

國立中山大學電機工程學系  
碩士論文

指導教授：莫清賢 博士

零熾熱電流啟動之  
螢光燈電子安定器

Electronic Ballast for Starting Fluorescent Lamps  
with Zero Glow Current

研究生：李沐恩 撰

中華民國九十二年一月

學年度 : 91  
學期 : 1  
校院 : 國立中山大學  
系所 : 電機工程學系研究所  
論文名稱(中) : 零熾熱電流啟動之螢光燈電子安定器  
論文名稱(英) : Electronic Ballast for Starting Fluorescent Lamps with Zero Glow Current  
學位類別 : 碩士  
語文別 : chi  
學號 : 8931303  
提要開放使用 : 是  
頁數 : 66  
研究生(中)姓 : 李  
研究生(中)名 : 沐恩  
研究生(英)姓 : Lee  
研究生(英)名 : Mu-En  
指導教授(中)姓名 : 莫清賢  
指導教授(英)姓名 : Moo, Chin-Sien  
關鍵字(中) : 螢光燈、電子安定器、熾熱電流、串聯共振換流器、降升壓轉換器、功因修正器  
關鍵字(英) : Fluorescent lamp, electronic ballast, glow current, series-resonant inverter, buck-boost converter, power-factor-corrector.

#### 中文提要：

本論文提出一零熾熱電流啟動之螢光燈電子安定器，本安定器整合一降-升壓轉換器作為功因修正器，並在降-升壓電感的鐵芯加繞兩組輔助線圈為燈絲加熱。電路在不增加主動開關的情形下，藉由控制串聯共振轉換器之切換開關，使共振電路在預熱階段不動作，可避免燈管兩端產生跨壓，以消除燈管的熾熱電流。當燈絲達到適當的釋放溫度時，隨即啟動串聯共振換流器，點亮燈管並穩定地工作於額定功率下。本文以一 T8-40W 快速啟動型螢光燈之電子安定器雛型進行驗證，經實驗測試得到令人滿意的結果。

#### 英文提要：

This thesis proposes a single-stage high-power-factor electronic ballast with series-resonant inverter for rapid-start fluorescent lamps with zero glow current during preheating period. A buck-boost converter is integrated into the ballast as the power-factor-corrector. Two auxiliary windings are wound on the same core of the buck-boost inductor for filament heating.

During the preheating period, the buck-boost converter is initiated while the series-resonant inverter is disabled by controlling the corresponding active power switches. Due to zero voltage across the lamp, the glow current can be effectively eliminated. As the filaments reach appropriate emission temperature, the series-resonant inverter is activated. The lamp is then ignited and consequently operated at the rated lamp power.

Circuit analyses and experimental tests of the proposed preheating control scheme are carried out on an electronic ballast for a T8-40W rapid-start fluorescent lamp.

國立中山大學電機工程學系

李沐恩 君 所撰碩士學位論文

零熾熱電流啟動之螢光燈電子安定器

係完成碩士學位資格之一部分

業經下列委員口試及審查通過特此證明

莫清賢

李嘉康

李萬基

林法正

梁從主

指導教授：莫清賢

(莫清賢)

系主任：李錫智

(李錫智)

中華民國 92 年 1 月 14 日

# Electronic Ballast for Starting Fluorescent Lamps with Zero Glow Current

by

Mu-En Lee

A Thesis Submitted to the Graduate Division in Partial Fulfillment of the  
Requirements for the Degree of Master of Science

Department of Electrical Engineering, National Sun Yat-Sen University  
Kaohsiung, Taiwan, Republic of China

January 14, 2003

Chin-Sien Moo

\_\_\_\_\_

Jia-Yen Lee

Pao-Jung Lin

James Wu

Tsong-Juu Liang

Advisor : Chin-Sien Moo

( Chin-Sien Moo )

Department Chairman : Shie-Jue Lee

( Shie-Jue Lee )

# 博碩士論文授權書

(國科會科學技術資料中心版本 91.2.17)

本授權書所授權之論文為本人在國立中山大學電機工程系所電力組九十一學年度第一學期取得碩士學位之論文。

論文名稱：零域熱電流啟動之螢光燈電子安定器

同意    不同意 (政府機關重製上網)

本人具有著作財產權之論文全文資料，授予行政院國家科學委員會科學技術資料中心、國家圖書館及本人畢業學校圖書館，得不限地域、時間與次數以微縮、光碟或數位化等各種方式重製後散布發行或上載網路。

本論文為本人向經濟部智慧財產局申請專利(未申請者本條款請不予理會)的附件之一，申請文號為：\_\_\_\_\_，註明文號者請將全文資料延後半年再公開。

同意    不同意 (圖書館影印)

本人具有著作財產權之論文全文資料，授予教育部指定送繳之圖書館及本人畢業學校圖書館，為學術研究之目的以各種方法重製，或為上述目的再授權他人以各種方法重製，不限地域與時間，惟每人以一份為限。

上述授權內容均無須訂立讓與及授權契約書。依本授權之發行權為非專屬性發行權利。依本授權所為之收錄、重製、發行及學術研發利用均為無償。上述同意與不同意之欄位若未鈎選，本人同意視同授權。

指導教授姓名：莫清賢

研究生簽名：

李沐恩

學號：8931303

(親筆正楷)

(務必填寫)

日期：民國 92 年 1 月 20 日

1. 本授權書 (得自 <http://sticnet.stic.gov.tw/sticweb/html/theses/authorize.html> 下載) 請以黑筆撰寫並影印裝訂於書名頁之次頁。
2. 授權第一項者，請確認學校是否代收，若無者，請個別再寄論文一本至台北市(106-36)和平東路二段 106 號 1702 室 國科會科學技術資料中心 王淑貞。  
(本授權書諮詢電話:02-27377746)
3. 本授權書於民國 85 年 4 月 10 日送請內政部著作權委員會(現為經濟部智慧財產局)修正定稿，89.11.21 部份修正。
4. 本案依據教育部國家圖書館 85.4.19 台(85)圖編字第 712 號函辦理。

# 誌 謝

兩年多前的一通電話，開啟了這個人生的意外。作夢都沒想到離開校園 20 年，年逾不惑的我，還能獲得這個學位，如果當時沒有老友也是老師莫清賢博士的鼓勵及厚愛，我的人生肯定少了這段歷程。

兩年多來，在莫老師身上學到除了專業知識外，還有許多待人處事及人生修為之道，尤其佩服莫老師充滿人文與藝術的素養，這也許是我永遠也學不來的。同時感謝口試委員吳英秦教授、李嘉猷教授、林法正教授與梁從主教授對本論文之指導與指正，使本論文更臻完善。

特別要感謝清然、豪呈、威銘等學長對論文提供許多寶貴的意見及專業知識上的指導與協助，令我永銘於心。也要感謝眾師兄弟---學長再福、耀慶，已畢業的同學世宏、憲玟、憲坤、易陞，學弟冠雄、國興、戎傑、俊凱、書平、正中、志剛、聖億、宗達、英男在課業上的協助，再次的感謝你們也祝福你們。還要感謝服務單位的主管林育正協理與呂俊德經理支持我的進修計劃，使我能公私兩全。最要感謝愛妻秀梅，十多年來由於妳的包容與付出，給兩位愛女李文與李沛悉心的照顧，讓我沒有後顧之憂。尤其是修課期間次女的出生原應有的喜悅，因罹患先天性罕見疾病，數度地進出醫院，幾度幾乎放棄學業，所幸愛妻的耐心照料，學業上老師與師兄弟的鼓勵與協助，使我得以順利完成學業。如今愛女的歡笑與天真，更是驅使我一直前進最大的動力。

最後，更要感謝我辛苦的母親以及家人這麼多年來的栽培與鼓勵。

謹以此論文獻給我往生的父親，抱歉！這麼多年只達成您期望的一部份，我會再努力的。再次感謝所有愛護、關心與鼓勵我的人，謝謝你們，內心的我除了感恩還是感恩！

李沐恩

2003.01.20 于中山大學

# 摘要

本論文提出一零熾熱電流啟動之螢光燈電子安定器，本安定器整合一降-升壓轉換器作為功因修正器，並在降-升壓電感的鐵芯加繞兩組輔助線圈為燈絲加熱。電路在不增加主動開關的情形下，藉由控制串聯共振轉換器之切換開關，使共振電路在預熱階段不動作，可避免燈管兩端產生跨壓，以消除燈管的熾熱電流。當燈絲達到適當的釋放溫度時，隨即啟動串聯共振換流器，點亮燈管並穩定地工作於額定功率下。本文以一 T8-40W 快速啟動型螢光燈之電子安定器雛型進行驗證，經實驗測試得到令人滿意的結果。

關鍵詞：螢光燈、電子安定器、熾熱電流、串聯共振換流器、降升壓轉換器、功因修正器



# Abstract

This thesis proposes a single-stage high-power-factor electronic ballast with series-resonant inverter for rapid-start fluorescent lamps with zero glow current during preheating period. A buck-boost converter is integrated into the ballast as the power-factor-corrector. Two auxiliary windings are wound on the same core of the buck-boost inductor for filament heating.

During the preheating period, the buck-boost converter is initiated while the series-resonant inverter is disabled by controlling the corresponding active power switches. Due to zero voltage across the lamp, the glow current can be effectively eliminated. As the filaments reach appropriate emission temperature, the series-resonant inverter is activated. The lamp is then ignited and consequently operated at the rated lamp power.

Circuit analyses and experimental tests of the proposed preheating control scheme are carried out on an electronic ballast for a T8-40W rapid-start fluorescent lamp.

**Keywords:** Fluorescent lamp, electronic ballast, glow current, series-resonant inverter, buck-boost converter, power-factor-corrector.



# 目 錄

|                            |     |
|----------------------------|-----|
| 摘要.....                    | I   |
| 英文摘要.....                  | II  |
| 目 錄.....                   | III |
| 圖表目錄.....                  | V   |
| 第一章 簡介.....                | 1   |
| 1-1 研究動機.....              | 1   |
| 1-2 本文大綱.....              | 3   |
| 第二章 螢光燈之電子安定器.....         | 5   |
| 2-1 螢光燈之等效模型.....          | 5   |
| 2-1-1 預熱特性分析.....          | 6   |
| 2-1-2 穩態等效模型.....          | 11  |
| 2-2 影響螢光燈壽命之因素.....        | 12  |
| 2-2-1 燈絲電流.....            | 12  |
| 2-2-2 峰值因數.....            | 12  |
| 2-2-3 環境溫度.....            | 13  |
| 2-2-4 點滅次數.....            | 13  |
| 2-2-5 熾熱電流.....            | 13  |
| 2-3 雙級降升壓式高功因電子安定器.....    | 14  |
| 2-3-1 功因修正電路分析.....        | 14  |
| 2-3-2 D 類共振換流器.....        | 20  |
| 2-4 單級降升壓式高功因電子安定器.....    | 22  |
| 第三章 零熾熱電流啟動單級高功因電子安定器..... | 24  |
| 3-1 消除熾熱電流之電路架構.....       | 24  |
| 3-1-1 預熱啟動路徑開路法之電路架構.....  | 25  |
| 3-1-2 控制電路程序設定快速啟動流程.....  | 26  |
| 3-2 等效電路及工作模式分析.....       | 27  |
| 3-2-1 預熱階段.....            | 27  |
| 3-2-2 點火階段.....            | 30  |
| 3-2-3 穩態階段.....            | 31  |
| 3-2-4 工作模式綜合分析.....        | 39  |
| 第四章 電路參數設計.....            | 40  |
| 4-1 設計流程.....              | 40  |
| 4-2 特性方程式.....             | 42  |

|  |    |
|--|----|
| 4-2-1 降升壓轉換器儲能電感 $L_p$ .....             | 42 |
| 4-2-2 變壓器圈數比 $n$ 值.....                  | 43 |
| 4-2-3 $V_{dc}$ 、 $C_{dc}$ 與預熱頻率 .....    | 44 |
| 4-2-4 共振電路參數 $C_s$ 、 $C_f$ 、 $L_s$ ..... | 46 |
| 第五章 應用實例及實驗量測.....                       | 48 |
| 5-1 設計實例 .....                           | 48 |
| 5-1-1 螢光燈及電子安定器規範.....                   | 48 |
| 5-1-2 電路參數計算與選用.....                     | 50 |
| 5-2 控制電路設計 .....                         | 54 |
| 5-3 實測結果 .....                           | 56 |
| 5-3-1 燈管啟動暫態 .....                       | 56 |
| 5-3-2 燈管穩態工作情形.....                      | 57 |
| 5-3-3 燈絲暫態工作情形.....                      | 60 |
| 第六章 結論與未來研究方向.....                       | 62 |
| 參考文獻.....                                | 64 |

# 圖表目錄

|   |    |
|---|----|
| 圖 2-1 螢光燈基本構造與放電特性示意圖.....  | 5  |
| 圖 2-2 快速啟動型螢光燈電子安定器架構.....  | 7  |
| 圖 2-3 ANSI 關於高頻電子安定器使用於螢光燈快速啟動的定義.....  | 8  |
| 圖 2-4 燈絲電阻 $r_f$ 加熱變化曲線.....  | 10 |
| 圖 2-5 螢光燈電路模型.....  | 11 |
| 圖 2-6 雙級高功因電子安定器方塊圖.....  | 14 |
| 圖 2-7 功因修正電路之基本結構.....  | 15 |
| 圖 2-8 連續電流模式之電感電流波形.....  | 17 |
| 圖 2-9 不連續電流模式之電感電流波形.....   | 17 |
| 圖 2-10 降升壓式功因修正電路.....  | 17 |
| 圖 2-11 電感電流 $i_L$ 波形.....   | 18 |
| 圖 2-12 $i_{in, avg}$ , $i_s$ , $i_{L, peak}(t)$ 波形.....                       | 20 |
| 圖 2-13 D 類串並聯共振換流器.....   | 20 |
| 圖 2-14 雙級降升壓式高功因電子安定器電路架構.....  | 21 |
| 圖 2-15 單級高功因電子安定器電路架構.....  | 22 |
| 圖 3-1 消除熾熱電流之電路架構示意圖.....   | 24 |
| 圖 3-2 零熾熱電流啟動單級高功因電子安定器之電路.....   | 25 |
| 圖 3-3 預熱階段電路工作模式分析.....   | 29 |
| 圖 3-4 點火階段負載共振換流器之等效電路.....   | 30 |
| 圖 3-5 穩態階段電路工作模式分析.....   | 34 |
| 圖 3-5 穩態階段電路工作模式分析(續).....  | 35 |
| 圖 3-5 穩態階段電路工作模式分析(續).....  | 36 |
| 圖 3-6 穩態階段, 當 $D = 0.5$ 時之理論模擬波形(情況 1).....                                   | 37 |
| 圖 3-7 穩態階段, 當 $D = 0.5$ 時之理論模擬波形(情況 2).....                                   | 38 |
| 圖 4-1 零熾熱電流啟動之螢光燈電子安定器設計流程.....   | 41 |
| 圖 4-2 共振換流器等效電路.....  | 42 |
| 圖 4-3 燈絲電壓 $v_f$ 之波形.....   | 43 |
| 圖 4-4 不同 $C_{dc}$ 下 $V_{dc(pre)}$ 與 $f_{s(pre)}$ 之關係曲線示意圖(特定 $t_{pre}$ )..... | 46 |
| 圖 5-1 螢光燈燈管工作特性量測裝置.....  | 48 |
| 圖 5-2 燈絲定電壓加熱實測曲線.....  | 51 |
| 圖 5-3 不同 $C_{dc}$ 之 $V_{dc(pre)}$ 與 $f_{s(pre)}$ 之關係曲線( $t_{pre}=1.0$ 秒)..... | 52 |
| 圖 5-4 控制電路架構示意圖.....  | 55 |

|   |    |
|---|----|
| 圖 5-5 燈管啟動暫態實測波形.....                                   | 56 |
| 圖 5-6 電路穩態時輸入電壓 $v_{in}$ 及電流 $i_{in}$ 實測波形.....         | 57 |
| 圖 5-7 燈管穩態時 $v_{arc}$ 及 $i_{arc}$ 實測波形.....             | 58 |
| 圖 5-8 穩態階段各開關元件實測波形.....                                | 59 |
| 圖 5-9 燈管暫態時儲能電感電壓( $v_L$ )及燈絲電壓電流( $v_f, i_f$ )實測波形 ... | 60 |
| 圖 5-10 啟動暫態燈管燈絲電流( $i_f$ )變化實測波形.....                   | 61 |
| <br>  |    |
| 表 5-1 T8-40W 螢光燈規範.....                                 | 49 |
| 表 5-2 電子安定器規範.....                                      | 49 |

# 第一章 簡介

## 1-1 研究動機

自十七世紀英國人瓦特發明了蒸汽機，開啟了人類工業革命的先河，人類才擺脫傳統的人力及獸力的限制；到了十八世紀，美國富蘭克林發現了電；十九世紀的愛迪生發明了使用電發光的白熾燈泡，為人類創造了穩定充足的光源，不再只靠晦暗不定的月光亦或蠟燭、油燈等微弱光源，來進行夜間的活動。自此人們才擺脫「日出而做日落而息」的宿命，也點亮人類夜間的文明。

白熾燈泡輕便且工作條件簡單，雖然可以滿足一般照明的需要，但是低發光效率並無法滿足高品質光源的需求。另一方面，隨後發展的螢光燈相較於白熾燈泡具有較高的發光效率、較低燈管溫度和較長的使用壽命等優點[1-5]，即使它的本體及燈具較為龐大且笨重，但是還是迅速地取代白熾燈泡，成為工業與家庭照明的主流。

螢光燈是一種低壓氣體放電燈，燈管內填充水銀蒸氣，管壁則塗上螢光化學物質，燈管兩端都有可釋放電子的燈絲電極，燈絲上大多塗有易於游離電子的氧化物，如氧化鈣、氧化鋇、氧化鋇 等。當燈絲加熱到足夠溫度時，可產生游離電子分佈於燈絲附近，此時若在燈管兩端加上足夠高的電壓(點火電壓)，游離電子受兩端所加電場的影響會產生電子電荷運動。高速運動的電子和管內氣體原子相互撞擊，游離出更多的電子和離子，當這種現象達到某一定程度時，燈管即被點亮。由於管內裝的是水銀蒸氣，此時釋放出來的大部份是肉眼無法看到的紫外線，紫外線再次激發管壁的螢光物質轉化成可見光[6,7]。

由於螢光燈負載特性的關係，點火時，電源必須提供足夠高的電壓，使游離氣體產生放電現象以產生點火電弧；電弧一旦生成，只要在燈管

兩端提供一較小電壓值即可維持燈管電弧電流，使燈管維持在點亮狀態。燈管工作於高功率時，管內游離電子密度較高，燈管電壓較低、電弧電流較高；反之，燈管工作於低功率時，管內游離電子密度降低，燈管電壓反而較高、電弧電流較低。這就是螢光燈負載呈現負增量電阻 (Negative Incremental Resistance) 之電特性，而且是電壓控制之負電阻 (Voltage-Controlled Negative-Resistance) [8]。所以需要安定器來限制流經燈管的電流，以避免燈管燒毀。除了限流功能外，安定器還需要提供足夠高的啟動電壓，使游離氣體產生放電現象。因此一般市電定電壓電源無法滿足負載需要，必須使用安定器螢光燈才能正常工作。

傳統螢光燈的安定器是電磁耦合式電路，其工作頻率與市電頻率相同，所以體積大、笨重、容易產生低頻閃爍現象，並且經常會發出低頻嗡嗡噪音；此外，其能量轉換效率亦不盡理想，且隨著使用時間增加而每況愈下。為了改善上述傳統安定器的缺點，電子式安定器乃應運而生。電子式安定器通常工作於 20kHz 以上的高頻，所以體積小、重量輕、無噪音、不閃爍。尤其，高頻工作的螢光燈，可以比低頻工作時，具有更高的發光效率與品質；此外，一個設計妥善的電子式安定器更可延長螢光燈的使用壽命。兩相比較之下，電子式安定器明顯地具備輕、薄、短、小、與高品質的優勢，再加上近年來，電力電子元件及電路技術方面的快速進步，降低了電子式安定器的生產成本，使得電子式安定器逐漸取代傳統的磁耦合式安定器，成為市場上的新主流。

常見的電子安定器大多採用負載共振式換流器 (Load Resonant Inverter) 為主的電路架構，以功率半導體元件作高頻的開關切換動作，配合負載共振電路，提供螢光燈負載所需的高頻電弧電流。常用的共振式換流器有 D 類 (Class-D)、E 類 (Class-E) 和電流源推挽式 (Current Source Push-Pull) 等幾種。其中又以 D 類電路最受青睞，具有結構簡單，效率高，

適合高頻操作，共振電流接近正弦波，燈管電流峰值因數(Crest Factor, CF)較低等優點。目前，市面上已出現許多針對 D 類電路所設計的電子安定器控制 IC。

由於螢光燈管內的水銀蒸氣及螢光化學物質都是污染環境有害物質，當燈管壽命終了如果沒有妥善處理，將對環境保護有莫大的影響，如果能有效地延長螢光燈的壽命，除了能減少浪費外，亦對環保有正面的幫助；而會影響螢光燈壽命的因素有好幾項都被提出且已被證實，其中快速啟動型的螢光燈，在預熱電極燈絲期間，燈管兩端所跨接的開路電壓無可避免地會產生熾熱電流(Glow Current)，實驗測試也已經證實熾熱電流的產生不利於燈管壽命[9,10]。

電子安定器一般在設計時，並未考量產生熾熱電流的問題。針對解決上述問題，曾有文獻提出具有程序設定快速啟動之電子安定器[11]，這種安定器分別地從額外的變壓器線路提供預熱電流，直到燈絲已經預熱到適當的溫度，否則負載共振換流器不會動作，這可確保預熱電流加在陰極燈絲時沒有電壓會跨在燈管上。此一方法雖能有效地減低熾熱電流，亦可實現在具有電流注入並聯共振的電子安定器上，但是此種架構需要更複雜的功率電路，亦需更複雜的控制，將會導致成本增加和體積變大。

本論文的研究動機，即在提出一個有別於一般電子安定器，而且在不增加太多成本的考量下，既可滿足快速啟動型的螢光燈的預熱(Preheating)需求，又可消除預熱期間所可能發生的熾熱電流，以實現提高螢光燈使用壽命。

## 1-2 本文大綱

本文的內容共分六章陳述

第一章 簡單介紹螢光燈管與安定器，並闡述本文的研究動機。

第二章 先建立螢光燈之等效模型，並討論影響螢光燈壽命的因素，最後分析現有雙、單級降升壓式高功因電子安定器的動作原理。

第三章 提出零熾熱電流啟動單級高功因電子安定器，並針對各階段進行工作模式分析。

第四章 提出對上述電路各元件的參數設計步驟，並推導參數設計時所需之特性方程式。

第五章 以一 T8-40W 之螢光燈為例，製作一電路雛型，並進行實驗測量驗證。

第六章 本文的結論與未來研究方向。



## 第二章 螢光燈之電子安定器

本章將從螢光燈之基本構造加以陳述，建立以螢光燈的等效電路，並探討影響螢光燈壽命之因素；其次討論以降升壓式轉換器作為高功因電子安定器之功因修正電路，並分析其工作原理，推導功因修正電路的設計方程式。

### 2-1 螢光燈之等效模型

圖 2-1 為螢光燈基本構造與放電特性示意圖[12,13]。螢光燈管可分成燈絲及電弧兩個部分。燈管兩端構造對稱，互為陰極與陽極，陽極燈絲釋放電子至另一端形成電弧電流；釋放電子的那端燈絲物質會損耗，因此，燈管必須交流對稱工作，否則會影響壽命。

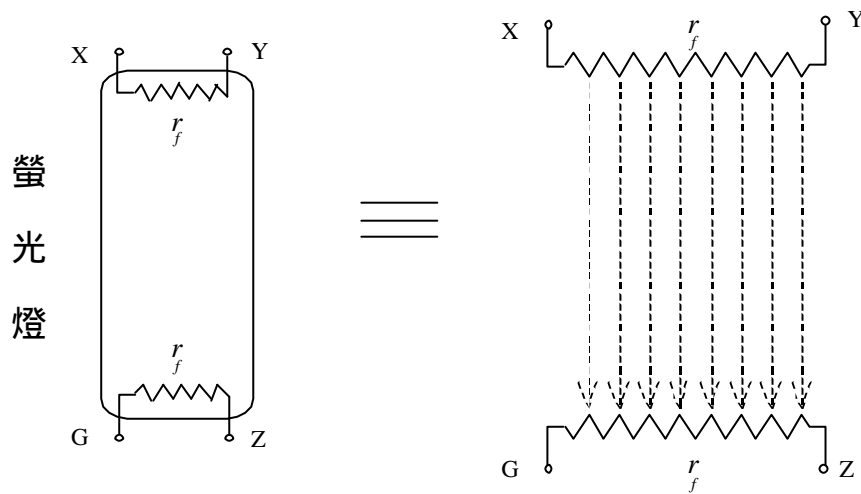


圖 2-1 螢光燈基本構造與放電特性示意圖

螢光燈管的啟動方式可分為預熱啟動(Preheating Start)、快速啟動(Rapid Start)和瞬間啟動(Instant Start)等三型，其中預熱啟動和快速啟動兩種型式的燈管，燈絲兩頭有連接端點，可外加燈絲電源；瞬間啟動型和冷陰極燈管(Cold Cathode Fluorescent Lamp, CCFL)的電極只有一連接端，亦即 XY 為同一端；GZ 為另一端。瞬間啟動型燈管不需要經過預熱階段，直接以高壓激發管內螢光粉發光，除了冷陰極燈管適用於特殊場

合外，目前大都採用有預熱過程的燈管，以增加燈管之使用壽命。

螢光燈的燈絲電阻隨工作溫度高低而變化。穩態工作時，通常希望將燈絲維持在適當溫度以利於電子釋放，過高或低都不利於燈管的使用壽命。燈絲電阻是屬於正溫度係數(Positive Temperature Coefficient)特性，燈絲於高溫可游離電子時的電阻值變化不大，設計穩態電路參數時，可將燈絲電阻視為定值。根據實驗顯示，高頻工作的螢光燈，其燈管阻抗近乎電阻特性，功率因數會維持在 0.96 以上；且工作頻率在 10kHz 到 200kHz 之間，頻率對燈管電特性的影響甚微。

### 2-1-1 預熱特性分析

預熱啟動和快速啟動型螢光燈管啟動前，電極燈絲需先加熱，然後在燈管電極間加高電壓將管內氣體游離，繼而生成電弧。電極溫度愈高，愈有利於電子釋放，所需的啟動電壓也較低。此外，環境溫度也會影響啟動的難易，環境溫度愈低，預熱時間沒有增加，啟動時燈絲電極溫度不夠高，需要更高的啟動電壓方能啟動。事實上，燈絲即使未先加熱，也可以直接用較高的電壓啟動，其情況如同「瞬間啟動」般，但會降低燈管壽命。

傳統快速啟動型螢光燈電子安定器如圖 2-2 所示，其燈絲電極有兩個發熱的來源，一個是電弧電流在燈絲上產生，另一個是電流經由旁路電容  $C_f$  所產生的熱。點火前，無電弧電流，僅由後者加熱燈絲；點亮後，電弧電流自然會加熱燈絲，旁路電流為輔助加熱的作用。

此種架構之安定器，啟動階段燈管兩端必然跨有電壓，產生熾熱電流是無可避免的結果，因此電路架構必須修正才能避免熾熱電流的產生。

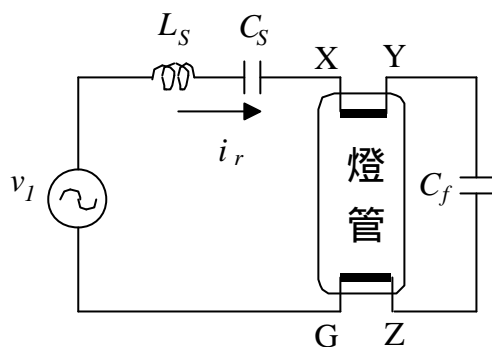


圖 2-2 快速啟動型螢光燈電子安定器架構

一般「快速啟動」須經由很短暫的預熱階段，將燈絲預熱，再於燈管兩端加電壓將燈管「快速」點亮。從接通電源，經預熱，到完成點燈，僅需 0.5 至 1 秒，因而稱為「快速啟動」。「快速啟動」點燈後，燈絲仍有旁路電流流過，繼續加熱燈絲。

一般電子安定器大都針對「快速啟動」的方式設計啟動過程。對於高頻電子安定器使用於螢光燈快速啟動，ANSI 的定義如圖 2-3[14]。上方的曲線是燈絲電壓，下方的曲線是燈管電流。根據這個定義，電路在  $t_0$  接上電源一段時間後，於  $t_1$  開始預熱(Preheating)，在  $t_2$  加壓點火(Ignition)，於  $t_3$  完成進入穩態(Steady-state)。熾熱電流可能產生於預熱階段，即  $t_1$  與  $t_2$  之間。當熾熱電流高於燈管穩態電流的 10% 時，即認定為燈管電流從熾熱電流開始轉為弧光電流(Arc Current)；而在  $t_3$  時，當電弧電流達到且維持在穩態電流的 90% 以上時，則視為啟動完成。

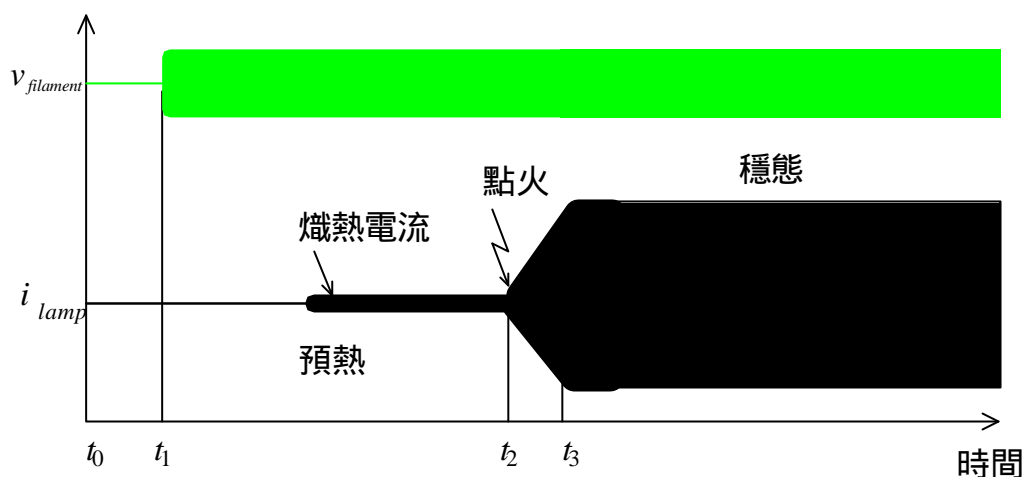


圖 2-3 ANSI 關於高頻電子安定器使用於螢光燈快速啟動的定義

現實上，大多數的電子安定器的啟動波形很難符合定義所描述的情況來設計。首先，定義中的燈絲電壓從預熱到穩態是固定不變的。但是，許多電子安定器的共振換流器卻接近於供應固定預熱電流，而且，幾乎是從  $t_0$  開始預熱，可節省預熱時間。其次，依照定義，熾熱電流不會超過燈管穩態電流的 9% 以上，只要燈管電流在穩態電流的 9% 以上，就算進入點燈階段。然而，許多安定器在預熱時，即產生相當大且超過 9% 的熾熱電流，卻顯然尚未加壓點燈。再者，定義中的熾熱轉弧光(Glow-to-Arc)的階段，在一般電子安定器通常短到幾乎不存在。

在預熱階段，安定器應提供適當電流以預熱燈絲。預熱電流過大，可能使燈管兩端產生發光現象，但燈管無法完全點亮，此種現象將使燈絲上的物質快速地消耗殆盡，燈頭附近的管壁會出現環狀的覆蓋物；電流太小，預熱時間所需可能太長，無法「快速」啟動，甚或“永遠”無法啟動；倘若強制給予一高電壓跨於燈管兩端，雖然可使燈管順利啟動，但此種預熱不足，將使燈絲上的物質有濺射現象，一般在燈頭附近的管壁上，可明顯發現黑點產生。

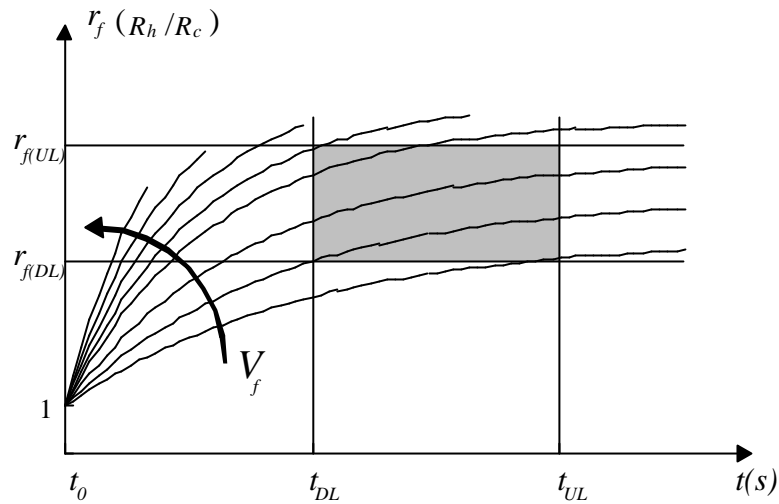
螢光燈不同結構的設計，燈絲電阻差異頗大，且隨溫度變化。燈絲電阻隨溫度升高而變大，兩者關係為[15-17]：

$$\frac{T_h}{T_c} = \left[ \frac{R_h}{R_c} \right]^{0.814} \quad (2.1)$$

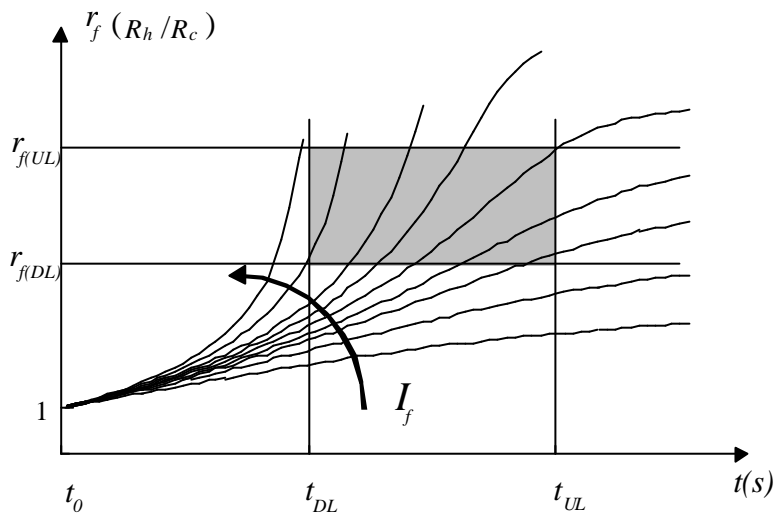
上式中， $T_c$ 、 $T_h$  與  $R_c$ 、 $R_h$  分別為冷、熱燈絲的溫度及其對應之燈絲電阻，溫度以 K 為單位。冷燈絲從室溫上升到 1000K，電阻大約變為原來的 4.5 倍。燈絲適當釋放電子的溫度一般建議冷熱電阻比值  $R_h/R_c$  適當倍率為 4-6 倍[15-17]，而「快速」啟動的時間則約為 0.5 至 1 秒，安定器必須同時滿足以上兩個條件來啟動燈管。

由於燈絲電阻隨溫度升高而變大，以固定電壓或固定電流的模式加熱燈絲，會得到截然不同的結果。圖 2-4 為兩種不同加熱方式下，燈絲電阻的變化曲線，其中  $r_f(R_h/R_c)$  代表冷熱燈絲電阻倍率， $r_{f(UL)}$  代表燈絲預熱倍率上限(Upper Limit)， $r_{f(DL)}$  代表燈絲預熱倍率下限(Down Limit)， $t_{UL}$  代表燈絲預熱時間上限， $t_{DL}$  代表燈絲預熱時間下限。

如圖 2-4(a)，為將定電壓加在燈絲上，燈絲電阻的變化曲線，開始時，燈絲電阻小供應功率較大，燈絲溫度急遽升高，電阻值變化劇烈，當電阻值增到相當程度後，功率逐漸減小，燈絲溫度上升趨緩，直至趨近熱平衡。若以定電流方式預熱燈絲，在初期供應給燈絲的功率較少，則燈絲溫度初始上升較慢，隨著電阻變大，功率增大，溫度上升愈快使得燈絲電阻變化逐漸加劇，直到燈絲發熱與環境散熱達到熱平衡，燈絲電阻值才不再增加，而趨於平坦，如圖 2-4(b)所示。



(a) 定電壓



(b) 定電流

圖 2-4 燈絲電阻  $r_f$  加熱變化曲線

因此，對於不同的燈管而言，固定電壓預熱模式，可在一定預熱時間內，達到差不多的預熱效果，但未必能達到預期的理想溫度；而固定電流的模式，在一定預熱時間內所達到的溫度，可能因燈管不同而有極大差別，但無論如何定可上升到理想溫度。因此，若想要在一定時間完成預熱，則宜採用固定電壓預熱模式；若採固定電流預熱的模式，則可偵測燈絲溫度或燈絲電阻，以期達到理想的預熱效果。

### 2-1-2 穩態等效模型

如圖 2-1 所示，燈絲的電阻實際上是分布於同一電極的兩端之間，每個部分都可流出電弧電流。但是，分散電路模型雖可以獲得最精確的分析，不過分析時將無可避免要用繁雜的數學運算。為了方便分析與計算，通常將燈絲電阻當作一集總元件  $r_f$ 。當螢光燈操作在高頻時燈管阻抗近似電阻，電路模型即可以一等效燈管電阻表示。圖 2-5 為本論文採用之燈管等效模型，此電路模型為了簡化分析，將燈絲電阻以一集總元件  $r_f$  表示。一般而言，燈絲的壓降遠小於電弧電壓，若只為計算燈管電壓與電流，此電路模型是可以接受的。

螢光燈工作於額定功率時， $v_{lamp}$  與  $i_{arc}$  可由燈管規範得知，因此可簡單地求得等效燈管電阻  $R_{lamp}$

$$R_{lamp} = \frac{v_{lamp}}{i_{arc}} \quad (2.2)$$

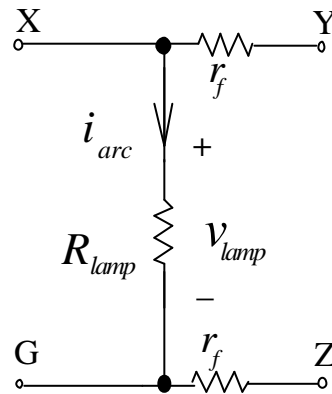


圖 2-5 螢光燈電路模型

## 2-2 影響螢光燈壽命之因素

### 2-2-1 燈絲電流

一般電子安定器的啟動方式與傳統所謂的「快速啟動」相同，也須經預熱階段。在電子安定器設計時，必須考量燈絲電流在預熱及穩態各階段的大小，此關係到燈絲是否滿足點燈時釋放電子所需的適當溫度；以及點燈後，燈絲仍流過適當的電流，以維持燈絲釋放電子所需的適當溫度。這是設計安定器必須考慮的，稍有不當，即可能使螢光燈無法點亮，或不能正常操作，甚至提早結束壽命。

穩態時，燈絲繼續加熱，維持適當溫度，有助於延長使用壽命；即使要多耗掉一點能量。

### 2-2-2 峰值因數

峰值因數(Crest Factor, CF)的規範原本是為傳統電磁式安定器而定的，是不希望螢光燈管的電流波形起伏過大。低頻電流的峰值因數過高，肯定會縮短螢光燈的壽命，而且使閃爍現象更嚴重。

然而，峰值因數的規範是否適用於高頻電子安定器，仍有待釐清。使用電子安定器的螢光燈，單一高頻電流波形的峰值因數大都遠小於 1.7 的規範上限，但是，若根據峰值因數的定義，將高頻電流波包的起伏一併計算，則峰值因數就會變大[18]，尤其是有些單級高功因電子安定器，直流鏈電壓的起伏較大，則可能超出規範的要求。至於高頻電流波包的起伏是否如同低頻電流波形的起伏一般，同樣地影響螢光燈的壽命，則尚未見文獻報導，有待進一步探討。



### 2-2-3 環境溫度

螢光燈工作的環境溫度會影響電壓電流特性、點燈電壓和發光效率。一旦螢光燈工作的電壓電流特性改變，就像用錯了電子安定器，也許燈絲太熱，也許燈管太亮，都會縮短壽命[13,19]。

### 2-2-4 點滅次數

事實證明，螢光燈頻頻點燈熄滅，將縮短生命週期，每一次的開關，對於螢光燈都是一次傷害。快速啟動之螢光燈係針對點滅頻繁的使用場合而設計，但是，點滅次數依然嚴重影響壽命。如果每 40 分鐘開關一次，螢光燈的壽命約為 8000 小時；若改為每 20 分鐘開關一次，壽命就只剩 4000 小時。也就是當點滅次數增加一倍，螢光燈的壽命就只剩下一半。

### 2-2-5 熾熱電流

更新的研究發現，熾熱電流是決定螢光燈壽命最重要的因素。消除螢光燈啟動時的熾熱電流，可將點燈對螢光燈的傷害降到最低[11,20]。如果能完全消除熾熱電流，在每 20 分鐘開關一次，如此點滅頻繁的情況下，螢光燈的壽命可從 4000 小時，大幅提高到 10000 小時以上。

熾熱電流是螢光燈產生穩定弧光電流之前的暫態現象，是電極燈絲電子濺射產生的不規則電流，從數個毫安到數十毫安不等，因為很小不容易偵測，但危害甚大，是螢光燈提早黑頭的主要原因。螢光燈啟動時，若預熱期間電極兩端跨有電壓，都會產生熾熱電流。一般電子安定器設計的重點放在如何將燈絲預熱到適當溫度，往往忽略了在預熱期間因電極兩端電壓所產生的熾熱電流。

## 2-3 雙級降升壓式高功因電子安定器

圖 2-6 是目前廣泛使用的雙級高功因電子安定器電路架構，其電路包含：橋式整流電路(Bridge-Rectifier)、主動功因修正電路與共振換流器。

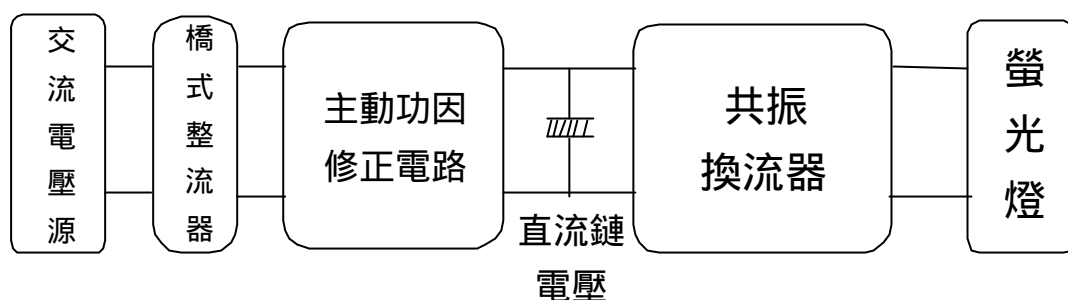
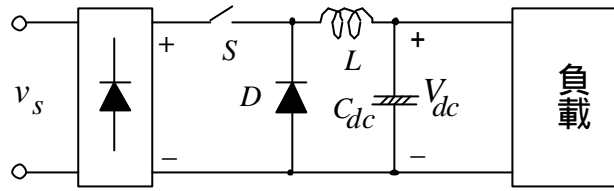


圖 2-6 雙級高功因電子安定器方塊圖

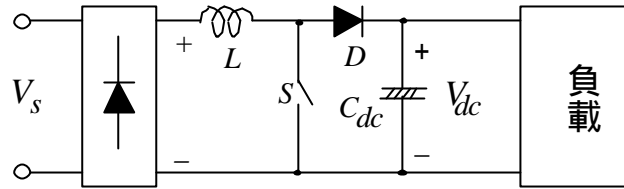
### 2-3-1 功因修正電路分析

主動功因修正電路的基本架構，是在整流器之後，加入一級直流對直流轉換電路，可因應負載不同功率的需求，控制主動開關切換的時機，使儲能電感進行能量儲存與釋放，以改變輸入功率與電流波形，經由適當的操作程序，可精確地控制輸入電流的波形及大小，使電流波形追隨交流輸入電壓波形，並保持同相位，達到功因修正及穩壓的功能。

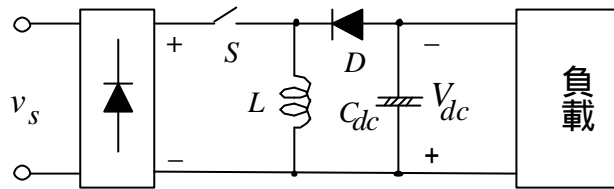
常用的主動功因修正電路的基本電路類型，依其電路結構和儲能電感與主動開關的相對位置可概分為降壓式、升壓式、降升壓式邱克式(Cuk converter)、Sepic 式及 Zeta 式等六種，如圖 2-7 所示：



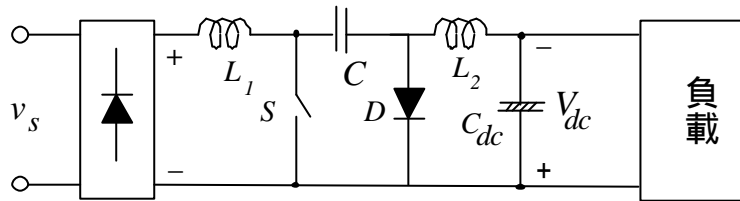
(a) 降壓式



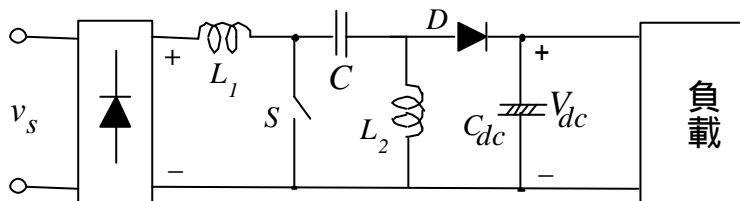
(b) 升壓式



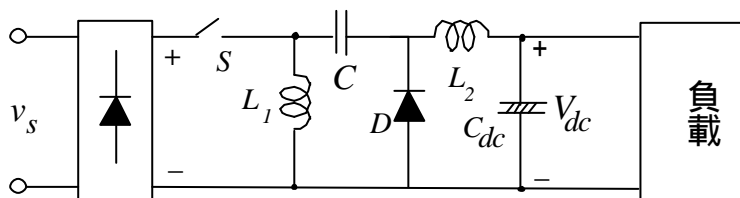
(c) 降升壓式



(d) 邱克式



(e) Sepic 式



(f) Zeta 式

圖 2-7 功因修正電路之基本結構

其中，又以升壓式及降升壓式的電路架構較易於達到功因修正的目的，電路簡單且控制方式也較容易完成。設計儲能電感的電流工作於連續電流模式(Continuous-Current-Mode, CCM)，如圖 2-8，或不連續電流模式(Discontinuous-Current-Mode, DCM)，如圖 2-9，兩者均可達到高功因的目的。對於同樣的輸出功率而言，電感工作於 DCM 較 CCM 有較大的峰值電流，功率越大，峰值電流越大，電路的導通損失亦隨之增加。因此，CCM 較適合應用於大功率輸出。但是電感工作於 CCM 時，控制電路必須隨時偵測輸入電壓、電感電流和輸出電壓，電路較為複雜，且在每個輸入電壓週期內，其開關切換頻率與導通率  $D$  (Duty-Ratio)均在改變，當考慮將功因修正電路與後級的共振換流器整合成單級架構時，開關元件的切換頻率與導通率必需與換流器必須一致。因此，功因修正電路工作於 CCM，不利於與後級共振電路整合；相反地，對於升壓式及降升壓式轉換器，若使開關元件的切換頻率與導通率在每一輸入電源週期內均保持固定，只要設計電感工作於 DCM 即可有功因修正的功能。而升壓式轉換器的輸出電壓必需要遠大於輸入電壓時，才能達到較佳的功率因數，所以升壓式轉換器與其後級電路必須採用較高耐壓額定值的元件。另一方面，若將固定切換頻率、固定導通率的控制方式應用於降升壓式轉換器，直流鏈電壓只需要夠大，使儲能電感的電流工作於 DCM，即可達到高功因的目的，並無輸出電壓必需要遠大於輸入電壓的限制條件。雖然降升壓式轉換器的切換開關必需承受輸入電壓峰值與輸出電壓之和，但是其後級電路的半導體元件的耐壓值，只需大於輸出電壓即可。高耐壓的開關元件不僅價錢昂貴，其切換損失與導通損失也較大。基於上述理由，本文以降升壓式轉換器作為安定器的功因修正電路。

至於圖 2-7 後三型電路，因為都有兩個儲能電感，而本論文需利用在儲能電感另加二次線圈提供燈絲加熱電源，故電路參數設計過程比較複雜，因此不考慮採用。

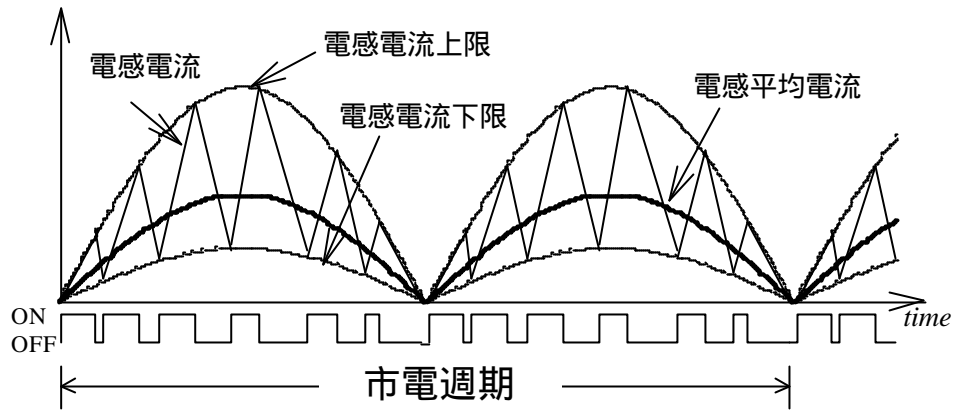


圖 2-8 連續電流模式之電感電流波形

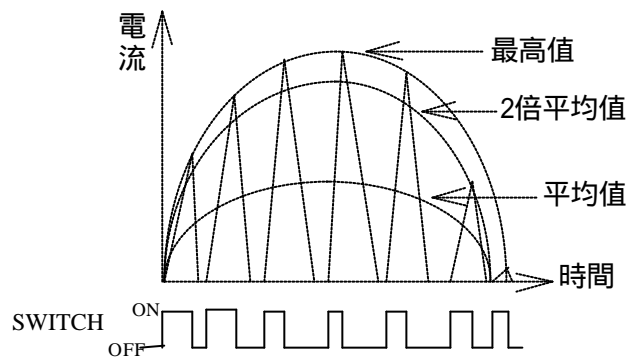


圖 2-9 不連續電流模式之電感電流波形

圖 2-10 為降升壓式功因修正電路之電路架構，主動開關  $S$  由功率元件 MOSFET 扮演，控制電路提供方波電壓  $V_{gs}$  來驅動開關  $S$  做高頻切換，為了得到高功因，需設計電感電流工作於 DCM，且開關  $S$  的切換頻率  $f_s$  與導通率  $D$  在整個交流電源電壓的週期內，皆保持固定。圖 2-11 為電感電流波形，其工作原理說明如下：

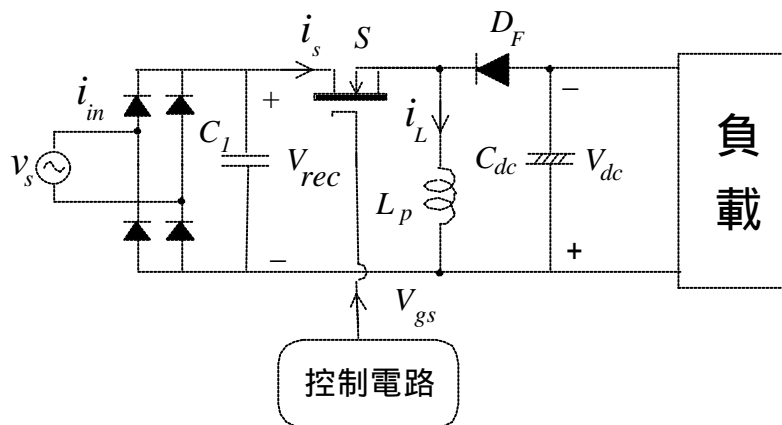


圖 2-10 降升壓式功因修正電路

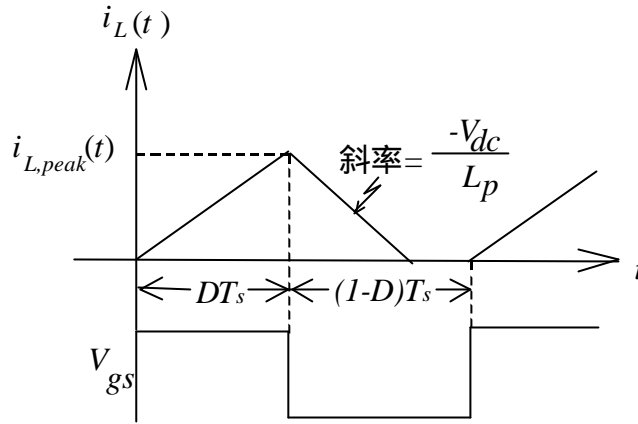


圖 2-11 電感電流  $i_L$  波形

輸入交流電壓為：

$$v_s = V_m \sin(2\pi f_L t) = \sqrt{2} V_{rms} \sin(2\pi f_L t) \quad (2.3)$$

其中  $f_L$ 、 $V_m$  與  $V_{rms}$  分別為輸入電壓的頻率、峰值與有效值。在實際的設計中，開關的高頻切換頻率  $f_s$  遠大於交流電源電壓頻率  $f_b$ 。在此假設條件下，在轉換器的每一高頻切換週期內，可以將整流後的電壓  $V_{rec}$  視為固定值。

當  $0 \leq t \leq DT_s$ ， $V_{gs}$  為高電位，開關  $S$  導通，此時  $V_{rec}$  跨於電感  $L_p$  上，電感電流  $i_L$  等於開關電流  $i_s$ ，在不連續導通模式下， $i_L$  與  $i_s$  電流由零開始線性上升，

$$i_s(t) = i_L(t) = \frac{V_{rec}(t)}{L_p} t, \quad 0 \leq t \leq DT_s \quad (2.4)$$

其中  $D$  與  $T_s$  分別為開關  $S$  的導通率及切換週期，當  $t = DT_s$ ，電感電流到達每一切換週期的最高值，電感的峰值電流可以表示如下：

$$i_{L,peak}(t) = \frac{V_{rec}(t)}{L_p} DT_s \quad (2.5)$$

當  $DT_s \leq t < T_s$ ， $V_{gs}$  為低電位，開關  $S$  關閉，此時開關電流等於零，電感為保持原有的磁通促使其電流流經飛輪二極體  $D_F$  對直流鏈電容  $C_{dc}$  充電，此時跨於電感  $L_p$  的電壓為負的  $V_{dc}$ ，電感電流由峰值開始線性下降，由於電感工作於 DCM，因此每一切換週期結束前，電感電流下降至

零，且  $D_F$  阻隔負電流，使電感電流保持在零，開關與電感電流可以表示如下：

$$\begin{aligned} i_s(t) &= 0 \\ i_L(t) &= -\frac{V_{dc}}{L_p}(t - DT_s) + i_{L,peak}(t) \quad DT_s \leq t < T_s \end{aligned} \quad (2.6)$$

其中  $V_{dc}$  為直流鏈電壓。

濾波電容  $C_L$  通常很小，在輸入電源頻率 (60Hz) 下具很高的容抗，因此電壓  $V_{rec}$  呈現整流後的正弦波波形，

$$V_{rec}(t) = |V_m \sin(2p f_L t)| \quad (2.7)$$

輸入電流只有在電感電流上升的期間才會流過開關  $S$ ，由(2.4)、(2.7)式，開關電流將呈現鋸齒波，且其峰值會追隨輸入電壓而呈現正弦波的正半波波形，如圖 2-12 所示。開關電流在每個切換週期的平均值可以表示如下：

$$I_{in,avg}(t) = \frac{DT_s \cdot i_{L,peak}(t)}{2T_s} = \frac{V_m D^2 T_s}{2L_p} |\sin(2p f_L t)| \quad (2.8)$$

由(2.8)式得知，如果在每一輸入電源週期內，將開關  $S$  的導通率  $D$  與開關切換週期固定，則其平均電流將正比於輸入電壓，只需利用小濾波電容  $C_L$  來提供鋸齒波電流的高頻成分，換言之，利用電容  $C_L$  用來濾除輸入電流的高頻成分，則輸入電流將為正弦波，

$$i_{in}(t) = \frac{V_m D^2 T_s}{2L_p} \sin(2p f_L t) \quad (2.9)$$

由(2.9)式發現輸入電流追隨輸入電壓波形且同相位，不僅可以達到高功因，輸入電流之總諧波失真亦抑制到很小。

由(2.3)與(2.9)式，可以求得輸入功率等於：

$$P_{in} = \frac{1}{2p} \int_0^{2p} V_m \sin(2p f_L t) \cdot i_{in}(t) d(2p f_L t) = \frac{V_m^2 D^2 T_s}{4L_p} = \frac{V_m^2 D^2}{4L_p f_s} \quad (2.10)$$

由(2.10)式發現，當設計電感電流在 DCM，輸入功率與導通率的平方成正比，與切換頻率成反比。可以改變開關元件的導通率或切換頻率以控制輸入功率，進而調整燈管功率。

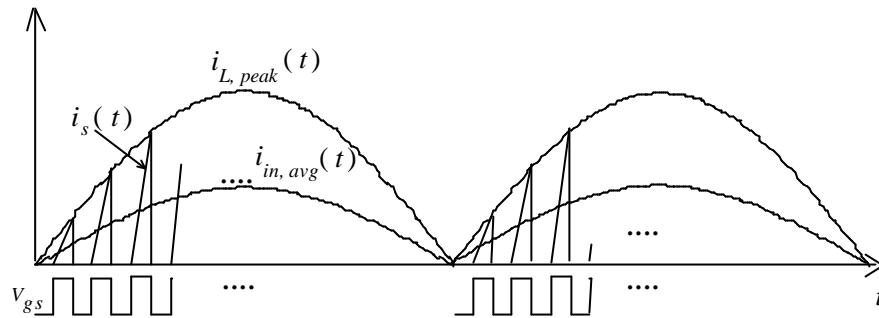


圖 2-12  $i_{in, avg}$  ,  $i_s$  ,  $i_{L, peak}(t)$  波形

### 2-3-2 D 類共振換流器

自從 Baxandall[22]於 1959 年發明 D 類共振換流器以來，D 類共振換流器已被廣泛應用[23-29]，根據共振電路與負載的連接方式，可分為串聯共振式(Series Resonant) 並聯共振式(Parallel Resonant)與串並聯共振式(Series-Parallel Resonant)等三種形式，串並聯共振式因容易提供燈管的燈絲電流路徑而較適合作為螢光燈的安定器。圖 2-13 為 D 類電壓源之串並聯共振換流器 (Class-D Voltage-Source Series-Parallel Resonant Inverter)，或稱為 D 類電壓切換型串並聯共振換流器 (Class-D Voltage-Switching Series-Parallel Resonant Inverter)。

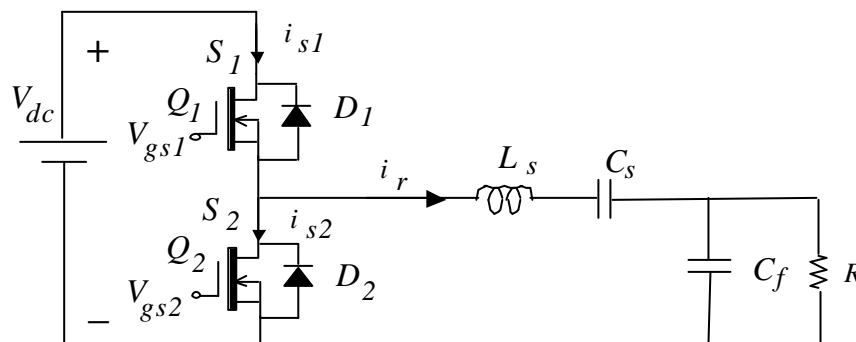


圖 2-13 D 類串並聯共振換流器



D 類串並聯共振換流器包括兩個雙向切換開關  $S_1$ 、 $S_2$  及一組  $L_s$ - $C_s$ - $C_f$ - $R$  共振電路， $S_1$  ( $S_2$ ) 包括一主動開關  $Q_1$  ( $Q_2$ ) 與一個反向並聯二極體  $D_1$  ( $D_2$ )。

共振換流器的兩個主動開關  $Q_1$  與  $Q_2$  是由閘極信號  $V_{gs1}$  與  $V_{gs2}$  交互驅動導通，產生一方波電壓給共振電路上。 $V_{gs1}$  與  $V_{gs2}$  的導通率一般都設計為 0.5 對稱， $V_{gs1}$  與  $V_{gs2}$  之間須有一小段很短的怠遲時間(Dead-Time)，以避免上下兩個開關同時導通，造成短路燒毀。當  $Q_1$  導通，輸入電壓  $V_{dc}$  跨於  $Q_2$  兩端；反之，當  $Q_2$  導通，輸入電壓  $V_{dc}$  跨於  $Q_1$  兩端。因此，共振電路的輸入電壓為方波，此方波電壓的直流成分( $V_{dc}/2$ )會跨於電容  $C_s$ ，當共振電路具有高負載品質因數時(Load Quality Factor,  $Q_L$ )，幾乎所有的電流諧波及直流成分都被串聯電感  $L_s$  與電容  $C_s$  濾除，使流經共振電路的電流幾乎為正弦波。因此，在分析共振電路時，可以利用基本波作近似分析[28,29]。

圖 2-14 為雙級高功因電子安定器電路架構。前級以降升壓轉換器作為功因修正電路，後級以 D 類共振換流器驅動燈管。由於雙級的安定器需要兩組控制電路分別驅動轉換器與換流器，並且需要三個主動開關，使電路本身較為複雜化且效率較低。

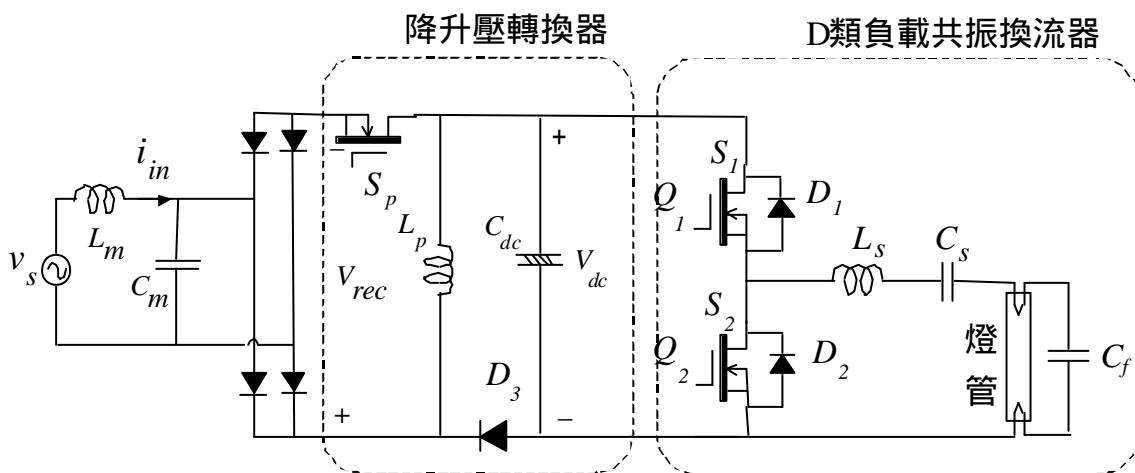


圖 2-14 雙級降升壓式高功因電子安定器電路架構

## 2-4 單級降升壓式高功因電子安定器

單級降升壓式高功因電子安定器是將圖 2-14 雙級降升壓式高功因電子安定器加以整合，降升壓式主動功因修正電路中的開關  $S_p$  及共振轉換器的開關  $S_2$  整合共用，在整合過程中，增加了二極體  $D_4$ ，以有效將輸入電源的接地端和直流鏈電壓的接地端與以隔離，避免發生短路現象，也增加了二極體  $D_5$  提供  $S_1$  與  $S_2$  均截止時，共振電流通路徑，如圖 2-15 所示。

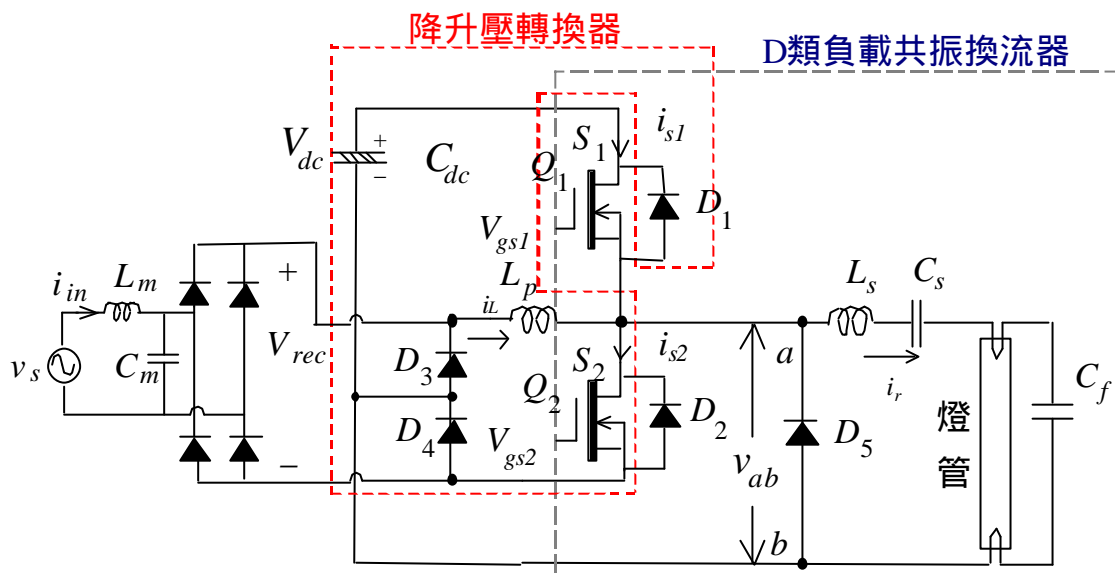


圖 2-15 單級高功因電子安定器電路架構

圖中  $V_{gs1}$ 、 $V_{gs2}$  為控制信號，只需將電路操作在固定的導通率與切換頻率  $f_s$ ，就可以使電路在允許的變動範圍內，達到特定的功因及定功率運轉，且不用複雜的回授控制。由於這種整合型的電子安定器將圖 2-14 前後級二個開關整合了，原有前級降升壓轉換器與後級共振電路個別的導通率與切換頻率就合而為一，這時電路之工作原理分析及元件參數設計的選擇上必需加以注意，但是基本電路分析原理與參數設計方法相同。

這種單級結構克服了雙級高功因電子安定器之缺點，可節省一組控制電路與一個主動開關，只增加了二個二極體，簡化了電路的複雜度、提昇效率並降低成本。在相關的論文也有類似的整合電路[30,31]，其電路原理大多相同。

### 第三章 零熾熱電流啟動單級高功因電子安定器

傳統的電子安定器一般不考慮預熱階段熾熱電流對螢光燈壽命之影響，為提昇螢光燈之壽命，增加電子安定器的效能，本章特提出一預熱期間為零熾熱電流，以及穩態操作仍具高功因之單級高功因電子安定器。

#### 3-1 消除熾熱電流之電路架構

一般燈管在預熱階段產生熾熱電流的原因，不外乎是供應燈絲預熱的同時，在燈管兩端存在跨接電壓所致；如果可以使燈管在預熱階段不會有電壓跨接在燈管兩端，同時又能提供燈絲預熱電源，必能避免熾熱電流的發生。

圖 3-1 為本文所提出之無熾熱電流之電路架構示意，圖中在  $t_0$  時  $S_{a1}$ 、 $S_{a2}$ 、 $S_{a3}$  導通，將能量送入換流器及燈絲，以達到燈絲預熱的效果，此時開關  $S_b$  尚未導通，因此旁路電容  $C_f$  兩端並沒有電壓跨接，使燈絲游離出的電子不會因燈管兩端的電位差而形成熾熱電流。當燈絲預熱至適當溫度後，開關  $S_b$  適時地在  $t_1$  時導通，使能量傳遞至旁路電容  $C_f$  兩端，並迅速達到燈管的點火電壓，使燈管迅速點亮，而完成整個點燈狀態。

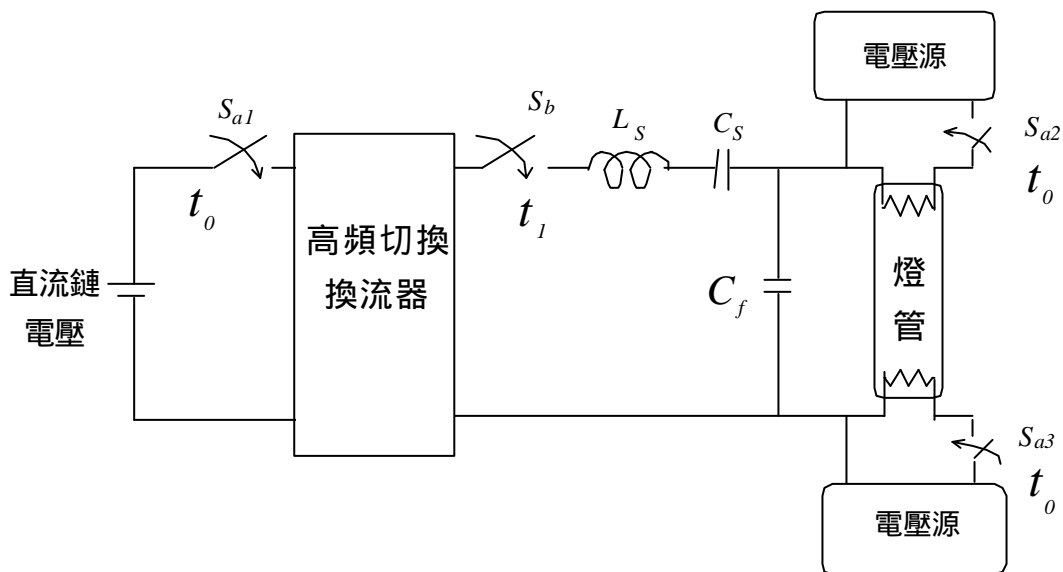


圖 3-1 消除熾熱電流之電路架構示意圖

圖 3-1 之示意圖中，似乎有增加成本之虞，對低成本的電子安定器電路而言，不啻是嚴重的缺憾。本文以圖 2-15 之單級高功因電子安定器為骨架，運用既有的開關元件當作預熱階段的控制開關，在只增加四個二極體元件情況下，達成具有零熾熱電流預熱功能的電子安定器，

### 3-1-1 預熱啟動路徑開路法之電路架構

圖 3-2 為本文提出的零熾熱電流啟動單級高功因電子安定器的電路，在降升壓轉換器的儲能電感  $L_p$  增加兩個二次側線圈，供作提供燈絲加熱之電源；另外再增加四只被動開關二極體  $D_6$ 、 $D_7$ 、 $D_8$ 、 $D_9$ ，用來配合預熱階段電路工作模式之變化及燈絲加熱電源控制。

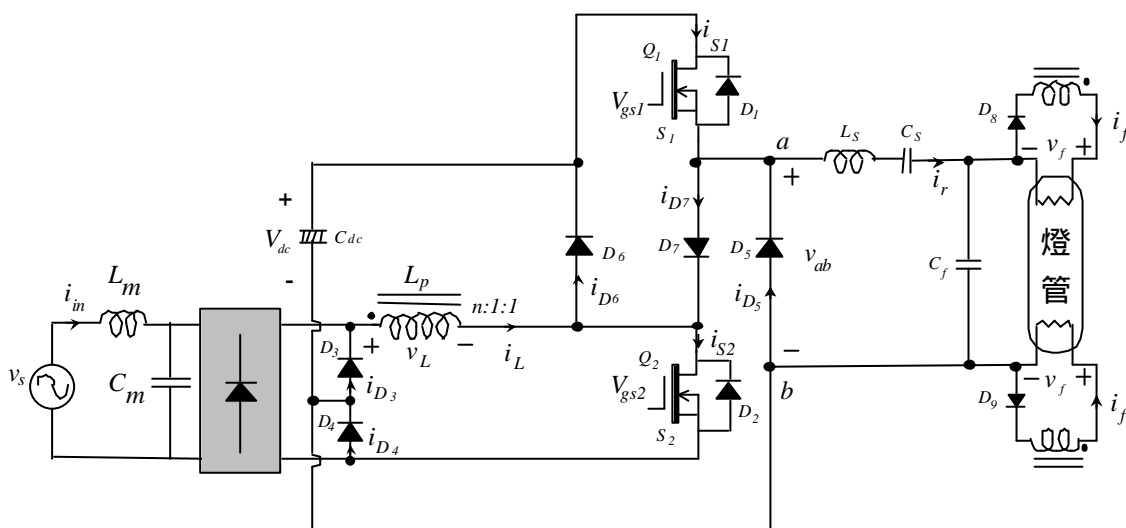


圖 3-2 零熾熱電流啟動單級高功因電子安定器之電路

如圖 3-2 的開關  $Q_2$  就是圖 3-1 的  $S_{a1}$ 、 $S_{a2}$ 、 $S_{a3}$  同時控制換流器及燈絲加熱， $Q_1$  則是  $S_b$  於預熱終了時啟動共振電路。時間  $t_0$  將市電加入，燈管進入預熱階段，此時  $Q_2$  作高頻導通與截止， $Q_1$  保持截止，共振電路不作用，燈絲經由儲能電感  $L_p$  的二次線圈所提供的電源進行預熱；同時藉由儲能電感  $L_p$  的一次線圈亦將能量送至直流鏈電容  $C_{dc}$  進行充電，由於  $Q_1$  的截止，阻止能量傳遞到共振電路。時間  $t_1$  時，燈絲可預熱到使螢光

燈啟動之適當溫度， $Q_1$ 開始與 $Q_2$ 作互補的導通與截止，同時，直流鏈電容電壓 $V_{dc}$ 也提高到可以提供足夠的能量給換流器，使燈管兩端所跨電壓大到足以啟動燈管。

此一架構因預熱階段共振換流器並未作用，燈管兩側處於開路無跨接電壓狀態，使得預熱階段不會產生熾熱電流，而達到零熾熱電流啟動的目的。

### 3-1-2 控制電路程序設定快速啟動流程

由於預熱階段共振換流器不作用，降升壓轉換器輸入功率，會經由儲能電感轉移給直流鏈電容，而預熱階段所蓄積的能量會反應在直流鏈電壓的值，因此預熱階段必須策略性地降低降升壓轉換器輸入功率，以免上述電壓值過大。依據(2.4)式，降升壓轉換器輸入功率，與輸入電壓、導通率的平方成正比，與切換頻率成反比，因為輸入電壓不變，要降低輸入功率，只有提高切換頻率或降低導通率；而降低導通率又會影響燈絲預熱電源是否足夠，因此本電路採用提高預熱階段之切換頻率，期望能適度地控制直流鏈電壓的值，而有關參數設計及選用協調方法將於本論文第四章電路參數設計時，再詳加討論。

### 3-2 等效電路及工作模式分析

本電路作等效電路及工作模式分析時，根據以下假設作簡化分析：

- 1、所有開關元件皆為理想，導通時，視為短路；截止時，視為開路。
- 2、直流鏈電容  $C_{dc}$  夠大，可將直流鏈電壓  $V_{dc}$  視為電壓源，忽略其漣波。
- 3、電源頻率  $f_L$  遠小於切換頻率  $f_s$ ，因此，在每一個高頻工作週期內，輸入電壓可視為定值。
- 4、換流器切換頻率大於共振電路的共振頻率  $f_r$ ，共振電路呈現電感性，共振電流落後換流器的輸入電壓。
- 5、共振電路的負載品質因數足夠高，就可將共振電流  $i_r$  視為正弦波
- 6、螢光燈管點亮前，可視為開路，點亮穩定工作時可視為純電阻負載。

本電路從預熱、點火到穩態計有三個階段，以下針對電路各階段工作模式分析。

#### 3-2-1 預熱階段

根據功率開關元件的導通狀態，可將電路在一個高頻的工作週期內分為三個工作模式，這一階段共振換流器沒有作用，只有降升壓轉換器動作，開關  $Q_2$  的導通率為  $D_{(pre)}$ ，為其電路工作模式如圖 3-3 所示。

##### 一、工作模式 I：(圖 3-3 (a))

進入工作模式 I 之前，因為處於不連續操作模式中，儲能電感電流  $i_L$  為零。工作模式 I 開始時，閘極訊號  $V_{gs2}$  觸發開關  $Q_2$  使其導通，整流後的輸入電壓跨在  $L_p$  上，使電感電流  $i_L$  從零開始線性增加；同時，經由電感  $L_p$  之二次線圈，一電壓源將對燈絲進行預熱。由於  $Q_2$  導通之前跨有整流後的輸入電壓，所以並不能滿足零電壓切換(ZVS,

Zero-Voltage-Switching)導通。當開關  $Q_2$  閘極觸發訊號為低電位時，開關  $Q_2$  截止，此時進入工作模式 II。

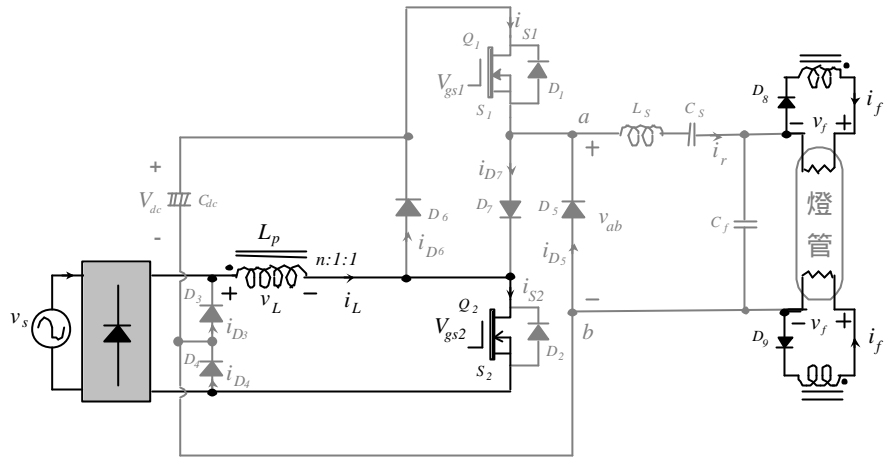
## 二、 工作模式 II：(圖 3-3 (b))

進入工作模式 II 的瞬間，開關  $Q_2$  截止。電感電流流經二極體  $D_6$  及  $D_3$  對直流鏈電容充電；此時直流鏈  $V_{dc}$  跨於  $L_p$  上，由於二極體  $D_8$  及  $D_9$  之關係，使得由電感  $L_p$  之二次線圈感應之電壓無法對燈管絲進行預熱；直到電感電流  $i_L$  降為零，進入工作模式 III。

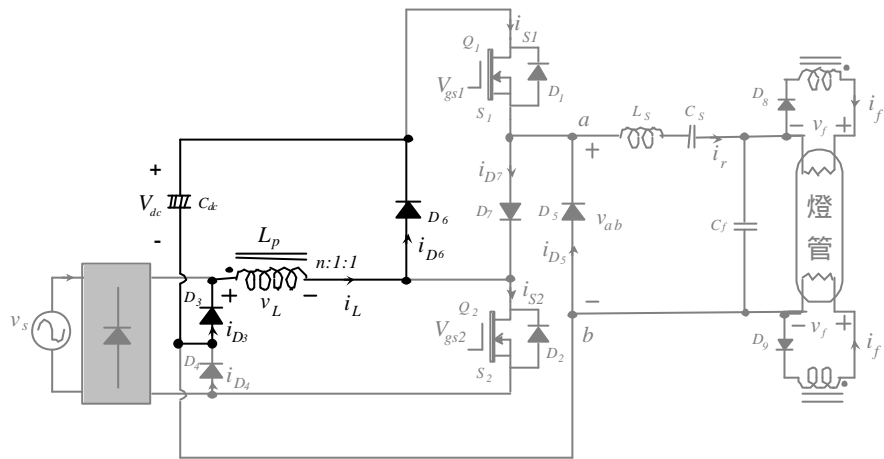
## 三、 工作模式 III：(圖 3-3 (c))

進入工作模式 III 整個電路沒有動作，直到閘極訊號  $V_{gs2}$  觸發開關  $Q_2$  使其導通，回到工作模式 I，完成整個循環。

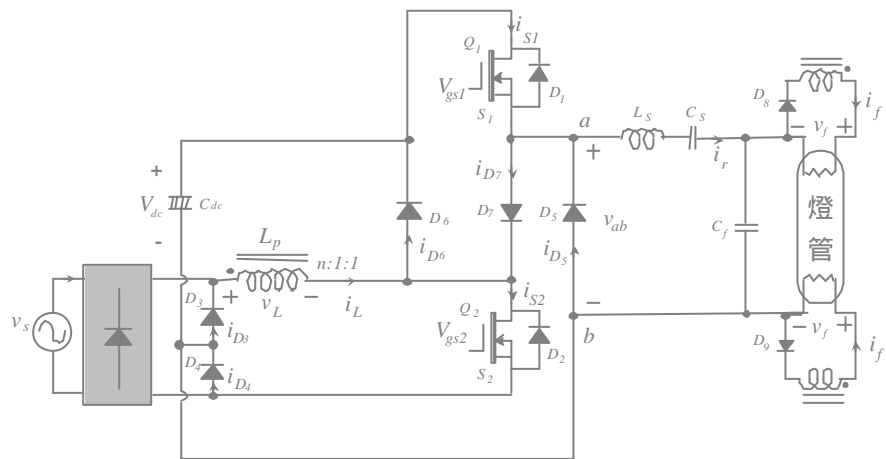




(a) 工作模式 I



(b) 工作模式 II



(c) 工作模式 III

圖 3-3 預熱階段電路工作模式分析

### 3-2-2 點火階段

進入此階段時，陰極燈絲已經預熱到適當的釋放溫度，開關  $Q_1$  被致能(Enable)開始動作， $Q_2$  的導通率為  $D$ ， $Q_1$  與  $Q_2$  作互補的導通與截止。這個階段的等效電路如圖 3-4 所示，如果換流器切換頻率操作在接近負載的共振頻率時，流經  $C_f$  的共振電流在燈管兩端會產生很高點火電壓，以確保燈管可順利地點亮；當燈管點亮，電弧電流流入燈管，燈管進入穩態階段。

圖 3-4 為點火階段負載共振換流器等效電路圖，其中  $v_I$  為共振換流器輸入端方波電壓  $v_{ab}$  之基本波成分。

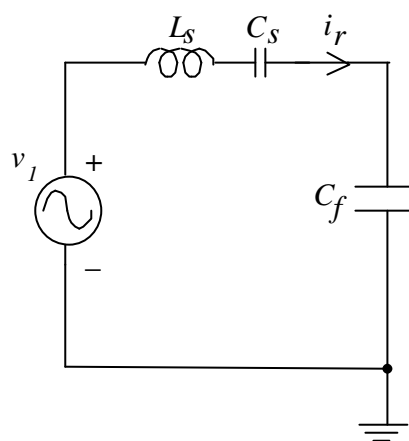


圖 3-4 點火階段負載共振換流器之等效電路

### 3-2-3 穩態階段

根據功率開關元件的導通狀態，可將電路在一個高頻的工作週期內分為五個工作模式，如圖 3-5 所示， $Q_2$  的導通率仍為  $D$ 。圖 3-6 則顯示在各工作模式下的電壓電流理論波形。

#### 一、工作模式 I ( $t_0 < t < t_1$ )：(圖 3-5 (a))

進入工作模式 I 前，共振電流為正且流經二極體  $D_5$ 。工作模式 I 開始時，閘極訊號  $V_{gs2}$  觸發開關  $Q_2$  使其導通，整流後的輸入電壓跨在  $L_p$  上。在不連續操作模式中，使電感電流  $i_L$  從零開始線性增加， $Q_2$  滿足零電流切換導通，然而， $Q_2$  導通之前跨有整流後的輸入電壓，所以並不能滿足零電壓切換導通。當共振電流降為零時，二極體  $D_5$  截止，此時進入工作模式 II。

這段期間，降升壓電感電流  $i_L$  斜率均維持為正，其兩端所跨電壓為正，二次線圈供應燈絲加熱電源。

#### 二、工作模式 II ( $t_1 < t < t_2$ )：(圖 3-5 (b))

開關  $Q_2$  保持在導通狀態，流過電感電流及負的共振電流，其中共振電流  $i_r$  經過二極體  $D_7$ 、 $D_4$ ，而電感電流則經整流器流回電源。當開關  $Q_2$  閘極觸發訊號為低電位時，開關  $Q_2$  截止，此時進入工作模式 III。

這段期間，降升壓電感電流  $i_L$  斜率仍維持為正，其兩端所跨電壓為正，二次線圈仍供應燈絲加熱中。

#### 三、工作模式 III ( $t_2 < t < t_3$ )：(圖 3-5 (c))

進入工作模式 III 的瞬間，開關  $Q_2$  截止，共振電流  $i_r$  由開關  $Q_2$  轉換到二極體  $D_1$  上，而電感電流  $i_L$  由  $Q_2$  轉換到二極體  $D_3$  和  $D_6$

上，對直流鏈電容充電形成回路。如前所述，閘極訊號  $V_{gs1}$  與  $V_{gs2}$  之間有一段怠遲時間，在怠遲時間結束後， $V_{gs1}$  觸發開關  $Q_1$ 。此時因共振電流  $i_r$  仍然流過  $D_1$ ， $Q_1$  仍未導通，兩端電壓等於二極體導通電壓(-0.7V)，幾乎為零，所以  $Q_1$  為 ZVS。在這個工作模式期間，反向的直流鏈電壓跨在電感上，於是電感電流  $i_L$  由峰值呈線性減少。由於  $i_L$  峰值與輸入電壓成正比的關係，因此， $i_L$  可能比  $i_r$  晚下降至零，也可能比  $i_r$  早下降至零，前者，當  $i_r$  下降至零時，進入情況 1 之工作模式 IV，後者，當  $i_L$  下降至零時，進入情況 2 之工作模式 IV。

這段期間，降升壓電感電流  $i_L$  斜率已轉為負，其兩端沒有正電壓，二次線圈不供應燈絲電源。

#### 四、工作模式 IV ( $t_3 < t < t_4$ )：(圖 3-5 (d)、圖 3-7 (e))

情況 1、在此工作模式中，開關  $Q_1$  保持流過正的共振電流，由直流鏈電壓供給能量共振電路，對於不連續的工作模式，電感電流  $i_L$  會在  $Q_1$  截止之前，遞減到零，當下降至零，進入工作模式 V。

情況 2、在此工作模式中，開關  $D_1$  保持流過負的共振電流  $i_r$ ，由直流鏈電壓供給能量共振電路，當  $i_r$  由負變正時，進入工作模式 V。

這段期間，降升壓電感電流  $i_L$  斜率為負或零，其兩端沒有正電壓，二次線圈不供應燈絲電源。

#### 五、工作模式 V ( $t_4 < t < t_5$ )：(圖 3-5 (f))

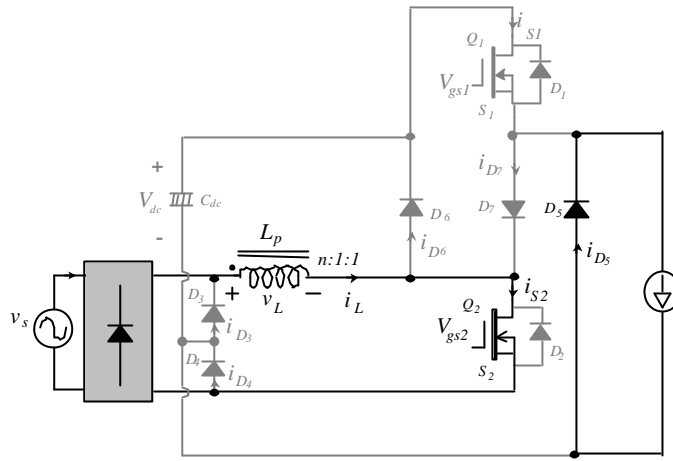
在此工作模式中， $Q_1$  導通， $i_r$  流經  $Q_1$  提供能量至共振迴路，當  $V_{gs1}$  為低電位， $Q_1$  截止，進入工作模式 VI。

這段期間，降升壓電感電流  $i_L$  為零，二次線圈不供應燈絲電源。

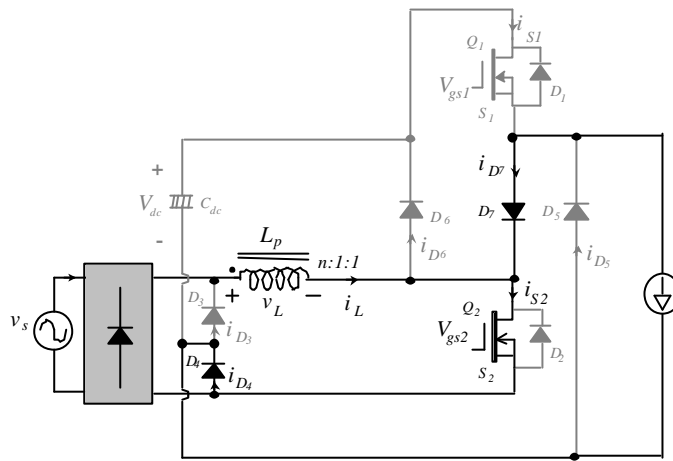
#### 六、工作模式 VI ( $t_5 < t < t_6$ ) : (圖 3-5 (g))

工作模式 VI 為開關  $Q_1$  截止與開關  $Q_2$  導通中間的短暫怠遲時間，當這個工作模式開始時，開關  $Q_1$  截止，在此瞬間，正的共振電流  $i_r$  經由二極體  $D_5$  形成回路，當怠遲時間的短暫週期結束後，回到工作模式 I，完成整個循環。

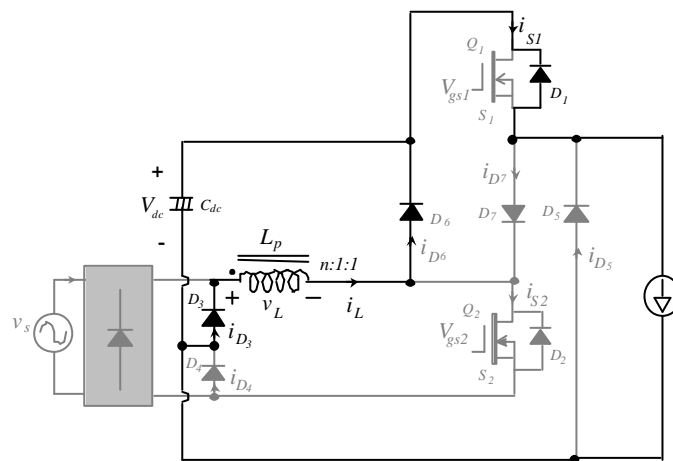
這段期間，降升壓電感電流  $i_L$  仍為零，其二次線圈不供應燈絲電源。



(a) 工作模式 I

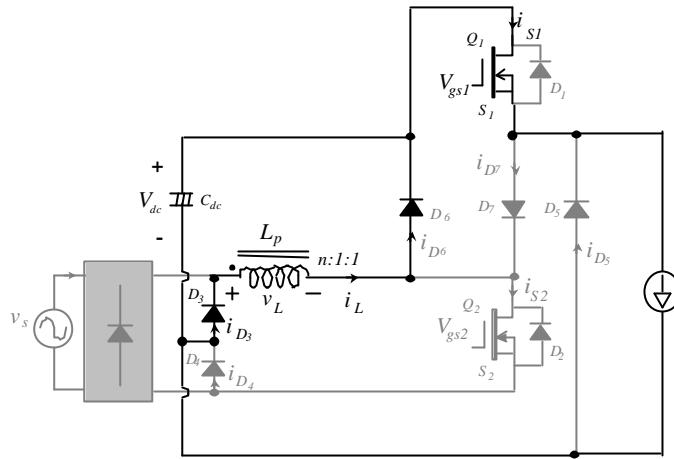


(b) 工作模式 II

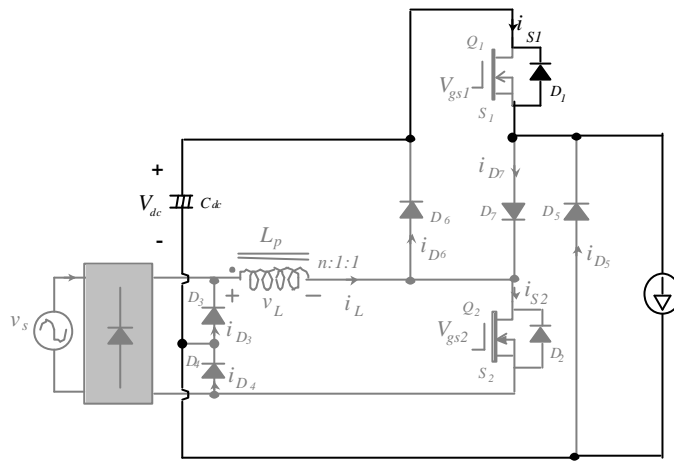


(c) 工作模式 III

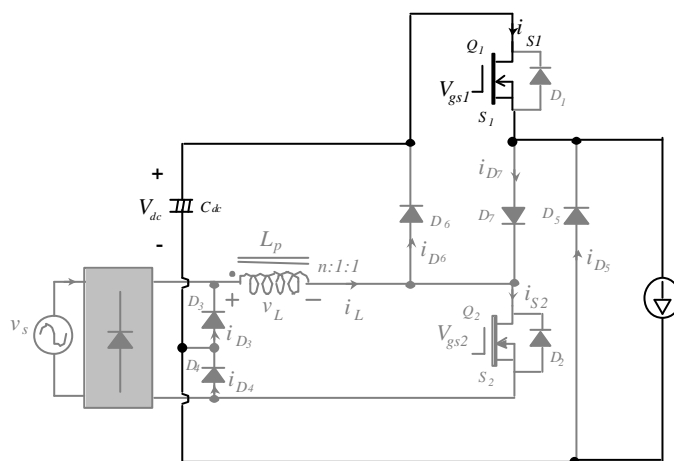
圖 3-5 穩態階段電路工作模式分析



(d) 工作模式 IV(情況 1)

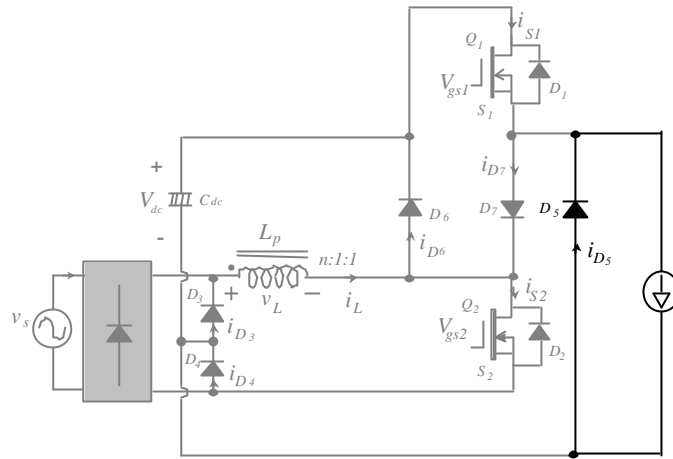


(e) 工作模式 IV(情況 2)



(f) 工作模式 V

圖 3-5 穩態階段電路工作模式分析(續)



(g) 工作模式 VI

圖 3-5 穩態階段電路工作模式分析(續)



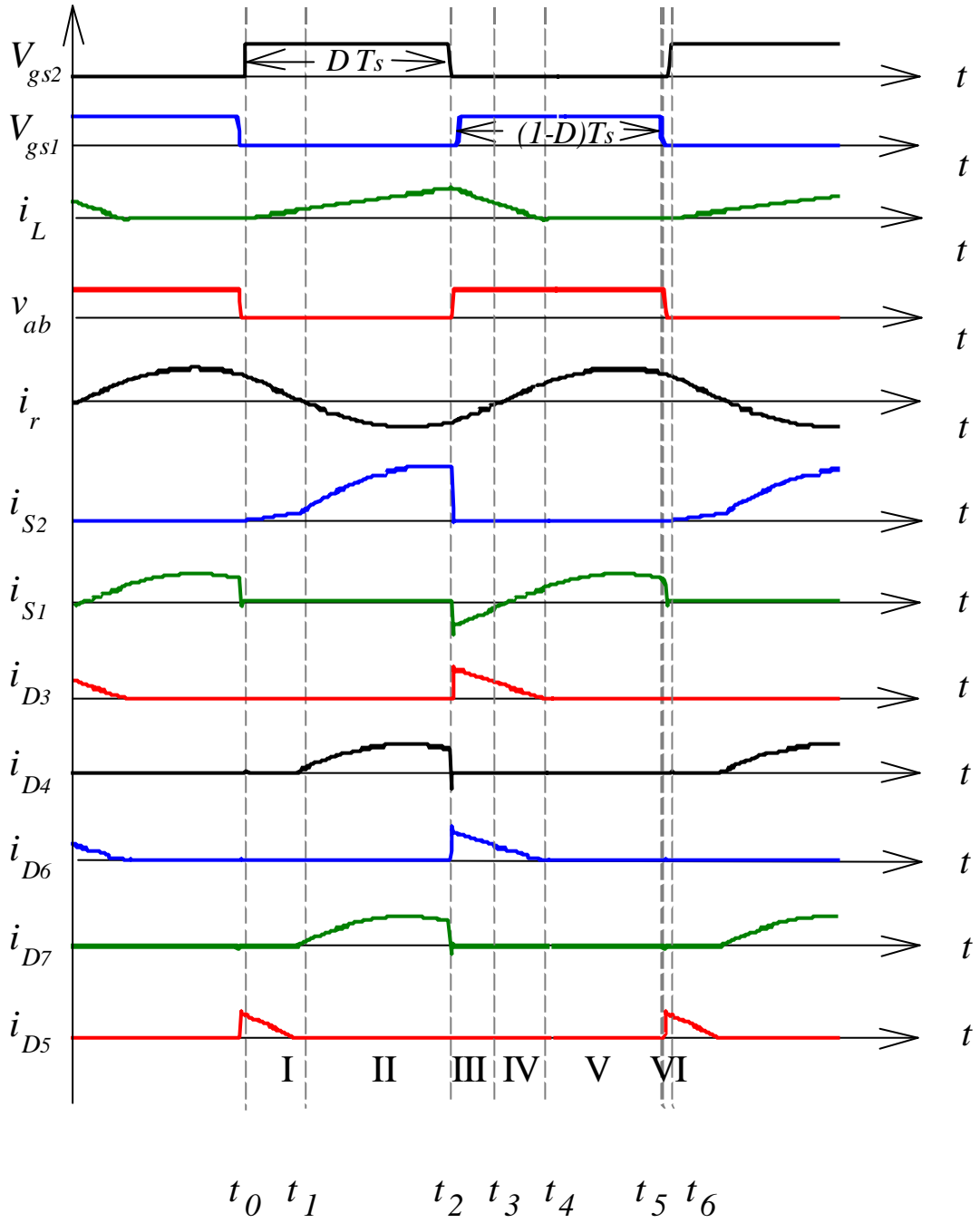


圖 3-6 穩態階段，當  $D = 0.5$  時之理論模擬波形(情況 1)

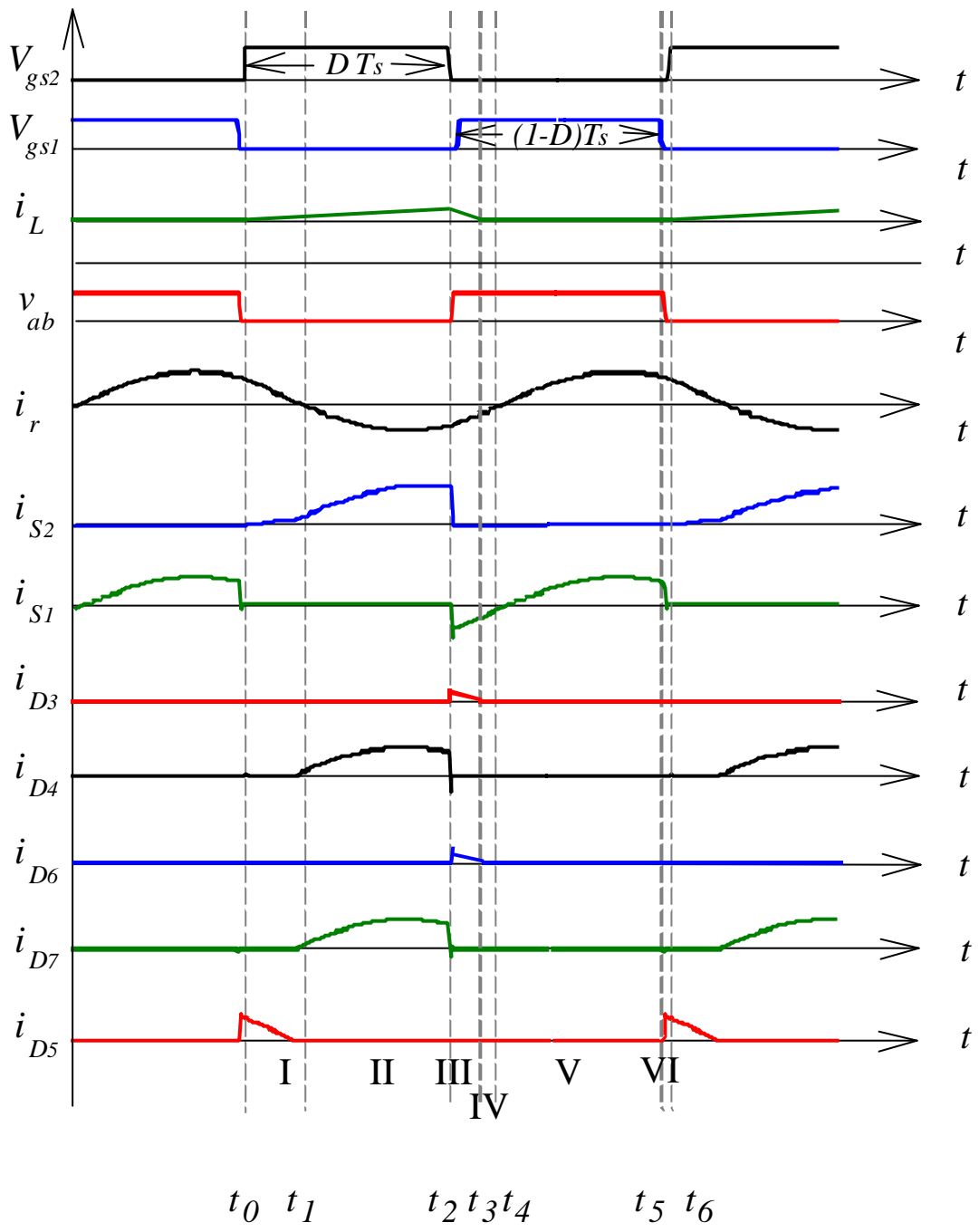


圖 3-7 穩態階段，當  $D = 0.5$  時之理論模擬波形(情況 2)

### 3-2-4 工作模式綜合分析

針對上述電路的控制方式，開關元件  $Q_2$  的導通率  $D$  在點火及穩態階段定為 0.5，就以上工作模式的分析及理論波形中發現：

- 一、 這種的整合型安定器，在預熱階段降升壓轉換器會持續地輸出功率，因為此時共振換流器不動作，這些功率會全部經由儲能電感傳遞給直流鏈電容，而預熱階段累積的能量為全部蓄積在直流鏈電容，這會完全反應在直流鏈電壓  $V_{dc}$  上，如果  $C_{dc}$  電容值不夠大的話， $V_{dc}$  電壓值會相當大。而  $C_{dc}$  的選用與  $V_{dc}$  值的預測，需與降升壓轉換器輸出功率設定一併考量。
- 二、 開關  $Q_2$  為降升壓轉換器與共振換流器兩者共用，直流鏈電容  $C_{dc}$  為二者的能量緩衝。當降升壓轉換的輸出功率大於共振電路的吸收功率，多餘的功率儲存在  $C_{dc}$ ，直流鏈電壓  $V_{dc}$  上升；反之，當降升壓轉換的輸出功率小於共振電路的吸收功率，不夠的功率由  $C_{dc}$  提供，直流鏈電壓  $V_{dc}$  下降。
- 三、 欲使得開關  $Q_1$  達到零電壓切換， $Q_1$  在導通之前，共振電流必需先流經二極體  $D_1$ ，先決條件為共振電路必需工作在電感性，共振電流落後  $v_{ab}$  的基本波，以避免共振電流過早由負變正，而造成  $Q_1$  在非零電壓情況下切換導通。 $Q_1$  導通率為 0.5，共振電路也呈現電感性時，可以做到上述的零電壓導通，但是開關元件導通率變動時，就可能無法達到此目的，本論文不再對此做進一步的討論。

## 第四章 電路參數設計

電子安定器的設計必須配合螢光燈的規範與工作特性條件，還要滿足預熱、啟動、穩態工作三個階段的需求，才能確保燈管壽命的延長，有關電路參數設計流程及特性方程式之推導將於本章討論之。

### 4-1 設計流程

針對本文提出之零熾熱電流啟動之電子安定器架構而言，其設計流程如圖 4-1 所示，首先要有螢光燈管的相關規範數據，其內容應包括：額定穩態操作時之燈管電壓及電流、燈絲冷電阻及燈管點火電壓。其次，電子安定器的規範則由使用場合決定，包括：輸入電源、環境溫度、啟動需求及切換頻率等。然後，由電子安定器的設計者根據螢光燈管的特性與使用條件進行設計。

本論文提出的是一不可調光的電子安定器，燈管的電弧等效電阻可視為定值，配合圖 2-5 的燈管模型及圖 3-2 的電路架構，得到圖 4-2 的共振換流器的等效電路，其中  $v_l$  為共振換流器輸入端電壓  $v_{ab}$  的基本波成分。圖中燈絲的功率完全由定電壓源  $v_f$  來提供，此值的大小必須配合變壓器的圈數比  $n$  及燈絲冷熱電阻比值  $R_h/R_c$  才能獲悉。藉由選擇適當的儲能電感  $L_p$  值，使螢光燈管功率維持在額定值，同時為確保預熱期間直流鏈電容的電壓值不會據升過高，可藉由預熱階段切換頻率的提升及選擇合宜的直流鏈電容值來達成。最後，依據圖 4-2 的等效電路，配合螢光燈管點火電壓及共振電路穩態工作電壓，推導特性方程式，計算並決定共振電路各個元件參數。

雖然螢光燈管等效電阻可直接由廠商所提供的燈管電壓及電流求得。但是，通常廠商所提供的數據，一般是用低頻傳統電磁耦合安定器工作在市電頻率測得，用於高頻難免有些誤差。此外，螢光燈管的等效

電阻會受環境溫度及燈絲溫度的影響，為求精確，可依據使用條件來測試求得[13]。

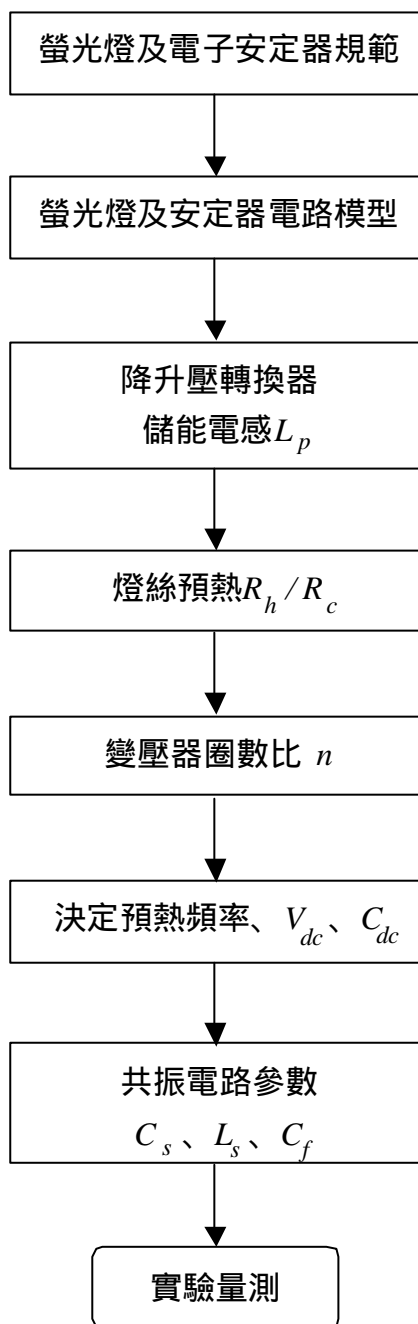


圖 4-1 零熾熱電流啟動之螢光燈電子安定器設計流程

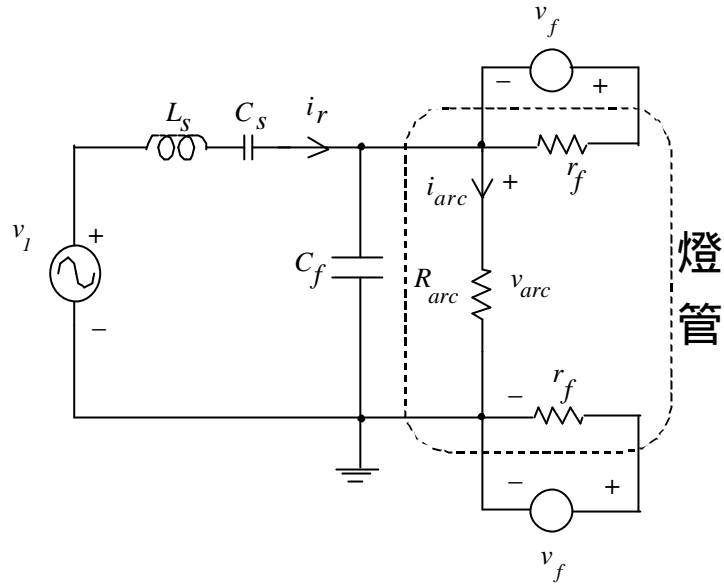


圖 4-2 共振換流器等效電路

## 4-2 特性方程式

本節將推導電路內降升壓轉換器、螢光燈管及共振換流器中，元件參數設計時所需之特性方程式。

### 4-2-1 降升壓轉換器儲能電感 $L_p$

在燈管穩態輸出功率等於降升壓轉換器輸入功率乘以安定器的電路效率  $\eta$ ，由(2.10)式可得：

$$P_{lamp} = p_{in} \cdot \eta = \frac{hV_m^2 D^2}{4L_p f_{s(ss)}} \quad (4.1)$$

其中  $V_m$  為輸入電壓的峰值， $f_{s(ss)}$  為穩態切換頻率

由 2-3-1 小節(4.1)式得知，影響降升壓轉換器輸出功率的因素有輸入電壓、導通率、切換頻率及儲能電感值，因為本論文提出的電子安定器，穩態工作時是採定電壓輸入、定導通率且固定頻率操作，儲能電感值可由燈管額定功率輸出時決定之。

由(4.1)式可導出電感  $L_p$  公式為：

$$L_p = \frac{hV_m^2 D^2}{4P_{lamp} f_{s(ss)}} \quad (4.2)$$

#### 4-2-2 變壓器圈數比 $n$ 值

燈絲是由儲能電感變壓器二次側整流後之電壓來加熱，所以變壓器的圈數比  $n$  關係到燈絲加熱電壓的大小，其波形  $v_f(t)$  如圖 4-3 所示，由於在每個高頻切換週期之內，其正半週所提供給燈絲之電壓可視為定值，因此其加熱電壓有效值  $V_f$  之計算如下：

$$\begin{aligned} V_f &= \sqrt{\frac{1}{p} \int_0^p (v_f(t))^2 D d(\omega_L t)} \\ &= \sqrt{\frac{1}{p} \int_0^p \left( \frac{V_m \sin \omega_L t}{n} \right)^2 D d(\omega_L t)} = \frac{V_m}{n} \cdot \sqrt{\frac{D}{2}} \end{aligned} \quad (4.3)$$

其中  $\omega_L = 2p f_L$ ， $f_L$  為市電輸入電源頻率。

由(4.3)式可導出：

$$n = \frac{V_m}{V_f} \cdot \sqrt{\frac{D}{2}} \quad (4.4)$$

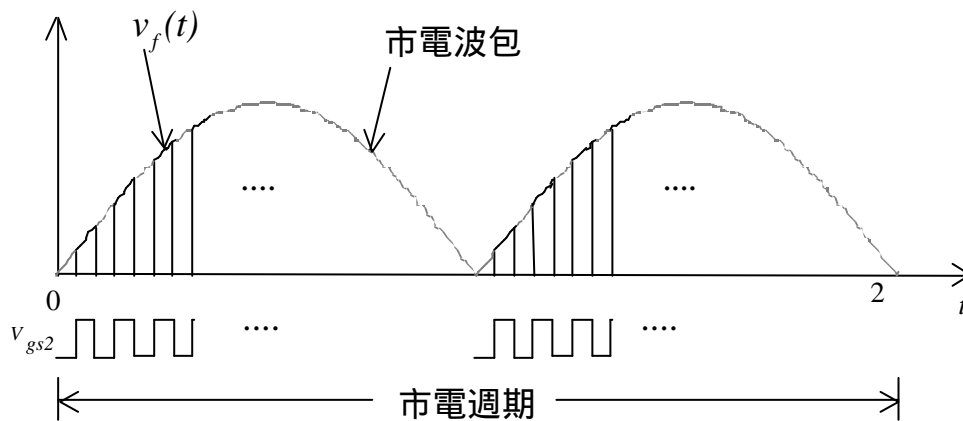


圖 4-3 燈絲電壓  $v_f$  之波形

由(4.3)式得知，燈絲電源電壓有效值  $V_f$  與切換頻率無關，因此預熱與穩態工作時選用不同的操作頻率，並不影響圈數比的設計。只需根據

圖 2-4(a)之燈絲定電壓加熱變化曲線圖，即可依照預熱時間的設定，決定  $R_h/R_c$  比值及  $V_{\phi}$ 。在輸入電源、導通率都已先行決定的情況下，求得圈數比  $n$ 。

#### 4-2-3 $V_{dc}$ 、 $C_{dc}$ 與預熱頻率

如 2-3-1 小節所述，控制降升壓轉換器工作於 DCM，且在每一輸入電源週期內，使開關  $Q_2$  的導通率  $D$  與切換頻率  $f_s$  保持固定，則輸入電流可以追隨輸入電壓波形且同相位，如此可以達到高功因。

由(2.10)式，輸入功率等於：

$$p_{in} = \frac{V_m^2}{4L_p} DT_s \quad (4.5)$$

當儲能電感的電壓對時間的積分等於或小於零時，表示降升壓轉換器確實工作於不連續電流模式。

$$V_m \left| \sin(2\pi f_L t) \right| \cdot DT_s + (-V_{dc}) \cdot (1-D) T_s \leq 0 \quad (4.6)$$

由(4.6)式可以發現，只要降升壓轉換器能於輸入電壓峰值時工作於 DCM，則可確保於整個輸入電壓的週期中都能工作於 DCM，因此直流鏈電壓  $V_{dc}$  必需足夠高並且滿足下式：

$$V_{dc} \geq \frac{D}{1-D} V_m \quad (4.7)$$

由(4.7)式可決定穩態直流鏈電壓  $V_{dc}$  的最小值。 $V_{dc}$  除上述穩態的考量外，本論文在 3-1-2 小節曾經提到，預熱階段因為共振換流器不工作，所以在預熱階段降升壓轉換器所有的輸入能量，全部經由儲能電感轉移蓄積在  $V_{dc}$  上，因此必須計算上述預熱階段蓄積能量所造成的  $V_{dc}$  終值  $V_{dc(pre)}$ 。

由式(2.10)可得預熱階段降升壓轉換器輸入功率  $P_{(pre)}$  為：



$$P_{(pre)} = P_{in} \cdot h = \frac{V_m^2 D_{(pre)}^2}{4L_p f_{s(pre)}} \quad (4.8)$$

其中  $f_{s(pre)}$  為預熱階段的切換頻率， $D_{(pre)}$  則為預熱階段的導通率。

由於導通率  $D$  關係到燈絲電壓，而穩態階段的燈絲電壓必定設計成低於預熱階段，亦即  $D_{(ss)} \leq D_{(pre)}$ ，因此，如果預熱階段切換頻率  $f_{s(pre)}$  與穩態階段切換頻率  $f_{s(ss)}$  相同，則電路的輸入功率會高過穩態功率，在燈絲僅能消耗小部分功率的情況下，大部分的輸入功率都將儲存在直流鏈電容  $C_{dc}$  中，造成直流鏈電壓上升，為使  $V_{dc(pre)}$  不致過高，必須使用極大的電容值。為避免產生上述狀況，必須適度調低預熱階段的電路輸入功率，亦即適度的提升切換頻率。

依(4.8)式可求得，經預熱  $t_{pre}$  秒後，在  $C_{dc}$  的蓄積能量為：

$$E_{pre} = P_{in(pre)} \times t_{pre} = \frac{V_m^2 D_{(pre)}^2}{4L_p f_{s(pre)}} \times t_{pre} = \frac{1}{2} C_{dc} V_{dc(pre)}^2 \quad (4.9)$$

其中  $E_{pre}$  為  $C_{dc}$  預熱階段蓄積之能量， $V_{dc(pre)}$  為預熱  $t_{pre}$  秒後  $V_{dc}$  之終值。

由式(4.9)可得：

$$V_{dc(pre)} = V_{in} \cdot D_{(pre)} \sqrt{\frac{P_{in} \times t_{pre}}{C_{dc} \cdot L_p \cdot f_{s(pre)}}} \quad (4.10)$$

在特定預熱時間  $t_{pre}$  及配合已知的電路參數，由(4.10)式可得在不同  $C_{dc}$  下之  $V_{dc(pre)}$  與  $f_{s(pre)}$  之關係曲線，如圖 4-4 所示：

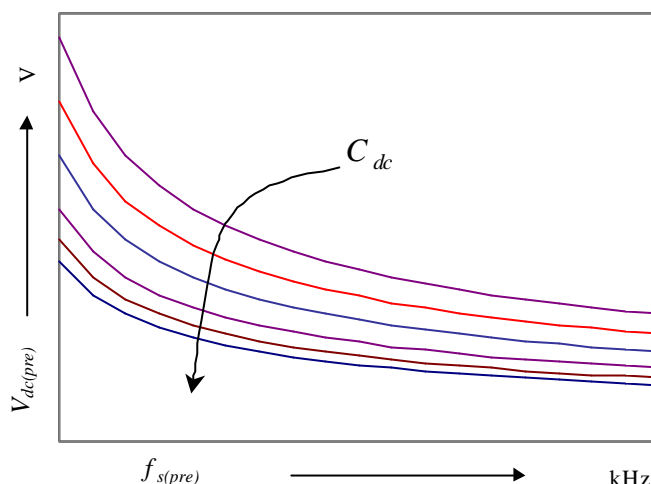


圖 4-4 不同  $C_{dc}$  下  $V_{dc(pre)}$  與  $f_{s(pre)}$  之關係曲線示意圖(特定  $t_{pre}$ )  
 參考圖 4-4，依次決定參數，步驟為：

1. 指定預熱時間  $t_{pre}$
2. 設定預熱階段最後  $V_{dc(pre)}$  之最高上限。
3. 得到預熱階段的切換頻率  $f_{s(pre)}$
4. 選擇  $C_{dc}$

由上述的結果，就可以選擇與  $V_{dc}$  相關的開關及其他元件電氣耐壓應力的等級。

由圖 4-4 也證實如果不提升  $f_{s(pre)}$ ，以穩態  $f_{s(ss)}$  相同的切換頻率預熱，則  $V_{dc(pre)}$  將升至異常的值，這已經是超過合理增大  $C_{dc}$  電容值可以解決的情況，所以將預熱階段的切換頻率  $f_{s(pre)}$  提升，是達到降低  $V_{dc(pre)}$  之目的必須的手法。

#### 4-2-4 共振電路參數 $C_s$ 、 $C_f$ 、 $L_s$

如圖 4-2 共振換流器等效電路，由圖 3-6、3-7 理論波形發現，共振電路的輸入端電壓  $v_{ab}$  呈現方波波形，其傅立葉級數(Fourier Series)表示式如下：

$$v_{ab}(t) = (1-D)V_{dc} + \sum_{n=1}^{\infty} \left[ \frac{\sqrt{2}V_{dc}}{np} \sqrt{(1-\cos(2npD))} \sin(n\omega_s t + p + q_n) \right] \quad (4.11)$$

其中  $\theta_n$  為各次諧波相對於  $V_{ab}(t)$  的角度。

$$q_n = \tan^{-1} \left( \frac{\sin(2npD)}{1 - \cos(2npD)} \right) \quad (4.12)$$

由於在一個具有高負載品質因數的共振電路，幾乎所有的諧波及直流成分項都被濾除，故在共振換流器中只存在切換頻率的基本波成分 [28,29]。因此我們只需要針對換流器的基本波成分進行分析。由(4.11)式可得方波電壓  $v_{ab}$  基本波成分的均方根值  $V_1$ 。

$$V_1 = \frac{\sqrt{2} V_{dc} \sin(pD)}{p} \quad (4.13)$$

在點火階段，燈管仍處於開路狀態，由圖 4-2 可得到旁路電容  $C_f$  兩端電壓  $\overline{V}_{ign}$ ：

$$\overline{V}_{ign} = \frac{Z_{Cf}}{Z_{LC} + Z_{Cf}} \overline{V}_{1(ign)} \quad (4.14)$$

其中  $\overline{V}_{1(ign)}$  為點火時換流器輸入端的基本波成分，是  $V_{dc}$  在點火時也就是預熱終了時，直流鏈電壓的最高值  $V_{dc(pre)}$  所決定。

其中

$$\overline{Z}_{LC} = jX_{Ls} - jX_{Cs} \quad (4.15)$$

$$\overline{Z}_{Cf} = -jX_{Cf} \quad (4.16)$$

在穩態階段，假設燈管阻抗為  $R_{arc}$ ，由圖 4-2 得到燈管穩態電壓為：

$$V_{arc} = \frac{(R_{arc} // -jX_{Cf})}{(R_{arc} // -jX_{Cf}) + Z_{LC}} \overline{V}_1 \quad (4.17)$$

由(4.13)式計算出  $V_1$  及  $V_{1(ign)}$  均方根值，與螢光燈燈管規範得知  $V_{ign}$  絕對值及其等效電弧電阻，並選擇其中換流器直流阻隔電容  $C_s$  值夠大，其阻抗於電路分析可忽略不計，代入(4.14)式及(4.17)式電路方程式，可求得共振電路參數  $C_f$ 、 $L_s$ 。

## 第五章 應用實例及實驗量測

### 5-1 設計實例

本節將以一 T8-40W 螢光燈管作為設計實例，依上一章圖 4-1 之設計步驟流程，參考螢光燈及電子安定器規範，並應用上一章所導得特性方程式及選用準則，逐步設計電路中的各項參數，使安定器工作於 DCM，以達到高功因與減少切換損失。

#### 5-1-1 螢光燈及電子安定器規範

本論文選用 T8-40W 螢光燈來設計零熾熱電流啟動之螢光燈電子安定器，為使設計安定器元件參數更精確，依圖 2-5 的燈管等效模型，配合圖 5-1 之量測電路進行量測。圖中的電子安定器具有調頻及調壓的功能，其中  $v_f$  為提供燈絲加熱功率用。由於燈管本身受環境溫度影響甚大[13]，為使此影響降到最低，將燈管置於溫控設備中，並將環境溫度控制在  $25\text{ }^\circ\text{C}$ ，調整安定器操作在  $20\text{kHz}$ ，直接由電壓電流表讀出燈管電弧電壓  $v_{arc}$  及電弧電流  $i_{arc}$ ，其電弧功率  $P_{arc}$  為：

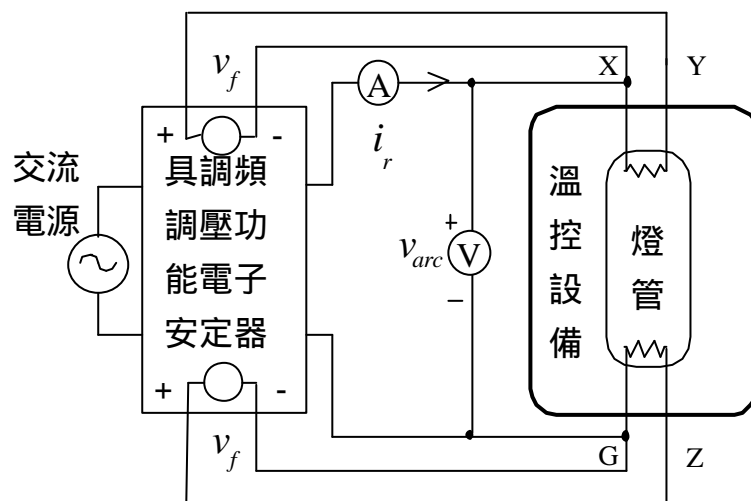


圖 5-1 螢光燈燈管工作特性量測裝置

$$P_{arc} = \frac{1}{2} v_{arc} \cdot i_{arc} = v_{XG} \cdot i_r \quad (4.1)$$

由上述方法，即可求得未知之螢光燈規範數據，如表 5-1 所示：

表 5-1 T8-40W 螢光燈規範

|                        |        |
|------------------------|--------|
| 燈管額定功率 $P_{lamp}$      | 40 W   |
| 電弧額定功率 $P_{arc}$       | 36 W   |
| 燈管額定電弧電壓 $V_{arc}$     | 105 V  |
| 燈管額定電弧電流 $I_{arc}$     | 0.35 A |
| 燈管等效電弧電阻 $R_{arc}$     | 300    |
| 燈絲冷電阻 $R_c$ (室溫 25 °C) | 3.6    |
| 燈管點火電壓 $V_{ign}$       | 500 V  |
| 預熱時間 $t_{pre}$         | 1.0 秒  |

本文所提出為定電壓輸入、穩態定頻率工作、定導通率和工作於室溫之電子安定器，其規範數據如表 5-2 所示：

表 5-2 電子安定器規範

|                                   |            |
|-----------------------------------|------------|
| 額定輸入電壓( $rms$ )                   | 110V, 60Hz |
| 導通率 $D$                           | 0.5        |
| 換流器切換頻率 $f_s$ (穩態階段 $f_{s(ss)}$ ) | 20 kHz     |
| 電路效率                              | 85 %       |
| 工作溫度                              | 25 °C      |

## 5-1-2 電路參數計算與選用

本節由上述螢光燈及電子安定器之規範，並依據 4-2 節電路特性方程式推導之結果，逐一計算及選用電路中的各個參數。

### 1、降升壓轉換器儲能電感 $L_p$

由 (4.2) 式及表 5-2 可求得降升壓轉換器儲能電感  $L_p=1.60\text{mH}$ ，此參數決定後，降升壓轉換器的輸入功率於輸入電源固定的條件下，就必須依據螢光燈管工作的三個階段，依負載之需求，藉由切換頻率或導通率來調整因應了。

### 2、燈絲預熱 $R_h/R_c$

依據本論文 2-1-1 小節有關燈絲預熱  $R_h/R_c$  倍率之建議，本電路選擇  $R_h/R_c$  倍率為最低限 4 倍；而選擇最低限的原因，是因為燈絲加熱電源  $v_f(t)$  在燈管的三個工作階段均相同，為避免穩態階段因電弧電流對燈絲額外加熱的影響，而導致燈絲過熱損害。

因為本電路燈絲加熱電源，是屬於電壓源型態，因此可以採用圖 5-2 燈絲定電壓加熱實測結果，並依據表 5-1 燈絲預熱時間為 1 秒，燈絲冷電阻為 3.6  $\Omega$ ，選擇燈絲預熱定電壓有效值  $V_f$  為 6.0V 時，可於 1 秒時，將燈絲  $R_h/R_c$  預熱達到 4 倍。

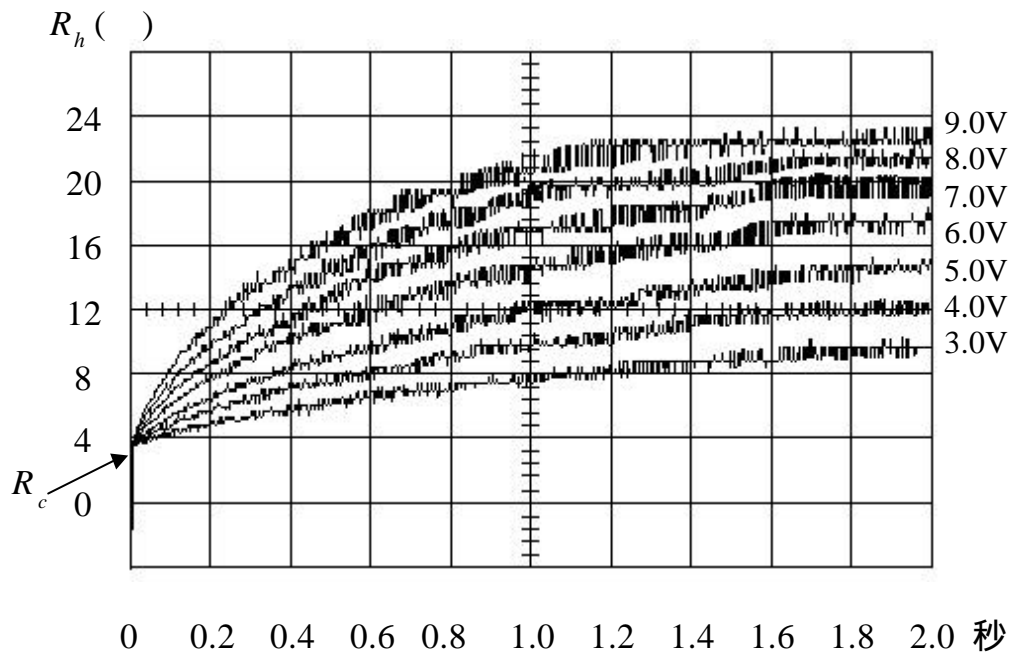


圖 5-2 燈絲定電壓加熱實測曲線

如果預熱時間要縮短，則選擇的燈絲預熱電壓  $V_f$  值就要提高，亦即變壓器圈數比  $n$  值或導通率  $D_{(pre)}$  勢必提高，但增加變壓器圈數可能會使穩態時燈絲過熱而導致燈管壽命降低，所以調高預熱期間的導通率  $D_{(pre)}$ ，將是比較可行的方式。

### 3、變壓器圈數比 $n$ 值

燈絲電壓電源有效值  $V_f$  為 6.0V，代入(4.4)式，得出變壓器圈數比  $n=13$ 。

#### 4、穩態階段 $V_{dc}$

由穩態階段導通率  $D=0.5$  代入(4.7)式，求出穩態階段直流鏈電壓  $V_{dc} \geq 156V$ ，為滿足降升壓轉換器工作 DCM 之條件。雖然分析電路工作時，可以將降升壓轉換器與共振換流器分開討論，但是在設計電路參數時，必須考慮到它們之間相互的影響，它們之間的橋樑是直流鏈電壓  $V_{dc}$ ，因此若只考慮 DCM，則只需設計  $V_{dc}$  大於  $156V$  即可，且為降低開關的耐壓應力， $V_{dc}$  當然愈小愈好。但為避免輸入電壓的變動，控制開關的導通率需隨著電壓的變動而改變，以維持燈管工作在額定功率，因此將穩態直流鏈電壓  $V_{dc}$  設為  $173V$ ，如此大約可容許的電壓變動率約  $10\%$ 。

#### 5、決定預熱頻率、預熱階段 $V_{dc(pre)}$ 、 $C_{dc}$

由 4-2-3 小節說明，依據(4.10)式，代入表 5-1、5-2 之規範參數繪製圖 5-3 之不同  $C_{dc}$  之  $V_{dc(pre)}$  與  $f_{s(pre)}$  之關係曲線。

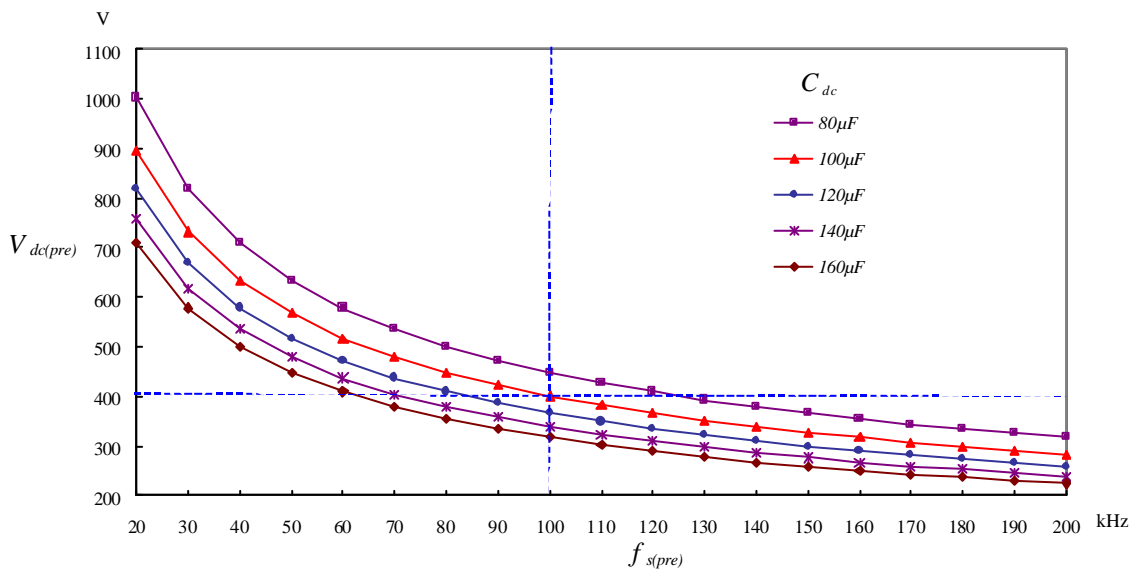


圖 5-3 不同  $C_{dc}$  之  $V_{dc(pre)}$  與  $f_{s(pre)}$  之關係曲線 ( $t_{pre}=1.0$  秒)

參考圖 5-3，依次決定參數，步驟為：

1. 設定預熱階段最後  $V_{dc(pre)}$  之最高上限， $400V$ 。



2. 選擇預熱階段的切換頻率  $f_{s(pre)}=100\text{kHz}$ ，選擇切換頻率是穩態 5 倍的原因，是考慮到電路元件選用時，不致於因為適用頻率範圍過寬，造成元件選用困難及成本過高之因素。
3. 選擇  $C_{dc}=120\mu\text{F}$ 。
4. 依  $C_{dc}$  電容值為  $120\mu\text{F}$  的曲線，得到  $V_{dc(pre)}=366\text{V}$ 。

由以上的結果，就可以選擇與  $V_{dc}$  相關的開關及其他元件電氣耐壓應力的等級。

由圖 5-3 也證實如果不提升  $f_{s(pre)}$ ，而以穩態  $f_{s(ss)}$   $20\text{kHz}$  相同的切換頻率預熱，則  $V_{dc(pre)}$  將升至非常高的值。如果要維持使用合理的  $C_{dc}$  電容值，必須將預熱階段的切換頻率  $f_{s(pre)}$  提升，方能達到降低  $V_{dc(pre)}$  的目的。

#### 6、共振電路參數 $C_s$ 、 $C_f$ 、 $L_s$

因  $C_s$  係換流器直流阻隔電容， $C_s$  設為  $2.2\mu\text{F}$ ，使電容值的阻抗小到可以在電路分析時忽略不計，可簡化：

$$\overline{Z_{LC}} = jX_{L_s} - jX_{C_s} \approx jX_{L_s} \quad (5.1)$$

將(5.1)式代入(4.14)式求其絕對值

$$V_{ign} = \left| \frac{X_{C_f}}{X_{L_s} - X_{C_f}} \right| \times V_1 \quad (5.2)$$

其中  $X_{L_s} = 2\pi f_{s(ss)} L_s$

$$X_{C_f} = \frac{1}{2\pi f_{s(ss)} C_f}$$

如表 5-1  $V_{ign}$  為  $500\text{V}$

且由(4.13)式可得  $V_1 = 77.9\text{V}$

以上二值代入(5.2)式可得出  $X_{L_s}$  與  $X_{C_f}$  的關係為

$$X_{L_s} = 1.156 X_{C_f} \quad (5.3)$$

再將(4.17)式簡化，得到電路方程式如下：

$$\vec{V}_{arc} = \frac{(R_{arc} // -jX_{Cf})}{(R_{arc} // -jX_{Cf}) + jX_{Ls}} \vec{V}_1 = \frac{-jR_{arc}X_{Cf}}{X_{Cp}X_{Ls} + j(R_{arc}X_{Ls} - R_{arc}X_{Cf})} \vec{V}_1 \quad (5.4)$$

將(5.3)式  $X_{Ls}$  與  $X_{Cf}$  的關係，表 5-1  $V_{arc}=105V$ 、 $R_{arc}=300$  及  $V_1=77.9V$  代入(5.4)式，求絕對值，可得有理解

$$X_{Cf}=188 \quad (5.5)$$

並由(5.3)式求得

$$X_{Ls}=217 \quad (5.6)$$

共振電路工作頻率為 20 kHz，代入(5.5)及(5.6)式可求得  $C_f$  及  $L_s$ ：

$$C_f = 42\text{nF} , L_s = 1.73\text{mH}$$

## 5-2 控制電路設計

本文的控制電路如圖 5-4，主要是由德州儀器公司的 TL494 及 International Rectifier 公司 IR2111 等二顆 IC 所組合而成；前者是一顆 PWM 控制 IC 負責電路切換頻率及導通率的控制，後者是一顆半橋控制 IC 負責共振電路之控制。

另外必須設計一個 RC 計時電路負責預熱時間  $t_{pre}$  的計時，並由這個計時電路驅動三只固態開關  $S_{a1}$   $S_{a2}$   $S_{a3}$ ，作為程序啟動必要控制之接點。

TL494 於第 5 腳  $R_T$  與第 6 腳  $C_T$  各連接兩外部元件，來控制第 9 腳 E1 輸出之方波振盪頻率，並藉由  $S_{a1}$  計時預設的開關切換，改變  $R_T$  的電阻值，調整預熱期間及預熱完成後兩階段變換頻率需要； $S_{a2}$  則負責預熱階段將  $V_{gs1}$  失能(Disable)，使共振電路不工作； $S_{a3}$  則負責第 4 腳 DTC 外部連接的電阻值的調整，改變其與參考電壓之分壓，即可調整預熱期間及預熱完成後兩階段變換導通率的需要；第 12 腳接直流電源  $V_{cc}$ ，使第 14 腳可以提供 5V 的參考電壓。

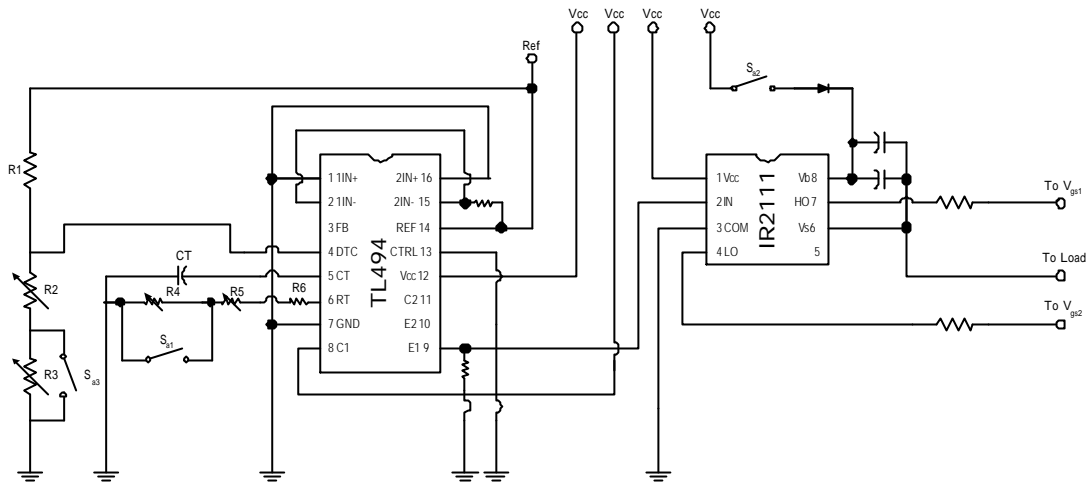


圖 5-4 控制電路架構示意圖

此電路配合可程序控制預熱電路，改變不同的導通率，不同的燈絲加熱電壓，由(4.3)式得知，燈絲加熱電壓與導通率平方根值成正比。

TL494 第 9 腳方波振盪輸出控制 IR2111 的輸入第 2 腳，決定此半橋控制器的輸出頻率及導通率。

## 5-3 實測結果

### 5-3-1 燈管啟動暫態

燈管啟動時所需的啟動電壓，要比穩態燈管電壓高數倍，此時會伴隨著較高的共振電流；且燈管在預熱階段需要加入適當的燈絲預熱電源，以提供燈絲加熱，而燈絲預熱必須達到適當釋放溫度，以符合燈管的啟動條件。

本文的安定器設計，是以零熾熱電流預熱為目標，以延長燈管的使用壽命。圖 5-5 所示為啟動期間的實測結果，顯示預熱階段持續 1.0 秒，此階段共振電路不作用，降升壓轉換器的能量都被傳遞至直流鏈電容，使直流鏈電壓快速地升高至約 370V 與計算預測相符；預熱階段，燈管電弧兩端的電壓一直維持為零，重要的是燈管未發現有產生熾熱電流；一旦燈絲到達適當的釋放溫度，共振電路開始作用，燈管電壓升高至足以點燈，接著有穩定的燈管電弧電流流通。其結果令人滿意，足以證實本電路已達成預期之預熱與啟動效果。

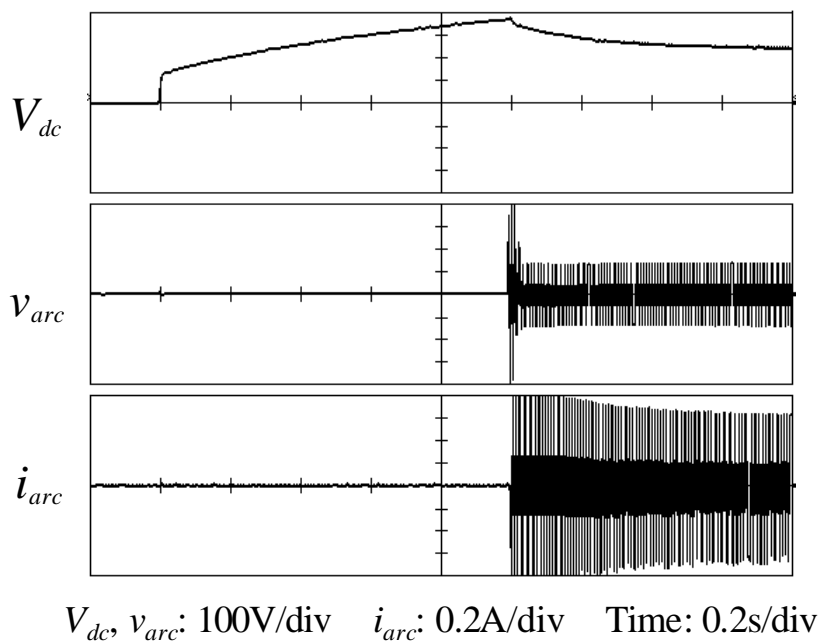
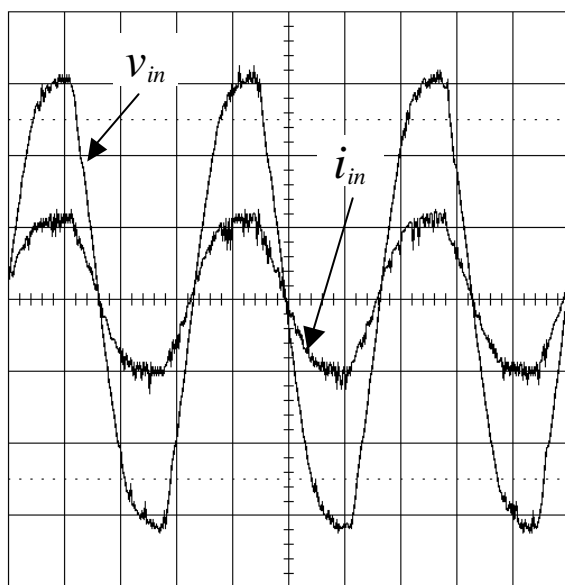


圖 5-5 燈管啟動暫態實測波形

### 5-3-2 燈管穩態工作情形

圖 5-6 顯示燈管工作於額定功率時的輸入電壓  $v_{in}$  與輸入電流  $i_{in}$  波形，在整個電源週期內，輸入電流非常接近正弦波且與輸入電壓同相，輸入功率為 47W；功率因數為 0.993 以上；輸入電流的總諧波失真為 7.81%。

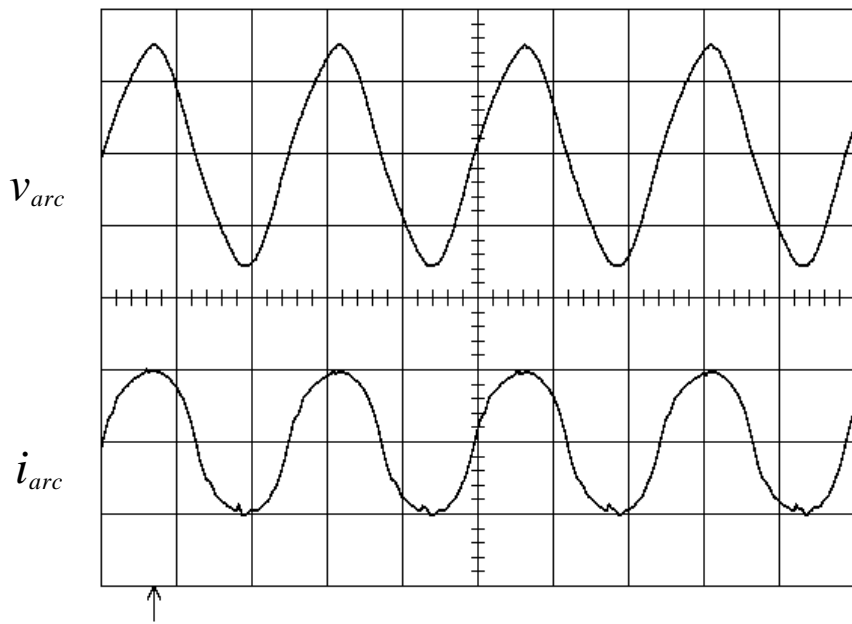


$v_{in}$ : 50V/div    $i_{in}$ : 0.5A/div   Time: 5ms/div

圖 5-6 電路穩態時輸入電壓  $v_{in}$  及電流  $i_{in}$  實測波形

圖 5-7 穩態時燈管工作實測波形，燈管電壓與燈管電流幾乎同相，燈管呈現電阻性； $V_{arc}$  為 106V， $I_{arc}$  為 0.35A， $P_{arc}$  為 37.1W，燈管幾乎工作於額定點，證明本文所使用之設計方法正確，其結果令人滿意。

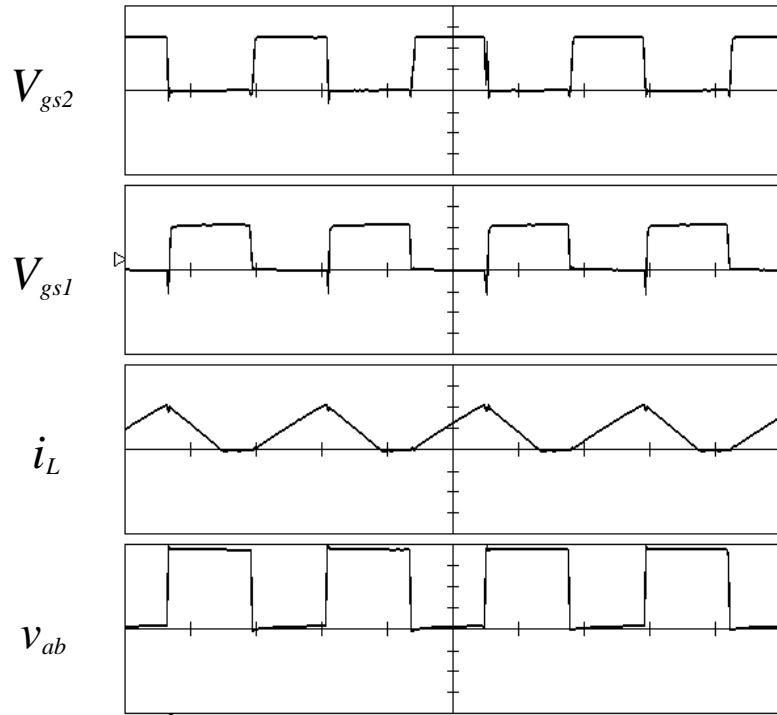
穩態時兩燈絲消耗功率實測為 1.77W、1.78W，經計算結果電路效率為 86.5%。



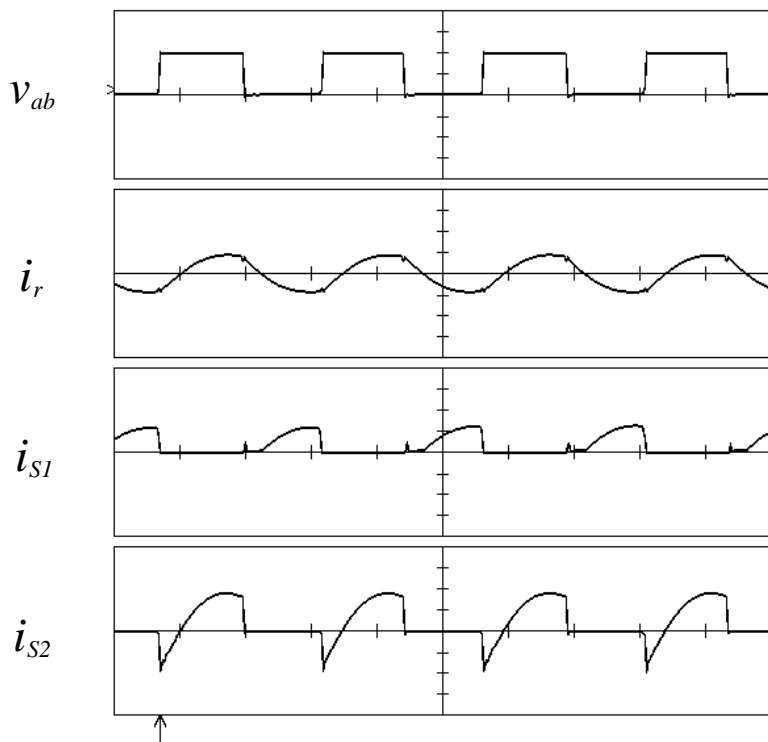
$v_{arc}$ : 100V/div    $i_{arc}$ : 0.5A/div   Time: 20 $\mu$ s/div

圖 5-7 燈管穩態時  $v_{arc}$  及  $i_{arc}$  實測波形

圖 5-8 為電路穩態時部分元件實測波形，與圖 3-6、3-7 理論波形結果相符，導通率接近 0.5，共振電流幾乎為正弦波，電感電流確實工作於 DCM，開關於導通瞬間會有突波電流，這是因為寄生電容於開關切換導通時瞬間放電，若主動開關採用快速電晶體，可以減少寄生電容，降低突波電流。



$V_{gs1}, V_{gs2}: 5V/div$     $v_{ab}: 50V/div$     $i_L: 1A/div$    Time:  $20\mu s/div$

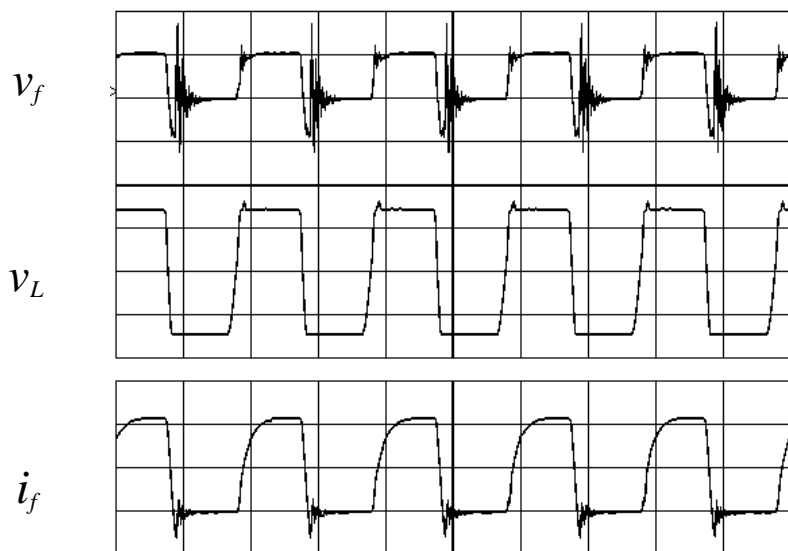
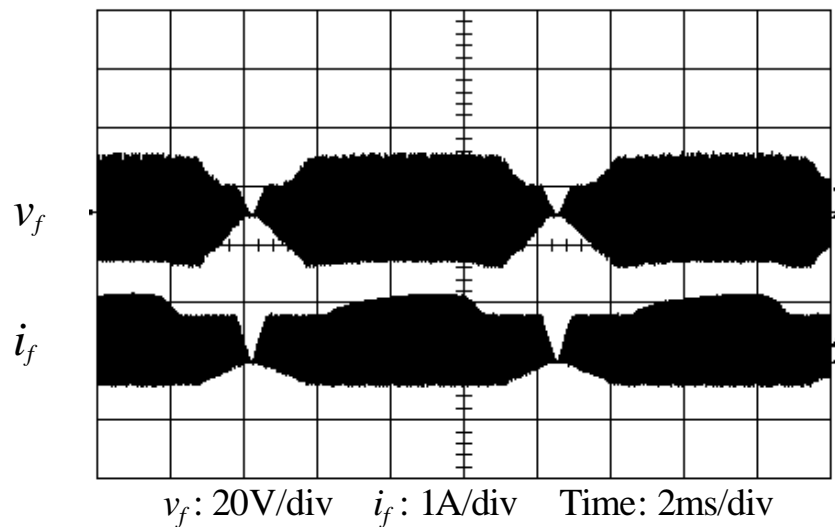


$v_{ab}: 100V/div$     $i_r, i_{S1}, i_{S2}: 1A/div$    Time:  $20\mu s/div$

圖 5-8 穩態階段各開關元件實測波形

### 5-3-3 燈絲暫態工作情形

圖 5-9 為燈管穩態時儲能電感電壓及燈絲電壓電流實測波形，其電壓比值，與參數  $n$  之值結果相符；儲能電感電壓的突波是由於開關切換瞬間其寄生電容造成的；而燈絲電壓電流的諧振突波，是由於二極體開關於截止瞬間，其寄生電容與變壓器漏感諧振產生的，若這些開關採用快速二極體，可降低此突波。

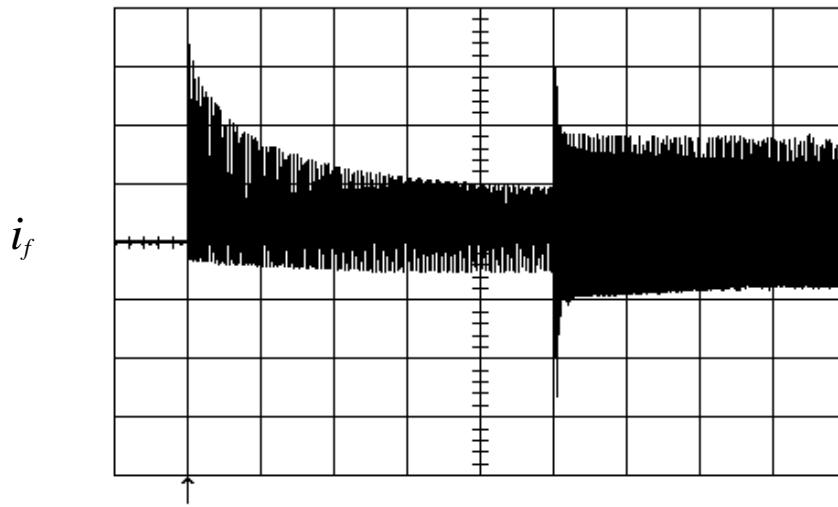


$v_f: 10\text{V/div}$   $v_L: 100\text{V/div}$   $i_f: 0.5\text{A/div}$  Time: 5 $\mu\text{s/div}$

圖 5-9 燈管暫態時儲能電感電壓( $v_L$ )及燈絲電壓電流( $v_f, i_f$ )實測波形



圖 5-10 為啟動暫態燈管燈絲電流變化實測波形，其電流啟動瞬間電流值約為點火瞬間電流值之 3.8 倍，與  $R_h/R_c$  設計倍率 4 接近。



$i_f$ : 1A/div Time: 0.2s/div

圖 5-10 啟動暫態燈管燈絲電流( $i_f$ )變化實測波形

## 第六章 結論與未來研究方向

本文探討螢光燈管零熾熱電流啟動之螢光燈電子安定器的設計與製作，應用此種啟動控制方式，螢光燈預熱時的熾熱電流可被完全消除，且燈管可在適當的燈絲溫度下點亮，此設計將可以大大地降低因螢光燈管點滅次數增加，而導致燈管使用壽命縮短的影響。

本文所提出的零熾熱電流啟動的電子安定器，並未增加主動開關數目，只增加四只被動開關二極體，及兩個儲能電感的二次線圈，再修改控制電路之程序啟動流程即可實現，具有相當明顯的成本效益及高效率。不論在預熱或穩態階段的燈絲電壓，均可透過正確的電路參數設計來達成。此外，整合成單級的功因修正電路，能簡化電路結構，能達成低成本、高效率的成果，且換流器主動元件的零電壓切換操作，仍可藉由適當地設計電路參數來維持。最後，本文針對 T8-40W 螢光燈所製作的電子安定器雛形，經實驗波形證實，其結果均能符合期望。

本論文之研究總結如下：

- 一、由實驗證明，本論文之電子安定器除了能消除熾熱電流外，還能滿足燈管預熱、點火及穩態等三階段之工作要求，並能將燈管穩定操作在額定功率，且有高功因的效果，甚具實用價值。
- 二、文中的電路參數設計程序，電路方程式並不複雜，且均可適當地計算選擇各個電路元件的參數值，讓電子安定器的設計者清楚易懂，可以實現製作一高功因、高效率且零熾熱電流啟動的螢光燈電子安定器。
- 三、在電路參數設計過程中，對決定燈絲加熱電壓值大小之相關參數的選定，必須謹慎考量其對燈管三階段操作的影響，以免落入顧此失彼之窘境。
- 四、在不增加主動開關，且只對控制電路作部分改善的情形下，達成零

熾熱電流啟動的目的，大大地降低製作此類電子安定器成本之疑慮。

五、本文設置燈絲加熱二次線圈阻隔二極體的目的，旨在簡化電路方程式的分析，如將二極體移除，一方面必須重新設計二次線圈的匝數以及啟動階段的導通率，以符合燈絲電壓；另一方面，對於電路輸入功率的計算，必須額外考量燈絲的負載效應，因此降升壓轉換器的儲能電感值必須稍作調整。然此一改變將使得預熱階段直流鏈電壓充電量的計算變得非常複雜，連帶造成預熱階段的燈絲電壓無法正確掌握，可能得採用電腦模擬的方式，才能解決。

本文提出的零熾熱電流啟動之螢光燈電子安定器，對於消除熾熱電流，經實驗證實確實有出色的效果。但是，本文的研究上尚有未考慮周詳之處，未來需要再進一步研究的主要方向有：

- 一、為簡化電路分析之複雜度，共振換流器之等效電路中，有關螢光燈部分，本文將燈絲電阻忽略不計，未來研究應將燈絲電阻一併列入考量。
- 二、本文之研究僅限於固定功率操作的安定器。未來可將此電路應用於可調光式的電子安定器，但是導通率與輸入電壓調整的方式因某些電路參數相互影響限制的關係，較窒礙難行，而採用切換頻率調光，應是未來可著手研究之課題。
- 三、本文只針對燈絲電壓進行設計並選用電路參數，對於燈絲功率於燈管壽命的影響，並未著墨，必需以長時間的燈管壽命測試來決定最佳的燈絲加熱設計。

## 參考文獻

- [1] *Lighting Handbook*, Illuminating Engineering society of North America, 8th edition, 1995.
- [2] *American Nation Standards for Fluorescent Lamp-Rapid-Start Types-Dimensional and Electrical Characteristics*, American National Standards Institute, Inc.
- [3] E. E. Hammer, "Fluorescent Lamp Starting Voltage Relationships at 60Hz and High Frequency," *Journal of the Illuminating Engineering Society*, pp. 36-46, Oct. 1983.
- [4] E. E. Hammer, "High Frequency Characteristics of Fluorescent Lamps up to 500 kHz," *Journal of the Illuminating Engineering Society*, pp. 52-61, winter 1987.
- [5] E. E. Hammer and T.K. McGowan, "Characteristics of Various F40 Fluorescent Systems at 60 Hz and High Frequency," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA-21, No. 1, pp. 11-16, Jan./Feb. 1985.
- [6] *Lighting Handbook, Reference and Applications*, Illuminating Engineering Society of North America, 1993.
- [7] 李碩重, 照明設計學, 全華科技圖書股份有限公司, 1995年4月。
- [8] J. Millman and N. Taub, *Pulse, Digital, and Switching Waveforms*, McGraw-Hill Book Co., 1972.
- [9] Y. Ji, R. Davis, C. O'Rourke, and E. Chui, "Compatibility Testing of Fluorescent Lamp and Ballast Systems," *IEEE Industry Applications Society 1997 Annual Meeting*, pp. 2340-2345, 1997.
- [10] E. E. Hammer, "Fluorescent System Interactions with Electronic Ballasts," *Journal of the Illuminating Engineering Society*, pp. 56-63, winter 1991.
- [11] B. L. Hesterman and T. M. Poehlman, "A Novel Parallel-Resonant Programmed Start Electronic Ballast," *IEEE Industry Application Society 1999 Annual Meeting*, pp. 249-255, 1999.
- [12] C. S. Moo, Y. H. Chuang, Y. H. Huang, and H. N. Chen, "Modeling of Fluorescent Lamps for Dimmable Electronic Ballasts," *IEEE Industry Applications Society 1996 IAS Annual Meeting*, pp. 2136-2140, 1996.

- [13] C. S. Moo, H. C. Yen, Y. C. Hsieh, and C. R. Lee, "A Fluorescent Lamp Model for High Frequency Electronic Ballasts," IEEE Industry Applications Society 2000 IAS Annual Meeting, pp. 3361-3366, 2000.
- [14] *High-Frequency Fluorescent Lamp Ballasts*, ANSI C82.11, 1993.
- [15] E. E. Hammer and L. Nerone, "Performance Characteristics of an Integrally Ballasted 20-W Fluorescent Quad Lamp," Journal of the Illuminating Engineering Society, pp. 183-190, Summer 1993.
- [16] E. W. M. Chui, R. Davis, C. O'Rourke, and Y. Ji, "Compatibility Testing of Fluorescent Lamp and Ballast Systems," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 35, No. 6, pp. 1271-1276, Nov./Dec. 1999.
- [17] T. -F. Wu, and Y. -J. Wu, "Improved Start-Up Scenario For Single-Stage Electronic Ballast," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 15, No 3, pp. 471 -478, May 2000.
- [18] W.R. Alling, "Important Design Parameters for Solid-State Ballast," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 25, No. 2, pp. 203-207, March/April 1989.
- [19] C. S. Moo, T. F. Lin, Z. T. Lin, and Y. C. Chuang, "An Electronic Ballast for Operating Fluorescent Lamps in Wide Temperature Range," IEEE Applied Power Electronics Conference APEC 2000, pp. 577-583, 2000.
- [20] D. Klien, "A New Heating Concept for Fluorescent Lamp Ballasts," IEEE Industry Applications Society 2000 Annual Meeting, pp. 3428-3433, 2000.
- [21] C. S. Moo, T. F. Lin, and Y. C. Hsieh, "A Single-Stage High-Power-Factor Electronic Ballast for Fluorescent Lamps with Constant Power Operation," EPE-PEMC 2000, pp. 4-91~4-95, 2000.
- [22] P. J. Baxandall, "Transistor Sine-Wave LC Oscillators, Some General Considerations and New Developments," IEE Proceedings B, Electric Power Applications, Vol. 106, No. 16, pp. 748-758, May 1959.
- [23] W. J. Chudobiak and D. F. Page, "Frequency and Power Limitations of Class-D Transistor Amplifier," IEEE Journal Solid-State Circuits, Vol. Sc-4, No. 1, pp. 25-37, Feb. 1969.
- [24] M. Kazimierczuk and J. S. Modzelewski, "Drive-Transformerless Class-D Voltage Switching Tuned Power Inverter," Proceedings IEEE, Vol. 68, No. 6, pp. 740-741, June 1980.

- [25] H. L. Krauss, C. W. Bostian, and F. H. Raab, *Solid State Radio Engineering*, New York: John Wiley & Sons, 1980.
- [26] M. K. Kazimierczuk, "Class D Voltage-Switching MOSFET Power Amplifier," IEE Proceedings B, Electric Power Applications, Vol. 138, No. 6, pp. 285-296, Nov. 1991.
- [27] A. M. Kazimierczuk and W. Szaraniec, "Class D Voltage-Switching Inverter with Only One Shunt Capacitor," IEE Proceedings B, Electric Power Applications, Vol. 139, No. 5, pp. 449-456, Sep. 1992.
- [28] R. Severns, "Topologies for Three-Element Resonant Converter," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 7, No. 1, pp.89-98, Jan. 1992.
- [29] R. L. Steigerwald, "A Comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 8, No. 4, pp. 386-395, Oct. 1993.
- [30] J. M. Alonso, A. J. Calleja, F. J. Ferrero, E. Lopez, J. Ribas, and M. Rico, "Single-Stage Constant-Wattage High-Power-Factor Electronic Ballast with Dimming Capability," IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC'98, pp. 2021-2027, 1998.
- [31] T. -F. Wu and T. -H. Yu, "Analysis and Design of a High Power Factor, Single-Stage Electronic Dimming Ballast," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 34, No. 3, pp. 606-615, May/June 1998.

