

國立清華大學

碩士論文

複金屬燈全數位化電子式安定器之實體研製

Implementation of Fully Digital Electronic

Ballast for Metal Halide Lamps



系所別：電機工程學系碩士班 組別：電力組

學生姓名：9561502 徐政瑜(Cheng-Yu Shu)

指導教授：潘晴財 博士(Prof. Ching-Tsai Pan)

王信雄 博士(Prof. Shinn-Shyong Wang)

中華民國九十七年九月

摘要

複金屬燈具高光效、高顯色性、使用壽命長等良好的發光特性，使其在現今照明市場佔有越來越多的份量。然而，欲驅動複金屬燈需要電子安定器執行燈管由啟動暫態到穩態之特定控制，以順利點亮燈具及延長燈管壽命。本文旨在設計一全數位式複金屬燈電子安定器，利用現有商品化之數位信號控制器實現燈管完整之點燈流程，可以簡易地達到定功率控制，延長燈管之使用壽命，同時可以精簡電路複雜度及提高其可靠度。

基本上，本論文的主要貢獻可歸納成以下三點：第一點，採用單一數位信號控制器，即 dsPIC30F4011，之全數位化控制，可達到簡化電路、減少元件使用數量以及系統操作穩定的目的。數位信號控制器整合類比數位轉換模組、輸出比較模組、馬達控制脈波寬度調變模組、計時器與中斷功能模組等多樣的周邊模組功能，將整個系統之回授信號處理與控制信號輸出皆包含在數位信號控制器中，使得外部電路複雜度大幅地降低。另外，複金屬燈電子安定器之點火電路係採用諧振的方式來產生點燈之高壓。此方法在數位控制的方式下可提高點火電路操作之穩定度，相較於傳統脈衝高壓點燈之方式，諧振點燈具有使用元件精簡、燈管點燈成功率較佳的優點。第二點，針對燈管使用壽命之提升，當複金屬燈操作達穩態時，採定功率控制。由於燈管老化過程中其等效阻抗會產生大幅度變化，因此藉由使用數位信號控制器可以很容易精確地達到定功率效果，提升燈管使用之壽命。第三點，採用 MICROCHIP 公司所研發之數位信號控制器(DSC)，其型號為 dsPIC30F4011，規畫及實現複金屬燈電子安定器之點燈時序與流程控制，並實際製作一驅動 70W 複金屬燈之電子安定器以驗證該全數位化電子式安定器的效能。

關鍵字：複金屬燈、電子安定器、全數位化控制、定功率控制

Abstract

The metal halide lamps (MHL) are widely used in many lighting applications due to their attracting properties such as high luminous efficiency, good color rendering, and long life time. However, for proper operation, an electronic ballast is required for driving the MHLs from starting up to steady state.

In order to enhance the performance and extend the life time of MHLs, fully digital implementation and constant power control are two important factors considered for future development. Hence, in this thesis, the major objective is to choose a low cost commercial digital signal controller (DSC) to implement a fully digital electronic ballast and achieve a more accurate constant power control for gaining longer life time for MHLs.

Basically, the contributions of this thesis can be summarized as follows. First, a single digital signal controller (DSC), namely, dsPIC30F4011, is chosen to accomplish fully digital control and simplify the circuit. The digital signal controller is used to deal with both feedback signal processing and control signal output together with combining multiple peripheral module functions, such as High Speed Analog to Digital Converter (A/D) Module, Output Compare Module, Motor Control PWM Module, and the Timer Module with interrupt function. As a result, it can simplify greatly the complexity of the whole ballast circuit. Also, a resonant ignition technology is adopted in this thesis. Compared with the traditional pulse ignition starting, resonant ignition method has the advantage of having fewer elements and more possibility of successful ignition. Second, in order to extend the life time of lamps, a constant power control is also implemented. By using the proposed digital signal controller, the resulting electronic ballast can achieve much more accurate constant power control

in spite of large variation of the equivalent resistance due to aging effect. Third, in this thesis, a dsPIC30F4011 designed by MICROCHIP company is adopted as the control center to realize the overall control of the electronic ballast. Finally, a prototype ballast is also constructed for driving a 70W metal halide lamp. Experimental results show that the proposed fully digital control can indeed achieve the desired performance.

Keyword : metal halide lamp, electronic ballast, fully digital control, constant power control.



誌謝

本論文得以完成首先感謝指導教授 潘晴財 博士這二年來的諄諄教誨，其次要感謝共同指導教授 王信雄 博士這一年來的指導，謝謝老師在工作繁忙之餘還勞心指引學生研究方向。老師之諄諄教誨，無論在生活上亦或學術上，都讓政瑜受益良多，在此致上最誠摯的謝意與敬意。最後感謝口試委員 林昇甫 教授，感謝您在週末休息之時，還到清大指導學生論文，謹獻出最大的敬意與感激。

另外，由衷感謝矩創科技 李東閔 處長與前輩們，在學生實作上的經驗傳授與協助，為政瑜解決許多疑惑，讓政瑜深深感受到學習的喜悅，並與政瑜分享工作經驗，政瑜真的感到很榮幸與感動。

雖然，現在已不是鳳凰花開而是秋意濃的季節，政瑜認為自己對得起自己是最重要的。雖然這段期間比較辛苦，但它會是人生旅途上最珍貴的歷鍊。感謝這段期間好友們 偉傑、婷鈺、蕙琦、嘉駿、廣儀 的支持，在我最脆弱的時候拉政瑜一把，激勵政瑜。

感謝實驗室同仁的支持，感謝學長 張瑞陽、阮昱霖、徐世勳、賴慶明、廖益宏 等在理論與實作上指點與建議，同學們 盈雲、嵐婷、尚穎 在課業上的相互琢磨，以及學弟們 明杰、憲鵬、仕坤、威志、東昇、孟儒 的打氣與幫忙。

另外，特別感謝學姊 方秀英 的鼓勵，學姊求學經驗的分享，讓政瑜感到很窩心與受用；學弟 威志 在我趕稿期間的情義相挺，替政瑜省下不少時間。還有，感謝異鄉遊子背後最堅強堡壘之家人的支持，這段期間讓爸爸、媽媽擔心了，兒子深感歉意。最後，衷心祝福堂弟 政揚 的身體早日康復，經歷此磨鍊，什麼困難都不怕。

目 錄

摘 要	I
Abstract	II
誌 謝	IV
目 錄	V
圖 目 錄	VIII
表 目 錄	XII
第一章 緒論	1
1.1 研究動機	1
1.2 文獻回顧	3
1.3 本論文之貢獻	4
1.4 本論文之內容概述	5
第二章 複金屬燈及其電子安定器簡介	6
2.1 前言	6
2.2 複金屬燈工作原理簡介	6
2.2.1 發光原理	6
2.2.2 啟動暫態與穩態特性	9

2.2.3	音頻共振及解決辦法.....	12
2.3	複金屬燈電子安定器簡介.....	15
2.3.1	電路架構.....	15
2.3.2	穩態定功率控制策略.....	17
第三章	全數位式電子安定器系統之剖析.....	25
3.1	前言.....	25
3.2	系統硬體簡介.....	26
3.2.1	電子安定器系統架構簡介.....	26
3.2.2	降壓型轉換器功率調節電路.....	28
3.2.3	全橋反流器.....	34
3.2.4	啟動點火電路.....	36
3.3	系統軟體流程簡介.....	40
3.3.1	點燈流程說明.....	40
3.3.2	系統軟體控制程式流程介紹.....	41
3.4	擬採用之數位控制晶片簡介.....	48
第四章	所提數位電子式安定器離型製作與實驗結果.....	55
4.1	前言.....	55
4.2	硬體電路製作.....	57
4.2.1	降壓型轉換器.....	57

4.2.2	全橋反流器驅動電路.....	59
4.2.3	啟動點火電路	60
4.2.4	信號回授電路	61
4.3	軟體程式撰寫	65
4.4	實驗結果	82
第五章	結論.....	93
	參考文獻	95
附錄	軟體程式碼.....	98



圖目錄

圖 2-1 複金屬燈架構圖	7
圖 2-2 金屬鹵化物循環示意圖	8
圖 2-3 複金屬燈啟動暫態至穩態電氣特性變化圖	10
圖 2-4 定電壓控制時，燈管穩態電氣特性變化趨勢圖	11
圖 2-5 定電流控制時，燈管穩態電氣特性變化趨勢圖	11
圖 2-6 定功率控制時，燈管穩態電氣特性變化趨勢圖	12
圖 2-7 瞬時功率與驅動電壓、電流之關係圖	14
圖 2-8 以市電作為電源的三級式電子安定器架構圖	16
圖 2-9 以市電作為電源的兩級式電子安定器架構圖	16
圖 2-10 以電池作為電源的複金屬燈電子安定器架構圖	17
圖 2-11 以類比乘法器實現定功率控制示意圖	18
圖 2-12 以線性近似法實現定功率控制示意圖	18
圖 2-13 直線近似定功率控制法電壓電流關係圖	19
圖 2-14 直線近似法功率曲線圖	21
圖 2-15 片段直線近似定功率控制法電壓電流關係圖	22
圖 2-16 片段直線近似法功率曲線圖	23
圖 3-1 三級式電子安定器架構圖	25

圖 3-2 電子式安定器系統架構方塊圖	26
圖 3-3 降壓型轉換器基本電路圖	30
圖 3-4 降壓型轉換器連續導通模式(a)電感跨壓(b)電感電流波形圖 ...	32
圖 3-5 降壓型轉換器定功率控制模擬電路圖	33
圖 3-6 模擬降壓型轉換器定功率控制下，負載變動，其輸出電壓、電 流、功率波形圖	33
圖 3-7 定功率下，降壓型轉換器導通責任週期對負載電阻之曲線圖	34
圖 3-8 反流器(a)全橋反流器(b)半橋反流器.....	35
圖 3-9 全橋反流器工作模式(a)模式一(b)模式二(c)模式三(d)模式四..	36
圖 3-10 串聯諧振並聯負載諧振網路	38
圖 3-11 串聯諧振並聯負載(SRPL)之電壓增益與操作頻率特性曲線圖	38
圖 3-12 交流方波波形圖	39
圖 3-13 複金屬燈由啟動暫態至穩態電氣特性圖	41
圖 3-14 系統啟動(模式一)流程圖	44
圖 3-15 啟動點火模式(模式二)之流程圖	45
圖 3-16 暖燈定電流控制模式(模式三)之流程圖	46
圖 3-17 穩態定功率控制模式(模式四)之流程圖	47
圖 3-18 輸出比較模組產生 PWM 脈波示意圖	52
圖 3-19 馬達控制脈波寬度調變模組 PWM 訊號產生示意圖	53

圖 3-20 高速類比數位信號轉換器硬體結構方塊圖	54
圖 4-1 複金屬燈電子安定器電路圖	55
圖 4-2 數位信號控制器輸入、輸出腳位規劃圖	56
圖 4-3 全橋反流器驅動電路圖	59
圖 4-4 啟動點火電路構造圖	61
圖 4-5 RC 低通濾波電路增益頻率響應曲線圖	62
圖 4-6 電壓信號偵測電路圖	62
圖 4-7 電流信號偵測電路圖	63
圖 4-8 LM358N 接腳示意圖	63
圖 4-9 溫度感測信號偵測電路圖	64
圖 4-10 程式執行(a)依種類分類(b)依功能分類	65
圖 4-11 全橋反流器驅動信號，頻率 150Hz	83
圖 4-12 全橋反流器驅動信號，頻率 85KHz	83
圖 4-13 全橋反流器驅動信號(盲時約為 135ns).....	84
圖 4-14 啟動點火電路測試電壓波形圖	84
圖 4-15 啟動點火電路電壓與降壓型轉換器開路輸出電壓波形展開圖	85
圖 4-16 等效電阻為 70Ω 之電壓、電流波形圖	85
圖 4-17 等效電阻為 91.43Ω 之電壓、電流波形圖	86

圖 4-18 等效電阻為 142.85Ω 之電壓、電流波形圖	86
圖 4-19 等效電阻為 280Ω 之電壓、電流波形圖	87
圖 4-20 定功率控制下，輸出功率對輸出電壓曲線圖	87
圖 4-21 電子安定器點火失敗保護機制之電壓與驅動信號之波形	89
圖 4-22 複金屬燈啟動暫態至穩態電壓、電流波形圖	89
圖 4-23 複金屬燈電壓崩潰後，輝光放電(a)電壓波形圖(b)電流波形圖	90
圖 4-24 複金屬燈穩態時燈管電壓、電流波形圖	90
圖 4-25 點燈過程不良之模式轉換產生之突波波形圖	91
圖 4-26 歐斯朗 OSRAM HQI-E 70W/NDL 與 E27 燈座	91
圖 4-27 點燈實驗照片	92
圖 4-28 複金屬燈數位式電子安定器電路雛形	92

表 目 錄

表一 部分照明光源特性表現比較表.....	2
表二 直線近似法功率與額定功率 70W 誤差值	21
表三 片段直線近似法功率與額定功率 70W 誤差值.....	23
表四 dsPIC30F 系列數位控制器規格表.....	50
表五 安定器系統規格表	56
表六 複金屬燈電子安定器部分元件參數表	64



第一章 緒論

1.1 研究動機

照明光源是人類生活中不可或缺的元素，隨著人口不斷的增加，人們對於照明光源之需求也日益增加。然而，由於能源短缺，研發性能更加優良的光源是件刻不容緩的任務。另一方面，身為電力電子領域之一份子，則必須設計穩定之電子安定器來驅動燈具，以發揮照明光源最好的效能。

1879年，愛迪生發明第一盞白熾燈（碳絲白熾燈），開始了人類第一次照明光源技術革命。白熾燈使用壽命短，光效低，但顯色度高。第二代照明光源是鹵素燈，所發出的光強度遠遠高出白熾燈，而耗能約降低三分之一。複金屬燈是繼白熾燈、鹵素燈之後崛起的第三代綠色照明光源，以其光效高、顯色性佳、使用壽命長等優勢，廣泛應用在室內室外一般照明、光纖光引擎、背光燈源(HDTV 與投影機)，甚至軍事、探險、水下作業、野外搜救等領域。複金屬燈之優點為發光效率高，光效可高達 80~90Lm/W；色彩還原性佳，顯色指數(Ra)可達 90 以上；色溫高，可達 5000~6000K，專用投影機燈可達 7000~8000K；平均壽命可高達數千至上萬小時，將部份照明光源之特性列如表一所示。

然而，複金屬燈之啟動需要點火電路產生數 KV 之高電壓，啟動時從暫態到穩態皆需要一電子安定器執行特定的控制，特別是燈管操作進入穩態後，須施以定功率控制以延長複金屬燈之使用壽命。然而傳統類比式的控制方式，在燈管老化其等效阻抗大幅度上升時，往往不易達到良好的定功率效果。因此，本文研究方法即以數位控制器實現燈管穩態之定功率控制，同時針對複金屬燈從暫態到穩態之點燈流程

做完整的流程設計，並藉由數位控制器執行適當的保護功能。

表一 部分照明光源特性表現比較表

光源種類		發光效率(Lm/W)	壽命(KHrs)	色溫(K)	演色性(CRI)
白熾燈		6~16	0.5~1	2700~3000	100
鹵素燈泡		18~30	1~3	2900~3200	100
省電燈泡		38~60	3~10	2700~7000	80~85
PLC 燈		50~90	6~10	2700~6500	80~90
螢 光 燈	T9	50~95	5~10	2700~6500	60~95
	T8	80~95	8~15		
	T5	90~105	10~20		
高壓鈉燈		45~125	16~24	2000~2500	25~85
複金屬燈		45~115	7.5~20	3100~5500	80~95
水銀燈		25~65	16~24	3300~5700	20~50
白光 LED 燈		20~65	20~50*	3200~7500	60~80

資料來源:工研院 李麗玲 博士『淺談建築物之照明節能』

1.2 文獻回顧

複金屬燈雖然具有良好的發光特性，但相對地燈管在啟動時亦需要較為複雜的點燈策略[1]~[7]。此外，當燈管進入穩態操作後，還須面對音頻共振(Acoustic Resonance)的問題，文獻[8]~[10]探討解決音頻共振的方法，以低頻方波來驅動複金屬燈可有效解決音頻共振的問題。另外，燈管操作進入穩態後，必須施以定功率控制，定功率控制是目前複金屬燈在操作時被認為延長燈管使用壽命較好的方法，定功率控制的實現可使用類比或是數位的方式來達成[11]~[15]。以類比控制之方式實現定功率控制，如文獻[14]之直線近似法，雖然架構簡單，但是在燈管老化時，燈管操作電壓大範圍變動的情況下，會產生比較大的誤差量。

隨著單晶片技術的不斷進步，單晶片的功能日益強大，並且使用成本亦逐漸降低，使得數位電源逐漸在市場上嶄露頭角[15]。利用數位控制晶片實現複金屬燈電子安定器之點燈流程控制，使得控制流程之設計變得容易許多，並且在燈管操作至穩態時，針對燈管老化之問題可提供精確之定功率控制效果。

文獻[16]~[20]介紹了多種點火電路，傳統之脈衝高壓點火方式雖然技術成熟，但卻有著元件較多的缺點。採用諧振點燈之方式產生啟動高壓，除所需元件精簡外，亦具有較好的啟動效果[1]。搭配數位信號控制器，亦使得的諧振點燈方法之可靠度獲得提升。

本文旨在利用數位信號控制器實現複金屬燈完整的點燈策略，搭配諧振點燈電路產生啟動高壓，在燈管進入穩態後，不論是功率調節電路之輸入電壓變動或是燈管使用之老化皆提供精確的定功率控制，以延長燈管之使用壽命[23]~[27]。

1.3 本論文之貢獻

本論文之貢獻列出三點如下：

1、採用單一數位信號控制器，即 dsPIC30F4011，之全數位化控制，可達到簡化電路、減少元件使用數量以及系統操作穩定的目的。數位信號控制器整合類比數位轉換模組、輸出比較模組、馬達控制脈波寬度調變模組、計時器與中斷功能模組等多樣的周邊模組功能，將整個系統之回授信號處理與控制信號輸出皆包含在數位信號控制器中，使得外部電路複雜度大幅地降低。另外，複金屬燈電子安定器之點火電路係採用諧振的方式來產生點燈之高壓。此方法在數位控制的方式下可提高點火電路操作之穩定度，相較於傳統脈衝高壓點燈之方式，諧振點燈具有使用元件精簡、燈管點燈成功率較佳的優點。

2、針對燈管使用壽命之提升，當複金屬燈操作達穩態時，採定功率控制。由於燈管老化過程中其等效阻抗會產生大幅度變化，因此藉由使用數位信號控制器可以很容易精確地達到定功率效果，提升燈管使用之壽命。

3、採用 MICROCHIP 公司所研發之數位信號控制器(DSC)，其型號為 dsPIC30F4011，規畫及實現複金屬燈電子安定器之點燈時序與流程控制，並實際製作一驅動 70W 複金屬燈之電子安定器以驗證該全數位化電子式安定器的效能。

1.4 本論文之內容概述

本論文各章節之內容概述如下，第二章對複金屬燈之工作原理及特性，包含其發光原理、構造、啟動過程暫態特性、以及穩態時音頻共振和燈管使用老化的現象、問題作一介紹和探討。接著，介紹現有安定器的數種架構以及穩態時定功率控制的實現方式。第三章剖析本文所提全數位電子式安定器，包含硬體電路工作原理與複金屬燈之點燈流程解析，並配合完整的軟體程式流程規劃；在第三章最後一小節概述擬採用之數位信號控制器。第四章首先列出本文所製作之電子安定器規格，並依照規格設計硬體電路；軟體程式配合第三章所規劃之程式流程進行撰寫設計，完整的程式解析亦呈現在本章中；最後，實體製作一 70W 之複金屬燈全數位電子式安定器之雛形，並展示實驗波形與實測結果。最後，第五章針對本論文內容作總結，並提出未來研究之建議方向。



第二章 複金屬燈及其電子安定器簡介

2.1 前言

欲設計一個良好的電子安定器，就必須充分了解其所驅動燈具負載的特性。複金屬燈啟動時的暫態特性，可分為電壓崩潰、輝光放電、輝光轉弧光，以及弧光穩態放電四個階段。穩態時，則有音頻共振和燈管老化的問題產生。因此，複金屬燈電子安定器的基本要求，就是必須針對燈管從啟動暫態至燈管穩態所遇到的問題作適當的控制。本章將逐一介紹複金屬燈工作原理及特性，針對其發光原理、構造、啟動過程暫態特性、以及穩態時音頻共振和燈管使用老化的現象、問題作一探討。接著，介紹現有安定器的數種架構以及穩態時定功率控制的實現方式。

2.2 複金屬燈工作原理簡介

2.2.1 發光原理[1]~[3]

複金屬燈屬於氣體放電燈的一種，在詳細介紹複金屬燈之前，宜先瞭解氣體放電燈的原理。所謂氣體放電是指燈管內兩電極端的自由電子經由外部電場加速形成帶有能量的電子，此帶有能量的電子撞擊氣體原子，當撞擊的能量足夠使氣體原子的電子跳越至更高能階時，氣體原子便形成激發狀態，當氣體原子由激發之高能階狀態返回基態時，其特性能階變化能量將以輻射發光的型式釋放出來，這就是氣體放電燈的基本原理。當電子碰撞氣體原子的能量足夠大，使氣體原子激發產生游離，游離的電子或離子又在電場中加速碰撞造成更多游離，使自由電子快速增加，此即為湯森雪崩效應(Thomson Avalanche Effect)。所以，只要外加電場持續存在，則上述的氣體放電過程就會不斷地重

複，也就會不斷地發光。

在了解氣體放電燈的基本原理後，接著介紹複金屬燈的構造，圖 2-1 為複金屬燈架構示意圖。由圖 2-1 可見，複金屬燈是由發光電弧管、操作電極、支撐導線、啟動電阻和啟動電極所組成，而且最外圍再由外管包覆。

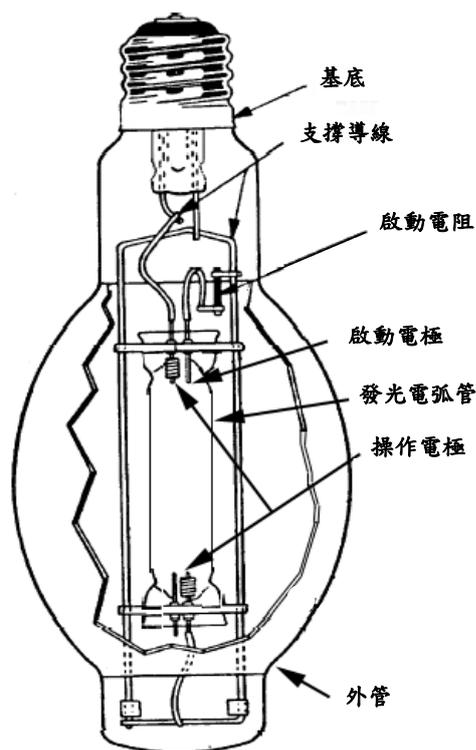


圖 2-1 複金屬燈架構圖

發光電弧管內填充氬氣、氙氣、汞蒸氣，以及金屬鹵化物。在啟動時，安定器提供燈管高電壓於兩操作電極，同時透過啟動電阻在啟動電極與操作電極間的極小空隙，由啟動氣體(Starting Gas)，即氬氣或是氙氣，先進行氣體放電，待電弧管中散佈足夠的氬離子及燈管溫度上升後，緩衝氣體(Buffer Gas)，即汞蒸氣，才會在兩操作電極間產生放電。汞的含量，決定燈管的操作壓力，通常管內氣壓可達數個大氣壓力。在達到足夠的溫度與蒸氣壓力下，位於電弧管中的金屬鹵化物從管壁上蒸發，擴散進入高溫電弧中心分解為原子狀態，金屬原子被電

離激發，輻射出特徵譜線。當金屬原子擴散近管壁時，在靠近管壁的較冷區域與鹵原子相遇，並且重新結合生成鹵化物分子。這種循環過程不斷地向電弧提供金屬蒸氣。金屬鹵化物循環過程如圖 2-2 所示。圖 2-2 中四個狀態可簡單說明如下。

狀態 1：金屬鹵化物從管壁上蒸發，擴散進入高溫電弧中心分解為原子狀態。

狀態 2：熱電弧中心的金屬原子受激發後，發射出輻射光並再度返回基態。

狀態 3：金屬原子從熱電弧中心擴散至電弧管壁較冷處。

狀態 4：電弧管壁附近金屬原子與鹵原子相遇，並且重新結合生成鹵化物分子。

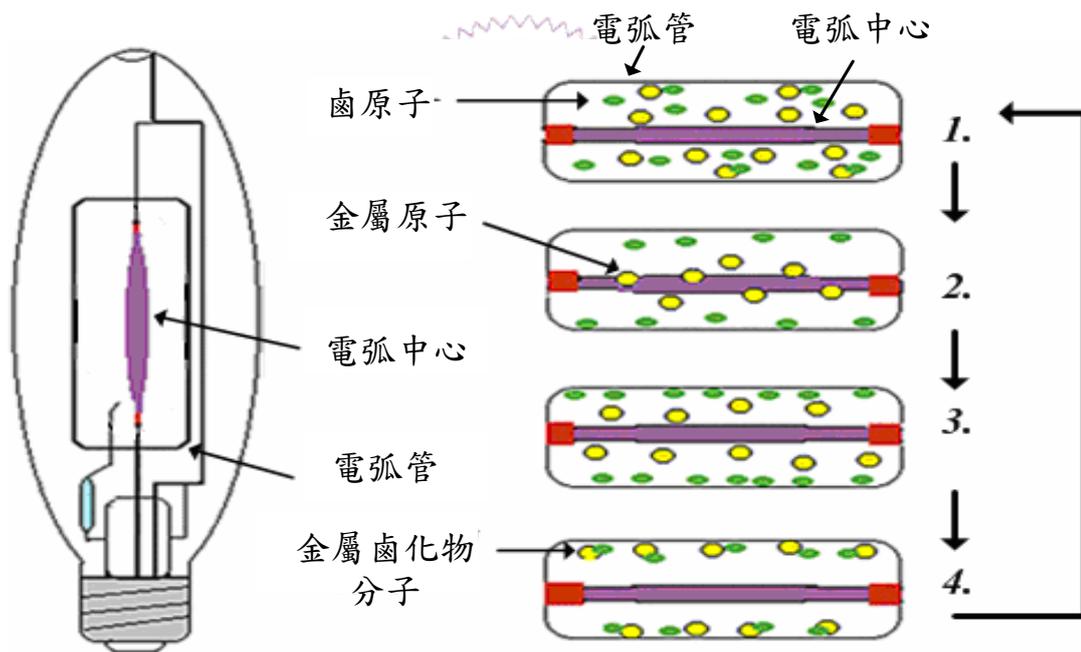


圖 2-2 金屬鹵化物循環示意圖

大部分的高強度氣體放電燈都會添加許多元素來強化其發光特性，使其發出的光接近連續光譜，其中常用之元素包含鈉(Na)、銦(Sc)、鉈(Tl)、鐳(Dy)、銫(Cs)、銦(In)等，藉由這些元素激發出可見光之頻譜裡

各部份的光線，可使光線色溫接近白光，增加使用者的舒適度。欲達到良好的放電效率，必須要有足夠高的蒸氣壓力，然而，就純金屬而言，欲達到合適的蒸汽壓力，需要加熱到非常高的溫度而不符合實際應用。因此，這些元素通常會以金屬鹵化物的形式加入到燈泡的電弧管中，此即所謂的複金屬燈的由來。金屬鹵化物如金屬碘化物，在較低的溫度，即可產生足夠的蒸氣壓，使溫度符合實際使用要求。

最後，一般燈管的外管通常使用硬質玻璃殼，內部抽成高真空後，封入氬氣等惰性氣體，玻璃殼內部還塗有白色之擴散膜，將發光電弧管放射的光擴散及防止刺眼，外管主要功用如下：第一點，藉由外管保護發光電弧管；第二點，可以維持發光電弧管之溫度；第三點，有助於防止支撐導線氧化；第四點，藉由外管以隔絕紫外線。

2.2.2 啟動暫態與穩態特性[2]~[7]

傳統上，複金屬燈啟動時的暫態可分成四個階段，包含電壓崩潰(Voltage Breakdown)、輝光放電(Glow Discharge)、輝光轉弧光(Glow-to-Arc)以及穩態弧光放電(Arc Discharge)。

在電壓崩潰階段，必須在電極兩端施以高電壓，使燈管內氣體游離，啟動電壓在冷燈時須達數 KV。當管內氣體開始放電後，燈管阻抗由原本的開路狀態迅速下降，同時電壓驟降，並產生突波電流(Spike Current)，此階段稱為輝光放電階段，管內會發生不規則的放電並發出輝光，此過程歷時極短。緊接地，燈管進入輝光轉弧光階段，在整個燈管啟動過程中，此階段是燈管主要的溫度預熱階段。在此階段燈管電壓小於額定工作電壓，燈管電流大於額定工作電流，隨著燈管工作溫度的上升，燈管等效電阻慢慢變大，同時燈管電壓亦將逐漸增加，經過約數十秒鐘的時間，燈管電流下降，燈管達到熱平衡；最後燈管電壓、電流以及等效電阻亦達到穩定狀態。複金屬燈啟動至穩態電氣特性曲線

如圖 2-3 所示[2][3]，為顯示電氣特性，圖中電壓、電流及時間並非實際大小。各區分別解釋如下，第 I 區，燈管操作電壓上升至崩潰電壓，於 $t=t_1$ ，電壓崩潰；第 II 區，電壓崩潰後，電壓驟降，電流上升，燈管開始輝光放電，此區為輝光放電區；第 III 區，電壓逐漸上升，進入弧光放電區前，電流下降，此區為輝光轉弧光區；第 IV 區，電壓、電流逐漸趨於穩定，進入穩態弧光放電區。

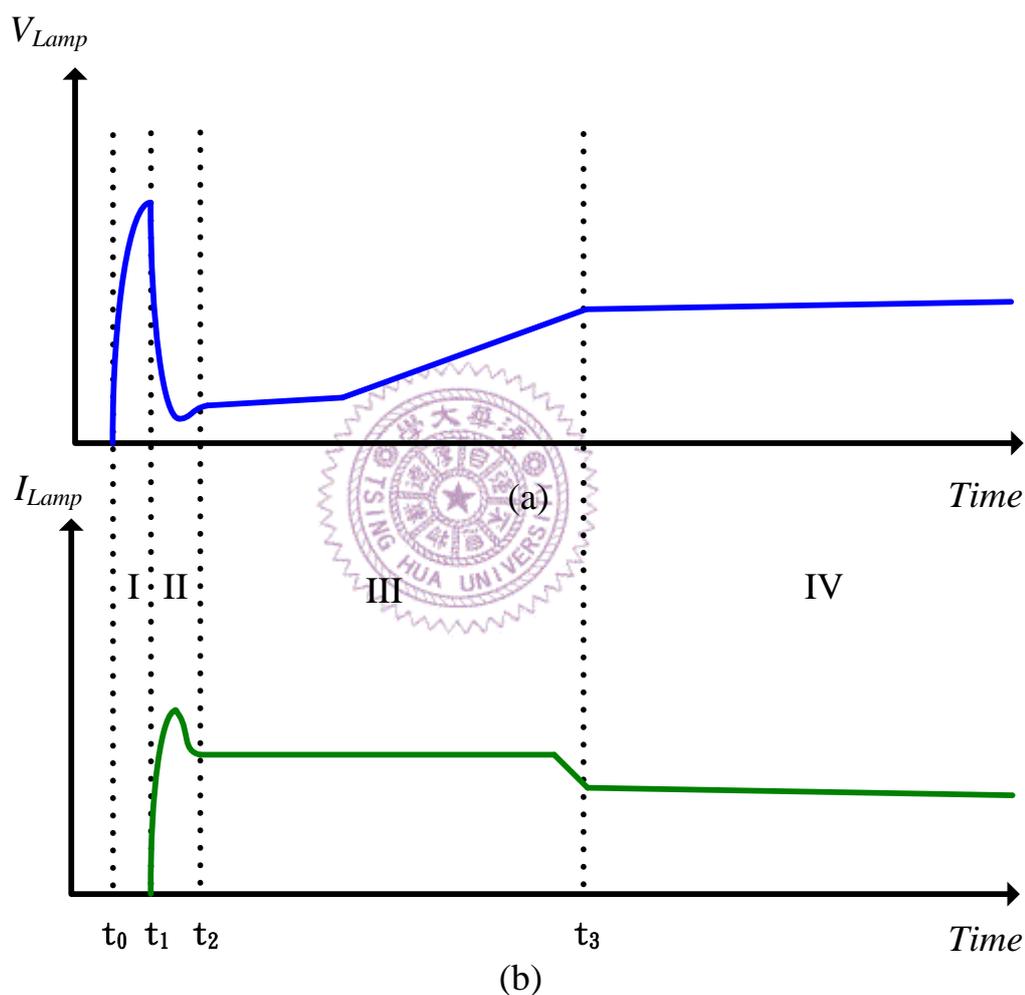


圖 2-3 複金屬燈啟動暫態至穩態電氣特性變化圖

(a)電壓特性變化圖 (b)電流特性變化圖

複金屬燈穩態時的操作電壓除了因燈管、廠牌規格的不同，亦受到燈管老化的影響。隨著燈管老化，穩態時的等效電阻將緩慢上升。若分別以定電壓、定電流、定功率三種方式控制，所得分析結果如下。

圖2-4為定電壓控制時，燈管穩態電氣特性變化趨勢圖。在定電壓的控制策略下，隨著燈管的老化，燈管功率會低於額定值，輸出流明數亦隨之降低。

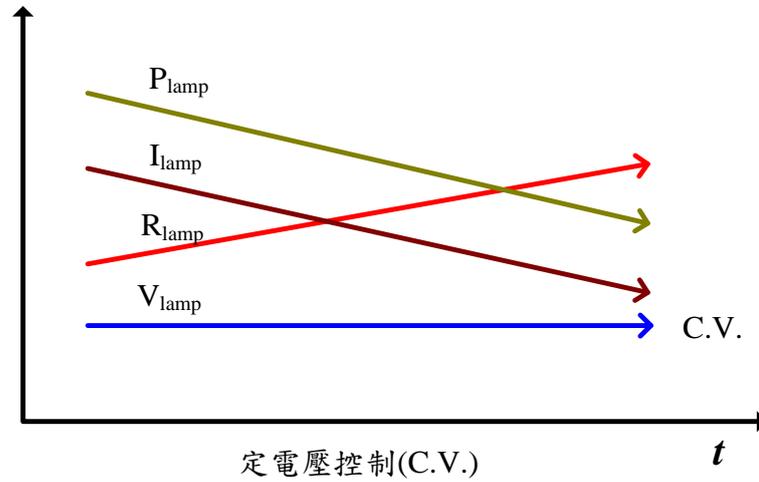


圖 2-4 定電壓控制時，燈管穩態電氣特性變化趨勢圖

圖2-5為定電流控制時，燈管穩態電氣特性變化趨勢圖。在定電流的控制策略下，隨著燈管的老化，燈管功率會逐漸高於額定值，使得燈管過載操作，將造成燈管壽命的減低，同時也可能對安定器產生危害。

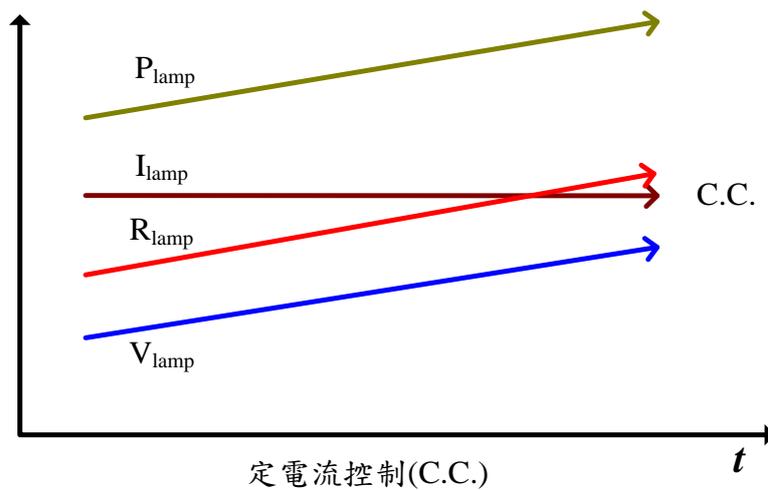


圖 2-5 定電流控制時，燈管穩態電氣特性變化趨勢圖

圖2-6所示為定功率控制時燈管穩態電氣特性之變化趨勢圖。定功率控制是目前高強度氣體放電燈於穩態時被公認為最適合延長使用壽命、確保燈管安全操作的控制方法。由圖2-6可見，隨著使用時間增長，燈管等效電阻會逐漸增加，因此若採用定功率控制，則其燈管的電壓會隨等效電阻而增加，而燈管電流則反而隨之減少[7]。在定功率控制下，光通量衰減50%時的使用時間訂定為燈管的使用壽命。

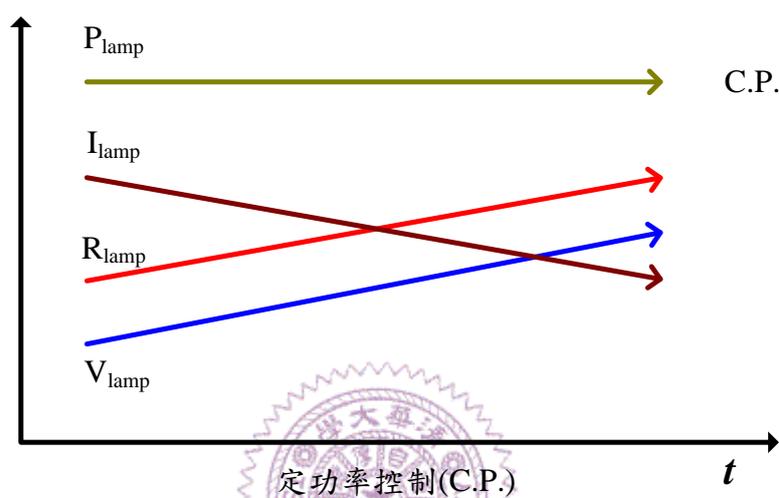


圖 2-6 定功率控制時，燈管穩態電氣特性變化趨勢圖

2.2.3 音頻共振及解決辦法[1]、[8]~[10]

通常將複金屬燈以交流電的方式驅動，可以避免單一電極因長時間使用而加速老化。然而，使用交流形式驅動，亦可能產生音頻共振的問題。如果供給燈管週期性的瞬時功率，燈管的放電氣體，亦可能隨著瞬時功率產生週期性的疏密波動，當氣體波動與管壁碰撞反彈，並與迎面而來的氣體波動形成駐波時，就有音頻共振現象的產生。部分共振的頻率係位於音頻範圍內，所以統稱為聲頻共振(Acoustic Resonance)。音頻共振會造成燈管內之電弧晃動，使光輸出不穩定或弧光熄滅，甚至損壞燈管管壁。音頻共振的範圍可從數 K 赫茲到數百 K 赫茲，涵蓋了電子式安定器一般合適的操作頻率。

解決音頻共振問題至少有三種策略，(一)使複金屬燈操作在非音頻共振頻帶，(二)減少複金屬燈操作在音頻共振頻率的時間，以避免其共振振幅之累增，(三)較根本的策略便是控瞬時功率為恒定，以徹底消除音頻共振的來源。現有文獻探討了許多解決的辦法，茲簡單介紹數種方法，以為參考。

1、低頻操作

使用傳統電磁耦合式的安定器操作，其頻率為市電頻率，雖然效率較差，但可避開音頻共振的範圍。然而在現今電力電子產品強調體積小、效率高的訴求下，均採用高頻驅動方式，此種方法不符實際需求。

2、超高頻操作

燈管操作在大於音頻共振頻率最大值來避免音頻共振的產生，雖然高頻操作可使安定器體積更為縮小，然而過高頻率(MHz)對電源供應器的設計也是種挑戰，必須考慮高頻操作所帶來的電磁干擾、以及切換損失。

3、特定頻率範圍操作

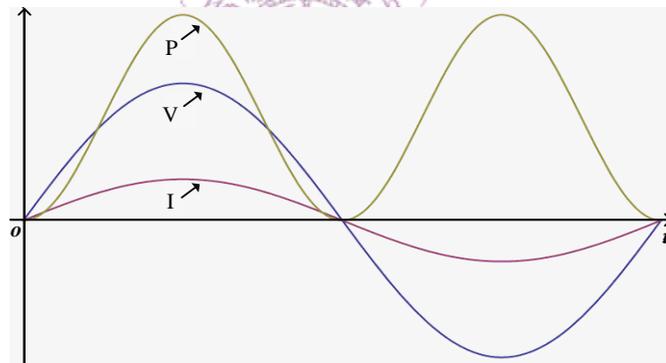
使用各種方法找出燈管無音頻共振的頻率範圍，將燈管操作在此無音頻共振之頻率範圍中心。由於音頻共振的分布範圍甚廣，欲找出一個夠大的頻寬有其難度，同時，安定器亦須能精確地操作在此頻率範圍內。

4、頻率穿梭

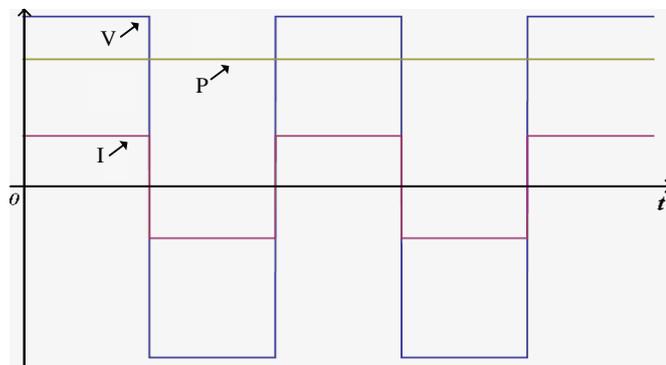
將燈管操作頻率操作在某兩個頻率之間來回穿梭，使燈管無法形成共振。然而，此方法同樣面臨須選擇合適的頻率穿梭範圍，同時亦增加安定器電路的複雜度。

5、低頻方波驅動

由圖2-7(a)以及圖2-7(b)可比較出使用方波驅動和弦波驅動瞬時功率的差別。使用方波驅動在理想上可提供燈管一恆定的功率，因此消除了造成音頻共振根本的原因。理論上高頻方波是最理想的驅動方式，然而在實際電路實現上，方波的產生需要反流器將直流電轉成交流電，而反流器開關的控制，不論是全橋或是半橋反流器，皆需加入盲時(Dead Time)以避免上下臂功率開關短路，因此，在高頻切換下，此盲時在一切換週期所佔的比例將顯得特別大，而使得輸出功率呈現不連續的現象。因此使用低頻方波驅動可說是目前被認為較容易實現以及音頻共振消除效果最顯著的方法，也因此現今商業產品中，大多採用此種方法。一般來說，將頻率操作在100Hz到400Hz以達到相當不錯的效果。



(a) 弦波驅動



(b) 方波驅動

圖 2-7 瞬時功率與驅動電壓、電流之關係圖

2.3 複金屬燈電子安定器簡介

如前所述，複金屬燈啟動時，在電壓崩潰點後會呈現負增量電阻特性，因此需要一安定器限制其電流；除此之外，點燈時的高壓、輝光放電後電弧的產生與維持，以及穩態後的定功率控制，還有各種保護的機制，皆需要透過電子安定器來達成。

2.3.1 電路架構

電子安定器的架構，通常須包含功率調節電路、點火電路、直流-交流轉換器、控制電路，以及依據應用場合的不同，有些電子安定器會在功率調節電路前加入功率因素校正器。功率調節電路，用來作功率調整、電壓、電流的控制。點火電路，負責產生啟動高壓。直流-交流轉換器，用來產生低頻方波。而所有指令，就由控制電路下達。

以下將電子安定器依採用市電或電池作為電源分類，分別介紹其電路架構：

1、以市電作為電源之電子式安定器電路架構

當電源為市電時，首先將交流電透過升壓型功率因素校正器(Boost Power Factor Corrector)轉為直流電，其輸出直流電壓為 380 至 400V 的高壓，再透過降壓型轉換器(Buck Converter)，將電壓降至適合燈管操作的電壓，如圖 2-8 所示[11]。由於功因校正器已是成熟的技術，而以降壓型轉換器作為電壓、電流及功率調節控制則有控制容易的優點，因此雖然為三級架構，市場上許多產品仍然以此架構來做設計。此類架構，可應用在一般照明以及投影機光源之電子安定器。因此本論文仍然沿用此架構。

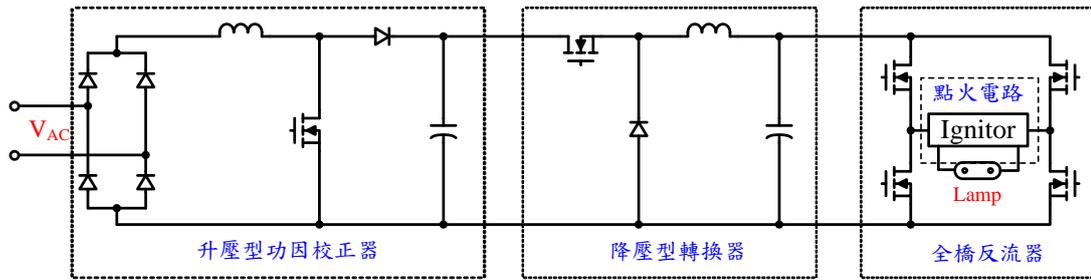


圖 2-8 以市電作為電源的三級式電子安定器架構圖

現有許多文獻[12][13]，探討了將三級架構簡化的電路，如圖 2-9 所示，將降壓型轉換器，整合到全橋反流器中，使第二級同時肩負降壓以及反流的功能。雖然將三級架構簡化成兩級，可以省下許多零件的使用，但相對地，在控制複雜度上就必須付出較高的代價。而由於控制複雜度增加，往往使得產品的操作就比較容易不穩定。

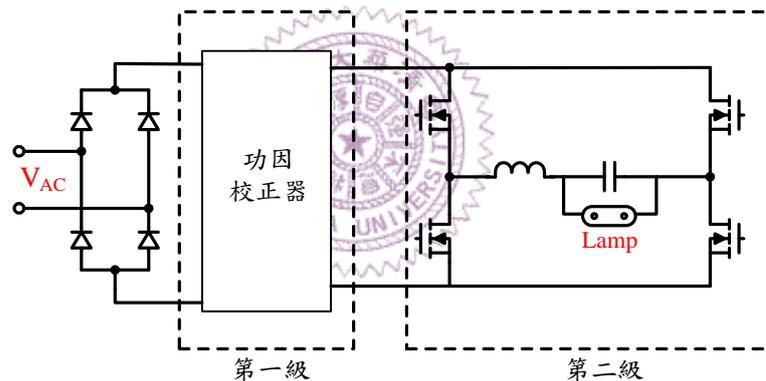


圖 2-9 以市電作為電源的兩級式電子安定器架構圖

2、以電池作為電源之電子式安定器電路架構

當電源為直流低電壓的電池時，則在反流器之前需要一升壓轉換器。以反馳式轉換器(Flyback Converter)為例，是將低壓直流電升壓至適合燈管操作電壓，如圖 2-10 所示[5]，此類架構亦可應用在其他照明用安定器以及汽車頭燈之電子安定器。

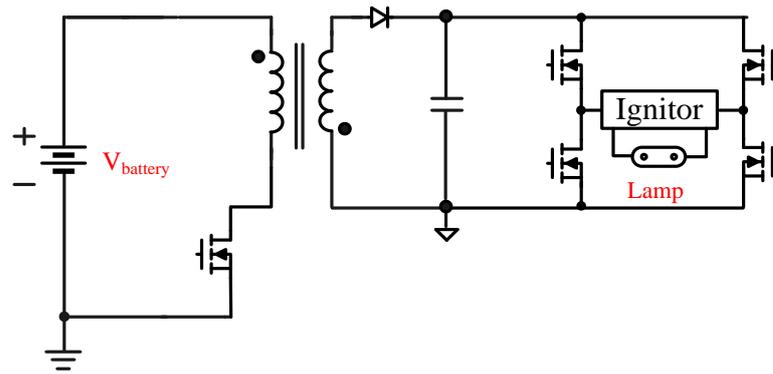


圖 2-10 以電池作為電源的複金屬燈電子安定器架構圖

2.3.2 穩態定功率控制策略

由前述介紹可知，燈管在穩態操作時將安定器功率級作定功率控制，是設計複金屬燈電子安定器的重要目標之一，本小節以圖 2-8 架構及方波驅動為例，探討幾種定功率控制的策略。圖 2-8 架構中，燈管電壓大小就是降壓型轉換器(Buck Converter)的輸出電壓，燈管電流大小就是其輸出電流。因此，定功率控制甚易由其中降壓型轉換器的輸出功率來加以控制。以下將簡述現有文獻所提幾種方法，以為參考。

1、用類比乘法器實現定功率控制法[11]

最直接的定功率控制法，如圖 2-11 所示，是將回授的輸出電壓與電流信號透過類比乘法器相乘，利用此乘積與參考功率比較，再透過波寬調變調整開關導通週期，來達到定功率控制的效果。由於此方法是直接控制功率，因此理論上會有精確的效果。然而高單價的類比乘法器，在整個電子安定器中，只能扮演乘法器的功能，此種定功率控制法並不符合實際需求。

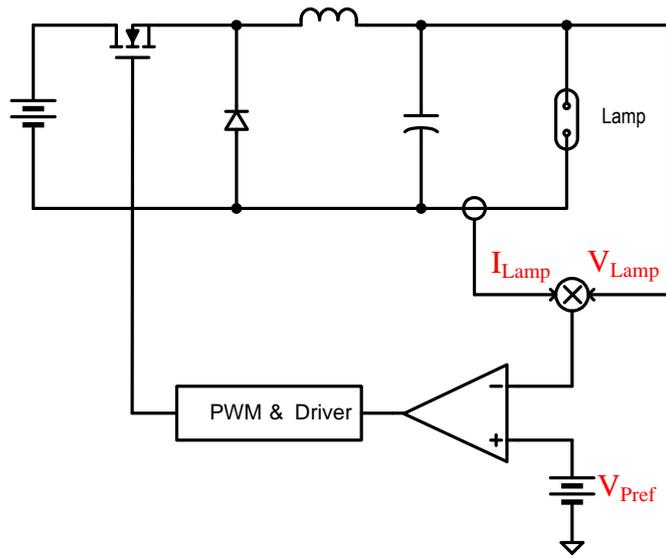


圖 2-11 以類比乘法器實現定功率控制示意圖

2、線性近似法(Linear Approximation)[14]

既然乘法器價格高，不適合於一般應用(如照明)，文獻[14]中，其定功率控制法如圖 2-12 所示，係採用 $k_i \cdot I_{Lamp} + k_v \cdot V_{Lamp} = V_{Pref}$ 直線來近似 $k \cdot I_{Lamp} \cdot V_{Lamp} = V_{Pref}$ 的雙曲線，如圖 2-13 所示。這個方法可說是一個較經濟簡單的近似方法，因此目前仍有許多低階照明應用此種控制方法。

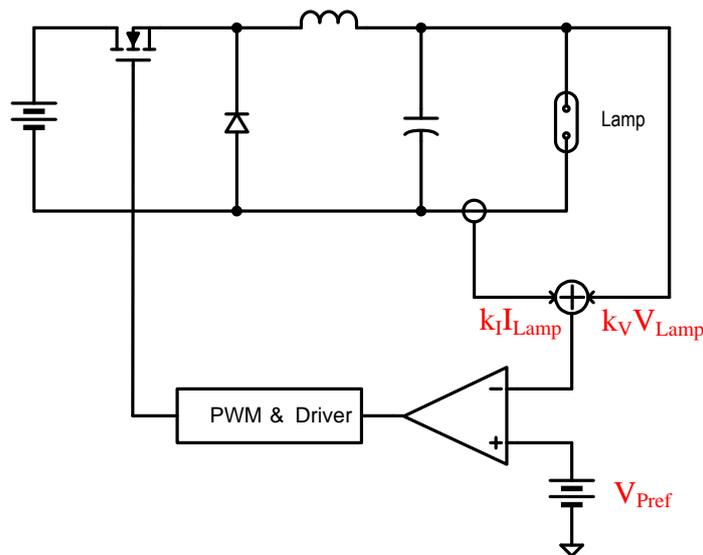


圖 2-12 以線性近似法實現定功率控制示意圖

圖 2-13 所示是以一個 70W 的複金屬燈為例，假設新燈的操作電壓約為 80V，在定功率的條件下，電流為 0.875A，在此操作點取雙曲線的切線，以此直線作為控制的準則。

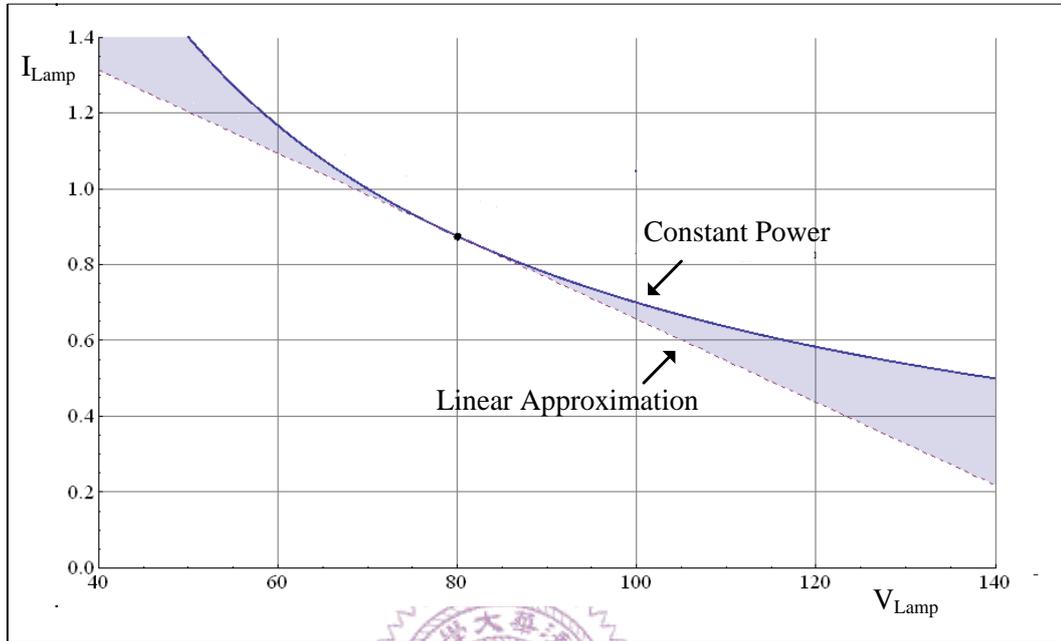


圖 2-13 直線近似定功率控制法電壓電流關係圖

觀察圖 2-13 可發現，隨著電壓偏移設計點，所對應的電流會越來越遠離定功率的雙曲線。為進一步了解線性近似定功率法之誤差情形，茲以圖 2-13 為例，估算其量化結果。

首先，燈管如以定功率控制，其功率方程式為：

$$I_{Lamp} \cdot V_{Lamp} = P_{Lamp} \quad (2-1)$$

因為方程式(2-1)在 V-I 平面上是代表一條雙曲線。線上每一點的斜率可由下式求得：

$$m = \frac{dI_{Lamp}}{dV_{Lamp}} = -P_{Lamp} \cdot V_{Lamp}^{-2} = -\frac{I_{Lamp}}{V_{Lamp}} \quad (2-2)$$

因此在額定工作點的斜率為：

$$m = \frac{dI_{Lamp}}{dV_{Lamp}} = -\frac{I_{Lamp, rated}}{V_{Lamp, rated}} = -\frac{0.875}{80} = -\frac{7}{640} \quad (2-3)$$

所以這條直線的方程式可以寫成：

$$(I_{Lamp} - 0.875) = -\frac{7}{640} \cdot (V_{Lamp} - 80) \quad (2-4)$$

由方程式(2-4)及燈管功率定義可求出此直線近似功率控制法之燈管功率與燈管電壓之關係式如下：

$$\begin{aligned} P_{Lamp} &= m \cdot V_{Lamp}^2 + (I_{Lamp, rated} - m \cdot V_{Lamp, rated}) \cdot V_{Lamp} \quad (2-5) \\ &= -\frac{7}{640} V_{Lamp}^2 + (0.875 + \frac{7}{640} \cdot 80) \cdot V_{Lamp} \\ &= -\frac{7}{640} V_{Lamp}^2 + 1.75 V_{Lamp} \end{aligned}$$

上式代表一拋物曲線且通過額定功率點，將其繪圖於圖 2-14。而燈管功率與定功率 70W 的誤差為：

$$\Delta P = P_{Lamp, rated} - P(V_{Lamp}, I_{Lamp}) \quad (2-6)$$

$$\Delta P = 70 + \frac{7}{640} \cdot V_{Lamp}^2 - 1.75 \cdot V_{Lamp}$$

由圖 2-14 中可知，隨著偏移額定功率點，功率的誤差也越來越大，尤其在低電壓與高電壓時的誤差將非常顯著。

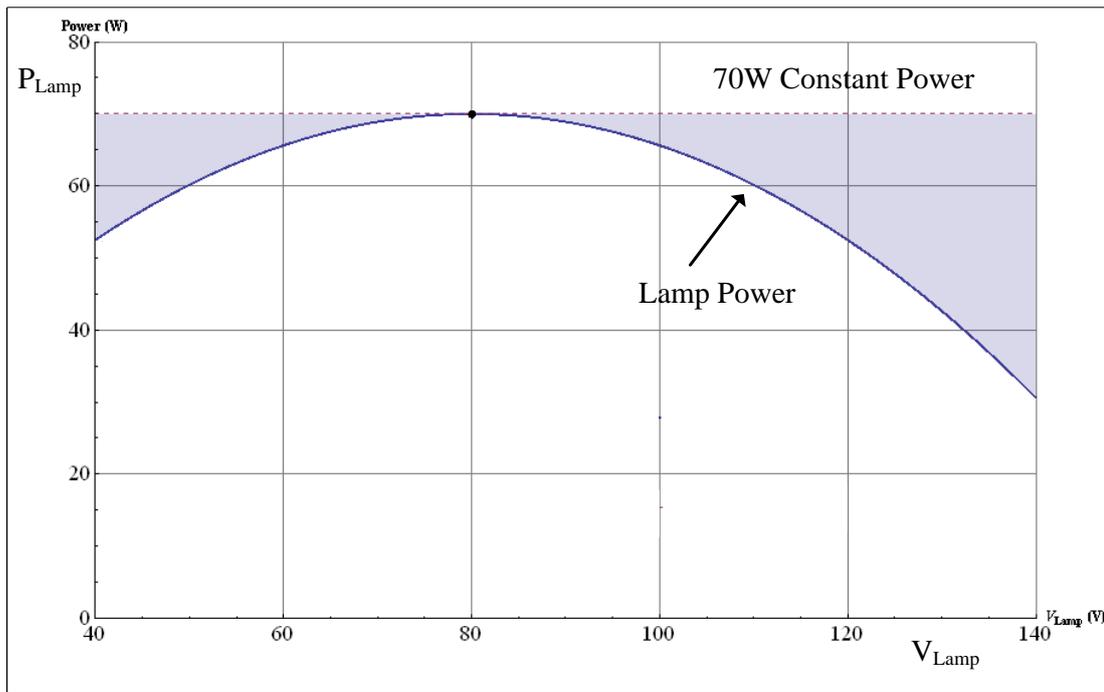


圖 2-14 直線近似法功率曲線圖

利用方程式(2-6)，取 40V 到 140V，共十一個不同燈管電壓時之量化誤差值，整理如表二所示。

表二 直線近似法功率與額定功率 70W 誤差值

燈管電壓(V)	40	50	60	70	80	90	100	110	120	130	140
功率誤差(W)	18	10	4.4	1.1	0	1.1	4.4	10	18	27	39

從上表可以看出越是遠離額定電壓，其功率誤差越大。特別在燈老化時，會因為輸出功率太低而影響燈管的運作。所以這個方式雖然簡單，但是如果使用在要求較精確定功率控制的應用像投影機，可能就不適合了。雖然，我們可以藉由直線的選擇，稍微改善某些範圍的誤差，但是無法改善所有的工作點，特別是在一個寬工作電壓範圍的應用。

3、片段直線近似法(Piecewise Linear Approximation) [14]

用直線近似法來近似定功率的雙曲線，顧了前段，後段的功率差額

就大。反之，讓後段的誤差小則前段的功率差額就大，無法兼顧到所有的操作範圍。如果用兩段直線來近似，效果當然可以改善。假設將 70W 的燈操作範圍訂在 60V 至 140V。若在 80V 時，在定功率雙曲線上取一切線，同時另外在 100V 時，在雙曲線上再取另一切線，形成一片段直線近似定功率控制法，如圖 2-15 所示。

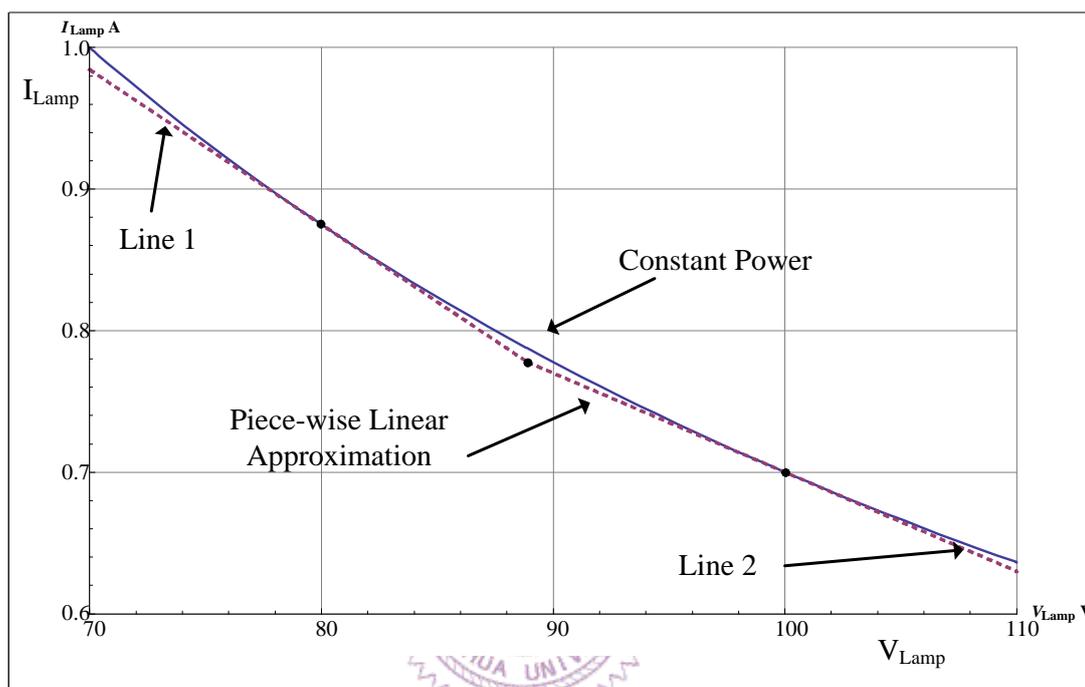


圖 2-15 片段直線近似定功率控制法電壓電流關係圖

讓新燈(較低燈管電壓)跟隨直線一，當燈管電壓高於某一設定值時，跟隨著直線二。如此一來，功率誤差將可以更有效的降低，使燈管操作的範圍更廣。

茲以前述數值量化例子為例，則直線一方程式為：

$$(I_{Lamp} - 0.875) = -\frac{7}{640} \cdot (V_{Lamp} - 80) \quad (2-7)$$

直線二方程式為：

$$(I_{Lamp} - 0.7) = -\frac{7}{1000} \cdot (V_{Lamp} - 100) \quad (2-8)$$

二直線之交點為 88.89V，當燈管電壓小於 88.89V 時，以直線一作為控制準則，當燈管電壓大於 88.89V 時，則改由直線二控制。因此以片段直線近似法作定功率控制，燈管功率與額定功率 70W 之曲線圖如圖 2-16 所示。而表二為取 40V 到 140V，共十一個不同燈管電壓時之量化誤差值。

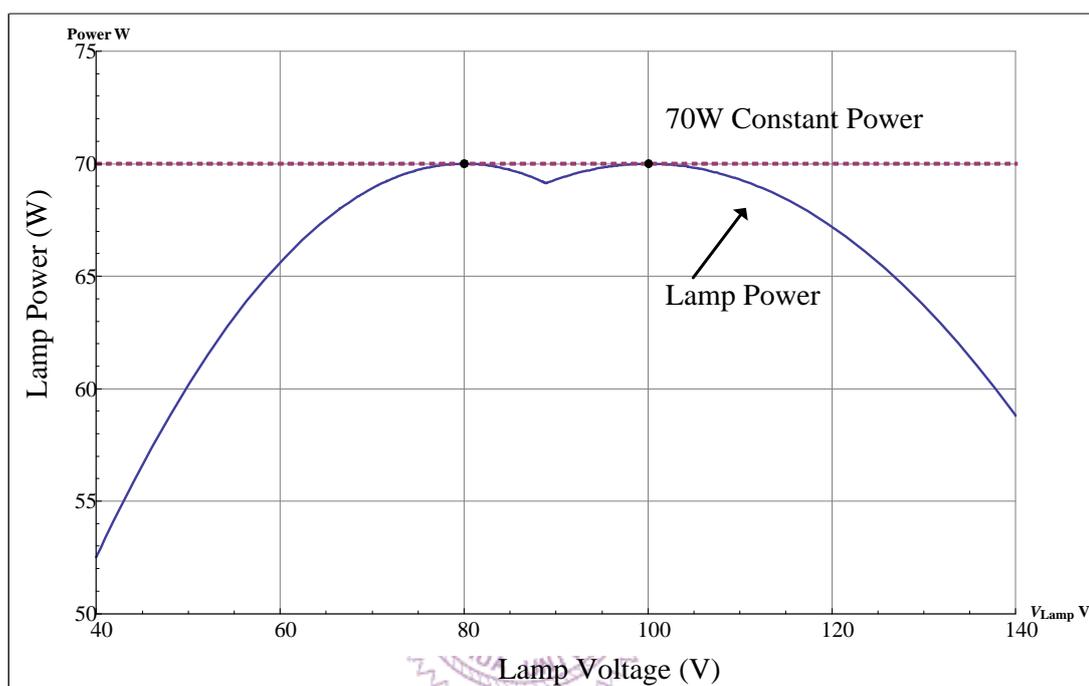


圖 2-16 片段直線近似法功率曲線圖

表三 片段直線近似法功率與額定功率 70W 誤差值

燈管電壓(V)	40	50	60	70	80	90	100	110	120	130	140
功率誤差(W)	18	10	4.4	1.1	0	0.7	0	0.7	2.8	6.3	11.2

從圖表中可看出，在本例子此方法明顯改善了高壓時的誤差值。這樣的控制法則雖然比一條直線式的效果好許多，但是在電路實現時會較為複雜。此外，實作上，以類比電路實現 If-then-else 的功能，並不是很精確可靠。另外，透過越多條直線的近似，自然可以達到更精確的控制，但是在電路實現上，將會更為複雜。

4、使用數位信號處理器直接計算之定功率控制法[15]

如前述，使用類比乘法器，可以達到精確的控制效果，將類比乘法器以具有乘法功能的數位控制晶片取代，亦可達到相同的目的。除此之外，數位控制晶片也可輕易地針對點燈過程各階段不同的需求，同時作合適的控制，使燈具更為穩定，提供各種保護，使操作更加的安全。

隨著單晶片技術的不斷進步，適合使用在切換式電源供應器的數位控制晶片也相繼推出，雖然相較於類比控制方式，數位控制器仍然需較高的成本，但是由於數位控制所帶來的彈性設計方式，以及所附加的功能價值，如保護機制、偵錯判斷、數學運算、與系統溝通的便利等，都將大大地減低外部電路的複雜性與增強電路本體的靈活度、可靠性。因此，針對高精確度、高複雜度以及高單價產品的應用，在未來，全數位化控制將是一種趨勢。數位控制晶片包含較低階的微控制單元(MCU)、中高階的數位信號控制器(DSC)，以及高階的數位信號處理器(DSP)，由於純 MCU 架構不易勝任部份控制運算，如以高階的 DSP 直接取代，將提高不少成本。因此有人提出將 MCU 與 DSP 折衷的執行架構，如此便有了 DSC 的問世。由於 DSC 成本較 DSP 低，使得數位電源可以逐漸在電力電子領域中發展起來。

第三章 全數位式電子安定器系統之剖析

3.1 前言

本論文電子安定器架構採用三級式架構，如圖3-1所示。第一級功因校正器不在本文討論範圍，在往後章節將以一直流電源來表示功因校正器所提供穩定的直流輸出。降壓型轉換器功率調節電路在燈管點亮且進入穩態後，提供其固定的操作功率，以延長燈管使用壽命。全橋反流器產生正負方波電壓，在啟動點火時，提供高頻(85KHz~75KHz)方波予點火電路以產生高電壓，在燈管點亮進入穩態時，則提供低頻方波電壓(150Hz)予燈管，以避免音頻共振的產生。

本文將針對降壓型功率調節電路、全橋反流器以及啟動點火電路作全數位化的整合控制。點燈流程包含啟動點火模式、暖燈模式，以及穩態定功率模式；各模式各自配合適合的保護功能，如過電壓保護、低電壓保護、過電流保護、低電流保護、過溫度保護；另外，當點燈失敗時，系統須能作出判斷，將系統停止運作。最後，針對燈管老化的問題，亦須設定保護的機制，俾當燈管老化超過極限時，能停止安定器的運作。

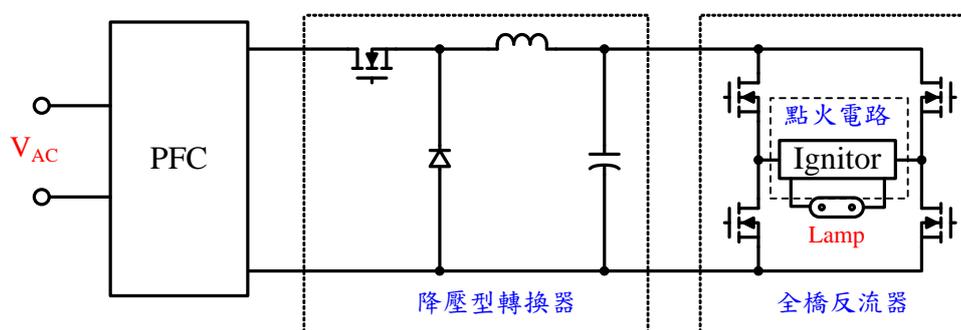


圖 3-1 三級式電子安定器架構圖

3.2 系統硬體簡介

3.2.1 電子安定器系統架構簡介

本文所探討之電子安定器系統方塊圖如圖3-2所示。本小節將介紹其電路架構的組成，除了降壓型轉換器、全橋反流器以及點火電路外，還需搭配信號回授電路，提供控制中樞需要的回授資訊；控制中樞處理完資訊後，輸出控制訊號給受控制的降壓型轉換器和全橋反流器，進而完成完整的點燈時序。圖3-2最右側則為整個系統所驅動的負載，複金屬燈。

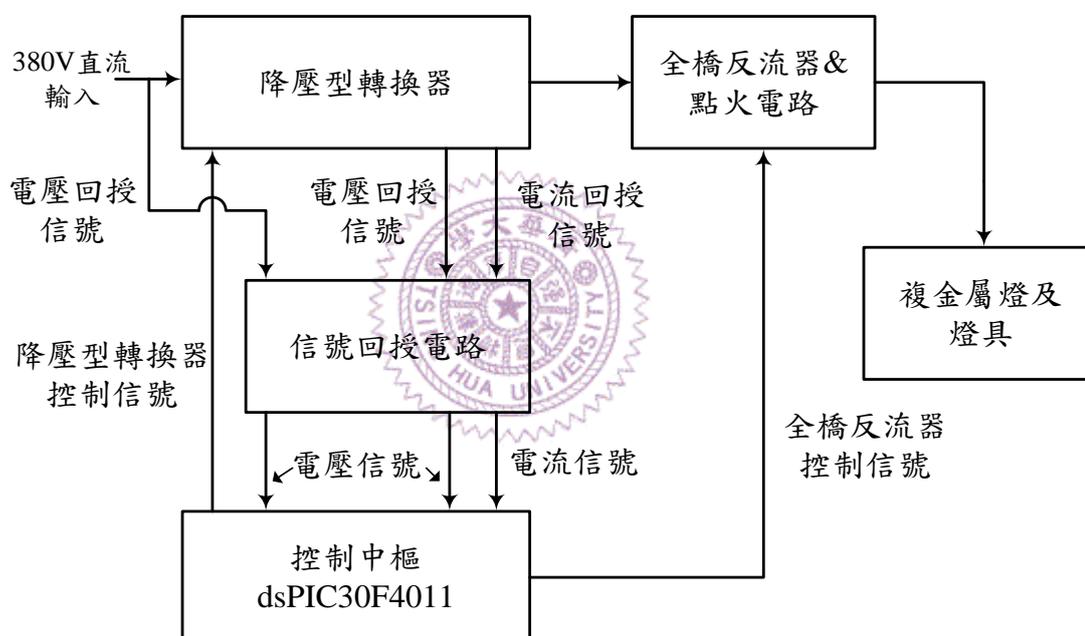


圖 3-2 電子式安定器系統架構方塊圖

各方塊功能簡單介紹如下。

1、複金屬燈

首先，介紹所要驅動的燈具負載。本文負載採用 OSRAM HQI-E 70W/NDL 的複金屬燈，其額定功率為 70W，新燈操作電壓約為 80V，操作電流 0.875A，因此新燈之穩態等效電阻約為 91.43Ω 。然而考慮燈

管製造時的產品差異性以及燈管老化後等效電阻的增大，將燈管操作電壓定訂為 70V 至 140V，如此可涵蓋從新燈到燈管使用到極限的操作範圍，而相對應的燈管電流為 1A 至 0.5A，因此等效電阻為 70Ω 至 280Ω 。

2、降壓型轉換器

降壓型轉換器受控制中樞控制，用以調節系統之電壓、電流，與功率大小。在啟動時，降壓型轉換器係採定電壓控制，輸出一開迴路高電壓予全橋反流器，再透過啟動點火電路產生足夠高的點火電壓。當燈管操作進入輝光轉弧光區，降壓型轉換器則改採定電流控制，以提供一大於額定電流的電流給燈管，用以產生和維持電弧，並加速燈管進入穩態。當燈管逐漸進入穩態時，降壓型轉換器則改採定功率控制。

3、全橋反流器

全橋反流器承接降壓型轉換器的輸出直流電壓，將其轉換為正負方波。採用正負方波的優點是可防止燈管操作時，造成單一邊電極的加速耗損；此外，穩態時改採低頻方波驅動，則可解決音頻共振的問題。

4、啟動點火電路

啟動點火電路在燈管要啟動時，必須產生高達數 KV 的電壓，使燈管產生氣體放電，達到電壓崩潰的目的。當在進入穩態後，啟動點火電路就停止運作，並且不影響穩態燈管的操作。

5、信號回授電路

信號回授電路須處理降壓型轉換器的輸入電壓、輸出電壓、電感電流等，將其轉換成合適的數量值，並送入控制中樞數位信號處理器做運算。以電壓信號而言，回授的電壓通常必須經過分壓網路，降壓成數位信號控制器適合處理的電壓等級，而在送進控制器前，還會使用

緩衝器與濾波電路，以避免負載效應與雜訊，影響數位控制器的運作。而對於電流信號而言，使用純電阻將回授電流轉換成電壓型式，是偵測電流最簡單以及便宜的方法，考慮電流流經電阻所造成的能量損失，所使用的偵測電阻阻值通常很小。因此轉換出來的電壓值也很小，為利於控制器的判斷，須將此訊號經由放大電路放大。同樣地也須經由緩衝器和濾波電路後，再送入數位信號控制器。

6、控制中樞

本文採用單一數位控制晶片，即 dsPIC30F4011，作為控制的核心。dsPIC30F4011 數位信號控制器具備功能齊全的周邊模組，因此控制電路中將不需要其他的控制 IC。以軟體取代原先硬體控制電路，可大幅降低零件數目與電路複雜度，同時提高系統可靠度，使系統運作更加穩定。在本系統中，數位信號控制器必須控制完整點燈的時序，提供必要的指令動作給降壓型轉換器和全橋反流器，同時，判斷回授信號是否符合安全設定，以提供系統適當的保護機制。

3.2.2 降壓型轉換器功率調節電路

降壓型轉換器負責提供啟動點火時的開迴路高電壓、點燈過程暫態時的定電流輸出，以及進入穩態時的定功率控制。降壓型轉換器電路如圖3-3所示，將其操作在連續導通模式(CCM)下，電感電流不會降為零，可分為兩個工作模式，模式一如圖3-3(a)所示而模式二則如圖3-3(b)所示。

模式一 ($0 \leq t \leq DT_s$)

當功率開關 Q 導通時，電源對電感器 L 、電容器 C 充電，同時直接提供負載能量，此期間電感電流線性上升。電感上兩端之電壓為：

$$V_L = V_I - V_O \quad (3-1)$$

流經電感之電流為：

$$\begin{aligned} i_L(t) &= i_L(0) + \frac{1}{L} \int_0^t V_L(t) dt \\ &= i_L(0) + \frac{1}{L} (V_I - V_O) t \end{aligned} \quad (3-2)$$

在 $t = DT_s$ ，其中 D 為導通責任週期，由(3-2)式，電感電流為

$$i_L(DT_s) = i_L(0) + \frac{1}{L} (V_I - V_O) DT_s \quad (3-3)$$

模式二 ($DT_s \leq t \leq T_s$)

當功率開關 Q 截止時，電感上電壓極性反轉，二極體 D 導通，此期間，電感器與電容器提供能量給負載，電感電流線性下降至初始值。電感上兩端之電壓為：

$$V_L = -V_O \quad (3-4)$$

流經電感之電流為：

$$\begin{aligned} i_L(t) &= i_L(DT_s) + \frac{1}{L} \int_{DT_s}^t V_L(t) dt \\ &= i_L(DT_s) + \frac{1}{L} (-V_O)(t - DT_s) \end{aligned} \quad (3-5)$$

因此在 $t = T_s$ 時，(3-5)式可改寫為

$$i_L(T_s) = i_L(DT_s) + \frac{1}{L} (-V_O)(1 - D)T_s \quad (3-6)$$

轉換器在穩態時，一週期內電感上升電流等於下降電流，因此

$i_L(0) = i_L(T_s)$ 。將(3-3)式帶入(3-6)式得：

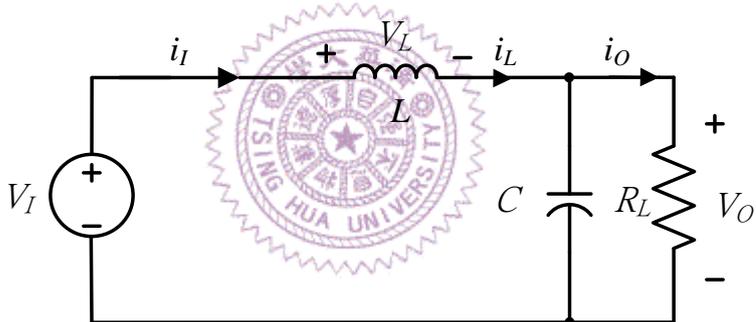
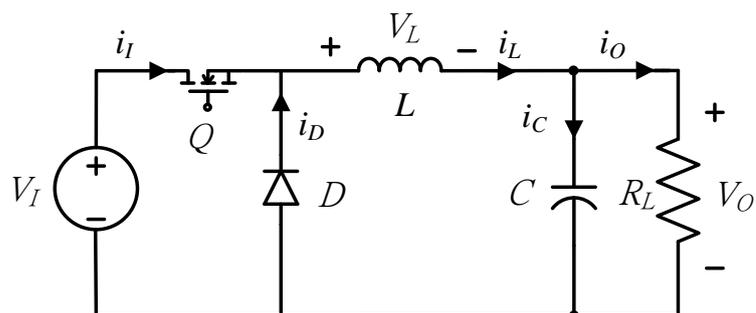
$$i_L(T_s) = i_L(0) + \frac{1}{L} (V_I - V_O) DT_s + \frac{1}{L} (-V_O)(1 - D)T_s \quad (3-7)$$

因此可得：

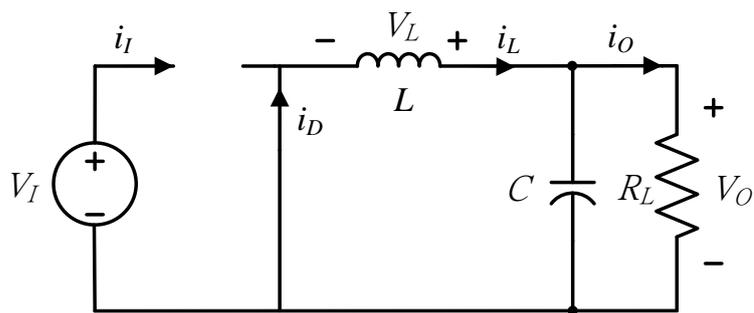
$$(V_I - V_o)DT_s = V_o(1-D)T_s \quad (3-8)$$

此即功率開關導通與截止期間，電感器達到伏特秒平衡(Voltage-Second Balance)，可推導出輸出電壓與輸入電壓之關係式為：

$$\frac{V_o}{V_I} = D = \frac{I_L}{I_o} \quad (3-9)$$



(a)



(b)

圖 3-3 降壓型轉換器基本電路圖

(a)功率開關 Q 導通時之等效電路 (b)功率開關 Q 截止時之等效電路

欲使轉換器操作在連續導通模式下，就是當功率開關截止期間結束時，流經電感的電流仍然大於零，由圖 3-4 電感電流波形可觀察出，當負載電流 $I_o > \frac{1}{2}\Delta I_L$ 時，在功率開關截止期間結束時，電感電流會大於零，而 $\Delta I_L = \Delta I_L^+ = \frac{V_I - V_o}{L} DT = \Delta I_L^- = \frac{V_o}{L}(1-D)T_s$ ，因此操作在連續導通模式，其條件為：

$$I_o > \frac{V_o}{2L}(1-D)T_s \quad (3-10)$$

或是電感值大於臨界電感值：

$$L > L_B \triangleq \frac{V_o}{2I_{OB}}(1-D)T_s = \frac{V_I D}{2I_{OB}}(1-D)T_s \quad (3-11)$$

其中 I_{OB} 為臨界輸出電流；在設計時，選取負載最輕載時之電流大小作為臨界輸出電流。

電容器 C 除提供負載能量外，還可以適當地降低電壓漣波的大小。由圖 3-4(b) 可知，輸出電壓峯對峯值的電壓漣波為：

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta I_L}{2} \cdot \frac{T_s}{2} = \frac{\Delta I_L \cdot T_s}{8C} \quad (3-12)$$

其中， $\Delta I_L = \frac{V_o}{L}(1-D)T_s$ ，代入(3-12)式，

$$\Delta V_o = \frac{T_s^2 V_o}{8CL}(1-D) \Rightarrow \frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{T_s^2}{8CL}(1-D) \quad (3-13)$$

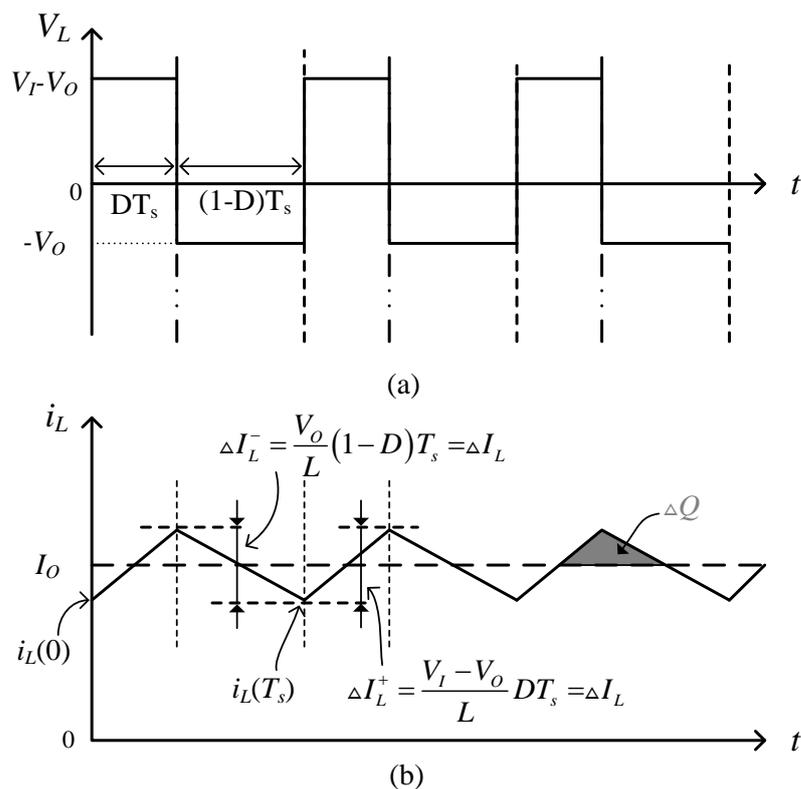


圖 3-4 降壓型轉換器連續導通模式(a)電感跨壓(b)電感電流波形圖

在介紹完降壓型轉換器基本原理與電感器和電容器的設計依據後，接下來將探討降壓型轉換器之定功率控制機制。降壓型轉換器以往作為電源供應器可提供定電壓輸出，回授電路回授電壓信號，經過誤差放大器，再透過比較器與鋸齒波比較，切出相對應的脈波寬度調(PWM)變信號，來達到穩定的電壓輸出。同樣的原理，將輸出電壓與電流相乘，取得一個回授量，回授量與參考功率比較大小，經誤差放大器後，再透過比較器直接產生所需要導通責任週期的 PWM 信號，同樣也可以輸出穩定且精準的功率。

下圖 3-5 為降壓型轉換器設計在定功率控制下的 PSpice 模擬電路圖，軟體分析設定採 DC Sweep 模式，掃描負載電阻 R 之值，從 70Ω 至 280Ω，所得電壓、電流以及功率曲線圖如圖 3-6 所示。

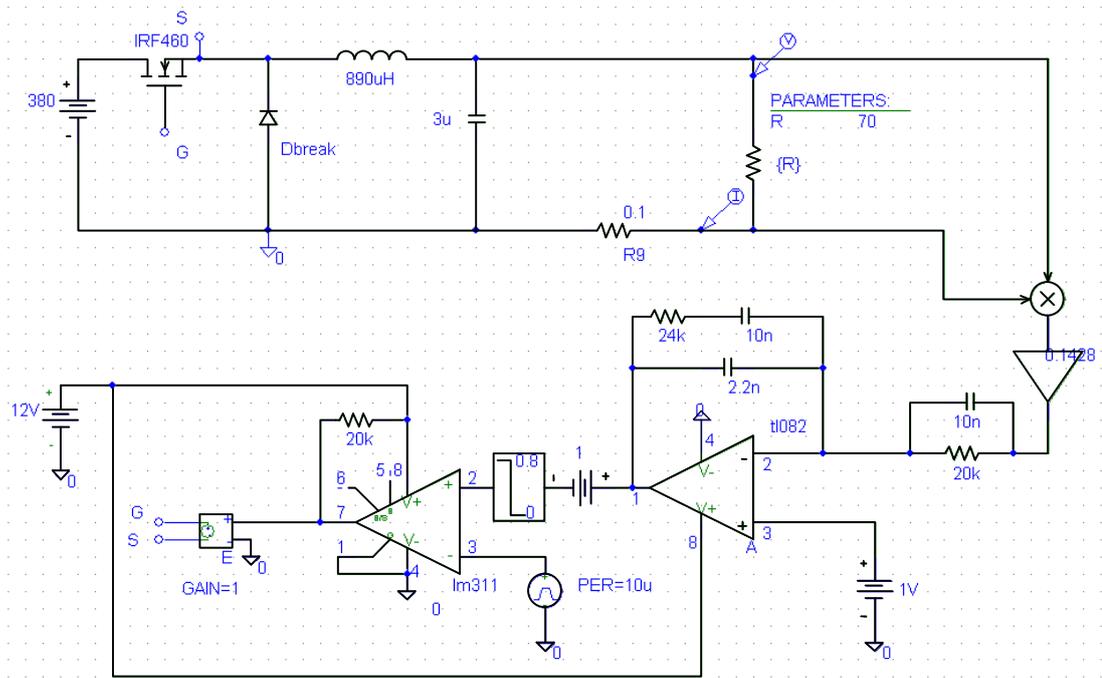


圖 3-5 降壓型轉換器定功率控制模擬電路圖

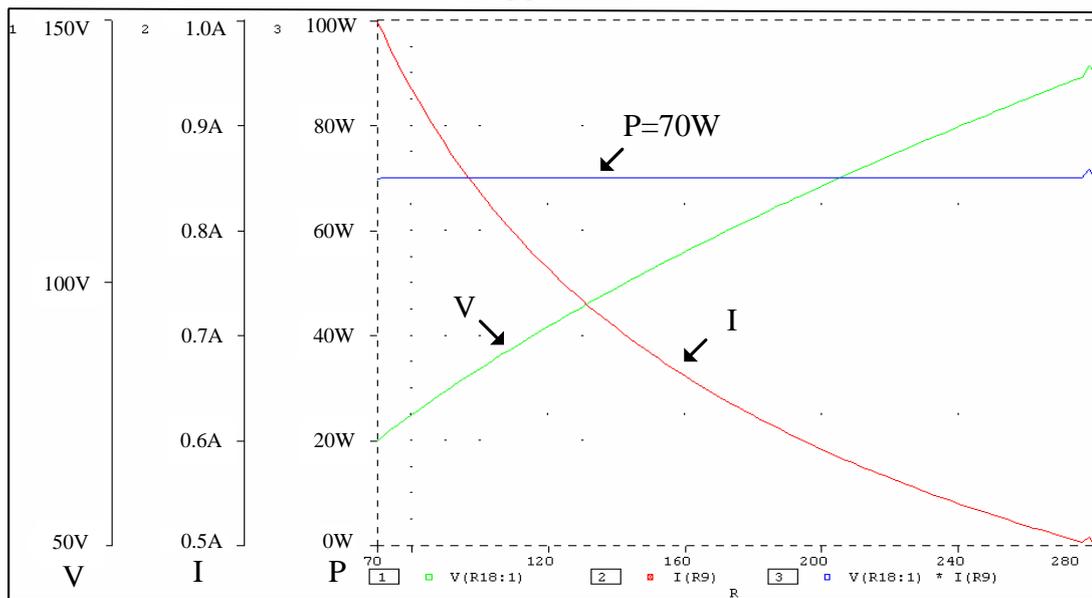


圖 3-6 模擬降壓型轉換器定功率控制下，負載變動，其輸出電壓、電流、功率波形圖

最後，由(3-9)式 $\frac{V_o}{V_i} = D$ ，以及 $P_o = \frac{V_o^2}{R} \Rightarrow V_o = \sqrt{P_o \times R}$ 可得負載電阻大小與導通週期責任比的關係如下：

小與導通週期責任比的關係如下：

$$\frac{V_o}{V_i} = D \Rightarrow \frac{\sqrt{P_o \times R}}{V_i} = \frac{\sqrt{70 \times R}}{380} = D \quad (3-14)$$

將(3-14)式之導通責任週期對負載電阻之關係繪圖於圖 3-7 所示，可知導通週期責任比與負載電阻大小呈非線性的關係。因此利用回授電壓與電流信號直接作定功率控制，在燈管老化阻抗變化的過程，可直接計算出對應的責任週期大小，來達到定功率控制的目的。

為了達到好的定功率效果，本文採用數位控制處理器擷取功率調節電路輸出端的電壓及電流作為回授信號，經由數位控制處理器的乘法運算，取得功率信號，直接對功率進行調節控制達到精確的定功率的控制目標。數位式功率控制器可容忍一定範圍的輸入直流電壓變動以及針對燈管老化所造成的等效電阻改變，皆能達到良好的定功率控制。

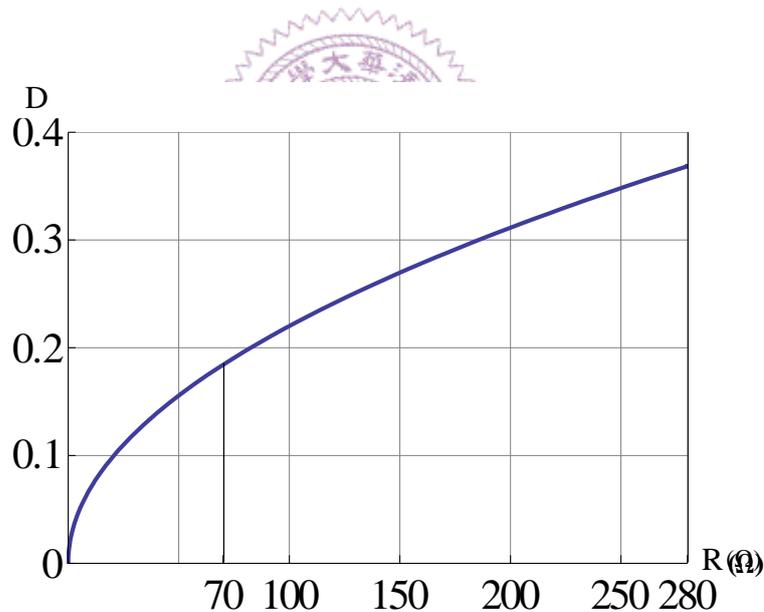


圖 3-7 定功率下，降壓型轉換器導通責任週期對負載電阻之曲線圖

3.2.3 全橋反流器

利用反流器將降壓型轉換器提供的直流電壓轉換成交流的方波，方波在本文所提安定器中提供兩個功能，第一，高頻方波，提供點火電

路產生高啟動電壓；第二，低頻方波，提供燈管穩態後的驅動電壓，以避免音頻共振問題的產生。此外，使用交流方式驅動可以避免單一邊電極過度損耗，以延長使用壽命。

常見的反流器有全橋反流器和半橋反流器如圖 3-8 所示。在相同的功率條件下，全橋反流器每個功率開關所承受的電流為半橋反流器的一半，同時，全橋反流器的輸出電壓為半橋反流器的兩倍，由於啟動時需要透過點火電路產生高電壓，半橋式反流器的輸出電壓將較不利於點火高壓的產生。還有一個半橋反流器不適合的原因是，半橋的架構是在兩個開關旁放兩個電容，在低頻切換時，為降低輸出電壓的漣波，電容的容值將過大，而不符合實際應用。例如如果希望漣波為 2V，在低頻 150Hz 下操作，電流大小為 0.875A 時，需要的電容值將高達 1.45 mF。綜合以上敘述，雖然半橋式反流器可以節省兩個功率開關，在實際應用上仍然採用全橋式作為反流器的電路架構。

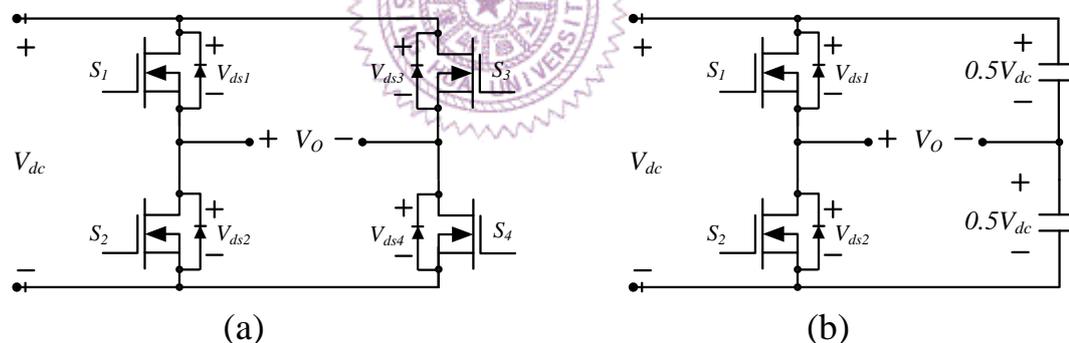


圖 3-8 (a)全橋反流器(b)半橋反流器

全橋反流器包含四顆功率開關，開關 S_1 與 S_4 由同一組訊號驅動，而開關 S_2 與 S_3 則由另外一組訊號驅動。兩組驅動信號互補，使上下臂開關交替導通與截止，責任週期約為 50%。為了防止上下臂開關同時導通形成短路燒毀電路，在互補的兩組驅動訊號換相之間留有一小段盲時 (Dead Time)。

加入盲時後，全橋反流器的動作可分為四個模式，如圖 3-9 所示。

模式一

當 S_1 與 S_4 導通時，電流就會從 V_{dc} 正端經 S_1 、複金屬燈、 S_4 至 V_{dc} 負端。此時 S_2 與 S_3 為截止狀態，反流器的輸出電壓為 V_{dc} 。

模式二

此期間即所加入的盲時(Dead Time)， $S_1 \sim S_4$ 皆為截止狀態，以避免上下開關同時導通產生短路電流，造成電路的損壞。

模式三

S_2 與 S_3 導通時，電流從 V_{dc} 正端經 S_3 、複金屬燈、 S_2 至 V_{dc} 負端。此時 S_1 與 S_4 為截止狀態，反流器的輸出電壓與模式一反相為 $-V_{dc}$ 。

模式四

同模式二，完畢後再接續模式一，周而復始。

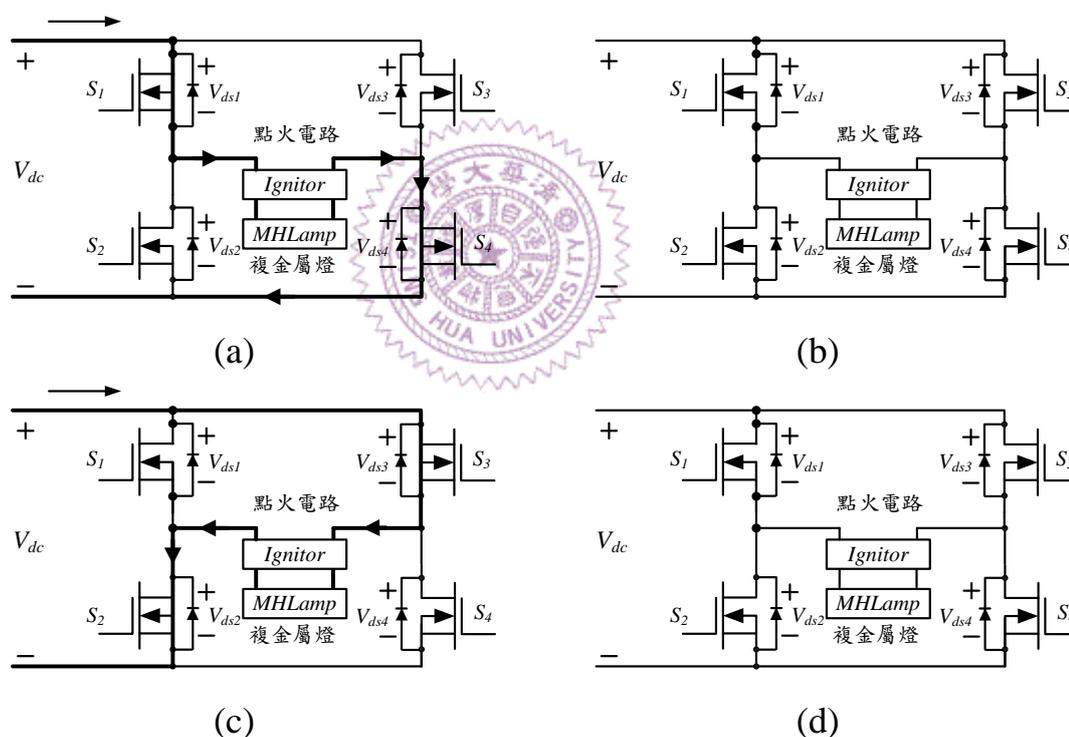


圖 3-9 全橋反流器工作模式(a)模式一(b)模式二(c)模式三(d)模式四

3.2.4 啟動點火電路

複金屬燈在啟動時需要高電壓來產生氣體放電達到電壓崩潰的目的，不同的廠牌、規格，以及啟動時燈管的狀況，如冷燈或熱燈，

所需的高壓也有所不同。在冷燈時，啟動的點火電壓只需要 1~3KV 的電壓，然而在熱燈時則可能需要高達數十 KV 的電壓，欲產生數十 KV 的高壓，在電路上需有額外的啟動裝置[16]。許多複金屬燈電子安定器之商業產品為了簡化電路複雜度與控制成本，針對熱燈之熱啟動問題，選擇利用已有的散熱系統，透過良好的熱流設計，來降低熱燈燈管的溫度，待燈管溫度降低至冷燈狀態後，再來進行燈管的啟動。本文採用諧振點燈的方式，來產生冷燈啟動時所需的高壓，相較於許多文獻所提點火電路架構[17][18][19]，此方法有著零件精簡的優點，配合數位控制器的使用，使得此方法的可靠度亦獲得大幅提升，因此諧振點燈在近年來電子安定器商業產品裡，逐漸獲得重視。

本文諧振電路採用串聯諧振並聯負載(SRPL)[20]的架構來產生點火高壓，在燈管尚未啟動時的等效電路可以圖 3-10 來表示。本文安定器架構中，降壓型轉換器提供直流電壓，經由全橋反流器轉換成交流方波。將方波電壓展開成傅利葉級數，可視為很多不同頻率的弦波電壓的線性組合，利用基本波近似法[16][20]來分析，輸出電壓對輸入電壓的增益可由(3-15)表示，取其絕對值如(3-16)式。

$$\frac{V_o(j\omega)}{V_s(j\omega)} = \frac{1}{(1 - L_r C_p \omega^2) + j \left(\frac{\omega L_r}{R_{lamp}} \right)} \quad (3-15)$$

$$\begin{aligned} \left| \frac{V_o(j\omega)}{V_s(j\omega)} \right| &= \frac{1}{\sqrt{(1 - L_r C_p \omega^2)^2 + \left(\frac{\omega L_r}{R_{lamp}} \right)^2}} \\ &= \frac{1}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega_s}{\omega_o} \right)^2 \right]^2 + \left(\frac{\omega_s}{\omega_o Q} \right)^2}} \end{aligned} \quad (3-16)$$

其中品質因素 $Q = R_{lamp} / \sqrt{L_r / C_p}$ ，諧振電路之諧振頻率為 $\omega_o = 1 / \sqrt{L_r C_p}$ 。

將(3-16)電壓增益對操作頻率之關係繪圖如圖3-11。由(3-16)式與圖3-11可觀察出，當操作頻率接近諧振頻率 ω_0 時，電壓增益可近似為：

$$\left. \frac{V_o(j\omega)}{V_s(j\omega)} \right|_{\omega \approx \omega_0} = Q \quad (3-17)$$

由於 Q 值正比於負載 R_{lamp} ，燈管未點亮時， R_{lamp} 極大，因此可以產生極高的增益來點亮燈管。

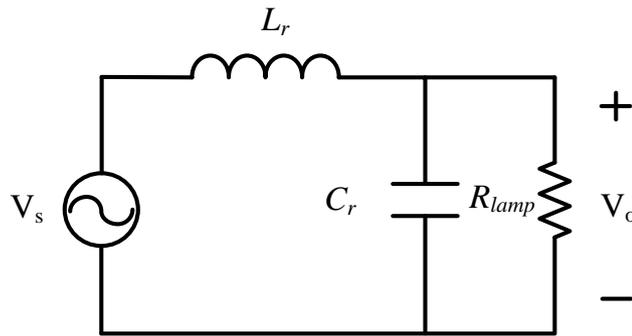


圖 3-10 串聯諧振並聯負載諧振網路

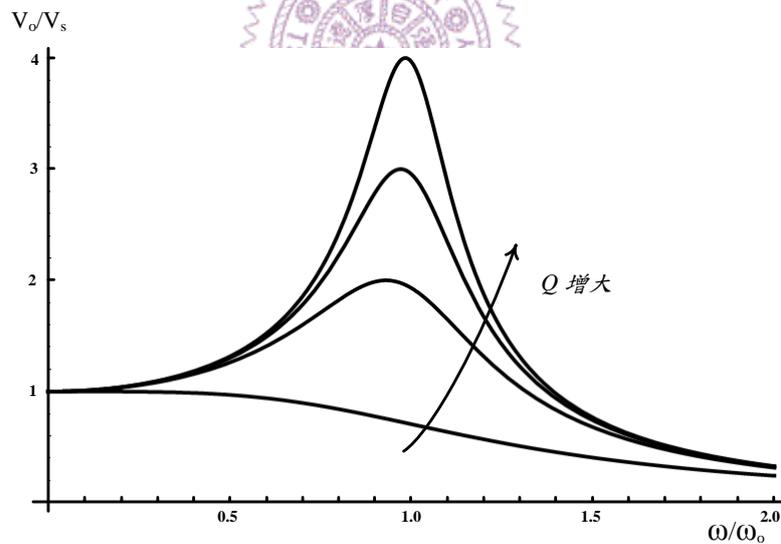


圖 3-11 串聯諧振並聯負載(SRPL)之電壓增益與操作頻率特性曲線圖

圖 3-12 為一對稱的正負方波，振幅為 A ，以傅利葉級數展開，由於此方波為一奇函數，因此傅利葉級數可表示如(3-18)式所示。

$$f(x) = \sum_{n=1}^{\infty} [b_n \sin(n\omega t)] = \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{2A}{n\pi} (1 - \cos n\pi) \times \sin(n\omega t) \right]$$

$$= \frac{4A}{\pi} \left[\sin(\omega t) + \frac{1}{3} \sin(3\omega t) + \frac{1}{5} \sin(5\omega t) + \dots \right] \quad (3-18)$$

其中， $b_n = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(x) \sin(n\omega t) dt \Rightarrow \frac{2A}{n\pi} (1 - \cos n\pi)$ 。

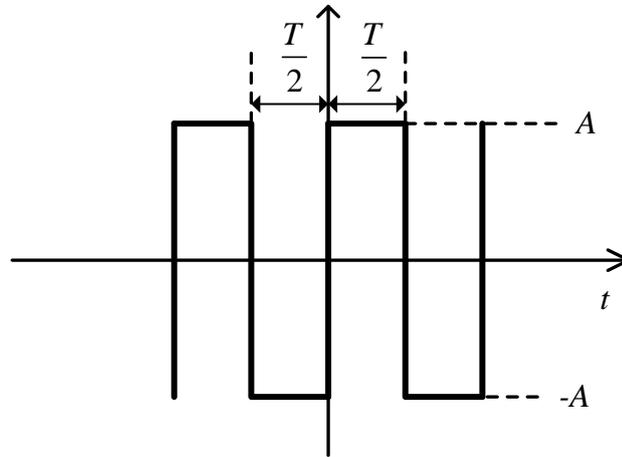


圖 3-12 交流方波波形圖

本文後續的設計方式，乃採用方波五倍頻之頻率作為諧振電路之自然頻率，來產生符合需求的高壓。同時將方波頻率操作在所設計諧振頻率點五分之一附近，作一個範圍的掃頻的動作，可避免電感器或是電容器本身可能存在之誤差值，造成設計諧振頻率點的漂移，以確保諧振電路能產生足夠的電壓增益。

諧振點燈的應用有一些優點如下。以諧振電路來產生點燈電壓，在元件的使用上，只需一組電感器與電容器，而不需要其他如倍壓電路、升壓變壓器、火花間隙放電器(Spark Gap)、高壓觸發二極體(SIDAC)等的使用，因此所需元件極少，可達到低成本的目的。由於諧振的特性可產生比較密集連續的驅動波形，有助於複金屬燈在啟動時，電壓崩潰後電弧的形成和維持，同時電壓崩潰瞬間，燈管電流驟升，電感器具有限流的功用。

啟動點火電路在完成點火任務後，全橋反流器改提供低頻的交流方

波，在低頻方波的操作下，諧振電路中的電感可視為短路，電容視為開路，點火電路也因此失去作用。然而由於電感器串聯燈具，因此電感上的線阻會產生額外的能量損失。

3.3 系統軟體流程簡介

3.3.1 點燈流程說明

複金屬燈從起動開始的電壓崩潰到最後弧光放電進入穩態操作，約需要數十秒的暫態過渡時間，也因為此過長的過渡時間，使得複金屬燈雖然具有良好的演色性(Color Rendering)和發光效率，仍不適合使用在需要快速啟動的場合。圖 3-13 為其由點燈暫態至穩態之電壓、電流以及功率曲線圖，圖中曲線比例並非實際大小。如第二章所提，點燈過程分為電壓崩潰、輝光放電、輝光轉弧光，以及弧光放電四個部份，依序如圖中 I、II、III、IV 四個部份所示。電壓崩潰是在達到高電壓的瞬間發生，在電壓崩潰後產生輝光放電，輝光放電的歷時極短，而輝光放電後即進入輝光轉弧光區，最後才進入弧光放電區；在進入弧光放電區時，燈管操作已逐漸進入穩定狀態，並可發出一定程度光通量的光線。整個啟動暫態，輝光轉弧光區佔據了大部分的時間，因此縮短此區過渡時間，將可有效地加速燈管啟動的速度。

文獻[2][3]探討了縮短輝光轉弧光區的方法，當燈管操作進入輝光轉弧光區時，安定器提供定電流予燈管，提供的定電流越大，輝光轉弧光區就可以有效地縮小[21][22]。然而如果燈管電流持續大於額定電流，燈管操作功率將可能大於額定功率，會對燈管造成傷害，因此在燈管功率到達額定值後，即採定功率控制。隨後電壓持續上升，電流亦開始下降。當輝光轉弧光區結束時，燈管電壓、電流變化趨緩，亦即進入弧光放電區，最終燈管電壓、電流將操作在穩態額定值。

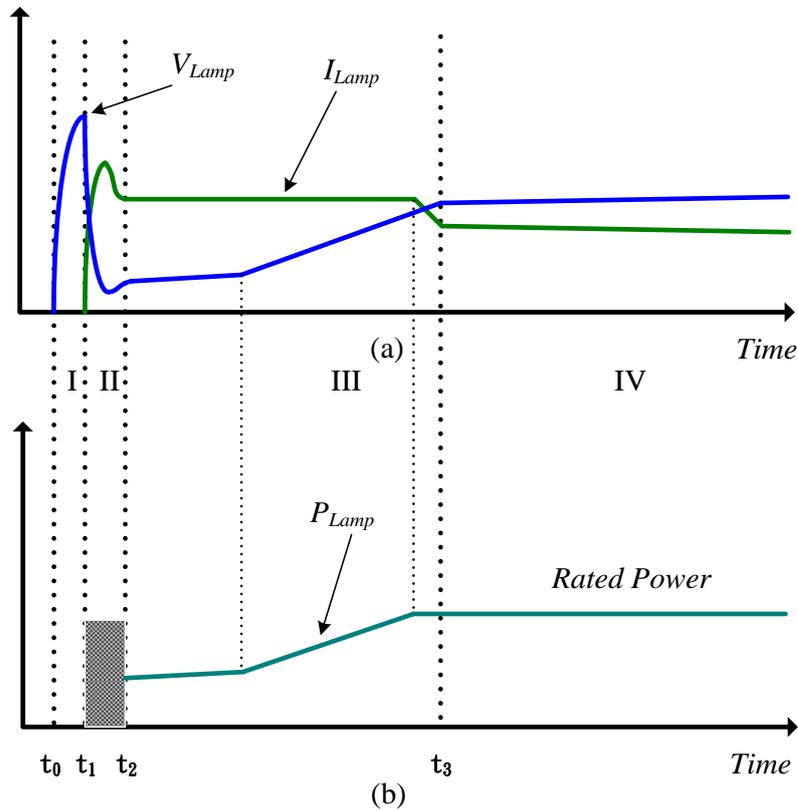


圖 3-13 複金屬燈由啟動暫態至穩態電氣特性圖

(a)電壓、電流特性圖 (b)功率特性圖

本文所研製之電子安定器點燈流程係在電壓崩潰、輝光放電結束後，採用定電流-定功率的二階段控制策略，來使燈管進入穩態操作。將點燈流程整理簡述如下：啟動時，安定器提供一高電壓以產生電壓崩潰，在電壓崩潰以及輝光放電結束後，首先以定電流方式驅動燈管，然而為縮短燈管啟動暫態時間，選擇此電流使之略大於額定值。越高的電流可縮短輝光轉弧光區之過渡時間，然而過高的電流可能造成過高的操作功率，會對燈管造成損壞，因此待燈管功率上升至燈管額定電壓後，即改採定功率控制，直到進入最後的穩態操作。

3.3.2 系統軟體控制程式流程介紹

本文所提數位式電子安定器，其數位控制器接受降壓型功率調節的輸出電壓信號、輸入電壓信號、輸出電流信號、以及溫度感測信號，

來作功率的計算以及保護機制的邏輯判斷，控制器處理完這些信號後，輸出合適的控制信號予降壓型轉換器與全橋反流器，以達到電壓、電流、功率之調整以及系統保護的目的。

如上小節點燈流程所剖析，將軟體控制依啟動點火模式、暖燈定電流控制模式，以及穩態定功率控制模式三個部份來規劃。點火模式包含燈管操作之電壓崩潰、以及輝光放電兩部份；暖燈定流控制模式包含大部分輝光轉弧光區；最後，穩態定功率模式則包含輝光轉弧光區後面小部分以及弧光放電區。

在完整軟體流程執行過程中，降壓型轉換器以固定頻率 100KHz 來操作。全橋反流器在啟動點火模式是以高頻 85KHz~75KHz 之掃頻的方式來切換，提供點火電路高頻方波以產生啟動高壓；在暖燈定電流控制模式以及穩態定功率控制模式時，則以低頻 150Hz 切換，以產生低頻方波。

將系統軟體控制程式流程分為系統啟動(模式一)、啟動點火模式(模式二)、暖燈定電流控制模式(模式三)，以及穩態定功率控制模式(模式四)四個部份，分別如圖 3-14、圖 3-15、圖 3-16 以及圖 3-17 所示。

1、系統啟動 (模式一)

系統啟動時，須先作程式初始化的設定。包含引入控制器標準表頭檔、引入周邊模組功能函式庫、巨集指令的設定、控制器配置暫存器(Configuration Register)的設定、特定名稱內容的定義、函式的宣告、全域變數的宣告。接下來進入主程式(main)，在主程式裡先呼叫周邊功能模組之函數，將周邊功能模組作初使化設定；緊接著，開啟周邊功能模組，系統程式正式開始運作，進入模式二之啟動點火模式。

2、啟動點火模式 (模式二)

在起動點火模式時，降壓型轉換器操作在定電壓模式，控制器首先

須先判斷輸入電壓是否符合設定範圍，介於 350V 至 420V 之間，符合後，設定降壓型轉換器輸出電壓為 170V。在輸出電壓接近 170V(以 165V 來判斷)時，啟動全橋反流器驅動信號掃頻的功能，並同時設定 M2count 開始計數，掃頻範圍為 85KHz~75KHz 以確保能產生足夠高的點燈電壓，頻率變化間隔約為 200Hz，掃完一周後，重複執行。當點火成功瞬間，燈管阻抗下降，點火電路之輸出電壓依諧振電路特性亦大幅下降，待計數數到設定值 18000 時，結束模式二。此模式固定執行時間約兩秒鐘以確保點燈成功。

3、暖燈定電流控制模式 (模式三)

在暖燈定電流控制模式下係採定電流控制，當進入模式三時，先設定另一計數變數 M3count 開始計數，並設定計數大小為 5000。使用 M3count 計數的目的是要讓電流在此模式之定電流控制下達到穩定後，才作燈管電流、電壓大小的邏輯判斷；其中，若燈管電流小於設定值 0.5A，代表模式二燈管點火失敗，以致於電流沒有上升，系統將會停止輸出能量；而燈管之過電壓保護設定為 120V 亦同時執行，當有超過電壓設定值時，系統亦會停止操作。暖燈模式執行的時間長短取決燈管功率上升的速度。當燈管功率達 72W(額定功率為 70W)時，再設定計數變數 M3count2 計數，待數值到達設定值 1000 後，暖燈定電流控制模式即結束而進入模式四之穩態定功率控制模式。

4、穩態定功率控制模式 (模式四)

此模式採額定功率 70W 之定功率控制，此時燈管操作已接近穩態，燈管電壓、電流亦逐漸穩定。在燈管穩定操作的同時，保護機制亦同時執行，此模式保護機制有過高電壓保護、過低電壓保護以及過高溫度保護。其中，當過電壓保護機制偵測燈管穩態電壓達到 140V 時，代表燈管老化過於嚴重，為避免發生危險，系統將停止運作；而當低電

壓保護機制偵測到燈管穩態電壓低於50V時，低於額定電壓80V即代表燈管操作異常，燈管可能有問題，系統亦會停止操作；同理當偵測散熱片溫度超過攝氏100度時，代表系統過熱，此時亦會啟動保護機制，停止系統的操作。上述四個模式之對應流程圖如圖3-14至圖3-15所示。

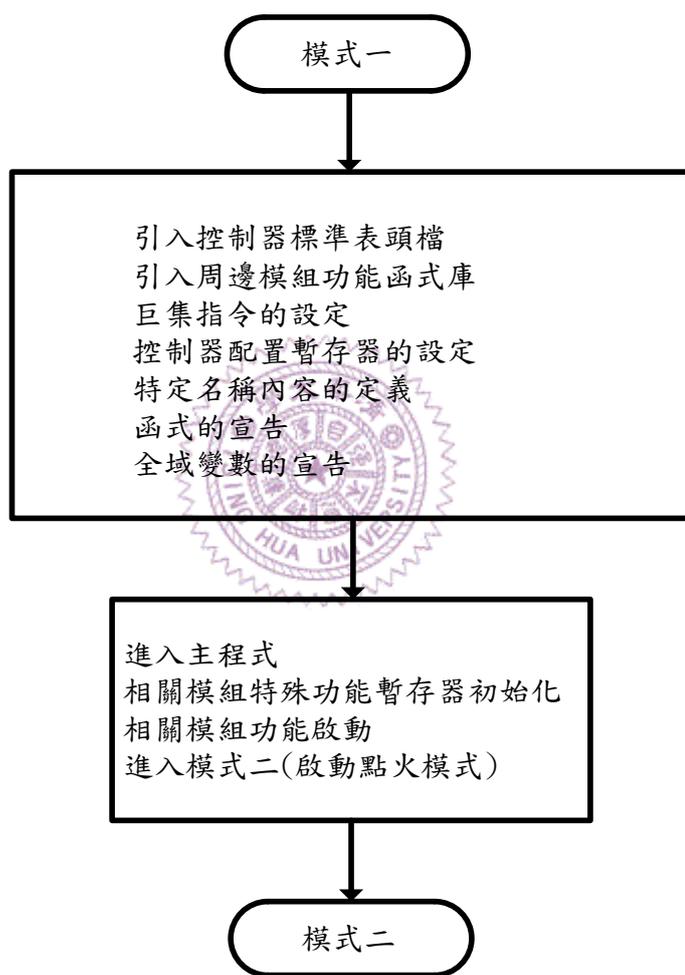


圖3-14 系統啟動(模式一)流程圖

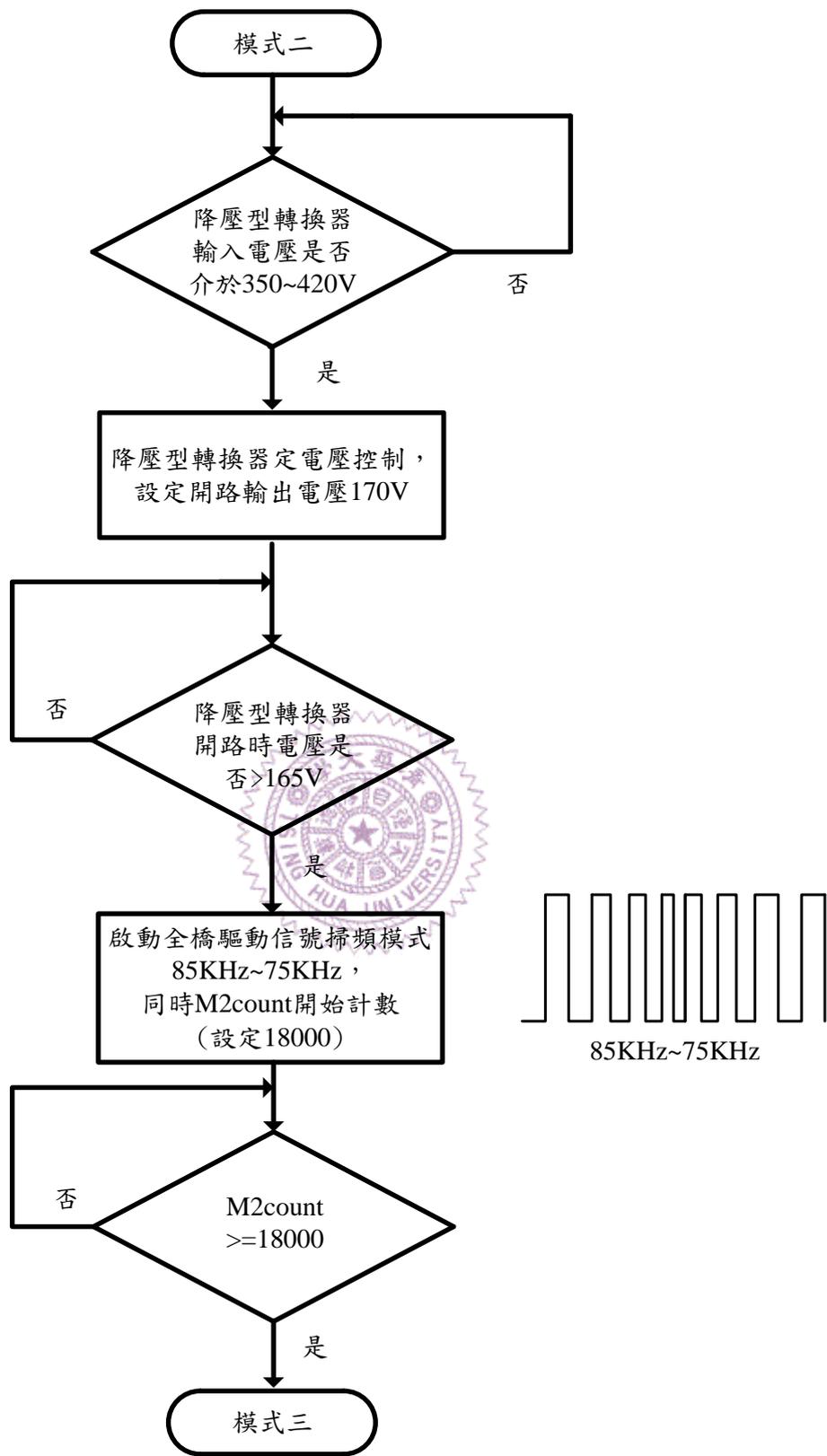


圖 3-15 啟動點火模式(模式二)之流程圖

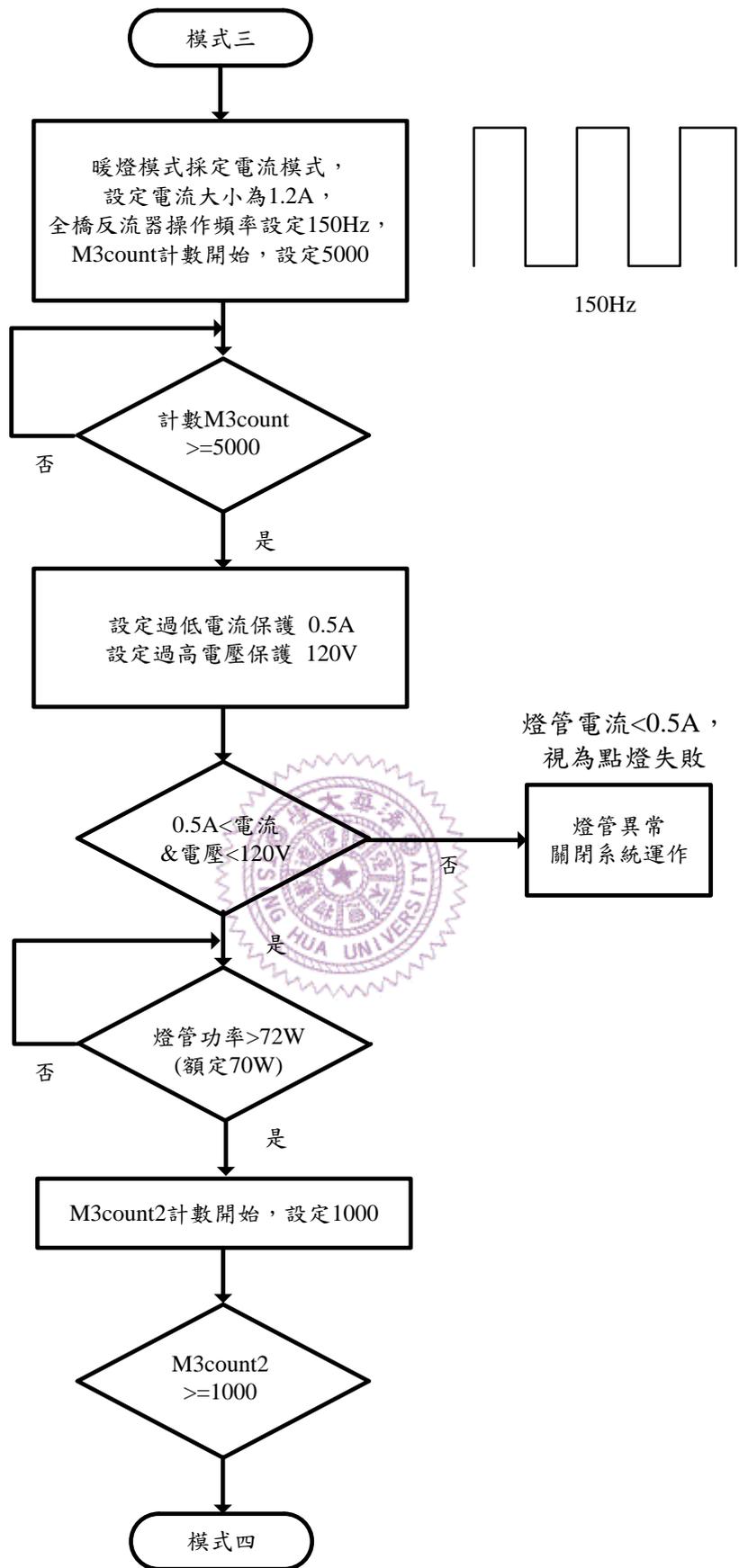


圖 3-16 暖燈定電流控制模式(模式三)之流程圖

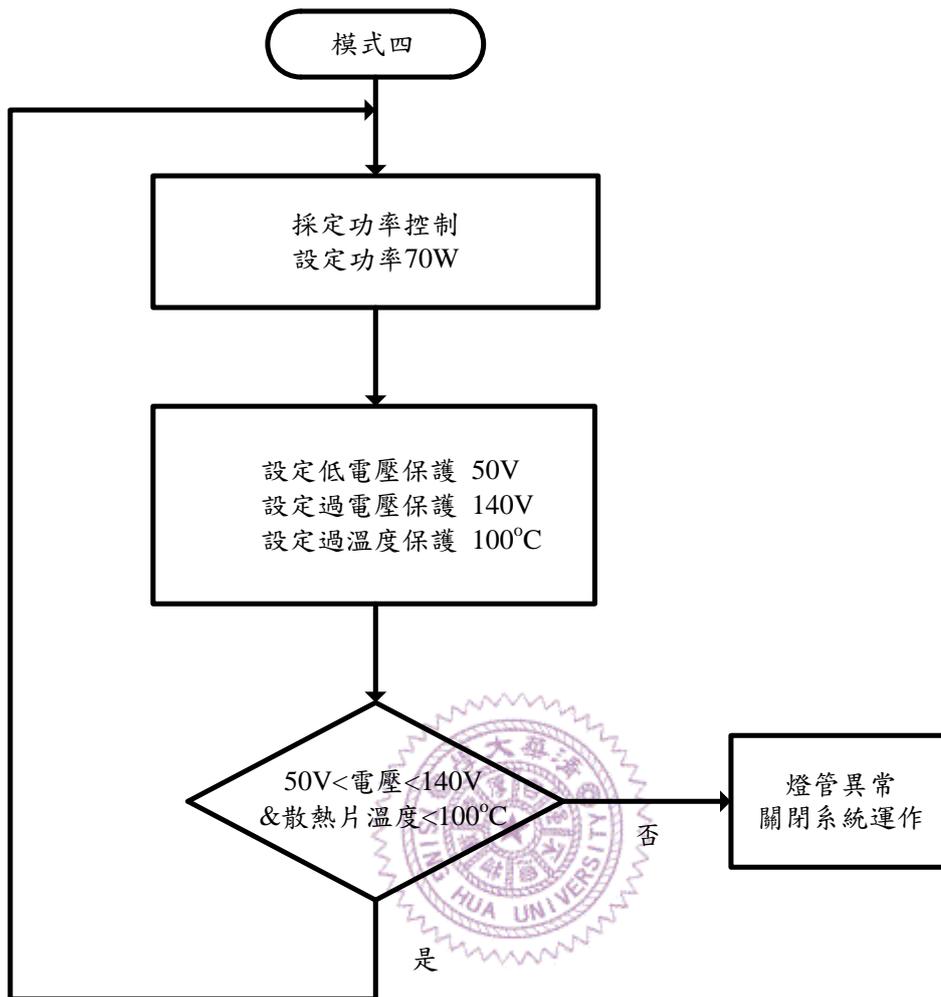


圖 3-17 穩態定功率控制模式(模式四)之流程圖

3.4 擬採用之數位控制晶片簡介[23]~[27]

目前單晶片控制早已普遍地應用在日常生活中的各個角落，舉凡玩具、家電、汽車、房舍等都有其存在，負責各種感測、監控工作。單晶片控制器，包含早期發展的4位元微控制器(MCU, Micro Controller Unit)、8位元微控制器，至16位元微控制器、32位元微控制器，以及具有更高效能的數位信號控制器(Digital Signal Controller, DSC)、數位信號處理器(Digital Signal Processor, DSP)等等。

4位元微控制器雖然已經問世許久，以其價格低廉至今依然有許多應用，如電子計算機、電子數字錶、電子玩具、紅外線遙控器、小型家電、電池充電器等。隨著使用功能需求之增加，8位元、16位元、32位元微控制器亦相繼推出。其中8位元微控制器如8051，具有不錯的功能與低價格，在現今市場仍佔有龐大的份量，應用在如桌上電話、電子量測計、車用無線電、消防保全用的控制器等等。當8位元微控制器的效能、資源無法滿足應用時，就必須考慮16位元、甚至32位元微控制器。其應用如數位相機、VCD/DVD播放機之類的產品、汽車的安全氣囊、引擎控制、防盜系統等需要更快速與大量的運算的產品。

由於純MCU架構不易勝任更高階、精密的控制運算，而採用DSP或更高層次的晶片，則必須付出更多的成本，因此才有折衷MCU與DSP的數位信號控制器(DSC)的產生。許多重量級的單晶片製造商都推出了DSC，如Microchip的dsPIC系列，TI的TMS320F282x、283x系列，Freescale的56800/56800E，ST的Super10等。

本文採用Microchip公司所推出dsPIC30F4011的數位信號控制器作為整個電子安定器的控制核心。dsPIC為Digital Signal Peripheral Interface Controller的縮寫，意思為數位訊號週邊介面控制器。dsPIC系列的控制晶片，是延續Microchip原有16位元PIC系列MCU的架構優勢，

並融入DSP的特色功能而成。除了包含一般傳統微處理器(MCU)所具備的基本功能之外，更整合了強大功能的數位訊號處理引擎(DSP Engine)。這兩大功能的結合，使得Microchip的dsPIC控制器具備更完整的能力作為電能控制、訊號處理、系統控制等應用的核心處理器。

除了數位控制器所具有的優秀功能外，Microchip 同時為 dsPIC 數位信號控制器發展多項軟硬體的開發工具，包括 MPLAB IDE 整合式開發環境、ASM30 組合語言程式編譯器、C30 C 語言程式編譯器、LINK30 聯結器、以及 MPLAB SIM30 軟體模擬器、MPLAB ICD2 線上燒錄除錯器(In-Circuit Debugger)和 MPLAB ICE4000 硬體模擬器(In-Circuit Emulator)等等，讓使用者開發 dsPIC 應用軟體時，能夠更方便、更有效率的完成程式的撰寫、編譯、除錯、燒錄和執行。

本文之程式撰寫乃透過 MPLAB IDE V7.60 的整合式開發環境，使用 C 語言撰寫程式，將撰寫好的程式藉由 C30 V3.0 程式編譯器來編譯成目標檔，目標檔由 LINK30 聯結器連結後產生輸出檔，最後再使用 ICD2 線上燒錄除錯器燒錄至控制晶片裡來執行功能。在簡單介紹完 dsPIC 與其開發工具的背景後，以下將介紹 dsPIC30F4011 數位信號控制器的規格與其應用於本論文的周邊模組功能。

dsPIC30F4011 是數據資料為 16 位元的數位信號控制器，其處理器乃建立在哈佛式的匯流排架構上，哈佛式架構將指令程式匯流排與資料匯流排獨立分開，使控制器可以在擷取數據資料的同時，預先從程式記憶體擷取下一個要執行的指令程式，因而改善了整個微處理器的效率。處理器包含：48K 位元組的內建快閃記憶體程式空間、2K 位元組的內建資料暫存器、1K 位元組的非易失性電氣可抹除資料唯讀記憶體(EEPROM)、84 個基礎指令、24 位元的指令程式匯流排與 16 位元的資料匯流排，搭配彈性的定址模式與 C 語言編輯器最佳化的指令集架

構，構成了一個高效能的中央處理器，其操作頻率最快可達 30MIPS。

在數位信號處理引擎方面，包含雙重數據資料擷取、數位訊號處理操作時的累加器回寫、餘數及位元反轉定址模式、兩個 40 位元可選用飽合邏輯判斷的累加器以及 17 位元乘以 17 位元整數及分數乘法器，所有數位訊號處理指令皆可在單一指令周期完成。

除此之外，還有功能齊全的周邊功能模組，包含有五個 16 位元可程式預除器的計時/計數器模組、16 位元的輸入捕捉模組(Input Capture)、16 位元的輸出比較模組(Output Compare)或波寬調變功能(Pulse Width Modulation)、馬達控制波寬調變模組、10 位元高速類比數位轉換器、定位編碼器介面(Quadrature Encoder Interface)，另外還有 SPI 傳輸模組、I²C 模組、通用非同步序列傳輸模組(UART)、區域網路 CAN 模組。眾多的周邊功能，加上高效能的中央處理處理器以及 DSP 引擎，使 dsPIC30F4011 可應用於馬達控制、電能轉換與監測、感測器控制、汽車應用、語音與音效處理，以及網際網路連結等。將 dsPIC30F 系列控制器規格列如表四：

表四 dsPIC30F 系列數位控制器規格表[24]

Device	Pins	Program Mem. Bytes/Instructions	SRAM Bytes	EEPROM Bytes	Timer 16-bit	Input Cap	Output Comp/Std PWM	Moto Control PWM	A/D 10-bit 500 Ksps	Quad Enc	UART	SPI™	I ² C™	CAN
dsPIC30F2010	28	12K/4K	512	1024	3	4	2	6 ch	6 ch	Yes	1	1	1	-
dsPIC30F3010	28	24K/8K	1024	1024	5	4	2	6 ch	6 ch	Yes	1	1	1	-
dsPIC30F4012	28	48K/16K	2048	1024	5	4	2	6 ch	6 ch	Yes	1	1	1	1
dsPIC30F3011	40/44	24K/8K	1024	1024	5	4	4	6 ch	9 ch	Yes	2	1	1	-
dsPIC30F4011	40/44	48K/16K	2048	1024	5	4	4	6 ch	9 ch	Yes	2	1	1	1
dsPIC30F5015	64	66K/22K	2048	1024	5	4	4	8 ch	16 ch	Yes	1	2	1	1
dsPIC30F6010	80	144K/48K	8192	4096	5	8	8	8 ch	16 ch	Yes	2	2	1	2

接下來，針對本文所使用的周邊模組功能做簡單的介紹，包含 1、計時/計數器模組搭配中斷功能 2、輸出比較模組 3、馬達控制脈波寬度調變模組 4、高速類比數位轉換模組。各模組的暫存器設定將在第四

章軟體程式撰寫中詳述。

1、計時/計數器模組

計時/計數器是一般微處理器所具備的基本功能之一，計時/計數器的計算是依據時脈來驅動的，當時脈的來源為晶片內部的工作時脈時，將其稱為計時器，而當時脈來源為外部連接時脈時，則稱為計數器。計時器/計數器除了可以使用在時間的計算與特定事件發生次數的計算之外，透過計時/計數器來產生輸出比較模組與馬達控制脈波寬度調變模組所需要的時基(Time Base)，使此二模組能依需要來設定工作頻率。另外，計時/計數器搭配中斷功能，使中斷副程式的內容亦能在固定的頻率下確實執行。dsPIC30F4011 提供了五個 16 位元計時/計數器分別為 Timer1、Timer2、Timer3、Timer4 以及 Timer5。使用上，五個計時/計數器操作方式是類似的，只是在細部構造與功能上有些許的不同。另外，Timer2 和 Timer3 以及 Timer4 和 Timer5 可分別連接成為 32 位元的計時器或是計數器。而 Timer2 和 Timer3 有支援其他週邊模組如輸入捕捉模組以及輸出比較模組，Timer1、Timer4、Timer5 則無。在馬達控制脈波寬度調變模組方面，則另外建有一個 15 位元的計時器專供該模組使用。

計時/計數器除作為計時、計數外，往往搭配中斷功能的使用。當中斷發生時，軟體執行的正常流程將被終止，中央處理器將讀取中斷向量表並將程式執行轉移到中斷向量表中所定義的中斷副程式位址。同時，中斷旗標會被設為 1，在中斷事件處理完成後，被中斷的正常流程將會被還原而繼續執行原本的程式，需注意的是，中斷旗標不會自行清除，必須透過軟體程式指令來清除，如果程式沒有在中斷副程式執行結束前將中斷旗標清除為 0，在下一次中斷時將無法判斷中斷是否發生。

2、輸出比較模組

輸出比較模組的功能是用來產生可變寬度的脈波調變(PWM)訊號，本文軟硬體之規劃將使用輸出比較模組產生的 PWM 訊號作為降壓型轉換器開關的驅動信號。dsPIC30F4011 的輸出比較模組須搭配計時/計數器 Timer2 或 Timer3 來產生比較的時間基礎。輸出比較模組波寬調變模式工作原理如圖 3-18 所示，由計時/計數器建立脈波寬度調變(PWM)所需要的時基(週期)，透過輸出比較模組設定比較值來產生可變寬度的脈波訊號。

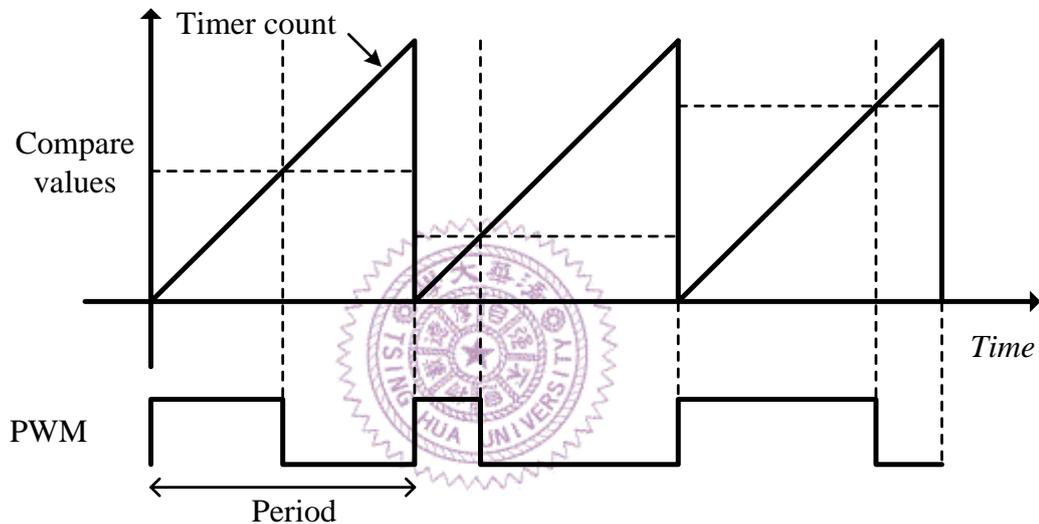


圖 3-18 輸出比較模組產生 PWM 脈波示意圖

3、馬達控制脈波寬度調變模組

dsPIC30F4011 除了輸出比較模組外，還具有一個馬達控制脈波寬度調變模組可提供 PWM 訊號。馬達控制 PWM 模組包含三個工作週期(Duty Cycle)產生器以及六個 PWM 輸出腳位，六個輸出腳位將其分為 PWMH1/PWML1、PWMH2/PWML2 與 PWMH3/PWML3 三對，控制器在重置時，每一對輸出腳位是預設為互補狀態，而視使用者需要，亦可設定為獨立的 PWM 輸出。在互補模式下，互補的 PWM 輸出訊號間可依需求嵌入盲時(Dead Time)，以符合實際應用時的考量。馬達

控制 PWM 模組的時間基礎是由一個內建專屬的 15 位元計時器來產生的，而此計時器有兩種不同的計時方式，使 PWM 訊號可分為邊緣對齊模式與中央對齊模式兩種，其工作原理與輸出比較模組產生 PWM 訊號類似，示意圖如圖 3-19 所示，二者的差異是邊緣對齊模式為計時器數到設定週期時，將歸零計時器重新計算，而中央對齊模式則是在上數到設定週期後，再下數至零後才重新計算，因此在比較時會有些許的不同，中央對齊模式的週期為邊緣對齊模式的兩倍。

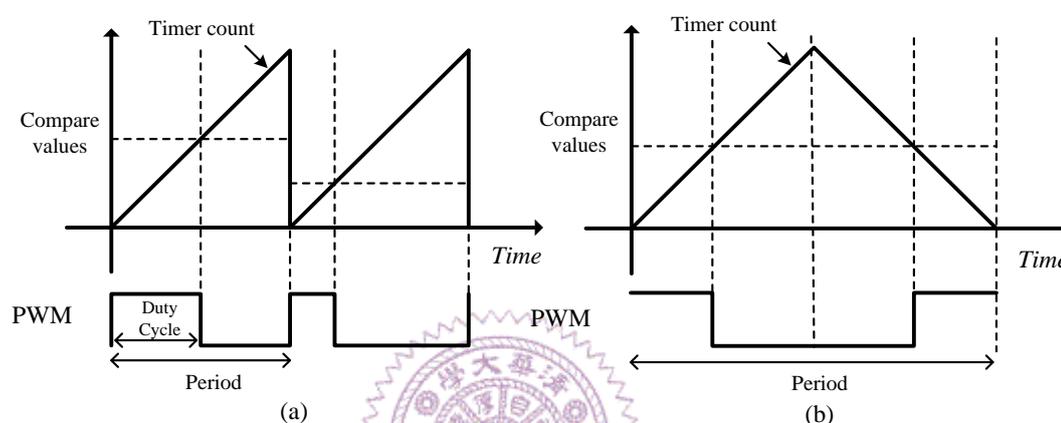


圖 3-19 馬達控制脈波寬度調變模組 PWM 訊號產生示意圖

(a)邊緣對齊模式(b)中央對齊模式

dsPIC30F4011 的馬達控制 PWM 模組可應用在三相交流感應馬達、切換式磁阻馬達、無刷式直流馬達等，本文僅使用其中的一對互補式 PWM 輸出 PWMH1/PWML1 作為全橋反流器的驅動信號。

4、高速類比數位轉換模組

數位控制器需要將欲作回授控制的類比訊號轉換成數位型式，才能進一步的作處理與運算。首先，將回授的訊號轉換至適合控制器類比輸入腳位處理的範圍，以本文實作為例，設定類比輸入腳位的處理範圍為 5V~0V，過大的信號需經過分壓網路縮小，過小的訊號則透過放大電路放大，以利於控制器的判讀與運算。dsPIC30F4011 提供一組 10 位元的高速類比數位轉換器，其取樣頻率最快可達到每秒 500K 次，可

以將類比訊號轉換為 10 位元長度的數位訊號，因此 0V~5V 的回授信號經由類比數位轉換器轉換成 0~1023，總共 1024 個等份。圖 3-20 所示為 dsPIC30F4011 類比數位訊號轉換器硬體結構方塊圖，九個類比輸入腳位以多工器的型式安置到四組取樣保持(Sample & Hold)放大器的輸入端，取樣保持放大器的輸出將會送到類比數位轉換器來產生相對應的 10 位元數位訊號。相較於 Microchip 傳統 8 位元微處理器，dsPIC 數位控制器之類比數位轉換模組的結構與操作方式有很大的不同。dsPIC 控制器將轉換過程的取樣和轉換分開來進行控制，這樣的設計，使類比訊號的轉換多了許多的選擇，相對地，在程式撰寫與使用上，也就需要花費較多的心思在功能與操作程序的設定。

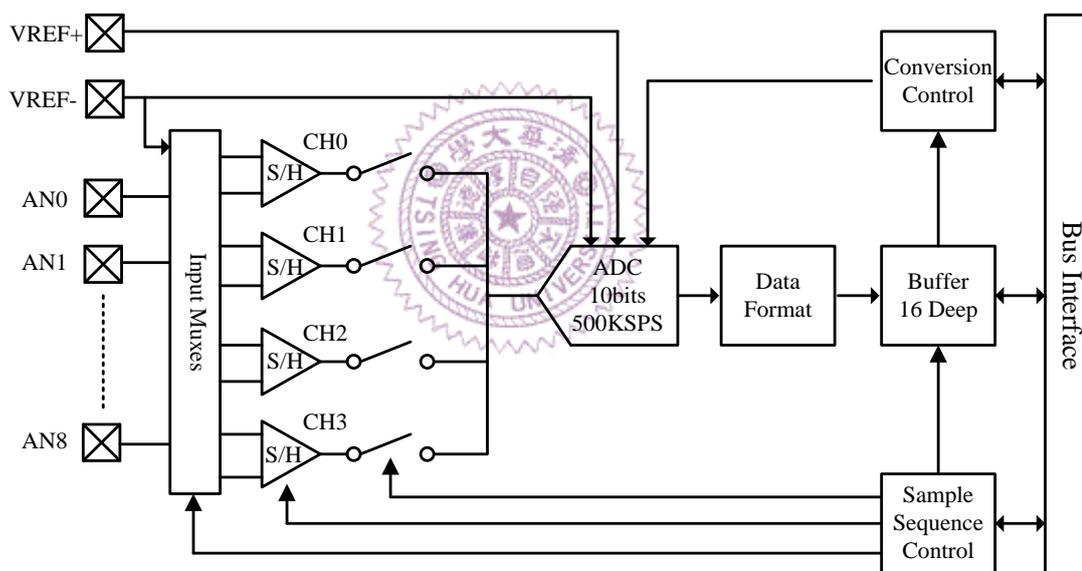


圖 3-20 高速類比數位信號轉換器硬體結構方塊圖

第四章 所提數位電子式安定器雛型製作與實驗結果

4.1 前言

本章將介紹所提數位電子安定器之實體製作。根據所驅動負載複金屬燈之特性來設計合適的硬體電路，並配合軟體程式撰寫，利用數位信號控制器實現完整之點燈流程。最後，完成一複金屬燈數位化電子式安定器之雛型製作，並展示其實驗結果波形。

圖 4-1 為安定器系統電路圖。降壓型轉換器與全橋反流器之硬體電路由數位控制器之軟體控制，數位控制器藉由回授之信號判斷硬體電路的狀態，再分別給硬體電路適合之控制信號。控制器腳位規劃如圖 4-2 所示，規劃四支類比輸入腳位用來偵測降壓型轉換器之輸入電壓、輸出電壓、電感電流以及溫度感測信號；另外，規劃三支輸出腳位分別作為降壓型轉換器之驅動信號以及一對互補的 PWM 信號用來驅動全橋反流器。

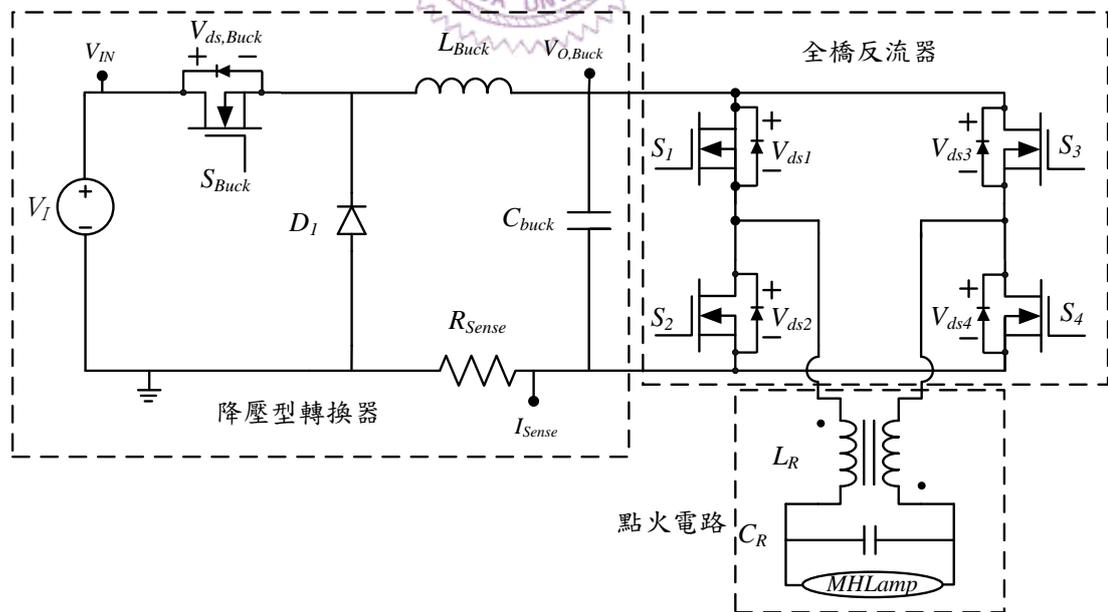


圖 4-1 複金屬燈電子安定器電路圖

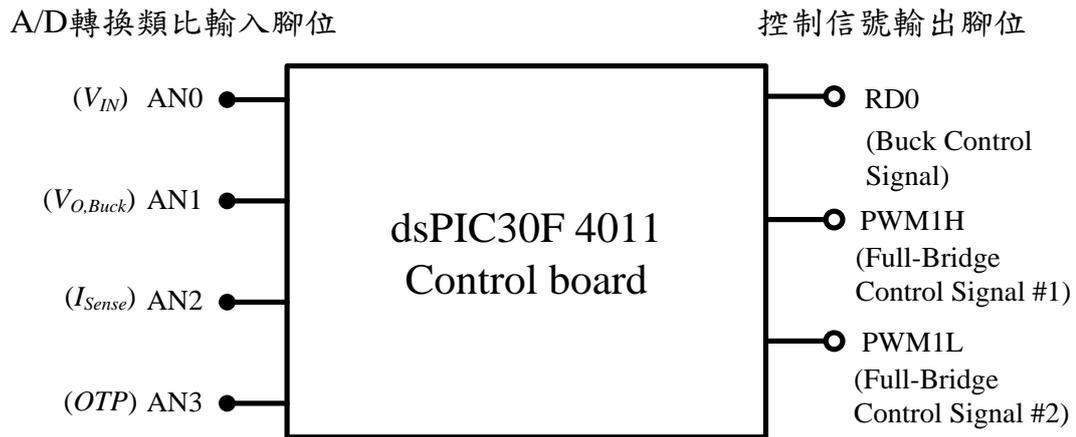


圖 4-2 數位信號控制器輸入、輸出腳位規劃圖

本文電子安定器系統之規格如表五所示。設定降壓型轉換器之輸入電壓介於 350V 至 420V、降壓型轉換器之操作頻率為 100KHz、起動時開路輸出電壓為 170V；燈管額定操作功率為 70W、燈管穩態操作頻率為 150Hz、在定功率控制下，燈管操作電壓範圍為 70V 至 140V、電流為 1A 至 0.5A、複金屬燈點火電壓設計在 2~3KV。

表五 安定器系統規格表

功率調節電路輸入電壓	350~420V	燈管額定功率	70W
功率調節電路操作頻率	100KHz	燈管穩態操作電壓	70V~140V
功率調節電路開路電壓	170V	燈管穩態操作電流	1A~0.5A
燈管穩態操作頻率	150Hz	點火電壓	2~3KV

4.2 硬體電路製作

4.2.1 降壓型轉換器

降壓型轉換器之電感器：

本文電子安定器所驅動的負載為 70W 的複金屬燈，燈管的從新燈到老化後的舊燈之穩態操作電壓範圍為 70V~140V，其所對應的輸出電流為 1A~0.5A，欲使降壓型轉換器在燈管穩態操作時皆運作在連續導通模式(CCM)下，因此以最小之輸出電流 0.5A 作為臨界電流 I_{OB} ，電感漣波電流 ΔI_L (峰對峰值) 為 1A 來做設計，此時對應之輸出電壓為 140V。

相關設計參數如下：

輸入電壓：350V~420V

輸出電壓：140V(燈管老化後的操作電壓)

輸出電流：0.5A

電感峰對峰值漣波電流 ΔI_L ：1A

操作頻率：100KHz



由(3-11)式可知，感值大於臨界電感值時，可操作在連續導通模式，將參數帶入可得電感值為：

$$L > L_B \triangleq \frac{V_O}{2I_{OB}}(1-D)T_s = \frac{V_I D}{2I_{OB}}(1-D)T$$
$$L = \frac{140}{2 \cdot (0.5)} \cdot (1-0.333) \cdot 10^{-5} = 933.4 \mu H \quad (4-1)$$

其中，輸入電壓取 420V，而 $D=0.333$ ，以確保規格內所有情況下皆操作在 CCM。當輸出電壓為 70V 時，輸出電流為 1A，而 ΔI_L 為：

$$\Delta I_L = \frac{70}{933.4 \mu} (1-0.167) \cdot 10 \mu s = 0.624 A \quad , \text{故亦在 CCM} \quad (4-2)$$

$$\text{其中， } D = \frac{70}{420} = 0.167$$

選用 ER25 的鐵心、材質為 TP4，其 $A_e=52.8 \text{ mm}^2$ (Cross Section Area)，
根據法拉第定理：

$$\begin{aligned} V &= N \frac{d\phi}{dt} = N \frac{A_e dB}{dt} \\ \Rightarrow V \cdot dt &= N \cdot A_e \cdot dB \\ \Rightarrow V \cdot \Delta t &= N \cdot A_e \cdot \Delta B \\ \Rightarrow L \cdot \Delta I &= N \cdot A_e \cdot \Delta B \end{aligned}$$

假設導磁係數 μ 為定值，並為避免電感器飽和，取 B_{MAX} 為 0.25 Tesla

$$\begin{aligned} \Rightarrow L \cdot I_{MAX} &= N \cdot A_e \cdot B_{MAX} \\ &= (933.4 \times 10^{-6}) \times (1+0.312) = N \times (52.8 \times 10^{-6}) \times (0.25 \text{ Tesla}) \\ &= 92.8 \approx 93 \end{aligned}$$

因此圈數決定為 93 圈。

降壓型轉換器輸出電容值：

由(3-13)式，

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{T_s^2}{8CL} (1-D)$$

當輸出電壓 70V 時，其漣波電壓最大，取漣波電壓(峰對峰值)為 3%，

$$0.03 = \frac{10^{-10}}{8 \cdot C \cdot (933.4) \cdot 10^{-6}} \cdot (1-0.167) \Rightarrow C = 0.372 \mu F$$

當輸出電壓 140V 時，漣波電壓(峰對峰值)為，

$$\Delta V_o = \frac{\Delta I_L T_s}{8C} = 1.68 \text{ V}$$

在容值實際選用時，考慮電容器使用壽命、以及等效串聯電阻(ESR)，
容值的選用會較大於此計算值。由於電容容值較大，ESR 較小，且容

值大，比較耐用，壽命較長，因此決定輸出電容容值為 0.68uF。

4.2.2 全橋反流器驅動電路

由於反流器上下臂開關須隔離驅動，本文採用兩顆 FAN7380 半橋驅動 IC 來驅動全橋反流器之四顆開關，驅動 IC 之輸出信號搭配 B 類電流放大器以提高驅動能力。數位控制器輸出兩個互補的 PWM 信號，PWM1H 送入 FAN7380#1 之 HIN 和 FAN7380#2 之 LIN 腳位，可同時推動全橋反流器之開關 S_1 以及 S_4 ；PWM1L 送入 FAN7380#1 之 LIN 和 FAN7380#2 之 HIN 腳位，可同時推動全橋反流器之開關 S_2 以及 S_3 。

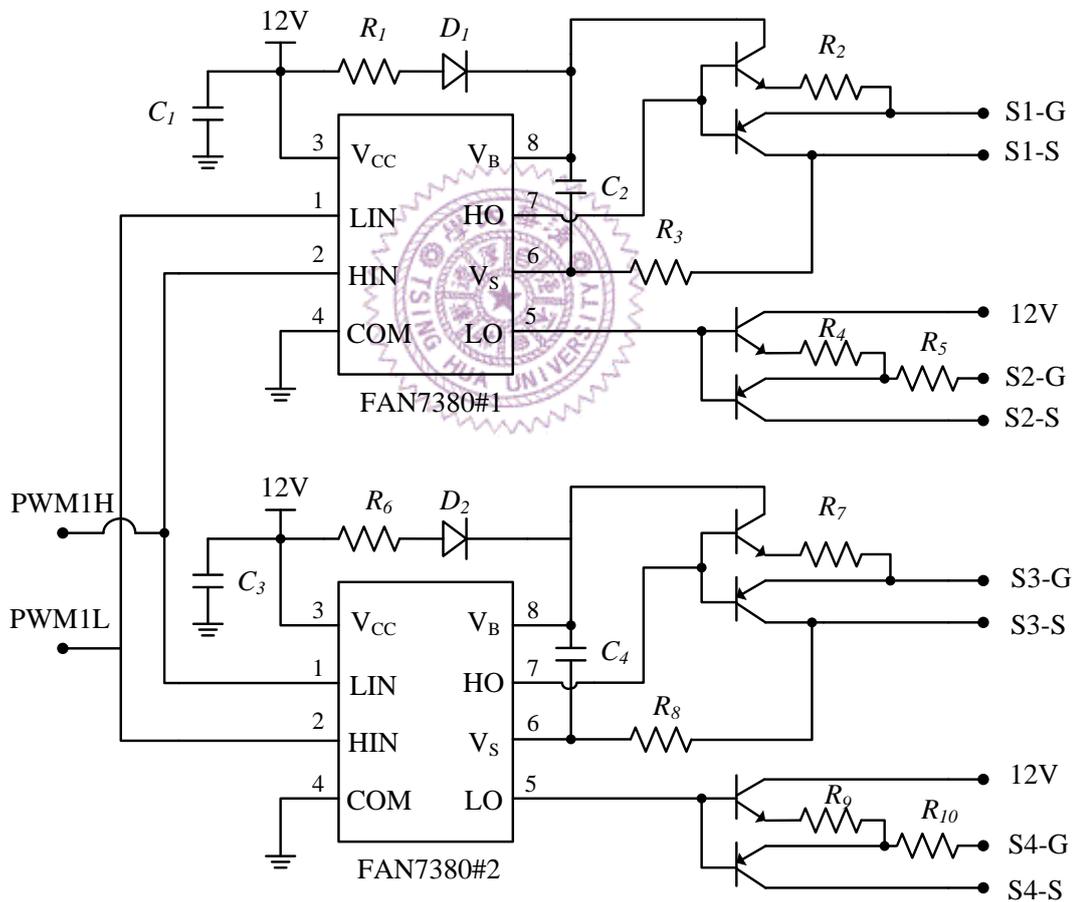


圖 4-3 全橋反流器驅動電路圖

4.2.3 啟動點火電路

第三章介紹了本文採用之啟動點火電路工作原理，利用串聯諧振並聯負載(SRPL)之諧振網路，在理想情況，理論上可以產生無限大的增益。然而實際情況，由於電感器含有線阻、電容器含有等效串聯電阻(ESR)，以及電路迴路亦存在的寄生阻抗，必定造成能量消耗，因此諧振網路只能產生有限之電壓增益。

本文之設計方式，乃採用方波五倍頻之頻率作為諧振電路之自然頻率，同時將方波頻率操作在所設計諧振頻率點五分之一附近，作一個範圍的掃頻動作。設計諧振網路之自然頻率為 400KHz，其五分之一頻率為 80KHz，因此方波頻率在點燈時，操作在 85KHz 至 75KHz 之間並作掃頻之動作，掃頻的目的是為了避免電感器或是電容器本身可能存在之誤差值，造成設計諧振頻率點的偏移，以確保諧振電路能產生足夠的電壓增益。

諧振網路之自然諧振頻率 $\omega_o = 1/\sqrt{L_r C_p}$ 或是 $f_o = 1/2\pi\sqrt{L_r C_p}$ ，電感值與電容值分別決定為 220uH 以及 733.33pF。電感值與電容值之大小須考慮到特性阻抗 $Z = \sqrt{L_r / C_p}$ ，特性阻抗在燈管電壓崩潰瞬間產生輝光放電時，具有限流之作用[28]。本文點火電壓設定在 2~3KV，實驗結果顯示，本文所採用點火電路可產生最高之點火電壓為 2.42KV，符合設定之要求。圖 4-4 為諧振網路電路架構圖，電感器由兩組繞組感值同為 55uH 耦合所構成，其等效感值約為 220uH；電容器由三顆 2200pF 之電容串聯而成，其等效容值為 733.33pF，使用三顆電容串聯的目的是為了使電容器耐壓符合電路之電壓應力，其中每顆電容耐壓額定為 1250V，因此三顆串聯耐壓可達 3750V。

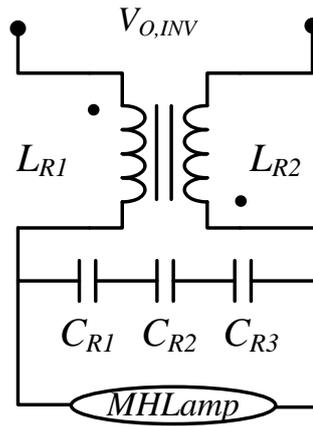


圖 4-4 啟動點火電路構造圖

4.2.4 信號回授電路

電壓偵測電路

電壓偵測電路偵測降壓型轉換器之輸入電壓以及輸出電壓。輸入電壓範圍為 350V 至 420V，取 500V 作為偵測的最大值，將 500V 經分壓網路降壓為 5V，先經射極隨耦器，再經 RC 低通濾波電路濾除雜訊，取得一乾淨的回授信號送入數位控制器之 AN0 腳位，在控制器之類比輸入腳位旁，可放置一個 5.1V 之稽納(Zener)二極體作為保護。同樣地，降壓型轉換器之輸出在開路電壓時，輸出電壓最大值約為 170V，將偵測電壓最大值設計在 200V，經分壓網路降為 5V，亦經射極隨耦器以及 RC 低通濾波器，送入數位控制器之 AN1 腳位。在 RC 低通濾波器的設計上，其轉折頻率為 $1/2\pi RC$ ，如圖 4-5 所示，將此轉折頻率設計在低於降壓型轉換器之切換頻率 100KHz，可濾除因功率開關切換所造成的雜訊干擾。電壓偵測電路圖如圖 4-6 所示。使用 LM358N 來作為射極隨耦器，其內部建有兩組操作放大器可分別提供降壓型轉換器之輸入電壓以及輸出電壓偵測時作為緩衝器之使用。

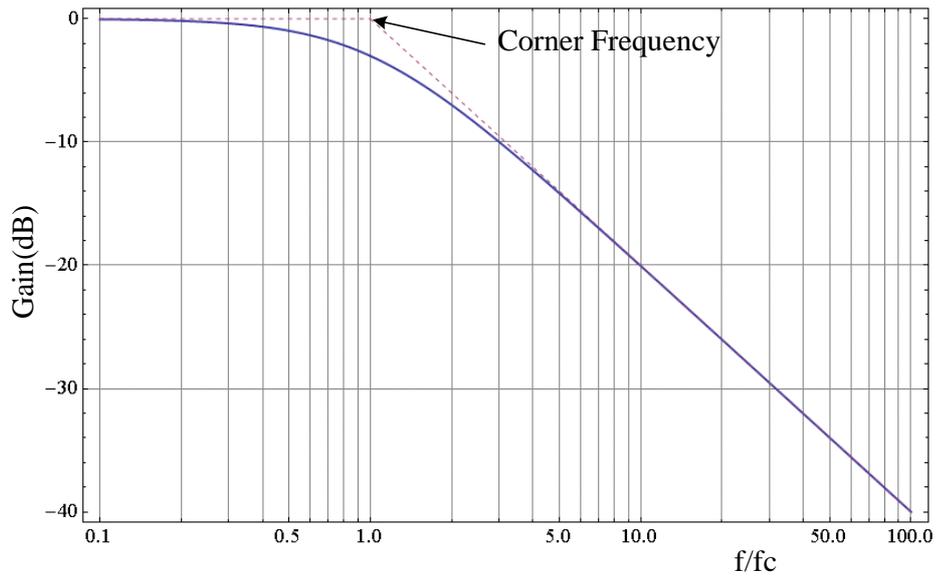


圖 4-5 RC 低通濾波電路增益頻率響應曲線圖

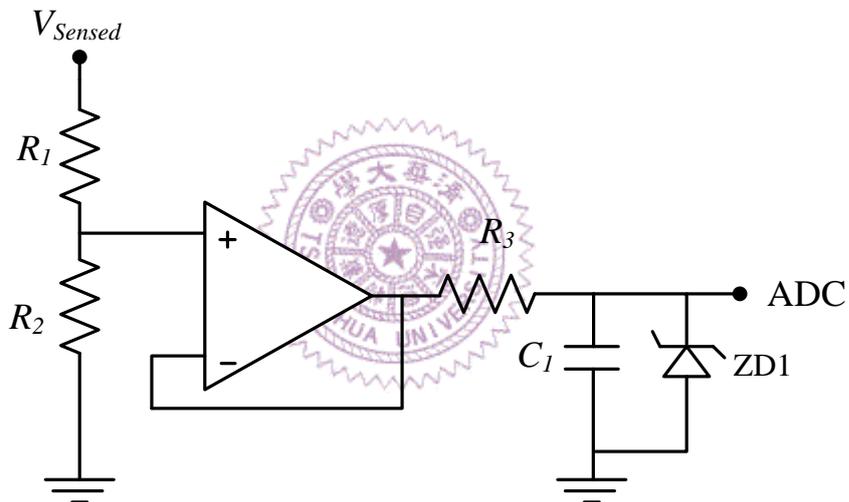


圖 4-6 電壓信號偵測電路圖

電流偵測電路

電流偵測電路偵測降壓型轉換器之電感電流，如圖 4-7 所示，偵測電阻為 0.1Ω ，以轉換器點燈過程之最大平均電流為 $1.2A$ ，取 $2A$ 為偵測之最大值， $2A$ 流經偵測電阻產生 $0.2V$ 之電壓降，使用差動放大器將此電壓放大，將 $0.2V$ 放大至 $5V$ ，經射極隨耦器以及 RC 低通濾波電路再送入控制器 AN2 腳位。其中，在連續導通模式(CCM)下，電感電流大於零，電感電流隨功率開關切換上升及下降，以 RC 低通濾波電路，

可取得電流平均值，以利於控制器的判斷。在放大器元件使用 LM358N，其內建之兩組放大器可分別作為差動放大器以及射極隨耦器。LM358N 接腳示意圖如圖 4-8 所示。

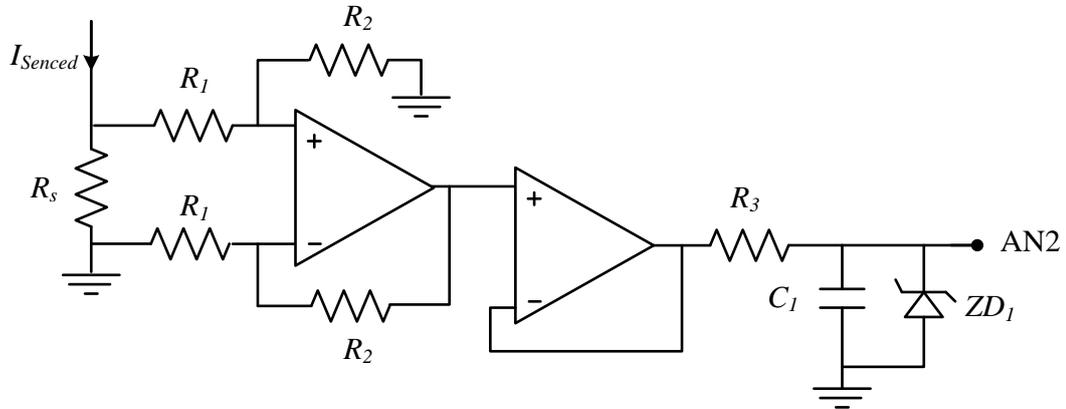


圖 4-7 電流信號偵測電路圖

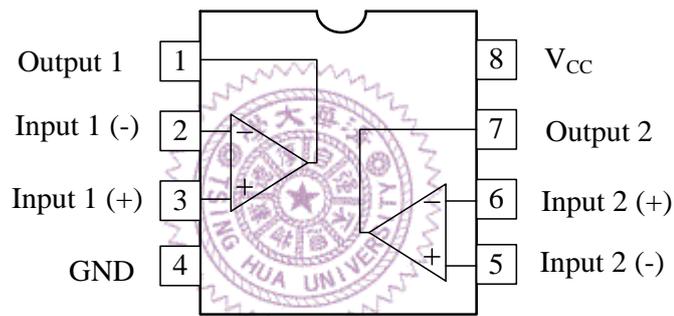


圖 4-8 LM358N 接腳示意圖

溫度感測信號偵測電路

溫度感測信號偵測電路如圖 4-9 所示。溫度偵測信號電路係由一 5V 電壓源、負溫度係數(NTC)之熱敏電阻搭配一分壓電阻來組成，將熱敏電阻置於安定器散熱片旁，當散熱片溫度提升時，電阻阻值下降，如此一來送入控制器 AN3 腳位的電壓會下降，控制器得以藉由讀取的電壓值來判斷系統是否過熱而採取保護措施。所使用 NTC 在常溫時約為 100K Ω ，當溫度達攝氏 100 度時，其阻值約為 6.2K Ω ，以攝氏 100 度作為溫度保護標準，取 R 阻值為 9.3K Ω ，當熱敏電阻阻值降為 6.2K Ω ，

分壓電壓為 2V，控制器即做出保護的判斷。圖 4-9 為溫度感測信號偵測電路圖。

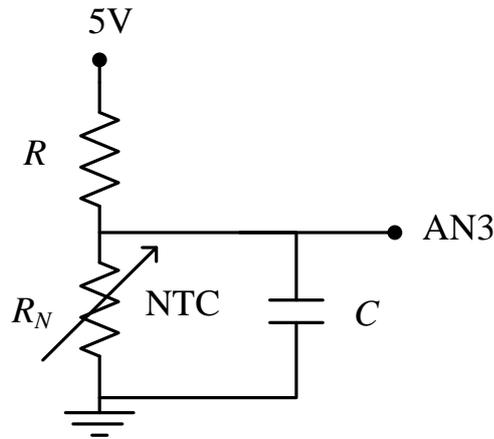


圖 4-9 溫度感測信號偵測電路圖

最後，將安定器部分元件參數列於表六。

表六 複金屬燈電子安定器部分元件參數表

Buck 功率開關	11N60C3 x 1, V_{ds} 650V、 I_D 11A、 R_{ds} 0.38 Ω
Buck 輸出電感器	933.4uH
Buck 輸出電容器	0.68uF
Buck 飛輪二極體	SF10L60U、600V、10A
全橋主動開關	IRF640A x 4, V_{ds} 200V、 I_D 16A、 R_{ds} 0.18 Ω
全橋驅動 IC	FAN7380 x2
電流感測電阻	0.1 Ω
點火電路電容	2200pF(1250V) x 3
點火電路電感	220uH
熱敏電阻	NTC(25 $^{\circ}$ C, 100K Ω ; 100 $^{\circ}$ C, 6.2K Ω)

4.3 軟體程式撰寫

本小節將詳細介紹程式的撰寫包含軟體程式參數的設定與數位式電子安定器控制時序流程的實現。程式的執行，依種類來分可簡單地分為主程式以及中斷副程式；而依照本文之規劃以功能來作分類，則可分為系統設定（模式一）、啟動點火模式(模式二)、暖燈定電流控制模式(模式三)和穩態定功率控制模式(模式四)。將其簡示如下圖 4-10。

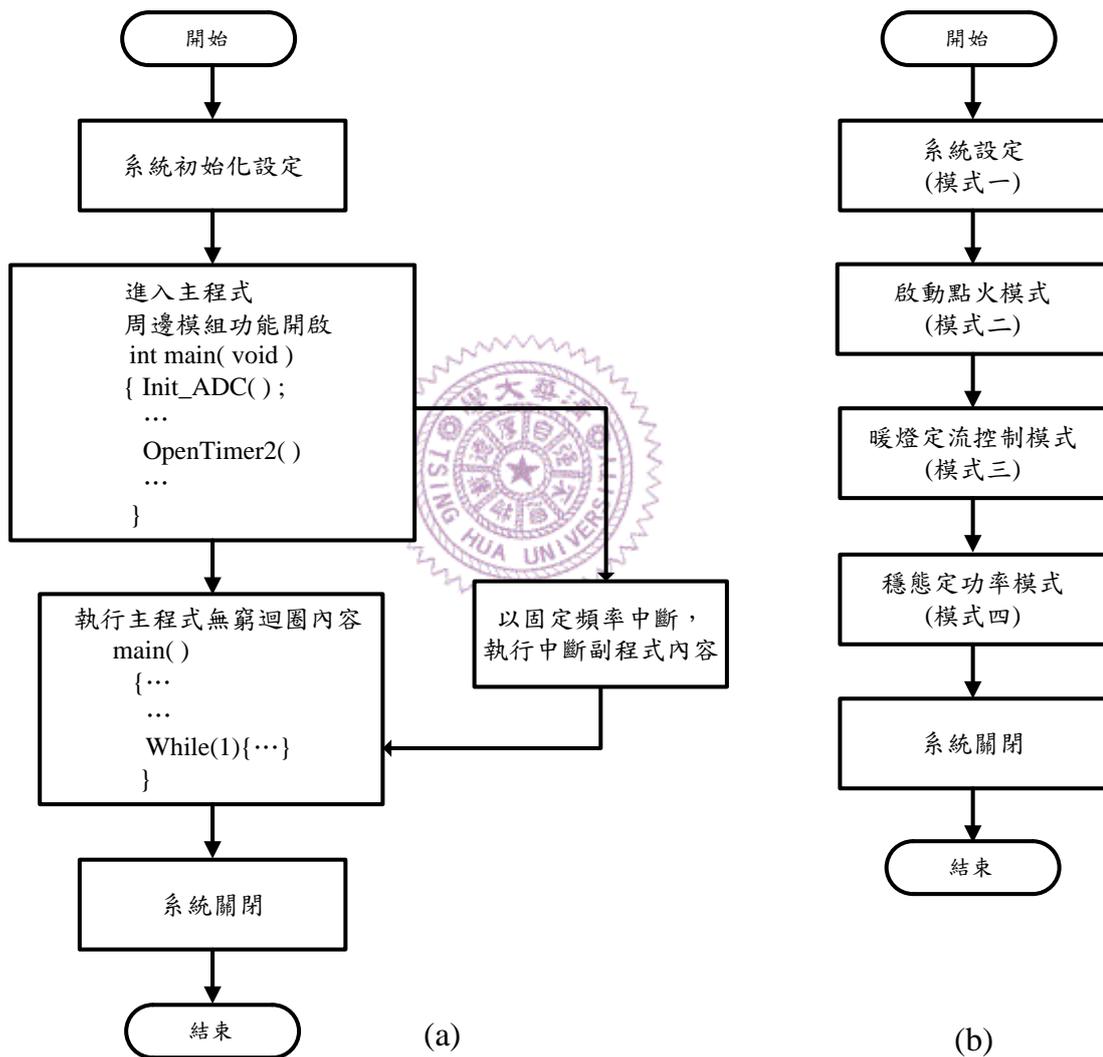


圖 4-10 程式執行(a)依種類分類(b)依功能分類

搭配上圖 4-10 說明，以下將對程式的撰寫依功能分類作詳盡的介紹。

系統啟動(模式一)：

系統啟動時，須先作程式初始化的設定。首先，將控制器標準表頭檔、周邊模組功能函式庫含入程式中。接著，定義特殊名稱之意義，利用#define 指令指定操作頻率之數值給 FCY。由於使用時脈來源為外部的石英震盪器，其震盪頻率為 7.3728MHz，透過內建鎖相邏輯(PLL)乘以 16 倍以加速控制器操作的頻率，而一個指令周期需要 4 個時脈(Clock)，因此控制器的操作頻率便為 7.3728*4 MIPS。

```
#define __dsPIC30F4011__
#include <p30F4011.h>           //將控制器標準表頭檔案含入
#include<timer.h>             //將 timer 函式的原型宣告檔案含入
#include<pwm.h>                //將 pwm 函式的原型宣告檔案含入
#include<adc10.h>              //將 adc10 函式的原型宣告檔案含入
#include<outcompare.h>        //將 compare 函式的原型宣告檔案含入
#define FCY 7372800 * 4       //因為震盪頻率為 7.3728 MHz，將其
                              //乘以 16 倍，而每一指令週期需 4 個
                              //clock，所以 FCY=(7.3728*16/4)=
                              //7372800* 4 MIPS
```

接著，設定控制器之配置暫存器(Configuration Register)。配置暫存器可以讓使用者針對應用程式的需要設定控制器的操作方式，暫存器內容儲存在程式記憶體中非易失性(non-volatile)的記憶體位址，可以在電源關閉後，仍然保存原本的設定。使用者可以設定的配置暫存器有 FOSC：震盪器設定暫存器、FWDT：監視計時器設定暫存器、FBORPOR：電壓異常重置及電源開啟重置設定暫存器、FGS：一般程式區塊設定暫存器。本文將震盪器設定暫存器 FOSC 設定為：啟動外部時脈來源，鎖相邏輯(PLL)設定為 16 倍，關閉時脈來源切換與故障保險時脈來源

監控功能；監視計時器設定暫存器 FWDT：關閉看門狗計時器；電壓異常重置及電源開啟重置設定暫存器 FBORPOR：關閉電壓異常重置功能以及開啟主要清除腳位重置功能(MCLR)；一般程式區塊設定暫存器 FGS：關閉程式碼保護功能。此四個設定方式是以嵌入式的巨集指令來完成配置暫存器的設定，如下程式碼所示。

//配置暫存器位元設定開始

```
_FOSC(CSW_FSCM_OFF & XT_PLL16); //外部震盪器搭配 16 倍鎖  
//相邏輯放大，並關閉時脈  
//來源切換與故障保險時  
//脈來源監控功能  
_FWDT(WDT_OFF); //關閉看門狗計時器  
_FBORPOR(PBOR_OFF & MCLR_EN); //關閉電壓異常重置功  
//能，將主要清除腳位重置  
//功能開啟(MCLR)  
_FGS(CODE_PROT_OFF); //關閉程式碼保護功能
```

//配置暫存器位元設定結束

接下來，宣告自訂的函式、集合與需要的全域變數。全域變數在宣告時，將其變數型態統一，可避免變數之間做數學運算或邏輯判斷時，產生不可預期的錯誤；同時，須注意變數型態其位元數長短所能代表的最大值，是否符合實際需要。

//自訂函式宣告

```
void Init_ADC(void);  
void Init_MCPWM(void);  
void Init_OC1(void);  
//全域變數宣告
```

```

int Mode=2; //模式變數，在程式初始化完成後，
            //開始模式二(啟動點火模式)

unsigned int miliSec=0; //中斷時計數用

signed long ADCValue3,ADCValue4,ADCValue5,ADCValue6;
signed long err,u,A,D,Ref_v,Ref_p,Ref_I ;
signed long M=0,M2count=0,M2swcount=0,M3count=0,
            M3count2=0,M3count3=0;

//union 集合宣告使 ByteAccess 與下列的位元結構使用相同的記憶體，
//可利於不同格式的運算需求
union {
    unsigned char ByteAccess ;
    struct {
        unsigned Bit0: 1 ;
        unsigned Bit1: 1 ;
        unsigned Bit2: 1 ;
        unsigned unused : 5 ;
    };
} SystemFlag ;

#define One SystemFlag.Bit0

```

使用集合宣告 ByteAccess 字元以及 Bit 結構位元，再定義 One 存取 SystemFlag.Bit0 位元變數，可使程式針對單一位元作處理，單一位元的存取適合拿來作為旗標的使用(判斷 0 或 1)。在完成主程式開始前的相關宣告與定義後，即可進入主程式(main)，在主程式裡先呼叫周邊功能模組之函數，將周邊功能模組作初使化設定，並開啟周邊模組之功能，隨即系統程式正式開始運作。

```

int main( void )
{
    Init_ADC();           //將 ADC 進行初始化設定
    Init_MCPWM();        //將 MCPWM 進行初始化設定，此模組
                        //提供全橋反流器互補之驅動信號
    Init_OC1();          //將輸出比較模組 OC1 進行初始化設
                        //定，此模組負責提供 Buck 驅動信號

//啟動 Timer2 的中斷功能，設定中斷優先等級為 7(最高)
ConfigIntTimer2( T2_INT_PRIOR_7 & T1_INT_ON );
OpenTimer2( T2_ON & T2_IDLE_STOP & T2_GATE_OFF &
T2_PS_1_1 & T2_32BIT_MODE_OFF & T2_SOURCE_INT ,(294) );
One = 0 ;

```

函式 **OpenTimer2** 用來開啟和設定計時器的相關功能，此函式其引數如下：引數 1 內容依序為計時器模組開啟、閒置模式下計時器模組關閉、計時器管制閘關閉、計時器預除器設定為 1:1、計數器同步時脈功能關閉、計時器時脈選擇控制器內部之工作時脈作為時脈來源。

引數 2 為週期暫存器 PR2 的設定，此設定決定計時週期，配合輸出比較模組與中斷功能，用來決定降壓型轉換器主動開關 PWM 脈衝頻率與中斷功能之執行頻率。本文 PWM 頻率為 100KHz，週期暫存器數值的計算如下：

$$Period = [(PR2) + 1] \cdot (TMR2 \text{ prescale value}) / (FCY) \quad (4-3)$$

因此， $PR2 = (10^{-5} \cdot 7372800 \cdot 4 / 1) - 1 = 294$ ，將引數 2 設定為 294。

在設定完計時器後，將先前所定義的位元變數 One 設定為 0，即完成程式初始化的相關設定，進入 while(1) 的無窮迴圈，迴圈中使用 switch(Mode) 來做為燈管啟動過程不同模式的選擇，Mode 變數在宣告

時即已設定其值為 2，因此，首先進行啟動點火模式。

啟動點火模式(模式二)：

```
while(1)
{
  if ( One )
  {
    One = 0 ;
    switch(Mode){ //模式選擇，使用 switch 架構
      //模式二-啟動點火模式開始
      case 2:
        if(ADCValue4>=342&& ADCValue4<=420)//判斷輸入電壓範圍
        {
          Ref_v=435; //435,170V,511adc
          err=(Ref_v- ADCValue5)/4; //Buck 輸出定電壓控制
          u=err;
          A=u;
          if((ADCValue5>=420)&&(M2count<18000))
          {
            M2count+=1; //模式二計時開始，持續約兩秒
            M2swcount+=1; //掃頻變頻計數器
            //反流器變頻驅動部份
            if(M2swcount==2){
              PTPER+=0x0001; //重要變頻部分
              PDC1=(PTPER); //PWM 責任週期 50%
              if(PTPER==0x0188) //75KHz
                {PTPER=0x015A;} //85KHz
              M2swcount=0;}
          }
        }
      }
    }
  }
```

```

//反流器變頻驅動部份
}
else if(M1count>=18000)
{Mode=3;} //進入模式三，暖燈定電流控制模式
}
break;
//模式二-啟動點火模式結束

```

類比數位轉換模組將 5V 的類比信號轉換成 10 位元的數位信號，本文將轉換完成的數位信號右移一位，取其 9 位元，因此 5V 將以數值 511 表示。在前節介紹的電壓回授電路曾提及，降壓型轉換器輸入電壓偵測最大值設定為 500V，降壓為 5V，因此 350V 與 420V 分別轉換為 357 與 429，如程式碼中 ADCValue4；輸出電壓偵測最大值設定 200V 降壓為 5V，因此設定之開路電壓 170V，轉換成數位數值為 435，如程式碼中 ADCValue5。模式二須先判斷輸入電壓是否符合設定值，再做定電壓控制，當電壓達 165V 時，全橋反流器之驅動信號即開始掃頻，掃頻的起點為 85KHz，此值在馬達控制模組初始化時即已設定 (Init_MCPWM)，待掃頻至 75KHz 後，重置為 85KHz，直到 M2count 等於 18000。模式二持續時間約為兩秒，隨即進入模式三之暖燈定電流控制模式。

馬達控制脈波寬度調變模組之週期設定如下式：

$$T_{PWM} = [(PTPER) + 1] \cdot (PTMR \text{ prescale value}) / (FCY) \quad (4-4)$$

此式與輸出比較模組的週期計算方式一樣，不同的是，馬達控制脈波寬度調變模組之週期暫存器 PTPER 為 15 位元的暫存器，其計算公式如(4-4)式。其中 PDC1 為 16 位元之導通週期暫存器，因此須將 PTPER 左移一位。程式碼中 PDC1=PTPER，即表示將導通週期設定為 50%。

$$Duty\ Ratio = PDC1 / (PTPER \ll 1) \quad (4-5)$$

暖燈定電流模式(模式三)：

```

// 模式三-暖燈定電流控制模式開始
case 3:
PTCON=0xE00C;           //修改預除器 1:64
PTPER=0x0BFF;          //反流器驅動頻率 150Hz
PDC1=PTPER;            //責任週期 50%
DTCON1=0x0004;        //盲時設定 135ns
Ref_I=307;             //307,1.2A,511adc
err=(Ref_I- ADCValue6)/4 ; //定電流控制
u=err;
A=u;
if(M3count<5000)
{M3count+=1;}
if(M3count==5000)
{
//作保護判斷
if((ADCValue5>307)||((ADCValue6<128)) //ADCValue5 為輸
//出電壓回授信
//號，ADCValue6
//為輸出電流回授
//信號，設
//定 307(120V)、
//128(0.5A)

```

```

{
  while(1)
    {D=0;
      SetDCOC1PWM(D);}          //進保護，無窮迴
    }                            //圈，系統停止輸
}                                //出

if(M3count3<150000)
  {M3count3+=1;}
if(M3count3>=150000)
  {
    if(M>=47000)                //47000,72W
      {M3count2+=1;
        if(M3count2==1000)
          {Mode=4;}
        }//進入模式四，模式四-穩態定功率控制模式
  }
break;
// 模式三-暖燈定電流控制模式結束

```

進入模式三後，馬達控制模組須改提供低頻方波(150Hz)予全橋反流器，受限於週期暫存器 PTPER 為 15 位元，其最大值为 32767，因此須將預除器設定為 1：64，以求出範圍內的數值，計算結果 PTPER 為 3071，以 16 位元表示為 BFF。接著，加入盲時(Dead Time)設定為 135ns，以確保全橋反流器之安全操作。定電流控制設定為 1.2A，電流信號最大偵測電流訂定為 2A，因此 1.2A 便轉換為 307，如程式碼中 ADCValue6。定電流控制待 M3count 數到 5000 後，對輸出電流與輸出電壓作保護判斷，若電流小於 0.5A 即代表模式二點火失敗，電流並未上升，因此系統將停止操作；若電壓高於 120V，亦視為燈管點燈異常，同樣執行保

護動作，使用者必須重新啟動電子安定器。若點燈成功，設定 M3count3 使模式三定電流控制至少能執行 15 秒，當功率上升至 72W(額定功率為 70W)，M3count2 開始計數，待功率偵測點達 1000 次後，再進入模式四之穩態定功率控制模式，這樣做的目的是避免模式轉換時，如在未達穩定的狀態下，可能產生瞬間的電流突波。

穩態定功率控制模式(模式四)：

```
//模式四-穩態定功率控制模式開始
case4:
Ref_p=45696; //70W
err=((Ref_p- M1)/2); //定功率控制
u=err;
A=u;
// ADCValue5,358(140V),128(50V);ADCValue3,204(2V)
if((ADCValue5>358)||((ADCValue5<128)|| ADCValue3<204)
{
while(1)
{D=0;
SetDCOC1PWM(D);}
}
break;
//模式四-穩態定功率控制模式結束
}
```

當安定器控制流程進入模式四時，燈管電壓、電流已趨於穩定，此時採定功率控制，並隨時偵測燈管電壓以及散熱片的溫度。燈管電壓在正常之操作範圍約為 70V 至 140V，因此若偵測電壓低於設定值 50V(ADCValue5 為 128)，代表燈管異常。另外，若燈管老化操作電壓

上升至 140V(ADCValue5 為 358)時，代表燈管使用已達極限，系統亦將停止運作。溫度感測是藉由偵測回授之電壓值是否低於 2V 來判斷，當回授電壓低於 2V 時，散熱片溫度已達攝氏 100 度，同樣將系統關閉以免危險。

上述使用 switch()來作為不同模式的切換，以執行不同目的的控制。不論是電壓、電流或功率控制，每個模式裡須將設定值(例如 Ref_v)與回授量相減，以取得誤差量；藉由此誤差量以決定降壓型轉換器之 PWM 脈衝之導通責任週期為需要增加或減少。以下程式碼即是實現轉換器 PWM 導通責任週期視實際需要直接計算的方式。利用數位式軟體變數具備記憶之功能，當回授量低於設定值時，導通週期增加，反之，導通週期則減少，直到導通週期能使轉換器達到輸出要求。函式 SetDCOC1PWM()是用來設定輸出比較模組產生之 PWM 控制信號之導通責任週期。



```
if(A>=0)
    {A=1;
    D=D+A;}
else if(A<0)
    {A=-1;
    D=D+A;}

if(D>138) //最大導通週期限制 47%
    {D=138;
    SetDCOC1PWM(D);}
else if(D<1)
    {D=0;
    SetDCOC1PWM(D);} //最小導通週期設定為 0
```

```

        else
        { SetDCOC1PWM(D);}
    }
}
}

```

程式介紹至此，已完成從程式起始至主程式的程式撰寫。再來將主程式裡曾呼叫的函式詳列如下，分別為 Init_OC1()、Init_ADC()、Init_MCPWM()。最後，就是固定頻率中斷所執行的中斷程式內容。

// 輸出比較模組功能初始化設定

```

void    Init_OC1(void)
{
    //輸出比較脈衝開始時間數值變數
    unsigned int pulse_start ;
    //輸出比較脈衝結束時間數值變數
    unsigned int pulse_stop;
    //先關閉輸出比較模組
    CloseOC1();
    //關閉輸出比較模組中斷功能
    ConfigIntOC1(OC_INT_OFF & OC_INT_PRIOR_7);
    //設定起始輸出比較脈衝時間=0
    pulse_start = 0x00;
    pulse_stop = 0x00;
    //函式 OpenOC1 對輸出比較模組作基本設定
    OpenOC1(OC_IDLE_CON & OC_TIMER2_SRC &
    OC_PWM_FAULT_PIN_DISABLE, pulse_stop, pulse_start);
}

```

函式 Init_OC1(void)對輸出比較模組作初始化設定，其中使用函式

OpenOC1 將模組設定為輸出比較模組在控制器閒置時繼續執行、選取 Timer2 作為時脈來源以及採用簡單脈波寬度調變模式。PWM 脈衝頻率同 Timer2 所設定為 100KHz，藉由函式 SetDCOC1PWM() 可改變 PWM 脈衝之責任導通週期。

//類比數位轉換模組功能初始化設定

```
void Init_ADC(void)
```

```
{
```

```
    unsigned int Channel, PinConfig, Scanselect, Adcon3_reg,  
                Adcon2_reg, Adcon1_reg;
```

```
    //先關閉 ADC 功能
```

```
    ADCON1bits.ADON = 0;
```

```
//規劃四個偵測腳位，將其設定為類比輸入腳位
```

```
PinConfig = ENABLE_AN0_ANA&ENABLE_AN1_ANA&  
            ENABLE_AN2_ANA&ENABLE_AN3_ANA ;
```

```
Adcon1_reg =ADC_MODULE_ON &           //開啟 ADC 模組(ADON)  
            ADC_IDLE_STOP &          //控制器閒置時關閉 ADC  
            ADC_FORMAT_INTG &        //轉換結果為整數隔數  
            ADC_CLK_AUTO &           //自動觸發轉換器  
            ADC_SAMPLE_SIMULTANEOUS& //各通道同時取樣  
            ADC_AUTO_SAMPLING_ON;    //自動觸發取樣
```

```
Adcon2_reg =ADC_VREF_AVDD_AVSS & //參考電壓為+AVdd(5V)  
            //和-AVss (0V)
```

```
            ADC_SCAN_OFF &           //關閉轉換通道掃描功能
```

```
            ADC_ALT_BUF_OFF &        //關閉結果暫存器輪替功能
```

```
            ADC_ALT_INPUT_OFF & //關閉多工器輪替功能
```

```
            ADC_CONVERT_CH_0ABC& //設定轉換四個轉換通道
```

```

        ADC_SAMPLES_PER_INT_1; //每次中斷取樣一次
Adcon3_reg = ADC_SAMPLE_TIME_16 & //自動取樣時間為 16 單位
        ADC_CONV_CLK_SYSTEM & //轉換觸發來源為系統時間
        ADC_CONV_CLK_4Tcy; //轉換長度為 4 個指令時間
Scanselct = SCAN_NONE; //設定無掃描腳位
OpenADC10(Adcon1_reg, Adcon2_reg, Adcon3_reg, PinConfig,
        Scanselct);
//設定個別通道所對應的類比輸入腳位 CH0 正端:AN3, 負端:AVss(0V)
//CH1、CH2、CH3 之正端依序為 AN0AN1AN2, 負端為 AVss(0V)
Channel =ADC_CH0_POS_SAMPLEA_AN3 &
        ADC_CH0_NEG_SAMPLEA_NVREF &
        ADC_CHX_POS_SAMPLEA_AN0AN1AN2 &
        ADC_CHX_NEG_SAMPLEA_NVREF ;
SetChanADC10(Channel);
ConfigIntADC10(ADC_INT_DISABLE); //關閉 ADC 中斷功能
}

```

類比數位轉換模組旨在將回授的四組信號轉換成數位形式以供控制器處理使用，規劃 AN0、AN1、AN2、AN3 四支腳位為類比輸入，AN0 規劃至 CH1 之正端、AN1 規劃至 CH2 之正端、AN2 規劃至 CH3 之正端、AN3 規劃至 CH0 之正端，各組通道之負端皆為 AVss(0V)，而正端偵測電壓之上限為 AVdd(5V)。類比數位轉換時，同時取樣四組通道並轉換成整數形式之數位信號，儲存在暫存器中，控制器再讀取暫存器之內容來做後續的處理。

```

// 馬達控制脈波寬度調變模組功能初始化設定
void Init_MCPWM(void)
{
    //PWM 中斷功能變數
    unsigned int config;
    //PWM 週期變數
    unsigned int period;
    //PWM 特殊事件比較數值變數
    unsigned int sptime;
    //PWM 週期模組設定變數 1
    unsigned int config1;
    //PWM 週期模組設定變數 2
    unsigned int config2;
    // PWM 週期模組設定變數 3
    unsigned int config3;
    // PWM 導通週期設定相關變數
    unsigned int dutycyclereg;
    unsigned int dutycycle;
    unsigned char updatedisable;
    //中斷功能與優先順序的設定：關閉 PWM 訊號錯誤中斷功能
    config = (PWM_INT_DIS & PWM_FLTA_DIS_INT &
             PWM_INT_PR1 & PWM_FLTA_INT_PR0);
    ConfigIntMCPWM( config );
    dutycyclereg = 1; //第一組 PWM
    dutycycle = 0x015A; //導通責任週期 50%
    updatedisable = 0;
    SetDCMCPWM(dutycyclereg,dutycycle,updatedisable);
}

```

```

period = 0x015A;                //PWM 頻率為 85KHz
sptime = 0x0;
//開啟 PWM 模組、閒置時停止操作、1 倍後除器、1 倍預除器、
//邊緣對齊模式計時器
config1 = (PWM_EN & PWM_IDLE_STOP &
           PWM_OP_SCALE1& PWM_IPCLK_SCALE1&
           PWM_MOD_FREE);
//啟動 PWM1 互補模式、PWM2、3 關閉
config2 = (PWM_MOD1_COMP &
           PWM_PDIS3H & PWM_PDIS2H & PWM_PEN1H &
           PWM_PDIS3L & PWM_PDIS2L & PWM_PEN1L);
//PWM 特殊事件比較 1 倍後除器、PWM 同步時脈與更新
config3 = (PWM_SEVOPS1 & PWM_OSYNC_PWM &
           PWM_UEN);
OpenMCPWM(period,sptime,config1,config2,config3);
DTCON1=0x0004;                //加入空白時間 135ns
}

```

馬達控制脈波寬度調變模組提供全橋反流器兩個互補的驅動信號。設定其導通責任周期固定為 50%，並將起始頻率設定為 85KHz，而脈衝採用邊緣對齊模式。

//中斷副程式執行內容

```
void _ISR_T2Interrupt(void)
```

```
{
```

```
    miliSec += 1 ;
```

```
    if (miliSec ==10)
```

```
    {
```

```
        IFS0bits.ADIF = 0;    //重要:使用中斷旗標檢查訊號轉換程
```

```

        //序是否完成
        ADCON1bits.ADON = 1; //開始 ADC 取樣和轉換
        while (!IFS0bits.ADIF); //轉換是否結束?
        ADCON1bits.ADON = 0; //停止 ADC 取樣和轉換
        //讀取類比數位轉換內容
        ADCValue3 =(ReadADC10(0)>>1); //溫度感測信號
        ADCValue4 =(ReadADC10(1)>>1); //Buck 輸入電壓訊號
        ADCValue5 =(ReadADC10(2)>>1); //Buck 輸出電壓訊號
        ADCValue6 =(ReadADC10(3)>>1); //Buck 輸出電流訊號
        M1=(ADCValue5)*(ADCValue6); //70W,45696
        One = 1 ;
            miliSec = 0 ;
        }
        IFS0bits.T2IF = 0 ; //重要:中斷旗標須手動設為 0
    }

```

本程式撰寫的最後一部份介紹中斷副程式之內容。中斷副程式在起始時須以中斷向量表所定義之名稱來命名，如 T2Interrupt；同時須在名稱前加上 ISR 的特殊定義字，如 void _ISR _T2Interrupt(void)，以告知編譯器此函式為中斷時期所執行函式。中斷副程式之中斷頻率同 Timer2 設定之頻率 100KHz，可藉由計數的方式來除頻，降低中斷副程式內容執行的頻率。本文中斷副程式執行類比數位轉換之工作，並讀取出轉換的內容，提供各模組在執行所需之回授資料，各模組根據回授資料做出導通責任週期的增減，以達到最後控制的目的。

本節將完整的程式流程與基本的軟體設定作一論述，受限於篇幅，無法對所有內容做最詳盡的解釋，讀者可參考參考文獻[23]~[27]以更深入學習此數位信號控制器的使用。下節，將展示硬體電路搭配軟體控制之實驗結果。

4.4 實驗結果

在完成硬體電路之製作與軟體程式之撰寫後，本節將展示複金屬燈數位化電子式安定器之實際測試結果。圖 4-11 與圖 4-12 為全橋反流器之驅動信號，透過數位控制器之程式設定其頻率分別為 150Hz 與 85KHz。圖中，兩組驅動信號互補，並設定其盲時(Dead Time)約為 135ns，如圖 4-13 所示。

圖 4-14 為啟動點火電路測試波形圖，啟動點火電路之測試方式是在負載端開路的情況下作測試，程式之設計為降將型轉換器之開路輸出電壓達 170V 時，開始作全橋驅動信號之頻率掃描，掃描時間約兩秒鐘後即停止掃描。圖 4-15 為降壓型轉換器開路輸出電壓以及點火電壓之展開圖，開路輸出電壓為 170V，點火電壓最大值為 2.42KV。

圖 4-16 至圖 4-19 為電子安定器模擬燈管老化之穩態定功率控制 (70W)實測結果。使用電阻負載模擬燈管老化等效電阻上升之情況，分別量測電阻值為 70Ω、91.43Ω、142.85Ω 以及 280Ω 之電壓、電流波形。圖 4-16 電壓大小約為 70V，電流大小約為 1A；圖 4-17 電壓大小約為 80V，電流大小約為 0.875A；圖 4-18 電壓大小約為 100V，電流大小約為 0.7A；圖 4-19 電壓大小約為 140V，電流大小約為 0.5A。並將不同操作電壓之輸出功率繪於圖 4-20。由圖 4-20 功率對電壓曲線圖可看出安定器在大範圍之燈管電壓操作下，仍然可以保持頗佳的定功率控制效果。

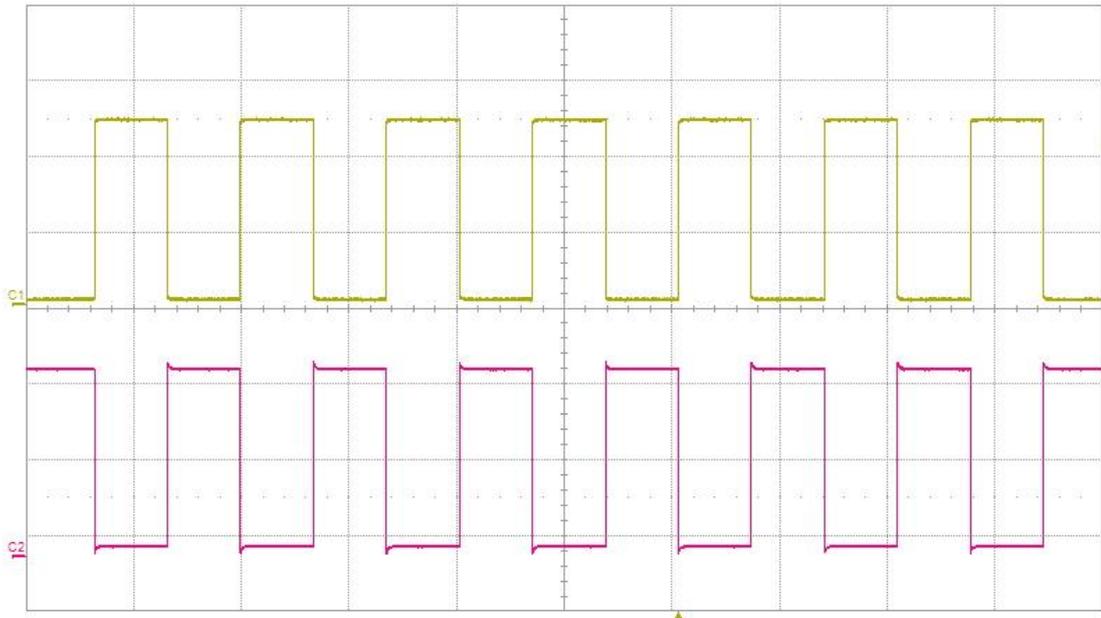


圖 4-11 全橋反流器驅動信號，頻率 150Hz
C1(2V/div)、C2(2V/div)、Time(5ms/div)

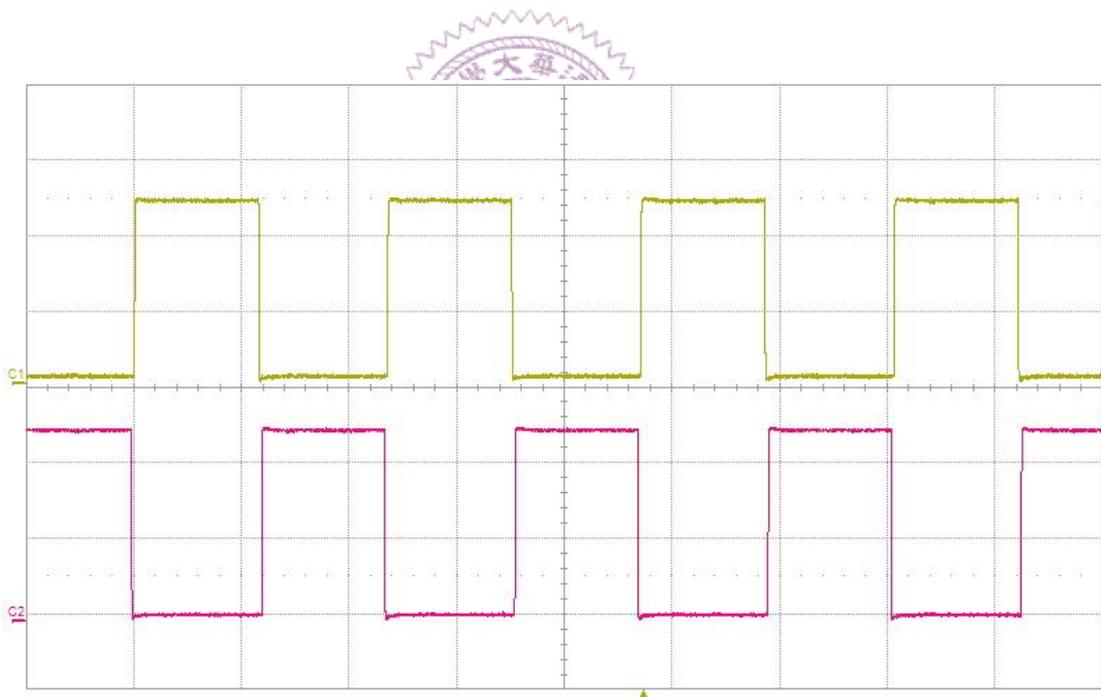


圖 4-12 全橋反流器驅動信號，頻率 85KHz
C1(2V/div)、C2(2V/div)、Time(5us/div)

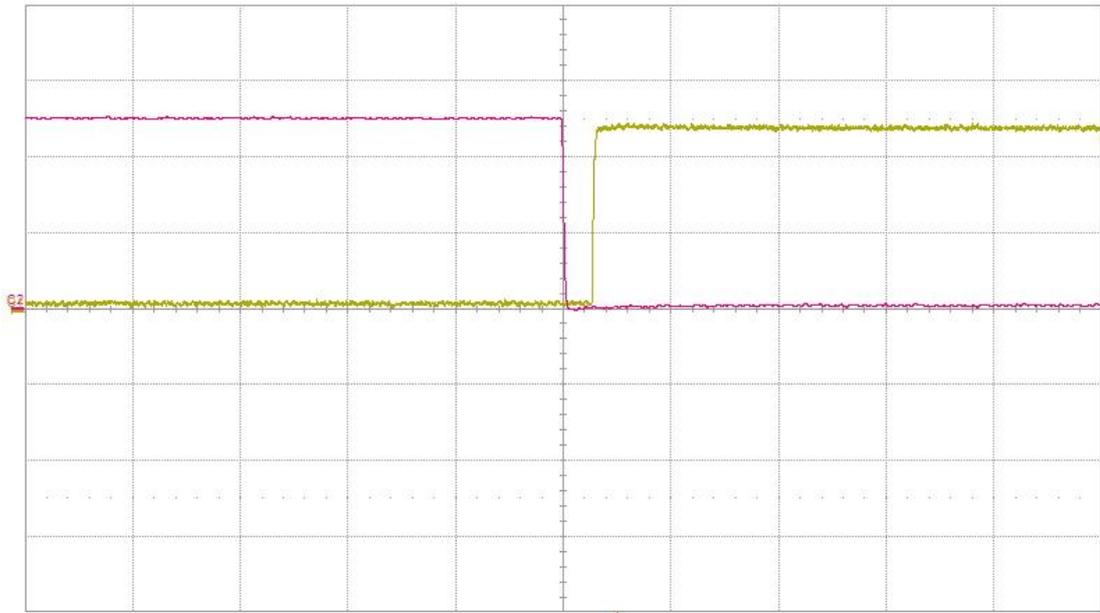


圖 4-13 全橋反流器驅動信號(盲時約為 135ns)
C1(2V/div)、C2(2V/div)、Time(500ns/div)

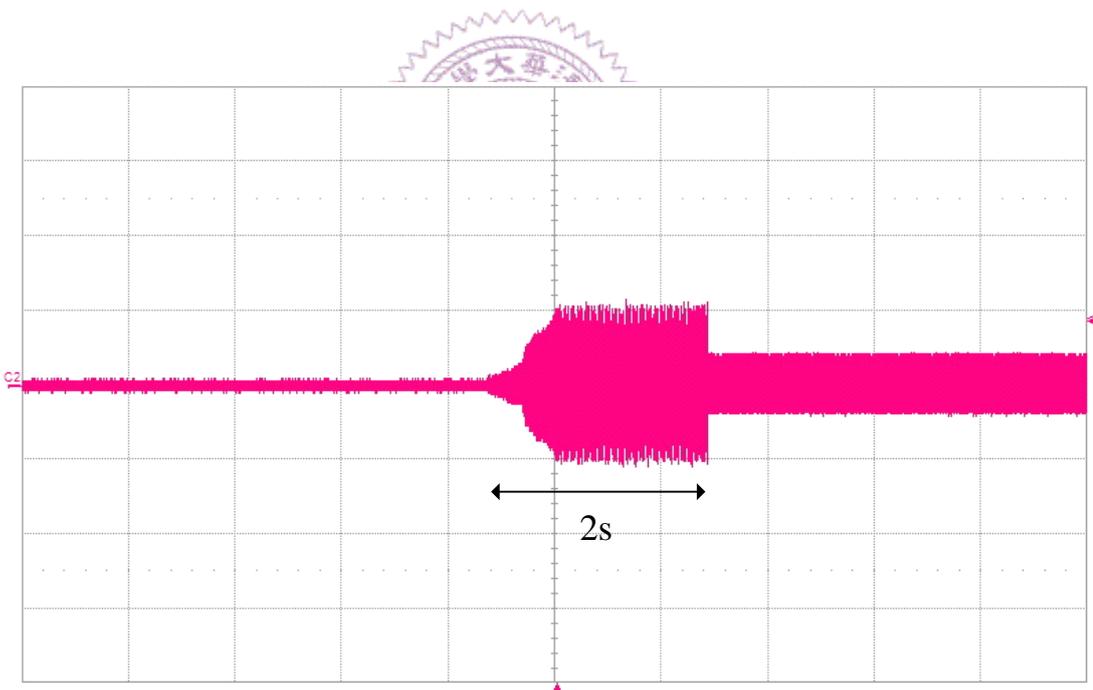


圖 4-14 啟動點火電路測試電壓波形圖
C2(2KV/div)、Time(1s/div)

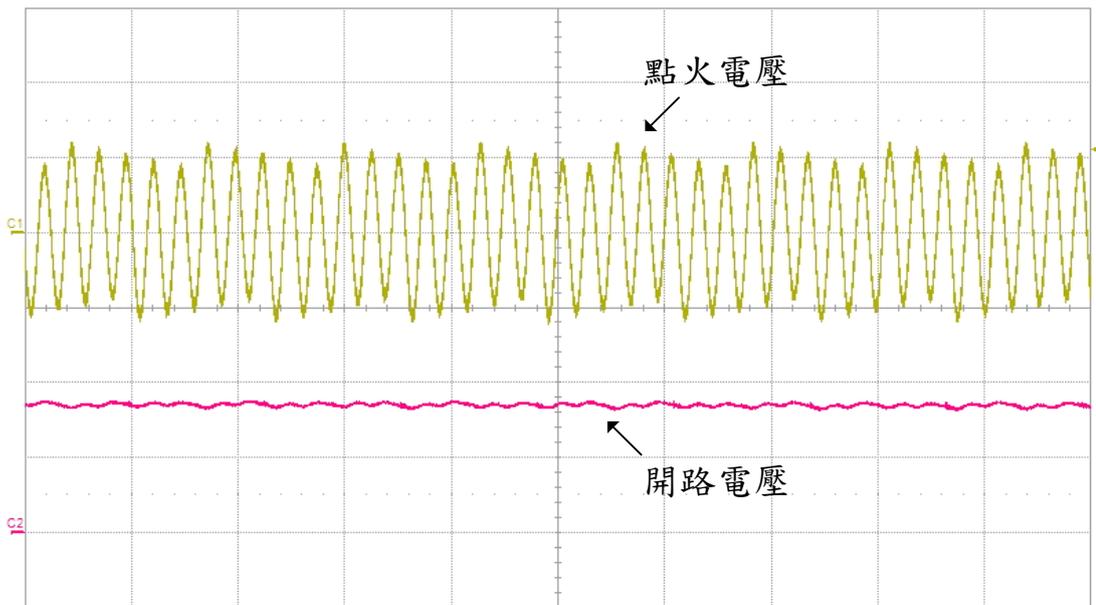


圖 4-15 啟動點火電路電壓與降壓型轉換器開路輸出電壓波形展開圖
 C1(2KV/div)、C2(100V/div)、Time(10us/div)

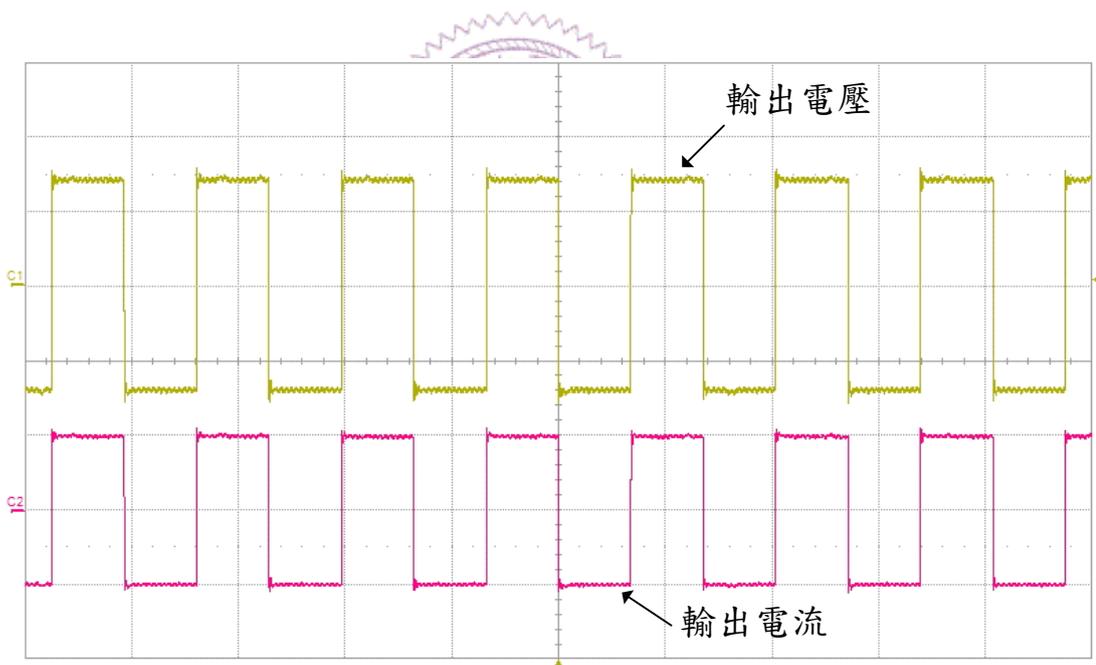


圖 4-16 等效電阻為 70Ω 之電壓、電流波形圖
 C1(50V/div)、C2(1A/div)、Time(5ms/div)

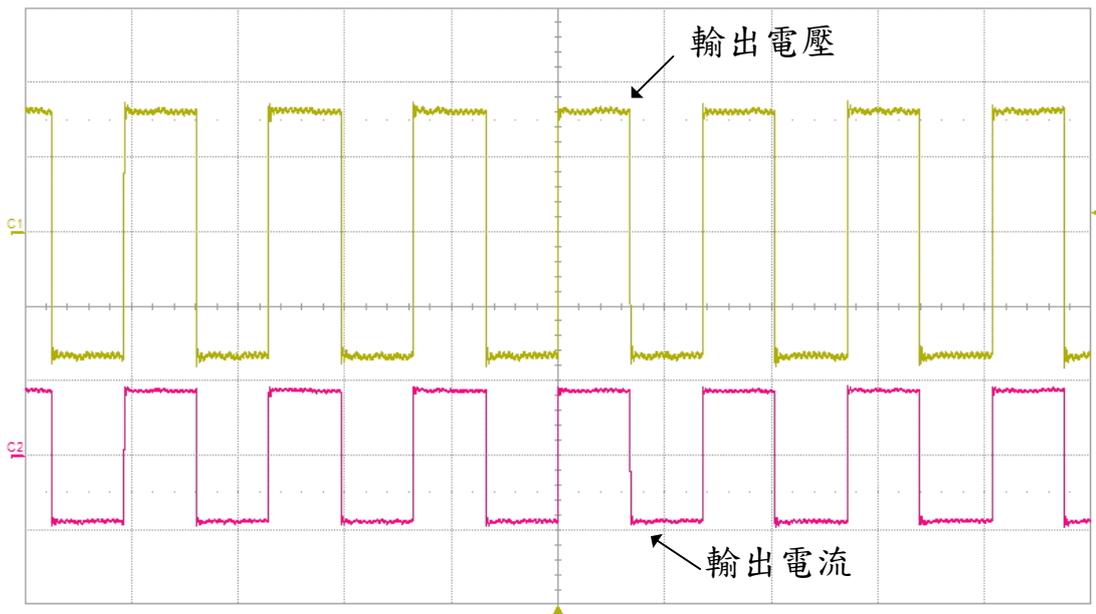


圖 4-17 等效電阻為 91.43Ω 之電壓、電流波形圖 C1(50V/div)、C2(1A/div)、Time(5ms/div)

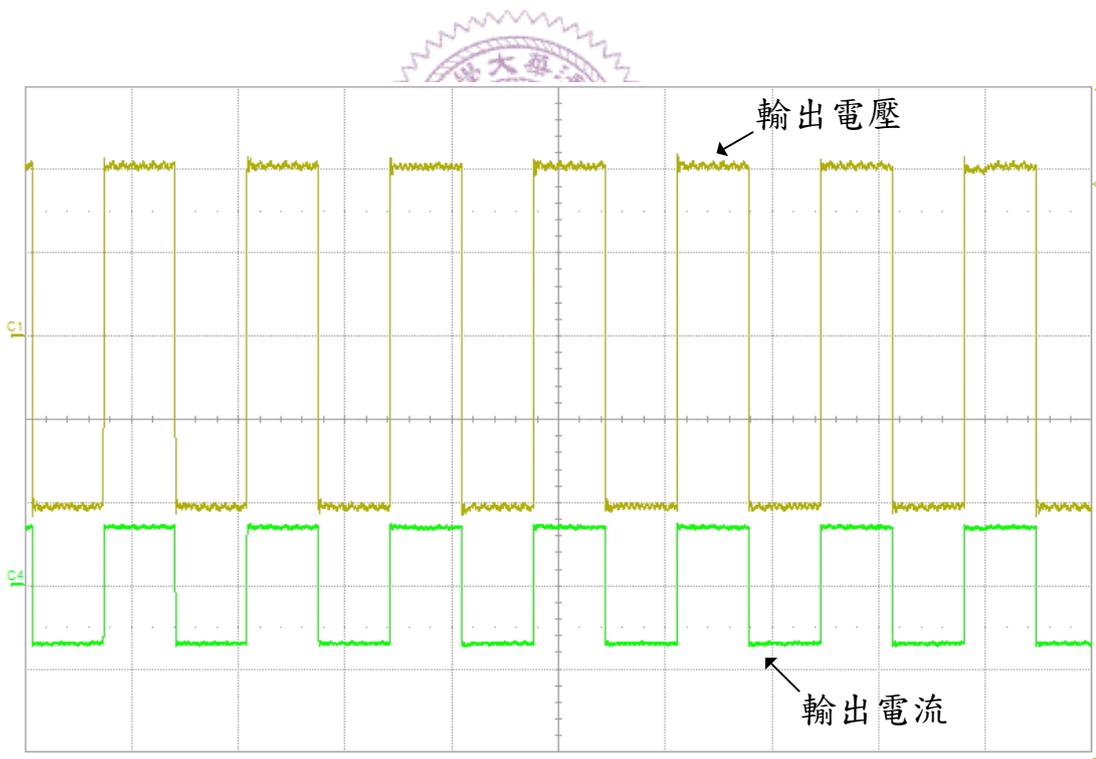


圖 4-18 等效電阻為 142.85Ω 之電壓、電流波形圖 C1(50V/div)、C2(1A/div)、Time(5ms/div)

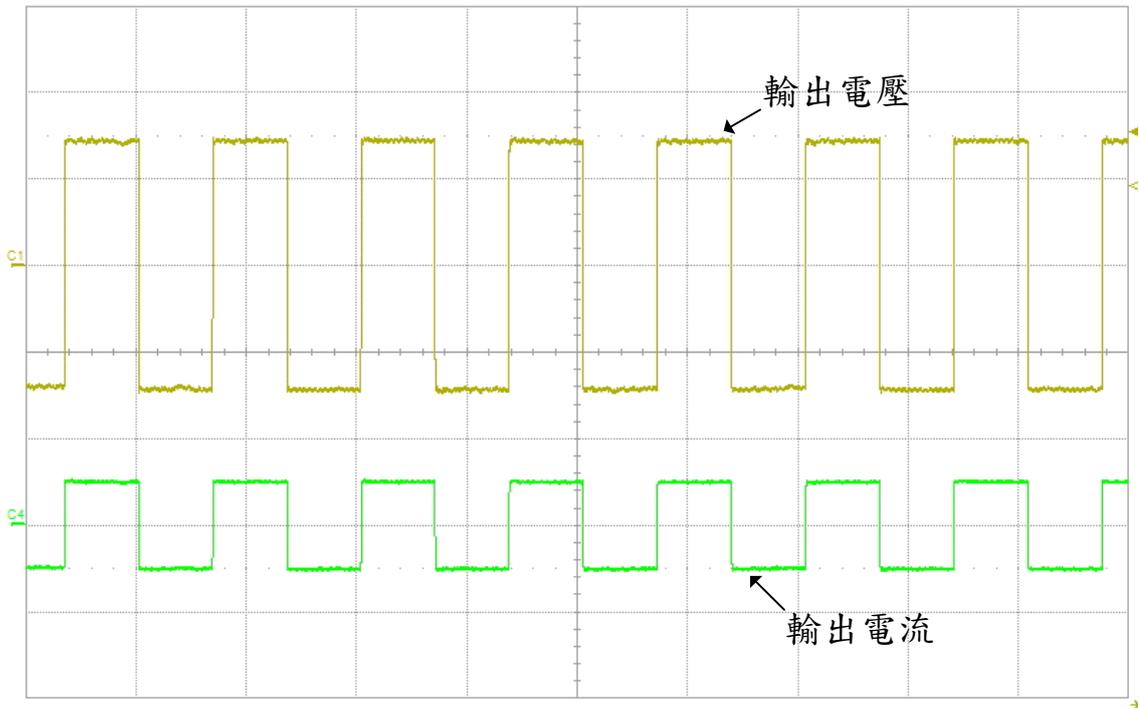


圖 4-19 等效電阻為 280Ω 之電壓、電流波形圖
 C1(100V/div)、C2(1A/div)、Time(5ms/div)

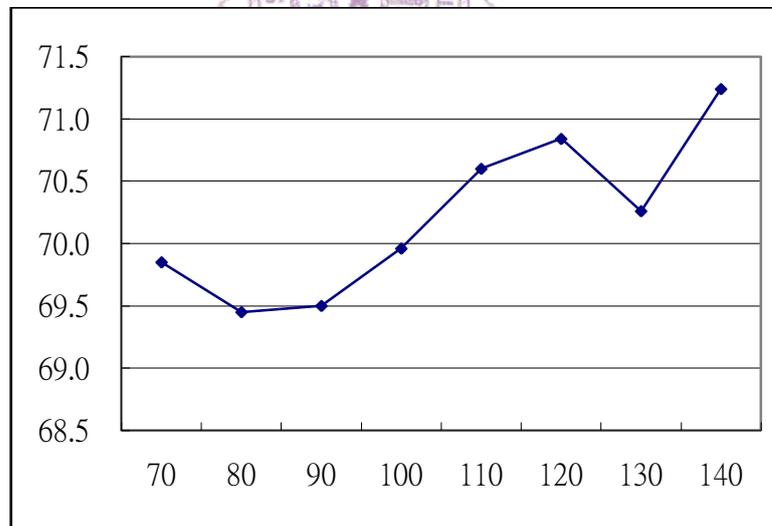


圖 4-20 定功率控制下，輸出功率對輸出電壓曲線圖

接下來圖 4-21 所示為安定器在點火失敗後啟動保護機制輸出電壓與驅動信號之波形。其中 C2 波形代表降壓型轉換器主動開關之驅動信號，在點火失敗後，驅動信號關閉，系統隨即停止能量輸出。

圖 4-22 為複金屬燈在全數位式電子安定器驅動下，從啟動暫態至穩態電壓、電流波形圖。燈管之啟動包含電壓崩潰、輝光放電、光光轉弧光以及弧光放電四個部份，如圖中所示，燈管約經過七十秒逐漸達到穩定狀態。圖 4-23(a)與圖 4-23(b)為電壓崩潰瞬間，輝光放電，電壓下降、電流上升之波形圖，此時點火電路發揮限流之作用。圖 4-24 為燈管操作最後進入穩態後，燈管電壓、電流波形圖，此時燈管電壓大小約為 80V、電流大小約為 0.875A，定功率 70W。

另外，上節程式撰寫介紹曾提及，在點燈實驗時，安定器從暖燈定電流模式轉換至穩態定功率模式之轉換依據為判斷燈管操作功率是否達到 72W 以上，待數位控制器偵測到 1000 次後再將安定器改以定功率控制。程式邏輯判斷中，功率偵測點的計數可確保燈管功率達穩定操作後，再執行模式的轉換，如直接以單一功率偵測點作模式轉換會產生極大的異常突波，如圖 4-25 所示。

圖 4-26 為本文所驅動負載燈具外觀圖，型號為 OSRAM HQI-E 70W/NDL。此型號複金屬燈外型為單端橢圓形燈泡，燈泡外殼塗有表面塗層，可濾除紫外線，因此可應用於開放式的燈具，如工業、辦公室或百貨公司的向下照明等，所使用燈座為 E27 燈座。圖 4-27 為實驗點燈之實驗照片。圖 4-28 為複金屬燈數位電子安定實體製作雛型。

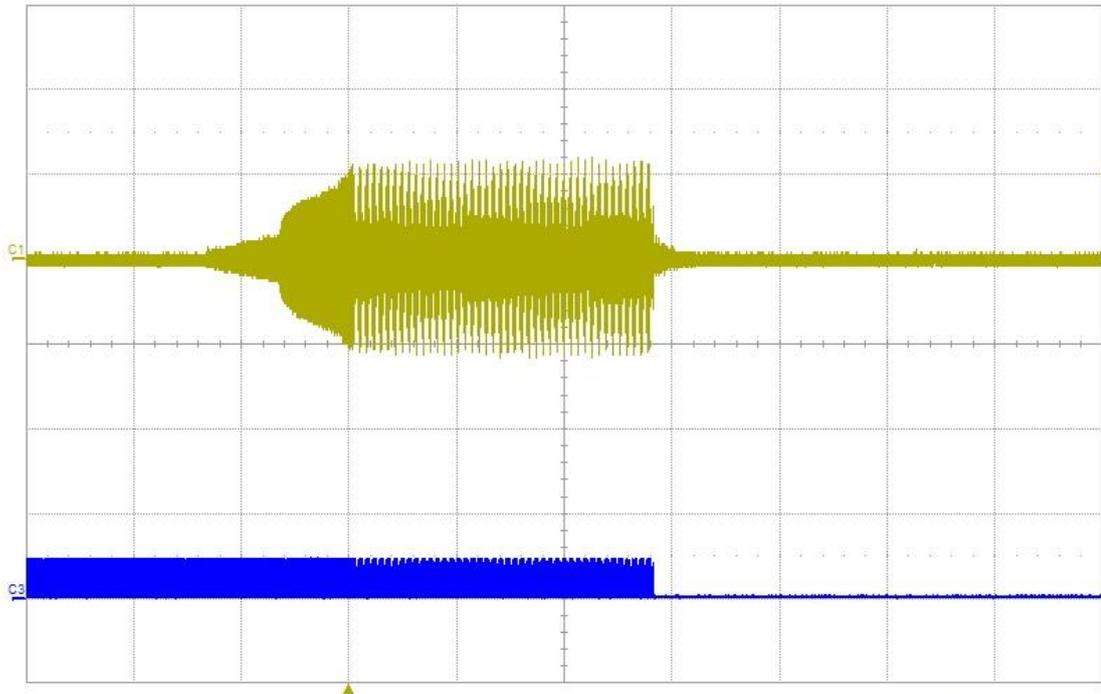


圖 4-21 電子安定器點火失敗保護機制之電壓與驅動信號之波形
 C1(2KV/div)、C2(10V/div)、Time(500ms/div)

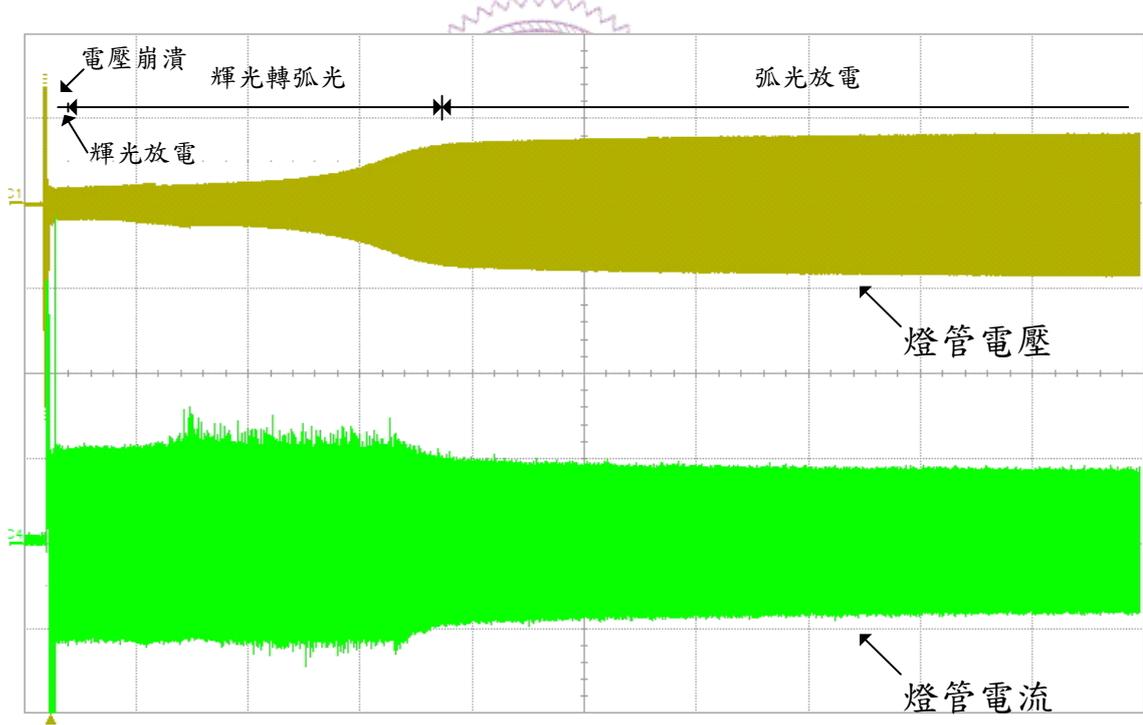
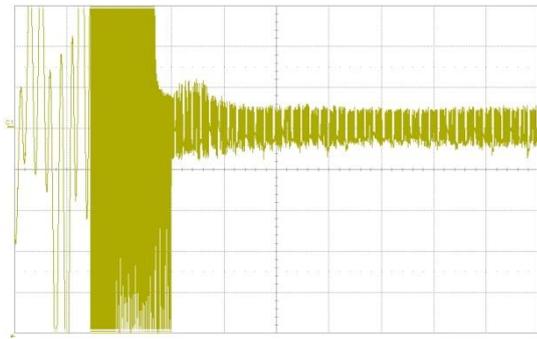
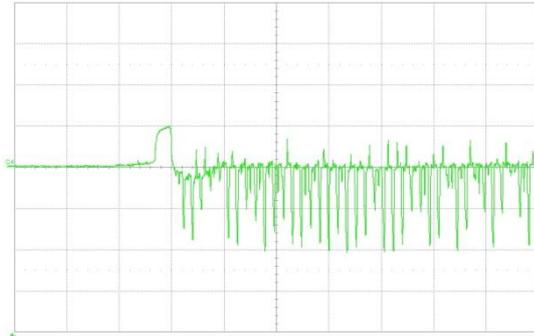


圖 4-22 複金屬燈啟動暫態至穩態電壓、電流波形圖
 C1(100V/div)、C2(1A/div)、Time(20s/div)



(a)



(b)

圖 4-23 複金屬燈電壓崩潰後，輝光放電(a)電壓波形圖(b)電流波形圖
(a) C1(50V/div)、(b) C4(2A/div)、Time(200ms/div)

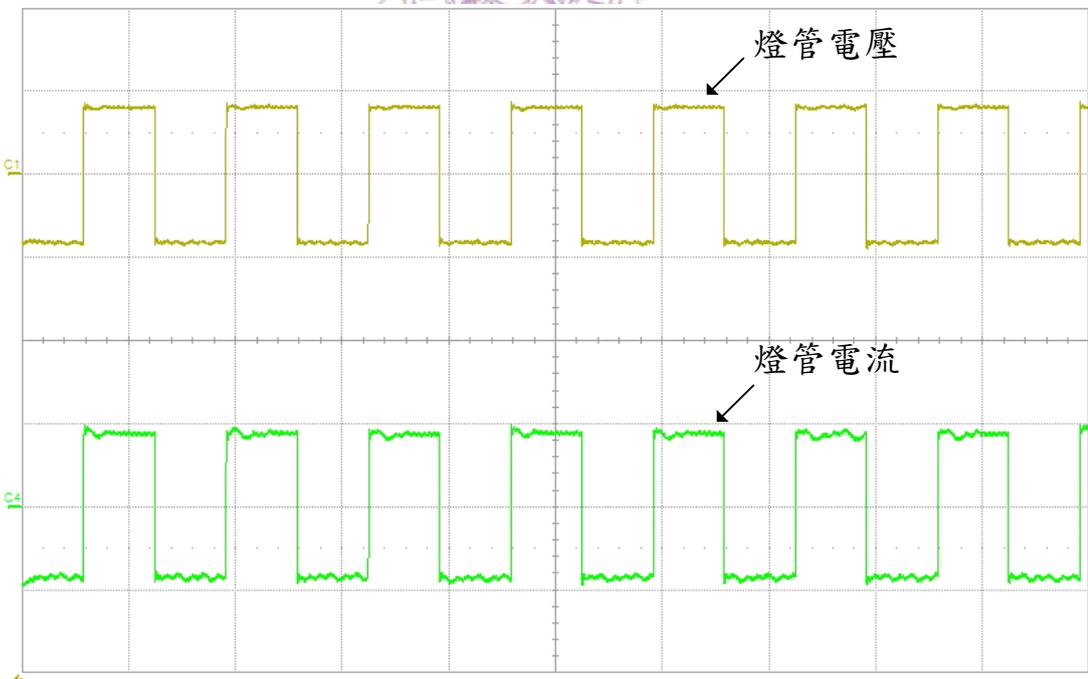


圖 4-24 複金屬燈穩態時燈管電壓、電流波形圖 C1(100V/div)、
C4(1A/div)、Time(5ms/div)

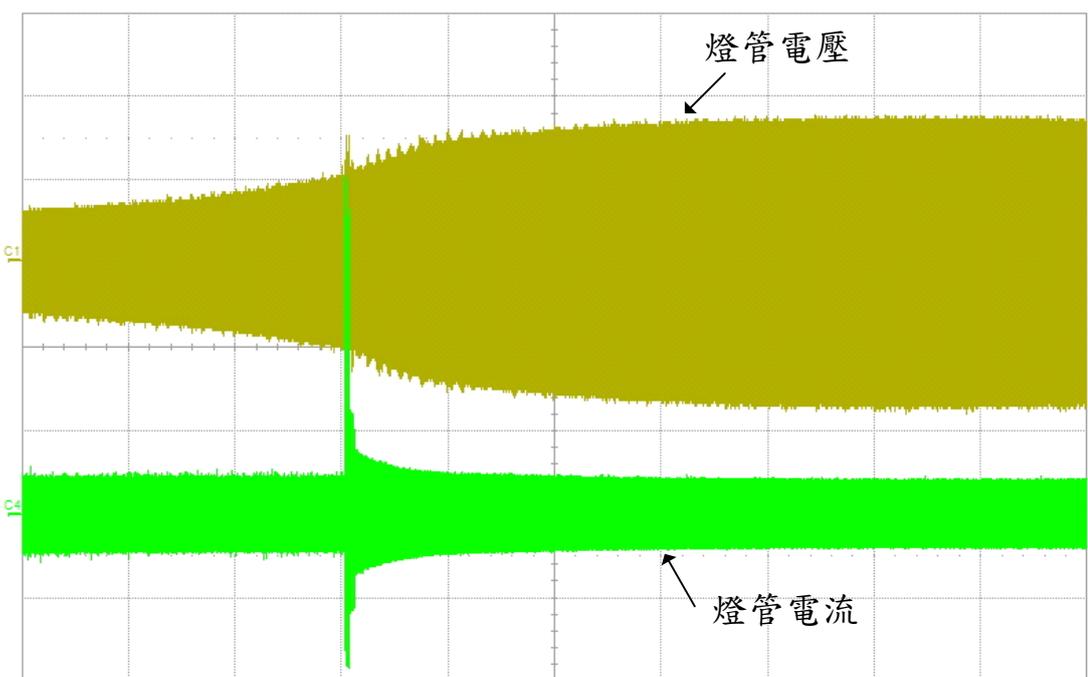


圖 4-25 點燈過程不良之模式轉換產生之突波波形圖
 C1(50V/div) 、 C4(2A/div) 、 Time(10s/div)



圖 4-26 歐斯朗 OSRAM HQI-E 70W/NDL 與 E27 燈座

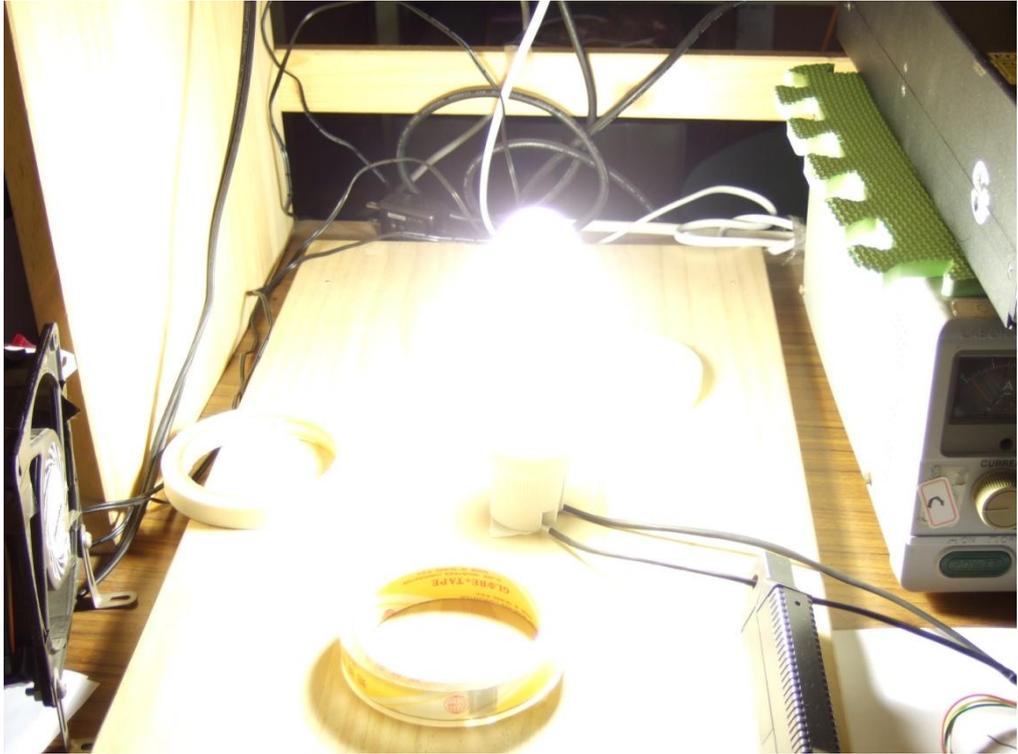


圖 4-27 點燈實驗照片

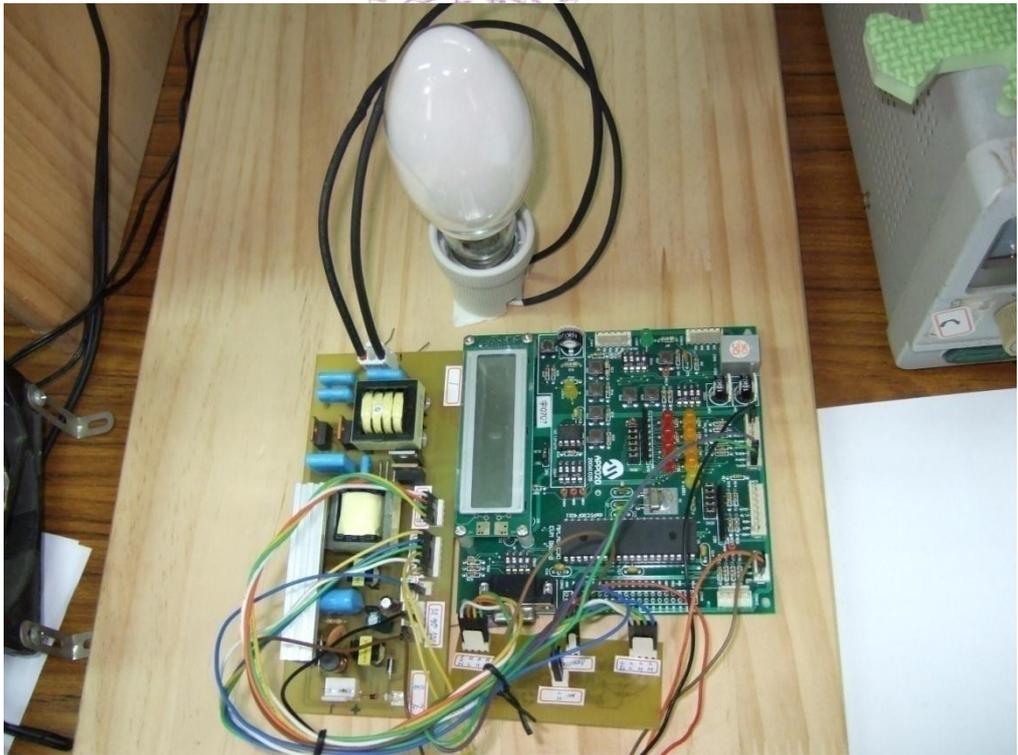


圖 4-28 複金屬燈數位式電子安定器電路雛形

第五章 結論

由於複金屬燈具有良好的發光特性，使得其應用產品之市場佔有率亦有越來越高的趨勢。本文針對複金屬燈之工作原理以及搭配之電子安定器作詳細的說明與探討，並設計出一全數位控制之電子式安定器來驅動額定功率 70W 之複金屬燈。使用數位信號控制器來實現完整的點燈流程，同時藉由軟體程式設計，提供適合的保護功能。相較於使用類比控制 IC 之控制方法，數位控制之方法具有彈性化設計、電路精簡、架構簡單之優點；針對燈管穩態操作之定功率控制，在燈管老化其等效電阻大幅提升以及降壓型轉換器輸入電壓變動的情況下，數位信號控制器皆能夠達到精準之定功率控制效果，得以延長燈管之使用壽命。

第二章針對複金屬燈之工作原理及特性，包含其發光原理、構造、啟動過程暫態特性、以及穩態時音頻共振和燈管使用老化的現象、問題作詳細介紹和探討，並介紹現有安定器的數種架構以及穩態時定功率控制的實現方式。最後，選擇使用數位信號控制(DSC)作為電子安定器控制之核心。

第三章剖析本文所提全數位電子式安定器，包含硬體電路工作原理與複金屬燈之點燈流程解析，並配合完整的軟體程式流程規劃；在第三章最後一小節概述擬採用之數位信號控制器。

第四章列出本文所製作之電子安定器規格，並依照規格設計硬體電路；軟體程式配合第三章所規劃之程式流程進行撰寫設計，完整的程式解析亦呈現在本章中；最後，實體製作一 70W 之複金屬燈全數位電子式安定器之雛形，並展示實驗波形與實測結果。

學習與研究是無止盡的，設計出一個好的成品，就會希望能夠做出更棒的效果，受限於時間不足，本文提出以下幾點建議以供參考：

1、複金屬燈是一種複雜的驅動對象，欲達到最好的點燈效果，需要長期之經驗累積，以本文建構之數位式電子安定器作為基礎，藉由軟體程式設計平台，來研究出最佳的點燈策略。

2、數位控制的優點之一就是極具彈性化的設計方式。彈性化的設計方式使許多複雜功能之實現變得容易。例如，數位信號控制器強大之通訊能力，使得電子安定器可與周邊硬體作溝通與整合，在許多應用如投影機，將電子安定器與控制中樞整合是很重要的任務。

3、將降壓型轉換器之前級功因校正器之控制整合到數位信號控制器中，亦是一個值得研究的方向。



參考文獻

- [1] Mark W., “A Study of The High Intensity Discharge Lamp Electronic Ballast Interface,” *IAS Industry Applications Conference*, vol 2, pp 1043-1048, Oct 2003
- [2] Jia H. Chen, Kong S. Ng, Chin S. Moo, Sheng Y. Tang, and Ching R. Lee, “Accelerating Start-up of Metal Halide Lamps,” *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, vol 2, pp 1317 – 1321, July 2006
- [3] Sheng Y. Tang, Jia H. Chen, Ching R. Lee, and Hung L.Cheng, “Starting Transient Characteristics of Metal Halide Lamps,” *IEEE Power Conversion Conference* , pp. 711-716, 2007.
- [4] 宋明俊，『複金屬燈特性研究』，中山大學碩士論文，中華民國八十九年六月。
- [5] 鍾昇文，『並聯式車用氙燈驅動器』，中山大學碩士論文，中華民國九十五年七月。
- [6] 賴文上，『汽車氙燈電子式安定器研製』，成功大學碩士論文，中華民國九十三年六月。
- [7] 徐文彬，『汽車用氙燈特性之研究』，成功大學碩士論文，中華民國九十年五月。
- [8] Yan Wei, Y. K. E. Ho, and S. Y. R. Hui, “Investigation on methods of eliminating acoustic resonance in small wattage high-intensity-discharge lamps,” *2000 IEEE Conference Record of the Industry Applications Conference*, Vol. 5, 8-12, pp. 3399-3406, Oct.2000
- [9] M. Ponce, A. Lopez, J. Correa, J. Arau, and J. M. Alonso. “Electronic Ballast for HID Lamps with High Frequency Square Waveforms to Avoid Acoustic Resonances,” *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC'01* , pp. 658-663, march 2001
- [10] Y. Hu, “Analysis and Design of High-Intensity-Discharge Lamp Ballast for Automotive Head,” master thesis, *Virginia Polytechnic*

Institute,2001.

- [11] Chien-Ming Huang, Tsorng-Juu Liang, Ray-Lee Lin, and Jiann-Fuh Chen , “A Novel Constant Power Control Circuit for HID Electronic Ballast,” *IEEE Transactions on Power Electronics* ,vol 22, pp 1573 1582, Sep 2007.
- [12] Diaz, F.J., Azcondo, F.J., Branäs, C., Casanueva, R. and Zane, R., “Control of low-frequency square-wave electronic ballast with resonant ignition using a dsPIC30F2010,” *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pp3019-3024, June 2007
- [13] Miaosen Shen, Zhaoming Qian, and Peng F. Z, “ A Novel Two-Stage Acoustic Resonance Free Eletronic Ballast For HID Lamps”, *IAS Industry Applications Conference*, vol 3, pp 1869-1874, Oct 2002
- [14] Zhang Weiqiang and Xu Dianguo, “Novel constant power control of electronic ballast for HPS lamps”, in *Proc. IEEE ICIT'02*, vol 1,pp.129-132, 2002.
- [15] Microchip Official Website <http://www.microchip.com>
- [16] Gye-Hyun Jo; Chong-Yeun Park, “A study on electronic ballast for metal halide lamps with adaptive starting,” *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, vol 2, pp1057-1061, May 2004
- [17] 湯博文，『雙燈管複金屬燈電子式安定器之研製』，成功大學碩士論文，中華民國九十五年。
- [18] Rong Guo, Min Chen, and Zhaoming Qian, “Study of Igniter in Low-Frequency Square Wave Electronic Ballasts for Metal Halide Lamps” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol 22 ,pp 1098-1106, July 2007.
- [19] M. Ponce, E. Flores, and R. Osorio, “Analysis and design of igniters for HID lamps fed with square waveforms,” in *Proc. IEEE PESC*, vol. 1, pp. 396–400, Jun.2004
- [20] 吳財福、吳永駿、余德鴻，『調光電子安定器』，全華科技圖書股

份有限公司，中華民國八十七年五月。

- [21] W. Pabst and D. Klien, “Igniting High-Pressure Lamps with Electronic Ballasts, ”*Journal of the Illuminating Engineering Society*, pp. 14-20, Summer 1992
- [22] G. Zaslavsky, S. Cohen, and W. Keefe, “Improved Starting of the 100-W Metal Halide Lamp, ” *Journal of the Illuminating Engineering Society*, pp. 76-83, Summer 1990
- [23] 曾百由，『數位信號控制器原理與應用』，宏友圖書開發股份有限公司。
- [24] dsPIC30F4011 High Performance Digital Signal Controllers, Microchip Technology, 2005.
- [25] MPLAB C30 C compiler user guide, Microchip Technology, 2005.
- [26] dsPIC Language Tools Getting Started, Microchip Technology, 2005.
- [27] 16-BIT LANGUAGE TOOLS LIBRARIES, Microchip Technology, 2005.
- [28] F.J. Diaz, F. J. Azcondo, Ch. Braas, and R. Casanueva, “Digitally controlled low frequency square wave electronic ballast with resonantignition and power loop,” *IAS Industry Applications Conference*, pp 826-832, Sep 2007.

附 錄 軟 體 程 式 碼

```
// *****
// 文件 : Control program for electronic ballast of Metal Halide lamp
// 目標 : 控制複金屬燈電子安電器，實現全數位化的點燈流程
//
//          使用的函式 :
//          ConfigIntTimer2()
//          OpenTimer2()
//          ConfigintADC10()
//          Init_ADC()
//          OpenADC10
//          SetChanADC10()
//          ReadADC10()
//          Init_OC1
//          ConfigIntOC1()
//          OpenOC1
//          CloseOC1()
//          SetDCOC1PWM()
//          Init_MCPWM()
//          ConfigIntMCPWM()
//          SetDCMCPWM()
//          OpenMCPWM()
//
// 動作 :
//          1.mode 1開始，程式初始化，周邊模組功能開啟
//          2.進入mode 2啟動點火模式，輸出170V後，起動掃頻功能。
//          3.進入mode 3定電流控制
//          4.進入mode 4定功率控制
// *****

#define __dsPIC30F4011__
#include <p30F4011.h> //將控制器標準表頭檔案含入
#include <timer.h> //將timer 函式的原型宣告檔案含入
#include <pwm.h> //將pwm 函式的原型宣告檔案含入
#include <adc10.h> //將adc10 函式的原型宣告檔案含入
#include <outcompare.h> //將compare 函式的原型宣告檔案含入
#define FCY 7372800 * 4 //因為震盪頻率為7.3728 MHz，將其
//乘以16 倍，而每一指令週期需4 個
//clock，所以FCY=(7.3728*16/4)=
//7372800* 4 MIPS

//配置暫存器位元設定開始
_FOSC(CSW_FSCM_OFF & XT_PLL16); //外部震盪器搭配16 倍鎖
//相邏輯放大，並關閉時脈
//來源切換與故障保險時
//脈來源監控功能
_FWDT(WDT_OFF); //關閉看門狗計時器
```

```

_FBORPOR(PBOR_OFF & MCLR_EN); //關閉電壓異常重置功
//能，將主要清除腳位重置
//功能開啓(MCLR)
_FGS(CODE_PROT_OFF); //關閉程式碼保護功能
//配置暫存器位元設定結束

//自訂函式宣告
void Init_ADC(void);
void Init_MCPWM(void);
void Init_OC1(void);

//全域變數宣告
int Mode=2; //模式變數，在程式初始化完成後，
//開始模式二(啓動點火模式)

unsigned int miliSec=0; //中斷時計數用
signed long ADCValue3,ADCValue4,ADCValue5,ADCValue6;
signed long err,u,A,D,Ref_v,Ref_p,Ref_I ;
signed long M=0,M2count=0,M2swcount=0,M3count=0,
M3count2=0,M3count3=0;

//union 集合宣告使ByteAccess 與下列的位元結構使用相同的記憶體，
//可利於不同格式的運算需求
union {
unsigned char ByteAccess ;
struct {
unsigned Bit0: 1 ;
unsigned Bit1: 1 ;
unsigned Bit2: 1 ;
unsigned unused : 5 ;
};
SystemFlag ;
#define One SystemFlag.Bit0

int main( void )
{
Init_ADC(); //將ADC 進行初始化設定將MCPWM
Init_MCPWM(); //進行初始化設定，此模組提供全橋反流
//器互補之驅動信號
Init_OC1(); //將輸出比較模組OC1 進行初始化設
//定，此模組負責提供Buck 驅動信號

//啓動Timer2 的中斷功能，設定中斷優先等級爲7(最高)
ConfigIntTimer2( T2_INT_PRIOR_7 & T1_INT_ON );
OpenTimer2( T2_ON & T2_IDLE_STOP & T2_GATE_OFF &
T2_PS_1_1 & T2_32BIT_MODE_OFF & T2_SOURCE_INT ,(294) );
One = 0 ;

while(1)
{
if ( One )
{
One = 0 ;

```



```

switch(Mode){
//模式二-啓動點火模式開始
case 2:
if(ADCValue4>=342&& ADCValue4<=420)
{
    Ref_v=435;
    err=(Ref_v- ADCValue5)/4;
    u=err;
    A=u;
if((ADCValue5>=420)&&(M2count<18000))
{
    M2count+=1;
    秒
    M2swcount+=1;
    //反流器變頻驅動部份
    if(M2swcount==2){
        PTPER+=0x0001;
        PDC1=(PTPER);
        if(PTPER==0x0188)
        {PTPER=0x015A;}
        M2swcount=0;}
    //反流器變頻驅動部份
    }
else if(M1count>=18000)
    {Mode=3;}

}
break;

//模式三-暖燈定電流控制模式開始
case 3:
PTCON=0xE00C;
PTPER=0x0BFF;
PDC1=PTPER;
DTCON1=0x0004;
Ref_I=307;
err=(Ref_I- ADCValue6)/4 ;
u=err;
A=u;
if(M3count<5000)
    {M3count+=1;}
if(M3count==5000)
{
//作保護判斷
    if((ADCValue5>307)||((ADCValue6<128))

```

//模式選擇，使用switch 架構

//判斷輸入電壓範圍

//435,170V,511adc
//Buck 輸出定電壓控制

//模式二計時開始，持續約兩
秒

//掃頻變頻計數器

//重要變頻部分
//PWM責任週期50%
//75KHz
//85KHz

//進入模式三，暖燈定電流控
//制模式

//修改預除器1:64
//反流器驅動頻率150Hz
//責任週期50%
//盲時設定135ns
//307,1.2A,511adc
//定電流控制

//ADCValue5 爲輸
//出電壓回授信
//號，ADCValue6
//爲輸出電流回授
//信號，設
//定307(120V)、
//128(0.5A)

```

        {
            while(1)
            {D=0;
            SetDCOC1PWM(D);}
        }
    }
    if(M3count3<150000)
        {M3count3+=1;}
    if(M3count3>=150000)
        {
            if(M>=47000) //47000,72W
            {M3count2+=1;
            if(M3count2==1000)
            {Mode=4;}
            }
        }
    break;
//模式三-暖燈定電流控制模式結束

//模式四-穩態定功率控制模式開始
case4:
Ref_p=45696; //70W
err=((Ref_p- M1)/2); //定功率控制
u=err;
A=u;
// ADCValue5,358(140V),128(50V);ADCValue3,204(2V)
if((ADCValue5>358)||((ADCValue5<128)|| ADCValue3<204)
    {
        while(1)
        {D=0;
        SetDCOC1PWM(D);}
    }
    break;
//模式四-穩態定功率控制模式結束
}

if(A>=0)
{A=1;
D=D+A;}
else if(A<0)
{A=-1;
D=D+A;}
if(D>138) //最大導通週期限制47%
{D=138;
SetDCOC1PWM(D);}
else if(D<1)
{D=0;
SetDCOC1PWM(D);} //最小導通週期設定為0
else
{ SetDCOC1PWM(D);}
}
}

```

```

}

//輸出比較模組功能初始化設定
void Init_OC1(void)
{
    //輸出比較脈衝開始時間數值變數
    unsigned int pulse_start ;
    //輸出比較脈衝結束時間數值變數
    unsigned int pulse_stop;
    //先關閉輸出比較模組
    CloseOC1();
    //關閉輸出比較模組中斷功能
    ConfigIntOC1(OC_INT_OFF & OC_INT_PRIOR_7);
    //設定起始輸出比較脈衝時間=0
    pulse_start = 0x00;
    pulse_stop = 0x00;
    //函式OpenOC1 對輸出比較模組作基本設定
    OpenOC1(OC_IDLE_CON & OC_TIMER2_SRC &
    OC_PWM_FAULT_PIN_DISABLE, pulse_stop, pulse_start);
}

//類比數位轉換模組功能初始化設定
void Init_ADC(void)
{
    unsigned int Channel, PinConfig, Scanselect, Adcon3_reg, Adcon2_reg, Adcon1_reg;
    //先關閉ADC 功能
    ADCON1bits.ADON = 0;
    //規劃四個偵測腳位，將其設定為類比輸入腳位
    PinConfig = ENABLE_AN0_ANA & ENABLE_AN1_ANA &
    ENABLE_AN2_ANA & ENABLE_AN3_ANA ;
    Adcon1_reg = ADC_MODULE_ON & //開啓ADC 模組(ADON)
    ADC_IDLE_STOP & //控制器閒置時關閉ADC
    ADC_FORMAT_INTG & //轉換結果為整數隔數
    ADC_CLK_AUTO & //自動觸發轉換器
    ADC_SAMPLE_SIMULTANEOUS & //各通道同時取樣
    ADC_AUTO_SAMPLING_ON; //自動觸發取樣
    Adcon2_reg = ADC_VREF_AVDD_AVSS & //參考電壓為+AVdd(5V)
    //和-AVss (0V)
    ADC_SCAN_OFF & //關閉轉換通道掃描功能
    ADC_ALT_BUF_OFF & //關閉結果暫存器輪替功能
    ADC_ALT_INPUT_OFF & //關閉多工器輪替功能
    ADC_CONVERT_CH_0ABC & //設定轉換四個轉換通道
    ADC_SAMPLES_PER_INT_1; //每次中斷取樣一次
    Adcon3_reg = ADC_SAMPLE_TIME_16 & //自動取樣時間為16 單位
    ADC_CONV_CLK_SYSTEM & //轉換觸發來源為系統時間
    ADC_CONV_CLK_4Tcy; //轉換長度為4 個指令時間
    Scanselect = SCAN_NONE; //設定無掃描腳位
    OpenADC10(Adcon1_reg, Adcon2_reg, Adcon3_reg, PinConfig, Scanselect);
    //設定個別通道所對應的類比輸入腳位CH0 正端:AN3，負端:AVss(0V)
    //CH1、CH2、CH3 之正端依序為AN0AN1AN2，負端為AVss(0V)
    Channel = ADC_CH0_POS_SAMPLEA_AN3 &

```

```

        ADC_CH0_NEG_SAMPLEA_NVREF &
        ADC_CHX_POS_SAMPLEA_AN0AN1AN2 &
        ADC_CHX_NEG_SAMPLEA_NVREF ;
SetChanADC10(Channel);
ConfigIntADC10(ADC_INT_DISABLE);           //關閉ADC 中斷功能
}

// 馬達控制脈波寬度調變模組功能初始化設定
void Init_MCPWM(void)
{
    //PWM 中斷功能變數
    unsigned int config;
    //PWM 週期變數
    unsigned int period;
    //PWM 特殊事件比較數值變數
    unsigned int sptime;
    //PWM 週期模組設定變數1
    unsigned int config1;
    //PWM 週期模組設定變數2
    unsigned int config2;
    // PWM 週期模組設定變數3
    unsigned int config3;
    // PWM 導通週期設定相關變數
    unsigned int dutycyclereg;
    unsigned int dutycycle;
    unsigned char updatedisable;
    //中斷功能與優先順序的設定：關閉PWM 訊號錯誤中斷功能
    config = ( PWM_INT_DIS & PWM_FLTA_DIS_INT &
               PWM_INT_PR1 & PWM_FLTA_INT_PR0);
    ConfigIntMCPWM( config );
    dutycyclereg = 1;                               //第一組PWM
    dutycycle = 0x015A;                             //導通責任週期50%
    updatedisable = 0;
    SetDCMCPWM(dutycyclereg,dutycycle,updatedisable);
    period = 0x015A;                               //PWM 頻率為85KHz
    sptime = 0x0;
    //開啓PWM 模組、閒置時停止操作、1 倍後除器、1 倍預除器、
    //邊緣對齊模式計時器
    config1 = (PWM_EN & PWM_IDLE_STOP &
               PWM_OP_SCALE1& PWM_IPCLK_SCALE1&
               PWM_MOD_FREE);
    //啓動PWM1 互補模式、PWM2、3 關閉
    config2 = (PWM_MOD1_COMP &
               PWM_PDIS3H & PWM_PDIS2H & PWM_PEN1H &
               PWM_PDIS3L & PWM_PDIS2L & PWM_PEN1L);
    //PWM 特殊事件比較1 倍後除器、PWM 同步時脈與更新
    config3 = (PWM_SEVOPS1 & PWM_OSYNC_PWM &PWM_UEN);
    OpenMCPWM(period,sptime,config1,config2,config3);
    DTCON1=0x0004;                                //加入空白時間135ns
}

//中斷副程式執行內容

```

```

void _ISR_T2Interrupt(void)
{
    miliSec += 1 ;
    if (miliSec ==10)
    {
        IFS0bits.ADIF = 0;           //重要:使用中斷旗標檢查訊號轉換程
                                     //序是否完成
        ADCON1bits.ADON = 1;        //開始ADC 取樣和轉換
        while (!IFS0bits.ADIF);     //轉換是否結束?
        ADCON1bits.ADON = 0;        //停止ADC 取樣和轉換
        //讀取類比數位轉換內容
        ADCValue3 =(ReadADC10(0)>>1) ;// 溫度感測信號
        ADCValue4 =(ReadADC10(1)>>1) ;// Buck 輸入電壓訊號
        ADCValue5 =(ReadADC10(2)>>1) ;//Buck 輸出電壓訊號
        ADCValue6 =(ReadADC10(3)>>1) ;//Buck 輸出電流訊號
        M1=(ADCValue5)*(ADCValue6); //70W,45696
        One = 1 ;
        miliSec = 0 ;
    }
    IFS0bits.T2IF = 0 ;           //重要:中斷旗標須手動設為0
}

```

