

國立成功大學

電機工程學系

碩士論文

高頻汽車用氙燈電子式安定器之研製

Design and Implementation of High-Frequency
Electronic Ballast for Automotive HID Lamps

研究生：莊家銘

指導教授：梁從主、陳建富

中華民國九十一年六月

國立成功大學
電機工程學系
碩士論文

高頻汽車用氙燈電子式安定器之研製

Design and Implementation of High-Frequency
Electronic Ballast for Automotive HID Lamp

研究生：莊家銘

本論文業經審查及口試合格特此證明
論文考試委員

魏炯權

葉志強

梁從主

羅布綱

劉漢達

陳建富

指導教授：梁從主、陳建富

系主任：劉漢達

Design and Implementation of High-Frequency Electronic Ballast for Automotive HID Lamp

by

Chia-Ming Chuang

A thesis submitted to the Graduate Division in Partial

fulfillment of the requirements for the degree of

MASTER OF SCIENCE IN ELECTRICAL ENGINEERING

NATIONAL CHENG KUNG UNIVERSITY

TAINAN, TAIWAN

REPUBLIC OF CHINA

June 5, 2002

Approved by :

Chung-Chiang Wei Jheng-hui Liang

Chih-Chiang Hsueh yu-kang Lo

Quay-San Aun Joann-hui Chen

高頻汽車用氙燈電子式安定器之研製

莊家銘* 梁從主** 陳建富**

國立成功大學電機工程學系

摘要

本文提出一種新型的電路架構應用於 35W 汽車用氙燈, 電路以變頻啟動控制方式將燈管由暫態操作至穩態, 燈管啟動頻率 35kHz, 穩態頻率 25kHz。輸入電壓為 12~15V 的汽車電池, 利用直流升壓轉換器可將輸入電壓升壓到 30V, 且藉由控制其工作週期可達到功率控制的目的; 後級, 利用推挽式串聯諧振並聯負載轉換器產生高頻弦波以供給燈管所需之功率; 另外, 利用多級升壓點火電路提供燈管發弧所需的高壓(18kV~23kV)。利用本文提出的電路架構, 燈管在暫態期間約需十幾瓦的功率即可順利將燈管點亮。由實際量測所得的波形可知, 本架構可達到零電壓切換的功能, 減低切換損失。最後, 利用本文所提出的架構, 分別量測與探討燈管操作於高頻時暫態期間與穩態期間之各種電氣特性。

* 研究生

** 指導教授

Design and Implementation of High-Frequency Electronic Ballast for Automotive HID Lamps

C. M. Chuang* T. J. Liang** J. F. Chen**

Department of Electrical Engineering

National Cheng Kung University

Tainan, Taiwan, R.O.C

Abstract

A novel electronic ballast for automotive HID lamp using variable-frequency control method is presented. The switching frequency of the proposed ballast is changed from 35kHz at start-up transition to 25kHz at steady-state operation. A boost converter is used to boost the 12V battery voltage to 30V and also to control the power to the lamp. Then a push-pull series-resonant parallel-load inverter is used to provide the high frequency ac voltage for the lamp. In addition, a cascaded multiplier circuit with spark-gap and transformer is designed to supply 18~23kV igniting voltage. By using the proposed circuit, about 10~15W input power is needed to supply to the HID lamp during start-up transition condition. The experimental results show that the proposed circuit can achieve low switching losses by zero voltage switching. Finally, high frequency electrical characteristics of the HID lamp operated at start-up transition and steady-state are measured and discussed.

* The student

** The advisors

誌 謝

又到了畢業的六月，總覺得時間過得真的很快，兩年前剛來成大時對一切都還是很陌生，沒想到兩年的時間一下子就過去了。原本只是看著之前畢業學長一本本碩論的誌謝，沒想到現在已經輪到我要來寫誌謝了。

在這兩年的求學過程中，我學到很多，也獲得很多。兩位指導教授梁從主老師與陳建富老師的悉心指導與鼓勵，讓我在專業知識上獲益良多，在此致以最誠摯的感謝。和實驗室學長、同學及學弟的相處，讓我在這兩年的求學過程裡，除了課本之外更增添了許多的歡樂，使我兩年的生活更加的多采多姿。感謝艾祖華、徐瑞隆、陳奉殷、曾國境、鄭至焜、齊孝平、鄭竣安、粘孝先、張簡士琨、陳立雄、林士煥、張恩誌、徐文彬、姚信印、陳榮泰、曾旭廷、文達、沈里和、易經順、郭天合、曾偉碩、張志榮、吳義利等諸位學長及吳綠茵學姐平常在專業知識上的指導及生活上的照顧。尤其感謝已畢業的徐文彬學長及目前就讀於博士班的鄭竣安學長，由於研究的領域同屬於電子式安定器，所以平常不論是在專業領域或是日常生活上，均常常麻煩到徐文彬學長及鄭竣安學長，在此致以最深的感謝。同時感謝同儕民典、悟宏、延松、嘉閩同學平時的互相討論與幫助，以及仕政、文哲、敏隆、仁義、建銘、子龍等諸位學弟及美麗的助理小姐丹玟平常對實驗室許多事物的分擔與幫忙，使我們能夠很專心地從事研究。

最後，本論文能順利完成，除了感謝兩位指導教授梁從主老師與陳建富老師的悉心指導外，同時感謝口試委員魏炯權教授、吳瑞南教授、華志強教授、羅有綱教授對本文不吝指正與建議，使本文得以更臻完善，於此致以誠摯的謝意。

最後，深深的感謝我的父母他們對我的養育與栽培，僅將此成果與所以關心與愛護我的朋友分享，謝謝！

目 錄

中文摘要	
英文摘要	
誌謝	
目錄	
圖表目錄	
符號表	IX
第一章 緒論	1
1-1 研究背景與動機	1
1-2 論文大綱	2
第二章 汽車用氙燈發光原理與特性	3
2-1 汽車用氙燈結構與特性	3
2-2 氙燈的發光特性	5
2-3 光學基本知識	7
2-4 氣體放電燈之基本原理	8
2-5 音頻共振	11
第三章 高頻電子式安定器設計	13
3-1 高壓電火電路	15
3-1-1 多級升壓點火電路	15
3-1-2 點火動作說明	18
3-1-3 火花間隙	19
3-2 推挽式串聯諧振並聯負載轉換器	20
3-3 串聯諧振並聯負載轉換器之諧振參數設計	29
3-4 轉換器與諧振參數設計實例	32

第四章	燈管暫態工作特性	35
	4-1 冷啟動暫態特性	36
	4-2 熱啟動暫態特性	42
第五章	燈管穩態工作特性	47
	5-1 燈管功率對燈管特性的影響	47
	5-2 不同燈管之電氣特性探討	51
第六章	結論與未來研究方向	54
	6-1 結論	54
	6-2 未來研究方向	55
	參考文獻	56

圖表目錄

圖 2.1 OSRAM D2S 35W 汽車頭燈結構圖	4
圖 2.2 各種光源光譜	6
(a)太陽光譜 (b)氙燈光譜 (c)金屬鹵化物燈光譜	
(d)日光燈光譜 (e)白熾燈光譜 (f)低壓鈉燈光譜	
圖 2.3 電磁波的頻率分佈	7
圖 2.4 氣體放電燈結構示意圖	8
圖 3.1 本文所提出之高頻氙燈電子式安定器電路架構	13
圖 3.2 本文所提出之電路架構方塊圖	14
圖 3.3 串聯點火電路架構圖	15
圖 3.4 多級升壓點火電路	15
圖 3.5 高壓點火電路的輸入電壓	17
圖 3.6 高壓點火電路上 C_1 的電壓	17
圖 3.7 三級升壓電路輸出電壓	17
圖 3.8 燈管冷啟動時所需之發弧電壓	18
圖 3.9 火花間隙放電器構造圖	19
圖 3.10 電路分析上各點之電壓電流波形	20
圖 3.11 模式一工作電路	21
圖 3.12 模式一等效電路	21
圖 3.13 模式二工作電路	22
圖 3.14 模式二等效電路	22
圖 3.15 模式三工作電路	23
圖 3.16 模式三等效電路	23

圖 3.17 模式四工作電路	24
圖 3.18 模式四等效電路	24
圖 3.19 模式五工作電路	25
圖 3.20 模式五等效電路	25
圖 3.21 模式六工作電路	26
圖 3.22 模式六等效電路	26
圖 3.23 穩態時推挽式串聯諧振並聯負載轉換器等效電路	27
圖 3.24 V_{DS3} 、 i_{sw3} 波形	28
圖 3.25 V_{DS2} 、 i_{sw2} 波形	28
圖 3.26 V_{Ck} 、 i_p 波形	28
圖 3.27 V_s 、 i_{Ls} 波形	28
圖 3.28 燈管電壓電流波形	28
圖 3.29 串聯諧振並聯負載轉換器電路架構	29
圖 4.1 直流升壓轉換器工作週期與燈管暫態時間關係曲線圖	35
圖 4.2 燈管冷啟動暫態過程燈管電壓波形	37
圖 4.3 燈管冷啟動暫態過程燈管電壓變化曲線圖	37
圖 4.4 燈管冷啟動暫態過程燈管電流波形	38
圖 4.5 燈管冷啟動暫態過程燈管電流變化曲線圖	38
圖 4.6 燈管冷啟動暫態過程燈管功率變化曲線圖	40
圖 4.7 燈管冷啟動暫態過程燈管阻抗變化曲線圖	40
圖 4.8 燈管於冷啟動暫態過程中各階段之燈管電壓、電流波形	41
(a)輝光暫態 (b)輝光轉弧光 (c)穩態	
圖 4.9 燈管熱啟動之發弧電壓	42
圖 4.10 燈管熱啟動暫態過程燈管電壓波形	43
圖 4.11 燈管熱啟動暫態過程燈管電壓變化曲線圖	43

圖 4.12	燈管熱啟動暫態過程燈管電流波形	44
圖 4.13	燈管熱啟動暫態過程燈管電流變化曲線圖	44
圖 4.14	燈管熱啟動暫態過程燈管功率變化曲線圖	45
圖 4.15	燈管熱啟動暫態過程燈管阻抗變化曲線圖	45
圖 4.16	燈管於熱啟動暫態過程中各階段之燈管電壓、電流波形	46
	(a)輝光暫態 (b)輝光轉弧光 (c)穩態	
圖 5.1	燈管穩態時操作在額定功率 35W 之燈管電壓與燈管電流波形	48
圖 5.2	穩態時燈管電壓與燈管電流關係曲線	48
圖 5.3	穩態時燈管電壓與燈管功率關係曲線	49
圖 5.4	穩態時燈管電流與燈管功率關係曲線	49
圖 5.5	穩態時燈管阻抗與燈管功率關係曲線	50
圖 5.6	穩態時燈管照度與燈管功率關係曲線	50
圖 5.7	同一廠牌之三支不同燈管，額定功率 35W 之燈管電壓電流波形	52
	(a) A 燈管之電壓電流波形 (b) B 燈管之電壓電流波形	
	(c) C 燈管之電壓電流波形	
圖 5.8	穩態時燈管功率與升壓轉換器開關工作週期關係圖	53
表 2-1	OSRAM D2S 35W 汽車頭燈特性	4

符 號 表

f	: 切換頻率
T_s	: 切換週期
D	: 工作週期
D_{\max}	: 最大工作週期
D_{\min}	: 最小工作週期
V_{pk}	: 多級升壓點火電路輸入電壓峰值
d	: 火花間隙放電器兩金屬球電極間距
V_{ig}	: 火花放電電壓
r	: 金屬球半徑
E	: 空氣游離之電場強度
C_b	: 直流升壓轉換器輸出電容
V_{cb}	: 直流升壓轉換器輸出電容上之電壓
i_p	: 流經直流升壓轉換器輸出電容之電流
D_{S2}	: 推挽式轉換器上橋開關 SW_2 之飛輪二極體
D_{S3}	: 推挽式轉換器上橋開關 SW_3 之飛輪二極體
L_S	: 串聯諧振並聯負載轉換器之諧振電感
i_{L_S}	: 流經串聯諧振並聯負載諧振電感之電流
C_p	: 串聯諧振並聯負載轉換器之諧振電容
V_{C_p}	: 諧振電容 C_p 上之電壓
C_S	: 串聯諧振並聯負載轉換器之諧振電容
V_{C_S}	: 諧振電容 C_S 上之電壓
V_{G3}	: SW_3 閘極驅動訊號
V_{G2}	: SW_2 閘極驅動訊號

V_{DS3}	: 推挽式轉換器下橋開關 SW_3 上 D、S 兩端電壓
i_{SW3}	: 流經推挽式轉換器下橋開關 SW_3 之電流
V_{DS2}	: 推挽式轉換器下橋開關 SW_2 上 D、S 兩端電壓
i_{SW2}	: 流經推挽式轉換器下橋開關 SW_2 之電流
I_{OB}	: 直流升壓轉換器輸出之邊界平均電流
L_B	: 直流升壓轉換器電感之臨界值
V_{P1}	: 推挽式轉換器之變壓器一次側電壓
V_{P2}	: 推挽式轉換器之變壓器一次側電壓
V_S	: 推挽式轉換器之變壓器二次側電壓
N	: 推挽式轉換器變壓器圈數比
V_{dc}	: 串聯諧振並聯負載轉換器輸入電壓
$\omega_{s,start-up}$: 串聯諧振並聯負載轉換器啟動頻率
$\omega_{s,steady}$: 串聯諧振並聯負載轉換器穩態切換頻率
$\omega_{0,steady}$: 串聯諧振並聯負載轉換器諧振頻率

第一章 緒論

1-1 研究背景與動機

目前一般汽車常使用的汽車頭燈光源為 60W 之鹵素燈(Halogen Lamp)或是白熾燈(Incandescent Lamp)，其燈心為金屬燈絲，發光原理係利用電流通過燈絲，使其溫度升高後輻射出可見光。鹵素燈光源的發光效率低、照度低，一般介於 10 20 lm/W 的範圍內，其所能提供的照度亦僅約 1000 流明。為了滿足汽車照度的要求，汽車頭燈已逐漸採體積小、發光效率佳及照度強的燈源[1]。

高強度氣體放電燈(High-Intensity Discharge Lamp ; HID Lamp)其具有高的光輸出效率、燈管壽命長、演色性佳、好的聚光能力等優點[2]。高強度氣體放電燈中氙燈的光譜是所有人造光源中最接近太陽光[3]，且氙燈在點亮瞬間就可達到 80%的額定光輸出，35W 的汽車用氙燈能提供約 3000 流明的照度，所以已成為車燈光源之較佳的選擇。目前汽車用氙燈電子式安定器大都操作於低頻 400Hz，且目前之文獻也以探討汽車用氙燈在低頻操作下暫態與穩態特性為主[4][5]，本文提出一種新的電路架構將汽車氙燈操作於高頻，並對汽車用氙燈操作於高頻下的各種暫態與穩態特性加以量測分析，藉此瞭解汽車用氙燈操作於高頻下之電氣特性，希望此成果可做為日後設計汽車用氙燈高頻電子式安定器的參考。

1-2 論文大綱

本文內容共分為六章，首先設計高頻汽車用氙燈電子式安定器之電路，並分析與探討汽車用氙燈高頻暫態與穩態之燈管特性，各章節內容安排如下：

第二章：介紹汽車用氙燈的發展、氙燈基本發光原理與特性、氙燈構造與音頻共振現象。

第三章：汽車用氙燈高頻電子式安定器設計。

第四章：量測與探討燈管冷啟動與熱啟動的暫態特性。

第五章：量測燈管穩態時的工作特性，探討不同燈管功率與不同燈管之電氣特性。

第六章：結論與未來研究方向。

第二章 汽車用氙燈發光原理與特性

現今一般使用的車燈光源為白熾燈或鹵素燈，其發光原理是利用電流通過鎢燈絲使其溫度升高後輻射出可見光，一般 50 W 70 W 的車用鹵素燈色溫範圍在 3000 3200 K 之間，其發光效率則在 10 20 lm/W 之間。汽車用氙燈基本上是氙氣燈與金屬鹵化物燈(Metal-Halide Lamp)技術的結合，在其燈管石英玻璃泡殼內充填 800 900 kPa 的高壓氙氣與少許金屬鹵化物，以高壓電產生出電弧發光。汽車用氙燈以 35W 或 40W 居多，其色溫可高達 4000 4500 K，接近正午日光的色溫，最能讓人眼睛感到舒服的光度，而發光效率更可高達 90 lm/W。汽車用氙燈其發光強度可達鹵素燈的 2.5 倍、發光效率可達鹵素燈的 4 倍，且使用壽命及視覺效果上都有較佳的特性，相信未來氙燈將取代鹵素燈普遍應用於各式車輛。

2-1 汽車用氙燈結構與特性

車燈的光源必須可以迅速點亮且能立即達到穩定之發光狀態，並能熱點燈啟動。本文所使用的燈源為 OSRAM D2S 35W 汽車頭燈，其結構圖如圖 2.1 所示。

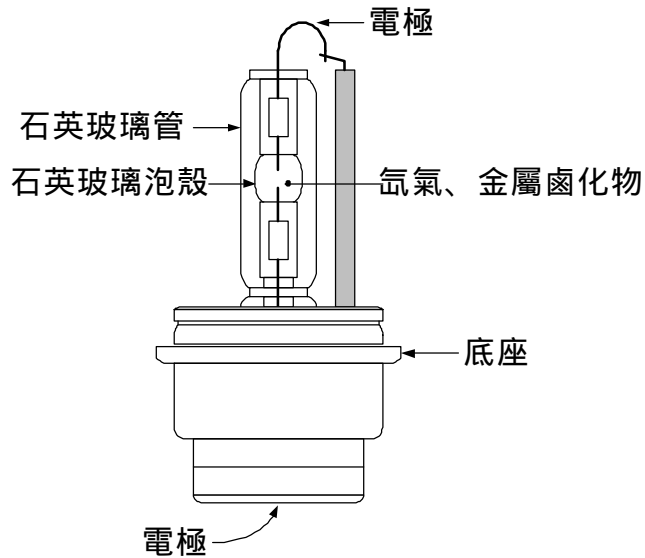


圖 2.1 OSRAM D2S 35W 汽車頭燈結構圖[6]

表 2.1 為 OSRAM D2S 35W 燈管的特性資料，汽車用氙燈燈管內填充了高壓氬氣，燈管需要 15 ~ 23 kV 的高壓才能將燈點亮，燈管點亮後並不會立即進入穩定工作狀態，而需歷經數秒鐘的暫態過渡時間。燈管的啟動暫態過程可分為四個階段，分別為電壓崩潰、輝光放電、輝光轉弧光與弧光放電等階段[7-10]。

表 2-1 OSRAM D2S 35W 汽車頭燈特性[6]

項目	特性
額定功率	35 W
額定工作電壓	85 V
額定工作電流	最大 2.5 A
點火電壓	最大 23 kV
光通量	3200 lm
發光效率	91 lm/W
色溫	4300 K
平均壽命	3000 小時

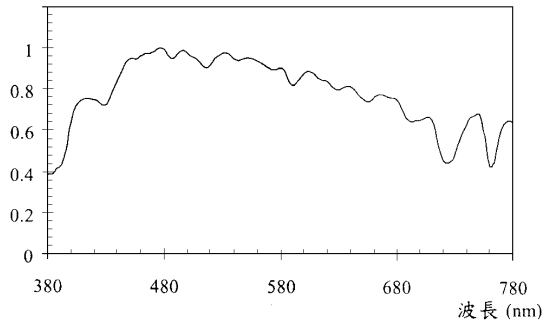
2-2 氙燈的發光特性

氙氣是惰性氣體的一種，僅占空氣中的 0.0000086%，無色、無味、無臭，比空氣重 3.5 倍，在室溫下是絕緣氣體，僅在高壓電離成正負離子時才具有導電性。由於高壓惰性氣體放電燈燈管內部氣壓很高，所以不論冷、熱點燈，燈管啟動時皆需要相當高的電壓才能將燈點亮，氙燈的點火電壓一般為 10 ~ 40 kV，因此需要額外的點火電路來作為燈管啟動之用。

氙燈與金屬蒸氣放電燈(如汞燈、鈉燈等)比較，具有如下之優點[11]：

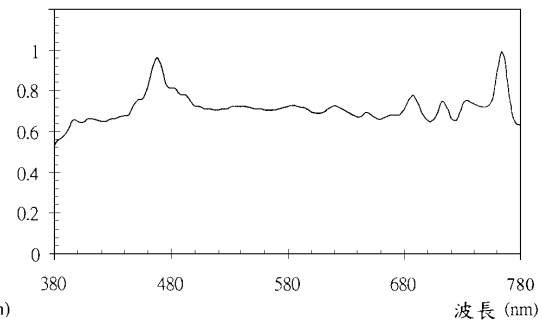
1. 金屬蒸氣放電燈的工作狀態與燈的製作過程、工作環境和冷卻條件等有很大的關係，而氙燈的工作狀態受這些條件的影響較小，其光、電參數的一致性較佳。
2. 金屬蒸氣放電燈啟動暫態過程所需時間較長，而氙燈在點亮瞬間就可達到 80% 的額定光輸出。
3. 氙燈的演色性相當好，通常在 95 以上，圖 2.2 為各種光源的光譜分佈情形，由圖可知氙燈的光譜是所有人造光源中最像太陽光的，且光譜的分佈不會因燈管電流或功率的改變而產生偏移。氙原子的平均激發電位較汞高，激發電位較高的氣體有較高的電弧溫度，因此高壓氙氣放電電弧溫度就比高壓汞放電電弧溫度高，隨著電弧溫度的升高，氙原子的有效電離電位降低，此結果更有利於電離的發生。另外，氙原子的激發電位和電離電位比較接近，而汞的激發電位和電離電位相差較大，所以在高壓放電時，氙氣的電離度比汞大得多，氙氣放電有較多的自由電子和高電離度，因此形成很強的連續光譜。

Relative Response 100% = 0.245



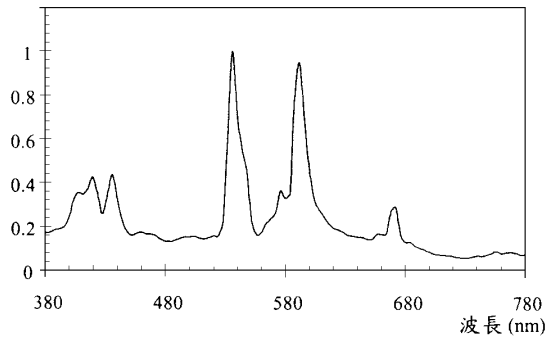
(a)太陽光譜

Relative Response 100% = 2.937



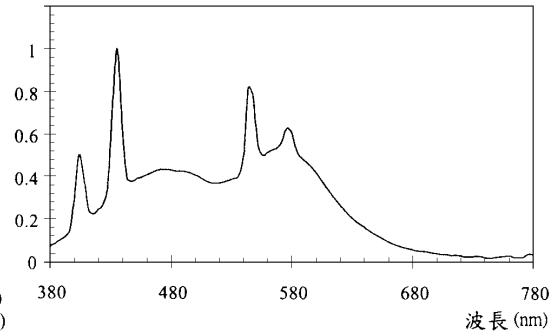
(b)氙燈光譜

Relative Response 100% = 3.459



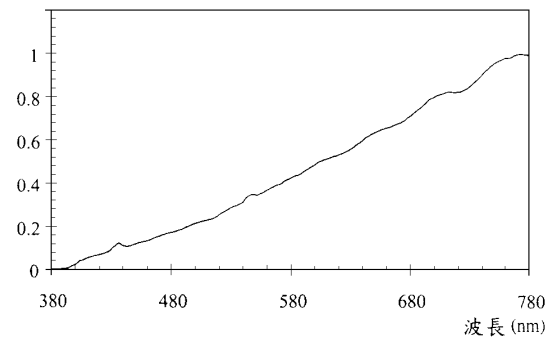
(c)金屬鹵化物燈光譜

Relative Response 100% = 0.3224



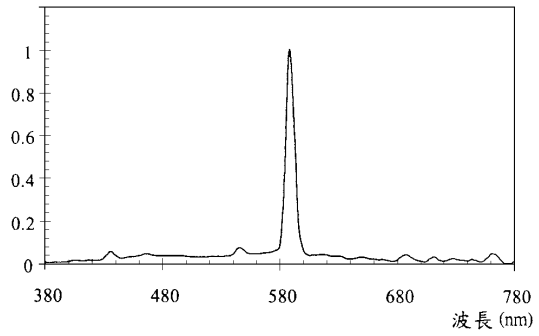
(d)日光燈光譜

Relative Response 100% = 0.0304



(e)白熾燈光譜

Relative Response 100% = 0.08436



(f)低壓鈉燈光譜

圖 2.2 各種光源光譜[3]

2-3 光學基本知識

光是電磁波的一種，具有粒子性與波動性。原子的結構是由中子(電中性)與質子(正電)形成原子核，原子核較重，其外圍有許多軌道，電子繞著外圍的軌道運轉，較接近原子核軌道上的電子具有的能量較低，此軌道上之電子較為穩定，當電子在離原子核較遠的軌道上運行時，電子所含有的能量較高，此軌道上的電子較不穩定，當此電子受到外來的刺激時，如電場、外來電子或加熱等，會使電子得到能量產生激發的現象。如果此外加能量非常大，使電子離開原子核的引力範圍，此現象則稱為電離，如果外加能量不是非常大，電子會由較不穩定的激發軌道再回到原來的基態軌道，此時就會釋放出電磁波。

圖 2.3 為電磁波的頻率分佈圖，人的眼睛所能看見的光波長範圍約在 380nm 至 780nm 之間，電磁波的波長需在可見光的波長範圍內才能發出可見光。在可見光範圍內的各種波長都可經由眼睛的顏色感覺來區別，而在波長超過可見光譜兩端的電磁波分別為紫外線和紅外線。

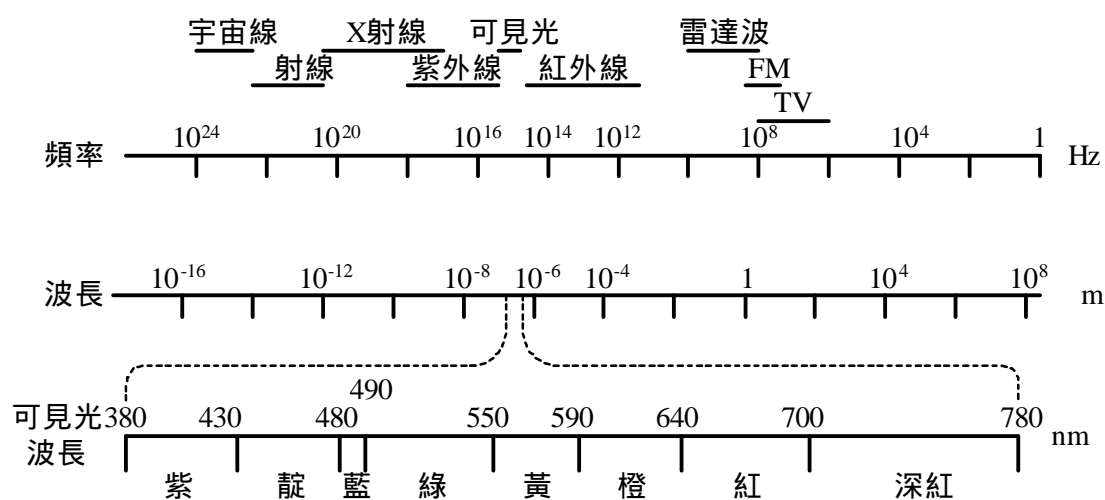


圖 2.3 電磁波的頻率分佈

2-4 氣體放電燈之基本原理

汽車用氙燈為氣體放電燈，欲瞭解氙燈之發光原理，必須先瞭解氣體放電燈之原理。所謂氣體放電是指帶有能量之電子撞擊氣體原子造成氣體放電之現象，利用此原理所製造的氣體放電燈有許多種，使用較多的是輝光放電與弧光放電兩種，不論種類為何其結構都大同小異，一般可以用圖 2.4 示意之。圖中 A、B 為電極，C 為燈管外殼，G 為燈管內填充之氣體，對於交流燈來說則無陰極與陽極之分，兩電極可以交替作為陰、陽極之用。

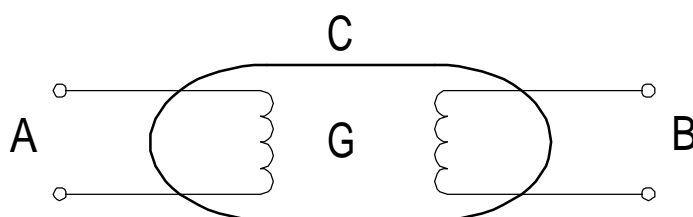


圖 2.4 氣體放電燈結構示意圖

當加至燈管陽極與陰極之間的電場足夠大，會使得燈管放電，此放電過程可以分為三個階段[11]：

1. 在外加電場的作用下，自由電子被加速。
2. 加速之自由電子與燈管內之氣體原子碰撞，使得氣體原子呈現激發狀態。
3. 受激發之氣體，能量激發到更高的能階並返回基態，所吸收之能量以輻射光的形式釋放出來。若電子碰撞氣體原子的能量足夠大，則會使氣體原子產生電離，電離所產生的電子又在電場中加速造成再次電離，使得自由電子成倍數增加，稱此為湯生雪崩效應(Thomson Avalanche Effect)。所以，只要外加電場持續存在，則上述的放電過程就不斷的重複，也就不斷的發光。

由於電流的主要成份為電子，為了使放電電流持續進行，陰極必須不斷的提供自由電子，提供自由電子的主要方式分別敘述如下：

1. 熱電子發射：當陰極的溫度越高，則越多的電子得到足夠的能量，而從陰極中發射出來，此種發射方式是弧光放電燈主要的發射形式，而氙燈即是屬於弧光放電燈。
2. 正離子轟擊發射：當電極之間的電位差足夠大時，使得正離子的速度足夠快，當此正離子撞擊陰極時而擊出自由電子。因此，電極的材料必須能承受正離子的轟擊，否則會使得電極的材料大量飛濺，減短電極的壽命並造成燈管黑化之現象。輝光放電燈便是以正離子轟擊發射為主要發射形式。
3. 場致發射：若外加電場足夠大，使得陰極獲得足夠的能量而直接發射電子，此現象稱為場致發射。在氣體放電燈中，有時燈管上的電壓並不高，但如果在電極附近很小的範圍內形成很強的空間電荷層，則可能在此區域造成很強的電場，而引發場致發射。
4. 電子轟擊發射：如果撞擊電極的電子具有足夠的能量，可將電極中的電子打出，此種電子發射稱為電子轟擊發射。

電子從陰極到達陽極這段期間，電子碰撞氣體原子而產生氣體放電，其過程如下：

1. 電子由陰極流向陽極，電子與管中的氣體原子碰撞，當移動電子的動能大於氣體原子之電子的最低激發能量時，電子吸收能量而被激發至不穩定的激發狀態，電子會由能量較高之激發狀態返回能量較低之基態，電子釋放能量並發射電磁波。

2. 電子碰撞氣體原子的能量足夠大，會使氣體原子最外層軌道的電子脫離原子核的引力範圍而產生電離，電離所產生的電子在電場中加速，又造成其他氣體原子的再次電離，使得自由電子成倍數增加，此稱為湯生雪崩效應。
3. 原子被電離後失去自由電子，成為帶正電的陽離子，陽離子受電場的影響撞擊陰極，當撞擊陰極的力量超過臨界能量時，會使陰極產生二次電子，使燈管進入自持放電狀態，此時就會有大量電流流通。



2-5 音頻共振

汽車用氙燈為交流放電燈，當輸入燈管之能量與從管壁反射回來的能量同相位時，則會產生音頻共振(Acoustic Resonance)，造成弧光及光輸出的變動，嚴重的共振現象甚至會對管壁造成損壞或使弧光熄滅[12-14]。而音頻共振頻率則與燈管的形狀、直徑、氣體壓力等有關係，OSRAM D2S 35W 汽車頭燈其音頻共振範圍為 10 kHz 至 1 MHz[9]，為確保燈管能安全、穩定工作，供給燈管的交流電源必需避開此音頻共振範圍。

為了解決音頻共振問題，目前已有許多方法被提出[15-19]，如下：

1. 使用傳統電磁式安定器(Electromagnetic Ballast)，由於燈管音頻共振的頻率皆高於 kHz 以上，因此使用此法使燈管操作在市電頻率(60Hz 或 50Hz)下，則可完全避免音頻共振問題，但是卻有體積大、重量重、效率低等缺點，且由於汽車用氙燈所使用的電源為汽車蓄電池所提供的 12V 直流電源，故此法並不適用。
2. 使用定頻操作的方法，找出不會發生音頻共振的頻帶範圍，使燈管操作在此頻帶中心頻率，然而此法卻須先找出不會發生音頻共振的頻帶範圍，此頻帶範圍必須夠寬，且安定器的工作頻率必須精準設計在此一頻率。
3. 以一較低頻率的訊號作調變，使燈管電壓帶有低頻波包，以避免受音頻共振影響，然而為避免輸出電壓波形受影響或使燈管有低頻閃爍的現象，此調變信號的振幅卻不能太高或太低，且此法的控制方式複雜，對音頻共振的改善亦不理想。

4. 將燈管操作頻率提高至 1MHz 以上，避開音頻共振的頻域，雖然較高的切換頻率，可以使安定器的體積較小，但是高頻切換會造成開關元件較大的切換損失，以及嚴重的電磁雜訊干擾問題。
5. 若燈管電流為低頻方波輸出，將可使每個工作週期的燈管功率為一定值，沒有瞬時功率的變化，所以不會有音頻共振的問題。

本文將採用定頻操作的方式，找出不會發生音頻共振的頻帶範圍，使燈管操作在此頻帶中心頻率。

第三章 汽車用氙燈高頻電子式安定器設計

圖 3.1 為本文所提出的高頻電子式安定器電路架構，輸入電源為 12V 汽車電池，經過直流升壓轉換器電路升壓後 $C_2=30V$ ，再經推挽式轉換器升壓後，變壓器二次側輸出電壓為正負 240V 的交流方波，以做為串聯諧振並聯負載轉換器的電壓源。當燈管未點亮前，利用高壓點火電路將燈管發弧，待燈管發弧後，高壓點火電路即不再作用，安定器提供穩態時所需的功率給燈管，穩態時燈管電壓為 70~80Vrms，燈管電流為 0.4~0.5Arms。

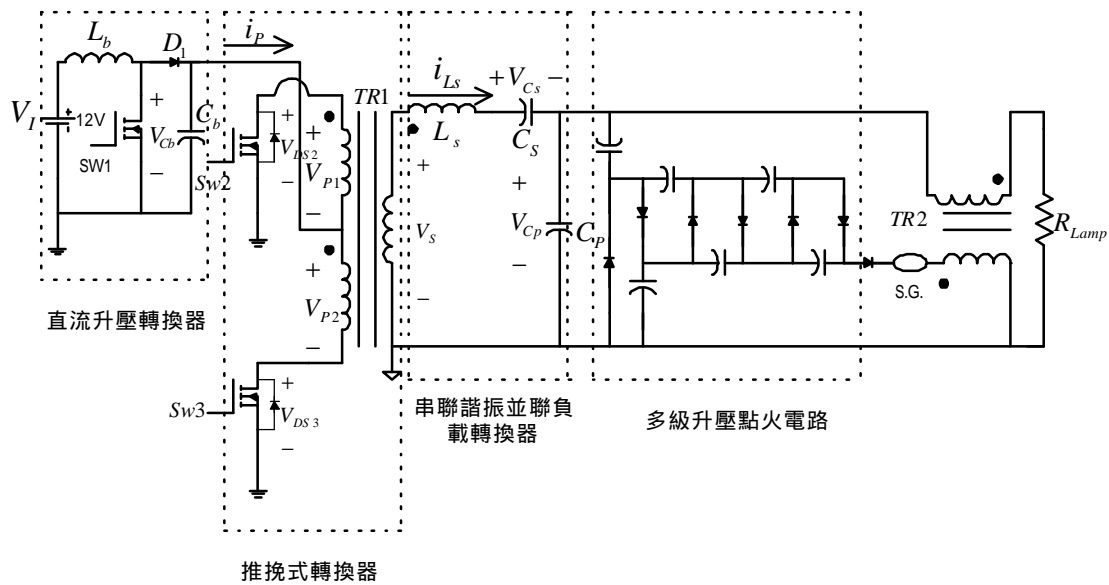


圖 3.1 本文所提出之高頻氙燈電子式安定器電路架構

如圖 3.2 所示，本文藉由控制推挽式轉換器開關的切換頻率，以變頻啟動的方式將燈管自暫態工作到穩態，燈管啟動頻率 35kHz，穩態工作頻率 25kHz。由於燈管會因使用時間的增加，燈管內的氣體、金屬鹵化物與電極等結構將會有所變化，因而會改變燈管的電氣特性，如燈管功率與燈管阻抗。本文藉由控制升壓轉換器開關元件 SW_1 的工作週期 D 來控制輸出至燈管的功率，以使燈管能夠穩定地工作在額定功率 35W，達到燈管定功

率控制。 SW_1 工作頻率為 25kHz，工作週期 $D=0.6$ ，當燈管電壓回授與燈管電流回授電路偵測到的燈管功率大於額定功率 35W 時， SW_1 工作週期 D 變小，當燈管電壓與燈管電流回授偵測到的燈管功率小於額定功率 35W 時， SW_1 工作週期 D 變大。

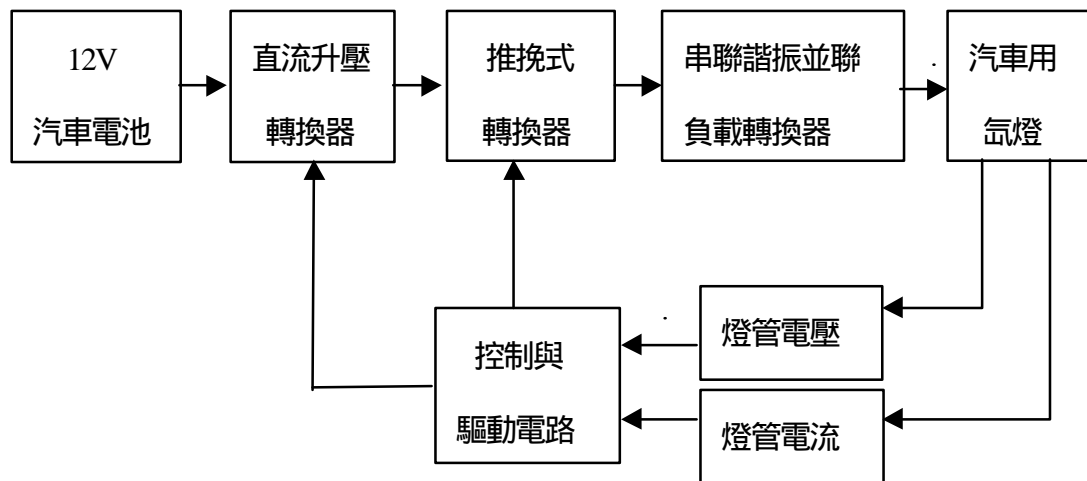


圖 3.2 本文所提出之電路架構方塊圖

3-1 高壓點火電路

汽車用氙燈安定器包括高壓點火電路與穩態電源供應電路，點火電路與穩態電源供應電路一般可以採用串聯與並聯架構，本文採用圖 3.3 點火電路與燈管串聯的方式。

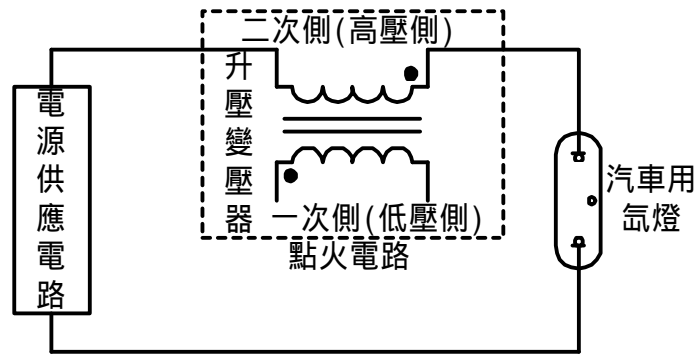


圖 3.3 串聯點火電路架構圖

3-1-1 多級升壓點火電路

本文採用的架構是以電容和二極體串級升壓而成的高壓點火電路 [21]，如圖 3.4 所示。

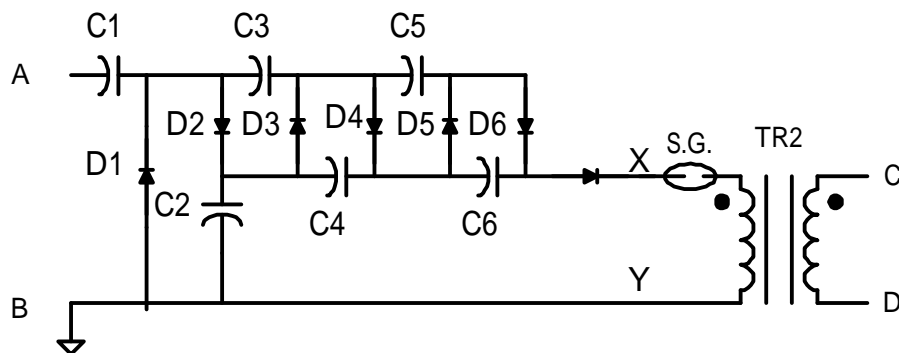


圖 3.4 多級升壓點火電路

電路動作原理如下：當輸入電壓為交流時，第一個負半週進來，二極體 D_1 導通，電容 C_1 會被充電至 V_{pk} ，之後正半週進來時，二極體 D_2 導通，電容 C_2 會被充電至 $V_{pk} + V_{c1}$ ，即 $2V_{pk}$ 。當下個負半週再進來時，二極體 D_1 再度導通，電容 C_1 會被再充電至 V_{pk} ，而電容 C_2 會將其能量傳送到電容 C_3 ，下個正半週再進來時，二極體 D_2 再度導通，電容 C_2 會被再充電至 $2V_{pk}$ ，而電容 C_3 亦會將其能量傳送到電容 C_4 ，如此週而復始，經過幾個週期後，電容 C_2 、 C_4 、 C_6 都將被充電至 $2V_{pk}$ ，所以，輸出電壓為 $6V_{pk}$ ，而電容 C_1 將被充電至 V_{pk} ，電容 C_3 、 C_5 將被充電至 $2V_{pk}$ ，不過，電容 C_1 上之電壓波形為輸入電壓加上 V_{pk} 的直流準位。所以，當輸入電壓為交流時，可在輸出端得到 6 倍輸入電壓峰值的直流電壓。如圖 3.5 所示，於高壓點火電路輸入端輸入一峰值為 1.1kV 的交流弦波，圖 3.6 所示為高壓點火電路上 C_1 的電壓，由圖可知，電壓波形為輸入電壓加上 V_{pk} 的直流準位。圖 3.7 所示為多級升壓點火電路的輸出電壓 V_{XY} ，由圖可知， V_{XY} 為 $6V_{pk}$ 。由於電路上能量傳遞的損失，所以，實際上每一級的電壓，並不為 $2V_{pk}$ ，此多級升壓電路相較於其他升壓電路的好處在於每個元件所需承受的耐壓較小，每個電容所需承受的耐壓為 $2V_{pk}$ 。

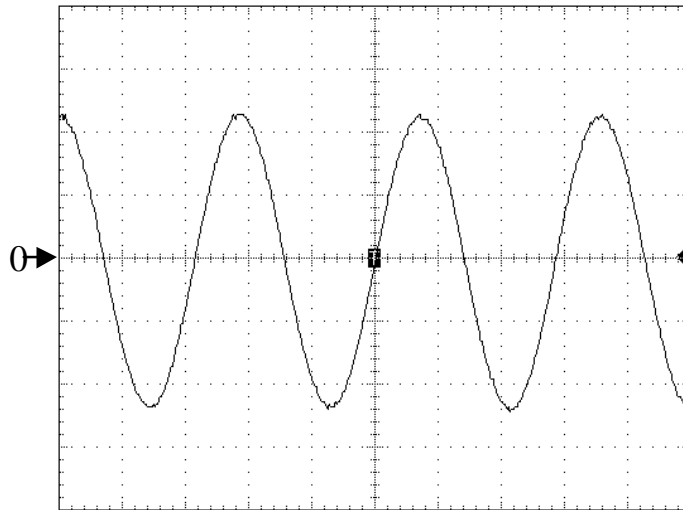


圖 3.5 高壓點火電路的輸入電壓(500V/div , 10 μ s/div)

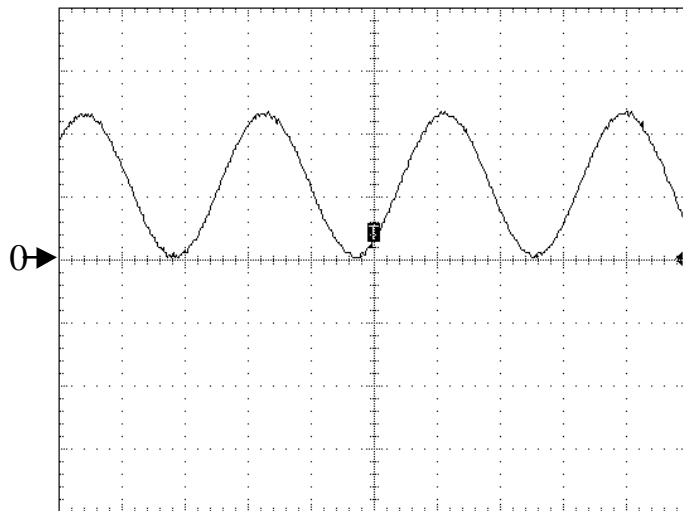


圖 3.6 高壓點火電路上 C_1 的電壓(1kV/div , 10 μ s/div)

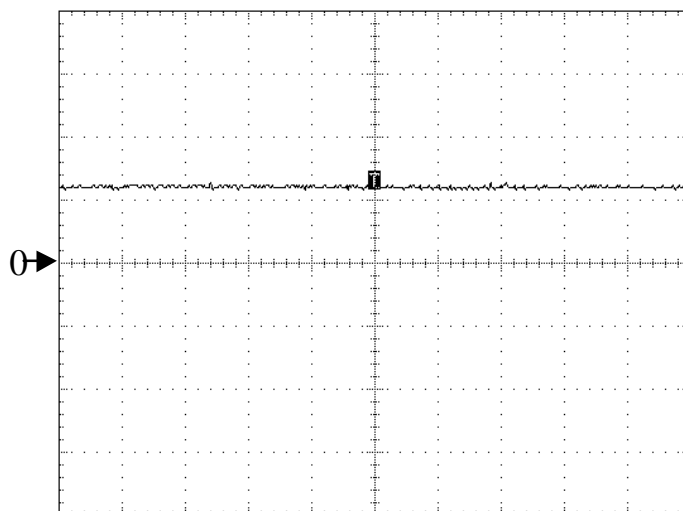


圖 3.7 三級升壓電路輸出電壓 V_{XY} (5kV/div)

3-1-2 點火動作說明

在燈管未點亮前，燈管阻抗無限大形同開路， C_p 兩端的電壓經由串聯諧振並聯負載轉換器諧振後可得到一弦波，經過三級的多級升壓電路升壓後，可在升壓電路的輸出端得到 6 倍輸入電壓峰值的直流電壓，此直流電壓可將火花間隙(Spark Gap, S.G.)崩潰。待火花間隙崩潰後，經過 1 : 10 的變壓器升壓後，即可產生燈管發弧所需的高壓(15kV~23kV)，如圖 3.8 所示。燈管一經發弧後，燈管阻抗立即下降，此時 C_p 兩端的諧振電壓經三級的多級升壓電路升壓後，峰值不到火花間隙崩潰電壓，故無法將火花間隙崩潰，所以，升壓點火電路不再動作，變壓器形同一個感值很小的電感和燈管串聯。如第一次點火時，未能將燈管發弧，則燈管阻抗仍無限大，形同開路，高壓點火電路持續動作，直到將燈管發弧為止。

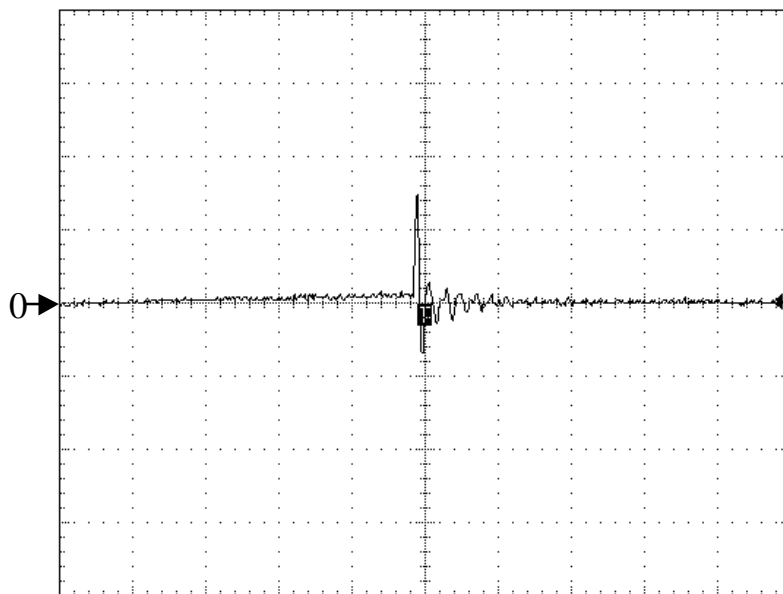


圖 3.8 燈管冷啟動時所需之發弧電壓(10kV/div, 1 μ s/div)

3-1-3 火花間隙放電器

本文利用火花間隙來做為燈管發弧瞬間的開關，燈管發弧後，火花間隙不再作用。火花間隙放電器如圖 3.9 所示，其電極是由兩個半徑為 r 的金屬球導體所組成，而兩金屬球間距離為 d ，火花間隙放電器用以控制傳遞至升壓變壓器之能量。當兩電極間之電位梯度逐漸增加，達到兩電極間之絕緣物質所能承受之最大值時，兩電極間之絕緣即遭破壞，產生火花放電的現象。

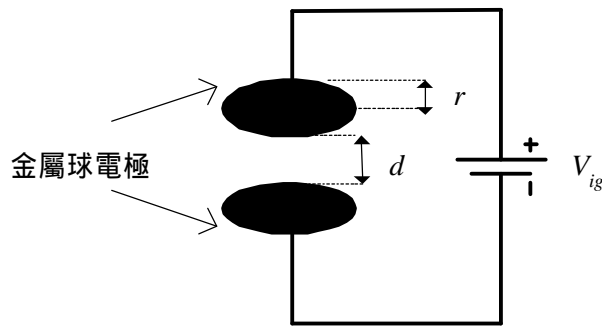


圖 3.9 火花間隙放電器構造圖

若兩電極間之絕緣物質為空氣時，則兩電極之間隙大小與放電電壓的關係，可以由下式表示之[22]。

$$E = 0.9 \frac{V_{ig}}{d} \frac{r + d/2}{r} \quad (3-1)$$

整理上式可得

$$d = \frac{18V_{ig} \times r}{20r \times E - 9V_{ig}} \quad (3-2)$$

其中 d : 兩金屬球電極間距，mm

V_{ig} : 火花放電電壓，V

r : 金屬球半徑，mm

E : 空氣游離之電場強度，V/mm，通常為 3kV/mm

3-2 推挽式串聯諧振並聯負載轉換器

此節針對推挽式轉換器及串聯諧振並聯負載轉換器的動作原理，以六個工作模式做分析[23]；圖 3.10 所示為電路分析上各點之電壓電流波形。

在分析之前，先做以下的假設：

- (1) 電容 C_b 很大可視為一電壓源。
- (2) 穩態操作時，電容 C_p 可忽略不計，串聯諧振並聯負載轉換器主要由 L_s 與 C_s 諧振。
- (3) 穩態操作時，燈管阻抗可以一電阻表示。

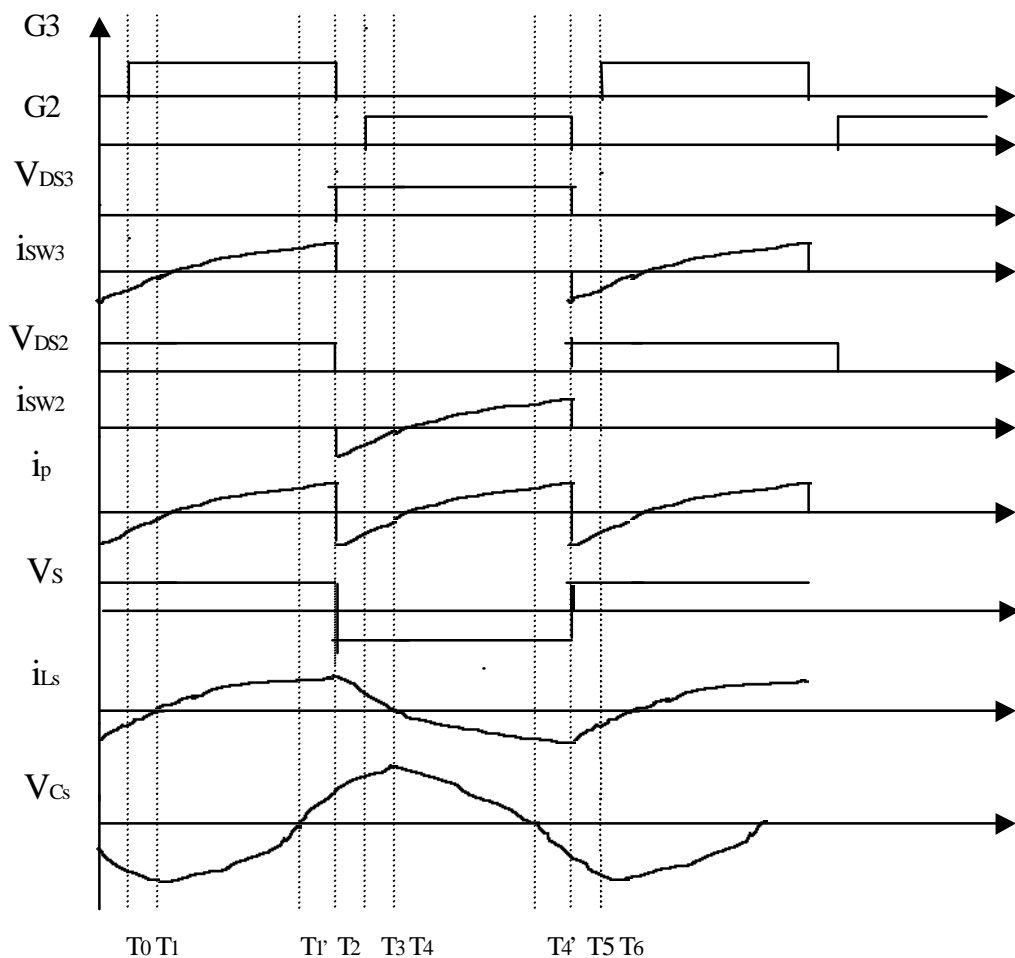


圖 3.10 電路分析上各點之電壓電流波形

動作模式分析如下:

工作模式一($T_0 \sim T_1$): $V_{G2} = 0$, $V_{G3} > 0$, SW_2 截止、由於 $i_p < 0$, 因此 D_{S3} 導通, 工作模式如圖 3.11 所示。

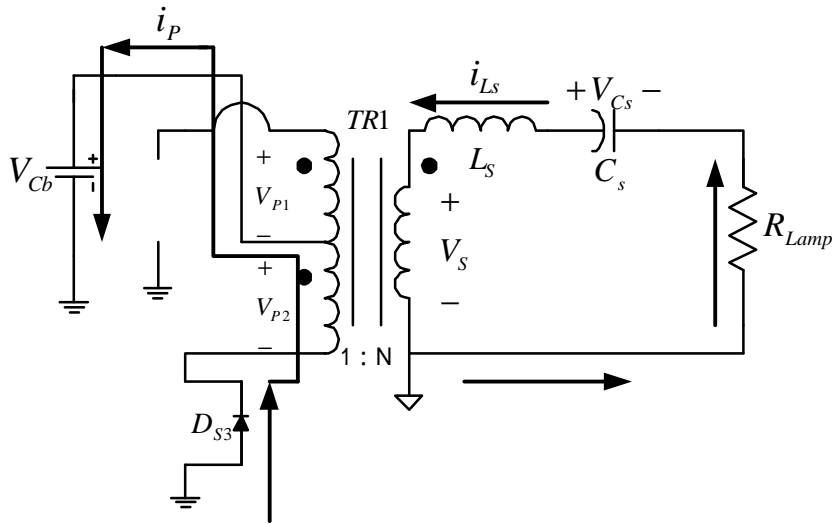


圖 3.11 模式一工作電路

工作模式一等效電路如圖 3.12 所示。電感 L_S 釋能對電容 C_S 儲能及提供能量給負載, 且藉由變壓器回送能量給一次側電容 C_b , 電流 i_p 仍流經 SW_3 的反接並聯二極體 D_{S3} 對電容 C_b 儲能, $i_p < 0$ 。由於 SW_3 的反接並聯二極體 D_{S3} 導通, $V_{P2} = V_{Cb} > 0$, $V_S = NV_{P2} = NV_{Cb} > 0$, i_{Ls} 流入變壓器黑點端, $i_{Ls} < 0$ 。當時間為 T_1 時, $i_p = 0$, $i_{Ls} = 0$, 此時 $|V_{Cs}|$ 最大, 電容 C_S 上儲存的能量達到最大值。

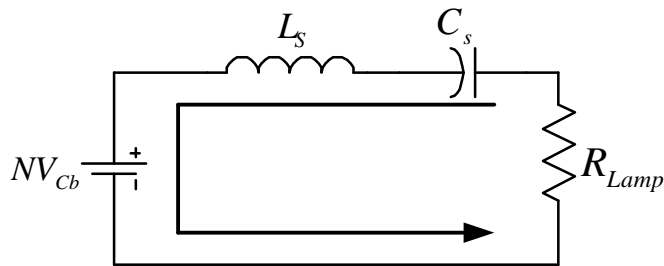


圖 3.12 模式一等效電路

工作模式二($T_1 \sim T_2$)： $V_{G2}=0$ 、 $V_{G3}>0$ ， SW_2 截止、 SW_3 導通，工作模式如圖 3.13 所示。

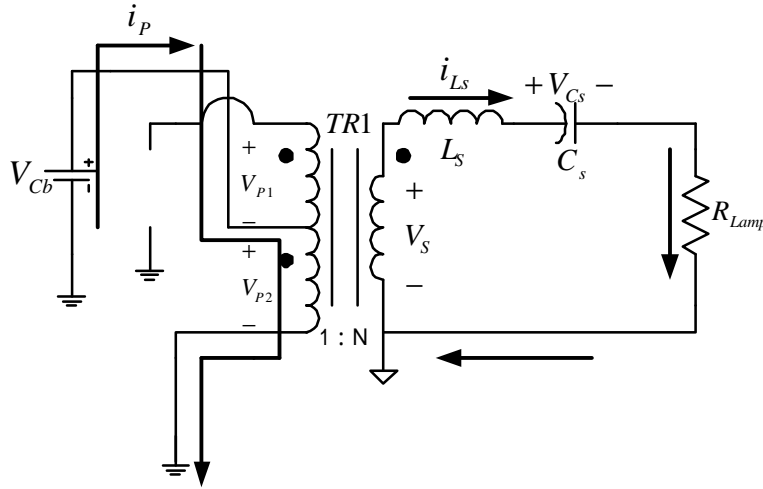


圖 3.13 模式二工作電路

工作模式二等效電路如圖 3.14 所示。電流 i_p 流經 SW_3 ，電容 C_b 釋能， $i_p > 0$ 。當時間為 T_1 時， L_s 釋能結束，電容 C_b 能量藉由變壓器傳送至二次側，電容 C_s 亦處於釋能狀態，兩者同時對電感 L_s 儲能及提供能量給負載。直到當時間為 T_1' 時，電容 C_s 釋能結束而開始處於儲能狀態，此時二次側能量完全由電容 C_b 提供。由於 SW_3 導通， $V_{P2} = V_{Cb} > 0$ ， $V_s = NV_{P2} = NV_{Cb} > 0$ ， i_{Ls} 流出變壓器黑點端， $i_{Ls} > 0$ 。

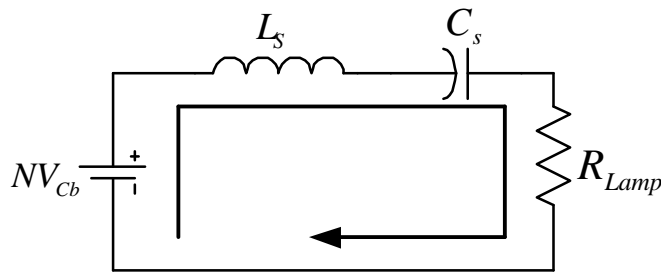


圖 3.14 模式二等效電路

工作模式三($T_2 \sim T_3$): V_{G2} 、 $V_{G3} = 0$ ， SW_3 截止，由於 $i_p < 0$ ，因此 D_{S2} 導通，工作模式如圖 3.15 所示。

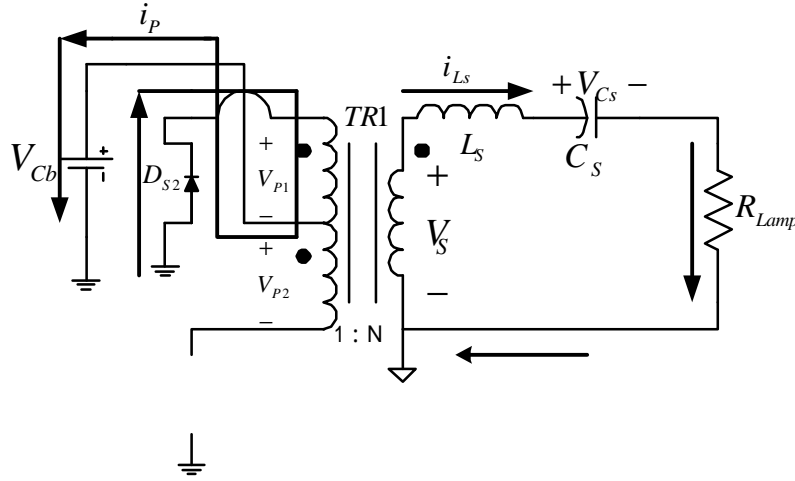
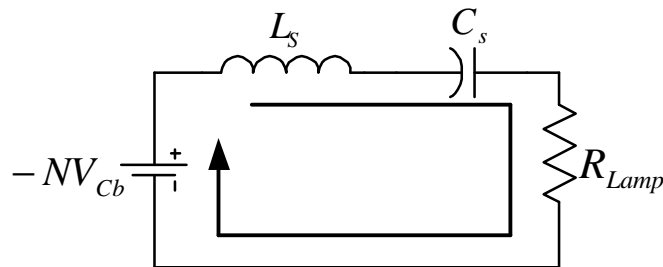


圖 3.15 模式三工作電路

此工作模式為 SW_2 與 SW_3 同時截止時之死區時間，所以，實際上此工作模式時間非常短暫，工作模式三等效電路如圖 3.16 所示。當時間為 T_2 時電容 C_b 釋能結束，電感 L_s 儲能亦結束而開始釋能，對電容 C_s 儲能及提供能量給負載，且藉由變壓器回送能量給一次側電容 C_b 。電流 i_p 流經 SW_2 的反接並聯二極體 D_{S2} 對電容 C_b 儲能， $i_p < 0$ 。由於 SW_2 的反接並聯二極體 D_{S2} 導通， $V_{P1} = -V_{Cb} < 0$ ， $V_S = NV_{P1} = -NV_{Cb} < 0$ ， i_{Ls} 流出變壓器黑點端， $i_{Ls} > 0$ 。

圖 3.16 模式三等效電路



工作模式四(T3~T4)： $V_{G2} > 0$ 、 $V_{G3} = 0$ ， SW_3 截止，由於 $i_p < 0$ ，因此 D_{S2} 導通，工作模式如圖 3.17 所示。

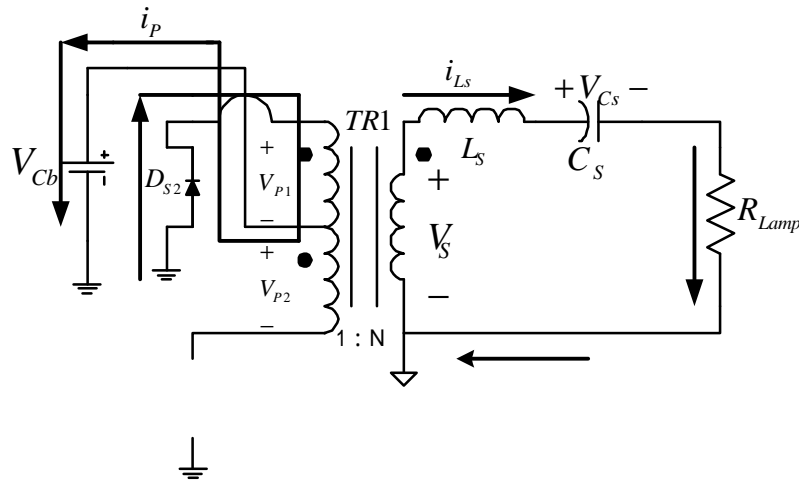


圖 3.17 模式四工作電路

工作模式四等效電路如圖 3.18 所示。電感 L_s 釋能對電容 C_s 儲能及提供能量給負載，且藉由變壓器回送能量給一次側電容 C_b 。電流 i_p 仍流經 SW_2 的反接並聯二極體 D_{S2} ，對電容 C_b 儲能， $i_p < 0$ 。由於 SW_2 的反接並聯二極體 D_{S2} 導通， $V_{P1} = -V_{Cb} < 0$ ， $V_S = NV_{P1} = -NV_{Cb} < 0$ ， i_{Ls} 流出變壓器黑點端， $i_{Ls} > 0$ 。當時間為 T_4 時， $i_p = 0$ 、 $i_{Ls} = 0$ ，此時 $|V_{Cs}|$ 最大，電容 C_s 上儲存的能量達到最大值。

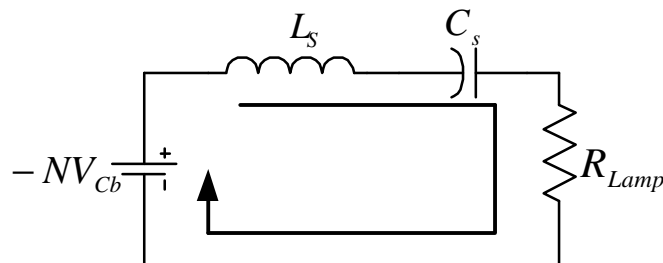


圖 3.18 模式四等效電路

作模式五(T4~T5)： $V_{G2} > 0$ 、 $V_{G3} = 0$ ， SW_2 導通， SW_3 截止，工作模式如圖 3.19 所示。

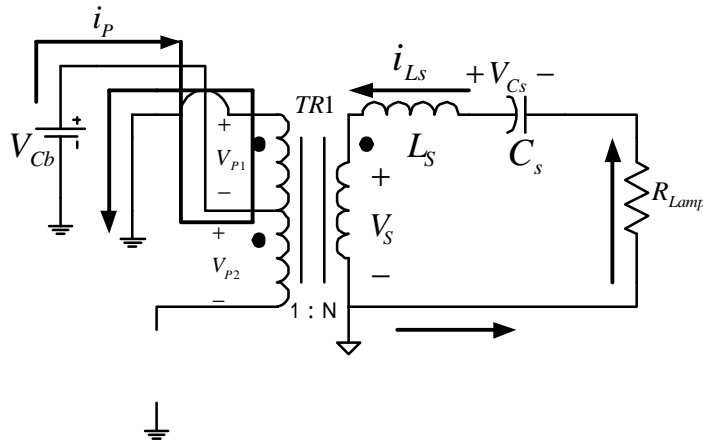


圖 3.19 模式五工作電路

工作模式五等效電路如圖 3.20 所示。電流 i_p 流經 SW_2 ，電容 C_b 釋能， $i_p > 0$ 。當時間為 T_4 時，電感 L_s 釋能結束，電容 C_b 能量經由變壓器傳送至二次側，電容 C_s 亦處於釋能狀態，兩者同時對電感 L_s 儲能及提供能量給負載。直到當時間為 T_4' 時，電容 C_s 釋能結束而開始處於儲能狀態，此時二次側能量完全由電容 C_b 提供。由於 SW_2 導通， $V_{P1} = -V_{Cb} < 0$ ， $V_S = NV_{P1} = -NV_{Cb} < 0$ ， i_{Ls} 流入變壓器黑點端， $i_{Ls} < 0$ 。

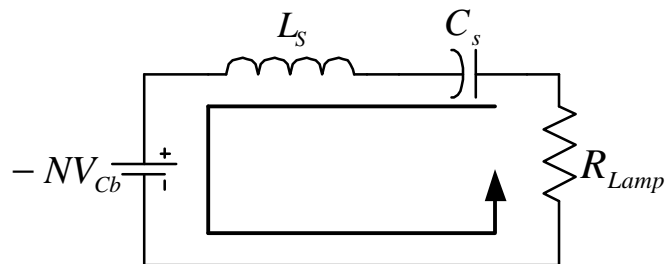


圖 3.20 模式五等效電路

工作模式六(T5~T6)： V_{G2} 、 $V_{G3}=0$ ， SW_2 截止、由於 $i_p < 0$ ，因此 D_{S3} 導通，工作模式如圖 3.21 所示。

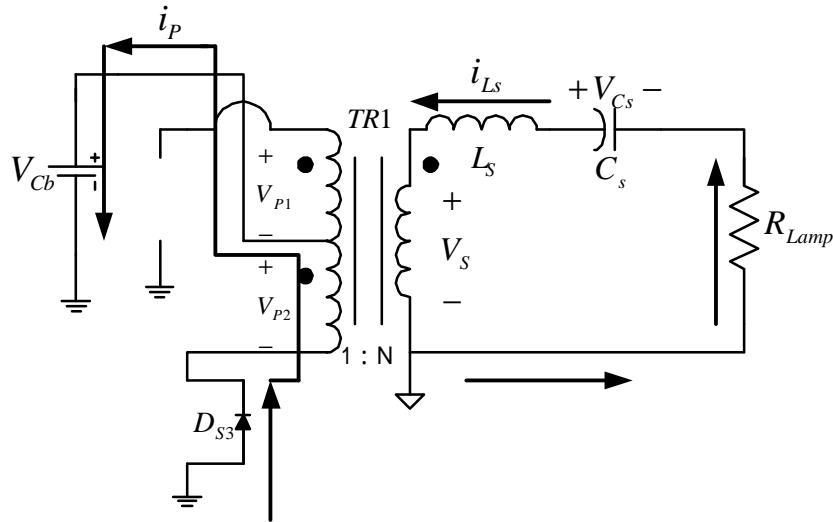
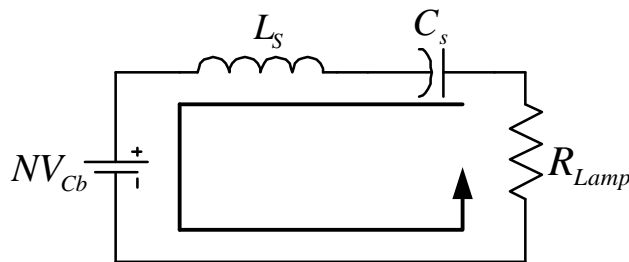


圖 3.21 模式六工作電路

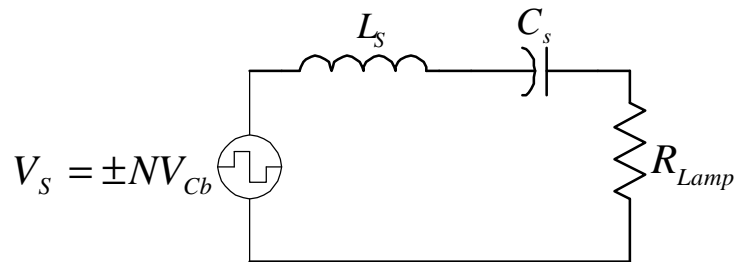
此工作模式為 SW_2 與 SW_3 同時截止時之死區時間，所以，實際上此工作模式時間非常短暫，工作模式六等效電路如圖 3.22 所示。當時間為 T_5 時電容 C_b 釋能結束，電感 L_s 儲能亦結束而開始釋能，對電容 C_s 儲能及提供能量給負載，且藉由變壓器回送能量給一次側電容 C_b 。電流 i_p 流經 SW_3 的反接串聯二極體 D_{S3} ，對電容 C_b 儲能， $i_p < 0$ 。由於 SW_3 的反接串聯二極體 D_{S3} 導通， $V_{P2}=V_{Cb} > 0$ ， $V_s = NV_{P2} = NV_{Cb} > 0$ ， i_{L_s} 流入變壓器黑點端， $i_{L_s} < 0$ 。

圖 3.22 模式六等效電路



由以上分析可知，穩態時，推挽式串聯諧振並聯負載轉換器的輸入電壓為 $V_S = \pm \frac{N_s}{N_p} V_{Cb} = \pm N V_{Cb}$ ，主要藉由電感 L_s 、電容 C_s 諧振及電容 C_b 提供能量給負載，等效電路如圖 3.23 所示。本文將諧振槽設計工作在電感性負載模式下，即穩態時開關切換頻率大於系統諧振頻率，使開關在切換時具有零電壓切換的特性。圖 3.24 為推挽式轉換器下橋開關 SW_3 上 V_{DS3} 、 i_{SW3} 波形，圖 3.25 為推挽式轉換器上橋開關 SW_2 上 V_{DS2} 、 i_{SW2} 波形，由圖可知，開關切換時具有 ZVS 的特性。圖 3.26 為諧振電容 C_s 上電壓 V_{Cs} 與一次側電流 i_p 波形；圖 3.27 為變壓器二次側輸出電壓 V_s 、諧振電感電流 i_{L_s} 波形，由圖可知，電流 i_{L_s} 落後電壓 V_s ，所以由電源端看進去的阻抗為電感性負載，如此可使開關切換時具有 ZVS 的特性。圖 3.28 為穩態時燈管電壓與燈管電流波形。由於燈管電流波形與電感電流 i_{L_s} 相似，所以穩態時電感電流 i_{L_s} 主要流經燈管，因此流過啟動電容 C_p 的電流可忽略不計。

圖 3.23 穩態時推挽式串聯諧振並聯負載轉換器等效電路



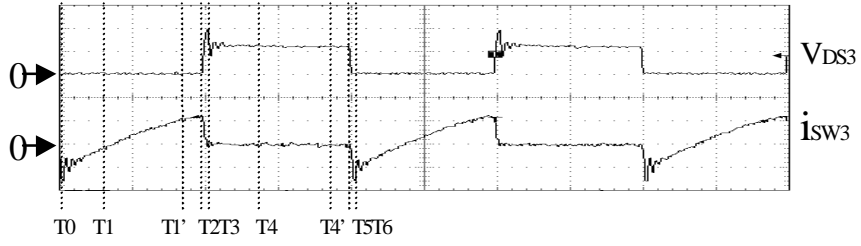


圖 3.24 V_{DS3} 與 i_{SW3} 波形(50V/div , 5A/div , 10 μ s/div)

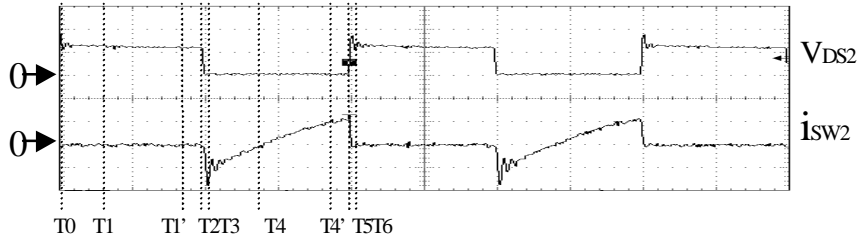


圖 3.25 V_{DS2} 與 i_{SW2} 波形(50V/div , 5A/div , 10 μ s/div)

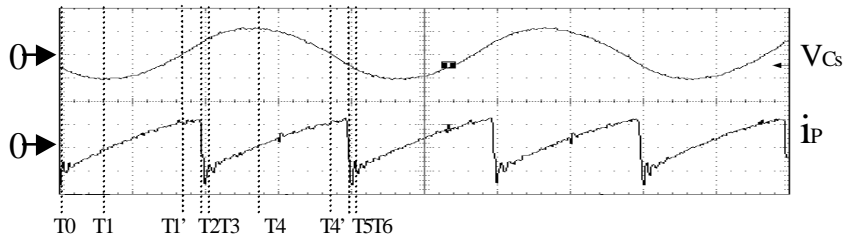


圖 3.26 V_{Cs} 與 i_P 波形(50V/div , 5A/div , 10 μ s/div)

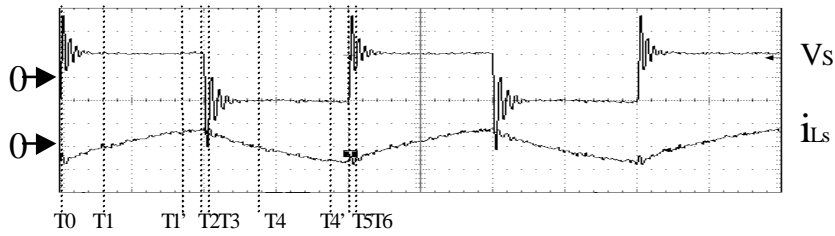


圖 3.27 V_S 與 i_{Ls} 波形(200V/div , 1A/div , 10 μ s/div)

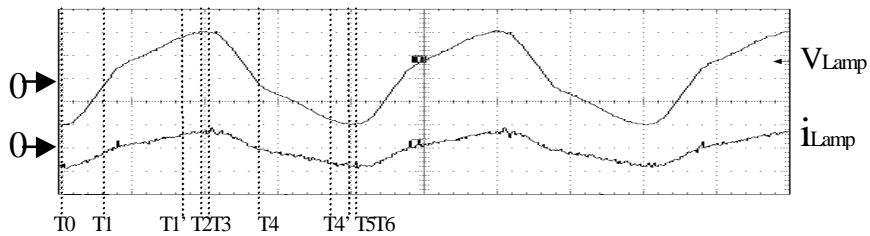


圖 3.28 穩態時燈管電壓與電流波形(50V/div , 1A/div , 10 μ s/div)

3-3 串聯諧振並聯負載轉換器之諧振參數設計

本文藉由控制推挽式轉換器開關的切換頻率來控制諧振轉換器諧振頻率，以變頻啟動的方式，將燈管自暫態操作到穩態，燈管啟動頻率 35kHz，穩態工作頻率 25kHz，串聯諧振並聯負載轉換器的諧振參數必須配合啟動頻率與穩態頻率而設計，以下即為諧振參數 L_s 、 C_s 、 C_p 的設計步驟[24~26]：

圖 3.29 所示為串聯諧振並聯負載轉換器電路架構

A、B 兩端為振幅為 V_{dc} 的方波，則 V_{AB} 可以傅立葉分析表示為

$$V_{AB}(t) = \frac{V_{dc}}{2} + \sum_{n=odd}^{\infty} \frac{2V_{dc}}{np} \sin(n\omega_s t) \quad (3-3)$$

串聯諧振轉換器可視為一個帶通濾波器，只有基波成分的值會輸出到負載端，而基波成分的均方根值可表示為 $(2/\delta)V_{dc}$ 。

設計參數的過程中，我們假設以下幾點條件：

- (1) 功率開關為理想元件，所以我們可以忽略開關上的導通損失。
- (2) 啟動時，開關的切換頻率和諧振頻率相等，即

$$\omega_{s, start-up} = \omega_{0, start-up} = \frac{1}{\sqrt{L_s \left(\frac{C_s C_p}{C_s + C_p} \right)}} \quad (3-4)$$

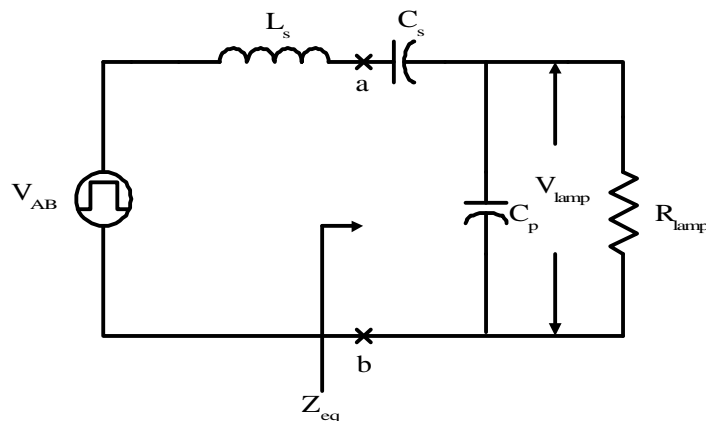


圖 3.29 串聯諧振並聯負載轉換器電路架構

(3) 穩態時，開關的切換頻率和啟動頻率的關係：

$$\omega_{s,steady} = X\omega_{s,start-up} \quad (3-5)$$

X 為切換頻率和啟動頻率的比列關係

(4) C_s 、 C_p 的關係：

$$C_s = kC_p \quad (3-6)$$

(5) 假設 C_s 遠大於 C_p ，即 $C_s \gg C_p$ 且 $k \gg 10$

由 a、b 端看進去的等效阻抗可表示為：

$$Z_{eq} = R_{eq} - \frac{1}{j\omega_{s,steady}C_{eq}} \quad (3-7)$$

其中

$$R_{eq} = \frac{R_{lamp}}{\omega_{s,steady}^2 R_{lamp}^2 C_p^2 + 1}$$

$$C_{eq} = \frac{kC_p (\omega_{s,steady}^2 R_{lamp}^2 C_p^2 + 1)}{1 + (1+k)(\omega_{s,steady}^2 R_{lamp}^2 C_p^2)}$$

穩態時的諧振頻率可表示為：

$$\omega_{0,steady} = \frac{1}{\sqrt{L_s C_{eq}}} \quad (3-8)$$

利用 KVL 的關係式，燈管電壓可表示為：

$$V_{lamp} = \frac{\sqrt{2}}{P} V_{dc} \left[\frac{R_{lamp} // \frac{1}{j\omega_{s,steady}C_p}}{R_{lamp} // \frac{1}{j\omega_{s,steady}C_p} + j\left(\omega_{s,steady}L_s - \frac{1}{\omega_{s,steady}C_s}\right)} \right] \quad (3-9)$$

燈管功率和燈管電壓、燈管阻抗的關係可表示為：

$$P_{lamp} = \frac{|V_{lamp}|^2}{R_{lamp}} \quad (3-10)$$

將(3-4)、(3-5)、(3-6)及(3-9)式代入(3-10)式運算，諧振電容 C_p 可表示為：

$$C_p = \frac{Y}{k\omega_{s,steady}} \quad (3-11)$$

其中

$$Y = \frac{X^2(1+k)-1}{\left[\frac{2V_{dc}^2 R_{lamp}}{P^2 P_{lamp}} - R_{lamp}^2 \left(1 + \frac{1}{k}\right)^2 (1-X^2)^2 \right]^{1/2}}$$

將(3-5)、(3-6)及(3-11)式帶入(3-4)式運算，諧振電感 L_s 可表示為

$$L_s = \frac{(1+k)X^2}{\omega_{s,steady} Y} \quad (3-12)$$

$$C_s = kC_p \quad (3-13)$$

為了減少開關切換時的損失，必須將諧振電路設計為電感性負載，即開關切換頻率大於諧振頻率，如式(3-14)所示，以達到零電壓切換(ZVS)的功能。

$$\omega_{s,steady} > \omega_{0,steady} \quad (3-14)$$

3-4 轉換器與諧振參數設計實例

直流升壓轉換器設計[27~30]：

本文將直流升壓轉換器操作在連續導通模式(CCM);

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1-D} \quad ; D = \frac{t_{ON}}{T_s} < 1 \quad (3-15)$$

輸出之邊界平均電流表示式為

$$I_{oB} = \frac{V_o T_s}{2L} D(1-D)^2 \quad (3-16)$$

直流升壓轉換器電感 L

$$L > L_B = \frac{V_o T_s}{2I_{oB}} D(1-D)^2 \quad (3-17)$$

輸入電壓：汽車電池 $V_i = 12V$

輸出電壓： $V_o = V_{cb} = 30V$

開關切換頻率 $f_s = 25kHz$

開關切換週期 $T_s = 40\mu s$

邊界平均電流 $I_{oB} = 0.1A$

由(3-15)式 $\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1-D}$ 計算得知 $D = 0.6$

由(3-17)式 $L_B = \frac{V_o T_s}{2I_{oB}} D(1-D)^2 = 0.576mH$

推挽式轉換器設計[27~30]：

1. 推挽式轉換器開關的耐壓為兩倍的輸入電壓。
2. 變壓器的設計純粹為昇壓、傳遞能量，並無儲能的目的，所以設計時並不需要考慮氣隙的問題，並且在繞線時，磁化電感感量越大越好，漏感感量越小越好。

$$3. N = \frac{N_s}{N_{p1}} = \frac{V_s}{V_{p1}} \circ \quad (3-18)$$

串聯諧振並聯負載轉換器參數設計：

$$\omega_{s,start-up} = \omega_{0,start-up} = 2p * 35k \text{ rad/s}$$

$$\omega_{s,steady} = 2p * 25k \text{ rad/s}$$

$$\omega_{s,steady} = X\omega_{s,start-up}$$

由(3-5)式得知， $X=0.714$

取 $k=10$

$$V_{dc} = 400 \text{ V} ; P_{Lamp} = 35 \text{ W} ; R_{Lamp} = 160 \text{ } \Omega$$

由(3-4)、(3-9)、(3-10)及(3-11)式得知，

$$Y = \frac{X^2(1+k)-1}{\left[\frac{2V_{dc}^2 R_{lamp}}{p^2 P_{lamp}} - R_{lamp}^2 \left(1 + \frac{1}{k}\right)^2 (1-X^2)^2 \right]^{\frac{1}{2}}}$$
$$= \frac{0.71^2 * (1+10) - 1}{\left[\frac{2 * 400^2 * 160}{3.14^2 * 35} - 160^2 * \left(1 + \frac{1}{10}\right)^2 * (1-0.71^2)^2 \right]^{\frac{1}{2}}}$$
$$= \frac{4.60}{364}$$

$$\approx 0.012637$$

$$L_s = \frac{(1+k)X^2}{w_{s,steady}Y} = \frac{(1+10)*0.714^2}{50*3.14*1000*0.01318} = 2.82mH$$

$$C_p = \frac{Y}{kw_{s,steady}} = \frac{0.01}{10*50*3.14*1000} = 8.38nF$$

$$C_s = kC_p = 10*8.38 = 83.8nF$$

電路元件參數如下：

直流升壓轉換器電感 L_b : 1.38 mH

直流升壓轉換器電容 C_b : 220 μ F/200V

直流升壓轉換器二極體 D_1 : SB10100F(肖特基二極體) 100V/10A

直流升壓轉換器開關 SW_1 : IXFH76N07 70V/76A

推挽式轉換器開關 SW_2 、 SW_3 : TY55N20E 200V/55A

推挽式轉換器變壓器 Tr_1 : 一次側 $N_{P1}=N_{P2}=20$ 匝
二次側 $N_s=170$ 匝

串聯諧振並聯負載轉換器電感 L_s : 2.71 mH

串聯諧振並聯負載轉換器電容 C_s : 83.8 nF

串聯諧振並聯負載轉換器電容 C_p : 8.38 nF

高壓點火電路電容 : 2.2 nF/1600V

高壓點火電路二極體 : BY255 1300V/3A

高壓點火電路變壓器 Tr_2 : 1 : 10

火花放電間隙放電電壓 : 5500V

第四章 燈管暫態工作特性

氙燈的啟動過程從暫態至穩態工作可分為電壓崩潰、輝光放電、輝光轉弧光及弧光放電(穩態工作)等四個階段。暫態時間的長短與暫態期間供給燈管功率的大小有關，若於暫態期間供給較大的功率給燈管時，將使得燈管溫度上升的速度較快，縮短氙燈的暫態時間，使燈管能較快進入穩態工作。如圖 4.1 所示，於燈管暫態期間改變直流升壓轉換器開關的工作週期時，所量測到的燈管暫態時間亦不相同。當其工作週期越大時，電路於燈管暫態期間所提供的功率越大，燈管啟動時所需暫態時間越短。於先前學者提出的文獻中，為使燈管能順利點亮，需於燈管發弧後提供燈管相當於兩倍的額定功率及數倍的額定電流給燈管[9]、[20]。然而利用本文所提出的架構，於燈管發弧後只需提供十幾瓦的功率給燈管即可順利將燈管點亮，可大幅地減小元件啟動瞬間的耐壓及耐流。

本章針對 OSRAM D2S 35W 汽車用氙燈的暫態特性做一探討，採用圖 3.1 的電路架構與變頻啟動的控制方式量測燈管冷啟動與熱啟動的暫態特性。其中啟動頻率設計為 35kHz，穩態工作頻率為 25kHz。

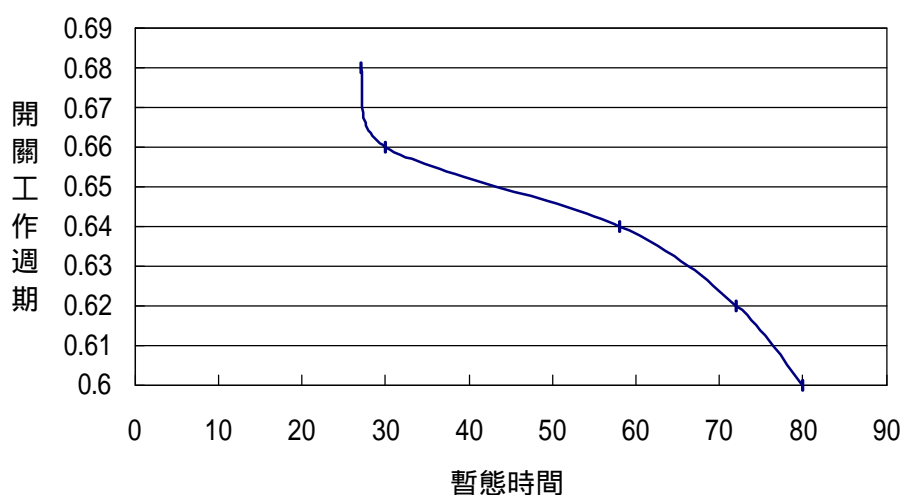


圖 4.1 直流升壓轉換器工作週期與燈管暫態時間關係曲線

4-1 冷啟動暫態特性

圖 4.2 為燈管自啟動到穩態期間燈管電壓波形，由圖得知，燈管自發弧後，燈管電壓瞬間下降，之後逐漸上升直到穩態電壓 $70\sim 80V_{rms}$ 。圖 4.3 為燈管在啟動後一分半鐘的暫態期間燈管電壓變化曲線圖，由圖可觀察知，燈管一經發弧後燈管電壓瞬間下降，經 30 秒的時間即很快的達到 $60V_{rms}$ ，之後緩慢上升至穩態電壓。圖 4.4 為燈管自啟動到穩態期間燈管電流波形，由圖可知燈管啟動電流與穩態電流差異不大，穩態電流 $0.4\sim 0.5 A_{rms}$ ，與先前學者所提出在燈管啟動暫態期間，要提供燈管數倍額定電流的論點不同。圖 4.5 為燈管在啟動後一分半鐘的暫態期間燈管電流變化曲線圖，由圖可觀察知，燈管一經發弧後，燈管電流即上升至 $0.42A_{rms}$ ，之後緩慢上升至穩態電流，暫態期間電流變化率不大。

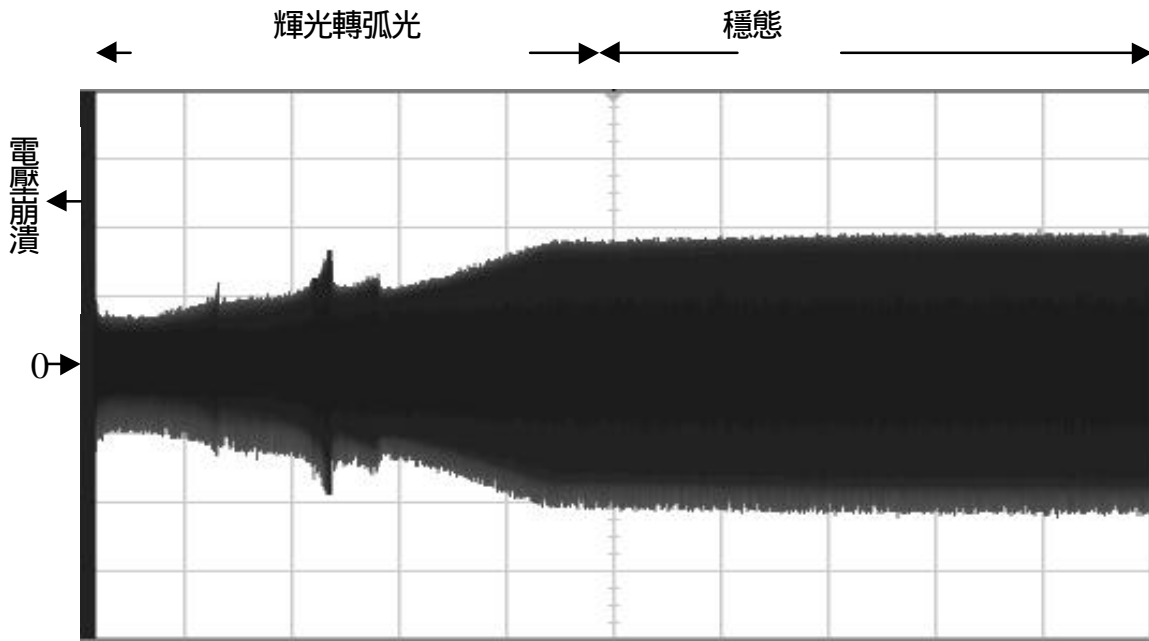


圖 4.2 冷啟動暫態過程燈管電壓波形(50V/div , 10s/div)

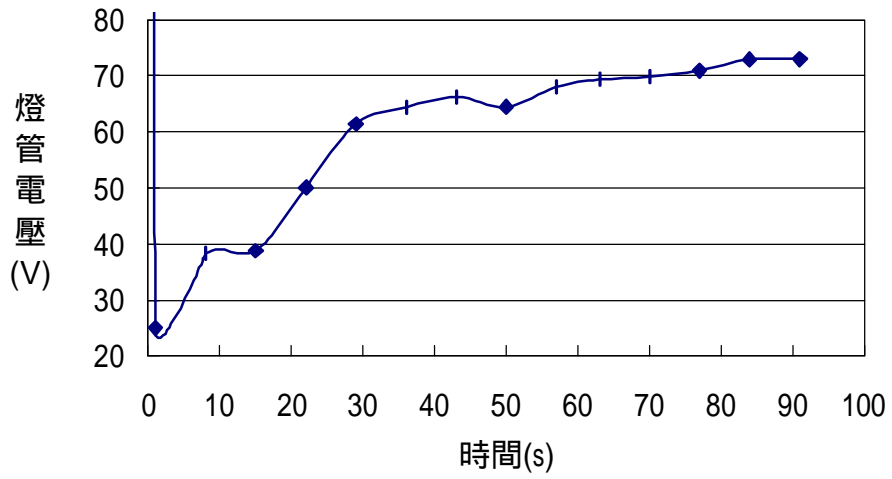


圖 4.3 冷啟動暫態過程燈管電壓變化曲線圖

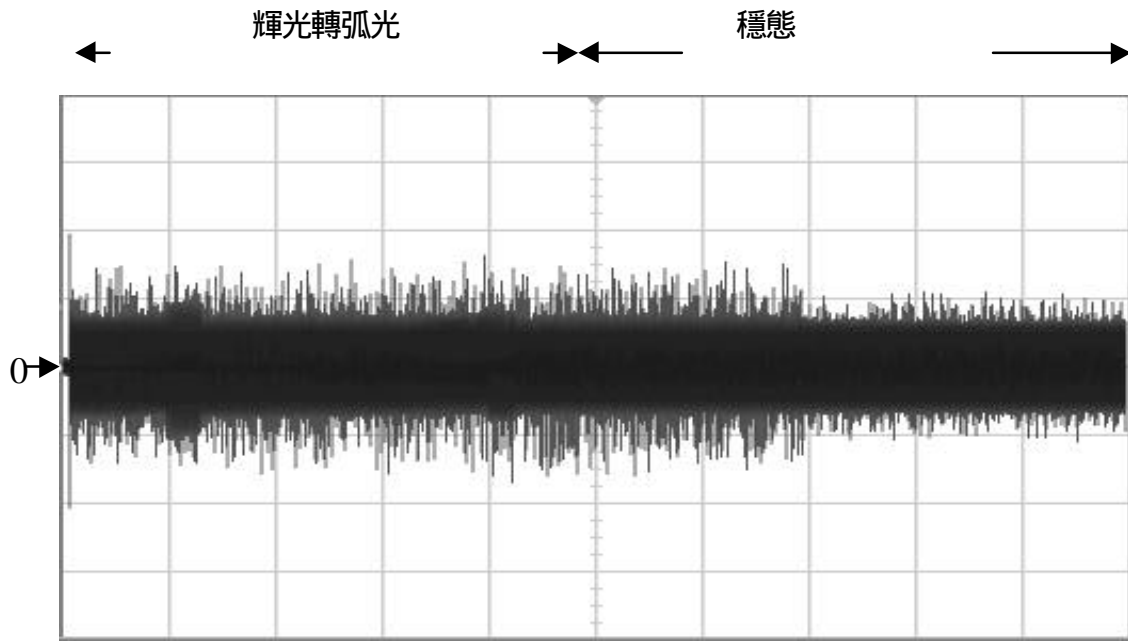


圖 4.4 冷啟動暫態過程燈管電流波形(1A/div , 10s/div)

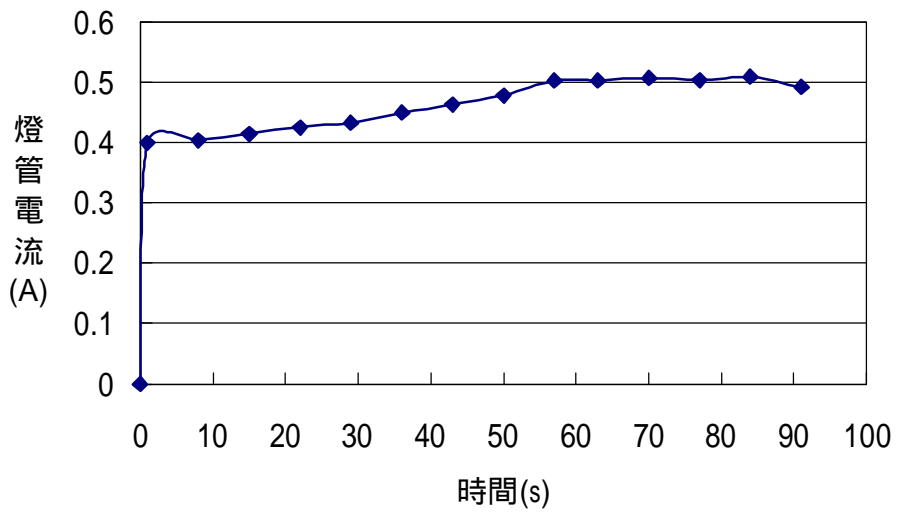


圖 4.5 冷啟動暫態過程燈管電流變化曲線圖

圖 4.6 為燈管在啟動暫態期間燈管功率變化曲線圖，由圖可觀察知，燈管一經發弧後，燈管功率很快的上升，經過 40 秒的時間即達到 30W，之後緩慢上升至額定功率。圖 4.7 為燈管在啟動暫態期間燈管阻抗變化曲線圖，由圖可觀察知，燈管在未發弧前，燈管阻抗無限大形同開路，燈管一經發弧後，燈管阻抗瞬間下降，經過 30 秒的時間，燈管阻抗即上升至接近穩態時的阻抗值，之後阻抗變化不大。

由以上圖形觀察可知，燈管無論是電壓、電流、功率或是阻抗值，經發弧後的 30 秒內變化率較大，之後即緩慢上升至穩態值，圖 4.8 為冷啟動暫態過程各階段之燈管電壓與燈管電流波形。



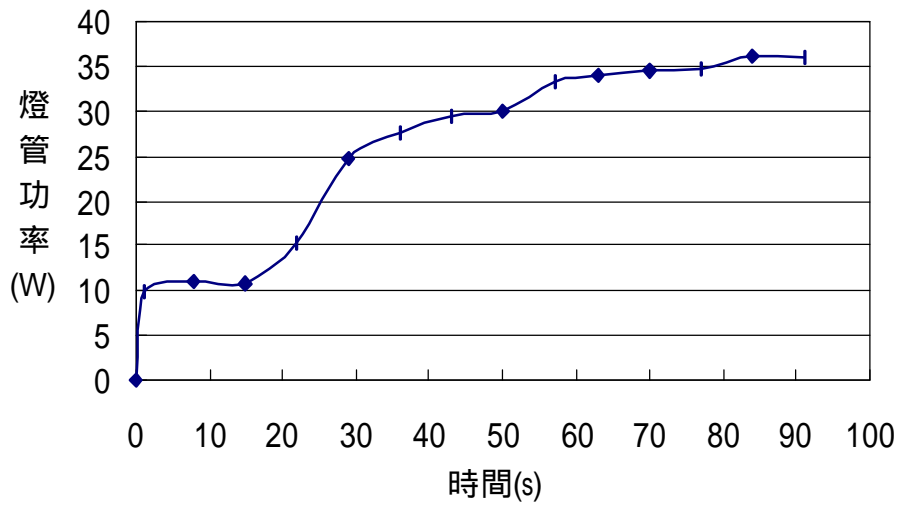


圖 4.6 冷啟動暫態過程燈管功率變化曲線圖

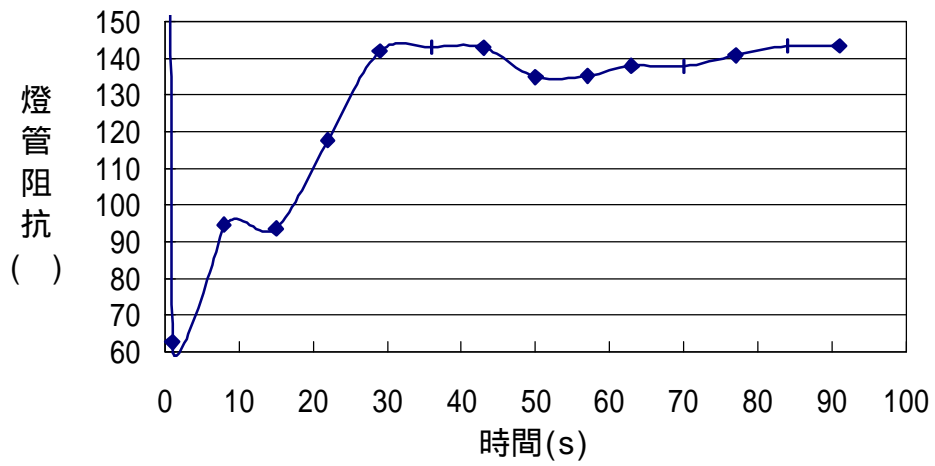
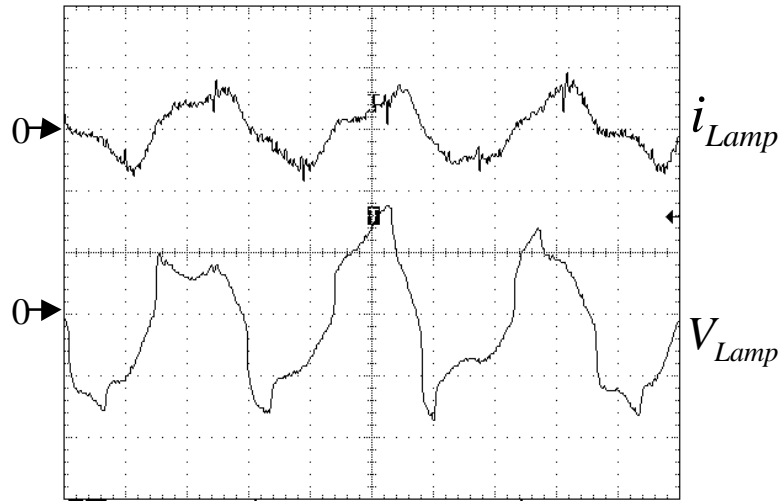
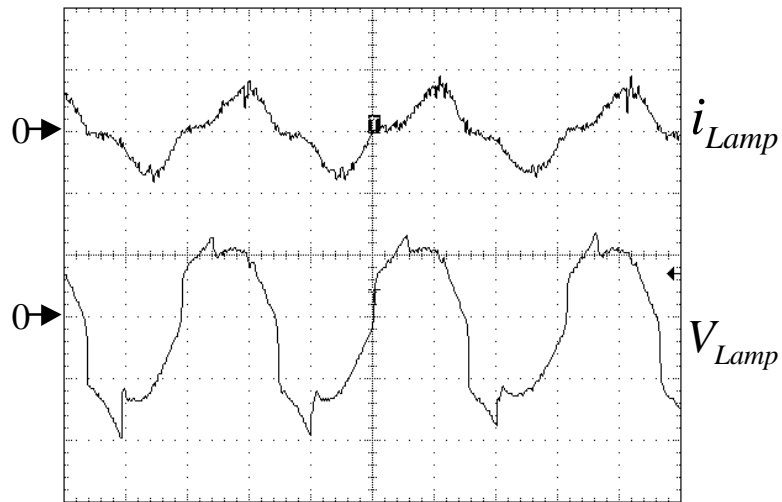


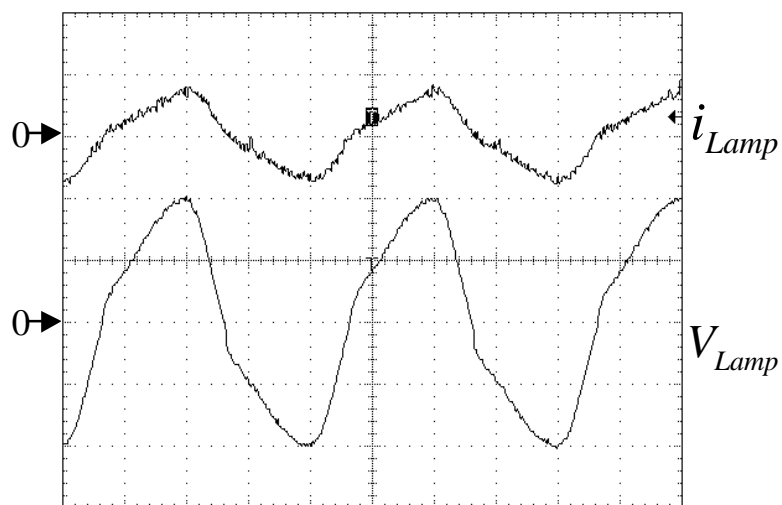
圖 4.7 冷啟動暫態過程燈管阻抗變化曲線圖



(a) 啟動瞬間



(b) 輝光轉弧光



(c) 穩態放電

圖 4.8 冷啟動暫態過程各階段之燈管電壓與燈管電流波形(50V/div , 1A/div , 10 μ s/div)

4-2 熱啟動暫態特性

點燈的熱啟動為當氙燈點亮並且工作於穩態後，將燈管熄滅再重新啟動。冷啟動和熱啟動之不同點，在於此時燈管尚未完全冷卻，仍然處於工作時的高溫狀態，燈管內的金屬鹵化物大部分還是以金屬原子與鹵素原子的形式存在，此時鹵素原子濃度遠較冷啟動時來得高，所以，點燈時熱啟動之燈管發弧電壓會較冷啟動時來得高，圖 4.9 為燈管熱啟動之點火電壓，峰值電壓為 22kV。

熱啟動燈管特性測試是將燈管點亮後將燈管熄滅 1 分鐘，再重新啟動時之暫態燈管電壓與燈管電流波形；圖 4.10 為燈管自啟動到穩態期間燈管電壓波形，由圖可知，燈管電壓自發弧後到穩態的時間較冷啟動時來得快。圖 4.11 為燈管暫態期間燈管電壓變化曲線圖，由圖可觀察知，燈管一經發弧後，燈管電壓比冷啟動較快達到 $60V_{rms}$ 。圖 4.12 為燈管自啟動到穩態期間燈管電流波形，由圖可知，燈管電流到達穩態的時間亦較冷啟動時來得快。圖 4.13 為燈管暫態期間燈管電流變化曲線圖，由圖可觀察知，暫態期間電流變化率不大。

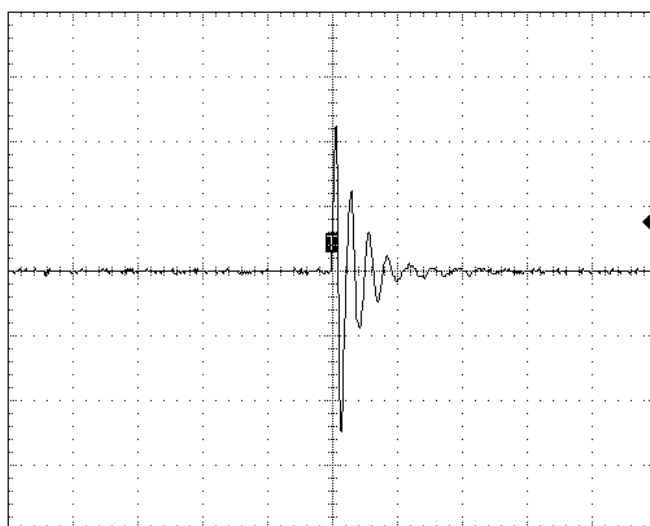


圖 4.9 燈管熱啟動之點火電壓(10kV/div , 1s/div)

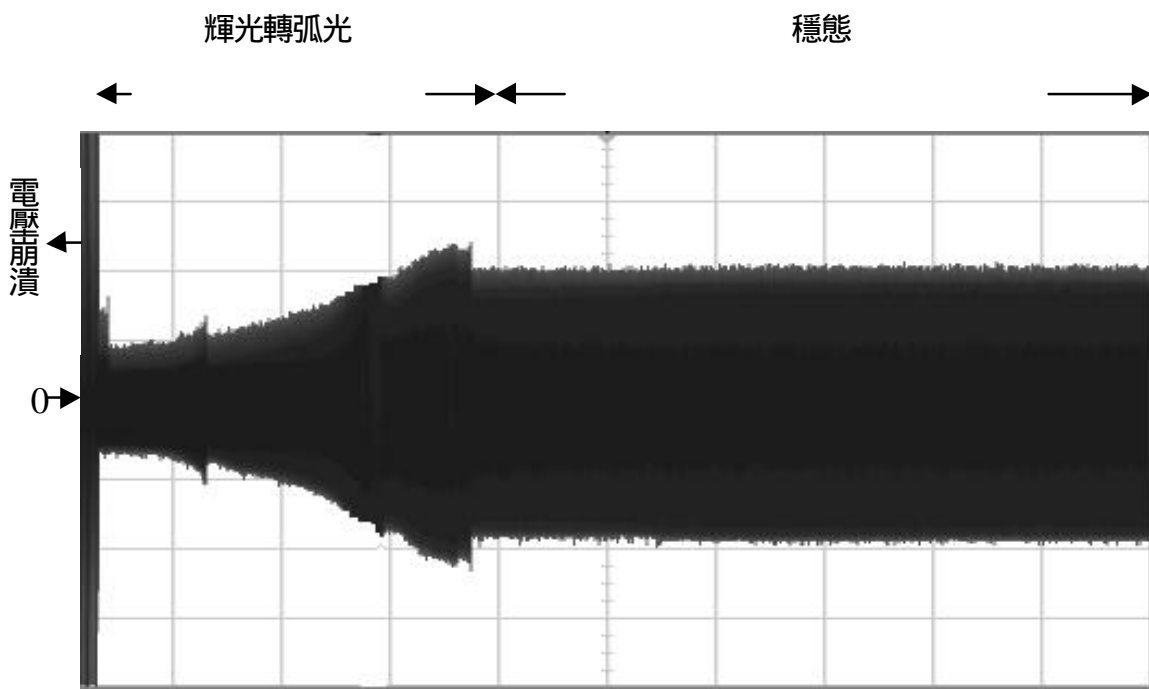


圖 4.10 熱啟動暫態過程燈管電壓波形(50V/div , 10s/div)

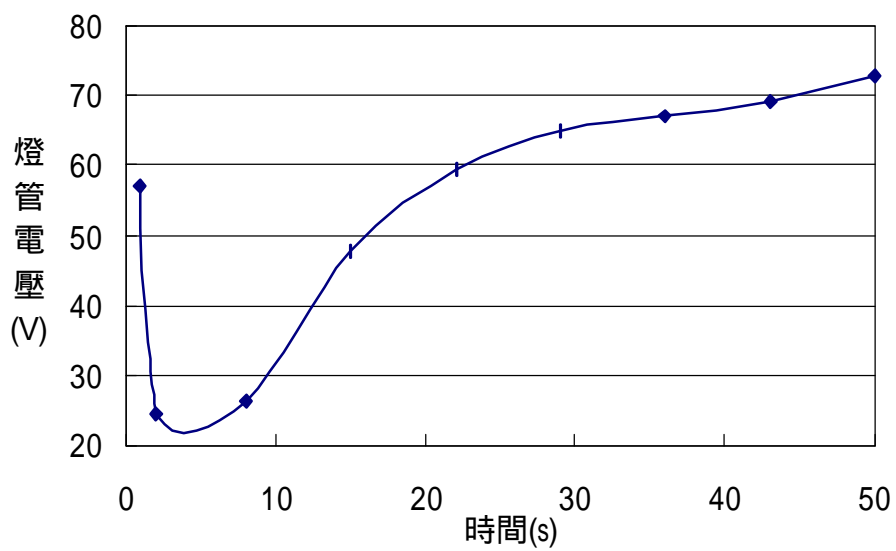


圖 4.11 熱啟動暫態過程燈管電壓變化曲線圖

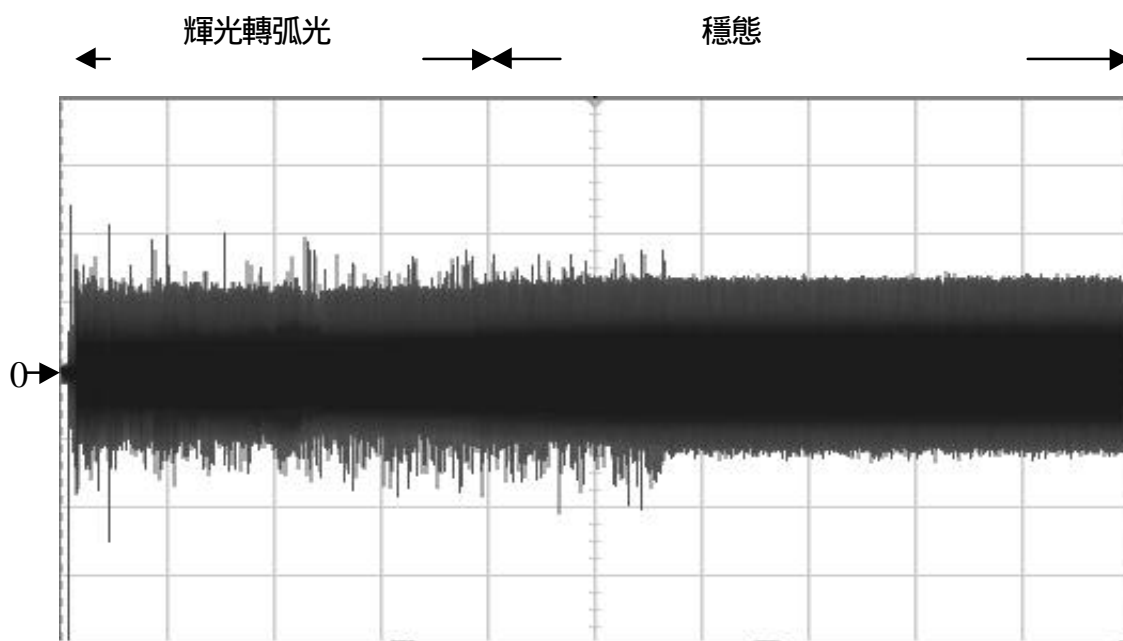


圖 4.12 熱啟動暫態過程燈管電流波形(1A/div , 10s/div)

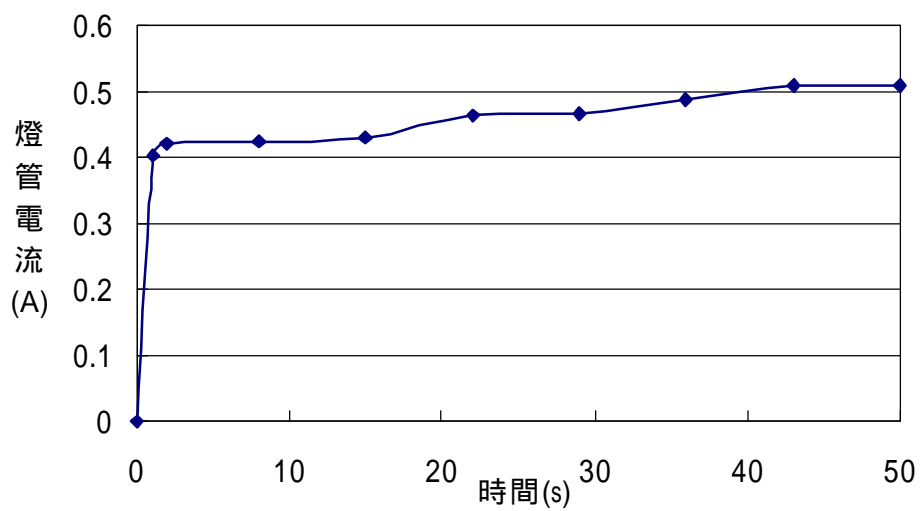


圖 4.13 熱啟動暫態過程燈管電流變化曲線圖

圖 4.14 為燈管暫態期間燈管功率變化曲線圖，由圖得知，經過 50 秒的時間燈管即達到額定功率，較冷啟動時來得快。圖 4.15 為燈管暫態期間燈管阻抗變化曲線圖，由圖可觀察知，經過 25 秒的時間燈管即達到穩態的阻抗值，較冷啟動時來得快。圖 4.16 為燈管熱啟動暫態過程各階段之燈管電壓與燈管電流波形。

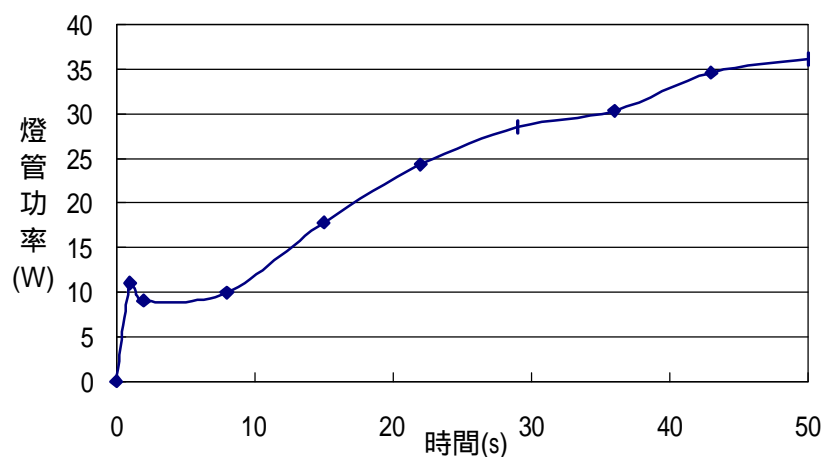


圖 4.14 熱啟動暫態過程燈管功率變化曲線圖

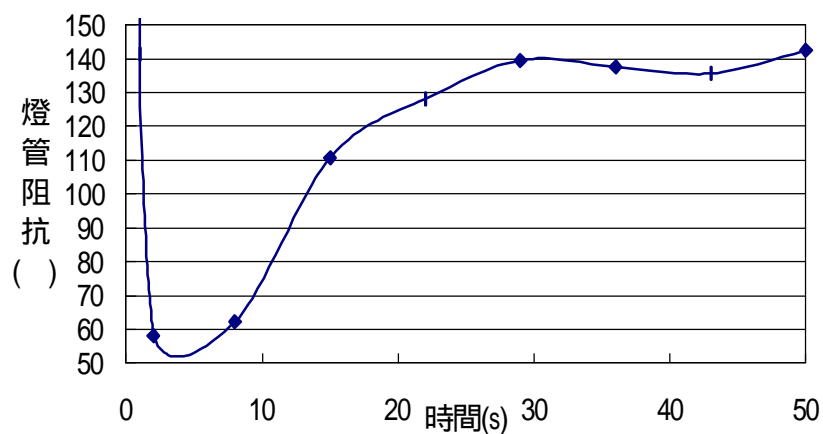
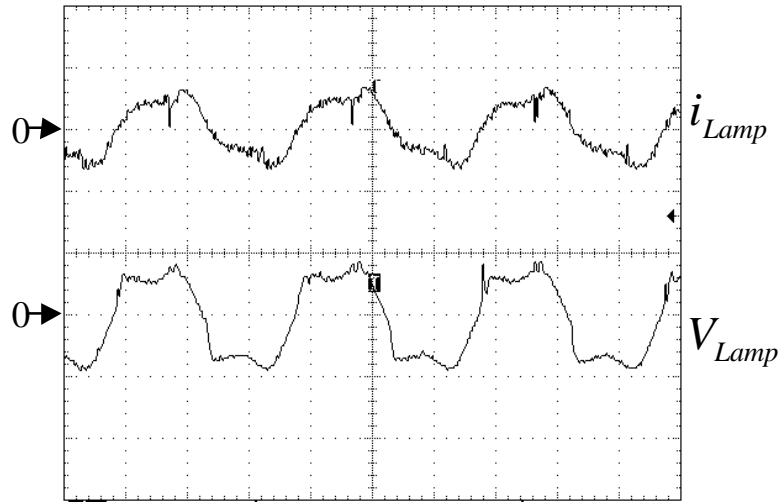
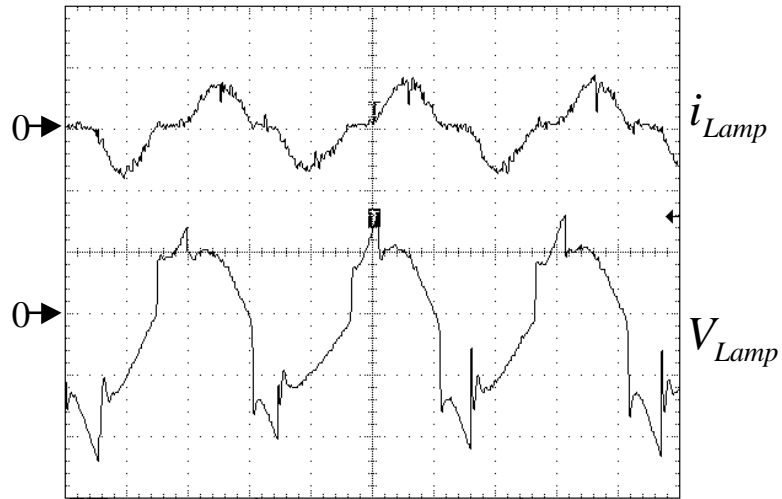


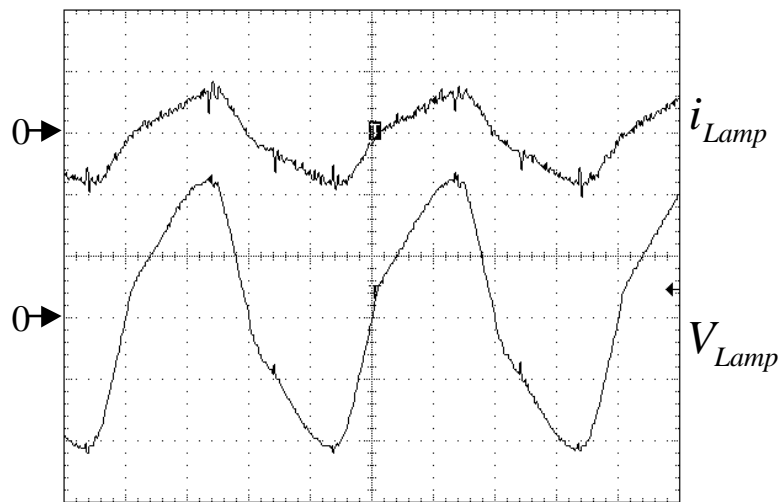
圖 4.15 熱啟動暫態過程燈管阻抗變化曲線圖



(a) 啟動瞬間



(b) 輝光轉弧光



(c) 穩態放電

圖 4.16 熱啟動暫態過程各階段之燈管電壓與燈管電流波形(50V/div , 1A/div , 10i s/div)

第五章 燈管穩態工作特性

本章將燈管操作在穩態頻率 25kHz，探討同一廠牌的三支不同燈管在同樣工作條件下燈管特性的差異情形，及不同的燈管功率對燈管電氣特性之影響，藉由所量測到的燈管特性，找出適合燈管的操作方式。本章所有量測的過程與結果，皆是使用 OSRAM D2S 35W 汽車用氙燈，量測電路採用圖 3.1 的電路架構，穩態工作頻率 25kHz。

5-1 燈管功率對燈管特性的影響

圖 5.1 為燈管穩態時操作在額定功率 35W 下之燈管電壓與燈管電流波形，由圖中可知，當燈管操作在 25kHz 時，燈管電壓與燈管電流同相位。

圖 5.2 為燈管電壓與燈管電流關係曲線圖，燈管電壓和燈管電流呈線性關係，所以，當燈管操作在高頻穩態時，燈管阻抗可以等效電阻表示。

圖 5.3 為穩態時燈管電壓與燈管功率關係圖，由圖中可看出隨著供給燈管電壓的增加，燈管功率亦跟著增加；當燈管功率為 20W 時，燈管電壓為 65.8V_{rms}，當燈管功率為 40W 時，燈管電壓為 70V_{rms}，燈管電壓變化率 6.38%。圖 5.4 為穩態時燈管電流與燈管功率關係圖，由圖中可看出隨著燈管電流的增加，燈管功率亦跟著增加；當燈管功率為 20W 時，燈管電流為 0.32A_{rms}，當燈管功率為 40W 時，燈管電流為 0.58A_{rms}，燈管電流變化率 81.25%。由以上可知，燈管於高頻穩態操作時，燈管電流的改變對燈管功率的影響較大。

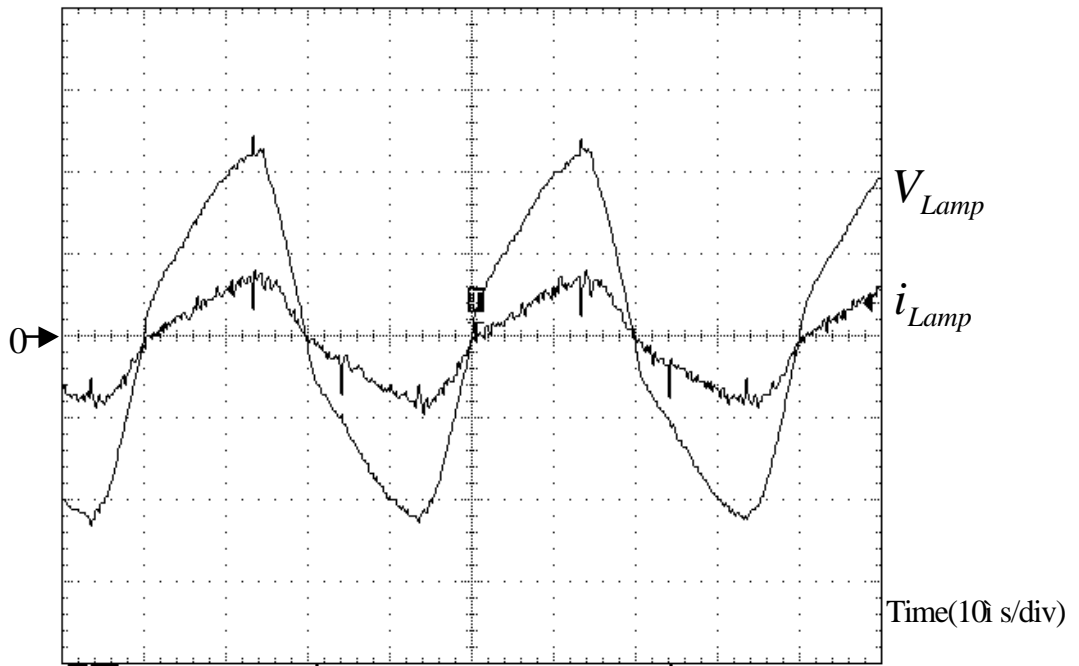


圖 5.1 穩態時燈管電壓與燈管電流波形(50V/div , 1A/div)

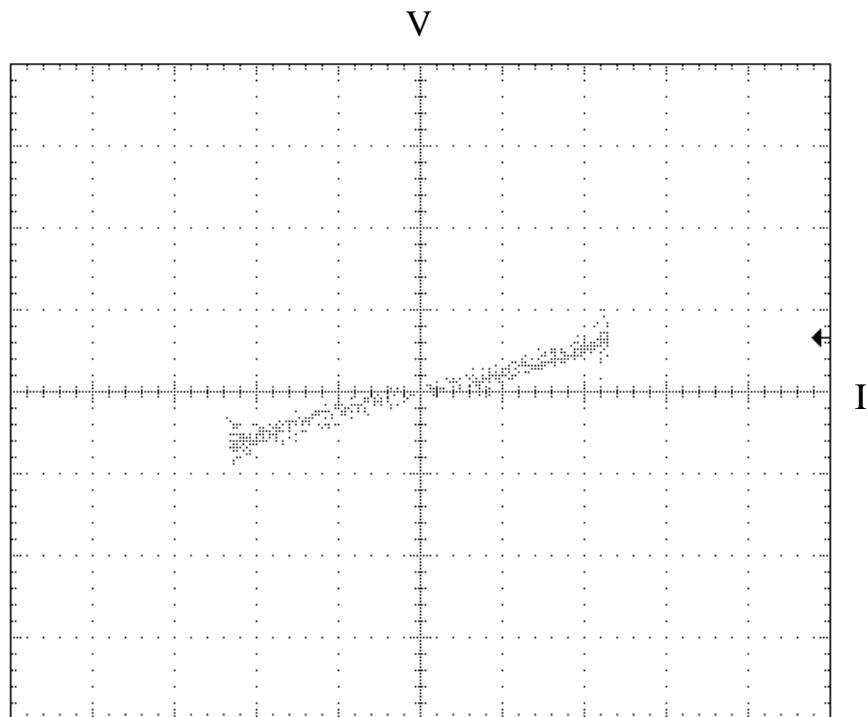


圖 5.2 穩態時燈管電壓與燈管電流關係曲線

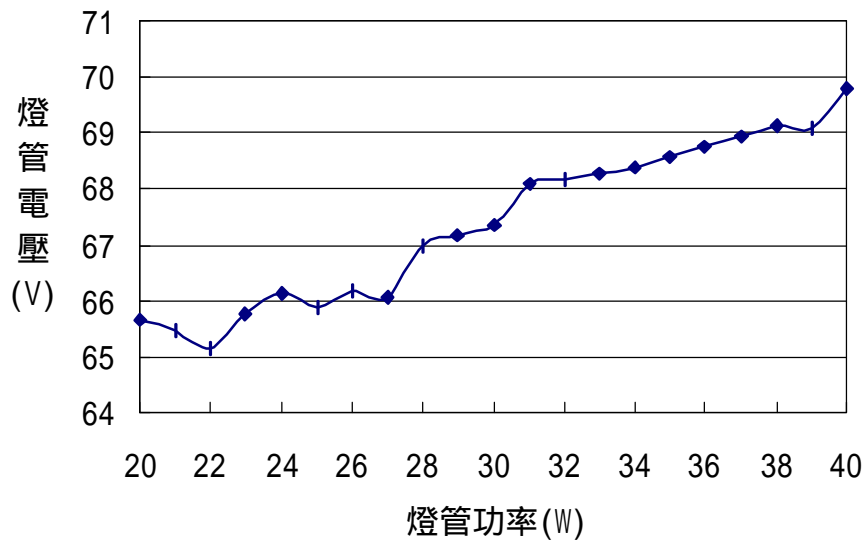


圖 5.3 穩態時燈管電壓與燈管功率關係曲線

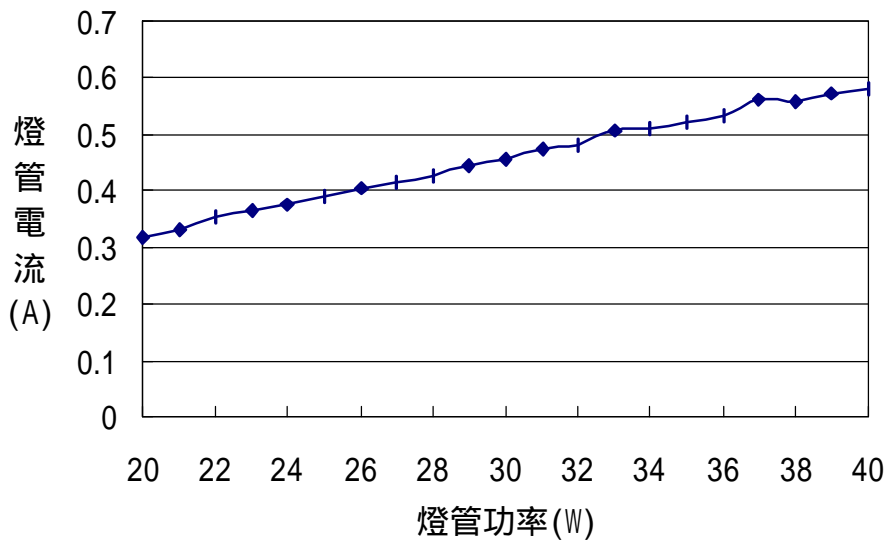


圖 5.4 穩態時燈管電流與燈管功率關係曲線

圖 5.5 所示為穩態時燈管阻抗與燈管功率關係圖，由圖中可看出隨著燈管功率的增加，燈管阻抗逐漸減少，由此可知，燈管操作在高頻時具有負增量電阻特性。

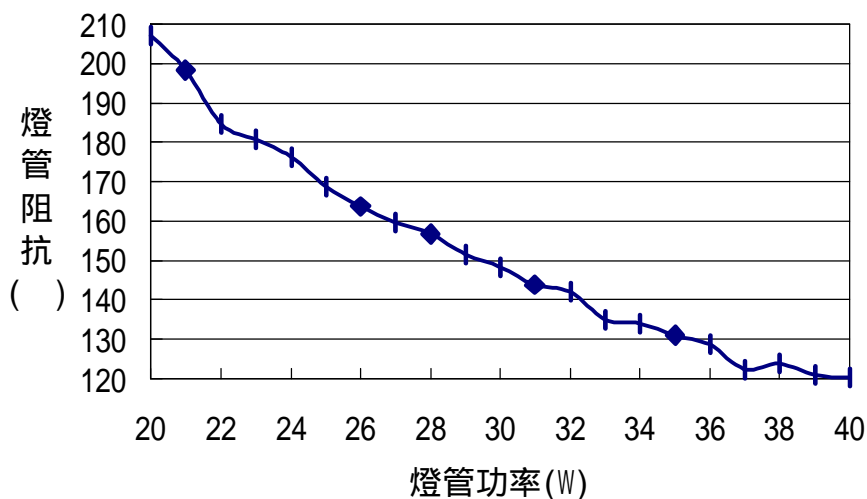


圖 5.5 穩態時燈管阻抗與燈管功率關係曲線

圖 5.6 為穩態時燈管照度與燈管功率關係圖，由圖可知，燈管照度隨燈管功率的增加，呈線性增加。

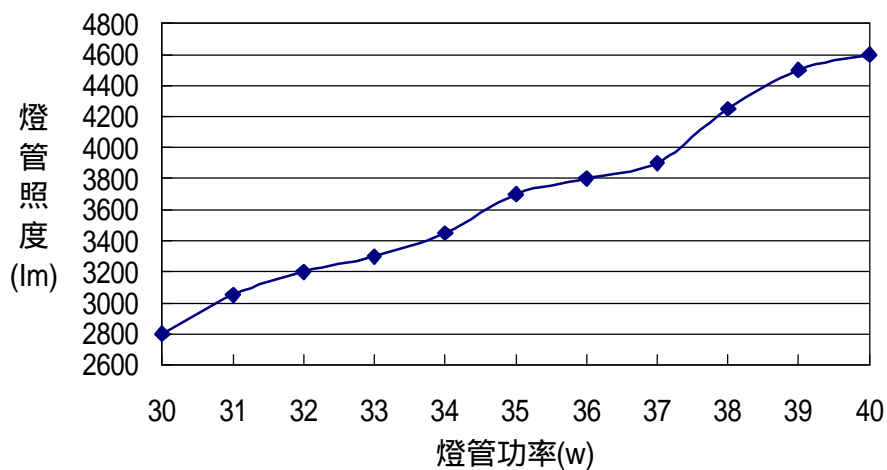
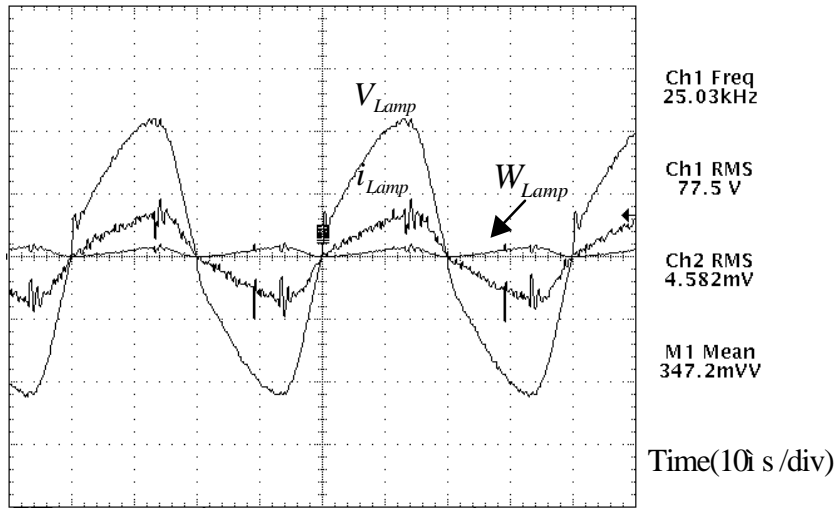


圖 5.6 穩態時燈管照度與燈管功率關係曲線

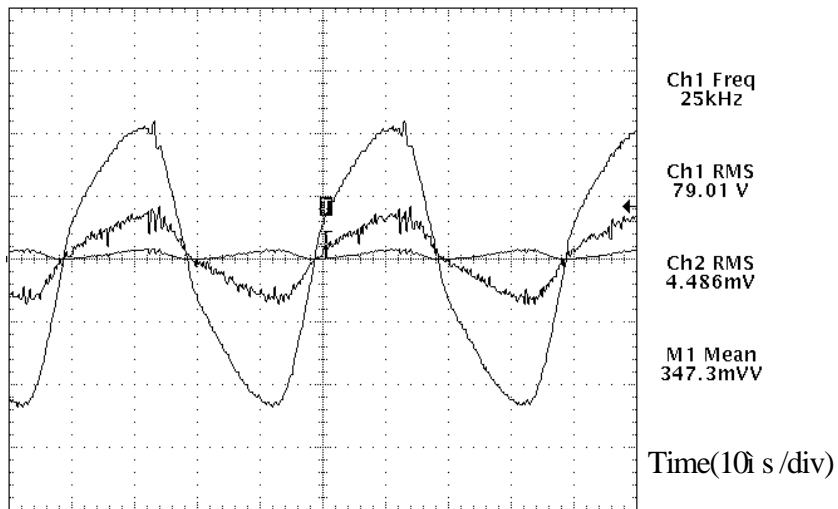
5-2 不同燈管之電氣特性探討

圖 5.7 為同一廠牌之三支不同燈管在穩態時操作於額定功率 35W 之燈管電壓與燈管電流波形圖；由圖觀察得知，即使為同一廠牌，當燈管不同時，工作於額定功率 35W 時之燈管電壓與燈管電流亦不相同。工作於額定功率 35W 時，A 燈管阻抗為 169Ω ，B 燈管阻抗為 176Ω ，C 燈管阻抗為 162Ω 。由以上得知，若於燈管工作時採取定電壓控制或定電流控制，均無法準確地使燈管工作於額定功率，因此，本文採取定功率控制的方式，使燈管能穩定地工作於額定功率並保持固定的光輸出。

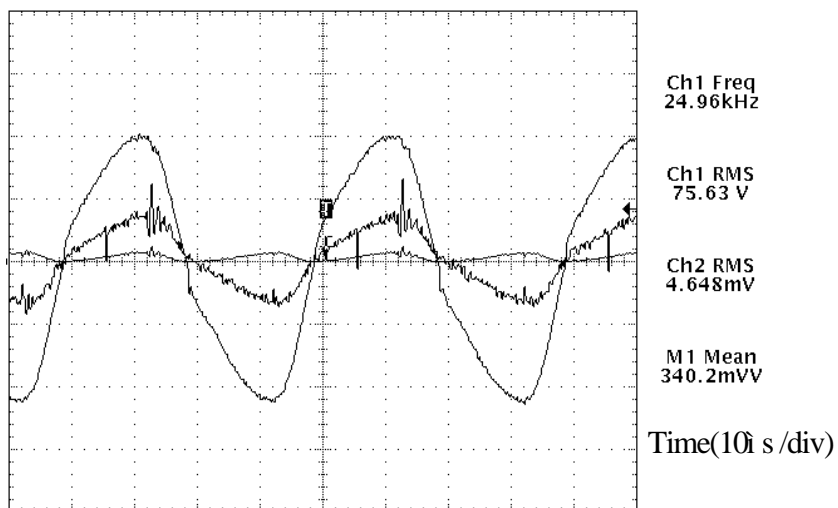




(a) A 燈管之電壓與電流波形



(b) B 燈管之電壓與電流波形



(c) C 燈管之電壓與電流波形

圖 5.7 同一廠牌之三支不同燈管，額定功率 35W 之燈管電壓電流波形(50V/div , 1A/div)

隨著使用時間的增加，燈管內的氣體、金屬鹵化物與電極等結構將會有所變化，因而會改變燈管的電氣特性，當燈管阻抗不同時，燈管功率亦不同。所以，本文藉由感測燈管電壓、電流的回授訊號來控制升壓轉換器開關的工作週期，以達到定功率的輸出。當燈管功率大於額定功率 35W 時，升壓轉換器開關工作週期變小，當燈管功率小於額定功率 35W 時，升壓轉換器開關工作週期變大。圖 5.8 為升壓轉換器開關與燈管功率關係曲線圖，由圖可知，燈管功率隨升壓轉換器開關工作週期的增加而增加。

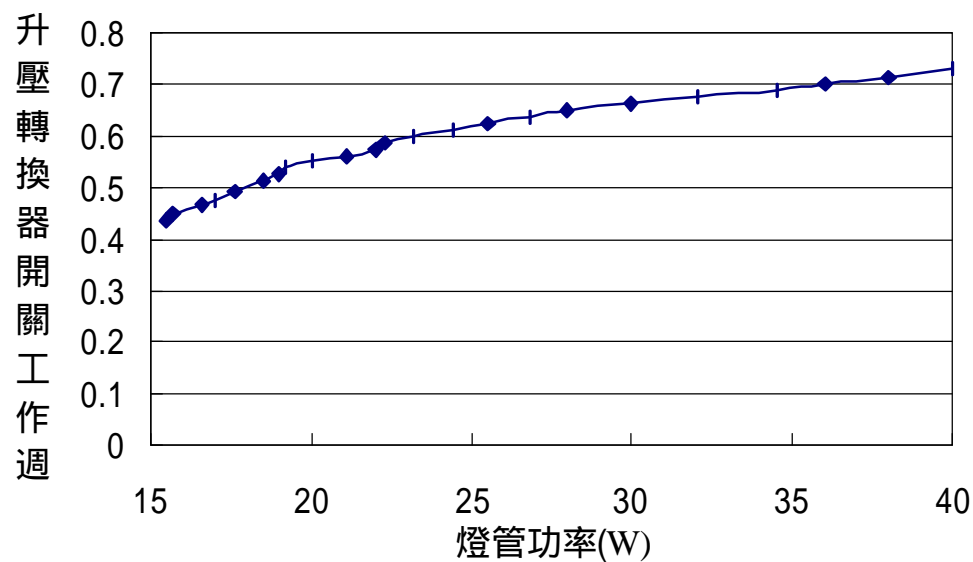


圖 5.8 穩態時燈管功率與升壓轉換器開關工作週期關係圖

第六章 結論與未來研究方向

6-1 結論

本文提出了一種新的、簡單的高頻電路架構應用於 HID 汽車頭燈，且應用此架構，暫態期間安定器僅需提供十幾瓦的功率即可順利將燈管點亮，有別於先前學者所提出高頻或低頻電子式安定器，在燈管啟動暫態時需提供燈管兩倍額定功率、數倍額定電流給燈管的論點。本文之方法可減少功率元件啟動瞬間所需的耐壓、耐流規格，且藉由感測燈管電壓與燈管電流的回授訊號來控制直流升壓轉換器開關的工作週期，達到定功率輸出。最後，由實際量測所得的波形可知，本架構可達到開關零電壓切換的功能。

在研究與製作電路的過程中，對於氙燈在高頻操作下的特性作了一系列的探討，得到了以下的結論：

1. 同一廠牌，不同燈管在同一時間操作在額定功率 35W，其燈管電壓與燈管電流均不一定相同，所以，不能以定電壓控制或定電流控制的方式使燈管操作於額定功率，而要以定功率控制的方式。
2. 由於高頻操作下時燈管阻抗不一定相同，同一組諧振參數並無法每次均使燈管操作於額定功率，所以，藉由控制升壓轉換器開關的工作週期以調整安定器的輸出功率，使燈管操作於額定功率。
3. 在先前學者所提出的論文中，不論是將燈管操作在高頻或是低頻，均需於燈管暫態期間提供燈管兩倍額定功率及數倍額定電流，利用本文所提出之架構，於燈管暫態期間僅需提供 10 幾瓦的功率即可順利將燈管點亮。

6-2 未來研究方向

本文雖提出了一個新的高頻氙燈電子式安定器電路架構，但對於氙燈操作於高頻所產生音頻共振的問題，尚無深入的探討與研究，未來進一步的研究方向可以朝向找出燈管音頻共振的頻率範圍及如何有效的解決音頻共振的問題著手。

參考文獻

- [1] 陳竹師, "HID光源在汽車頭燈上之應用", 電力電子技術雙月刊 1999年4月, pp.38-48.
- [2] S. B. Yaakov, M. Gulko and A. Giter, "The Simple Electronic Ballast for HID Lamps," in *Proc. APEC' 96*, pp.634-640.
- [3] 莫清賢、林再福、林憲男, "最像日光的燈：氙燈", 電力電子技術雙月刊 1999年4月, pp.19-25.
- [4] 陳文琳, "汽車用氙燈電子式安定器", 國立成功大學碩士論文, 中華民國89年。
- [5] 徐文彬, "汽車用氙燈特性之研究", 國立成功大學碩士論文, 中華民國90年。
- [6] OSRAM, "Technical Information for HTI[®] S 35/12," 1998.
- [7] W. W. Byszewski, A. B. Budinger and Y. M. Li, "HID Starting: Glow Discharge and Transition to the Thermionic Arc," *Journal of the Illuminating Engineering Society*, Summer 1991, pp.3-9.
- [8] W. Pabst and D. Klien, "Igniting High-Pressure Lamps with Electronic Ballasts," *Journal of the Illuminating Engineering Society*, Summer 1992, pp.14-20.
- [9] I. K. Lee, S. J. Choi, K. C. Lee and B. H. Cho, "Modeling and Control of Automotive HID Lamp Ballast," *Proc. PEDS' 99*, pp.506-510.
- [10] A. Reatti, "Low-Cost High Power-Density Electronic Ballast for Automotive HID Lamp," *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol.15, No.2, Mar. 2000, pp.361-368.
- [11] 蔡祖泉、陳大華、王國富、劉躍群, "光源電器原理及其應用", 河南科學技術出版社。

- [12] C. F. Scholz, "Characteristics of Acoustical Resonance in Discharge Lamps," *Journal of the Illuminating Engineering Society*, Dec. 1970, pp.713-717.
- [13] J. M. Davenport and R. J. Petti, "Acoustic Resonance Phenomena in Low Wattage Metal Halide Lamps," *Journal of the Illuminating Engineering Society*, 1985, pp.633-642.
- [14] H. Peng, S. Ratanapanachote, P. Enjeti, L. Laskai and I. Pitel, "Evaluation of Acoustic Resonance in Metal Halide Lamps and An Approach to Detect its Occurrence," *Proc. IAS' 97*, pp.2276-2283.
- [15] S. Wada, A. Okada and S. Morii, "Study of HID Lamps with Reduce Acoustic Resonance," *Journal of the Illuminating Engineering Society*, Winter 1987, pp.162-175.
- [16] H. J. Faehnrich and E. Rasch, "Electronic Ballasts for Metal Halide Lamps," *Journal of the Illuminating Engineering Society*, Summer 1988, pp.131-140.
- [17] L. Laskai, P. N. Enjeti, and I. J. Pitel, "White-Noise Modulation of High-Frequency High-Intensity Discharge Lamp Ballasts," *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol.34, No.3, May/June 1998, pp.597-605.
- [18] R. Redl and J. D. Paul, "A New High-Frequency and High-Efficiency Electronic Ballast for HID Lamps: Topology, Analysis, Design, and Experimental Results," *Proc. APEC' 99*, pp.486-492.
- [19] W. Yan, Y. K. E. Ho, and S. Y. R. Hui, "Investigation on Methods of Eliminating Acoustic Resonance in Small Wattage High-Intensity-Discharge(HID) Lamps," *Proc. IAC' 2000*, pp.3399-3406.

- [20] M. Gulko and S. Ben-Yaakov, “A MHz Electronic Ballast for Automotive-type HID Lamps,” *Proc. PESC’97*, pp.39-45
- [21] J. Harold, Hansen and Hamilton Sundstrand Space Systems International Inc, Connecticut “Cascaded Multiplier Circuits Produce Compact, Cost Effective High Voltage Supplies.” *PCIM Aug. 2000*
- [22] W. D. Greason, Z. Kucеровsky, S. Bulach and M. W. Flatley, “Investigation of the Optical and Electrical Characteristics of a Spark Gap” *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol.33, No.6, Nov./Dec. 1997, pp.1519-1526
- [23] C. S. Lin and C. L. Chen, “A novel single-stage push-pull electronic ballast with high input power factor” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Volume: 48 Issue: 4 , Aug. 2001, pp. 770 –776
- [24] C. A. Cheng, T. J. Liang, C. M. Chuang and J. F. Chen “A novel method of using second-order lamp model to design dimmable fluorescent lamps electronic ballast” *Industrial Electronics Society, 2001. IECON '01*. Volume: 2 , 2001, pp.1033 –1037
- [25] T. J. Liang, C. A. Cheng, W. B. Shyu and J. F. Chen “Design procedure for resonant components of fluorescent lamps electronic ballast based on lamp model” *Power Electronics and Drive Systems, 2001*, Volume: 2 , 22-25 Oct 2001, pp.618 -622
- [26] T. J. Liang, C. A. Cheng and C. M. Chuang “Shortening Warm-up Time with Variable Frequency Control for Projector Lamp Ballast.” *PCC-Osaka 2002*, volume:1,2002,pp.90-94
- [27] 梁適安 , ”交換式電源供給器之理論與實物設計” , 全華出版社。

- [28] A. I. Pressman, "Switching Power Supply Design," McGraw-Hill, Inc. New York, 1991.
- [29] G. C. Chrysis, "High-Frequency Switching Power Supplies: Theory and Design," McGraw-Hill, Inc. New York, 1989.
- [30] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, "Power Electronics: Converters, Applications, and Design," John Wiley and Sons, Inc. New York, 1995.

