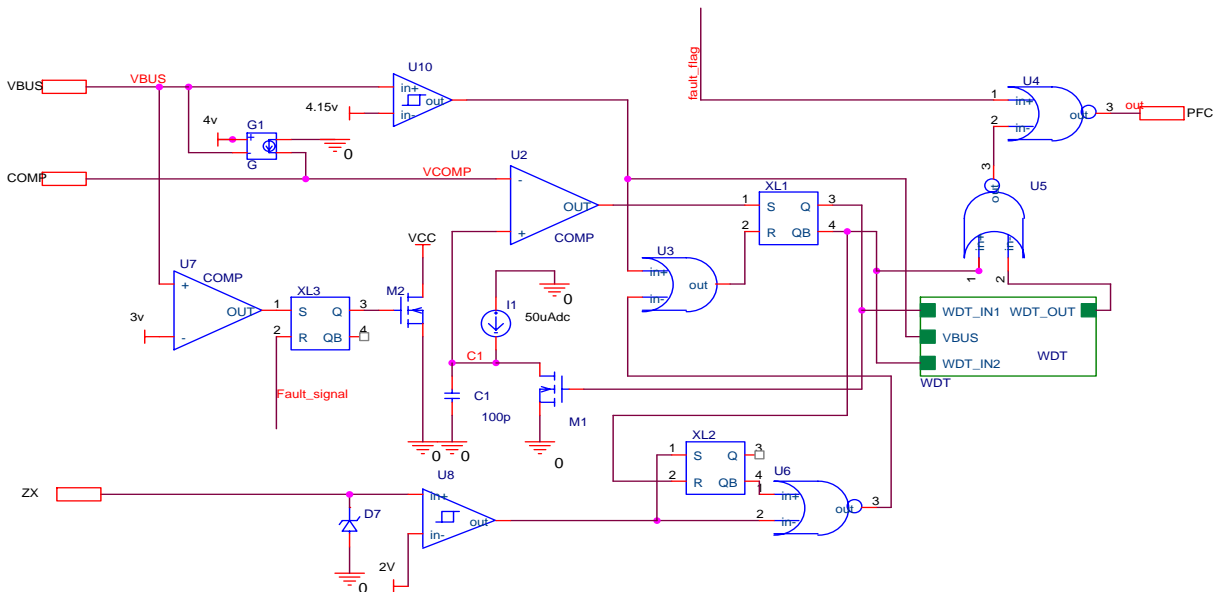


圖 4-6 功因修正之控制電路

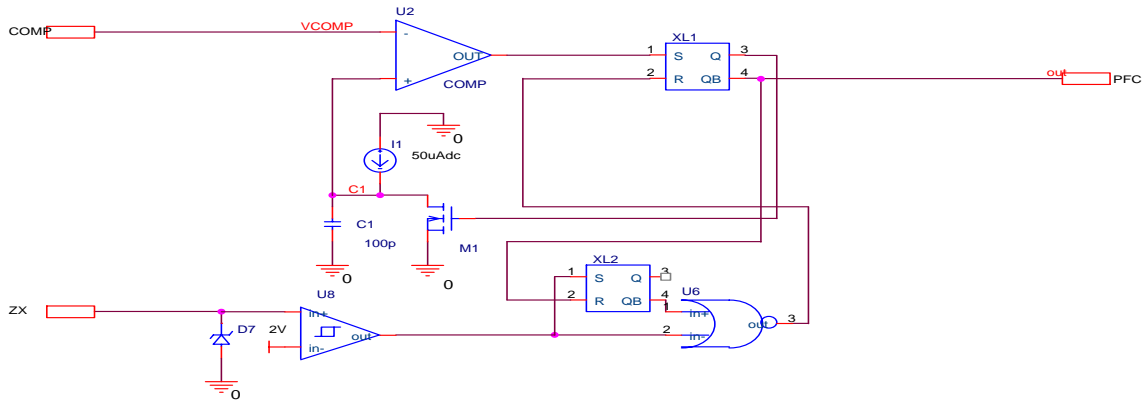


圖 4-7 簡化之功因修正控制電路

- (1) 開關 M_{PFC} 導通，電感 L_{PFC} 電流增加(L_{PFC} 為變壓器 TX1 的主要線圈)，內部電流源 I_1 對電容 C_1 充電，當 C_1 電壓大於 COMP 腳所設定的導通電壓時，內部的比較器 U2 會輸出邏輯‘1’到栓鎖器 XL1 的 S 端，栓鎖器的反向輸出 (QB)會輸出邏輯‘0’到 PFC 接腳，外部的開關 M_{PFC} 就會關閉，而且也會使內部開關 M_1 導通，所以電容 C_1 被放電到 0。圖 4-8 是栓鎖器的真值表。導通時間的長短可以由電容充電時間來計算，如式 4.1， C_1 在此設計中為 100pF， I_1 為 50uA，所以導通時間由外部的齊納二極體的崩潰電壓決定。

$$dt = C_1 V_{COMP} / I_1 \quad (4.1)$$

S(set)	R(reset)	Q(output)	QB(output)
1	0	1	0
0	0	1 (Hold)	0(Hold)
0	1	0	1
0	0	0(Hold)	1(Hold)
1	1	0	0

(a) RS 栓鎖器(Latch)

(b) 栓鎖器之真值表

圖 4-8 RS 栓鎖器與真值表

- (2) 當開關 M_{PFC} 關閉時，電感電流開始下降。當下降過零時，變壓器 TX1 的次線圈會感應而產生一反向電壓，當這電壓超過磁滯比較器 U8 之臨界電壓時，比較器會輸出邏輯‘1’，比較器 U8 連接到栓鎖器 XL2 的 S 端，使內部開關 M_1 斷開，電流源 I_1 重新對電容 C_1 充電。同時外部開關 M_{PFC} 又重新導通。這樣反覆不斷的開與關，達成固定導通時間與電感電流過零時重新導通的臨界導通控制。開關之時序圖如圖 4-9。

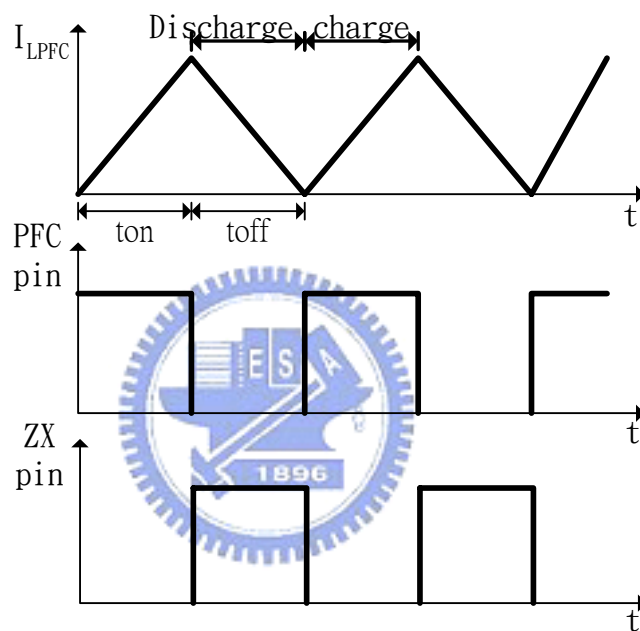


圖 4-9 電感電流 I_{LPFC} 、PFC 開關控制訊號與 ZX 腳之訊號時序圖

為了要能夠穩定輸出電壓與控制導通之時間，所以必須再加入其他電路：

- (3) **過壓保護**：這個功能就是當輸出直流電壓超過設定之電壓上界時，磁滯比較器 U10 會輸出‘1’，控制器會暫時關閉外部開關 M_{PFC} 。因為輸入電壓比輸出電壓小，所以輸出電壓會慢慢的下降。直到電壓回穩到設定電壓範圍下界時，透過看門狗計時器(WDT)重新啟動控制器。在此設計中，磁滯比較器 U10 的輸入界限電壓(threshold)為：上界 4.3V、下界 4.0V。外部直流電壓會利用分壓電阻將電壓送進 VBUS 接腳。

- (4) **導通時間調節**：按照設計，開關 M_{PFC} 的導通時間是固定的，但此設計的缺點是在輸入電壓零點附近時，開關頻率會變高而造成比較大的諧波失真 [29]。導通時間調節會在輸入電壓零點附近，增加開關 M_{PFC} 的導通時間。此機制是利用內部的轉導放大器 $G1(OTA)$ 對外部聯接到 COMP 腳之電容 C_{COMP} 作充電或放電。當輸入電壓達到高點時，此時輸出電壓也接近最高，透過 V_{BUS} 回授到轉導放大器 $G1$ ，此時，電容 C_{COMP} 會被放電，導致開關 M_{PFC} 的導通時間縮短；另一方面，當輸入電壓在零點附近時，輸出電壓較低， $G1$ 會對 C_{COMP} 充電，增加開關導通的時間，如圖 4-10 所示。

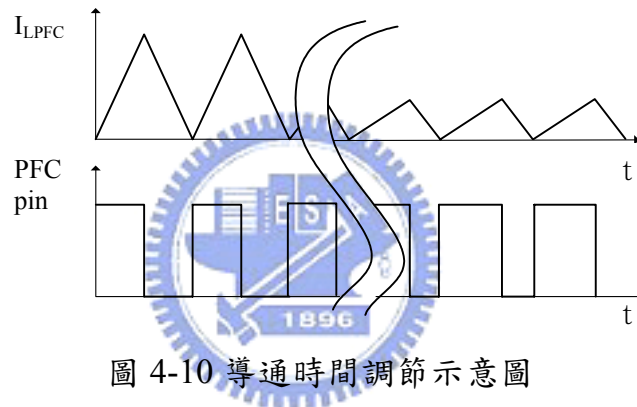


圖 4-10 導通時間調節示意圖

- (5) **欠壓重置**：當輸入電壓不夠或是中斷時，導通時間調節會適時的增加開關 M_{PFC} 的導通時間，但是若無止盡的增加導通時間會導致變壓器飽和，所以在 COMP 腳需並聯一個齊納二極體 D_{COMP} 來限制最大的導通時間；隨著輸入電壓的降低，而且導通時間被限制在最大時，輸出電壓會開始降低，當 V_{BUS} 低於 3V 臨界電壓，會使得控制器進入欠壓關閉(UVLO)模式，此時會將 V_{CC} 放電到欠壓關閉模式的臨界電壓(UVLO-)以下。欠壓重置的設計是一個比較器 $U7$ 與栓鎖器 $XL3$ 組成，當輸出電壓透過 V_{BUS} 回授小於臨界電壓 3V 時，會輸出‘1’到 $XL3$ 。此時會使內部開關 M_2 導通，將 V_{CC} 連接到地。一但進入了欠壓關閉模式，安定器會在下一次較高輸入電壓時重新啟動，再使輸出電壓回復預設值。

(6) 看門狗計時器(Watch Dog Timer:WDT)：當 PFC 控制器因安定器偵測到故障訊號、輸出過壓或欠壓關閉而停止運作，當重新啟動時，看門狗計時器會固定輸出脈波使外部開關 M_{PFC} 導通，使 PFC 功能回復；另外正常運作下，若 ZX 腳若處於邏輯‘1’超過 400us，沒有收到負緣的訊號(如圖 4-9)使開關 M_{PFC} 導通，則看門狗計時器亦會每 400us 輸出脈波使 PFC 開關導通，直到控制器回復正常運作。看門狗計時器的電路如圖 4-11 所示。

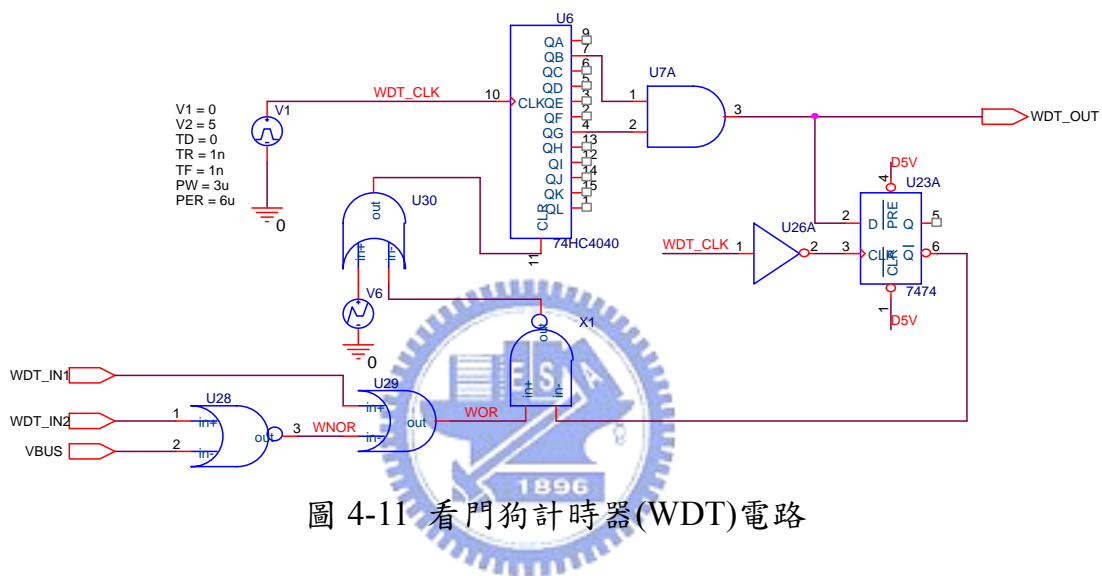


圖 4-11 看門狗計時器(WDT)電路

4.3.2 震盪器設計

控制電路之震盪器如圖 4-3(b)所示，主要的功能是提供半橋開關的導通時間與關閉時間，而導通時間的控制是由外部的電阻與電容之時間常數所決定。以下震盪電路之設計步驟：

(1) 震盪頻率之設定：簡化圖 4-3(b)成圖 4-12，比較器 U1 輸出接了兩個開關 M_1 與 M_3 ，當 M_1 導通時 M_3 關閉，反之亦然。 M_1 導通時，電源透過電阻 R_T 、 R_{PH} 與 R_{SS} 對電容 C_T 充電；同理， C_T 透過內部電阻 R_{DT} 放電。充電的時間為半橋開關導通時間，放電時間為兩開關關閉時間(死區時間)。所以，

只要設定好充放電的時間，就可以決定開關頻率與死區時間。電阻 $R_2 \sim R_6$ 與開關 M_6 設定 C_T 的電壓範圍為： $1/3VCC \sim 3/5VCC$ 。在預熱模式時，有兩種頻率：軟啟動與預熱頻率。開關 M_2 與 M_4 為導通，所以軟啟動頻率由 R_T 、 R_{PH} 、 R_{SS} 與 C_T 決定。但軟啟動電路輸出會慢慢使 M_2 關閉，造成預熱頻率由 R_T 、 R_{PH} 與 C_T 決定；觸發啟動模式時，開關 M_4 會慢慢斷開，頻率會慢慢由 R_T 、 R_{SS} 與 C_T 決定，這樣一來就達到了變頻啟動的功能。死區時間決定， R_{DT} 先固定為 $3K\Omega$ ，藉由調整 C_T 的值來調整。軟啟動電路如圖 4-12(b)所示，軟啟動目的為先將安定器震盪頻率移到兩倍或三倍諧振電路自然頻率，這是因為電路未導通時的電阻很大，諧振電路的 Q 值也很大，震盪電壓就會很大，為使剛開始震盪時的電壓盡量的小，才加需入軟啟動電路。導通與關閉時間推導如下：

$$V_{CT}(t) = V_{CT}(0)e^{-t/R_{DT}C_T}, \text{ 電容放電公式 [33]} \quad (4.2)$$

將 $V_{CT}(0) = \frac{3}{5}VCC$ 、 $V_{CT}(t) = \frac{1}{3}VCC$ 與 $R_{DT} = 3K\Omega$ 帶入式(4.2)得到：

$$t_{DT} = (-R_{DT} \times \ln \frac{5}{9}) \times C_T = 1763 \times C_T \quad (4.3)$$

同理，可以得到軟啟動、預熱與運轉時開關導通時間 t_{SS} 、 $t_{PREHEAT}$ 與 t_{RUN} ：

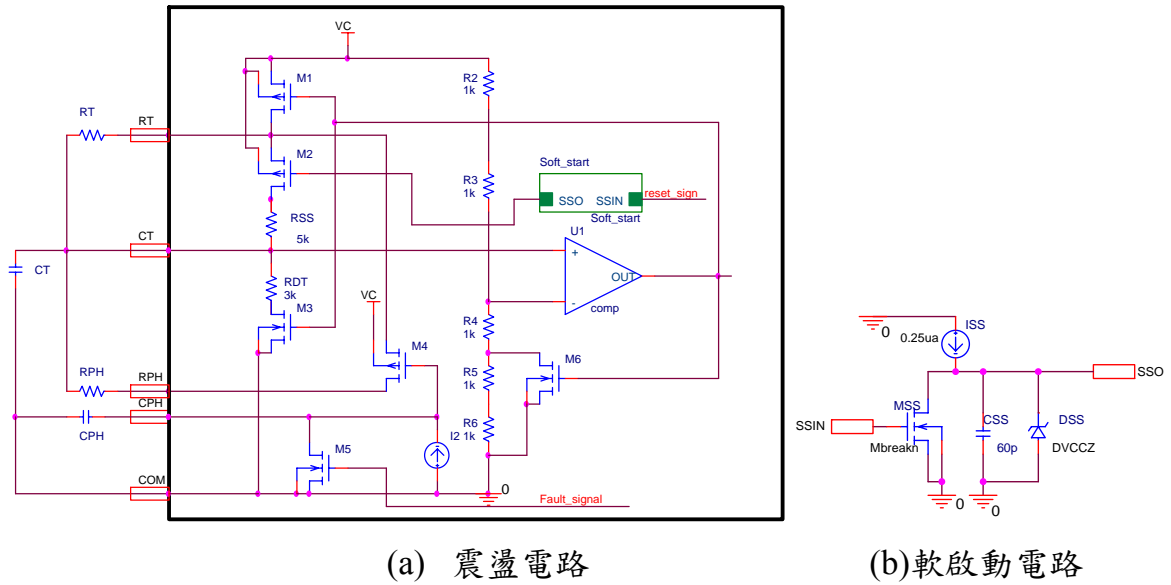
$$V_{CT}(t) = V_{settle} + [V_{CT}(0) - V_{settle}]e^{-t/RC_T}, \text{ 電容充電公式 [33]} \quad (4.4)$$

將 $V_{CT}(0) = \frac{1}{3}VCC$ 、 $V_{CT}(t) = \frac{3}{5}VCC$ 與 $V_{settle} = VCC$ 帶入式(4.4)得到：

$$t_{SS} = \left[-(R_T // R_{CPH} // R_{SS}) \times \ln \frac{3}{5} \right] \times C_T \quad (4.5)$$

$$t_{PREHEAT} = \left[-(R_T // R_{CPH}) \times \ln \frac{3}{5} \right] \times C_T \quad (4.6)$$

$$t_{RUN} = (-R_T \times \ln \frac{3}{5}) \times C_T \quad (4.7)$$



(a) 震盪電路

(b) 軟啟動電路

圖 4-12 設定震盪頻率之電路

- (2) **預熱時間之設定**：預熱時間之設定由內部電流源 I_2 與外部電容 C_{PH} 決定，開關 M_4 是 PMOS 開關，當 C_{PH} 的電壓也就是 M_4 的閘極電壓大於 $V_{CC} - |V_{TP}|$ (臨界電壓) 時， M_4 會慢慢關閉，使原本 R_T 和 R_{PH} 並聯變成斷路。所以預熱時間就是 C_{PH} 充電到 M_4 的臨界關閉電壓為止的時間，假設臨界電壓為 V_{CPH_TH} ，則預熱時間 t_{PH} 如式(4.8)：

$$t_{PH} = \frac{CV}{I} = \frac{C_{PH} \times V_{CPH_TH}}{I_2} \quad (4.8)$$

- (3) **半橋開關導通控制**：如圖 4-3(b)，比較器 U1 輸出到 U5(T-flip-flop; T-FF)，T-FF 的原理是輸入時鐘脈衝(clock)負緣時，才會將輸出邏輯準位反相。將 U5 的兩輸出接到 U6A 與 U7A。如此一來就可以得到半橋兩開關導通責任週期(Duty cycle)一樣。安定器震盪器訊號時序圖如圖 4-13 所示。

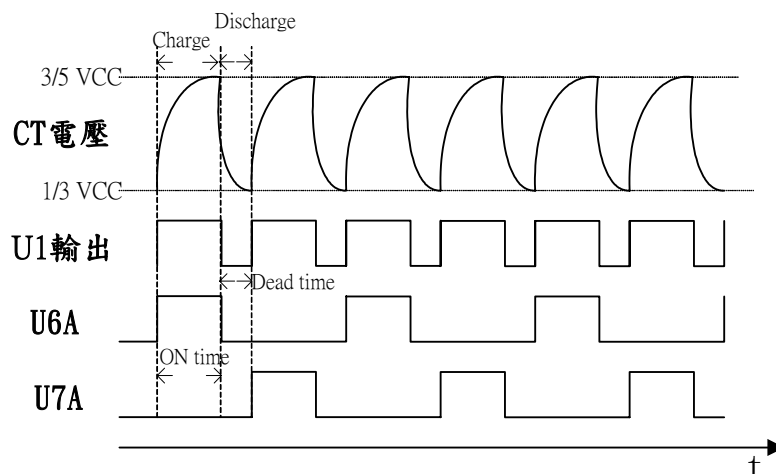
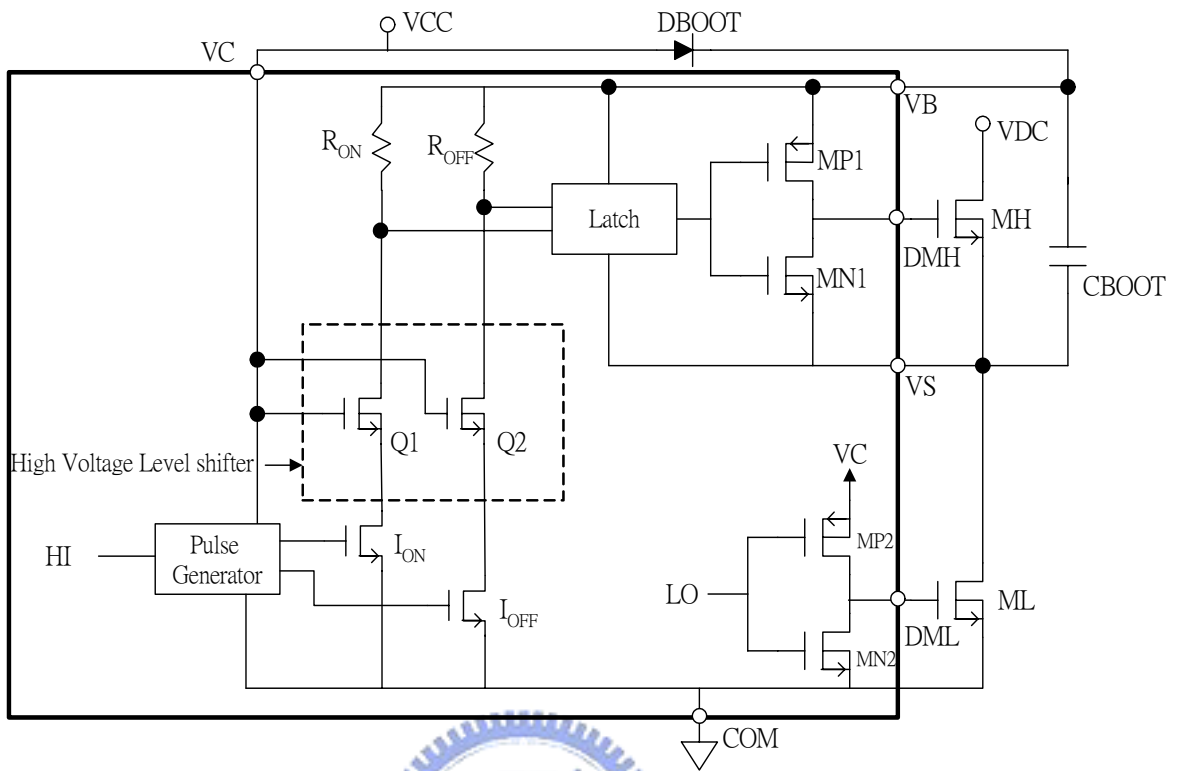


圖 4-13 安定器震盪器訊號時序圖

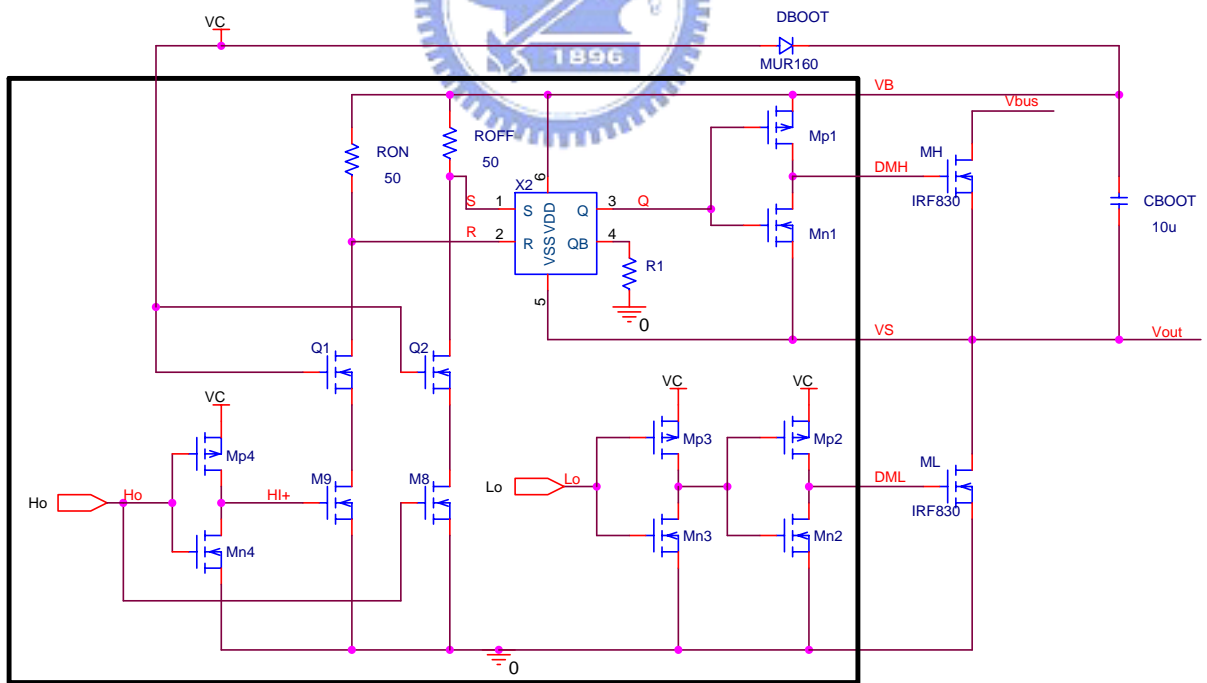
4.3.3 半橋開關驅動電路設計

如圖 4-14(a)所示是一個常見的半橋開關驅動電路之架構[30][31]，半橋有上下兩個開關，兩個開關(M_H 、 M_L)都是使用 NMOS 型態的功率開關。開關的導通需要閘源級的壓差 V_{GS} 大於臨界電壓 V_{TN} ，而上開關的源級並不是接地而是浮接。所以需要半橋開關驅動電路，此電路會有一個準位提升(Level shifter)的電路，使閘級輸出的電壓會比源級大，開關才能順利導通。

半橋驅動電路的原理是使用一對開關 I_{on} 、 I_{off} 輪流導通產生一脈波電流從高電位流到低電位，使準位提升電路 Q1 與 Q2 產生高與低電位來設定栓鎖器(Latch)的兩個輸入，並且傳送適當的開或關的訊號給上橋開關 M_H 。使上橋開關打開或關閉。至於外部二極體 DBOOT 與電容 CBOOT 的作用為提供一個 VCC 的電壓差使上半橋的電路(栓鎖器、輸出級)能正常工作。當上半橋開關導通時，輸入腳 VS 的電壓接近於功因輸出直流電壓，而輸入腳 VB 更比 VS 多出 VCC 的電壓差，所以內部電路必須要能承受高電壓，在製作上就必須使用與高壓製程，才能使電路正常運作。圖 4-14(b)為本論文模擬時使用之電路。



(a) 一般半橋驅動電路架構



(b) 本論文使用之半橋驅動電路

圖 4-14 半橋開關驅動電路

4.3.4 故障偵測

故障偵測電路的實現如圖 4-3(d)所示，故障偵測主要是利用 CS 與 SD 兩個腳位來完成，說明如下：

- (1) **過電流與開關硬切換偵測**：將圖 4-1 與圖 4-3(d)合併簡化成圖 4-15，主要是利用連接在開關 M_L 源級的電阻 R_{CS} 來作過電流偵測，當諧振電路的電流過大時， R_{CS} 的跨壓就會變大，當跨壓大於設定的磁滯比較器 U22 臨界值時(1.3V)，就會產生過電流偵測訊號到偵錯邏輯。在預熱階段，過電流與開關硬切換偵測不會被啟動。過電流與硬切換偵測會經由偵錯邏輯計數 32 次後，偵錯邏輯才會輸出故障訊號，因為要避免在觸發啟動階段，產生的大電壓造成誤判。開關硬切換是指燈絲斷路造成諧振迴路被破壞，半橋開關在切換，會產生突波電流。

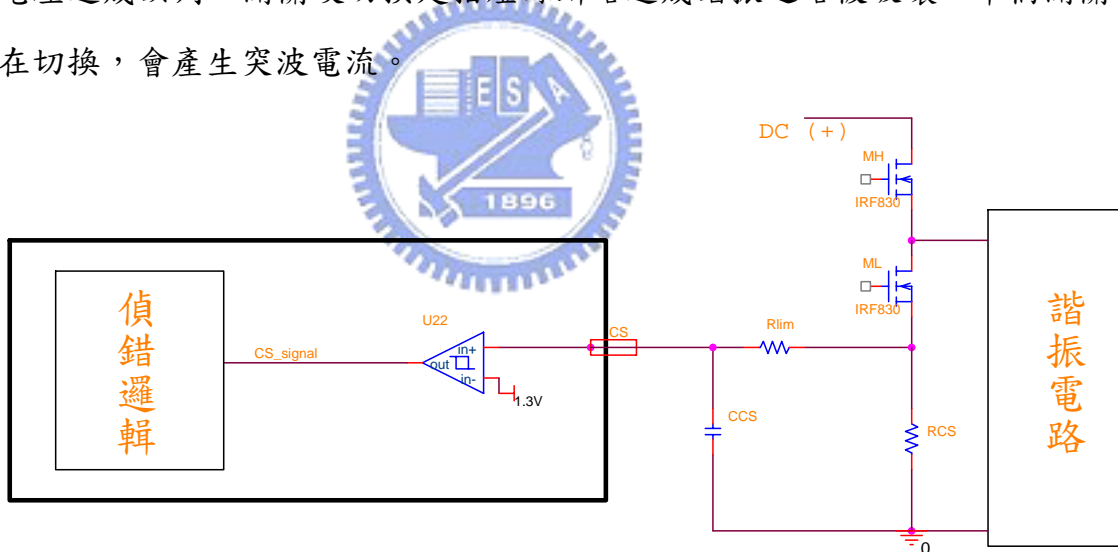


圖 4-15 過電流偵測電路

- (2) **燈管壽命結束與無燈管偵測**：將圖 4-1 與圖 4-3(d)合併簡化成圖 4-16(a)。在進入運轉模式時，燈管壽命偵測才被致能。燈管的壽命偵測是由電阻 R_{EOL1} 、 R_{EOL2} 、 R_{EOL3} 、 R_{EOL4} 與電容 C_{EOL} 組成，如圖 4-16(b)。正常情況下，SD 腳電壓會在 1~3V 區間震盪，因為控制器內部有提升電阻 R_7 ，將 SD 腳電壓維持在 2V 的準位。若上燈絲老化時，則震盪電壓會超過 3V 的上限電

壓；反之，下燈絲老化時，則會低於 1V 的下限電壓。無燈管偵測則是每個階段都致能，如圖 4-16(c)，當有燈管時，電阻 R_{PU} 、 R_{SD} 的接點會被接到諧振電路的共地點，所以不會對 SD 腳電壓產生影響；若燈管被移走，則 SD 腳的準位會跟著整流過之電源移動，當超過 5.2V 的界限電壓，則會使安定器進入故障模式。

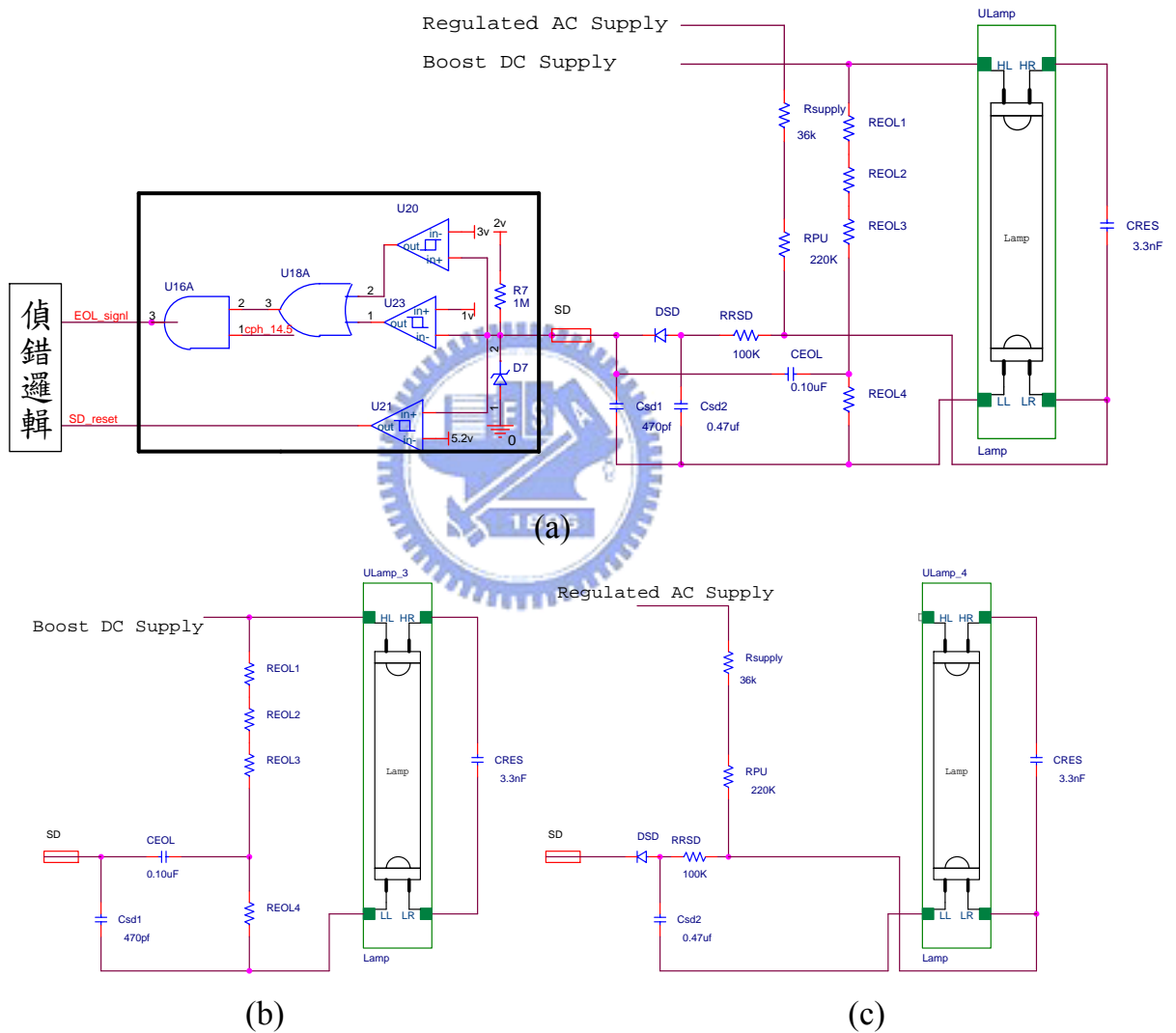
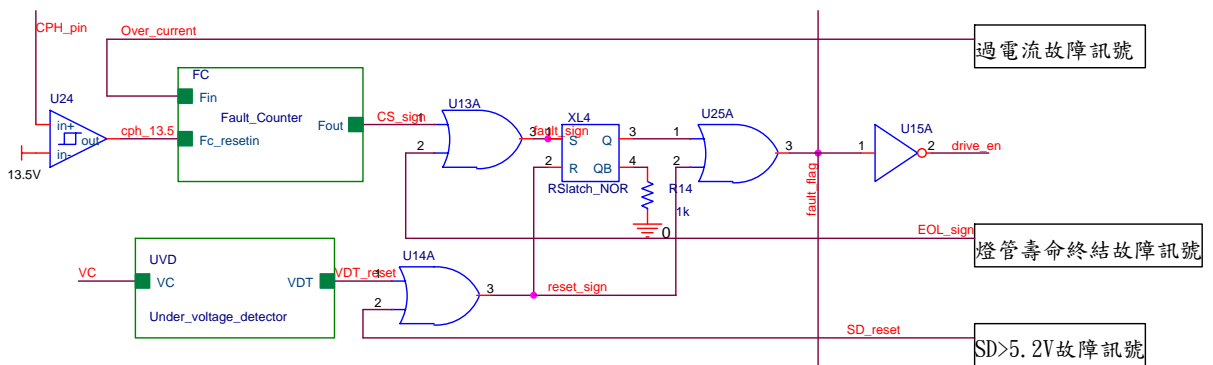


圖 4-16 燈管壽命結束偵測

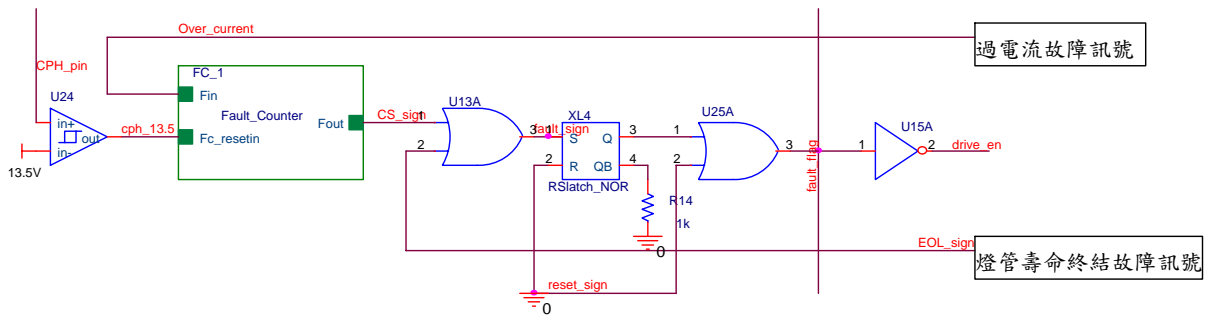
4.3.5 偵錯邏輯電路

偵錯邏輯電路要處理 4.3.4 節提到的故障偵測訊號以及欠壓重置。為了分析上方便，將圖 4-3(e)重繪如圖 4-17(a)，故障處理的流程為：

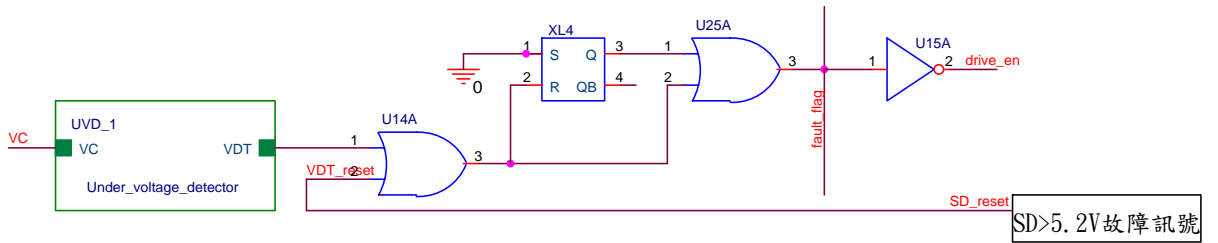
- (1) 故障偵測訊號被偵錯邏輯接受時，訊號會被栓鎖器 XL4 給鎖住。將圖 4-16(a)簡化成圖 4-17(b)，過電流偵測訊號被接受的條件為電容 C_{PH} 的電壓大於 13V(進入觸發啟動模式) 且須經過計數器計數超過 32 次才被啟動；燈管壽命結束偵測訊號也是在進入觸發啟動模式才被啟動。一旦 XL4 輸出故障旗標，則安定器進入故障狀態，停止所有外部開關訊號：半橋開關驅動訊號、功因修正開關驅動訊號。預熱時間電容 C_{PH} 亦會被放電到零。
- (2) 故障訊號解除與欠壓重置：當安定器進入故障模式，需將電源開關重新打開，由欠壓偵測電路來重置栓鎖器 XL4，才能清除故障訊號；不然就是更換正常燈管，使 SD 由 5.2 降到正常準位亦可以重置栓鎖器 XL4，如圖 4-17(c)所示。只要排除故障，安定器就會重新預熱、觸發啟動。



(a) 偵錯邏輯電路



(b) 簡化電路 1



(c) 簡化電路 2

圖 4-17 偵錯邏輯



第五章 模擬結果與分析

本章將使用電子電路軟體 PSpice 來模擬驗證前一章所設計的電子安定器控制器，並提出一個設計流程供其它一般用途之日光燈安定器設計使用。

5.1 電子安定器之模擬

為了測試設計的安定器控制器與電子安定器電路的運作情形，所以用常見的 Philips TL5 35W[32]的省電型燈管為模擬測試的負載，重要的規格如表 5-1 所示。接下來的模擬與參數設計流程皆以此規格為標的。對於不同瓦數之燈管亦可以使用相同的步驟模擬；而圖 5-1 為根據圖 3-5 設計之燈管模擬電路。

表 5-1 日光燈之規格

項目	規格
燈管型號	Philips TL5 35W
燈管電壓	208 V _{RMS}
燈管電流	170mA _{RMS}
等效電阻	1223 Ω
觸發啟動電壓	1700V _{PP}

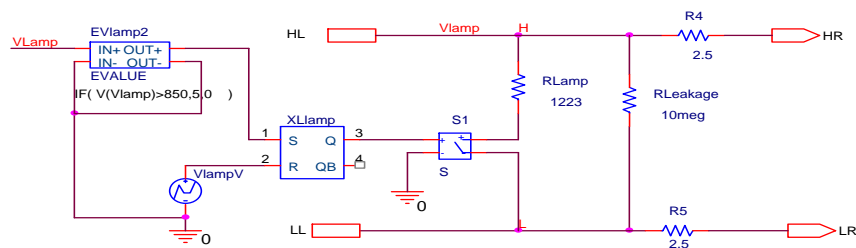


圖 5-1 燈管模擬之電路圖

5.1.1 功因修正電路之模擬

參數設定

以圖 4-5 的電路來模擬功因修正電路，電路之參數設計流程如下：

- (1) 決定輸出功率與輸出直流電壓：

安定器的最終負載為日光燈管，輸出的功率為 35W，考慮電路之功率消耗，則輸入功率定為 38W，功因修正電路輸出電壓範圍 220~240V，負載以電阻 $R=1223 \Omega$ 取代。

- (2) 決定功因電路中電感大小：

由式 3.14 $L_{PFC} = \frac{\eta V_{in}^2 (V_o - \sqrt{2}V_{in})}{2f_{s(\min)} P_o V_o}$ ，來決定變壓器 TX1 主線圈電感 L_{PFC} 的值，

其中 $\eta=0.95$ 、 $V_{in}=110$ 、 $V_o=220V$ 、 $f_{s(\min)}=25Khz$ 。可以得到 $L_{PFC}=1.772mH$ 。

- (3) 計算導通時間：

由式 3.10 $t_{ON} = \frac{2L_{PFC}P_o}{\eta V_{in}^2} = 10.4\mu S$ 。

- (4) 計算電感 L_{PFC} 的最大峰值電流：

由式 3.9 $I_{L_{PFC}(pk)} = \frac{\sqrt{2}V_{in}}{L_{PFC}} t_{ON} = 0.92A$ 。

- (5) 計算 COMP 腳位最大的電壓：

利用式 4.1 $V_{COMP} = (I_1 * t_{ON}) / C_1 = 5.2V$ 。同時， V_{COMP} 也是齊納二極體 D_{COMP} 的崩潰電壓 V_{BV} 。

- (6) 設定輸出電壓最大值：

藉由設定輸出電壓最大值 V_o 來達到過壓保護的功能。利用電路分壓原理，將輸出直流透過電阻 R_1 與 R_2 回授到 VBUS 接腳。所以設定最大電壓 $V_o=240$ 要滿足等式： $V_o * R_2 / (R_1 + R_2) = 4.3 \rightarrow R_1 = 680K$ ， $R_2 = 12.4K$ 。

- (7) 計算電磁干擾濾波器之參數：

要決定電干擾磁濾器電路元件的參數，使用式(3.18)，輸入角頻率 ω_{in} 為 377rad，開關切換角頻率 $\omega_s = 2\pi f_{s(\min)} = 157079.6\text{rad}$ 。得到下列不等式：
 $4.05 \times 10^{-11} < L_{emf} C_{emf} < 7.036 \times 10^{-6}$ 。考慮市面上常見之電容與電感範圍，取 $L_{emf} = 10\text{mH}$ 、 $C_{emf} = 0.47\mu\text{F}$ 。

(8) 開關元件選擇：

功因電路的開關元件使用 IRF830，使用這個元件模型可以使模擬結果更近似真實電路。IRF830 是功率半導體(Power MOSFET)如圖 5-2 所示，開關的耐壓為 $V_{DS} = 500\text{V}$ ，最大的承受電流為 4A。

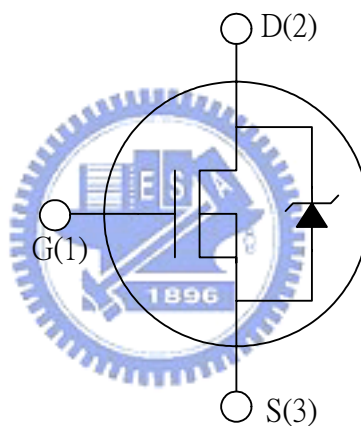


圖 5-2 IRF830 之電路圖

模擬結果

- (1) 功因修正電路模擬結果如圖 5-3 所示。圖上面第一個波形為輸入與輸出電壓訊號；圖中間之波形為經過電磁干擾濾波器之輸入電流與輸入電壓訊號，經過功因修正電路之後的輸入電流波形與電壓波形為同一相位；第三個波形是電感電流的波形。將圖 5-3 之結果整理如表 5-2。

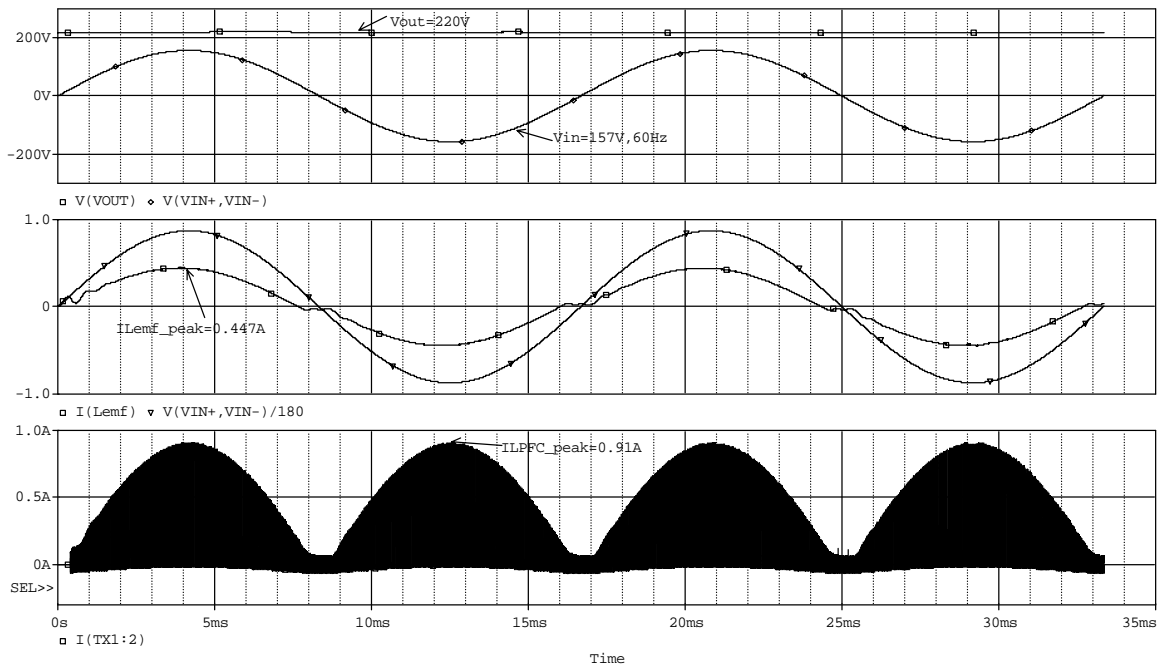


圖 5-3 功因修正電路模擬結果

表 5-2 功因電路模擬結果整理

項目	理論值	模擬結果
輸入電壓	60Hz, 156V	60Hz, 156V
輸出電壓	220V~240V	215V~223V
功率因數(PF)	>0.95	0.995
峰值因素(CF)	1.414	1.485
總諧波失真	<30%	9.54%
輸出功率	35W	34.7W
L_{PFC} 的最大峰值電流	0.92A	0.91A
開關頻率	$F_{min}=25kHz$	$F_{min}=27 kHz, F_{max}=80kHz$

(2) 圖 5-4(a)，可以看到功因電路的操作時序，電感 L_{PFC} 電流放電到零之後開關 M_{PFC} 重新打開，使 L_{PFC} 操作在臨界導通模式。由圖 5-4(a)與(b)可以看到導通時間調節的機制作用的結果，當輸入電壓在高點時，導通時間會比較短，而輸入電壓在低點時，導通時間會較長。模擬結果與圖 4-9~10 一致。

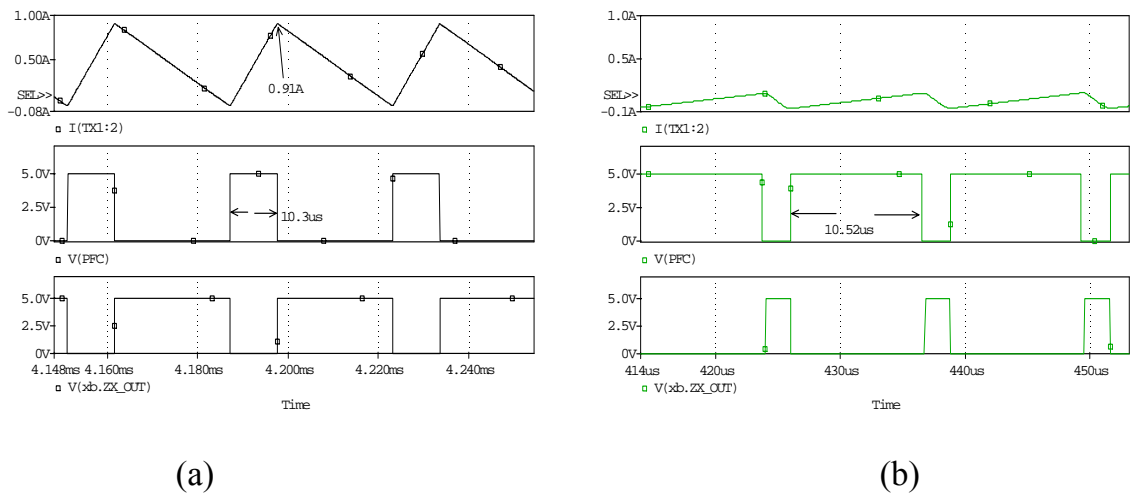


圖 5-4 功因修正電路時序圖(a)與導通時間調節(b)

(3) 圖 5-5(a)是輸入電流的頻譜，可以看到基頻是在 60Hz。而比較大的次諧波為 3、5 與 7 次諧波。圖 5-5(b)是過壓保護之機制結果，當輸出電壓大於設定的最大額定輸出電壓 240V 時，透過 VUBS 接腳回授電壓，控制器內部會產生過壓訊號(圖中第三個波形)，使外部開關 M_{PFC} 停止(第二個波形)。當輸出電壓降到 223V 時，過壓訊號會清除，看門狗 WDT 會在 400us 之後發出脈衝訊號，使功因電路重新啟動。

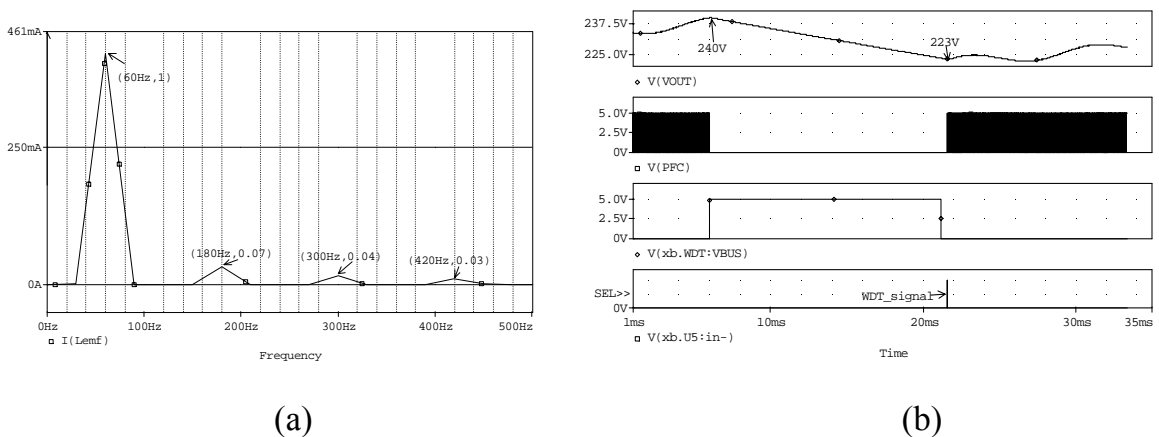


圖 5-5 輸入電流頻譜圖(a)與過壓保護(b)

5.1.2 安定器電路之模擬

參數設定

震盪器電路之模擬是以圖 4-1 之電路來測試，電路之參數設計流程如下：

- (1) 設定半橋開關的死區時間：

死區時間是兩個半橋開關關閉的時間，時間的長度可以由控制器內部的電阻 R_{DT} 與外部的電容 C_T 決定。由式 (4.3) 中可以得到 $C_T = t_{DT} / 1763$ ，假設死區時間為 1.76us，則 $C_T = 1nF$ 。

- (2) 設定運轉頻率：

由式(4.3)與(4.7)可以得到安定器運轉時諧振頻率 f_{RUN} ：

$$f_{RUN} = \frac{1}{2(t_{RUN} + t_{DT})} = \frac{1}{2 \times C_T (0.511 \times R_T + 1763)}$$

，假設運轉頻率為 43.8kHz 與 $C_T = 1nF$ ，則可以決定 R_T ： $R_T = \frac{1}{1.021 \times C_T f_{RUN}} - 2999 \approx 19k\Omega$ 。

- (3) 設定軟啟動與預熱頻率：

由式(4.3)與(4.6)可以得到安定器預熱時諧振頻率 $f_{PREHEAT}$ ：

$$f_{PREHEAT} = \frac{1}{2(t_{PREHEAT} + t_{DT})} = \frac{1}{2 \times C_T (0.511 \times (R_T // R_{PH}) + 1763)}$$
，假設預熱頻

率為 58kHz、 $C_T = 1nF$ 與 $R_T = 19k\Omega$ ，則 R_{PH} ：

$$R_{PH} = \frac{\left[\frac{1}{1.021 \times C_T \times f_{PREHEAT}} - 2999 \right] \times R_T}{R_T - \left[\frac{1}{1.021 \times C_T \times f_{PREHEAT}} - 2999 \right]} \approx 45k\Omega$$

所以，可以得到軟啟動的頻率為：

$$f_{SS} = \frac{1}{2 \times C_T (0.511 \times (R_T // R_{PH} // R_{SS}) + 1763)} \approx 138kHz$$

- (4) 設定預熱時間：

由式(4.6)可以得到預熱時間： $t_{PH} = \frac{C_{PH} \times V_{CPH_TH}}{I_2}$ ，若 $I_2 = 916\mu A$ ，

$V_{CPH_TH} = 13.5V$ ，電容 $C_{PH} = 0.47\mu F$ ，則預熱時間 $t_{PH} = 6.7mSec$ 。

(5) 設定諧振電路元件之參數：

串聯諧振並聯負載之諧振電感 L_{Res} 與 C_{Res} 設定值。輸入的直流電壓為 220V，經過半橋換流器後相當於 $220V_{PP}$ ，根據富利葉轉換，交流方波的振幅相當於 $\pi/4$ 的基頻弦波振幅，所以交流弦波振幅為 $220\sqrt{2} V_{PP}$ ；燈管的運作電壓為 $208V_{RMS}$ ，相當於 $588V_{PP}$ 。也就是輸出輸入電壓約為 1.9 倍。利用式 (3.3)，帶入運轉頻率 ω_S 等於諧振電路自然頻率 ω_O ；

$$\left| \frac{V_o(j\omega_o)}{V_i(j\omega_o)} \right| = \frac{1}{\sqrt{[1 - (\frac{\omega_o}{\omega_o})^2]^2 + (\frac{\omega_o}{\omega_o}Q)^2}} = Q = \frac{R}{\sqrt{L_{Res}/C_{Res}}} = 1.9 \quad (5.1)$$

為了保險起見，所以取 $Q=2$ 。將開關頻率 $f_S = 1/2\pi\sqrt{L_{Res}C_{Res}} = f_{RUN} = 43.8\text{kHz}$ ，帶入式(5.2)，可得到 $L_{Res}=2.2\text{mH}$ ， $C_{Res}=6\text{nF}$ 。

(6) 設定故障偵測電路元件參數：

偵測過電流電路元件 R_{CS} ，只要符合 $R_{CS} \times \sqrt{2}I_{RMS} < 1.3V$ ， I_{RMS} 為燈管電流。

燈管壽命偵測電路元件 R_{EOL1-4} ，只要 $\frac{R_{EOL4}}{R_{EOL1} + R_{EOL2} + R_{EOL3} + R_{EOL4}} \times V_{PP} \leq 1.5V$

其中 V_{PP} 為運轉時，燈管跨壓的峰值。

模擬結果

(1) 圖 5-6 可以看到模擬電子安定器與對日光燈之啟動模擬。從圖中可以看到 安定器在軟啟動時，半橋開關開始運作，產生交流方波(如圖 5-6(b)最上方之波圖)。同時也可以從圖 5-6(a)看到軟啟動之頻率較高，所以燈管的跨壓很小。接下來開關頻率轉換到預熱頻率，燈管跨壓明顯變大。當觸發啟動階段開始時，諧振頻率開始往運轉頻率移動，燈管跨壓開始變的很大，當燈管電壓大於 $1700V_{PP}$ 時，日光燈會啟動。圖 15-6(c)為控制訊號波形，當控制輸入電源 VC 大於欠壓關閉的上界(UVLO+)，故障訊號(Fault_flag)被清為‘0’。此時軟啟動電路與預熱電路開始充電。圖 5-6 之模擬結果整理如表 5-3。

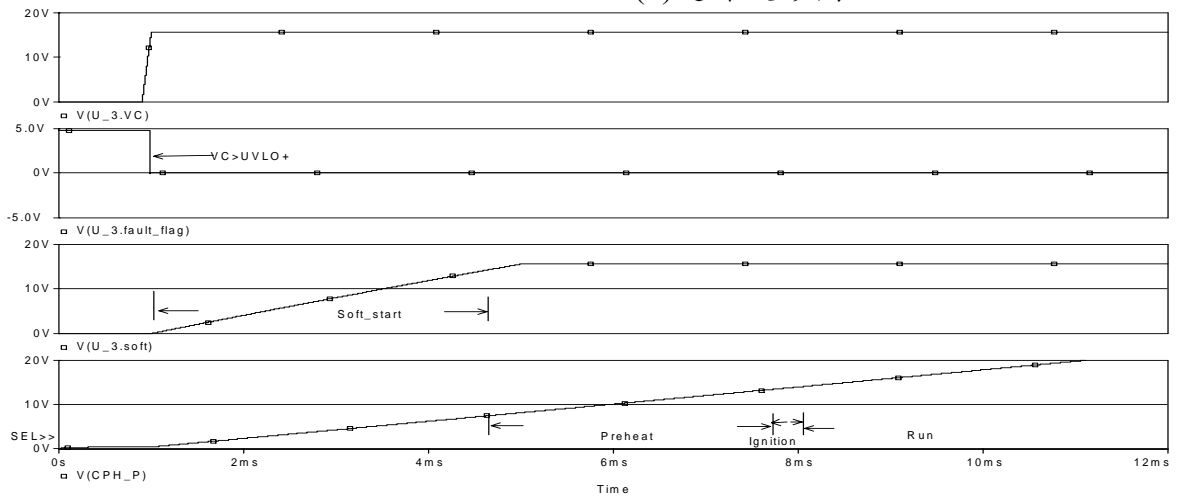
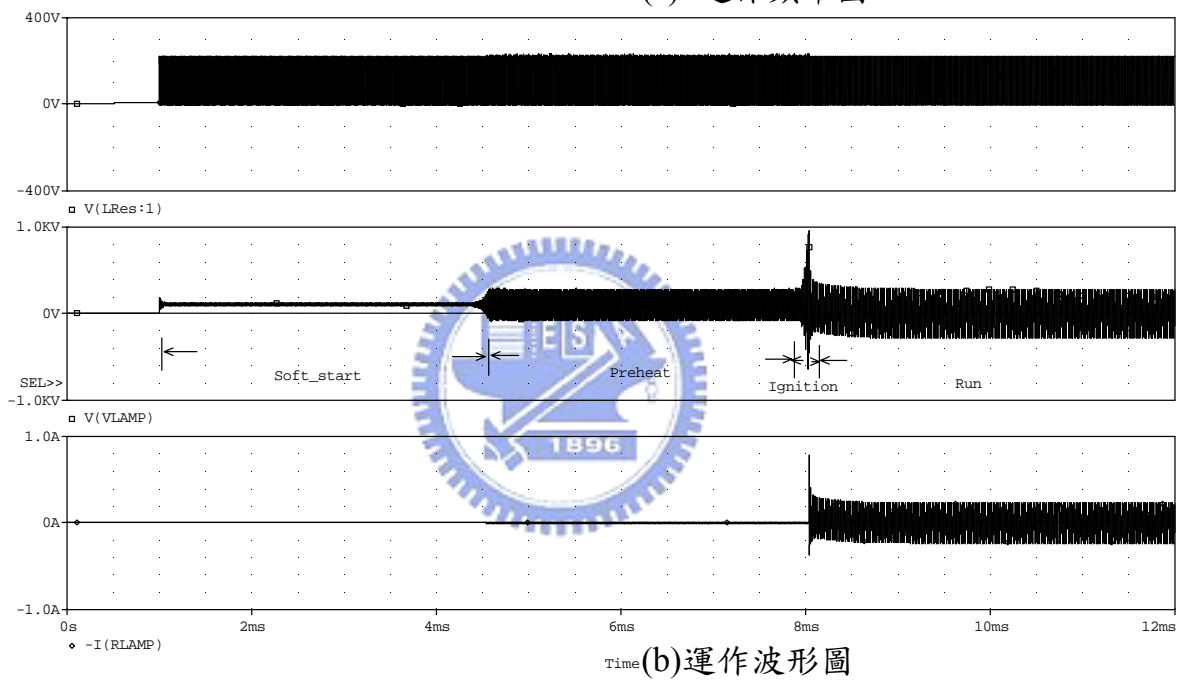
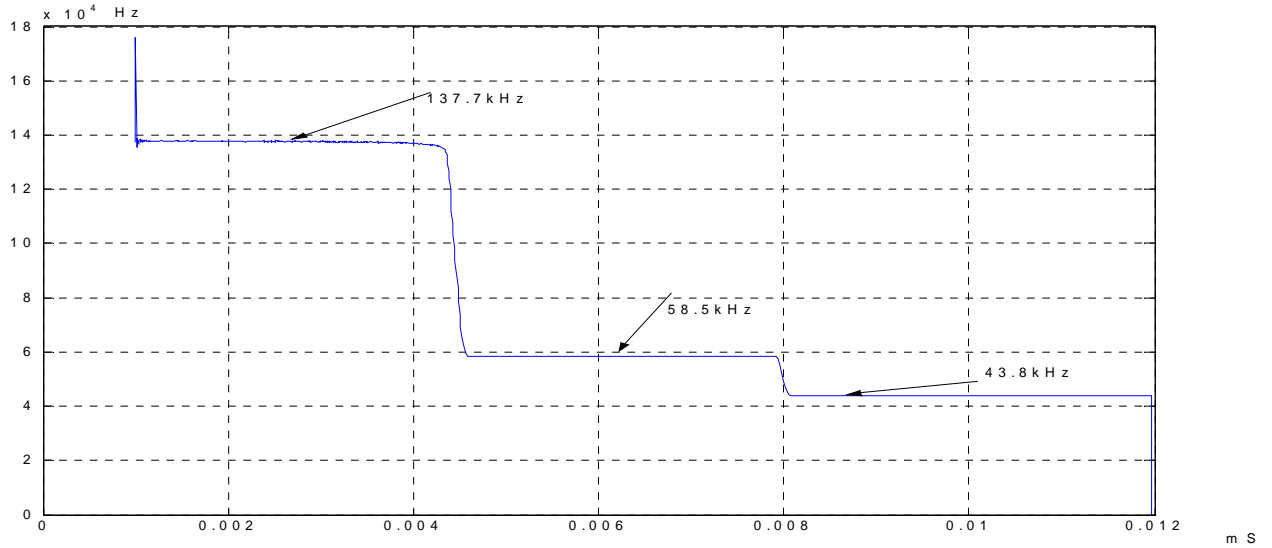


圖 5-6 安定器軟啟動-預熱-觸發啟動-運轉之波形圖

表 5-3 安定器模擬結果整理

項目	理論值	模擬結果
功率消耗	35 W	33.1 W
軟啟動、預熱頻率	138 kHz、58kHz	137.7 kHz、58.5kHz
運轉頻率	43.8kHz	43.8kHz
燈管電壓	208 V _{RMS}	202V _{RMS}
燈管電流	170mA _{RMS}	164mA _{RMS}

(2) 接下來是控制器之震盪電路波形，如圖 5-7 所示。由上往下之波形分別為：電容 C_T 之充放電波形、比較器 U1 波形與輸出到半橋驅動電路之波形。 C_T 充電時間為開關導通時間，放電為兩開關關閉之死區時間。與圖 4-13 一致。

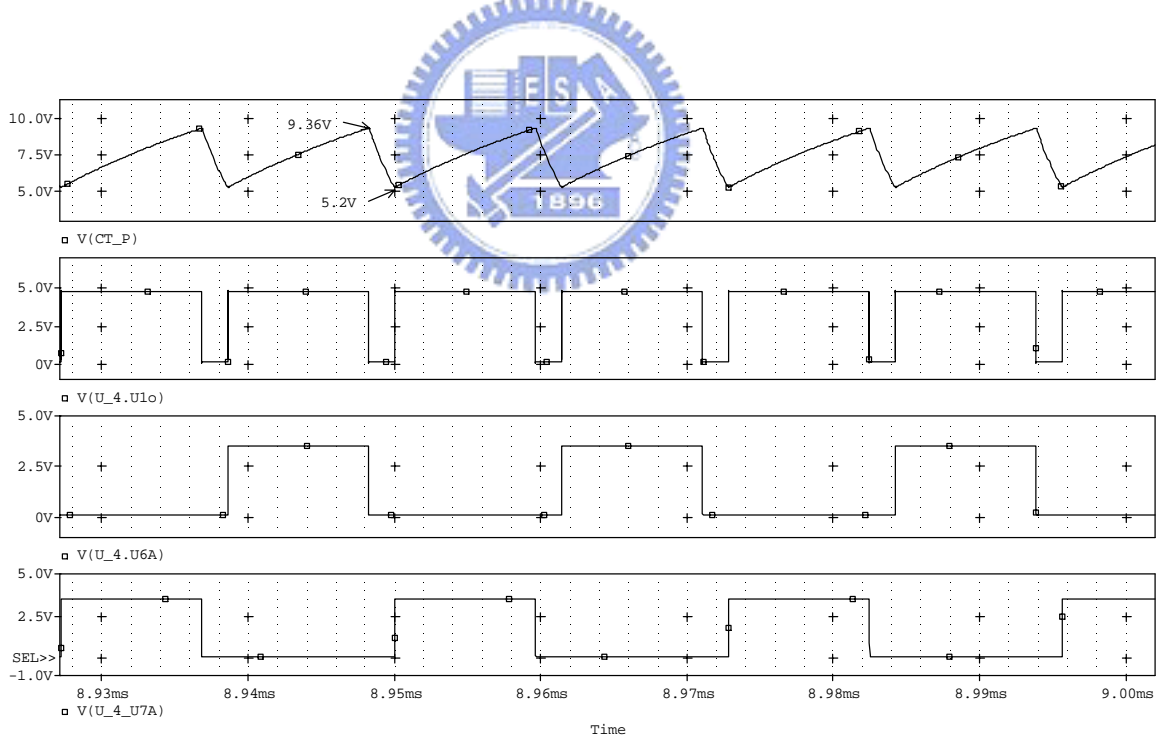


圖 5-7 安定器震盪器訊號波形圖

(3) 圖 5-8 是表示半橋諧振電路的開關零電壓切換與諧振電流。圖中由上往下之波形分別為：半橋上下開關驅動訊號 DMH、DML，上下開關之跨壓與上下

開關之電流 I_{MH} 、 I_{ML} 。從圖形中可觀察到開關在導通時，開關跨壓為零；在死區時間時，電流會經由寄生二極體流過。波形模擬結果符合第三章所提到半橋諧振電路行為一致。

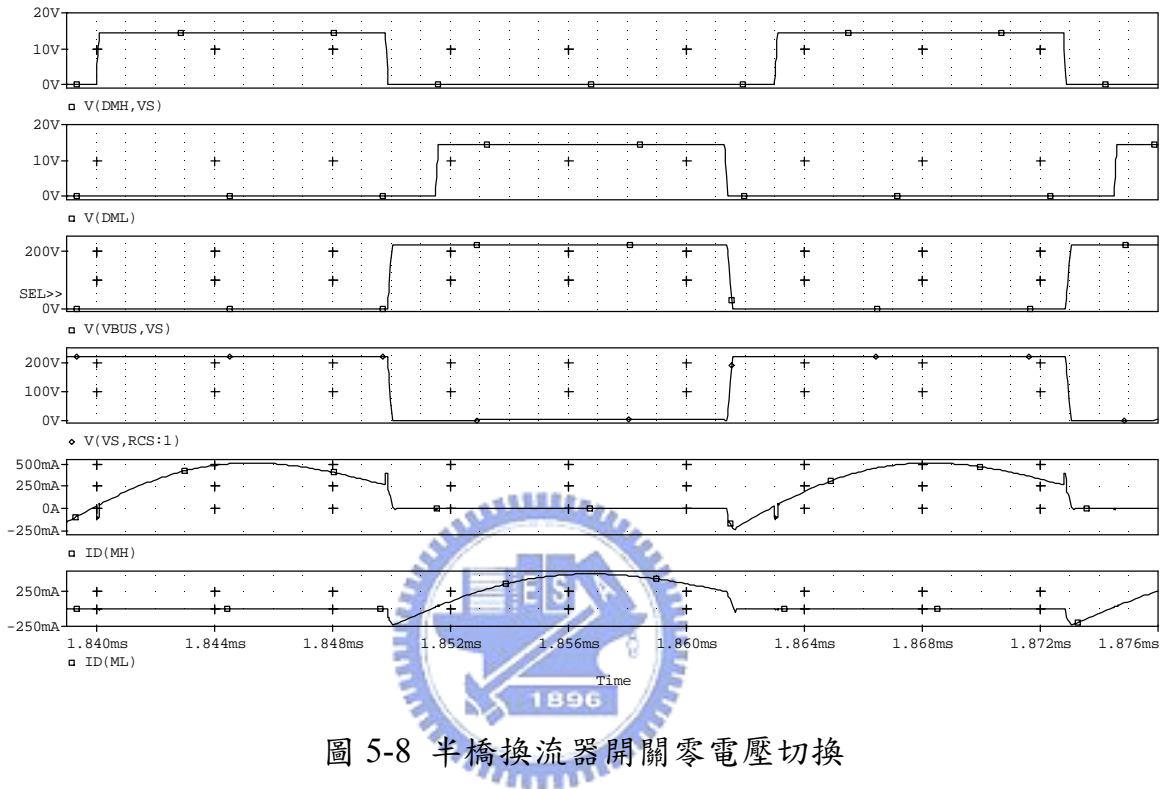


圖 5-8 半橋換流器開關零電壓切換

- (4) 圖 5-9 與 5-10 為過電流故障之模擬。其中圖 5-9 是模擬燈管無法啟動，由上往下之波形分別為：故障訊號、預熱時間控制、過電流訊號偵測與燈管跨壓。電源輸入給電子安定器時，故障訊號清為‘0’，安定器開始從軟啟動、預熱、觸發啟動模式進行。進入觸發啟動($V_{C_{PH_P}} > 13.5V$)模式，若燈管無法啟動，造成整個諧振迴路電流過大(電流由電阻 R_{CS} 之跨壓來偵測)，經過偵錯邏輯計數 32 次後，發出故障訊號使整個控制器與安定器停止運作；圖 5-10 則為開關硬切換之模擬。圖中由上數下之波形分別為：開關之驅動訊號 DMH-VS、DML 與電流偵測腳 CS 之電壓波形。當燈管燈絲故障時，會造成諧振電路斷路，使得 CS 測到的突波電壓會大於 1.3V 的臨界電壓(第三個波形後半部)，

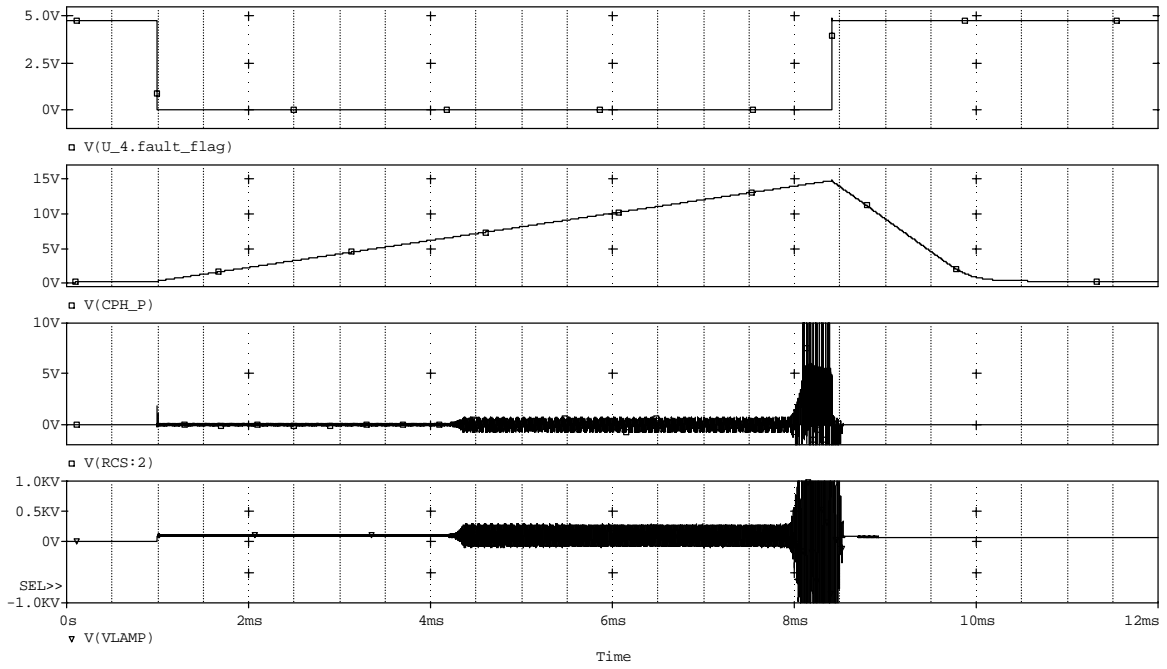


圖 5-9 過電流故障-燈管無法啟動模擬

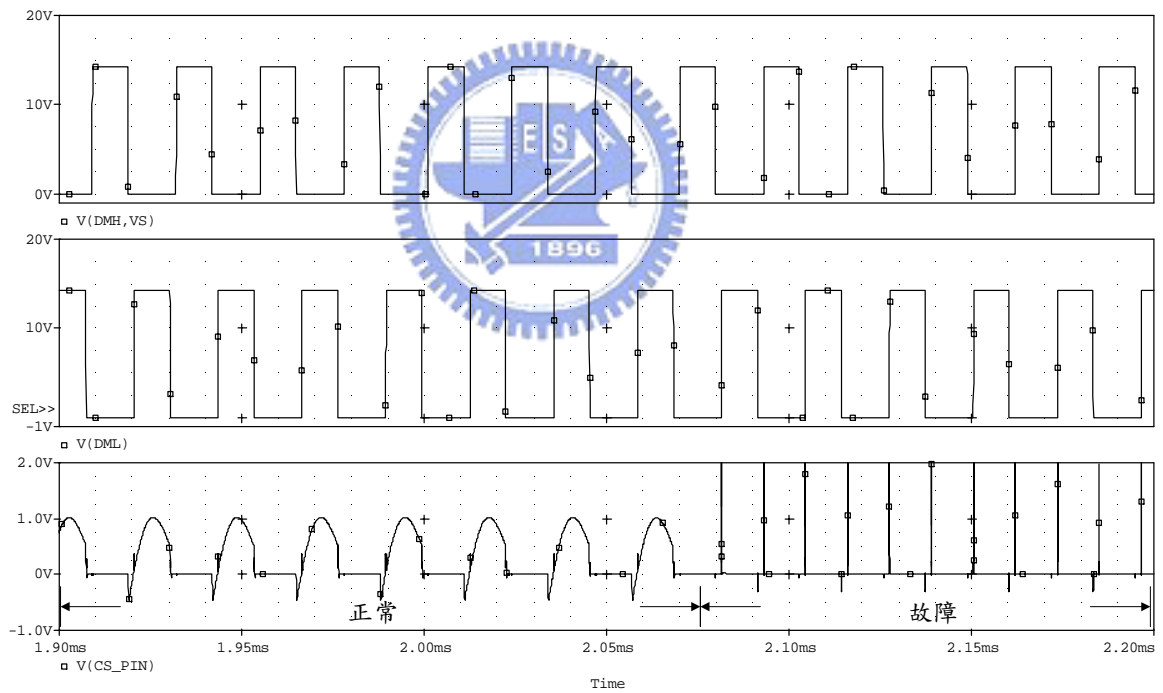


圖 5-10 過電流故障-開關硬切換

(5) 圖 5-11 是模擬燈管燈絲老化後造成 SD 腳的電壓擺幅超過 1V~3V 的界限電壓之故障。由上往下之波形分別為：SD 過壓訊號、故障訊號、SD 腳位電壓與燈管跨壓。燈管壽命結束偵測是在燈管處發啟動後($V_{CPH} > 14V$)後，才會被

致能。燈絲老化也就是燈絲之塗佈物質減少，而不容易發射電子。相當於燈管阻值變大，容易使燈管過熱造成危險。所以視為是一種故障。

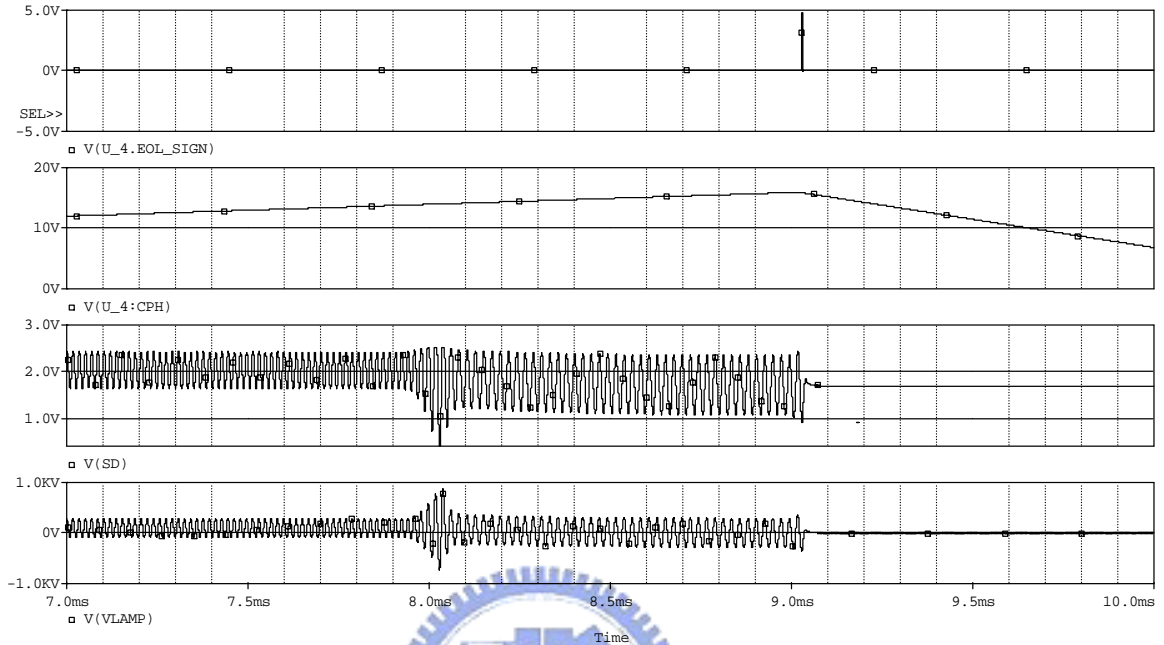


圖 5-11 燈管壽命結束故障

第六章 結論與未來研究方向

6.1 結論

本論文完成電子安定器控制器設計與模擬，最後並將搭配電子安定器之週邊電路與日光燈管電路，作一個完整的模擬。本論文完成的成果有：

1. 整合三個電子安定器使用之控制電路成為單一控制電路。使控制電路具有功因修正控制功能、半橋開關驅動與故障偵測與變頻式啟動燈管等功能。
2. 低諧波失真、高功因與低峰值因數。
3. 日光燈管操作在高頻下，可以增加發光效率與沒有低頻閃爍之問題。
4. 變頻式啟動功能可以預熱燈管，以減少燈管在啟動時的電極損耗，增加燈管壽命。
5. 燈管故障偵測功能，可以在燈管故障時，關閉整個控制電路，減少能源損耗。
6. 設計電子安定器電路之流程：當使用本論文之控制電路時，可以依照日光燈管之規格，得到其他電路之參數。並且可以用電路軟體模擬完整安定器之行為，減少實現系統時之除錯時間。

6.2 未來研究方向

本論文使用之電子安定器控制器在模擬之測試與預期符合，藉由電子電路軟體的幫助，可以達成電子安定器電路與控制器的整合模擬，這樣一來，對於要設計控制器或是已經有控制器電路時，要設計安定器參數時，可以快速的獲得大概的結果，但模擬與實際電路乃有一段差距，所以未來的研究方向二：

1. 增加安定器調光的功能：

調光式電子安定器在研究上已有不少成果，在市面上也有產品出現。使用調光安定器，則可以視環境情況，調整燈光的明暗，日光燈則不會一直操作在滿載功率，進而節省能源。所以若能整合調光控制於控制電路內，則可以減少安定器電路實現之 PCB 面積，也可以減少控制電路的數量。

2. 將控制電路以晶片實現：

本論文只是先用電路模擬軟體得到一個控制電路之行為模型，接下來可以繼續研究的方向是將此電路以積體電路(IC)實現。此控制電路積體化需要高壓製程與混合訊號 (Mixed mode signal) 電路的設計。研究步驟為：先找尋有提供高壓製程之半導體廠商，並取得所需製程之詳細資料，以便進行更精準之模擬。若模擬可行之後，在進行佈局與下線。另外要注意積體化控制 IC 的電路中預期將會大量使用電容，加上系統中有振盪器設計，故元件耦合電容、雜散電容與寄生電感均需最小化，否則將造成系統輸出的不穩定性。

參考文獻

- [1] 梁適安編譯，*高頻交換式電源供應器原理與設計*，全華出版社，第四版，1989年。
- [2] E. E. Hammer, “Fluorescent lamp operating at high frequency,” *Journal of the Illumination Engineering Society*, vol. 14, no. 1, pp.211-224, Oct. 1984.
- [3] 林昌賢，*單晶式螢光燈電子安定器*，國立台灣大學電機工程所博士論文，2000年1月。
- [4] 徐瑛瑛，“電子式安定器市場發展機會探討”，工業技術研究院能源與資源研究所，經濟部 ITIS 專題報告，1998年。
- [5] 吳財福，余德鴻，*電子安定器綜論*，全華出版社，第一版，1997年6月。
- [6] “High-Frequency Fluorescent Lamp Ballasts”, American National Standards Institute, ANSI C82.11-1993, 1993.
- [7] 吳財福，余德鴻，劉原全，*單級高功因電子安定器*，全華出版社，1997年1月。
- [8] 林世宏，*電子安定器積體電路之研製*，國立清華大學電機工程所碩士論文，1997年7月。
- [9] 吳永駿，*電子安定器於低壓氣體放電燈之應用與實務考量*，中正大學電機工程研究所博士論文，2001年。
- [10] J.Ribas, J.M. Alonso, A. J. Calleja, E.L. Corominas, and M.Rico-secades, “Low-cost high-power-factor electronic ballast based on the self-oscillating buck-boost inverter,” in *Proc. IEEE APEC*, vol.1, pp.597 – 602, 2000.
- [11] Fengfeng Tao, Qun Zhao, F.C. Lee, and N. Onishi, “Self-oscillating electronic ballast with dimming control,” in *Proc. IEEE PESC*, vol.4, 17-21, 2001.
- [12] J. Zhang, M.M. Jovanovic, and F.C. Lee, “Comparison Between CCM Single stage and Two Stage Boost PFC Converters,” in *Proc. IEEE APEC*, pp. 335-341,

1999.

- [13] Fernandez, A. Ferreres, P. Villegas, J. Sebastian, and L. Alvarez, "Size comparison between a half bridge converter with an AICS and a two-stage boost converter operating in a narrow input voltage range," in *Proc. IEEE PESC*, Vol. 4, pp.17-21, June 2001.
- [14] 沈煌斌，單級單開高功因電子安定器之研製，台灣大學電機工程研究所碩士論文，2000。
- [15] 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，2001 年 8 月。
- [16] 郭彥汛，冷陰極 CCFL 驅動電路設計與分析，交通大學電機與控制工程研究所碩士論文，2000。
- [17] Fengfeng Tao and F.C.Lee, "A critical-conduction-mode single-stage power-factor-correction electronic ballast," in *Proc. IEEE APEC*, vol.1, pp.603-609, 2000.
- [18] T.-F. Wu, J.-C. Hung, and T.-H. Yu, "A PSpice model for fluorescent lamps operated at high frequencies," in *Proc. IEEE IECON*, vol.1, pp.359- 364, Nov. 1995.
- [19] Tsai-Fu Wu, Jin-Chyuan Hung, and Te-Hung Yu, "A PSpice circuit model for low-pressure gaseous discharge lamps operating at high frequency," *IEEE Trans. Industrial Electronics*, Vol.44, No.3, pp.428-431, June 1997.
- [20] T. Liu, K.J. Tseng, and D.M. Vilathgamuwa, "A PSpice Model for the Electrical Characteristics of Fluorescent lamps," in *IEEE PESC*, vol.2, pp.1749-1754, 1998.
- [21] S. Ben-Yaakov, M. Shvartsas, and M. S. Glozman, "Statics and Dynamics of Fluorescent Lamps Operating at High Frequency: Modeling and Simulation,"

IEEE Trans. Industrial Electronics, vol. 38, Issue: 6, Nov.-Dec. 2002, pp.1486-1492, 2002.

[22]M. C. Cosby, Jr., and R. M. Nelms, “A resonant inverter for electronic ballast applications,” in *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol 41, Issue: 4, pp.418-425, Aug. 1994.

[23]吳財福，余德鴻，吳永駿，*調光電子安定器*，全華出版社，第一版，1998年5月。

[24]N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications and Design*, John Wiley & Sons, 2003.

[25]J.-S Lai and D. Chen, “Design consideration for power factor correction boost converter operating at the boundary of continuous conduction mode and discontinuous conduction mode,” in *Proc. IEEE APEC '93*.Conference Proceedings 1993, Eighth Annual, 7-11 March 1993, pp. 267 – 273.

[26]鄭大森，*PSpice 視窗版:DESIGN CENTER 在電子上的應用*，全華出版社，第二版，2002年10月。

[27]陳淳杰，*從實例中學習 PSpice A/D*，儒林圖書出版社，初版，2002年12月。

[28]Cecilia Contenti, and Masashi Sekine. (2002, Nov. 5). “Universal Input Linear Fluorescent Ballast using the IR2166,” International Rectifier, Ref. Design: IRPLLNR4. [Online]. Available: <http://www.irf.com/technical-info/refdesigns/lnr4.pdf>

[29]“PFC & Ballast Control IC,” International Rectifier, Datasheet, 2003. [Online]. Available: <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/ir2166.pdf>

[30]F. Li, D. Giannopoulos, and I. Wacyk, “A low loss high-frequency half-bridge driver with integrated power devices using EZ-HV SOI technology,” in *Proc. IEEE APEC*, vol.2, pp.1127 – 1132, 2002.

[31] Nicola Tricomi. (1997). “Low Cost Active Clamp For High Frequency Applications,” ST Microelectronics, Application notes: An881/1297, [Online]. Available:

http://www.eetasia.com/ARTICLES/2000JUN/2000JUN16_AMD_AN9.PDF

[32] “MASTER TL5 High Efficiency,” Royal Philips Electronics, datasheet, 2004. [Online]. Available:

http://www.eur.lighting.philips.com/int_en/oem/ca/general/products/catalogue/chapterpages/fluor.html

[33] Charles K. Alexander and Matthew N. O. Sadiku, *Fundamentals of Electric Circuits*, McGraw-Hill Book Co, 2000

