

中原大學
電機工程學系
碩士學位論文

車用 HID 燈之高頻電子安定器

High-Frequency Electronic Ballast for Automotive HID Lamps

指導教授：邱煌仁 博士

研究生：黃秀明

中華民國九十四年六月

博碩士論文授權書

(國科會科學技術資料中心版本 93.2.6)

本授權書所授權之論文為本人在 私立中原 大學(學院) 電機工程學 系所
電力 組 九十三 學年度第 二 學期取得 碩 士學位之論文。

論文名稱：車用HID燈之高頻電子安定器

同意 不同意

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(或其改制後之機構)、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

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：邱煌仁 博士

研究生簽名：黃善平

學號：9278603

(親筆正楷)

(務必填寫)

日期：民國 94 年 6 月 23 日

1. 本授權書 (得自<http://sticnet.stic.gov.tw/sticweb/html/theses/authorize.html> 下載或至<http://www.stic.gov.tw> 首頁右下方下載) 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，請自行寄論文一本至台北市(106)和平東路二段 106 號 1702 室 國科會科學技術資料中心 黃善平小姐。(本授權書諮詢電話：02-27377606 傳真：02-27377689)

中原大學碩士班研究生
論文口試委員審定書

第九十三學年度第二學期

學系 電機工程 研究所 黃秀明 君所提之論文

題目：(中文) 車用 HID 燈之高頻電子安定器

(英文) High-Frequency Electronic Ballast for Automotive HID Lamps

經本委員會審議，認為符合碩士資格標準。

學位考試委員會 召集人 謝志輝
委員 邱煌仁
委員 羅布河
委員 邱煌仁
指導教授 邱煌仁
系(所)主任 練光祐

中華民國九十四年六月二十三日

摘要

由於具有高發光效率、較佳色溫特性、較好的演色性與較長的燈管壽命，高亮度氣體放電燈(HID Lamp)已經普遍應用於例如街燈照明、液晶顯示投影機及車用頭燈等各種商業與工業用途。傳統用以驅動氙燈之市售電子安定器，係由前級直流/直流轉換器和低頻直流/交流換流器所組成。該直流/直流轉換器通常係一返馳式轉換器，其從低電壓源(例如電池或燃料電池)汲取電能，且提供一高壓直流給後級低頻換流器。而該直流/交流換流器均操作在低頻以避免音頻共振問題，因此大而笨重。本論文研究一種用以驅動 HID 燈之單級高頻電子安定器，其係由相移式零電壓全橋換流器、昇壓變壓器、諧振電路及高壓啟動器所組成，所實現之電子安定器具有高功率密度、簡單電路和低成本的優點。電路動作原理與設計準則詳細地被說明。一部實驗雛型電路被實現與測試，其模擬與實驗結果驗證了所提出方法的可行性。

關鍵字—— 高亮度氣體放電燈、單級高頻電子安定器、相移式零電壓全橋換流器

Abstract

Because of their much higher luminous efficacy, better color rendition, and longer lifetime, High Intensity Discharge (HID) lamps have been used in various commercial and industrial applications such as street lighting, LCD projectors, and automotive headlights. The conventional commercial electronic ballast for driving HID lamps consisted of a front-end DC/DC converter and a low-frequency DC/AC inverter. The front-end DC/DC converter is usually a Flyback converter that draws power from a low-voltage source (i.e. battery or fuel cell) and feeds a high-voltage DC bus for the post-stage DC/AC inverter. The DC/AC inverter is operated at low frequency to avoid acoustic resonance. The low-frequency electronic ballast is large and heavy. This thesis presents a single-stage high frequency electronic ballast for HID lamps. This studied ballast consists of a phase-shifted ZVT full-bridge inverter, a boost transformer, a resonant tank and a high voltage igniter. The proposed electronic ballast has the advantages of high power density, simple circuit and low cost. The circuit operating principles and design criteria are described in detail. A laboratory prototype was built and tested. The simulation and experimental waveforms verify the feasibility of the proposed scheme.

Keywords— High Intensity Discharge Lamps, Single-Stage High Frequency Electronic Ballast, Phase-Shifted ZVT Full-Bridge Inverter

誌 謝

兩年研究所生涯，首先要感謝我的指導教授邱煌仁博士，這兩年來對我的指導與栽培。在學校這一段時間，邱煌仁教授的言教與身教下，學習到耐心以及無私的奉獻精神，在此獻上我萬分的感謝。在恩師的指導下，讓我學會如何研究新知，並增進解決問題的能力，恩師誠懇待人的態度也在我心中樹立良好的典範。除了感激恩師的盡心教導外，同時也感謝謝冠群教授與羅有綱教授給予寶貴的建議與指正，使本論文內容能夠更臻完善。

要感謝的人很多，特別是佳興在論文方面給予很大的協助，使我能順利畢業。在論文選寫編排時學弟品瑞、鋒瑋、程允、世彥、紹詩也幫了很大的忙。成忠、鴻揚提供研究所需要的材料。同學立韋(博班)、啟陵、崇興、俊瑋、村叮、永強、茂軍、信華每一位都在研究期間，給予我許多幫助與支持，再一次謝謝你們。

最後由衷感謝老婆大人照顧兩個可愛的寶貝女兒，讓我有充足時間來完成學業。

目錄

摘 要	I
Abstract	II
誌 謝	III
目 錄	IV
圖表目錄.....	VI
第一章 緒論.....	1
1-1 研究背景與目的	1
1-2 論文編排方式	3
第二章 車用氙燈特性與原理介紹.....	4
2-1 前言	4
2-2 原子發光原理	4
2-3 氣體放電燈基本原理	6
2-4 氙燈的特性	8
2-5 汽車氙燈的結構.....	10
2-6 汽車氙燈的特性	12
2-7 音頻共振現象	13
第三章 電路分析與設計.....	15
3-1 柔性切換設計	15
3-3-1 控制電路設計	18



中 原 大 學

3-2 高壓啟動電路.....	21
3-2-1 燈管測試電路.....	23
3-2-2 火花間隙.....	25
3-2-3 啟動電路分析.....	26
3-3 展頻技術.....	30
第四章 模擬與實驗結果.....	34
4-1 前言.....	34
4-2 模擬示意圖.....	34
4-3 倍壓電路模擬圖.....	35
4-4 模擬與實測波形圖.....	39
第五章 結論與未來展望.....	48
參考文獻.....	50



中 原 大 學

圖表目錄

圖 1-1 傳統用以驅動車用氙燈之兩級式電子安定器架構.....	2
圖 1-2 氙燈電子安定器方塊圖	2
圖 2-1 原子光輻射過程	5
圖 2-2 頻譜分佈圖	5
圖 2-3 氣體放電燈管結構示意圖	6
圖 2-4 湯生雪崩效應	7
圖 2-5 各種光源光譜	9
圖 2-6 氙燈 OSRAM D2S (a) 結構圖 (b) 實體圖	10
圖 2-7 氙燈啟動暫態到穩態時序	12
圖 2-8 音頻共振的範圍	13
圖 3-1 所研究電子安定器架構圖	15
圖 3-2 不同換流操作區域下之電壓、電流波形	18
圖 3-3 控制電路圖	18
圖 3-4 相位角度圖	19
圖 3-5 操作頻率設計示意圖	20
圖 3-6 控制電路實體圖	21
圖 3-7 啟動電路圖	22
圖 3-8 燈管測試電路	24

圖 3-9 氙燈發弧情形	24
圖 3-10 火花間隙(Spark Gap, S.G.)示意圖	25
圖 3-11 啟動操作階段	27
圖 3-12 電壓與頻率圖形	30
圖 3-13 (a) 脈波信號 (b) 加入展頻信號之脈波信號	31
圖 3-14 (a) 原始、(b) 調變開關訊號頻譜示意圖	32
圖 3-15 展頻電路實際接法	33
圖 3-16 (a) 原始、(b) 調變開關訊號時域實測圖	33
圖 3-17 (a) 原始、(b) 調變開關訊號時域實測圖	33
圖 4-1 高頻全橋相移車用氙燈電子安定器穩態模擬電路圖	34
圖 4-2 六倍壓電路架構	35
圖 4-3 模擬倍壓電路圖	36
圖 4-4 模擬結果	36
圖 4-5 (a) 倍壓電路輸入電壓 (b) 倍壓電路輸出電壓 (c) 冷啟動燈管電壓 (d) 熱啟動燈管電壓	38
圖 4-6 功率開關控制訊號 (a) 模擬波形 (b) 實測波形	39
圖 4-7 開關 Q_1 零電壓切換波形圖 (a) 模擬波形 (b) 實測波形	40
圖 4-8 開關 Q_2 零電壓切換波形圖 (a) 模擬波形 (b) 實測波形	41
圖 4-9 開關 Q_3 零電壓切換波形圖 (a) 模擬波形 (b) 實測波形	42

圖 4-10 開關 Q_4 零電壓切換波形圖 (a) 模擬波形 (b) 實測波形	43
圖 4-11 燈管電壓、電流	44
圖 4-12 阻抗特性圖	45
圖 4-13 (a) 冷啟動熱啟動燈管電壓電流波形	45
圖 4-13 (b) 熱啟動燈管電壓電流波形	46
圖 4-14 電壓電流波形(展頻)	46
圖 4-15 阻抗特性曲線(展頻)	47
圖 4-16 實體照片圖	47
表一 燈管工作特性表	11
表二 C_T 數值的選定	20



中 原 大 學

第一章 緒論

1-1 研究背景與目的

一般車用頭燈光源均係 60W 鹵素燈(Halogen Lamp)或白熾燈(Incandescent Lamp)，其發光原理均係以電流通過金屬燈絲線圈，加熱金屬燈絲使燈絲產生高溫，進而產生連續性的光譜電磁波輻射，以產生高光源的輸出，其發光效率低，僅能提供之照度約 1000 流明。

『氙燈』是屬於而高強度氣體放電燈(High Intensity Discharge, HID Lamp)具有高發光效率、演色性佳及燈管壽命長的優點，且能夠提供高達 3000 流明的照度，因此 35W 車用氙燈已經成為汽車頭燈的最佳選擇。和螢光燈管相同，氙燈亦呈現一種負阻抗特性，所以也需要所謂的“安定器”，以確保燈管穩定操作。傳統的磁性安定器大而笨重、不易調光、且不適用於直流電源輸入的應用場合。利用電力電子技術所實現之電子安定器，則可以克服磁性安定器大部份的缺點[1, 2]。

然而，氙燈在 10kHz 至 1MHz 頻率範圍內操作時，會導致音頻共振而產生不穩定弧光，甚至造成燈管爆裂。所以，用以驅動車用氙燈之電子安定器均設計成低頻(50-400Hz)方波輸出，以避免音頻共振[3, 4]。如圖 1-1 所示傳統市售電子安定器，係由一前級直/直流電能轉換器串接一低頻直/交流換流器所組成。該前級直/直流電能轉換器通常是所謂返馳式(Flyback)轉換器，其係從一低壓直流電源(如電瓶或燃料電池)擷取能量，並提供後級直/交流換流器之高壓直流匯流排。而該直/交流換流器則操作在低頻以避免氙燈發生音頻共振。因此，此一傳統架構電子安定器亦仍和磁性安定器一樣大而笨重。

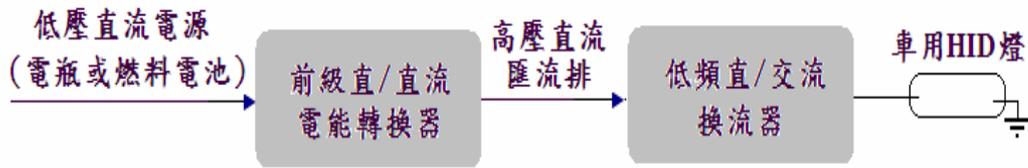


圖 1-1 傳統用以驅動車用氙燈之兩級式電子安定器架構

有鑑於此，本論文將針對如圖 1-2 所示用以驅動氙燈之高頻電子安定器進行研究，電子安定器主要係由全橋相移換流器、LCC 共振電路、高壓啟動電路、迴授及驅動電路所組成。

將 12V 蓄電池所提供之直流電壓，切換成高頻交流方波訊號，再透過變壓器升壓；串聯諧振串並聯負載電路，於燈管未啟動時呈現高阻抗特性以產生高壓，當燈管啟動後則提供穩定高頻工作電壓，我們於以下各章節詳細分析說明此電子安定器之電路分析與設計。

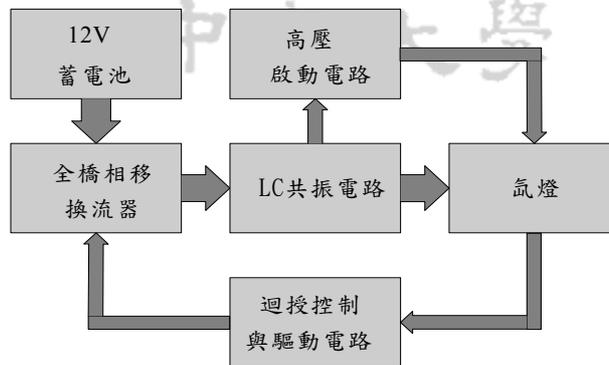


圖 1-2 氙燈電子安定器方塊圖

1-2 論文編排方式

- 第一章：緒論：說明本論文研究動機、目的與背景。
- 第二章：車用氙燈的特性與安定器介紹：說明氙燈的工作原理以及特性。
- 第三章：電路分析與設計：介紹本文所採用串聯諧振串並聯負載電路，燈管測試及啟動電路動作分析。
- 第四章：模擬與實作驗證：針對電路電腦模擬和實測結果進行比較驗證與討論。
- 第五章：結論與未來展望：最後對本論文做出總結，並提出未來展望。



中 原 大 學

第二章 車用氙燈特性與原理介紹

2-1 前言

車用氙燈需要 18-20KV 以上的啟動電壓，然而由於燈管本身具有負阻抗特性，因此需要安定器來滿足此特性。所以設計安定器之前，先要了解氙燈的特性及發光原理。

2-2 原子發光原理

光一直存在我們周邊生活當中，然而光究竟是什麼東西？光其實是一種電磁波輻射，具有粒子性與波動性。原子結構是由電子(帶負電)、質子(帶正電)、中子(不帶電)所組成，其中不帶電的中子以及帶正電質子構成原子核，帶負電電子則繞著原子核外圍的軌道運轉。如圖 2-1(a)所示原子結構圖，電子繞著軌道運轉。離原子核越近的電子所具有的能量越低；離原子核越遠的電子能量越高，越不穩定，易受外在溫度或外加電場。或電子撞擊後如圖 2-1(b)所示，產生激發現象而偏離軌道，如果外加能量不是很大，電子在撞擊以後會回復到原來軌道。在這回復的過程，電子會釋放出電磁波輻射如圖 2-1(c)所示，如果電磁波輻射的波長，是人類眼睛可接受的範圍也就是可見光。可見光的頻譜分佈如圖 2-2 所示，波長範圍大約介於 380~770nm 之間，依波長不同而有不同顏色的分別，透過三稜鏡的分光清楚可見，紅、橙、黃、綠、藍、靛、紫，由此可知一般人眼中白光是由這七種不同波長色光所組成[6]。

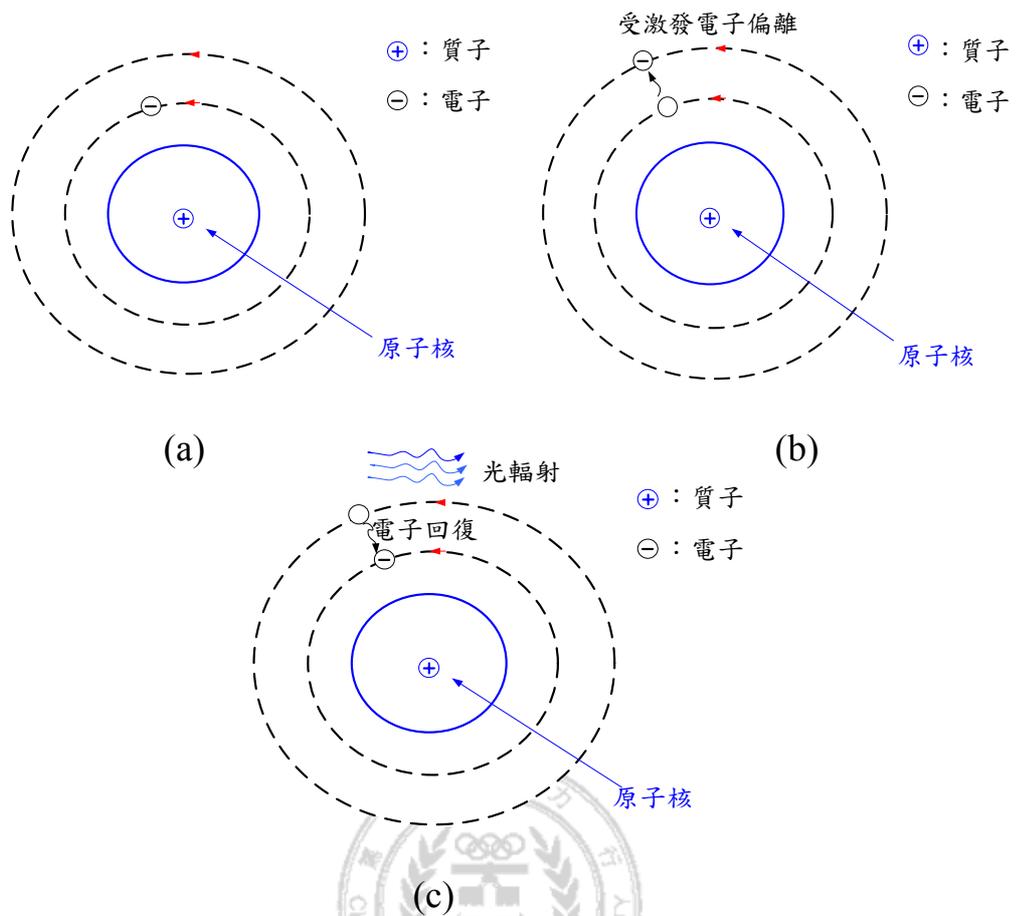


圖 2-1 原子光輻射過程

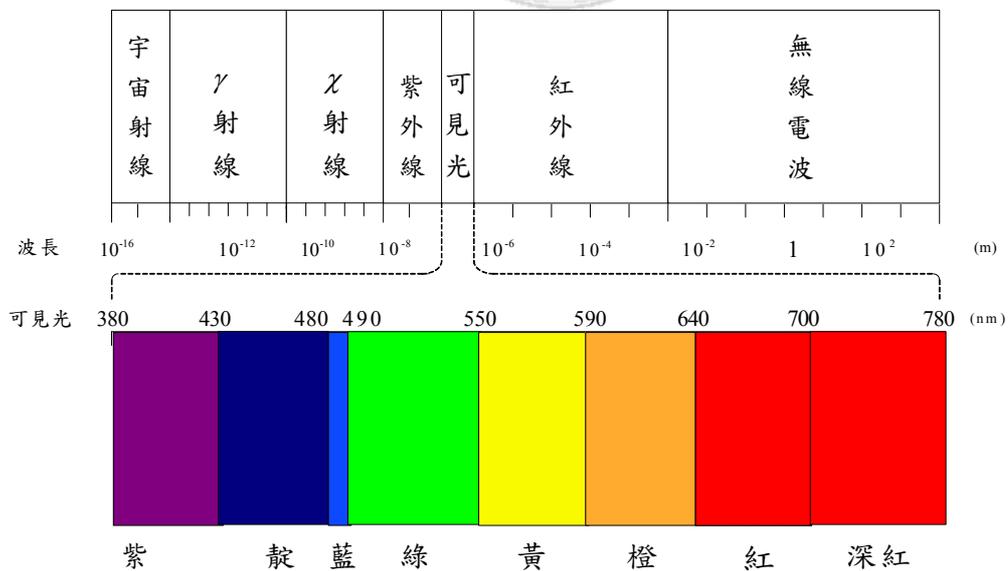


圖 2-2 頻譜分佈圖

2-3 氣體放電燈基本原理

汽車用氙燈是屬於氣體放電燈，要瞭解氙燈發光特性之前，必須要對氣體放電燈基本原理有所認識，所謂氣體放電燈就是對陰極電子給予相當能量，使其產生動能碰撞燈管內的氣體原子，造成氣體原子放電，進而有電磁波輻射產生出光源。而氣體原子一般依照使用場合不同而有所不同，一般氣體原子都是屬於惰性氣體，如氬氣、氙氣或者是不活潑金屬汞，如圖 2-3 所示係氣體燈管結構示意圖。

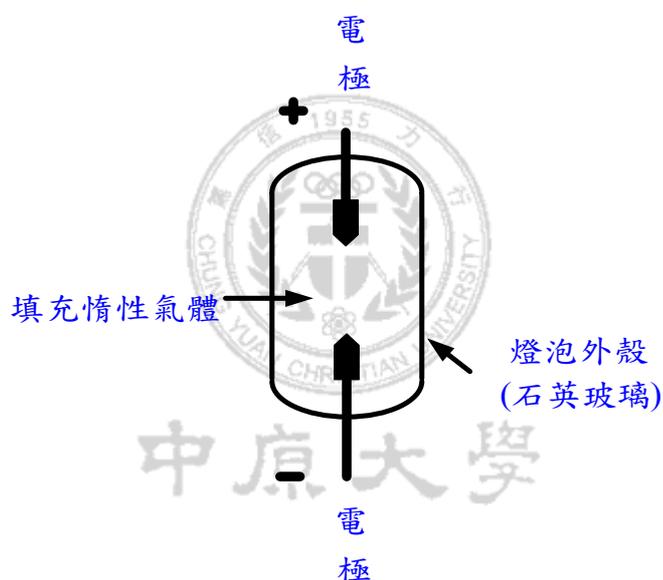


圖 2-3 氣體放電燈管結構示意圖

如圖 2-4 所示在燈管電極兩端加入的電場足夠大，會使燈管放電，自由電子會被加速，與燈管內惰性氣體原子碰撞，使得氣體原子發生激發作用，受激發後的氣體。從高能階返回基態，就會釋放出電磁波含有可見光，要是電場能量夠大就會對氣體原子撞擊，使氣體原子發生電離，所謂電離就是產生正離子與電子，其中正離子往陰極移動，電子往陽極移動，而因外加電場的關係，又讓正離子和電子產生動能，對氣體原子又再度撞擊，如此下去，不斷衍生一變二、二變四……，而累增上

去就是所謂「湯生雪崩」效應。只要外加電場一直持續，此湯生雪崩現象就會一直持續而釋放出電磁波[7]。

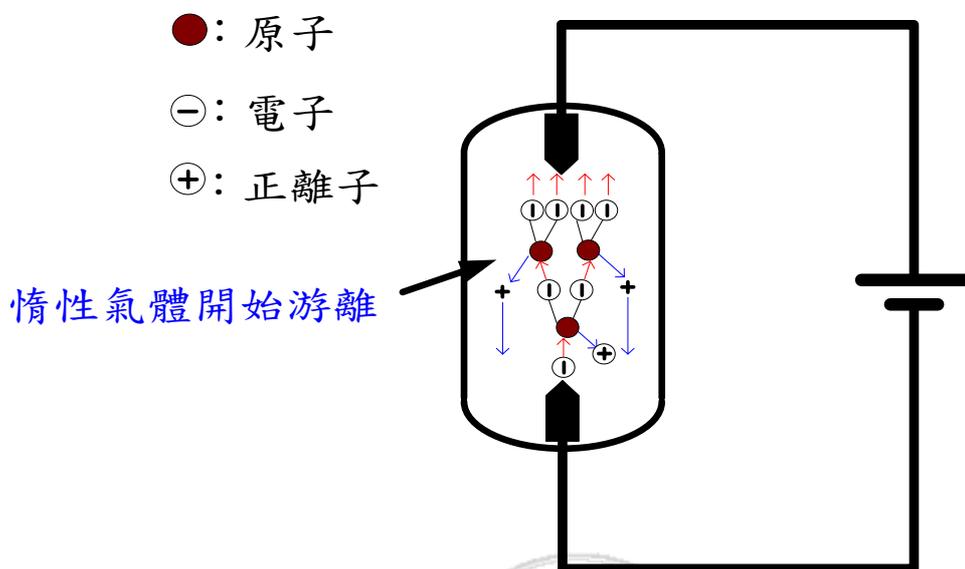


圖 2-4 湯生雪崩效應

為了使放電電流能夠持續，陰極必須不斷提供電子。提供自由電子的方式如下：

1. 熱電子發射：當陰極溫度夠高，則電子獲得的能量愈大，直接從陰極發射出來，此種發射方式為主要弧光放電燈的發射形式，氙燈即屬於弧光放電。
2. 正離子轟擊發射：當兩電極有很大的電位差，使正離子產生足夠速度撞擊陰極，而產生出自由電子，陰極材料必須能夠承受撞擊，否則會使燈管黑化，壽命減少。
3. 場致發射：若外加電場夠大，使陰極獲得足夠能量，直接發射電子，在氣體放電燈中有時燈管上電壓不高，但如果電極附近有很強的空間電荷，也會造成場致發射。
4. 電子撞擊發射：如果撞擊極板的電子有足夠能量，可將極板其他電子撞擊出來，稱為電子撞擊發射。

2-4 氙燈的特性

氙氣是惰性氣體的一種，無色、無味、無臭，占空氣中的比重大約僅 0.0000086%，比空氣重 3.5 倍，在室溫下是絕緣氣體，僅在高壓時可以電離出正負離子而具有導電性，由於氙燈係於石英玻璃管內填充約 800~900kpa 高壓的氙氣，所以要啟動燈管無論是冷啟動或是熱啟動，均需要相當高的電壓才能將燈管點亮。氙燈與複金屬燈比較具有以下特性：

1. 複金屬燈在冷啟動時大約僅需 4~6 KV 就可以使燈管點亮，假使燈管點亮一段時間以後電源關掉，再度點亮則需要 20KV 以上的高壓。這是由於點亮後，燈管溫度增加使燈管內部壓力增加，要再度點燃需要極高電壓才可以電離。而氙燈無論高溫、低溫，狀態下都是高壓啟動均需要 20KV 以上電壓啟動燈管，不像複金屬燈需要額外熱啟動電路。
2. 複金屬燈啟動暫態時間較長，而氙燈在點燃瞬間就可以達到 80% 的額定光輸出。
3. 氙燈演色性相當的好，最接近太陽光的光譜，如圖 2-5 所示為各種光源光譜，由圖可知氙燈光譜為最接近太陽光譜[8]。由於氙原子激發電位較高，激發電位較高的氣體有較高的電弧溫度。隨著溫度升高，氙原子更容易電離，所以氙氣放電燈有較高能量的電子，因此形成很強的連續光譜。目前高級汽車，一般皆採用氙氣頭燈作為主要汽車頭燈光源，本論文主要針對車用氙燈之電子安定器電路進行相關研究。

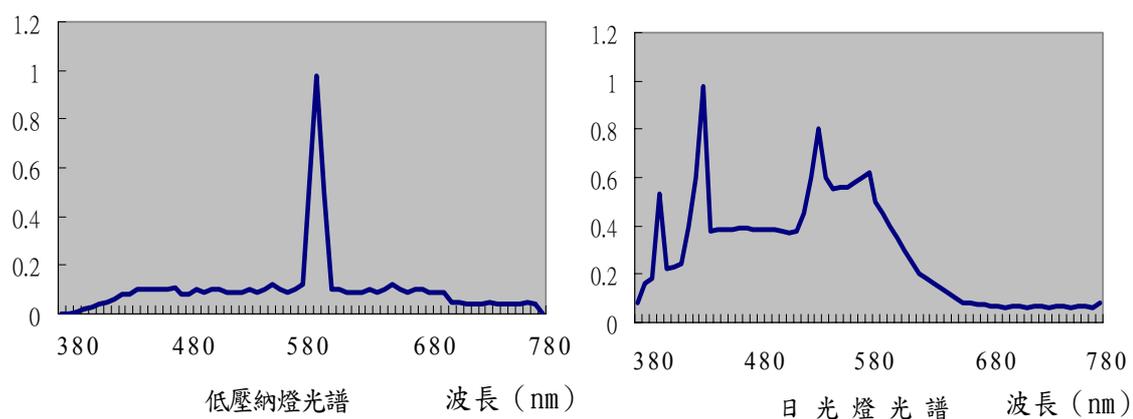
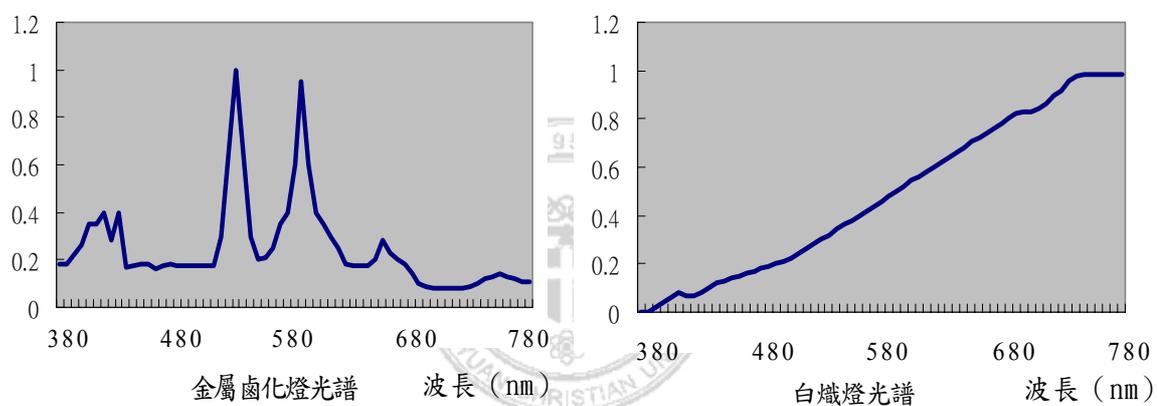
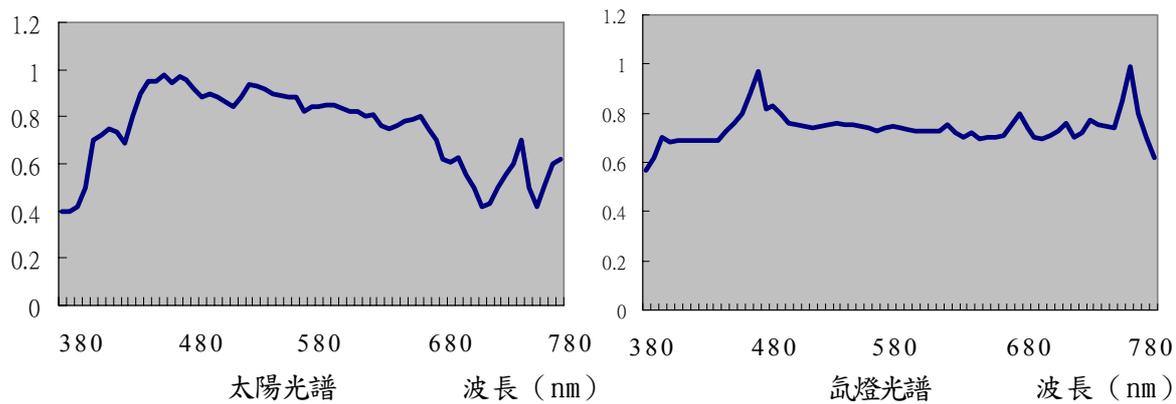
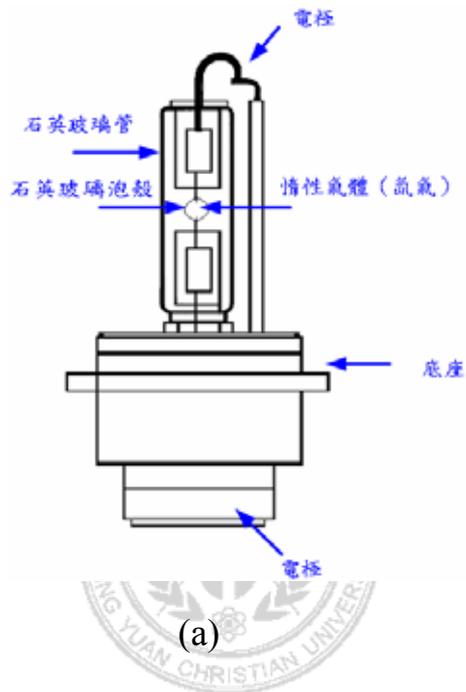


圖 2-5 各種光源光譜

2-5 汽車氙燈的結構

本論文將以 OSRAM D2S 35W [9]車用氙燈為實測對象，透過廠商提供之資料，如圖 2-6(a)及(b)分別係為氙燈實體圖及結構示意圖，表一為該燈管之工作特性表。



(b)

圖 2-6 氙燈 OSRAM D2S (a) 結構圖 (b) 實體圖

表一 燈管工作特性表

產品型號	OSRAM
額定工作功率(W)	35
額定工作電壓(V)	85
額定最大電流(A)	2.5
額定工作電流(mA)	400
啟動最大電壓(KV)	23
發光效率(lm/W)	3185
平均壽命(hrs)	3000
光通量(lm)	3200
色溫(K)	8000

11

2-6 汽車氙燈的特性

氙氣頭燈從啟動暫態到穩態，如圖 2-7 所示可以分為四個階段[10]：

第一階段：為高壓啟動階段，燈管電壓大約 20KV，氙氣開始電離，並具有導電性。這段時間非常的短促，大約 $10\sim 30\mu\text{S}$ 。

第二階段：當氙氣開始電離，此時燈管電壓從極高壓快速下降，燈管電流迅速上升到接近 2 安培，進入所謂輝光放電階段，這段時間也非常短促大約 $5\sim 10\text{mS}$ 。

第三階段：進入所謂輝光轉為弧光階段，可以當做是將燈管溫度提升。在此階段所需電流接近 2 安培，而電壓會降到接近 35V，這個階段維持的時間需要數十秒鐘。

第四階段：最後進入穩定階段，所需工作電壓大約 85V，工作電流為 400 mA，穩態時功率約為 35W。

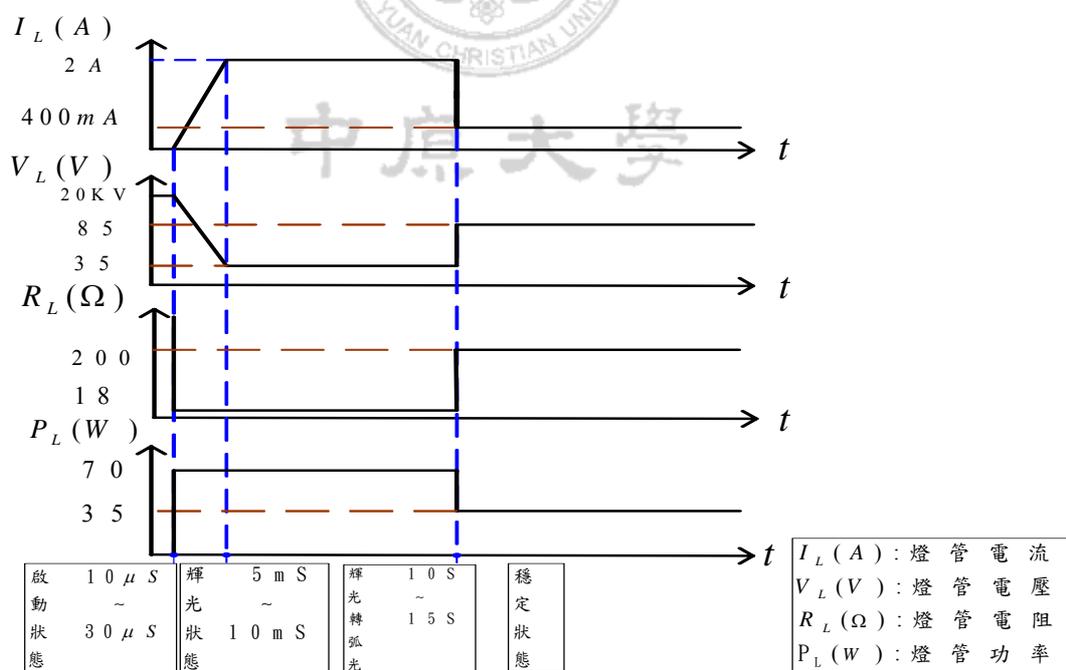


圖 2-7 氙燈啟動暫態到穩態時序

2-7 音頻共振現象

綜觀前面幾個章節，所談論到的都是氙氣頭燈的優點，但是氙氣燈有一個嚴重的缺點，就是會發生『音頻共振』現象，所謂音頻共振，就是在高頻操作下燈管內弧光並不是一個穩定直線，而是彎曲的弧光，這會造成下列幾個現象[11]：

1. 要是弧光彎曲輕微的話，會導致輸出電壓不穩定，而使燈管產生閃爍現象。
2. 要是弧光彎曲嚴重的話，除了輸出電壓不穩定外，弧光可能觸碰到管壁熄滅，嚴重一點的話可能會導致燈管爆裂。

造成音頻共振的原因，為輸入燈管能量為週期性的變化，造成燈管內的氣體分子也有週期性的疏密現象，若是氣體分子撞擊管壁的波形，和反射回來的燈管管壁波形成同相位的話，將造成音頻共振，這和燈管的管壁形狀、長度、寬度、高度、體積，以及氣體壓力有很大的關係。如圖 2-8 所示，係 OSRAM D2S 音頻共振的頻譜分佈[12]。

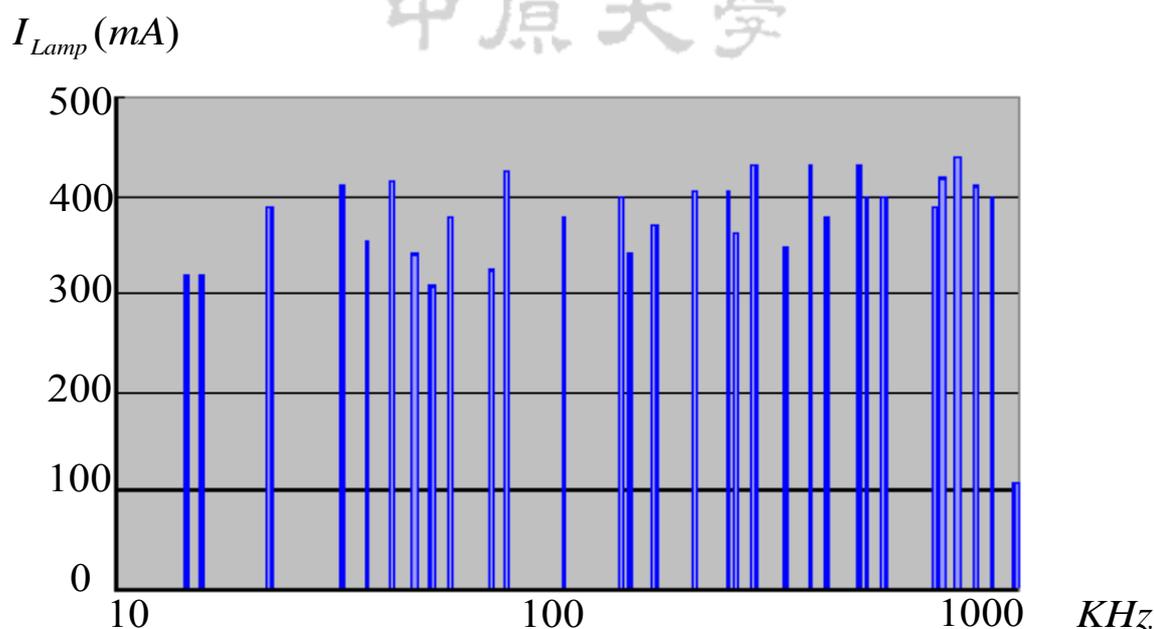


圖 2-8 音頻共振的範圍

音頻共振的頻段非常廣泛從 10KHz~1MHz 都有分佈，為了解決音頻共振目前已經提出下列幾種方式解決[13]:

1. 使用傳統電磁安定器，一般音頻共振範圍皆高於 10KHz 以上，只要把工作頻率操作在 10KHz 以下，就可以避免掉音頻共振現象的發生，實際上市電頻率 60Hz 或 50Hz，即可滿足這個條件，但是車用電源為 12V 直流電源，而且頻率操作在低頻條件下，會使磁性元件體積加大，故此顯然法不適用車用氙燈的驅動。
2. 將燈管電壓改成方波輸出，由於每個工作週期燈管功率為固定值，沒有瞬時功率變化，所以不會有音頻共振問題，但是高頻方波產生不易，且電磁干擾問題嚴重。
3. 使用定頻段控制方法，由於氙氣燈並不是每一個操作頻率點都會有音頻共振的問題，只要操作於不會產生音頻共振的頻段，即可避免掉音頻共振的問題。
4. 將頻率提高到 1MHz，只要超過音頻共振的範圍即可以完全避開惱人的音頻共振問題，而且可以減輕體積重量。但是如何解決開關高頻切換損失問題。以及電磁干擾雜訊 (Electromagnetic Interference, EMI) 防治問題，都是要去努力克服的。

本論文所採用的方法是加入展頻技術的作法，所謂展頻技術，就是假設系統開關工作頻率在 430KHz，相對來說所有能量都集中在 430KHz，而加入展頻技術，將頻率打散平均分佈於 430 KHz 或將頻率移至某區段來克服音頻問題，就本文加入展頻技術，如此即可解決惱人的音頻共振問題。展頻技術對於 EMI 的防制有相當大的貢獻[14]。

第三章 電路分析與設計

本文採用高頻電子式安定器如圖 3-1 所示包含全橋相移換流器、升壓型變壓器及共振電路與啟動電路。全橋式電能轉換器，初級側部分主要由四個功率開關所組成，並採用相移式零電壓切換技術來規劃轉換器之控制電路，為了燈管在啟動有良好的電壓增益，在變壓器次級側我們則使用了 LCC 電路架構，且配合啟動電路在瞬間可達到 24KV 以上的能力，使燈管順利完成由發弧到穩態的程序。設計規劃安定器的步驟，以下各節對電路分析及說明[15-17]。

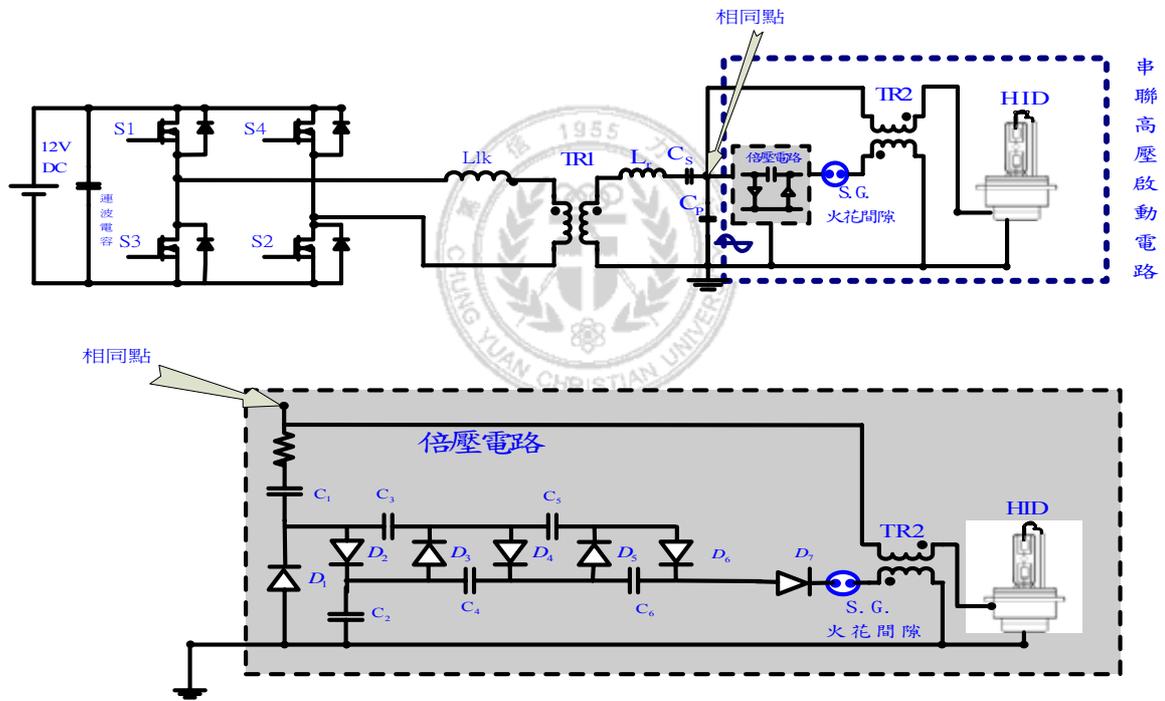


圖 3-1 架構圖

3-1 柔性切換設計

全橋相移換流器所有的功率開關 $S_1 \sim S_4$ 皆操作在固定頻率。藉由各開關之間相移的變化，在變壓器的一次側產生 PWM 的電壓波形。升壓型變壓器二次側提供較高準位之 PWM 電壓波形。利用傅利葉分析，二

次側方波電壓 V_{ab} 可表示為以下表示式[18-22]：

$$V_{ab} = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \left[\left(\frac{4V_p}{n\pi} \right) \cos\left(\frac{n\alpha}{2}\right) \sin(2\pi f_s t) \right] \quad (3-1)$$

V_p 係電壓峰值、 f_s 為切換頻率、假設負載的品質因數 Q 夠高，僅考慮 V_1 之基頻成份，因此可推導出 $V_{lamp(rms)}$ 為：

$$V_{lamp(rms)} = \frac{V_{1(rms)}}{\sqrt{(1+\Omega)^2 \left[1 - \left(\frac{f_s}{f_o} \right)^2 \right]^2 + \left[\frac{1}{Q} \left(\frac{f_s}{f_o} - \frac{f_o}{f_s} \frac{\Omega}{1+\Omega} \right) \right]^2}} \quad (3-2)$$

$$V_{1(rms)} = \frac{2\sqrt{2}V_p}{\pi} \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) \quad (3-3)$$

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_p}}, \quad (3-4)$$

$$Q = \frac{Z_o}{R_{lamp}} = \sqrt{\frac{L_r}{C_p}} / R_{lamp}, \quad (3-5)$$

$$\Omega = \frac{C_p}{C_s}, \quad (3-6)$$

其中，

$V_{1(rms)}$ ： V_1 之有效值

f_o ：共振頻率

C_s ：串聯電容

C_p ：並聯電容

共振電流， $I_{Lr(rms)}$ 可被表示如(3-7)式，由(3-2)式得知燈管電壓之有效值，可求得燈管功率 P_{lamp} 如(3-8)式所示。

$$I_{Lr(rms)} = \frac{2\sqrt{2}V_p \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right)}{\pi} \frac{1 + jQ \frac{f_s}{f_o} (1+\Omega)}{(1+\Omega) \left[1 - \left(\frac{f_s}{f_o} \right)^2 \right] + j \frac{1}{Q} \left(\frac{f_s}{f_o} - \frac{f_o}{f_s} \frac{\Omega}{1+\Omega} \right)}, \quad (3-7)$$

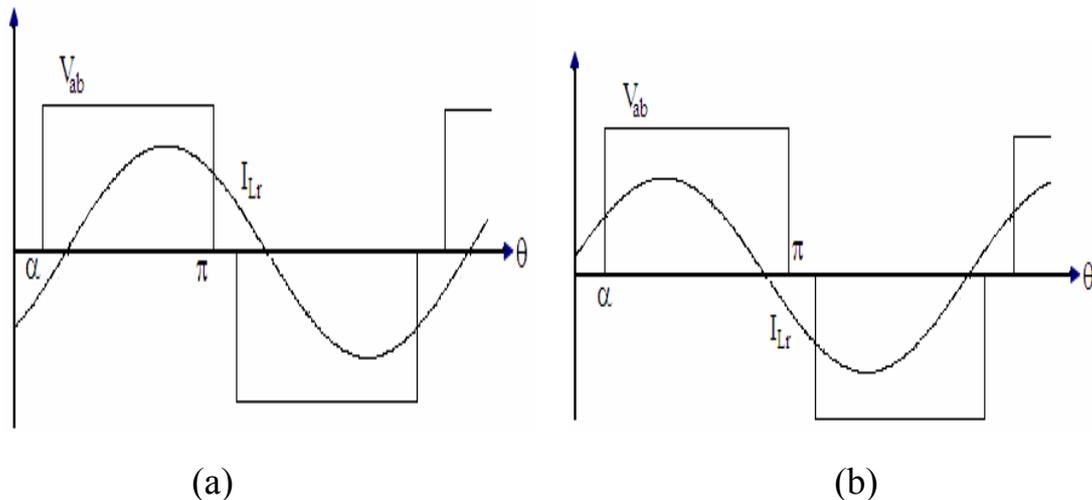
$$P_{lamp} = \frac{V_{lamp(rms)}^2}{R_{lamp}} = \frac{8V_p^2}{\pi^2 R_{lamp}} \frac{\cos^2(\frac{\alpha}{2})}{(1+\Omega)^2 [1 - (\frac{f_s}{f_o})^2]^2 + [\frac{1}{Q} (\frac{f_s}{f_o} - \frac{f_o}{f_s} \frac{\Omega}{1+\Omega})]^2}, \quad (3-8)$$

$$R_{lamp} = \frac{V_{lamp}}{I_{lamp}} = R_s + \frac{V_H}{I_{lamp}}, \quad (3-9)$$

V_H 與 R_s 是電路中的兩個特性參數。

根據諧振電流 I_{Lr} 在 $\theta=\alpha$ 和 π 時極性，相移式全橋換流器會有三種不同的換流操作區[23]。如圖 3-2(a)所示的強迫換流操作(Forced Commutation Operation)，功率開關均呈現零電壓導通(Zero-Voltage Turned on)的切換特性，卻無法達到零電流截止，因而產生不期望的截止損耗。如圖 3-2(b)所示的自然換流操作(Natural Commutation Operation)，功率開關則能夠呈現零電流截止(Zero-Current Turned off)的切換特性，卻無法達到零電壓導通，因而產生不期望的導通損耗。如圖 3-2(c)所示的混合換流操作(Mixed Commutation Operation)，其中一對功率開關呈現零電壓導通特性，而另一對開關則呈現零電流截止特性。至於圖 3-2(d)所示的最佳換流操作(Optimum Commutation)，每一對功率開關呈現零電壓導通及零電流截止特性。

本論文為方便設計，採用強迫換流操作，因此具有零電壓切換特性。



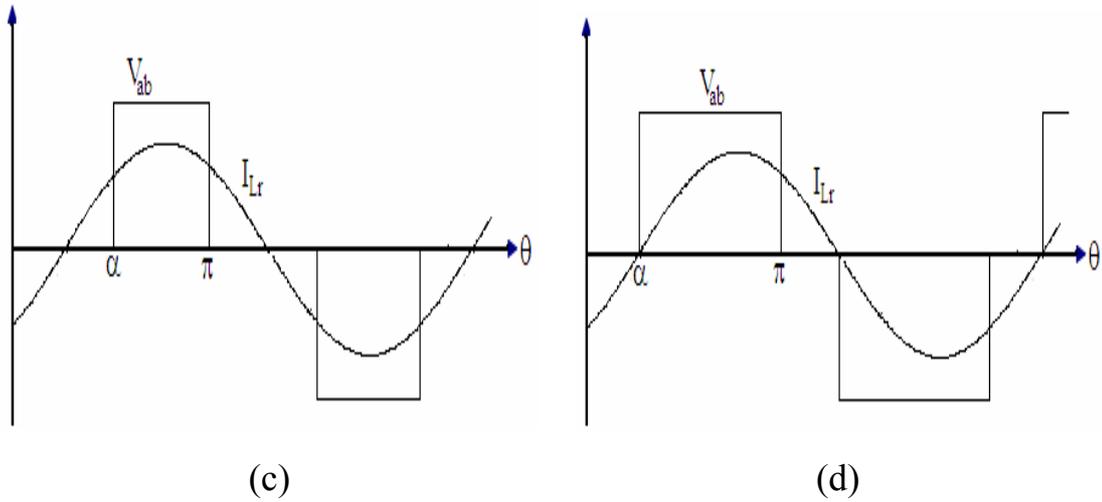


圖 3-2 不同換流操作區域下之電壓、電流波形 (a) 強迫換流操作
(b) 自然換流操作 (c) 混合換流操作 (d) 最佳換流操作

3-3-1 控制電路設計

本論文全橋相移式電能轉換器之架構如圖 3-3 所示，所使用的控制策略為相移式控制方式，利用 UC3879[24]實現並配合 IR2110[25]完成整個控制電路。

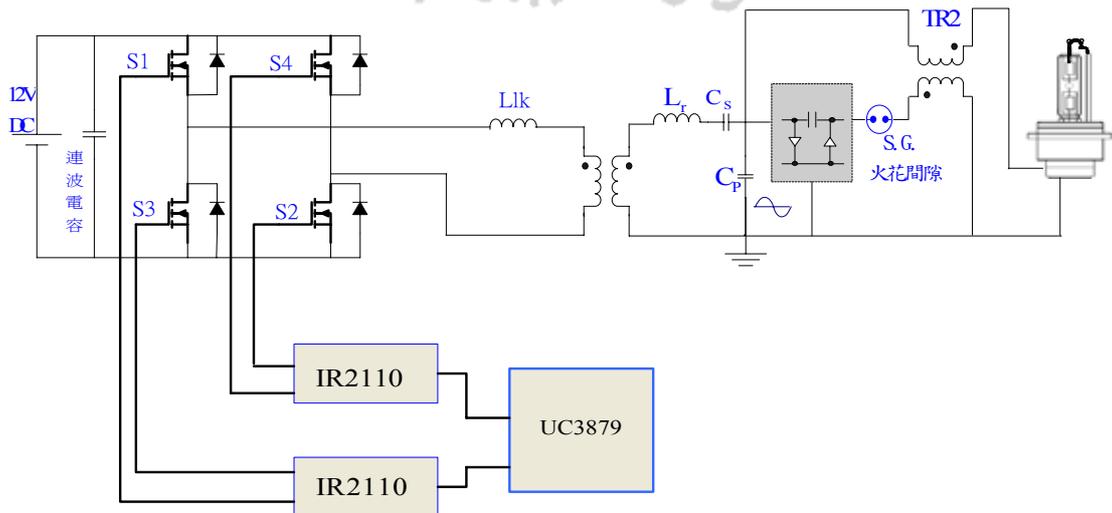


圖 3-3 控制電路圖

相移式 PWM 寬度調變方式，不但可有開路時電壓的控制，也可有脈波寬度控制方式達到迴授的功能。是近年來在全橋轉換電路中，廣泛應用的一種柔性切換控制方式，和傳統脈寬調變控制法不同。相移式控制訊號是利用相位調變的方式，來調整傳送至變壓器之能量，每個上、上臂的開關以一百八十度互補導通，而兩個橋臂的導通之間，相差一個相位，即所謂的相位角度。

如圖 3-4 所示，當相位差為一百八十度時，變壓器一次側電壓為方波，輸出電壓為最大值；而當相位差為零度時，變壓器一次側電壓與輸出電壓值為零，而在實際應用中，為了避免同一橋臂之兩開關有同時導通的可能，故會在上下兩開關換相區間，加上一段盲時(Dead Time)來避免因短路而造成電流過大的情況發生，而這段盲時亦是開關進行零電壓切換的暫態時間。在這段時間中利用變壓器一次側之漏電感與外加諧振電感和功率開關上的寄生電容共同完成諧振，使得功率開關具有零電壓切換 (Zero Voltage Switching, ZVS) 之特性以減少功率消耗[26]。

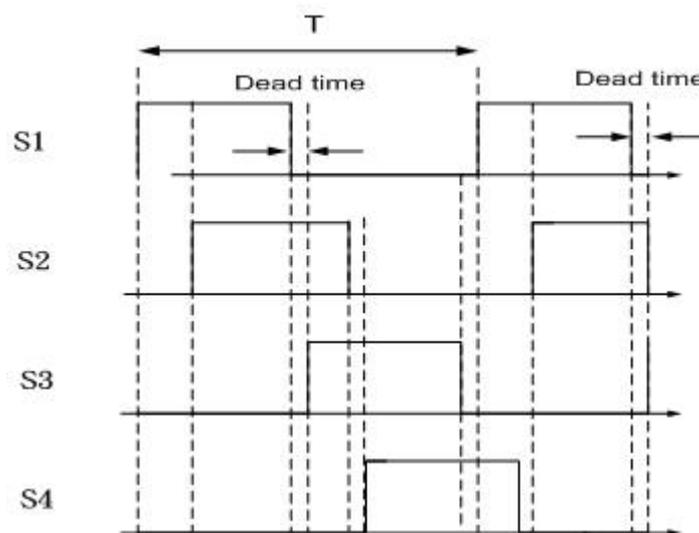


圖 3-4 相位角度圖

而 UC3879 Dead Time 計算如下:

$T_d = 0.89 \times 10^{-10} \times R_{\text{DELAY}} \text{ Sec}$, 其中 R_{DELAY} 範圍在 $1.9\text{k}\Omega \sim 10\text{k}\Omega$ 。

UC3879 操作頻率設定調整的位置為 14、18 腳位，如圖 3-5 所示。

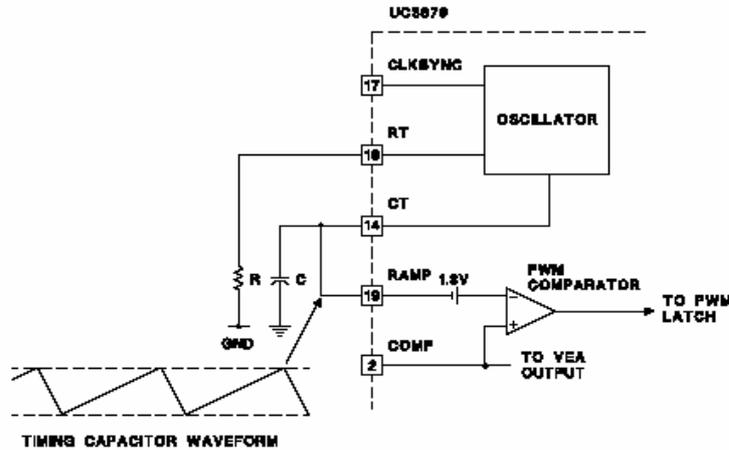


圖 3-5 操作頻率設計示意圖[24]

表 2 提供 C_T 數值的選定參考:

表二 C_T 數值的選定

頻率範圍	電容量
$f_{\text{CLOCK}} < 30\text{KHZ}$	2.2nF
$30\text{KHZ} < f_{\text{CLOCK}} < 100\text{KHZ}$	680pF
$100\text{KHZ} < f_{\text{CLOCK}}$	200pF

而 R_T 的計算方式如下:

$$R_T \cong \frac{0.47 + 0.07 \sqrt{47.17 - 5 \times 10^4 \times C_T \times f_{\text{CLOCK}}}}{C_T \times f_{\text{CLOCK}}} \quad (3-10)$$

如圖 3-6 所示為所完成控制電路之實體照片圖。

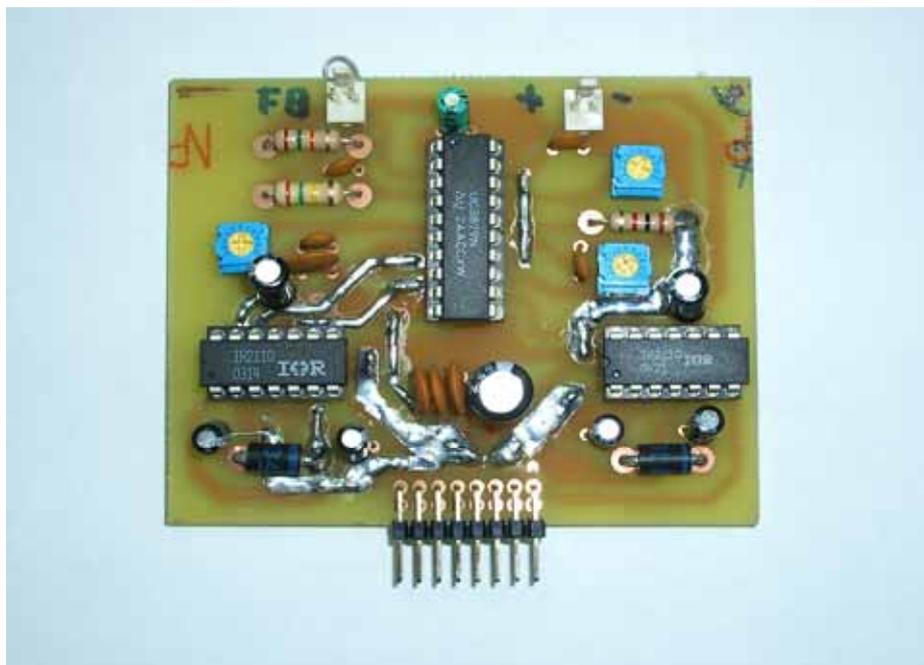


圖 3-6 控制電路實體圖

3-2 高壓啟動電路

氙燈不同於螢光燈管、其需要高啟動電路如圖 3-7 所示，在未點燈前，氙燈可視為開路。倍壓電路使火花間隙達到其崩潰電壓(2.4KV 或更高)。再傳送至啟動變壓器，使其二次側產生 20KV 以高壓點燈，點燈時的啟動電流是穩態值 500%-700%[27,28]，均如以上所述各項電路的設計及元件選擇要求本節將加以分析說明，以期望能夠使設計理論與實際相結合。

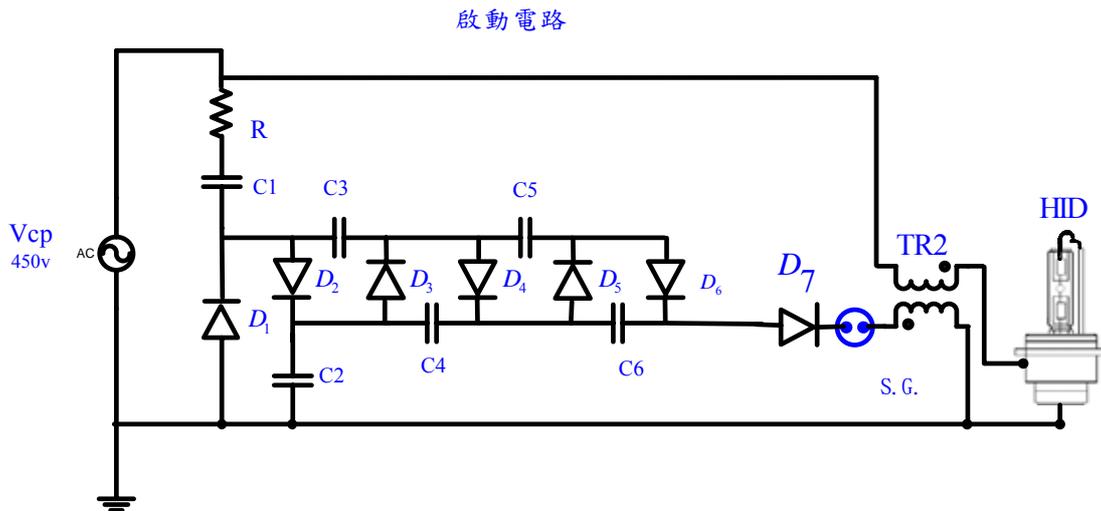


圖 3-7 啟動電路圖

啟動電路組成元件有：

R：目的在調整 C 對氙燈放電時間。

C(C1---C6)：目的在充放電用。

火花間隙(Spark Gap, S.G)：目的在讓變壓器(編號:Tr2)導通產生所需高壓。

變壓器：目的在於昇壓用，一般在變壓器二次側高壓達到 15~18KV 氙燈即足以產生弧光。

而整個電路參數的設計程序

- (1) 第一步在於氙燈弧光產生的電壓來決定啟動電壓，依照本文所測試 OSRAM D2S 廠牌的氙燈，在 15~18KV 即有弧光現象。
- (2) 再依據所需 15~18KV 的啟動電壓來決定啟動變壓器一,二次側的匝比。
- (3) 決定匝比，之後選擇合適的火花間隙加於電路上進行測試。
- (4) 最後才決定所需倍壓級數，再配合 LCC 共振電壓的增益來調整。

LCC 負載電路所產生高壓弦波，經過啟動電路，產生六倍壓電源，

此時會使火花間隙到達約有 1.84KV 崩潰電壓，之後傳送到匝比 3:30 啟動變壓器 Tr2 後，使得啟動電路瞬間在輸出端產生燈管達 15~24KV 之高電壓，當 Tr2 二次側輸出端電壓達到 15~18KV，就會使燈管內質子及電子游離發弧，燈管內部不斷大量發生游離發弧一直到點亮氙燈，此時燈管阻抗會慢慢降低，燈管阻抗降低輸出電壓增益值會降低。會使經過啟動電路的電流會變小，所以在火花間隙端電壓是無法到達崩潰電壓，而進入另一個發弧點燈程序。而火花間隙設計調整在 3-2-2 節有詳細說明。

3-2-1 燈管測試電路

如前所述，氙燈係屬於高強度氣體放電燈的一種，產品製造廠商很多，但不是每個廠商會對所出售的氙燈提供完整的資料。有些會註明啟動電壓，也有一些則完全沒有標示。為解決此問題，則需要了解所使用的燈管特性，在多少電壓下，燈管兩端才會有『弧光放電』產生。

如圖 3-8 所示，主要在測試氙燈需要多高的啟動電壓才能產生弧光，並藉以設計高壓啟動電路所有元件。針對圖 3-8 各項元件選擇及目的加以說明：

- (1) AC Source：本論文氙燈是採用 LCC 共振架構，所以是弦波輸入，在此實驗也採用 AC 輸入，且 AC Source 較易取得。
- (2) Relay 接點：如圖 3-8 所示，充電狀態開關是在 1 的位置，放電是在 2 的位置。
- (3) C：本實驗採用 0.68 μ F 的無極性麥拉電容，且需注意耐壓問題。

(4) Tr：昇壓變壓器，目的在使電壓提升到氙燈能夠發弧的準位。

經過數次測試氙燈發弧情況，固定 Tr.的匝比為 1: 50，改變 AC Source 升高或降低，實驗結果變壓器二次達到 15~18KV 就有會有發弧現象的產生。檢閱研讀相關論文及氙燈資料顯示，氙燈之啟動電壓最好不要超過 24KV，以免直接影響到氙燈的壽命。如圖 3-9 所示為氙燈發弧情形。

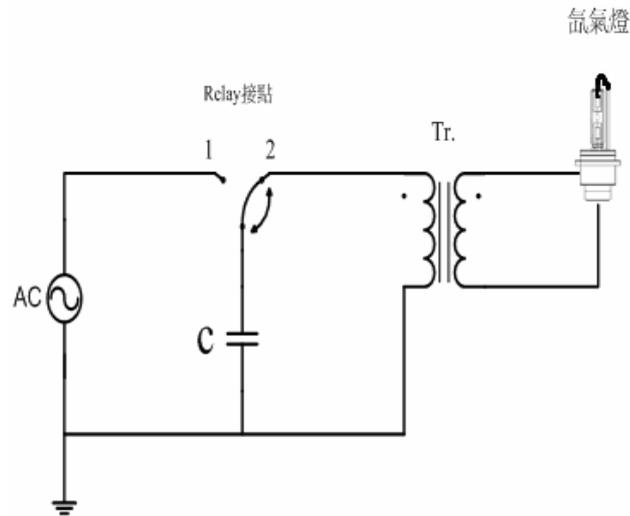


圖 3-8 燈管測試電路

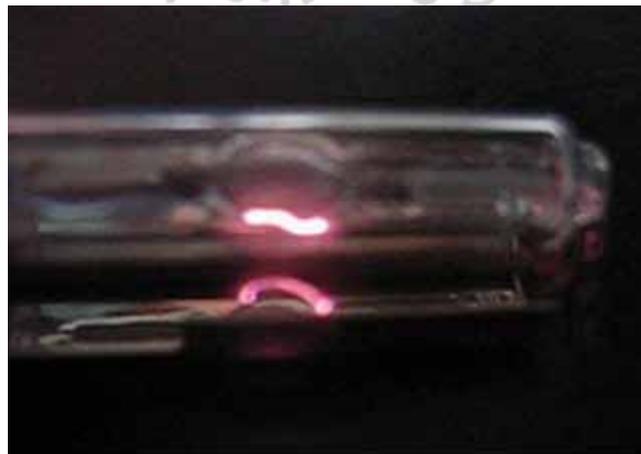


圖 3-9 氙燈發弧情形

3-2-2 火花間隙

圖 3-10 為火花間隙(Spark Gap, S. G.)示意圖，極板係由兩個金屬球所組成，金屬球之半徑為 r 。當輸入電壓 V_G 逐漸增加，兩金屬電極板間之電位梯度也隨之增加。當輸入電壓 V_G 提升至兩金屬極板間絕緣物質所能承受的最大電壓時，兩金屬極板間絕緣物質崩潰傳遞電壓過去。若是絕緣物值為空氣，兩金屬電極板間隙大小與放電電壓關係(3-11)式所示[29]。

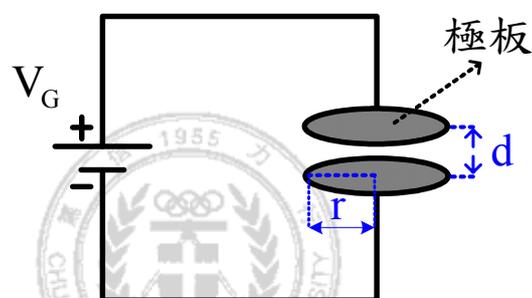


圖 3-10 火花間隙(Spark Gap, S.G.)示意圖

$$d = \frac{18V_G \cdot r}{20r \cdot E - 9V_G} \quad (3-11)$$

其中 d ：代表兩金屬球電極板之間距離, mm

V_G ：火花間隙放電電壓, V

r ：金屬球半徑, mm

E ：空氣電場強度，通常為 3KV/mm

3-2-3 啟動電路分析

如圖 3-11 所示，為氙燈啟動電路分六個階段示意圖[30,31]，以下對每一階段做動作分析說明。

- (1) 第一階段：如圖 3-11(a) 所示當，第一負半週電壓送進去倍壓電路時，此時二極體 D_1 導通，電容 C_1 充電到 V_p ， V_p 為輸入電壓峰值，當下一個正半週電壓送能量進來，進入第二階段。
- (2) 第二階段：如圖 3-11(b) 所示此時二極體 D_1 截止， D_2 導通，此時 C_2 電壓充電到 $2V_p$ ，當第二個負半週電壓送能量進來進入第三階段。
- (3) 第三階段：如圖 3-11(c) 所示此時二極體 D_1 和 D_3 導通 D_2 截止，輸入電源對電容 C_1 充電到 V_p ，此時 C_2 電壓對 C_3 充電到 $2V_p$ 。當第二正半週電壓送能量進來進入第四階段。
- (4) 第四階段：如圖 3-11(d) 所示此時二極體 D_1 、 D_3 截止， D_2 、 D_4 導通，此時 C_2 電壓充電到 $2V_p$ ， C_3 對 C_4 充電到 $2V_p$ 。當第三負半週電壓送能量進來進入第五階段。
- (5) 第五階段：如圖 3-11(e) 所示此時二極體 D_1 、 D_3 和 D_5 導通 D_2 、 D_4 截止，輸入電源對電容 C_1 充電到 V_p ，此時 C_2 電壓對 C_3 充電到 $2V_p$ ， C_4 對 C_5 充電到 $2V_p$ 。當第三正半週電壓送能量進來進入第六階段。
- (6) 第六階段：如圖 3-11(f) 此時二極體 D_1 、 D_3 和 D_5 截止， D_2 、 D_4 和 D_6 導通，此時 C_1 的電壓充電到 $2V_p$ ， C_3 對 C_4 充電到 $2V_p$ ， C_5 對 C_6 充電到 $2V_p$ ，而每個零件只需要承受 $2V_p$ 耐壓。

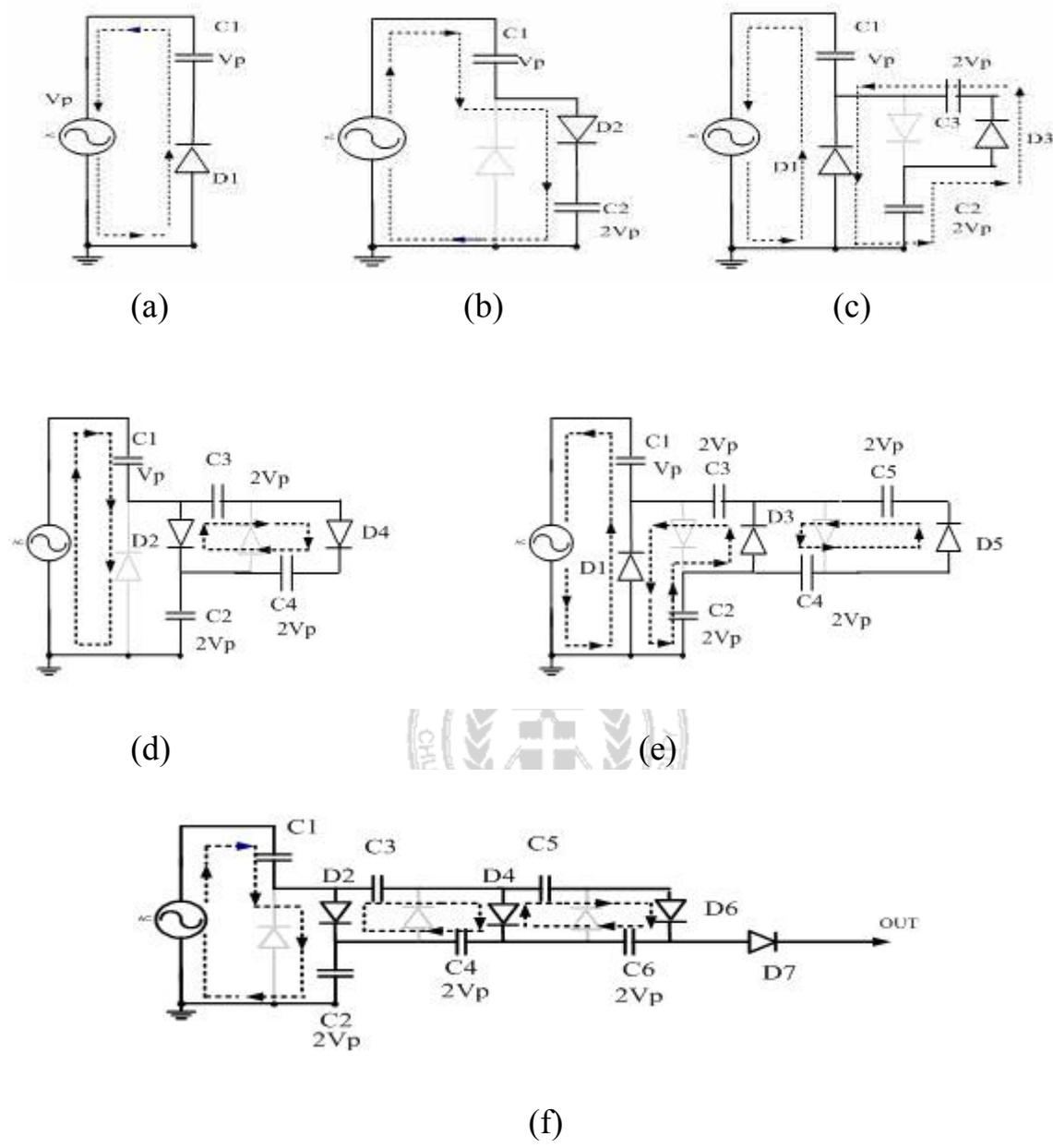


圖 3-11 啟動操作階段 (a) 第一階段 (b) 第二階段 (c) 第三階段
(d) 第四階段 (e) 第五階段 (f) 第六階段

分析上六個階段每個電容電或二極體耐壓均為二倍的輸入電壓，但 3-11(f) 倍壓電路最後一個二極體 D_7 的耐電壓為六倍的輸入電壓或更高須特別留意。

所量測的 HID lamp 為 OSRAM D2S 電氣規格如下：

輸入電壓：10~14V (標稱電壓為 12V)

額定功率：35W (最大功率 70W)

燈管參數：穩態電壓 85V, 最大電流 2.5A, 點燈電壓 23KV

氙燈的穩態電壓為 85V, 燈管的額定功率為 35W, 然而點燈時的暫態功率大約 70W 以上。安定器的設計步驟如下：

1. 切換頻率的選定：為了避開音頻共振現象，安定器需在無音頻共振之高頻下操作；對EMI方面，切換頻率需須低於450 KHz以下，才能符合規範。因此，安定器的切換頻率以430 KHz做設計。
2. 相移角度值 α 的選定：此參數影響到燈管的功率。為了操作在額定燈管功率，我們必須選擇 $\alpha=0$ 。
3. Ω 參數值的選定：較大 Ω 值即代表 C_s 較小， L_r 較大。相反的，較小 Ω 值即代表 C_s 較大， L_r 較小，以及會有較嚴重的燈管電流諧波，較適當的 Ω 參數值為1。
4. 變壓器匝數比 N ，升壓變壓器必須要提供足夠的二次側方波電壓及高、低壓側電氣絕緣的保護，本架構額定的一次側電壓為電池電壓12V，二次側所需電壓為120V，所以匝數比 N 選用10較為適當。
5. 共振頻率 $f_{o(\text{Rate})}$ 在額定功率操作下求出，如圖3-12所示之 $\Omega=1$ 的特性圖，額定燈管電壓為85V，可求出共振頻率 $f_{o(\text{Rate})}=430\text{KHz}$ 以及負載品質因數 $Q=0.4$ 。
6. 氙燈的等效電阻值可由方程式(3-9)取得， $R_{\text{lamp}(\text{Rate})}=212.5\Omega$ ，其中參數 V_H 和 R_s 可由燈管量測資料取得。
7. 諧振電路參數值的選定：由(3-4)到(3-6)式可求得以下參數。

$$\sqrt{L_r C_r} = \frac{1}{2\pi f_o} = 3.3 \times 10^{-7}, \quad (3-12)$$

$$\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} = R_{lamp} / Q = 531.25(\Omega), \quad (3-13)$$

$$\Omega = 1 \Rightarrow C_s = C_p, \quad (3-14)$$

經計算可得 $L_r=175\mu\text{H}$, $C_s = C_p=1.2\text{nF}$.

圖 3-12 所示之電壓數值與頻率之間的關係，代表諧振電路在不同 Q 值條件下的諧振特性，利用 MATHCAD 數學軟體，描繪出轉移函數 $|V_o(s)/V_s(s)|$ 的變化曲線。由此圖可以看 Q 值越低， R_{lamp} 代表越大，峰值電壓增益曲線越高，符合前面所描述 R_{lamp} 越大，電壓增益越大的關係。諧振電路的諧振點約在 430KHz 左右， $Q = 2$ 係描述負載阻抗最高，諧振電路之電壓增益最高，也就是啟動時燈管開路狀態。 $Q = 0.4$ 則係當負載阻抗變小，諧振電路之電壓增益亦變小，也就是穩定時燈管呈現一個固定狀態。假設我們設計電子安定器工作於 430KHz，劃一條虛線會相交不同的 Q 值，可觀察到在各諧振電路的負載阻抗分佈，Q 值較高時燈管電壓也會提高。當 Q 值較低時，燈管電壓則會降低。

中 原 大 學

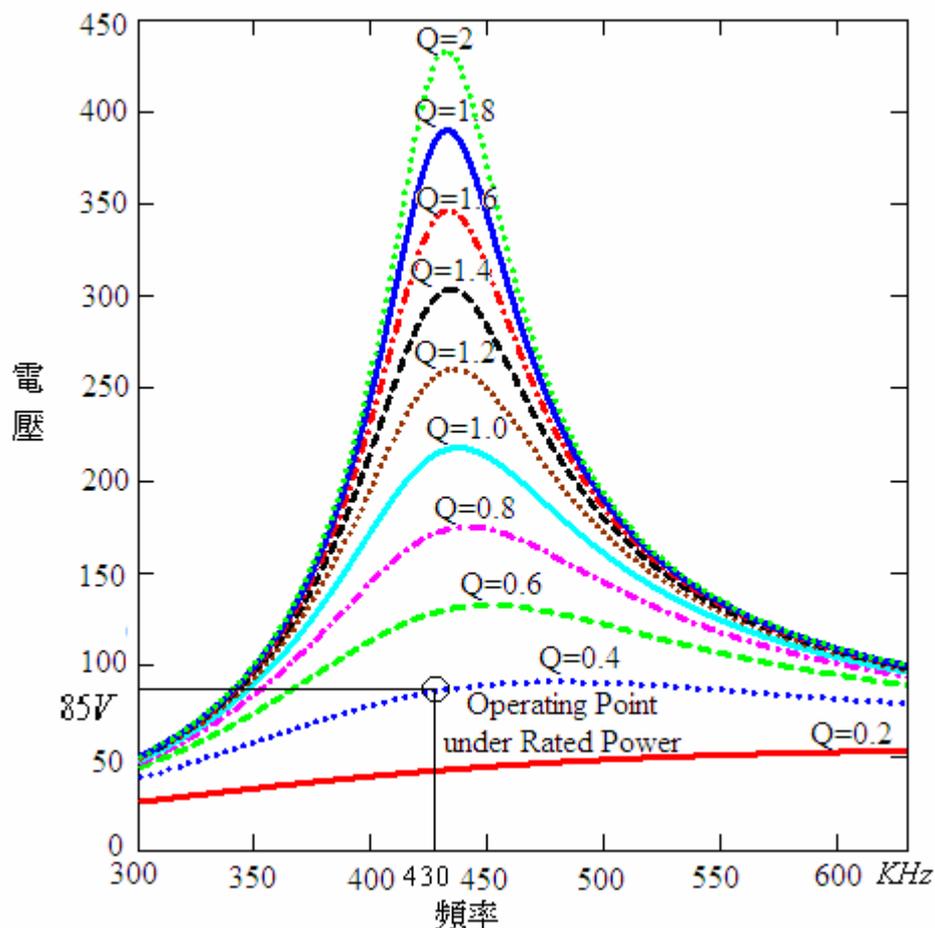


圖 3-12 電壓與頻率圖形

3-3 展頻技術

一般降低EMI的一些方法有如下[32]：

較易受干擾的電路遮蔽、控制時脈波形、隔離、絞線、接地、佈局、加濾波器以及展頻等等技術。其以展頻技術，較易實現且不會受變異之影響。

展頻技術的基本想法是對時脈控制性號做微量的調整，使輸出之能量分散於可控範圍內，降低於頻譜上能量之峰值，因而降低電磁干擾。展頻的方法可分為兩類：相位調變(Phase Modulation)及頻率調變(Frequency Modulation)[33]。

展頻技術仍然保有傳統PWM信號之優點：即時控制、線性操作、較佳的暫態響應以及降低EMI雜訊干擾[34]。

載波採用波形的種類：方波、三角波、弦波、指數型波、亂數...等等，採用展頻技術抑制電磁干擾雜訊需要注意以下問題：

1. 須考慮雜訊規範的解析度頻寬(RBW)的要求。
2. 必須避開音頻範圍。
3. 頻寬視窗避免重疊情形。

如圖 3-13(a)、(b)所示，為其中一個方波信號開關，加入弦波調變信號，後原本的開關週期會不斷左右移動伸展。由圖可以看出切換頻率不是固定於 f_c 這一點，隨時在變化。



圖 3-13 (a) 脈波信號 (b)加入展頻信號之脈波信號

其中圖 3-13 (b) f_m 為調頻調變頻率可以以下式表示：

$$f_m = f_c [1 + (\Delta f \sin 2\pi f_m t) / f_c] \quad (3-15)$$

其中

f_c : 為未調變之原始切換頻率， f_m : 調變頻率

Δf : 調變頻率放大的增益值， $\beta \triangleq \frac{\Delta f}{f_m}$

將圖 3-13(a)、(b)分別轉成頻譜圖示意圖，分別如圖 3-14(a)、(b)所示。

根據卡森準則(Carson' Rule)調頻調變有兩個重要的準則，第一個準

則未調頻調變時功率要和調頻調變時總功率相同，也就是意旨(3-16)式要成立：

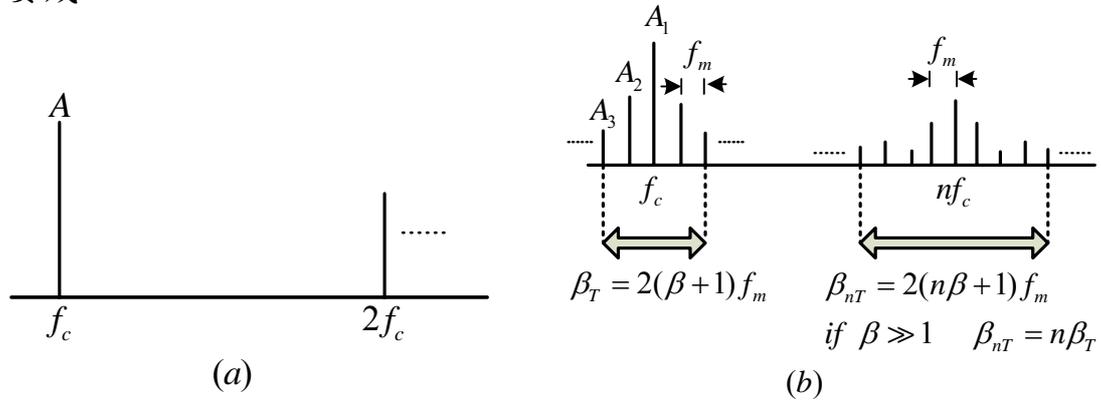


圖 3-14(a)原始、(b)調變開關訊號頻譜示意圖

$$A^2 = A_1^2 + 2(A_2^2 + A_3^2 + \dots) \quad (3-16)$$

準則二調頻調變為 98% 能量會集中在 β_T 內， β_T 如下所示：

$$\beta_T = 2(\beta + 1)f_m, \quad \beta = \frac{\Delta f}{f_m} \quad (3-17)$$

$$\beta_T = \frac{2\Delta f(\beta + 1)}{\beta}$$

if $\beta \gg 1$

$$\beta_T = 2\Delta f$$

也就是代表頻寬為如下所示：

$$(f_c - \beta_T/2) \sim (f_c + \beta_T/2) \quad (3-18)$$

圖 3-15 所示為實際電路加入展頻技術，將 UC3879 的震盪電路第十四支接腳 C_r 加入弦波訊號去產生調變，進而使輸出端 PWM 脈波也產生調變。

加入展頻技術後，控制電路開關如圖 3-16(a)、(b) 所示。圖 3-17 (a)、(b) 係以 Advantest R3131A Spectrum Analyzer 量測頻譜圖。

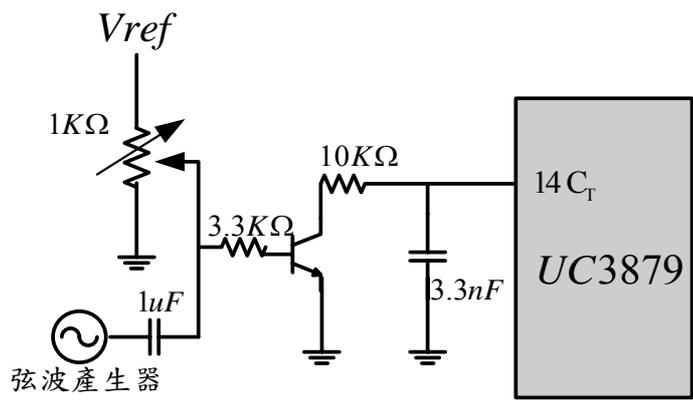
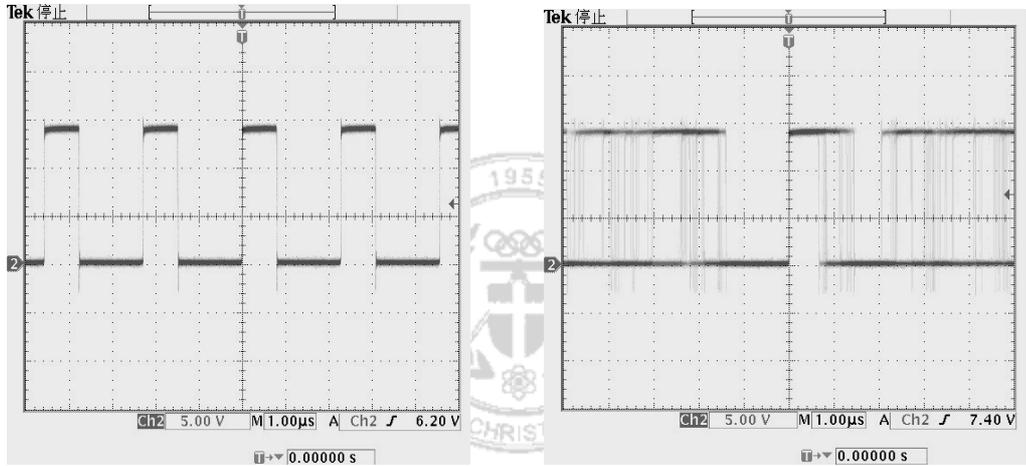
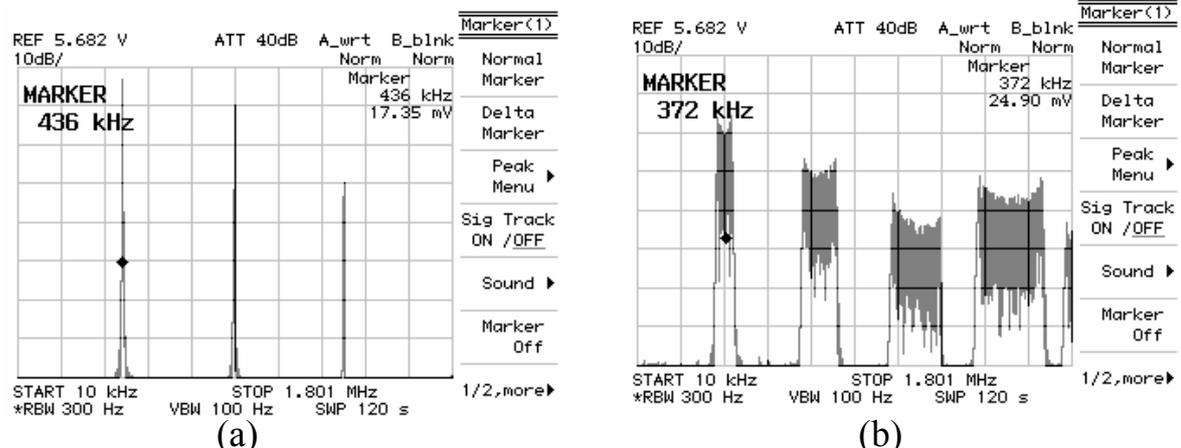


圖 3-15 展頻電路實際接法



(a) (b)

圖 3-16 (a)原始、(b)調變開關訊號時域實測圖



(a) (b)

圖 3-17 (a)原始、(b)調變開關訊號頻率實測圖

第四章 模擬與實驗結果

4-1 前言

本章節將在 4-2 節依據第三章所計算出來的參數，針對燈管功率為 35W 時，IsSpice 電路模擬與實測波形做比較驗證討論，在 4-3 節量測不同燈管功率狀態下的調光波形進行討論。

4-2 模擬示意圖

如圖 4-1 所示為高頻全橋相移車用氙燈電子安定器穩態模擬電路圖為開迴路模擬，開關責任週期 d 固定為 0.43，燈管功率為 35W 輸出，並將第四章所計算出來參數代入其中，切換頻率 430KHz、盲時(Dead time) 為 163ns、儲能電容 C_{dc} 為 4700 μ F 耐壓 35V、功率開關採用 IRF 24NS、二極體採用蕭特基二極體 80EFP、主變壓器匝比為(3:30)、諧振電感 L_s 為 175 μ H、 C_s 為 1.2nF、 C_p 為 1.2nF、氙燈在高頻操作條件視為一個純電阻狀態本文以固定電阻 216 Ω 進行模擬。

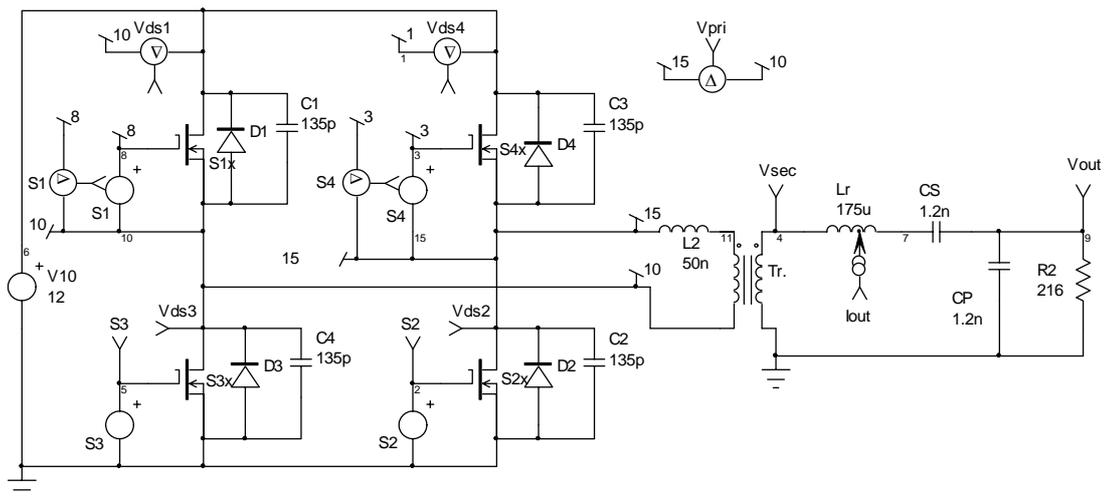


圖 4-1 高頻全橋相移車用氙燈電子安定器穩態模擬電路圖

4-3 倍壓電路模擬圖

倍壓電路架構是利用二倍壓為基礎延伸至六倍，至於為何要升壓至六倍在第三章有加以解釋，如圖 4-2 示為由一個電阻、六個電容及六個二極體所共同組合而成的昇壓電路在輸出端 V_{C6} ，會有六倍的輸入電壓。

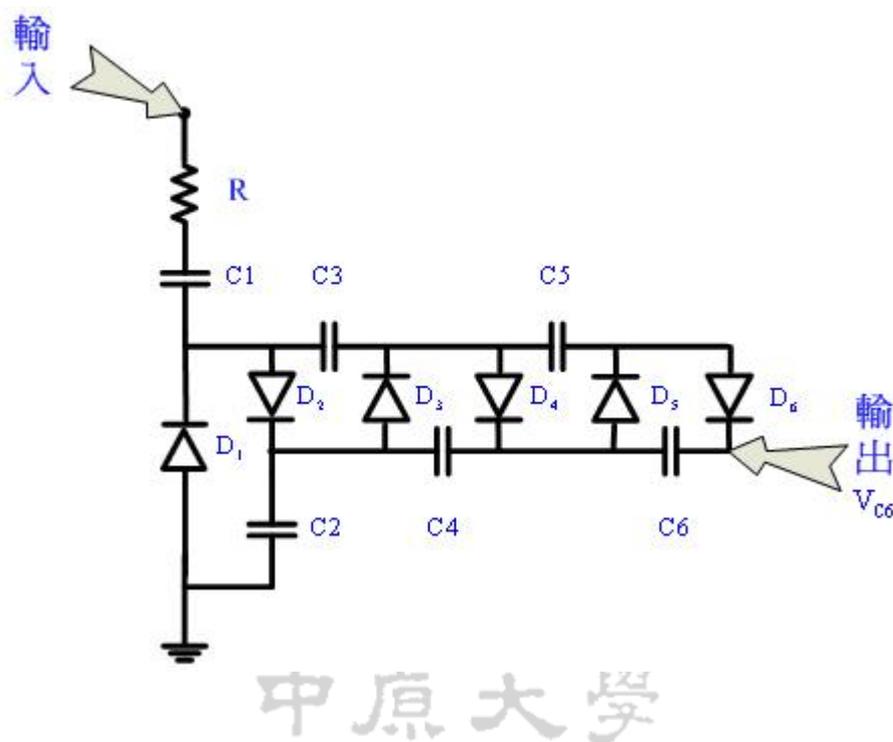


圖 4-2 六倍壓電路架構

採用六倍升壓電路，在 V_{C6} 處測得六倍輸入電壓，動作分析於前一章已有說明，現在利用 IsSpiec 進行模擬，觀察 V_{C6} 是否為六倍輸入電壓，來驗證此電路是否有升壓作用，之後再進行電路實作。

在模擬時假設輸入電壓=450V，開關工作頻率為 430KHz，與論文工作頻率相同，輸入電壓=450V 指在 LCC 共振下， C_p 兩端的電壓增益。所以 V_{C6} 要等於 2.7KV。IsSpiec 電路如圖 4-3，模擬結果如圖 4-4 所示。

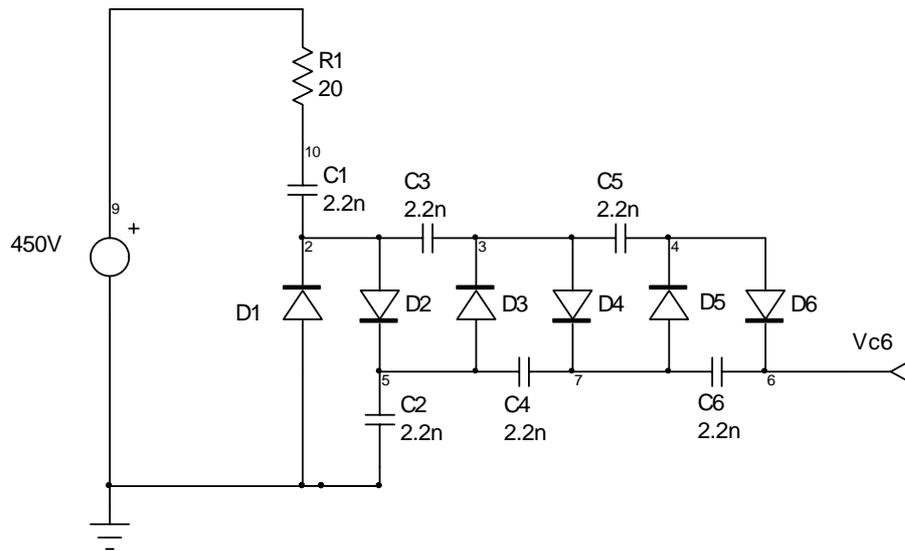


圖 4-3 模擬倍壓電路圖

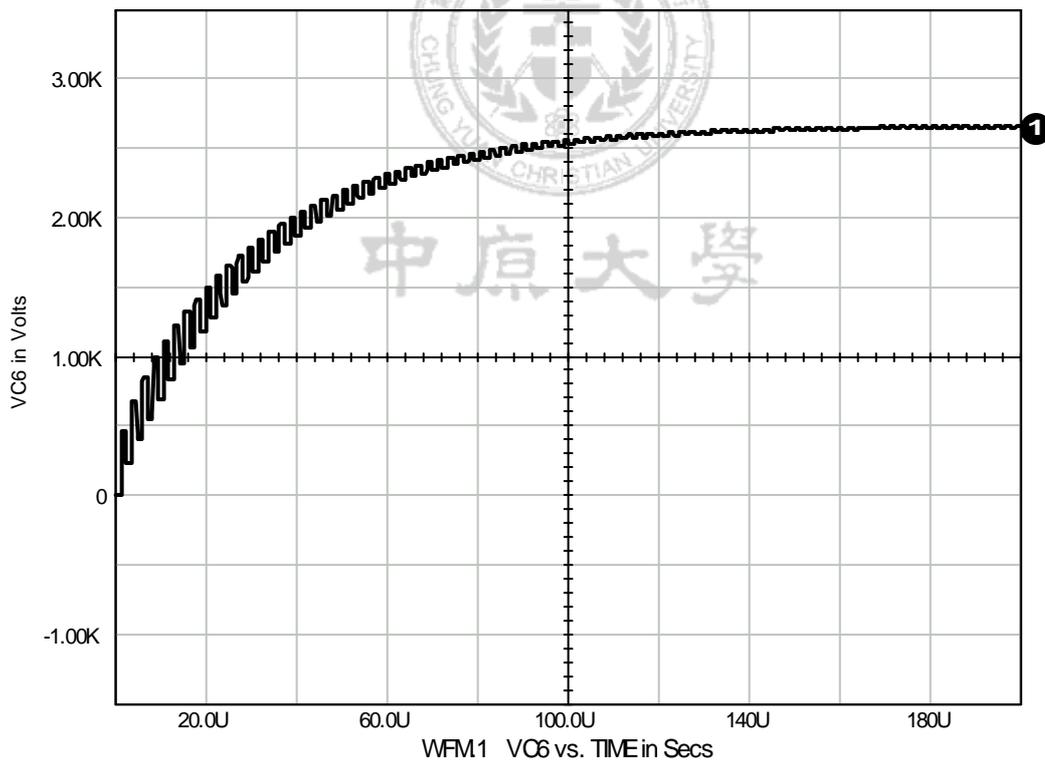
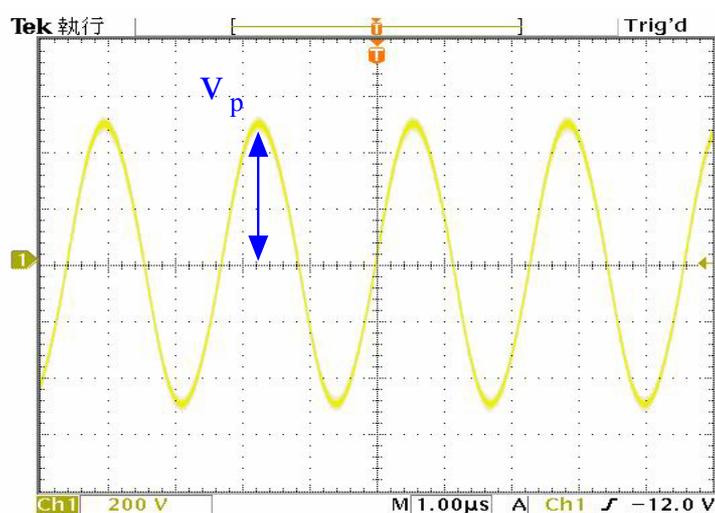
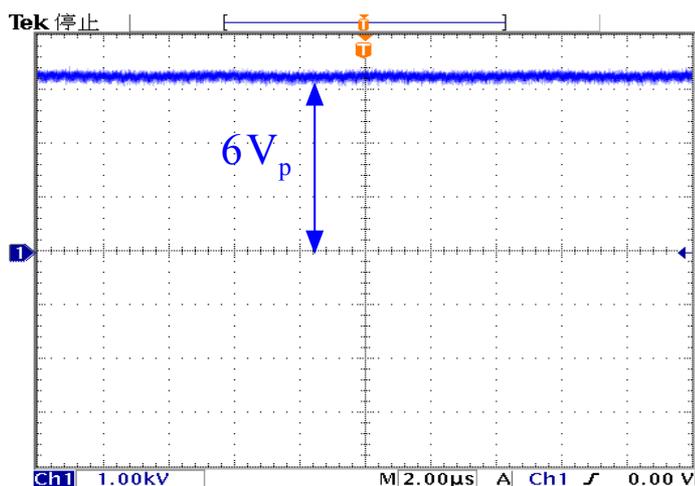


圖 4-4 模擬結果

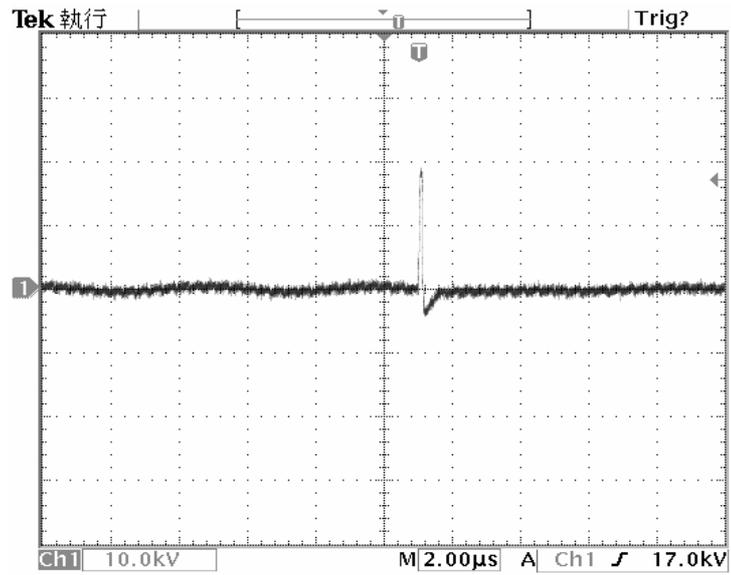
氙燈未點亮以前燈管呈現開路狀態，串聯諧振串並聯負載電路會產生弦波高壓 V_p 如圖 4-5(a)所示，而倍壓電路輸出電壓會產生高達 $6V_p$ 直流輸出電壓如圖 4-5(b)所示。由倍壓電路模擬圖可以看出高達 2.1kV，使火花間隙(Spark Gap, S.G.)到達崩潰電壓。並傳送到圈數比 3:30 啟動變壓器 Tr2，使啟動電路輸出端產生燈管達 15~24kV 之高電壓，如圖 4-5(c)所示為冷啟動時燈管電壓，圖 4-5(d)則為熱啟動時燈管電壓。



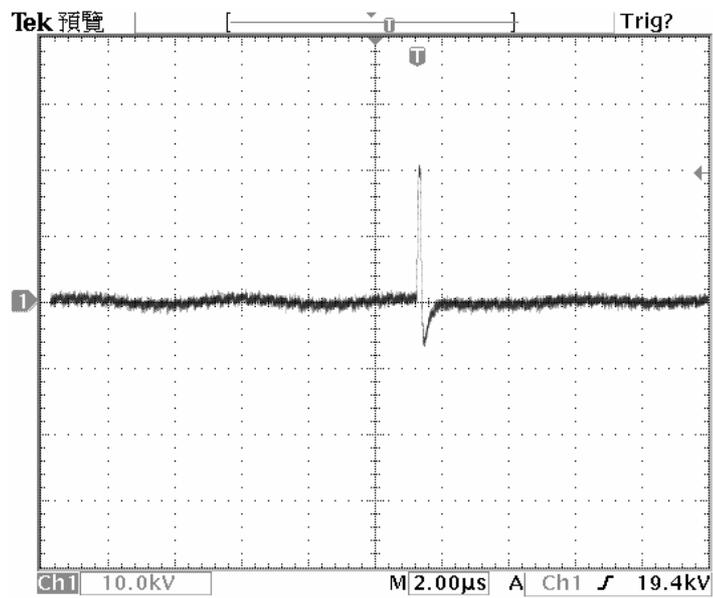
中 原 大 學



(b)



(c)

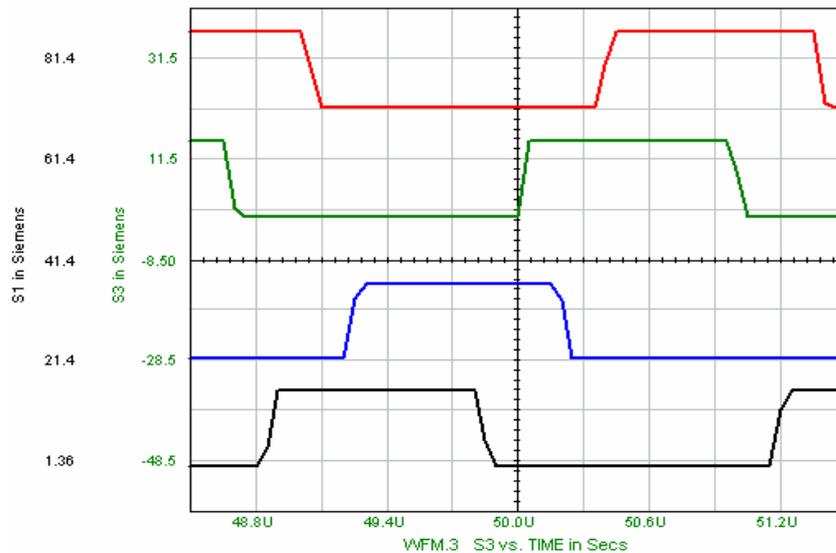


(d)

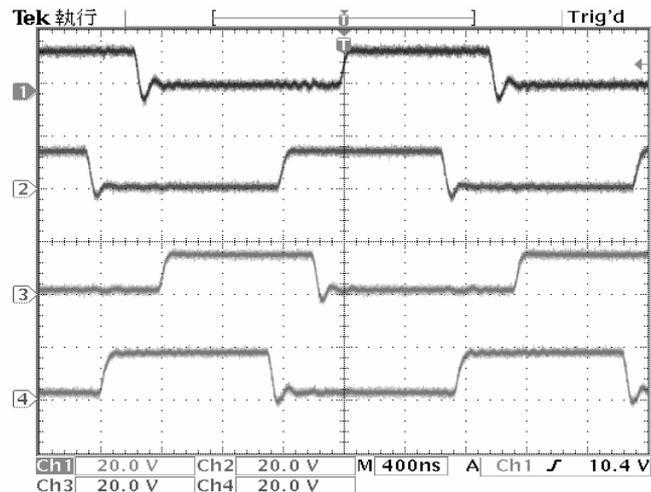
圖 4-5 (a)倍壓電路輸入電壓 (b)倍壓電路輸出電壓
(c)冷啟動燈管電壓 (d)熱啟動燈管電壓

4-4 模擬與實測波形圖

功率開關控制訊號如圖 4-6 所示，開關控制訊號與模擬波形，設定盲時 (dead time) 為 163 ns，切換週期為 2.3 μ s，扣除盲時上橋開關最大的責任週期 0.43，所呈現 S1、S2、S3、S4 各開關圖形。



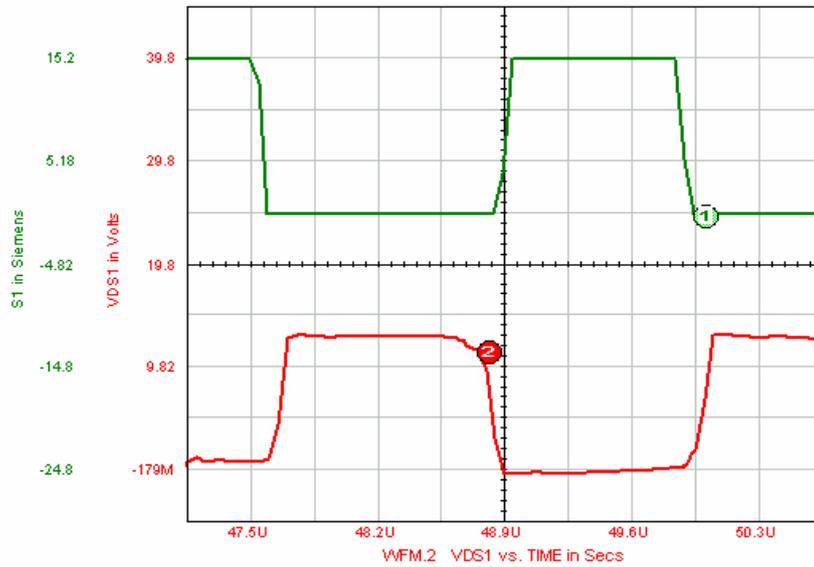
(a) CH1 : Vgs1 , CH2 : Vgs2 (20V /div 、time: 400ns/div)



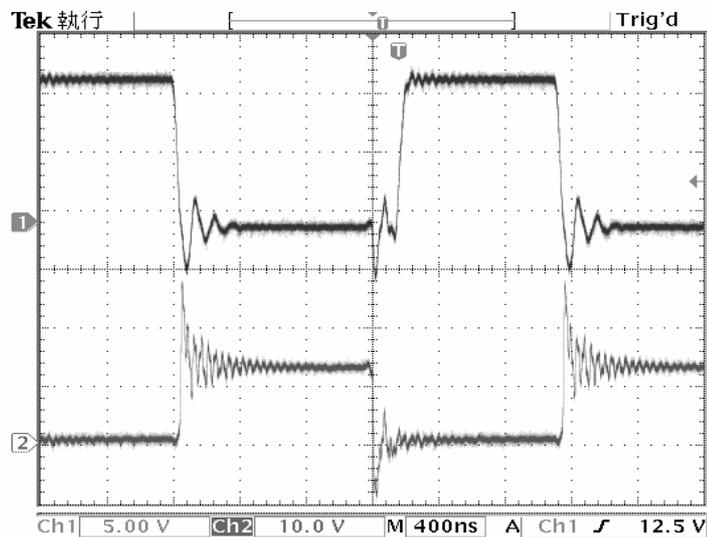
(b) CH1 : Vgs1 , CH2 : Vgs2 (20V /div 、time: 400ns/div)

圖 4-6 功率開關控制訊號(a)模擬波形(b)實測波形

由圖 4-7 可以觀察當燈管功率為 35W 由圖可以清楚觀察出，在開關訊號 V_{gs1} 送達之前，開關汲極和源極 V_{ds1} 跨壓已經降為零， S_1 擁有零電壓切換。



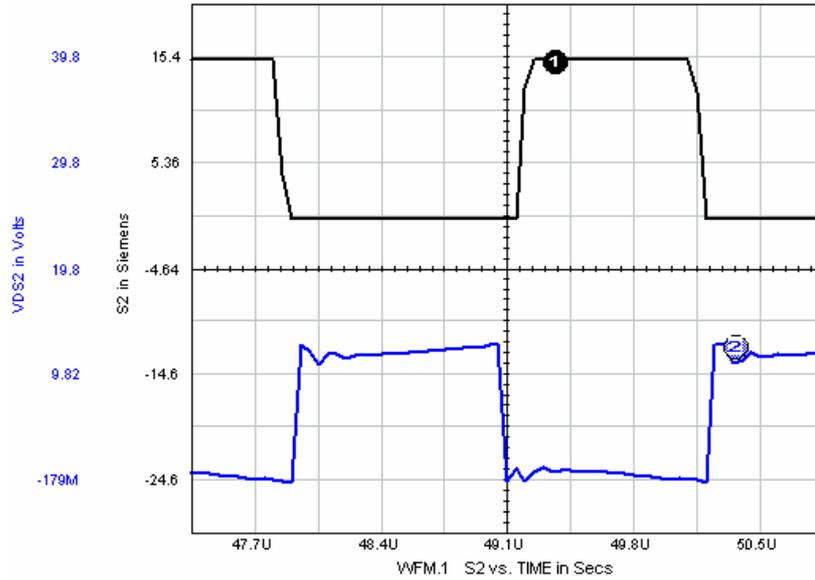
(a) CH1 : V_{gs1} (5V /div、time: 400nS /div) , CH2 : V_{ds1} (10V /div、time: 400nS /div)



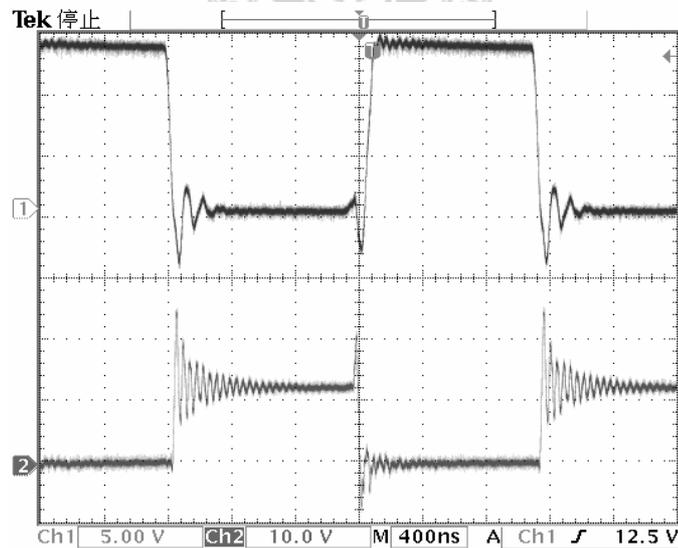
(b) CH1 : V_{gs1} (5V /div、time: 400nS /div) , CH2 : V_{ds1} (10V /div、time: 400nS /div)

圖 4-7 開關 Q_1 零電壓切換波形圖 (a)模擬波形 (b)實測波形

由圖 4-8 可以觀察當燈管功率為 35W 由圖可以清楚觀察出，在開關訊號 V_{gs2} 送達之前，開關汲極和源極 V_{ds2} 跨壓已經降為零， S_2 擁有零電壓切換。



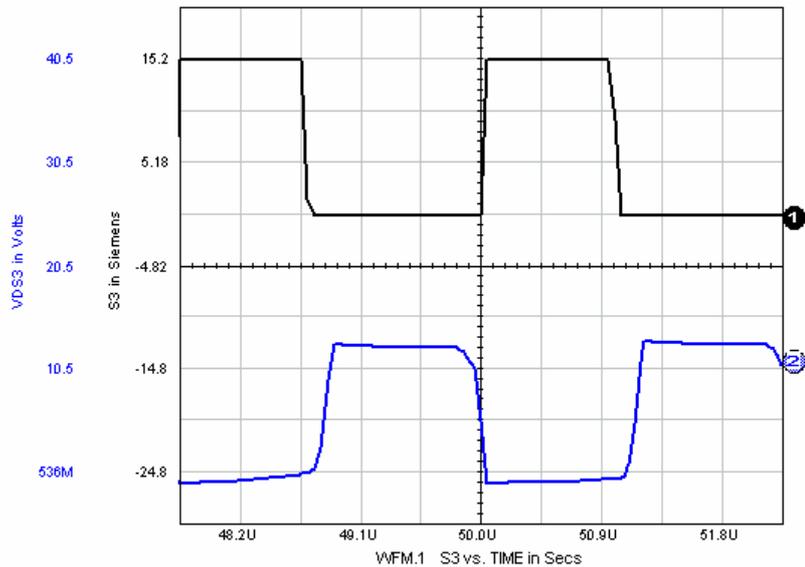
(a) CH1 : V_{gs2} (5V /div、time: 400nS /div) , CH2 : V_{ds2} (10V /div、time: 400nS /div)



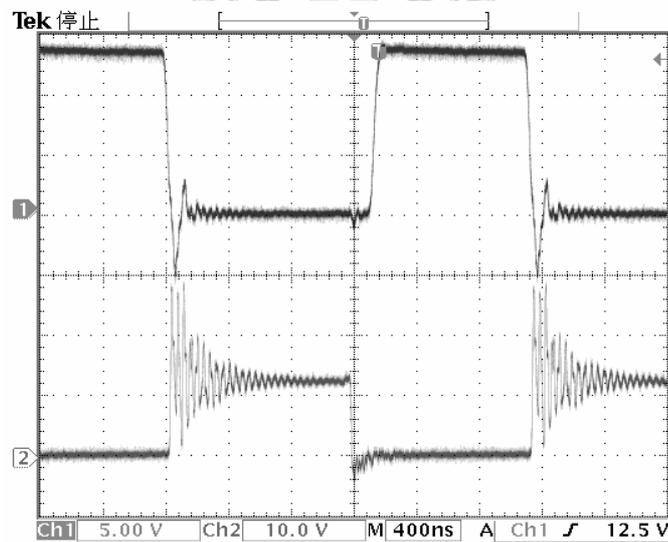
(b) CH1 : V_{gs2} (5V /div、time: 400nS /div) , CH2 : V_{ds2} (10V /div、time: 400nS /div)

圖 4-8 開關 Q_2 零電壓切換波形圖 (a)模擬波形 (b)實測波形

由圖 4-9 可以觀察當燈管功率為 35W 由圖可以清楚觀察出，在開關訊號 V_{gs3} 送達之前，開關汲極和源極 V_{ds3} 跨壓已經降為零， S_3 擁有零電壓切換。



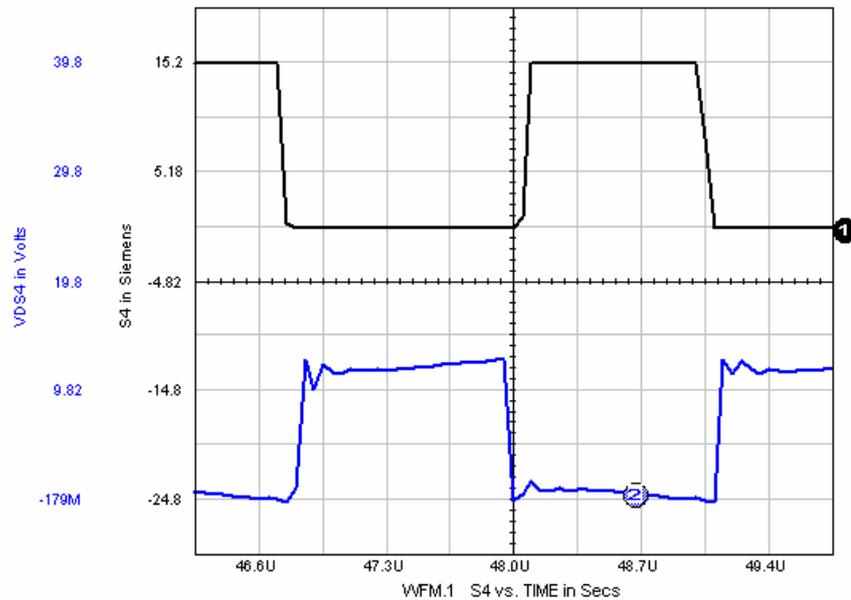
(a) CH1: V_{gs3} (5V/div、time: 400nS/div)、CH2: V_{ds3} (10V/div、time: 400nS/div)



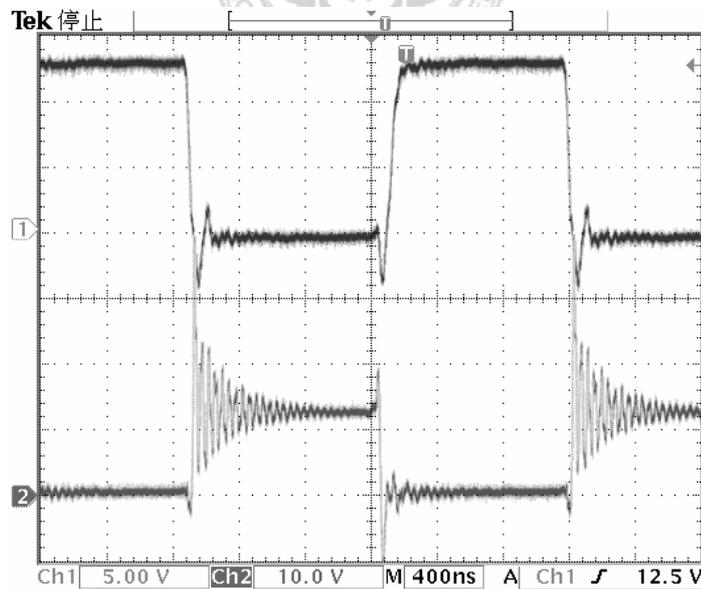
(b) CH1: V_{gs3} (5V/div、time: 400nS/div)、CH2: V_{ds3} (10V/div、time: 400nS/div)

圖 4-9 開關 Q_3 零電壓切換波形圖 (a)模擬波形 (b)實測波形

由圖 4-10 可以觀察當燈管功率為 35W 由圖可以清楚觀察出，在開關訊號 V_{gs4} 送達之前，開關汲極和源極 V_{ds4} 跨壓已經降為零， S_4 擁有零電壓切換。



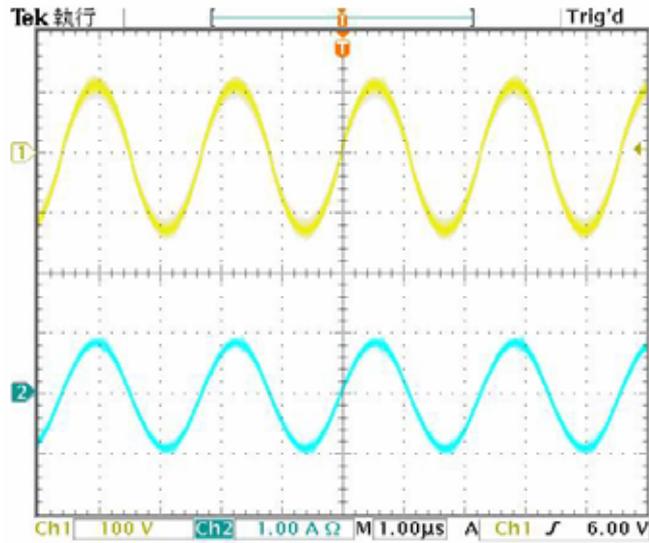
(a) CH1 : V_{gs4} (5V/div、time: 400nS/div) , CH2 : V_{ds4} (10V/div、time: 400nS/div)



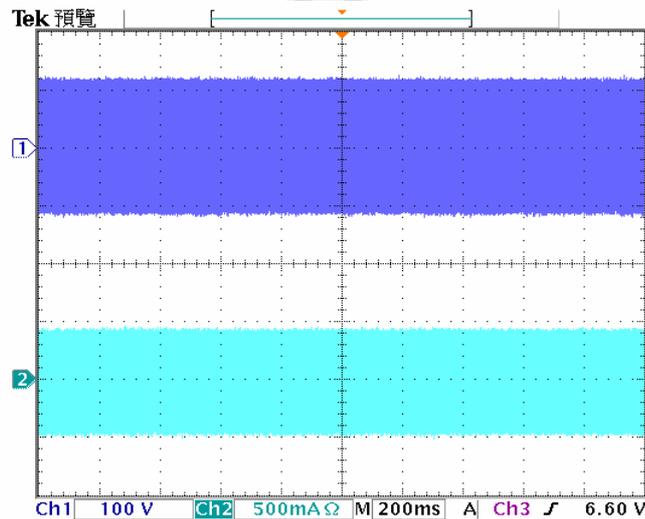
(b) CH1 : V_{gs4} (5V/div、time: 400nS/div) , CH2 : V_{ds4} (10V/div、time: 400nS/div)

圖 4-10 開關 Q_4 零電壓切換波形圖 (a)模擬波形 (b)實測波形

圖 4-11(a)所示為模擬與實際電路，燈管電壓電流波形圖，波形呈現出完美的弦波波形，將圖 4-11(b)時間軸以每隔 0.2s 觀察可以發現燈管為穩定狀態，不易看出輕微音頻共振現象產生，其中阻抗特性如圖 4-12 所示。

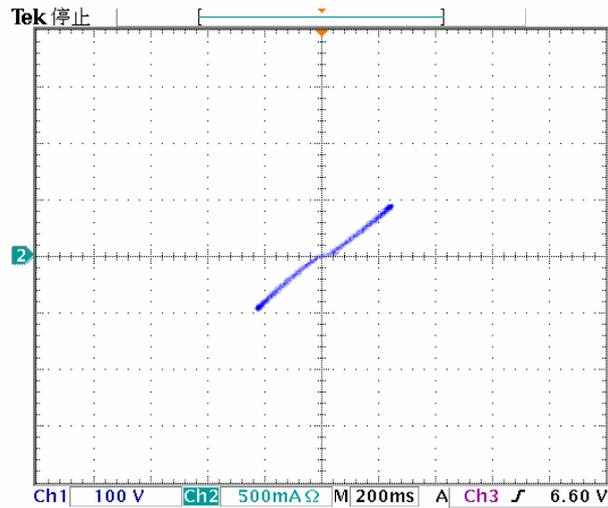


(a) CH1 : $V_{out}(100V /div、time: 1\mu S/div)$, CH2 : $I_{out}(1A/div、time: 1\mu S/div)$



(b) CH1 : $V_{out}(100V /div、time: 0.2S)$, CH2 : $I_{out}(0.5A /div、time: 0.2S /div)$

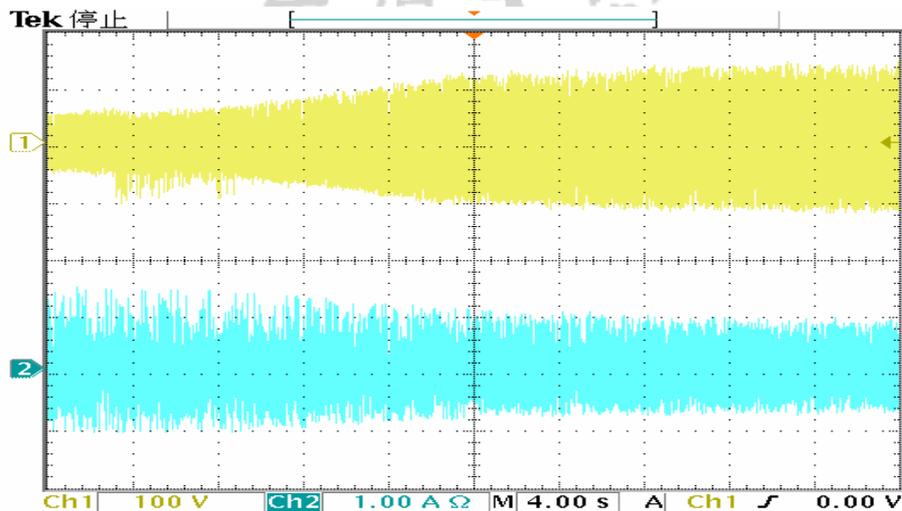
圖 4-11 燈管電壓、電流



CH1 : V_{out} (100V /div、time: 0.2S /div) , CH2 : I_{out} (0.5A /div、time: 0.2S /div)

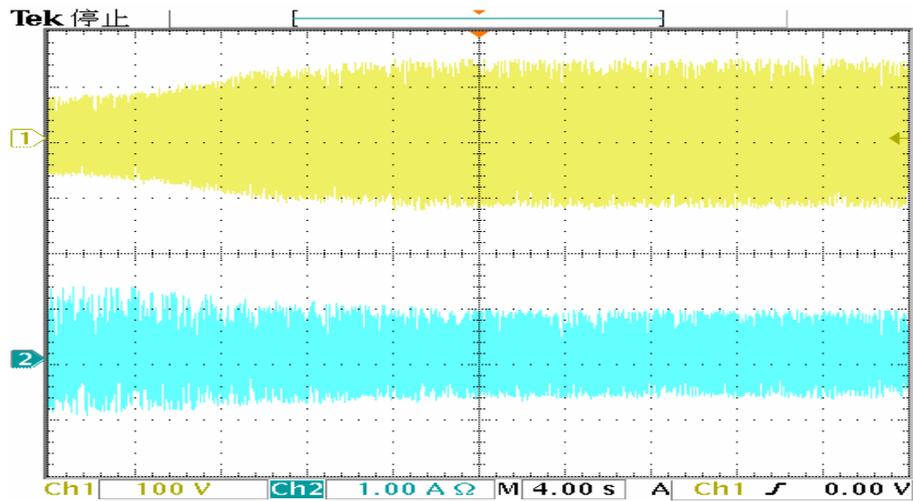
圖 4-12 阻抗特性圖

由圖 4-13(a)冷啟動時，啟動至穩態需要大約 20 秒，而由圖 4-13(b)熱啟動時只需大需 8 秒即可達到穩定狀態，燈管冷啟動到達額定 30% 流明需要約 4 秒鐘，到達 80% 流明約 10 秒鐘，熱啟動到達 80% 流明約 3 秒鐘。



CH1 : V_{lamp} (100V /div、time: 4S /div) CH2 : I_{lamp} (1A /div、time: 4S /div)

圖 4-13(a) 冷啟動熱啟動燈管電壓電流波形



CH1 : V_{lamp} (100V/div、time:4S/div) CH2 : I_{lamp} (1A/div、time:4S/div)

圖 4-13(b) 熱啟動燈管電壓電流波形

圖 4-11(b)將燈管電壓電流波形時間以每格 $400\mu\text{s}$ 進行觀察，就可以看出輕微音頻共振產生，圖 4-14 為加入展頻技術電壓電流波形，可以看出包含 1KHz 低頻成份，電壓電流隨時間變化，實際上有 1KHz 閃爍現象，但是人類眼睛觀察不到，圖 4-15 為展頻時，燈管阻抗特性曲線

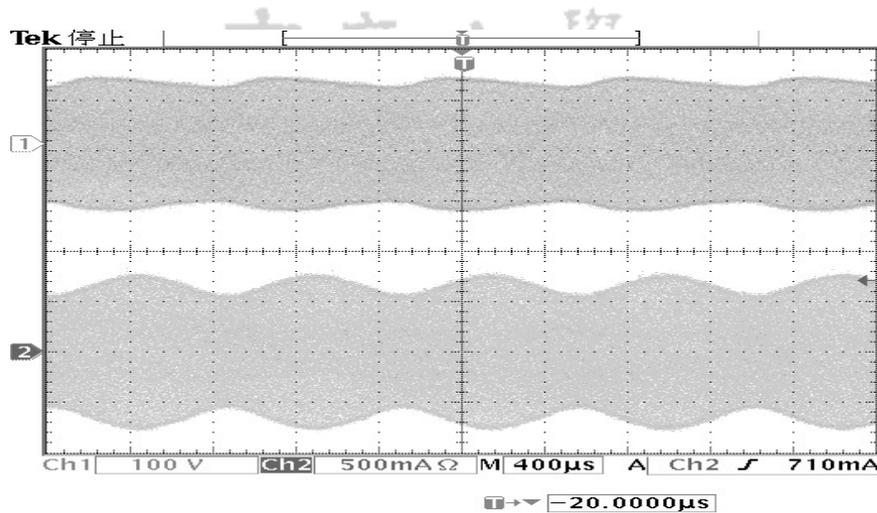


圖 4-14 電壓電流波形(展頻)

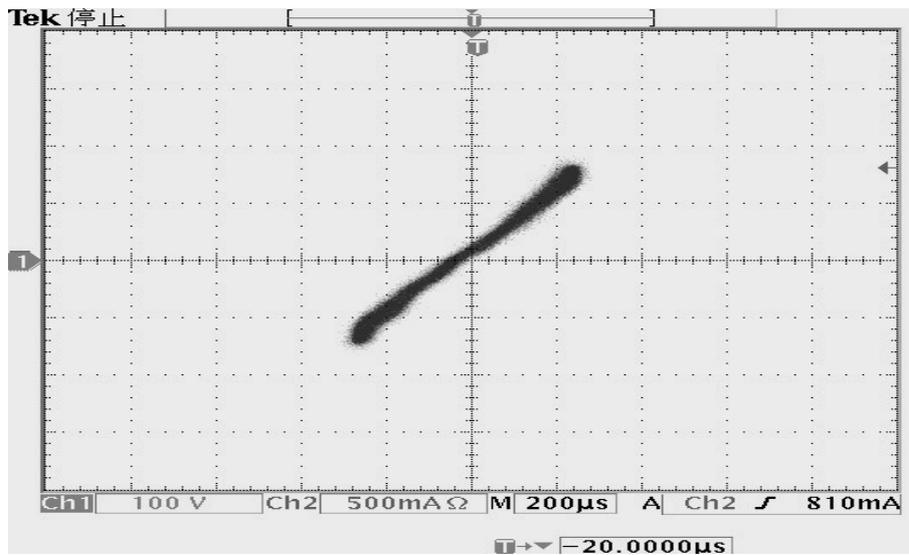


圖 4-15 阻抗特性曲線(展頻)

圖 4-16 所示為所實現電子安定器之實體照片圖。

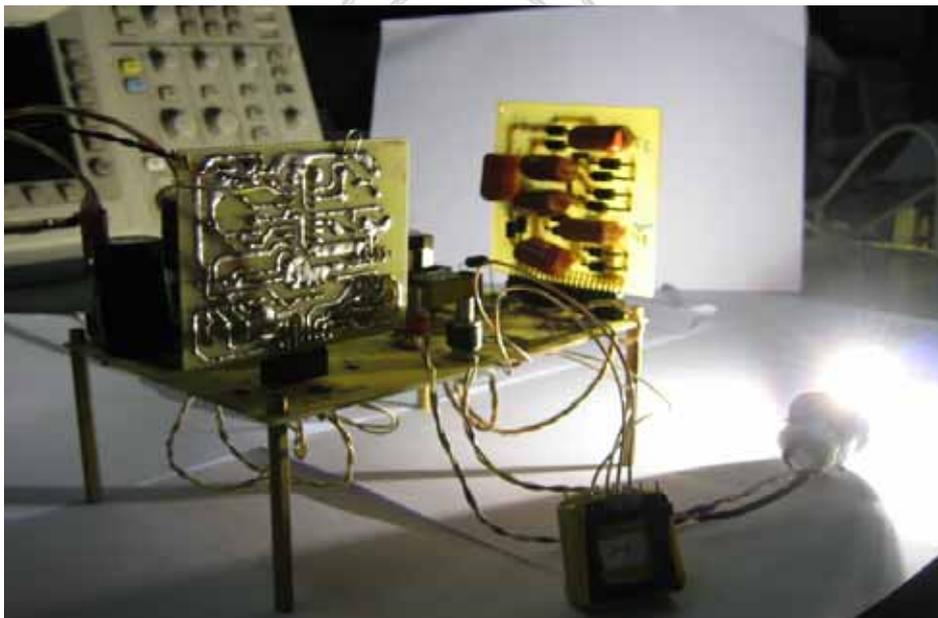


圖 4-16 實體照片圖

第五章 結論與未來展望

本論文為研製 430KHz 全橋相移式車用氙燈電子安定器，在軟體 Is-Spice 模擬與理論分析基礎下進行實作，實驗結果大致符合要求。

本架構的優點為有效單級化，不需額外裝置直流對直流升壓式轉換器，直接以 12V 直流電壓輸入，透過諧振電路以及倍壓電路驅動氙燈。因為單級化的關係，使得此架構可以有效的降低元件數及節省成本。再則，利用換流器落後相位的關係，使得開關具備有零電壓切換特性。由於開關具備有零電壓切換以及電路單級化的關係，整體電路效率平均達 85% 的效率。

在達到我們所需要的要求後，照明的效率已有不少提升，但還是有一些方面可以在日後做延伸的探討：

1. 本文之架構也可以應用在大型室內照明氙燈的使用，可以以本架構為基礎，結合市電 110V 輸入和整合功率因數修正，進行高功率燈管 HID 的研究。
2. 目前國內市場上車用雙燈管氙燈架構較少有研究報告提出，此架構要考慮較多的因素，所以日後可以在此方面進行研究。
3. 因本架構依據燈管的特性，操作於音頻共振的區間，所以會有音頻共振的問題，但日後可以以不同的燈管來做測試研究，亦可加入展頻技術來改善使之適用於各種不同廠牌的氙燈，或者作調頻調光及責任週期調光研究。
4. 未來可以朝微處理機的控制策略研究，以提高其可適性，以及符合更多功能的需求。

5. 最後，因為操作頻率屬於高頻區間，所以要特別注意電磁干擾的問題，如何透過理論及濾波參數的設計來降低電磁干擾，使之能夠符合現今所要求的規格限制。也可進一步更為小型化、低成本等車用電源特性需求，是一定不變的趨勢[35]。



中原大學

參考文獻

- [1] N. Aoike, M. Hoshino, and A. H. Iwabuc, “Automotive HID Headlamps Producing Compact Electronic Ballasts Using Power ICs,” IEEE Transaction on Industry Application, Vol.8, pp. 37-41, Jan-Feb. 2002.
- [2] K. Lee, and B. H. Cho, “Design and Analysis of Automotive High Intensity Discharge Lamp Ballast Using Micro Controller Unit,” IEEE Transaction on Power Electronics, Vol.18, pp. 1356-1364, Nov. 2003.
- [3] J. C. Anton, C. Blanco, F. Ferrero, J. Vieram, N. Bordel, A. Martin, and G. Zissis, “Acoustic Resonance Band Detection Workbench for HID Lamps” IEEE Transaction on LAS, Conf., Oct. 2000, pp. 663-667.
- [4] J. Zhou, F. F. Tao, F. C. Lee, N. Onishi, and M. Okawa, “High Power Density Electronic Ballast for HID Lamps,” IEEE IAS’02, Vol. 3, pp. 1875-1880.
- [5] M. Shen, Z. Qian, and F. Z. Peng, “Design of a Two-Stage Low-Frequency Square-Wave Electronic Ballast for HID Lamps,” IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 39, pp. 424-430, March-April 2003.
- [6] 蘇誌盈, “調頻調光電子安定器之設計與研製”, 國立中正大學電機工程研究所碩士論文, 民 90 年七月。
- [7] 吳財福、余德鴻, “電子安定器綜論”, 全華科技圖書股份有限公司, 民 86 年六月。

- [8] 林憲男，“短弧氙燈工作特性研究”，國立中山大學電機工程學系碩士論文，民 88 六月。
- [9] OSRAM, “Technical Information For HTI . S 35/12,”1998.
- [10] A. Reatti., “Low-Cost High Power-Density Electronic Ballast for Automotive HID Lamp,” IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 15, pp. 361 – 368, March. 2000.
- [11] W. Yan, S. Y. Hui , “An Adaptive Acoustic Resonance Free Electronic Ballast for HID Lamps,” IEEE Transaction on Industry Applications, Conf., Oct.2003. , pp1020-1024.
- [12] 陳柏樵，“氣體放電燈安定器之研製”，國立台灣大學電機工程學研究所碩士論文民 92 年六月。
- [13] M. Gulko, and S. Ben-Yaakov, “A MHz Electronic Ballast For Automotive-Type HID Lamps” IEEE Transaction on Power Electronics Specialists, Conf, June. 1997, pp. 39 – 45.
- [14] D. J. Oh, K. M. Cho, and H. J. Kim, “Development of A Digital Controller Using A Novel Complex Modulation Method for The Metal Halide Lamp Ballast,” IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 18, pp. 390 – 400., Jan. 2003.
- [15] N. H. Ohsato, H. Ohguchi, T. Shimizu, G. Kimura, and H. Takagi, “New Type of Ballast for HID Lamps Using Distributed Constant Line,” PCC’97, Vol. 2, pp. 987-990.
- [16] M. A. Co, M. Brumatti, D. S. L. Simonetti, and J. L. F. Vieira, “Single Stage Electronic Ballast for HID Lamps,” IEEE IAS’03, Vol. 1, pp. 339-344.

- [17] R. Redl, and J. D. Paul, "A New High-Frequency and High-Efficiency Electronic Ballast for HID Lamps: Topology, Analysis, Design, and Experimental Results," IEEE APEC'99, Vol. 1, pp. 486- 492.
- [18] T. F. Wu, Y. J. Wu, C. H. Chang, and Z. R. Liu, "Ripple-Free, Single-Stage Electronic Ballasts with Dither-Booster Power Factor Corrector," IEEE IAS'97, Vol. 3, pp. 2372-2379.
- [19] C. S. Moo, W. M. Chen, and H. C. Yen, "A Series-Resonant Electronic Ballast for Rapid-Start Fluorescent Lamps with Programmable Starting," PCC'00, Vol.1, pp. 95-99.
- [20] C. S. Moo, W. M. Chen, and H. K. Hsieh, "Electronic Ballast with Piezoelectric Transformer for Cold Cathode Fluorescent Lamps," IEE Pro.-Electric Power App., Vol. 150, pp. 278-282.
- [21] R. L. Lin, F. C. Lee, E. M. Baker, and D. Y. Chen, "Inductor-Less Piezoelectric Transformer Electronic Ballast for Linear Fluorescent Lamp," APEC'01, Vol. 2, pp. 664-669.
- [22] M. Jinno, P. Y. Chen, and K. C. Lin, "An Efficient Active LC Snubber for Multi-Output Converters with Flyback Synchronous Rectifier," IEEE PESC'03, Vol. 2, pp. 622-627.
- [23] J. M. Alonso, M. Rico, C. Blanco, and E. Lopez, "A Novel Low-Loss Clamped-Mode LCC Resonant Inverter for HID Lamp Supply," IEEE PESC'95, Vol. 2, pp. 736-742.
- [24] UC3879, "Phase Shift Resonant Controller" Unitrode.
- [25] IR2110, "High And low Side Driver" International IR Rectifier.

- [26] A. I. Pressman, "Switching Power Supply Design (Second Edition)", McGraw-Hill Inc.
- [27] 陳以尚, "單級非對稱半橋可調光電子安定器"中原大學電機工程系碩士論文, 民 93 年五月。
- [28] 陳文琳, "汽車用氙燈電子式安定器"國立成功大學電機工程學系碩士論文, 民 89 年五月。
- [29] W. D. Greason, "Methodology to Study the Resistance of Spark Discharges," IEEE IAS Annual Meeting, Vol. 4, pp. 2059-2063, 1996.
- [30] Nilsson 原著 林登彬 包蒼龍 杜日富 譯 "電路學(第二版)" 科技圖書 76 年 5 月版。
- [31] 林在福, "複金屬燈特性研究及電子安定器設計", 國立中山大學電機工程學系碩士論文, 民 91 年一月。
- [32] 花怡慧, "66/133/266MHz展頻時脈產生器之設計與製作", 台大電機工程學研究所碩士論文, 2002。
- [33] S. Haykin, "Communication Systems 4/e", John Wiley & Sons, INC, 2000.
- [34] F. Lin and D. Y. Chen, "Reduction of Power Supply EMI Emission by Switching Frequency Modulation", IEEE Trans. Power Electron, Vol. 9, Jan. 1994, p132~137.
- [35] 李佳興, "單級非對稱半橋可調光電子安定器"中原大學電機工程系碩士論文, 民94年六月。