

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

單級高功因非對稱波寬調光
之螢光燈電子安定器

A Single-Stage High-Power-Factor Dimmable
Electronic Ballast with Asymmetrical Pulse-
Width-Modulation for Fluorescent Lamps

研究生：楊東益 撰

中華民國八十九年六月

誌謝

西灣的天空依然湛藍、海浪仍舊澎湃，來來往往的船隻天天川流不息，兩年學業的完成不是結束，是人生另一段旅途的開始。猶記兩年前那位來西灣拜師學藝的小伙子-我，進入指導教授莫清賢老師門下，老師於課業上不斷的指導與啟發及恬靜的人生哲學，讓我於學業及生活上受益匪淺，另外師母於生活上的關懷，使實驗室中充滿家庭般的溫暖，讓我倍感溫馨。如今論文能如期完成，對恩師致上萬分的感謝。同時感謝吳財福教授、華志強教授、陳財榮教授諸位口試委員對本論文之指導與指正，使本論文更臻完善。

感謝宏良學長對論文提供許多寶貴的意見及專業知識上的指導，讓我獲益良多。感謝眾師兄清然學長、豪呈學長、再福學長、耀慶學長、憲男學長、子桐學長，同學懷進、明俊，學弟威銘、弘偉，因為有眾師兄弟的實驗室總是充滿愉快的研究氣氛，彼此在交流中得到最佳的互動與學習，和你們相處的這段時光，令我難忘。

最後感謝父母親的照顧與栽培，讓我可以順利完成學業，滿懷感激難以言表，謝謝您們。

僅以此論文獻給所有關心愛護我的人。



摘要

本文提出一應用於螢光燈管的可調光單級高功因電子安定器，電路架構由準半橋共振換流器及降升壓轉換器所組成。電路的切換頻率固定，降升壓轉換器操作在不連續工作模式以提供高功率因數。此安定器係利用非對稱脈波寬度調變的控制方式，調整傳遞到負載共振換流器的有效電壓來改變燈管功率，以達到調光的目的，並在調光範圍內皆可確保功率開關元件在零電壓或零電流切換導通。

針對整合的單級高功因電子安定器於調光操作時，各項操作條件的異動作探討，螢光燈管於電路分析時採用功率函數等效電阻模型。依據電路工作特性分析探討的結果，可建立安定器參數的設計流程。最後以 T8-36W 的螢光燈管當負載，實際製作非對稱脈波寬度調變的單級高功因電子安定器，於大範圍的調光操作下，驗證理論的分析結果。

關鍵詞：調光電子安定器，非對稱脈波寬度調變，功因修正

Abstract

A single-stage high-power-factor electronic ballast is designed for fluorescent lamps with dimming capability. The circuit configuration is originated from the integration of the half-bridge resonant inverter and the buck-boost converter. The buck-boost converter is designed to operate in discontinuous conduction mode (DCM) to provide nearly unit power factor at a fixed switching frequency. With asymmetrical pulse-width-modulation (APWM), the lamp power can be effectively regulated. The power switches of the inverter exhibit either zero-voltage-switching (ZVS) or zero-current-switching (ZCS) over the whole dimming range. Design equations are derived and computer analyses are performed based on a power-dependent lamp model and fundamental approximation. Design guidelines for determining circuit parameters are provided. A prototype circuit for a T8-36W fluorescent lamp is built and tested to verify the analytical predictions.

Key words : Asymmetrical pulse-width-modulation (APWM), Electronic ballast, Dimming operation, Fluorescent lamp, Power-factor correction.

目 錄

中文摘要	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	4
第二章 電子安定器及燈管模型	6
2-1 電子安定器基本架構	6
2-1-1 負載共振式換流器	6
2-1-2 功因修正電路	7
2-2 燈管電路模型	9
2-3 脈波寬度調變(PWM)調光控制	13
第三章 單級高功因調光電子安定器	18
3-1 電路架構	18
3-2 工作模式分析	20
第四章 電路特性分析	39
4-1 功因修正電路分析	39
4-2 負載共振式換流器	42
4-2-1 等效電路	42
4-2-2 燈管啟動電壓	44
4-2-3 燈絲功率	45
4-3 零電壓切換導通	46
4-4 不連續操作模式	50
第五章 電路參數設計	51
5-1 建立燈管模型	51

5-2 降升壓電感 L_p 的決定	54
5-3 針對適當的燈絲功率設計並聯的燈絲電容 C_f	55
5-4 零電壓切換導通的操作條件	56
5-5 不連續電流模式(DCM)操作條件	59
5-6 負載共振電路之 L_s 及 C_s 的設計	62
第六章 實驗量測	64
6-1 非對稱脈波寬度調變(APWM)控制電路	64
6-2 實測結果	67
6-3 燈絲預熱	75
第七章 結論與討論	79
參考文獻	81

圖表目錄

圖 2-1	雙級高功因電子安定器方塊圖	6
圖 2-2	串聯共振電子安定器的電路架構	7
圖 2-3	功因修正電路之基本結構	8
圖 2-4	燈管燈絲及電流分佈示意圖	10
圖 2-5	燈管等效電阻模型	11
圖 2-6	燈管參數量測電路	11
圖 2-7	半橋電子安定器電路架構	14
圖 2-8	準半橋電子安定器電路架構	14
圖 2-9	脈波寬度調變控制於(準)半橋電子安定器的電壓電流波形 ..	15
圖 2-10	全橋式電子安定器電路架構	17
圖 2-11	脈波寬度調變控制於全橋電子安定器的電壓電流波形	17
圖 3-1	具功因修正之雙級電子安定器電路架構	18
圖 3-2	具功因修正之單級電子安定器電路架構(一)	19
圖 3-3	具功因修正之單級電子安定器電路架構(二)	19
圖 3-4	理論波形(D<50% 狀態一)	21
圖 3-5	工作模式一之導通狀態與等效電路(D<50% 狀態一)	22
圖 3-6	工作模式二之導通狀態與等效電路(D<50% 狀態一)	22
圖 3-7	工作模式三之導通狀態與等效電路(D<50% 狀態一)	23
圖 3-8	工作模式四之導通狀態與等效電路(D<50% 狀態一)	24
圖 3-9	工作模式五之導通狀態與等效電路(D<50% 狀態一)	24
圖 3-10	理論波形(D<50% 狀態二)	25
圖 3-11	工作模式一之導通狀態與等效電路(D<50% 狀態二)	26
圖 3-12	工作模式二之導通狀態與等效電路(D<50% 狀態二)	27
圖 3-13	工作模式三之導通狀態與等效電路(D<50% 狀態二)	28

圖 3-14	理論波形(D>50% 狀態一)	28
圖 3-15	工作模式一之導通狀態與等效電路(D>50% 狀態一)	29
圖 3-16	工作模式二之導通狀態與等效電路(D>50% 狀態一)	30
圖 3-17	工作模式三之導通狀態與等效電路(D>50% 狀態一)	31
圖 3-18	工作模式四之導通狀態與等效電路(D>50% 狀態一)	31
圖 3-19	工作模式五之導通狀態與等效電路(D>50% 狀態一)	32
圖 3-20	理論波形(D>50% 狀態二)	33
圖 3-21	工作模式一之導通狀態與等效電路(D>50% 狀態二)	34
圖 3-22	工作模式二之導通狀態與等效電路(D>50% 狀態二)	34
圖 3-23	工作模式三之導通狀態與等效電路(D>50% 狀態二)	35
圖 3-24	工作模式四之導通狀態與等效電路(D>50% 狀態二)	36
圖 3-25	工作模式五之導通狀態與等效電路(D>50% 狀態二)	36
圖 3-26	工作模式六之導通狀態與等效電路(D>50% 狀態二)	37
圖 4-1	電感電流 I_p 波形	40
圖 4-2	電感電流與輸入電流的示意波形	41
圖 4-3	開關兩端電壓 V_{ab} 波形	42
圖 4-4	串聯共振等效電路	43
圖 4-5	戴維寧等效電路	44
圖 4-6	V_{DS2} 、 V_1 和 I_r 的波形特性	49
圖 5-1	36W-T8 型燈管實際量測值與燈管等效電阻模型曲線	54
圖 5-2	燈絲功率與電弧功率的變化情形	55
圖 5-3	燈絲功率與電弧功率的變化情形 ($Z_{cf} = 360\Omega$)	55
圖 5-4	負載角度 γ_1 相對於電弧功率 P_{arc} 的變化 ($Z_{cf} = 360\Omega$)	57
圖 5-5	負載角度 γ_1 的變化與零電壓切換的邊界面 ($L_p = 1.43mH, Z_{cf} = 360\Omega, V_S = 110V_{rms}$)	57

圖 5-6	不同輸入電源電壓時負載角度 γ_1 與零電壓切換的邊界面 ($L_p = 1.43mH, Z_{cf} = 360\Omega, V_S = 100 \sim 120V_{rms}$)	58
圖 5-7	不同輸入電源電壓時負載角度 γ_1 與零電壓切換的邊界面 ($L_p = 1.43mH, Z_{cf} = 360\Omega, V_S = 100 \sim 120V_{rms}, Z_{LC} = 450\Omega$)	59
圖 5-8	電弧功率 P_{arc} 相對於 V_1 的變化($Z_{cf} = 360\Omega$)	60
圖 5-9	不連續模式的操作區域 ($L_p = 1.43mH, Z_{cf} = 360\Omega, V_S = 110V_{rms}$)	60
圖 5-10	操作於不連續模式考慮輸入電源電壓變動的影響 ($L_p = 1.43mH, Z_{cf} = 360\Omega$)	61
圖 5-11	不同品質因數 Q 相對應於 Z_{Lc} 之關係圖 ($R_{arc} = 275\Omega, Z_{cf} = 360\Omega$)	63
圖 5-12	燈管功率變動相對於品質因數 Q 之關係圖 ($L_s = 2.88mH, C_s = 22nF, Z_{cf} = 360\Omega$)	63
圖 6-1	非對稱脈波寬度調變控制電路方塊圖	65
圖 6-2	非對稱脈波寬度調變控制電路的輸出訊號示意圖	65
圖 6-3	非對稱脈波寬度調變控制電路圖	66
圖 6-4	輸入電流與電感電流高頻切換波形	67
圖 6-5	輸入電壓及輸入電流與電感電流波形	69
圖 6-6	換流器輸入電壓 V_{ab} 及共振電流 I_r	70
圖 6-7	燈管電壓 V_{lamp} 及燈管電流 I_{lamp} 的波形	71
圖 6-8	燈管電流的峰值因數	72
圖 6-9	輸入電壓 120V 於導通率 D 為 20%時的 V_{ab} 及 I_r	72
圖 6-10	開關元件 S_2 的導通率 D 相對應於燈管功率燈管電弧功率、燈絲功率、功率因數、轉換效率、總諧波失真的關係圖	74

圖 6-11	導通率 D 與燈管啟動電壓及燈絲電流的關係圖	76
圖 6-12	燈管啟動時導通率 $D = 59\%$ 的直流鏈電壓、燈管電壓、共振電流及燈管電流	77
圖 6-13	燈管啟動時導通率 $D = 44\%$ 的直流鏈電壓、燈管電壓、共振電流及燈管電流	78
表 5-1	電路規格表	51
表 5-2	36W T8 螢光燈管之電氣特性	52
表 6-1	電路規範及參數	64
表 6-2	開關元件 S_2 的導通率 D 、總諧波失真、轉換效率、燈管功率、燈管電弧功率及燈絲功率的相關數據	73

第一章 簡介

1-1 研究動機

隨著科技的發展及生活水準提高，照明已成為人類日常生活中不可或缺的基本需求。近年來由於全球各種產業的蓬勃發展、商業活動的頻繁及居家生活品質的提高，照明用電也與日遽增，於是開始重視高效率、舒適、安全、經濟和改善提高人們工作、生活品質的照明系統開發。螢光燈由於具有發光效率高、壽命長、燈管溫度低、多種光色及多種形狀等優點，遂成為現今照明的主流。

螢光燈與大多數的氣體放電燈一樣，呈現負增量電阻的電氣特性，需要安定器來限制流經燈管的電流。螢光燈的安定器除了限流的功能外，必須兼具點燈功能，在啟動時提供足夠高的燈管啟動電壓，使游離氣體產生放電現象；在啟動完後，只需提供一較小的燈管電壓，維持燈管氣體放電電流[1-4]。

傳統電磁式安定器效率低落、體積大、笨重、會發出噪音且有低頻閃爍現象，一直都為人所詬病。為了改善上述傳統安定器的缺點，電子式安定器乃因應而生。電子式安定器工作在高頻，具備體積小、重量輕及無噪音等優點，且將可以獲得更高照明效率與改善光閃爍現象[1,5,6]。

電子安定器的主要電路為共振式換流器電路，這是由於它具有低切換損失及共振電流接近正弦波等優點，適合於高頻操作，並具有降低燈管電流峰值因數(Crest Factor；CF)的優點，因而被大多數電子安定器採用[7-10]。共振換流器電路架構之電子安定器，主要是以功率半導體元件作高頻的開關切換動作，產生各種不同頻率或電壓準位的

高頻電源，以提供螢光燈管所需。

電子安定器可以有調整螢光燈管明暗的功能，對於人們對照明品質要求，在不同場合與時機，需要不同光線強弱的照明，有時需要充足的光源，有時講求氣氛需要柔和昏暗的燈光，有時為了節省能源而減低不必要的光流明。可調光的電子安定器因此開始被陸續研究與發展，其具備高效率、高功因、安靜、舒適、可調整明暗及省電等優點。

調光的方法有很多種，較常用的方式有調頻、調壓及脈波寬度調變(Pulse-Width-Modulation ; PWM)的調光控制等。其中調頻方式可以有效達到調光目的，其控制電路也相當簡單，然而因為頻率的變動，使得前級電磁干擾(EMI)濾波電路的設計較有困難，也無法將磁性元件作最佳的應用。而調壓方式乃藉著改變共振電路的直流電源來達到調光[11-14]，以兩級高功因電子安定器而言，可以改變前級功因修正電路的輸出電壓。而脈波寬度調變為改變開關元件的導通時間來達到調光的目的，通常使用對稱脈波寬度調變(Symmetrical Pulse-Width-Modulation ; SPWM)的控制方式，但卻因為會造成開關元件上高的切換損失，無法達到省電的目的。基於上述調光控制方式的的問題，本文提出非對稱脈波寬度調變(Asymmetrical Pulse-Width-Modulation ; APWM)的控制方式，固定開關元件的切換頻率，調整開關元件的導通時間來達到調光的效果。

共振換流器電路所使用的電源是直流電，但是目前電力系統所供應的則是交流電。為了提供共振式換流器電路所需的直流電源，通常利用一組橋式整流器來獲得，而為了消除整流後的交流成分，一般會在直流側並聯一大電容以獲得穩定的直流電壓。然而正是由於此電容將直流電壓維持在一大約固定的準位，使得橋式整流器只在交流電壓的振幅高於電容電壓時才得以導通，從電源側汲取所需的功率，故在

每個輸入電源週期中導通的時間非常短，且在該時段內會有很大的脈波狀湧入電流。輸入電流於交流電源電壓的峰值附近以脈衝之形式出現，這種電流波形含高量諧波（Harmonic），並在交流電源側產生低功率因數（Power Factor；PF）的不良影響[15,16]。實測的結果可發現，這種輸入電流的總諧波失真率（Total Harmonic Distortion；THD）會高達 100% 以上，而交流端之輸入功率因數則僅有約 0.6 左右。低功因不僅降低系統設備如電力變壓器的利用因數（Transformer Utilization Factor），更迫使相關元件與設備的額定容量必須提高，以供應負載所需。此外，高次諧波電流常導致控制電路及電力保護設備的誤動作，並使量測儀器或通訊系統受到干擾；同時，電源電壓的波形也會受到影響而產生畸變。因此，如何改善功率因數及降低總諧波失真，乃設計電子安定器的重要課題。

欲達到功因修正及諧波抑制的功能，可在電路的輸入端上加入適當的電力濾波電路。濾波電路可概分為被動式濾波電路與功因修正電路。傳統的被動式濾波電路是在原有的電路中放入一些被動元件，以改善輸入電流的波形和相位。這些被動元件包括：電感、電容和被動開關(二極體)，基本上並不大消耗能量，僅用以改變輸入電流流入直流濾波電容的路徑與時間。藉由適當的電路架構及元件參數設計，可達成一定程度的功因修正功能[17-20]。其優點為電路結構簡單、堅固耐用、成本低廉，但同時卻有體積大、重量重及電感易產生哼聲等諸多的缺點，在產品講求精緻輕巧的新潮流中，未免顯得落伍而不受歡迎。

功因修正電路則是在整流電路與直流鏈電容之間，介入一組儲能元件及切換開關元件，驅動開關元件作高頻切換。透過簡單而高功能的控制電路，可精確地控制輸入電流，使成為高頻率的脈動波形，其

波包或平均值能追隨交流電源電壓成正弦波形變化，並且保持同相位，然後再以一組較小的被動濾波電路將其高頻電流成分濾除。如此一來，可將功因提高至接近 1.0，總諧波失真率則抑制到 10% 以下[21-30]。功因修正的效果非常良好，但由於多了一級功率轉換的切換和傳導損失，使得整體的轉換效率降低；而且，額外增加的控制電路和切換元件又使得電路結構複雜化，成本也相對提高，對於要求單價成本較低的電子安定器而言，並不利於其產品的市場競爭力。

若能將功因修正電路及後級轉換電路中的切換開關加以整合，使其同時負責前、後級的切換工作，即可減少開關元件的數目，連帶節省一組控制電路，不但使得電路結構簡單化、成本降低，同時整體轉換效率也因減少一級的轉換損失而獲得提升，此即所謂單級高功因電子式安定器，也是目前最新的研發趨勢[31-38]。

本論文針對準半橋負載共振式電路與功因修正電路加以整合，提出一單級高功因電子安定器，採用非對稱脈波寬度調變的控制方式來調整螢光燈管的輸出功率，以達到調光的功能。在文中詳細解析電路於調光操作時的工作模式、電路特性及參數設計流程，確實掌握此單級高功因電子安定器的調光特性與設計的方式，讓高效率、高功因、安靜、舒適、省電的調光電子安定器可以容易的被實現，為多樣的照明領域中，多提供一種好的選擇。

1-2 本文大綱

本文的內容共分七章，由介紹電子安定器與螢光燈管模型的建立開始，接著提出非對稱脈波寬度調變的調光控制方式，再將功因修正電路與負載共振換流器整合成單級高功因電子安定器，藉著電路工作模式與工作特性的分析，一步步引出本文所提出的單級高功因電子安

定器於非對稱脈波寬度調變的調光特性，與參數設計流程，最後讓高效能的調光電子安定器得以實現。

本論文的章節內容安排如下：

第二章：介紹電子安定器及燈管模型與調光控制方式。

第三章：針對單級整合式電子安定器於調光的工作模式進行分析。

第四章：分析電路的工作特性與方程式推導。

第五章：針對電路的各項參數進行設計。

第六章：製作實際電路並量測實驗波形和記錄數據。

第七章：本論文的結論與討論。

第二章 電子安定器及燈管模型

2-1 電子安定器基本架構

目前電子安定器的電路眾多，其主要功能的架構大致相同，如圖 2-1 所示，先整流後經過功因修正器，再利用共振式換流器將直流電壓轉換為高頻交流電源以驅動螢光燈管。

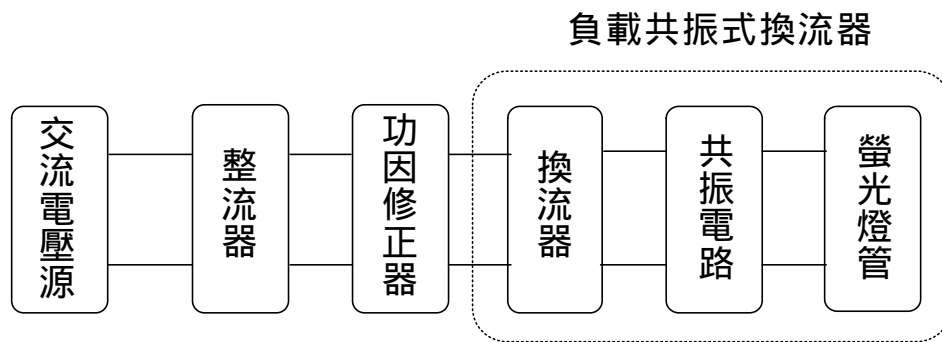


圖 2-1 雙級高功因電子安定器方塊圖

2-1-1 負載共振式換流器

電子安定器後級的負載共振式換流器可以細分為三部分，第一部分換流器將前級直流電壓切換成高頻交流方波電壓，第二部分與第三部分為諧振阻抗與燈管形成的換流器之共振負載電路。電路中的電感、電容所產生的諧振作用，使換流器之高頻交流方波電壓經過諧振阻抗的濾波作用後，於燈管的電壓、電流已經非常接近正弦波，可滿足燈管峰值因數的規範。另一方面，共振電路在燈管未啟動前可以於燈管兩端產生足夠高的燈管啟動電壓，使燈管能進入發光狀態。

圖 2-2 所示為一個 D 類串聯共振式換流器，切換開關 $S_1(S_2)$ 包括一主動開關 $Q_1(Q_2)$ 與一個反向並聯二極體 $D_1(D_2)$ ，通常可採用內含二極體的功率開關元件 MOSFET。串聯電感 L_S ，電容 C_S 與並聯電容

C_f 組成共振電路，使流經共振電路的電流幾乎為正弦波；另一方面 C_f 也提供穩態工作時，燈絲電流的路徑。這是一般常見的電路，採用電容並聯於燈管旁作為啟動電路；其實 C_f 亦可換成電感作為啟動電路。

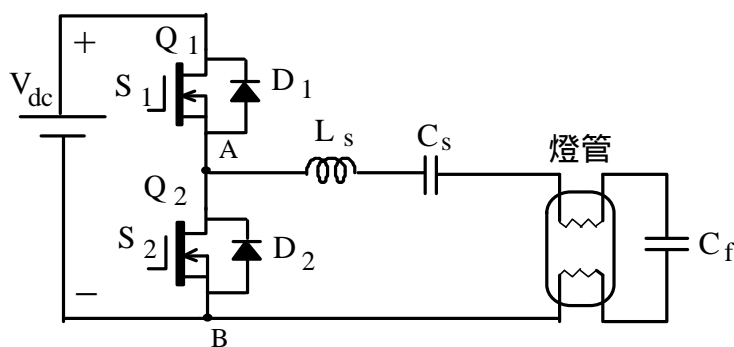
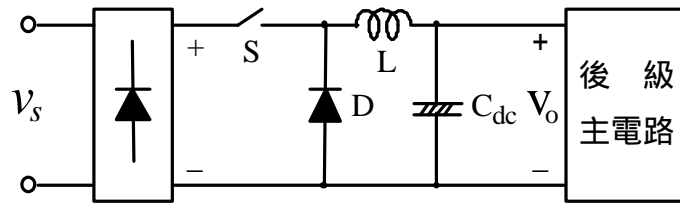


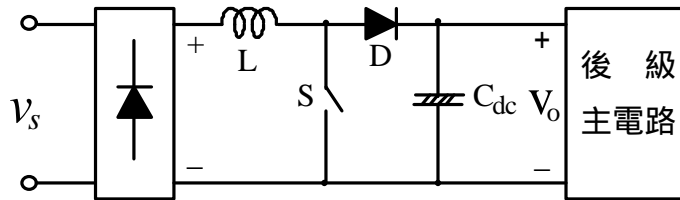
圖 2-2 串聯共振電子安定器的電路架構

2-1-2 功因修正電路

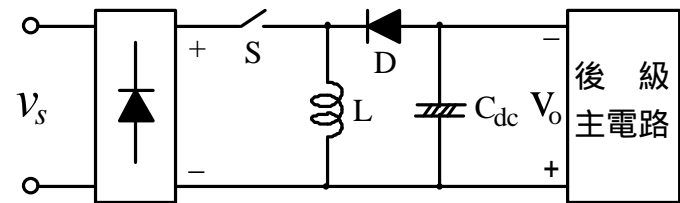
功因修正電路的基本架構，是在整流器之後，介入一級直流對直流轉換電路，可因應負載不同功率的需求，控制開關切換的時機，使儲能電路進行能量儲存與釋放，以改變輸入功率與電流波形。經由適當的操作程序，可精確地控制輸入電流的波形及大小，達到功因修正及穩壓的功能，目前的技術所發展出的功因修正電路，工作頻率從數十至數百 kHz，可將諧波失真抑制到幾乎不存在，功因也幾近於一，並允許輸入電源和負載在相當大的範圍內變化。直流對直流轉換的基本電路類型可依所介入的轉換電路結構概分為降壓式、升壓式及降升壓式三種，其中又以升壓式及降升壓式較易於與後級共振電路整合成單級電子式安定器，分別如圖 2-3 所示。



(a) 降壓式



(b) 升壓式



(c) 降升壓式

圖 2-3 功因修正電路之基本結構

(a)降壓式：當電源電壓高於直流鏈電壓時，電路可從電源引進輸入電流，經切換開關及儲能電感到達直流鏈電容。反之，當電源電壓低於直流鏈電壓時，電路將無法引入輸入電流，因此會造成電源電流不連續的情況，引發大量的低頻諧波電流，並造成功因低落，故其功因修正的效果不甚理想[25]。又因開關元件未接在零電壓端上，故其驅動訊號須作電氣隔離，將會增加控制電路的複雜性。

(b)升壓式：其輸出電壓高於電源電壓，開關元件與直流鏈電容及整流後的電源電壓成共地的連接方式，控制電路較為簡單，適合應用於需要較高輸出電壓的負載[26-29]。

(c)降升壓式：透過調整開關元件的導通率(Duty ratio)，可使其輸出電壓高於或低於電源電壓。其切換開關導通時，輸入電流流經電感電流，切換開關截止時，輸入電流亦不再流入電感，這種特性使得只要控制在每個輸入電壓週期中，保持固定的導通率，即可獲得高功率因數[30,41]。

上述三種功因修正電路的電感電流可設計於連續模式(Continuous-Current-Mode；CCM)或不連續電流模式(Discontinuous-Current-Mode；DCM)，兩者均可達到高功因的目的。其中以固定開關切換頻率，固定開關元件的導通率來控制電感電流工作於 DCM 最為簡單，然而，此時升壓式的功因修正電路需要輸出電壓遠大於輸入電壓時，才能達到較佳的功率因數，因此升壓式必須採用較高的額定值的元件；但此種方式應用於降升壓式功因修正電路可以得到不錯的效果。以改變開關切換頻率或改變開關元件的導通率使電感電流工作於 DCM 或 CCM，才可以改善上述升壓式功因修正電路需要高輸出電壓的缺點 [23,28,39,40]。這些方式必須隨時偵測輸入電壓、電感電流和\或輸出電壓，控制電路較為複雜，且在每個輸入電壓週期內，其開關切換頻率或開關元件的導通率均在改變，不利於與後級共振電路整合。

2-2 燈管電路模型

螢光燈管作為電子安定器中共振換流器的負載，參與共振，會影響電路的特性，所以在電子安定器設計時，螢光燈管模型的建立也就相當重要。螢光燈管於高頻操作時，其電氣特性呈現電阻性，所以若不考慮調光，將螢光燈操作在定功率下，可將螢光燈管當成定值的等效電阻來分析與設計，其等效電阻等於額定燈管電壓除以額定燈管電流。但是當螢光燈高頻操作於可調光的電子安定器時，螢光燈管的等

效電阻呈現負增量電阻特性，燈管電壓隨燈管功率增加而下降，燈管電流隨著燈管功率增加而增加，故燈管等效電阻並非維持定值，而是隨著燈管功率增加而減少。因此使用一個固定的額定等效電阻，於分析安定器在調光模式下的工作情形，會導致極大的誤差。所以本文在螢光燈管的燈管模型採用功率函數電阻模型[42]，使用一簡單數學式即可正確表示燈管等效電阻與功率關係。

螢光燈包含兩端發射電子的電極燈絲與產生弧光的電弧兩部分，電弧可以表示成一因功率大小而變的等效電阻 R_{arc} ；電極燈絲電阻實際上均勻分佈於兩頭之間，燈管電弧電流分散於燈絲之上，由燈絲的一端流到另一端，如圖 2-4 所示，但為了簡化分析，兩電極各等效成一集總電阻 r_f 。由於電弧電流流經燈絲電阻會造成壓降，所以為了較精確地計算電弧電壓 V_{arc} ，將 R_{arc} 接在兩燈絲電阻中點，其燈管等效電阻模型如圖 2-5 所示[43]。

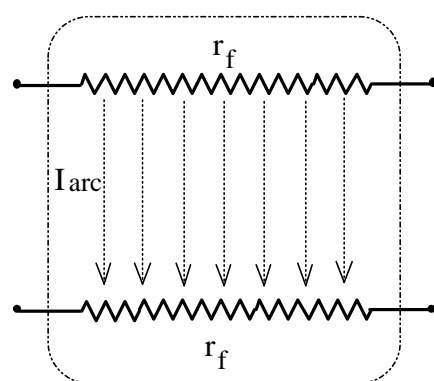


圖 2-4 燈管燈絲及電流分佈示意圖

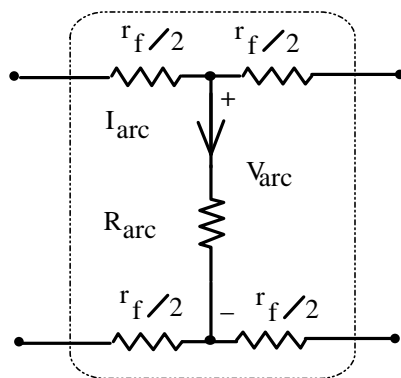


圖 2-5 燈管等效電阻模型

圖 2-6 為燈管量測電路。本文所提的燈管模型中，應該先將電弧電壓 V_{arc} 利用實驗量測決定，燈管電弧電壓 V_{arc} 為兩燈絲之間的電壓，燈絲位於燈管內部，因此電弧電壓無法直接以電壓表或示波器等儀器量得，以往都以 $V(X,Z)$ 或 $V(W,Y)$ 或兩者之平均值表示燈管發弧電壓，這些電壓均含有燈絲電壓成份，會造成燈管模型的誤差。

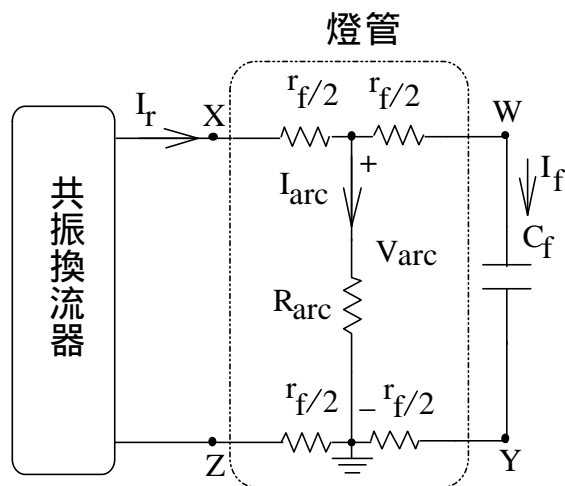


圖 2-6 燈管參數量測電路

由圖 2-6 中，電壓 V_{XY} 和燈管電弧電流 I_{arc} 可由量測獲得，其中電壓 V_{XY} 必然包含在燈絲上的壓降。實際上燈絲電阻遠小於燈管等效電阻及並聯電容的電抗，所以在燈絲上的壓降可以被忽略，不過我們

為了不造成燈管模型的誤差，利用所量測的電壓 V_{XY} 及燈管電弧電流 I_{arc} 可將燈管電弧電壓計算出來，其燈管電弧電壓如下式所示：

$$V_{arc} = \left| V_{XY} - \frac{r_f}{2} \cdot I_{arc} \right| \quad (2-1)$$

燈管電弧電壓與燈管電弧功率幾乎成線性關係，因此可將電壓表示為功率的一次多項式之近似曲線[42]，如下式所示。

$$V_{arc} = A_V + B_V P_{arc} \quad (2-2)$$

其中電弧電壓 V_{arc} 為均方根值， A_V 、 B_V 為一次多項式的係數。

這樣的表示法可以簡化分析的過程，我們只需由任意兩組量測之燈管電壓與功率值即可求得(2-2)式中兩個係數。為了使電路模型能涵蓋可調光範圍，採用燈管電弧功率的額定操作功率 $P_{arc(100\%)}$ 及燈管電弧功率之較低操作功率 $P_{arc(25\%)}$ 的兩個工作點之兩組數據。因在較低功率時線性的情形較差，所以在低功率的數據選擇時，不能選用最低操作功率的值，如此會造成一階功率方程式的誤差。不過如此所得到的方程式，代入低功率分析時會產生誤差。將選擇的兩組參數 $(P_{arc(100\%)}, V_{arc(100\%)})$ 與 $(P_{arc(25\%)}, V_{arc(25\%)})$ 代入(2-2)式中可以得到下式：

$$\begin{bmatrix} A_V \\ B_V \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & P_{arc(25\%)} \\ 1 & P_{arc(100\%)} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_{arc(25\%)} \\ V_{arc(100\%)} \end{bmatrix} \quad (2-3)$$

燈管電流與燈管等效電阻分別以(2-4)式及(2-5)式求得：

$$I_{arc} = \frac{P_{arc}}{V_{arc}} = \frac{P_{arc}}{A_V + B_V P_{arc}} \quad (2-4)$$

$$R_{arc} = \frac{V_{arc}^2}{P_{arc}} = \frac{(A_V + B_V P_{arc})^2}{P_{arc}} \quad (2-5)$$

2-3 脈波寬度調變(PWM)調光控制

脈波寬度調變調光的控制方式通常使用對稱脈波寬度調變，改變傳遞到負載共振電路的有效電壓來達到調光的效果，若其共振電路採用半橋架構，其電路如圖 2-7 所示，或是準半橋架構，如圖 2-8 所示，兩者工作原理都相同。對稱脈波寬度調變於(準)半橋電路架構的電壓、電流波形如圖 2-9 所示，圖 2-9(a)及圖 2-9(b)皆為額定功率時的電壓電流波形，兩者相異的地方為一個觸發訊號的週期內，開關元件有觸發訊號 V_{gs2} (V_{gs1}) 時的百分比不同，雖然圖 2-9(b)已經改變觸訊號的百分比，但負載共振電流 i_r 在開關導通前仍保持流經與開關並聯的反向二極體，所以開關兩端的輸出電壓的有效值仍然尚未改變，所以圖 2-9(b)雖然已經改變觸發訊號的百分比，但仍還是額定功率。所以如果要達到調光的目的，必須如圖 2-9(c)的情況，此時開關兩端輸出電壓已經產生失真，也就是因為開關兩端的輸出電壓失真，使得開關兩端輸出電壓的有效值改變，進而達到調光的功能。我們將對稱脈波寬度調變的零電壓切換設計在額定功率，但是為了達到調光功能，而使得切換開關的電壓並非為單一個完整方波及在一個高頻的週期內功率開關切換動作變成兩次，造成一旦不是額定功率的操作點，將不再具有零電壓切換導通的功能，這與為節省能源而使用調光的電子安定器相衝突。

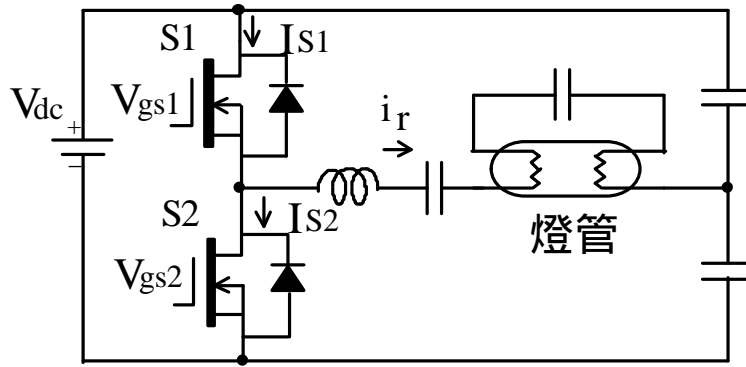


圖 2-7 半橋電子安定器電路架構

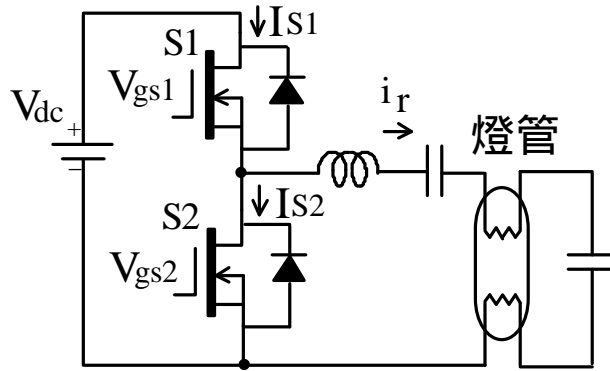
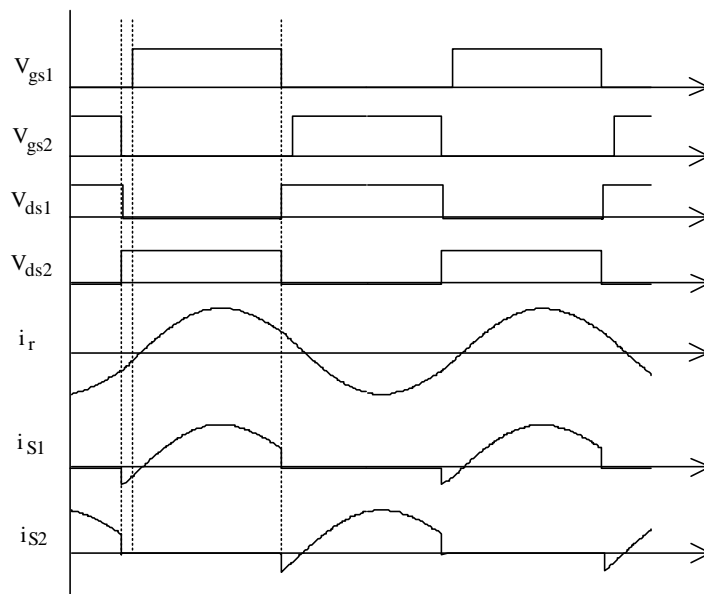
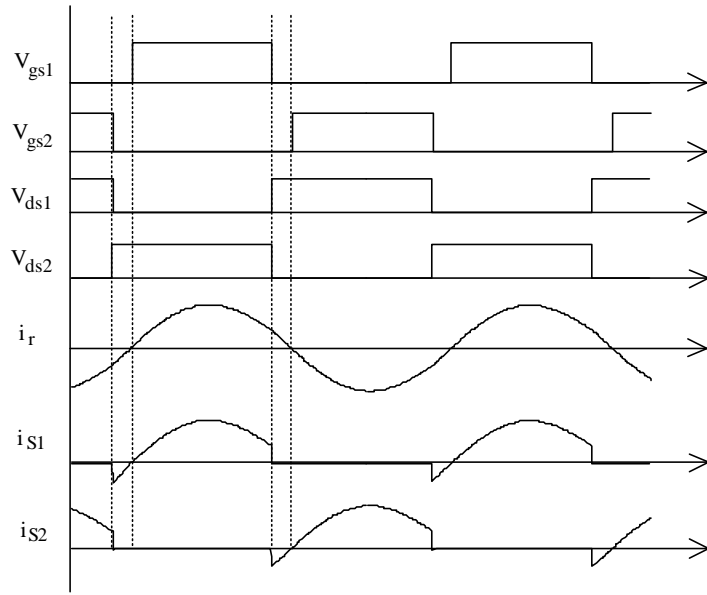


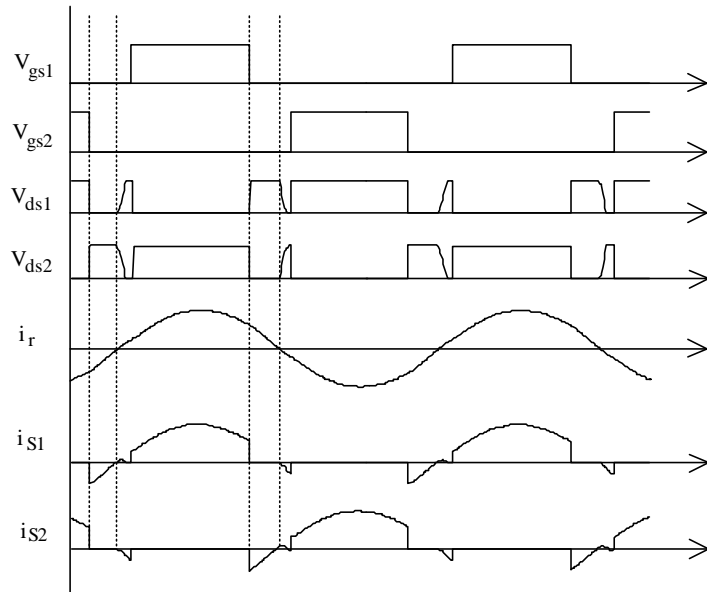
圖 2-8 準半橋電子安定器電路架構



(a) 額定功率於 V_{gs2} 的觸發訊號為 47% 時的電壓電流波形



(b)額定功率於 V_{gs2} 的觸發訊號為 43%時的電壓電流波形



(c)非額定功率於 V_{gs2} 的觸發訊號為 36%時的電壓電流波形

圖 2-9 脈波寬度調變控制於(準)半橋電子安定器的電壓電流波形

若負載共振電路採用全橋式結構，如圖 2-10 所示，可以解決上述半橋結構的缺點。圖 2-11 為全橋電子安定器使用對稱脈波寬度調變的電壓電流波形圖，圖 2-11(a)為額定功率時的情形，圖 2-11(b)為非額

定功率時的情形，如果適當的設計參數，將可使調光範圍內皆可達到零電壓切換導通，然而以此全橋式結構多出了兩個切換開關，其成本相對提高。為解決上述的問題，於本文提出非對稱脈波寬度調變的控制方式，針對零電壓切換設計參數，使其在所有的調光範圍內，確保高效率的能量傳遞。在電路方面，使用降升壓式轉換電路作為功因修正電路，並與準半橋負載共振換流器相整合，這個整合的單級功率轉換電路，工作在固定的切換頻率。而將降升壓轉換器設計在不連續工作模式操作，以確保可以提供高的功率因數。

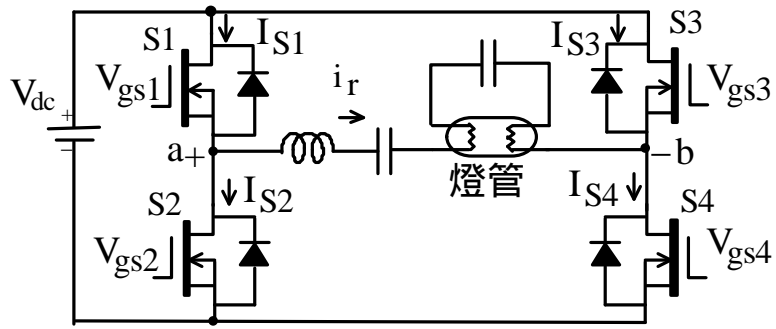
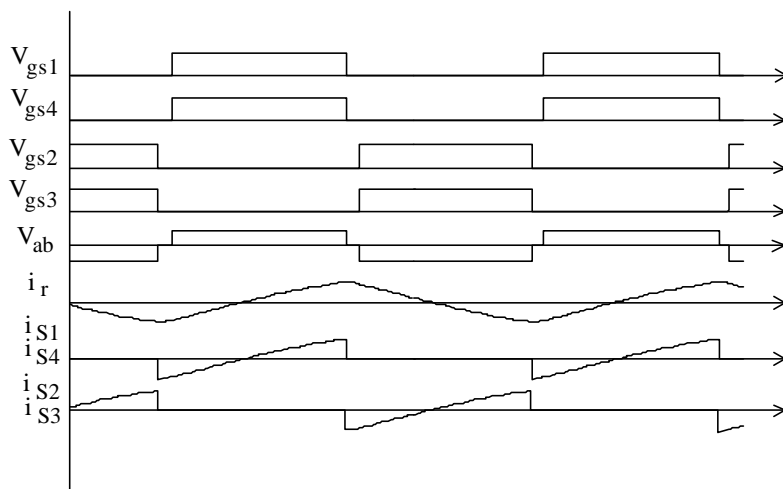
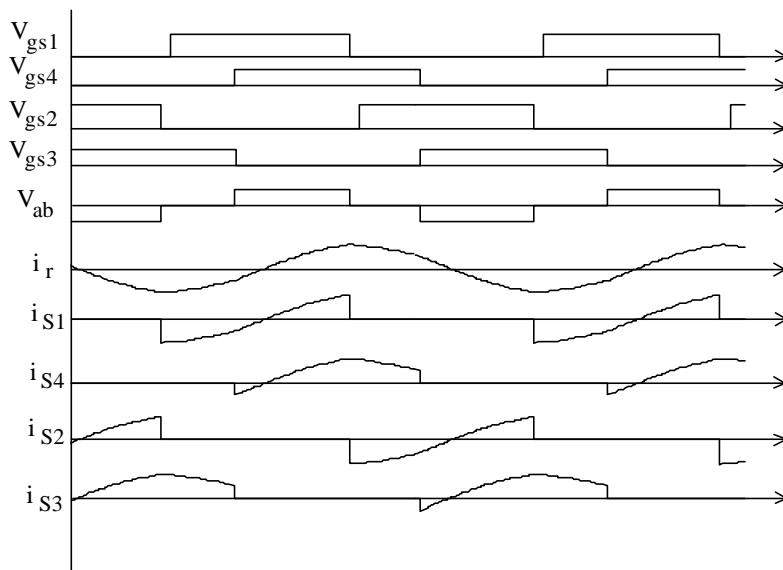


圖 2-10 全橋式電子安定器電路架構



(a) 全橋式電子安定器於額定功率的電壓電流波形



(a) 全橋式電子安定器於非額定功率的電壓電流波形

圖 2-11 脈波寬度調變控制於全橋電子安定器的電壓電流波形

第三章 單級高功因調光電子安定器

本章將具功因修正功能的降升壓轉換器與半橋負載共振換流器整合成單級高功因電子安定器。此電路架構利用非對稱脈波寬度調變的控制方式，調變切換開關元件的導通率來達到調光的功能，將降升壓轉換器的電感工作於 DCM，以降低切換損失及改善功因。依上述的條件，分析各種工作模式的操作情形，以便我們作為後面章節對調光電子安定器的特性分析與參數設計時的依據。

3-1 電路架構

本文選用降升壓轉換器來作功因修正電路，其雙級電路架構如圖 3-1 所示。為了整合成單級電子安定器，圖 3-1 中的開關 S_1 可以與開關 S_2 或 S_3 共用，其結果如圖 3-2 或圖 3-3 所示。圖 3-2 與圖 3-3 只是電路的變化，其功能與分析方法都相同，在此提供另種選擇，本文以圖 3-2 作接下來的各種分析。

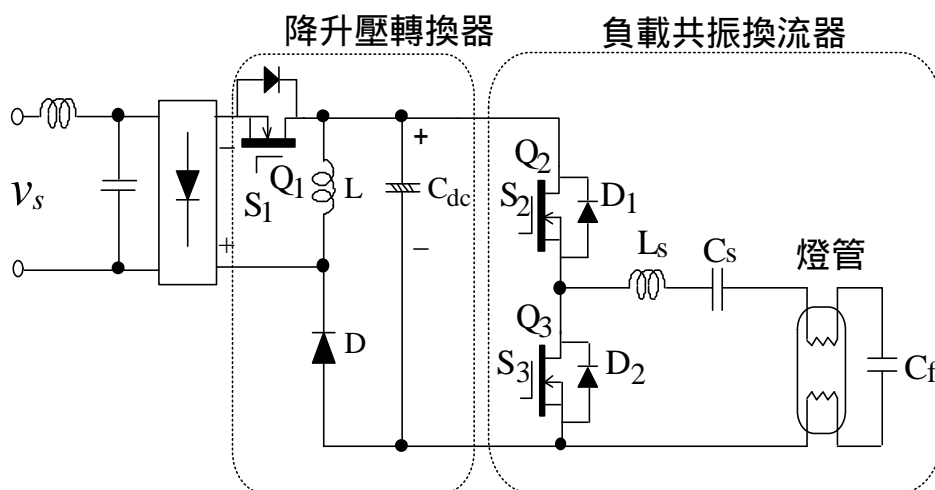


圖 3-1 具功因修正之雙級電子安定器電路架構

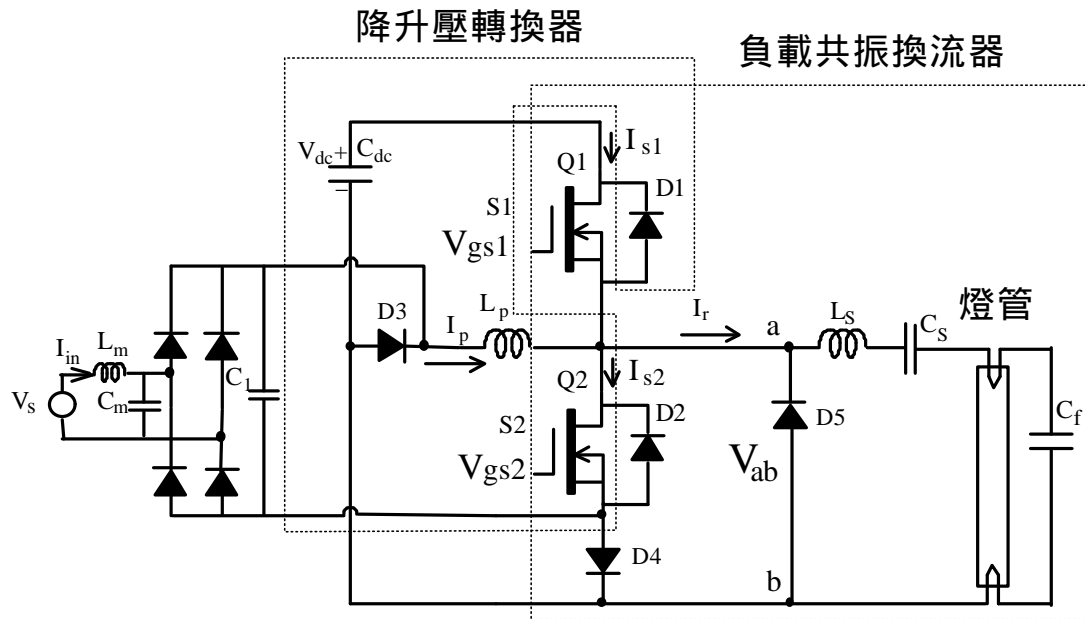


圖 3-2 具功因修正之單級電子安定器電路架構(一)

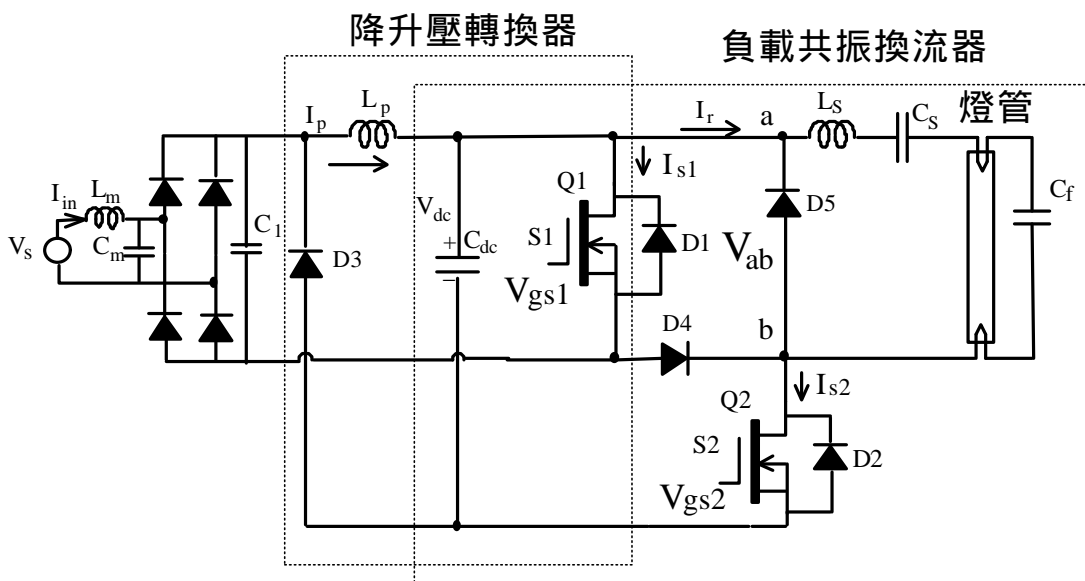


圖 3-3 具功因修正之單級電子安定器電路架構(二)

圖 3-2 為本文所提出的基本電路架構，由橋式整流、半橋負載共振式換流器與降升壓式轉換器所組成，其中 C_{dc} 為直流鏈電容，功率開關元件 S_1 及 S_2 由主動開關 Q_1 與 Q_2 及反向並聯二極體 D_1 與 D_2 所組成，而負載共振電路包括 L_s 、 C_s 、 C_f 與燈管，其中電容 C_f 在燈管

啟動暫態提供足夠高的啟動電壓，於工作穩態時提供適當的燈絲電流；降升壓轉換器由換流器的功率開關元件中的 D_1 、 Q_2 與電感 L_p 所組成。調整開關 Q_2 的導通時間來引導輸入電流，使其達到功率因數修正與調整輸入功率的目的。當主動開關截止時，飛輪二極體 D_3 與 D_5 用來導通電感電流 I_p 和共振電流 I_r 。二極體 D_4 則用來提供開關 Q_2 導通時，共振電流 I_r 導通的路徑，並防止開關 Q_2 截止時，輸入電流流入 C_{dc} 。圖中小的低通濾波器（ L_m 與 C_m ），和 C_1 用來消除輸入電流的高頻諧波。

3-2 工作模式分析

非對稱脈波寬度調變控制中，開關 Q_1 及 Q_2 分別由兩個互補的閘級訊號 V_{gs1} 與 V_{gs2} 所觸發，兩者之間需要短暫的怠遲時間(Dead time)，以防止 Q_1 、 Q_2 同時導通。若忽略這段微不足道的時間，則開關元件 S_2 的導通率為 D ，開關元件 S_1 的導通率為 $(1-D)$ 。

設計共振電路的參數時，都將換流器的切換頻率設定大於共振頻率，確保開關導通瞬間能達到零電壓或零電流切換導通。但在改變開關元件 S_1 (S_2) 的導通率調光時，雖然設計切換頻率大於共振頻率，仍會有無法零電壓或零電流切換導通的情形出現，所以我們在設計共振電路的參數時必須將開關元件的導通率的運作模式考慮進去，以確保在所有的調光範圍內皆可以達到零電壓或零電流切換導通。以下針對圖 3-2 的電路，根據 S_2 導通率 D 的大小與共振電流相對應的主動開關元件是否在正電流時截止，可分為四種狀態作分析：當 D 小於 50% 時，可以分為兩種工作狀態；當 D 大於 50% 時，電路也可分為兩種工作狀態。

在所有分析中皆假設：(1)電源頻率遠小於切換頻率；(2)換流器切換頻率大於共振電路的共振頻率，此時共振電路呈現電感性，使共振電流落後換流器的輸出電壓；(3)同時假設負載共振電路的品質因數足夠高，使共振電流趨近弦波。

(a) D 小於 50%，狀態一：

圖 3-4 顯示 D 小於 50% 時，在工作狀態一中各開關元件的電壓電流理論波形。根據功率開關元件的動作可以將這個電路在一個高頻的週期內分為五個操作模式。

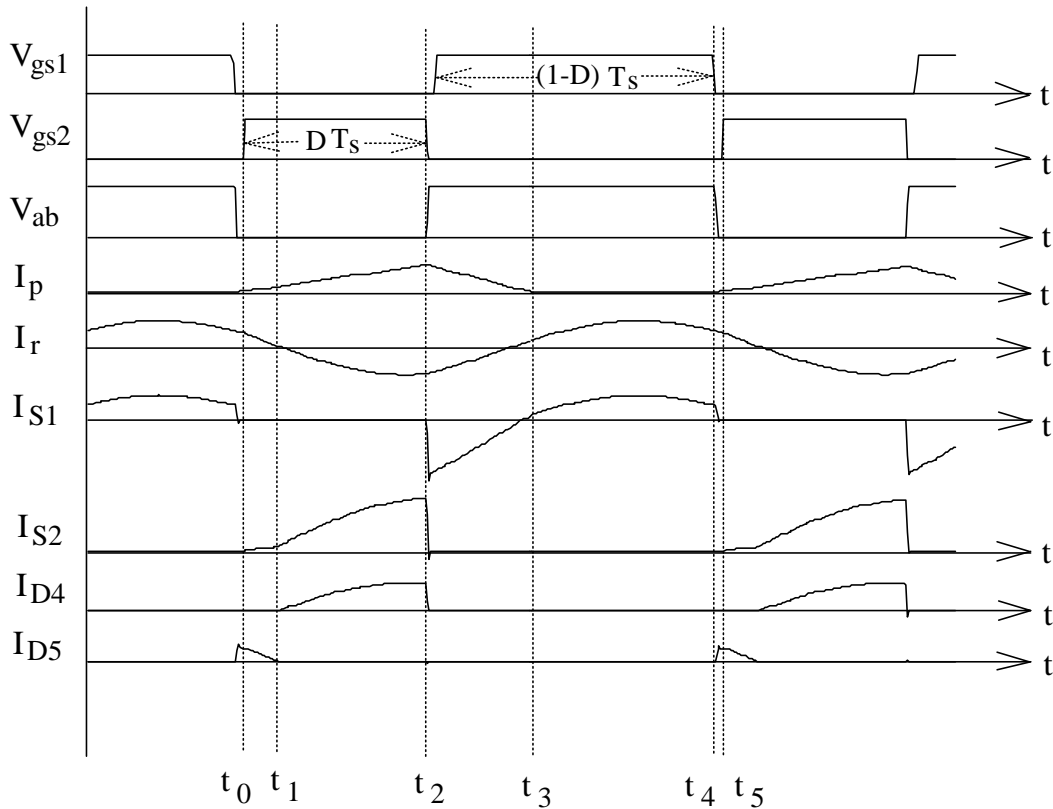


圖 3-4 理論波形($D < 50\%$ 狀態一)

(1) 工作模式一 ($t_0 < t < t_1$):

進入工作模式一前，共振電流為正且流經二極體 D_5 。工作模式

一開始時，閘級訊號 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_p 從零呈線性增加，開關 Q_2 可以由零電流開始導通。當共振電流降為零時，二極體 D_5 截止，此時進入工作模式二。

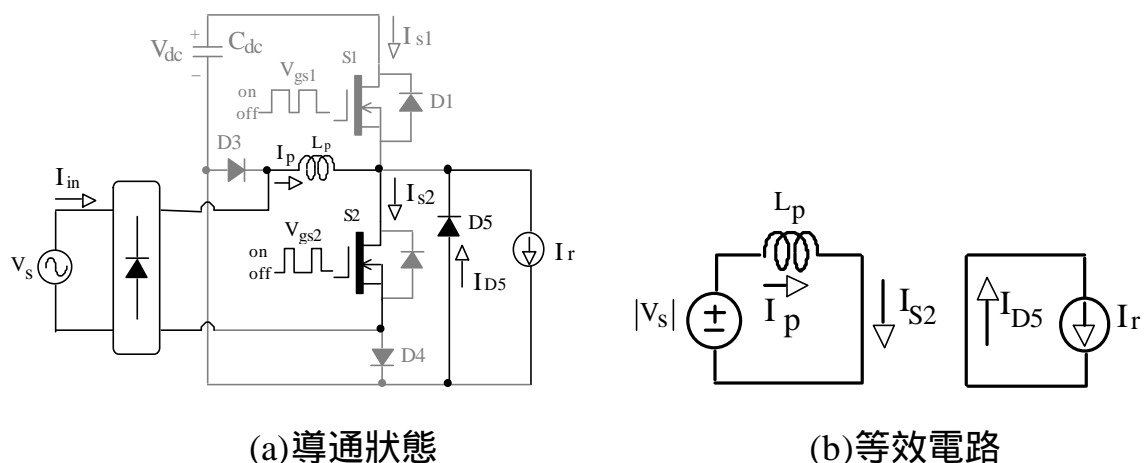


圖 3-5 工作模式一之導通狀態與等效電路(D<50% 狀態一)

(2)工作模式二($t_1 < t < t_2$)：

在工作模式二中，開關 Q_2 保持在導通狀態，流過電感電流及負的共振電流；其中共振電流經過二極體 D_4 ，而電感電流則經整流器流回電源。當開關 Q_2 閘級觸發訊號為低準位時，開關 Q_2 截止，此時進入工作模式三。

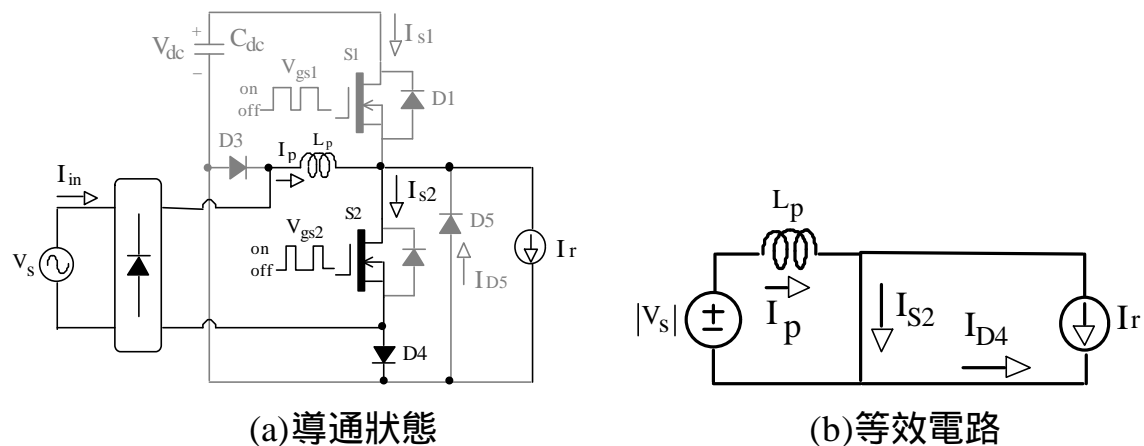


圖 3-6 工作模式二之導通狀態與等效電路(D<50% 狀態一)

(3)工作模式三($t_2 < t < t_3$)：

進入工作模式三的瞬間，開關 Q_2 截止，共振電流與電感電流由開關 Q_2 上轉換到二極體 D_1 上，經直流鏈電容形成回路。如前所述， Q_2 截止與 Q_1 激發間有一段怠遲時間，這段時間在此並無任何作用。在怠遲時間結束後，閘級訊號 V_{gs1} 觸發開關 Q_1 ，此時因電流流經二極體 D_1 ，開關 Q_1 仍未導通。當電感電流比共振電流小時，開關 Q_1 才會開始導通，這表示開關 Q_1 可於零電壓切換導通。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_p 呈線性減少。當 D_1 導通時，電感電流一部份經二極體 D_1 及 D_3 對直流鏈電容充電，其餘則供應負載所需之共振電流；當 Q_1 導通時，直流鏈電壓與電感電流供應負載所需之共振電流。對於不連續的工作模式，在閘級訊號 V_{gs1} 被移除前，電感電流 I_p 遞減到零，於此時進入工作模式四。

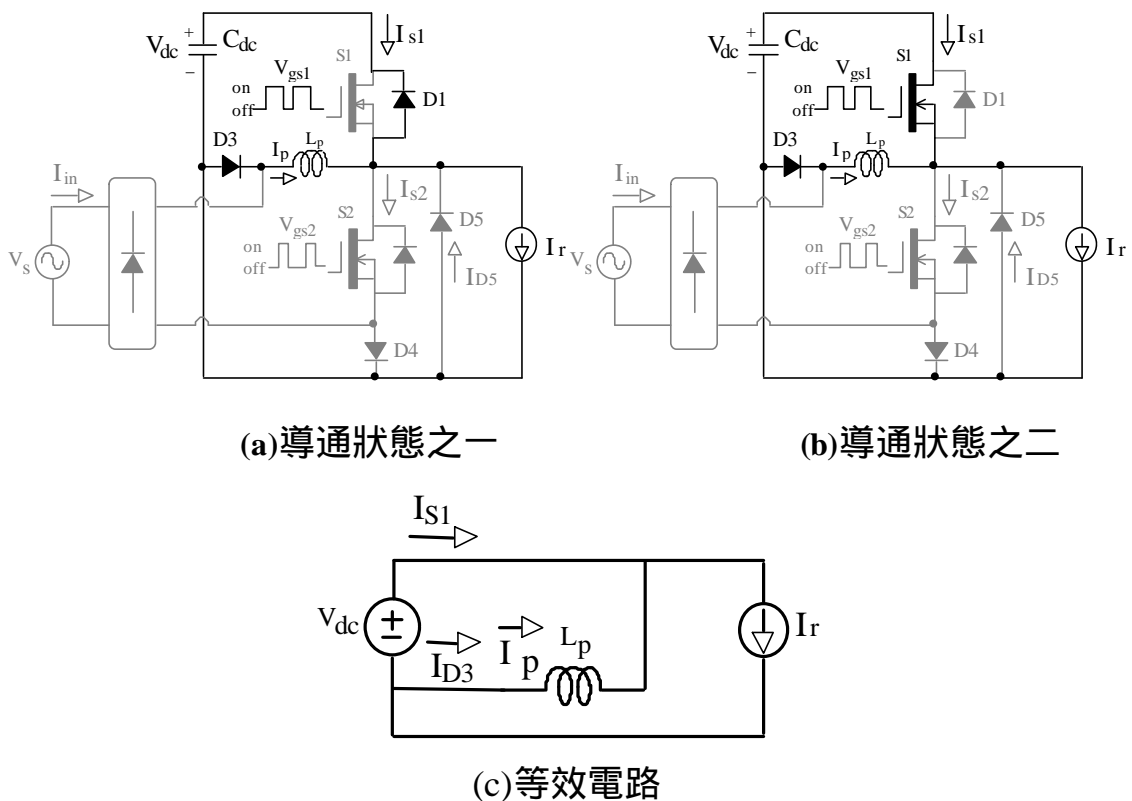


圖 3-7 工作模式三之導通狀態與等效電路($D < 50\%$ 狀態一)

(4)工作模式四($t_3 < t < t_4$) :

在此工作模式中，開關 Q_1 保持流過正的共振電流，由直流鏈電壓供給負載共振電流。

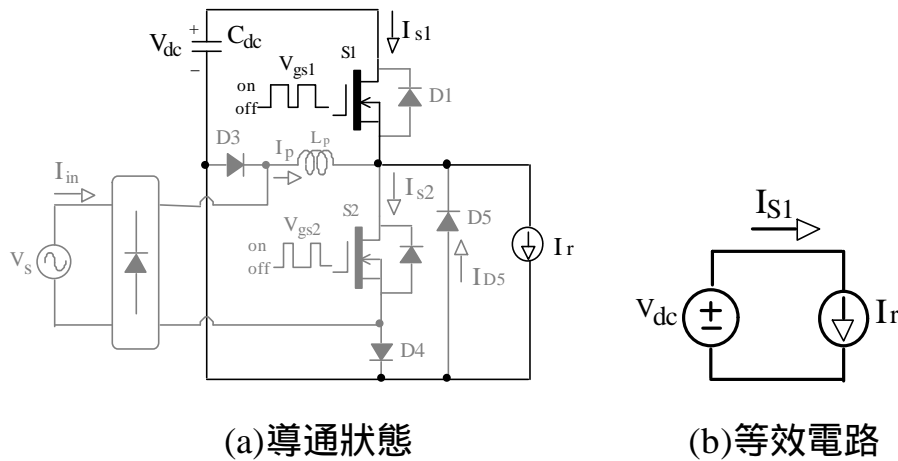


圖 3-8 工作模式四之導通狀態與等效電路($D < 50\%$ 狀態一)

(5)工作模式五($t_4 < t < t_5$) :

工作模式五為開關 Q_1 截止與開關 Q_2 激發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，正的負載共振電流經由二極體 D_5 形成回路，當怠遲時間的短暫週期結束後，回到工作模式一，這段區間可確保 Q_2 由零電流開始導通。

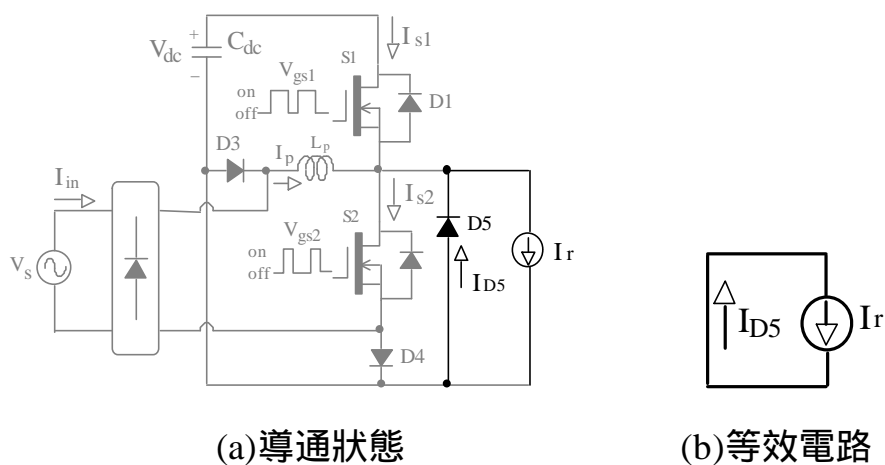


圖 3-9 工作模式五之導通狀態與等效電路($D < 50\%$ 狀態一)

(b) D 小於 50% , 狀態二 :

圖 3-10 顯示 D 小於 50% 時, 在狀態二中各開關元件的電壓電流理論波形。根據功率開關的動作可以將這個電路在一個高頻的週期內分為三個操作模式。

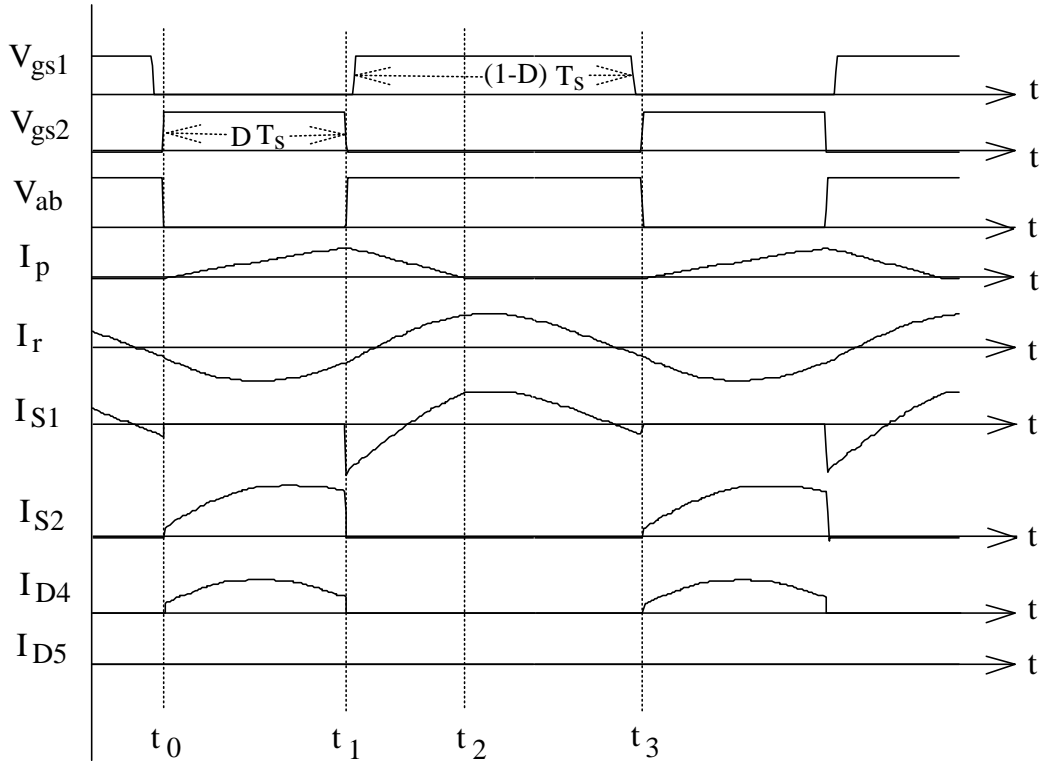


圖 3-10 理論波形($D < 50\%$ 狀態二)

(1) 工作模式一 ($t_0 < t < t_1$) :

進入工作模式一前, 共振電流為負且流經二極體 D_1 。工作模式一開始時, 閘級訊號 V_{gs2} 觸發開關 Q_2 使其導通, 負的共振電流由二極體 D_1 上轉移到開關 Q_2 上, 流經二極體 D_4 。其整流後的輸入電壓跨在 L_p 上, 在不連續操作模式, 使電感電流 I_p 從零呈線性增加, 但原本流經二極體 D_1 上的電流轉移到開關 Q_2 上, 所以在開關切換導通時會產生切換損失, 無法達到零電流切換。當開關 Q_2 閘級觸發訊號 V_{gs2} 為低準位時, 開關 Q_2 截止, 於此時進入工作模式二。

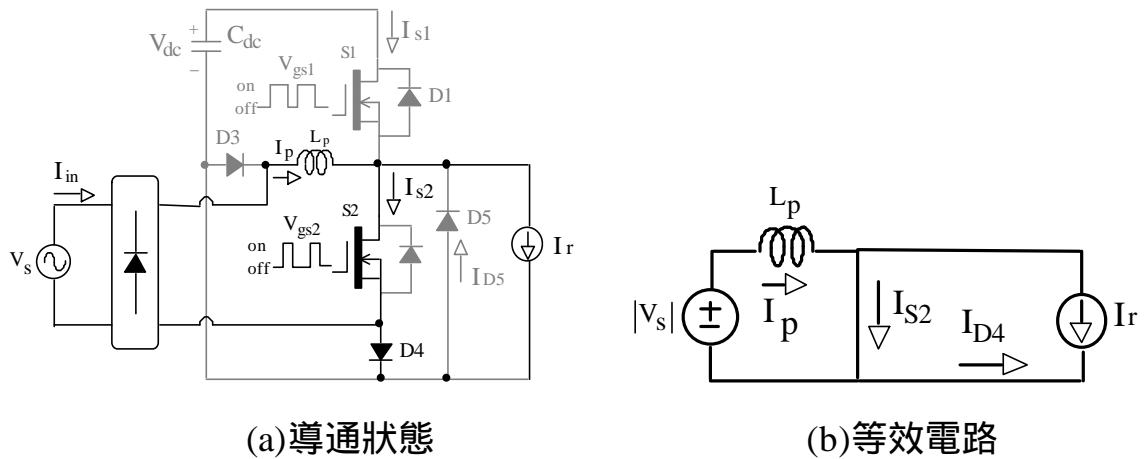


圖 3-11 工作模式一之導通狀態與等效電路($D < 50\%$ 狀態二)

(2) 工作模式二 ($t_1 < t < t_2$):

在工作模式二中，先經過一短暫的怠遲時間，共振電流與電感電流由開關 Q_2 上轉換到二極體 D_1 上，經直流鏈電容形成回路。在怠遲時間結束後，閘級訊號 V_{gs1} 觸發開關 Q_1 ，此時因為電流流經二極體 D_1 ，開關 Q_1 仍未導通。當電感電流比共振電流小時，開關 Q_1 才會開始導通，這表示開關 Q_1 於零電壓切換導通。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_p 呈線性減少。當 D_1 導通時，電感電流一部份經二極體 D_1 及 D_3 對直流鏈電容充電，其餘則供應負載所需之共振電流；當 Q_1 導通時，直流鏈電壓及電感電流供應負載所需之共振電流。對於不連續的工作模式，在閘級訊號 V_{gs1} 被移除前，電感電流 I_p 遞減到零，於此時進入工作模式三。

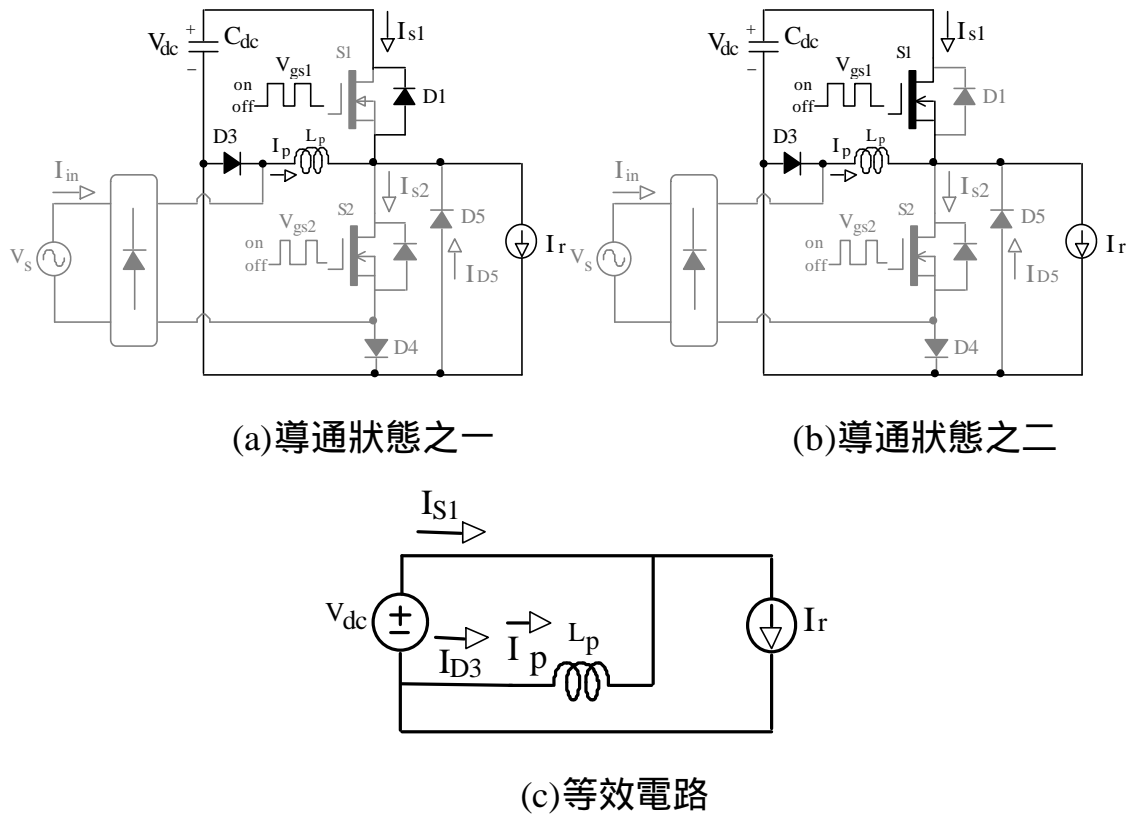
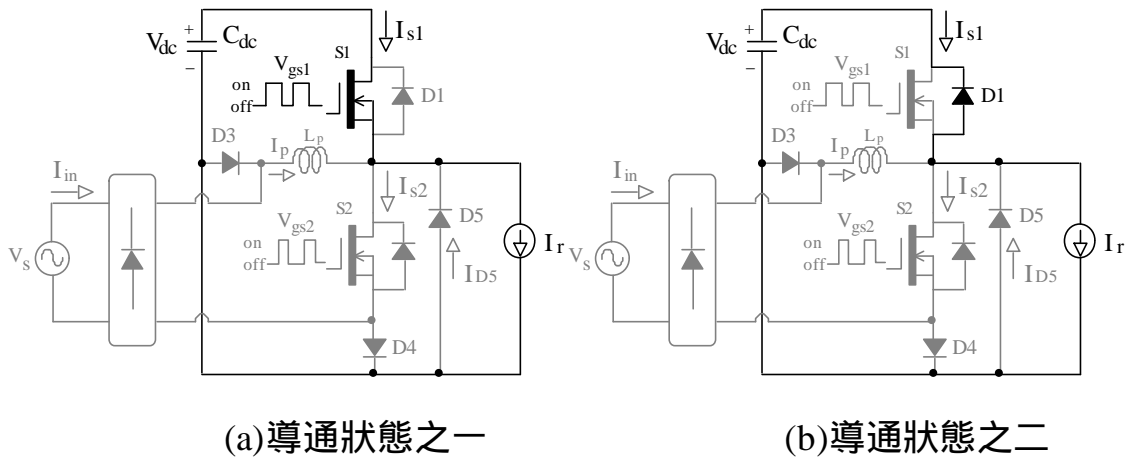
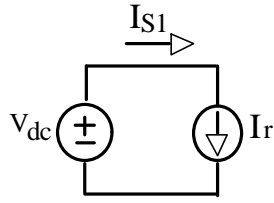


圖 3-12 工作模式二之導通狀態與等效電路($D < 50\%$ 狀態二)

(3) 工作模式三($t_2 < t < t_3$) :

在此工作模式中，開關 Q_1 流過正的共振電流，由直流鏈電壓供給負載共振電流，隨後當共振電流轉到負值時，共振電流由開關 Q_1 上轉移到二極體 D_1 上，當開關 Q_2 有閘級觸發訊號 V_{gs2} 時，回到第一個工作模式。





(c) 等效電路

圖 3-13 工作模式三之導通狀態與等效電路($D < 50\%$ 狀態二)

(c) D 大於 50% , 狀態一 :

圖 3-14 顯示 D 大於 50% 時 , 在狀態一中各開關元件的電壓電流理論波形。根據功率開關元件的動作可以將這個電路在一個高頻的週期內分為五個操作模式。

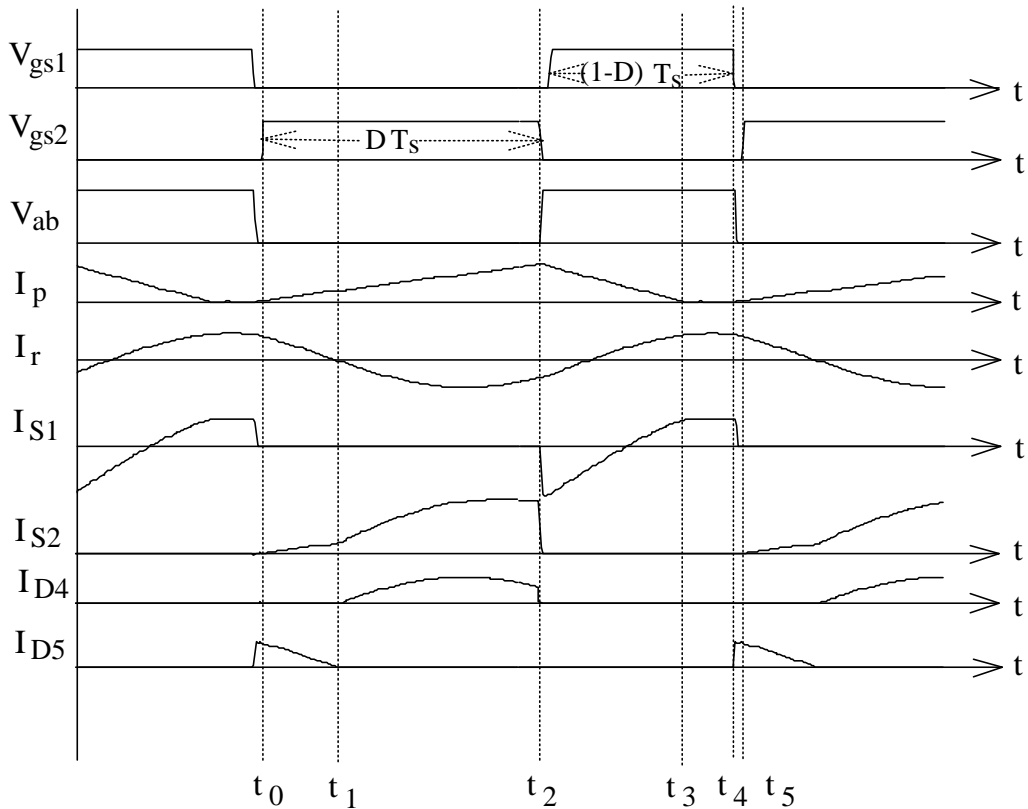


圖 3-14 理論波形($D > 50\%$ 狀態一)

(1)工作模式一($t_0 < t < t_1$) :

進入工作模式一前，共振電流為正且流經二極體 D_5 ，工作模式一開始時，閘級訊號 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_p 從零呈線性增加，開關 Q_2 可以由零電流開始導通。當共振電流降為零時，二極體 D_5 截止，此時進入工作模式二。

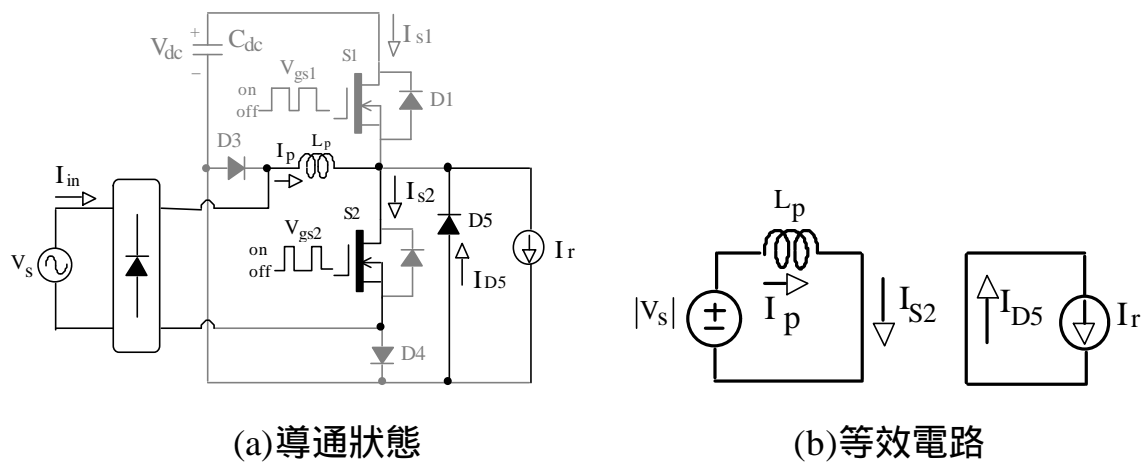


圖 3-15 工作模式一之導通狀態與等效電路($D > 50\%$ 狀態一)

(2)工作模式二($t_1 < t < t_2$) :

在工作模式二中，開關 Q_2 保持在導通狀態，流過電感電流及負的共振電流；其中共振電流經過二極體 D_4 ，而電感電流則經整流器流回電源。當開關 Q_2 閘級觸發訊號為低準位時，開關 Q_2 截止，此時進入工作模式三。

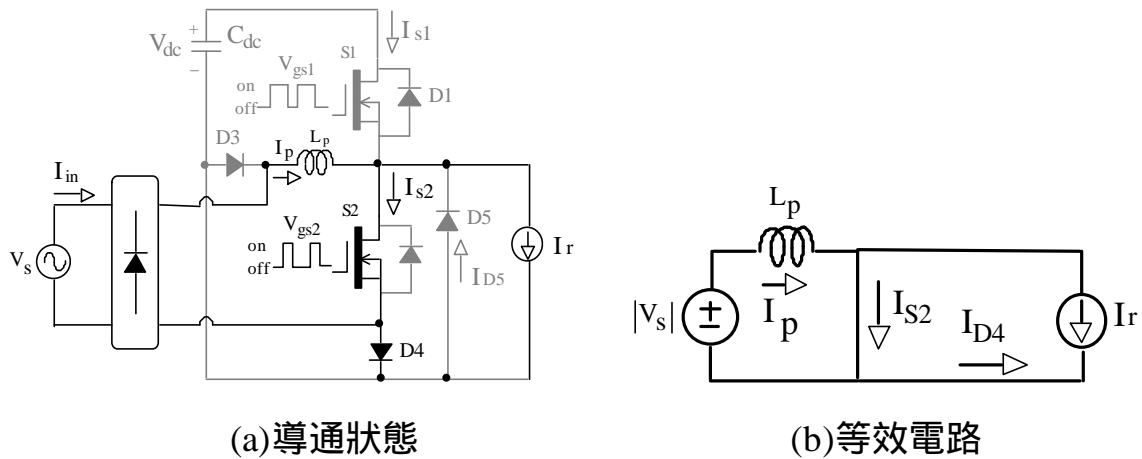


圖 3-16 工作模式二之導通狀態與等效電路($D > 50\%$ 狀態一)

(3) 工作模式三($t_2 < t < t_3$):

進入工作模式三的瞬間，開關 Q_2 截止，共振電流與電感電流由開關 Q_2 上轉換到二極體 D_1 上，經直流鏈電容形成回路。如前所述， Q_2 截止與 Q_1 激發間有一段怠遲時間，這段時間在此並無任何作用。在怠遲時間結束後，閘級訊號 V_{gs1} 觸發開關 Q_1 ，此時因電流流經二極體 D_1 ，開關 Q_1 仍未導通。當電感電流比共振電流小時，開關 Q_1 才會開始導通，這表示開關 Q_1 可於零電壓切換導通。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_p 呈線性減少。當 D_1 導通時，電感電流一部份經二極體 D_1 及 D_3 對直流鏈電容充電，其餘則供應負載所需之共振電流；當 Q_1 導通時，直流鏈電壓及電感電流供應負載所需之共振電流。對於不連續的工作模式，在閘級訊號 V_{gs1} 被移除前，電感電流 I_p 遞減到零，於此時進入工作模式四。

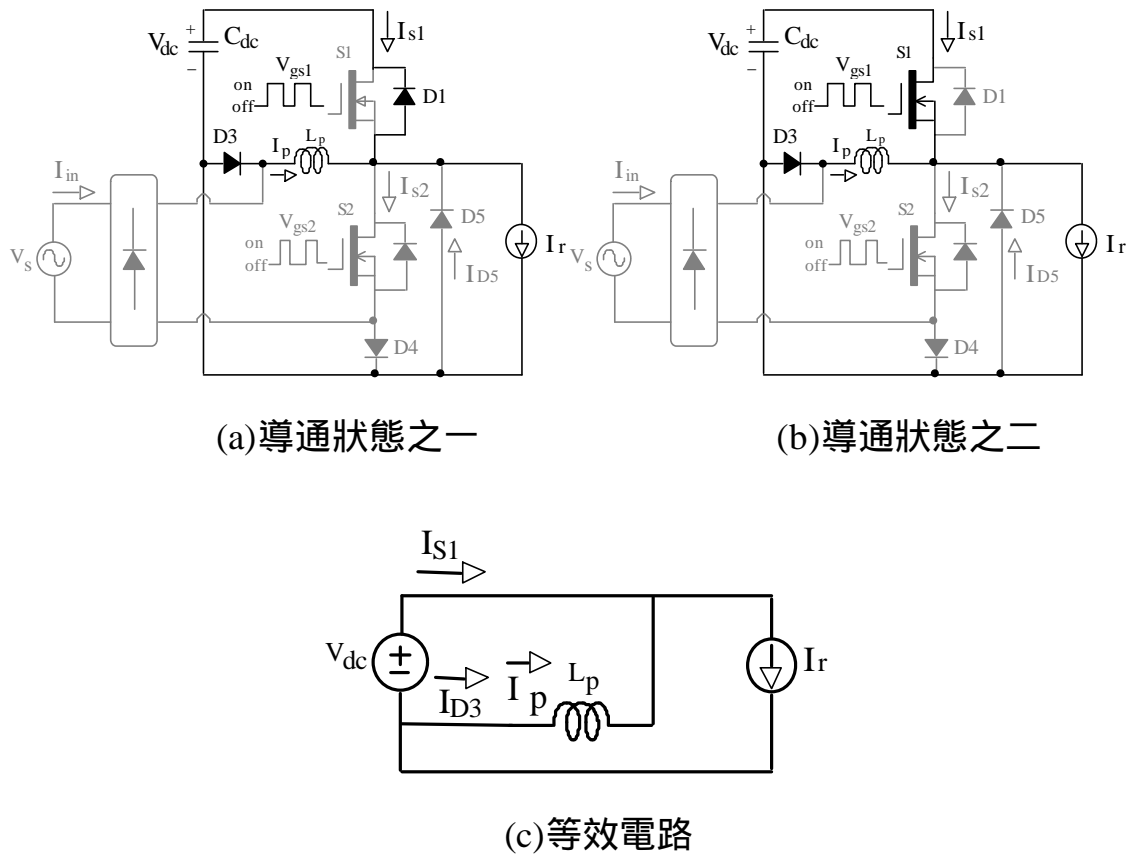


圖 3-17 工作模式三之導通狀態與等效電路($D > 50\%$ 狀態一)

(4) 工作模式四($t_3 < t < t_4$):

在此工作模式中，開關 Q_1 保持流過正的共振電流，由直流鏈電壓供給負載共振電流。

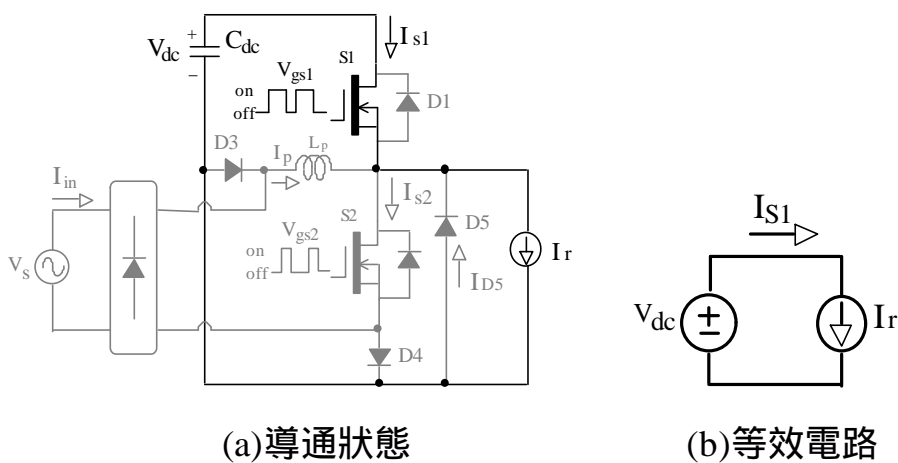


圖 3-18 工作模式四之導通狀態與等效電路($D > 50\%$ 狀態一)

(5)工作模式五($t_4 < t < t_5$) :

工作模式五為開關 Q_1 截止與開關 Q_2 激發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，正的負載共振電流經由二極體 D_5 形成回路，當怠遲時間的短暫週期結束後，回到工作模式一，這段區間可確保 Q_2 由零電流開始導通。

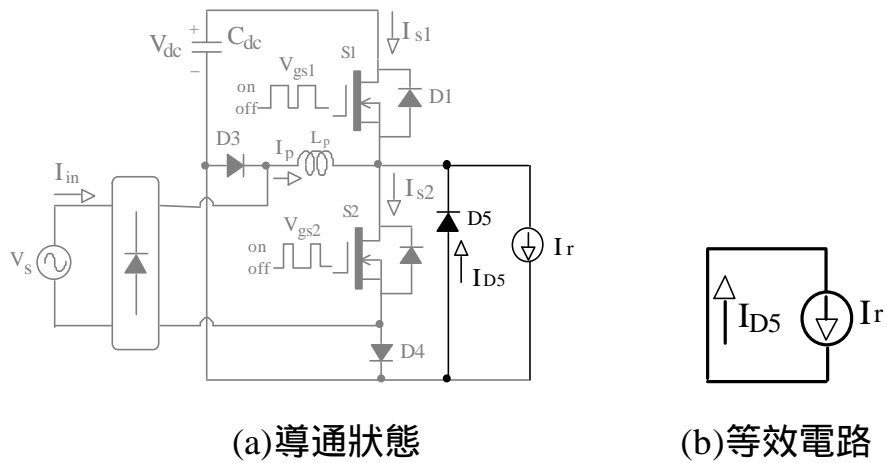


圖 3-19 工作模式五之導通狀態與等效電路($D > 50\%$ 狀態一)

(d) D 大於 50% ，狀態二：

圖 3-20 顯示 D 大於 50% 時，在狀態二中各開關元件電壓電流的理論波形。根據功率開關元件的動作可以將這個電路在一個高頻的週期內分為六個操作模式。

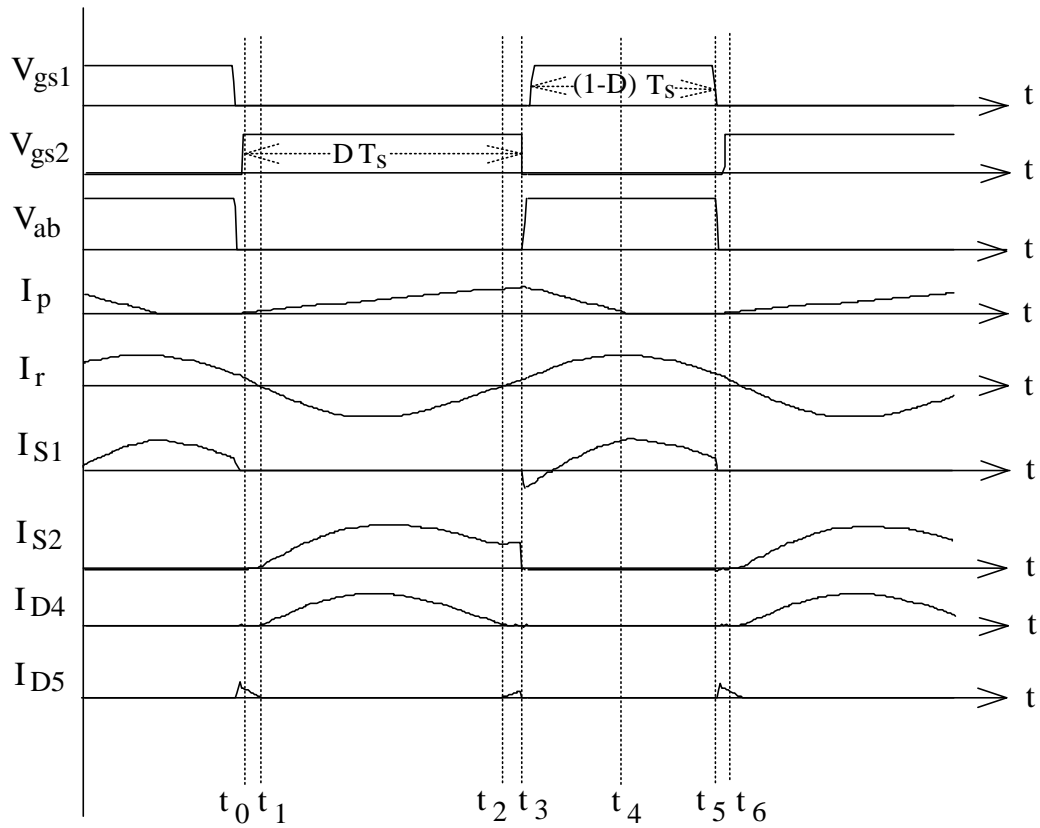


圖 3-20 理論波形($D > 50\%$ 狀態二)

(1)工作模式一($t_0 < t < t_1$):

進入工作模式一前，共振電流為正且流經二極體 D_5 。工作模式一開始時，閘級訊號 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_p 從零呈線性增加，開關 Q_2 可以由零電流開始導通。當共振電流降為零時，二極體 D_5 截止，此時進入工作模式二。

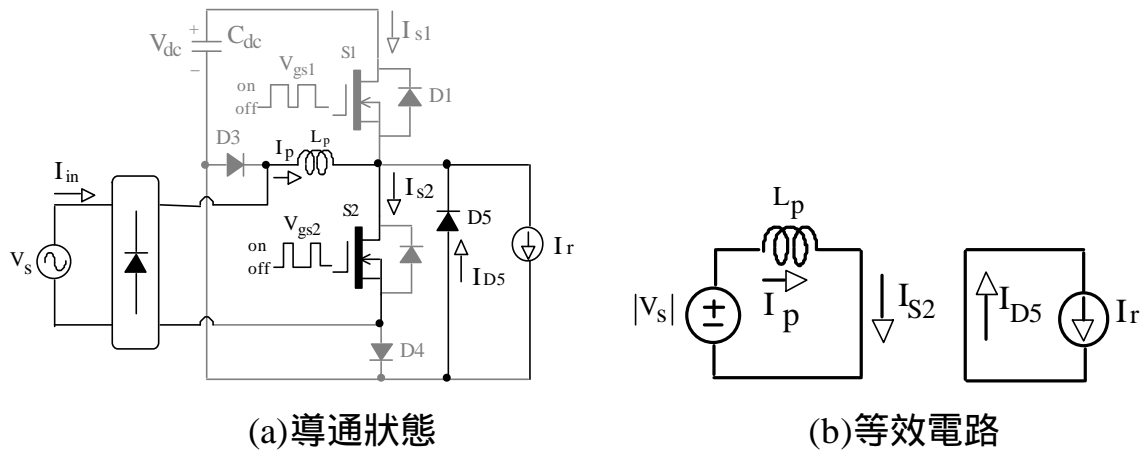


圖 3-21 工作模式一之導通狀態與等效電路($D > 50\%$ 狀態二)

(2) 工作模式二 ($t_1 < t < t_2$) :

在工作模式二中，開關 Q_2 保持在導通狀態，流過電感電流及負的共振電流；其中共振電流經過二極體 D_4 ，而電感電流則經整流器流回電源。當開關 Q_2 閘級觸發訊號為低準位時，開關 Q_2 截止，此時進入工作模式三。

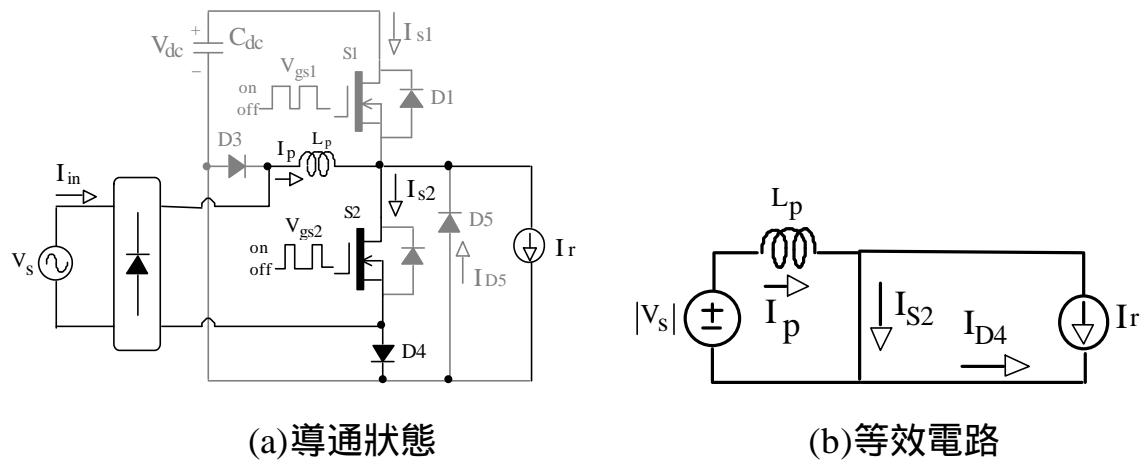


圖 3-22 工作模式二之導通狀態與等效電路($D > 50\%$ 狀態二)

工作模式三 ($t_2 < t < t_3$) :

在工作模式三中，開關 Q_2 仍保持在導通狀態，流過電感電流，經整流器流回電源。而共振電流為正且流經二極體 D_5 形成回路，當開關 Q_2 無閘級觸發訊號 V_{gs2} 時，開關 Q_2 截止，進入工作模式四。

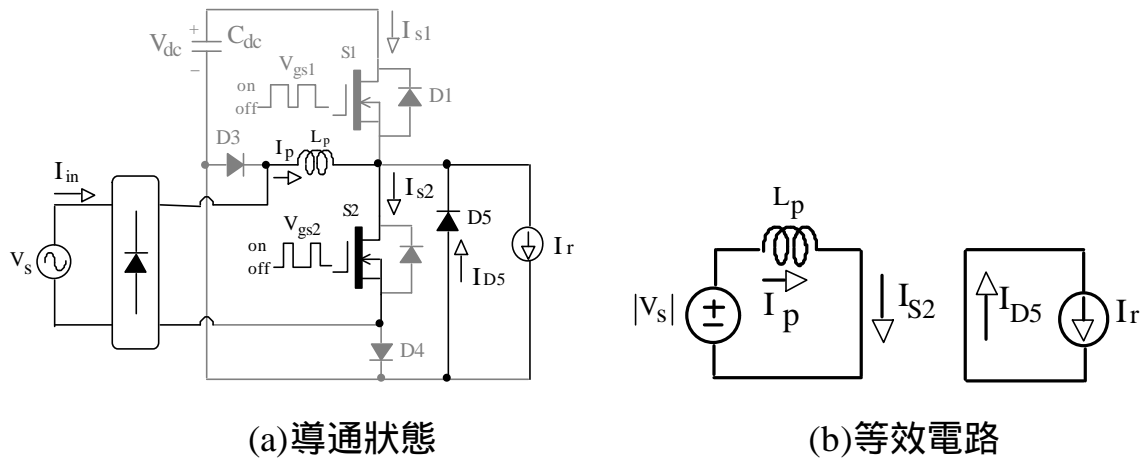


圖 3-23 工作模式三之導通狀態與等效電路($D > 50\%$ 狀態二)

工作模式四($t_3 < t < t_4$)：

進入工作模式四的瞬間，開關 Q_2 截止，共振電流與電感電流由開關 Q_2 上轉換到二極體 D_1 上，經直流鏈電容形成回路。在怠遲時間結束後，閘級訊號 V_{gs1} 觸發開關 Q_1 ，此時因為電流流經二極體 D_1 ，開關 Q_1 仍未導通，當電感電流的值比共振電流的值小時，開關 Q_1 才會開始導通，這表示開關 Q_1 可於零電壓切換導通。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_p 呈線性減少。當 D_1 導通時，電感電流一部份經二極體 D_1 及 D_3 對直流鏈電容充電，其餘則供應負載所需之共振電流；當 Q_1 導通時，直流鏈電壓與電感電流提供負載所需之共振電流。對於不連續的工作模式，在閘級訊號 V_{gs1} 被移除前，電感電流 I_p 遞減到零，於此時進入工作模式五。

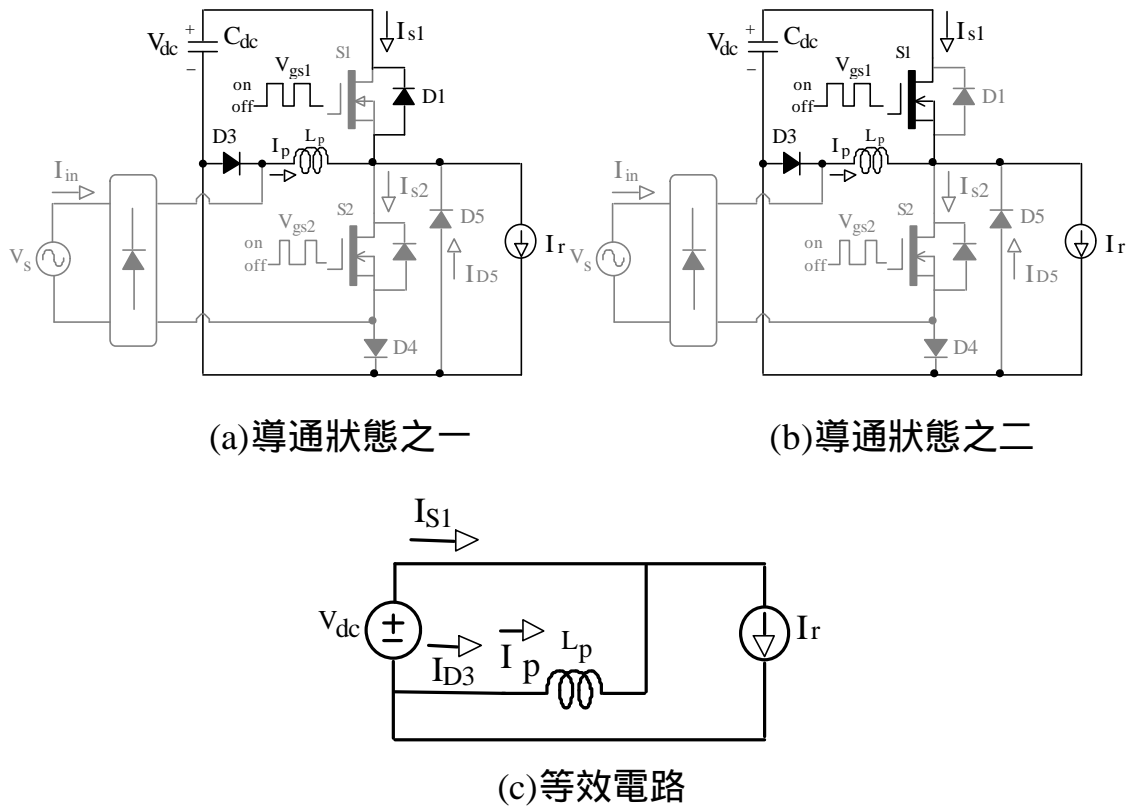


圖 3-24 工作模式四之導通狀態與等效電路($D > 50\%$ 狀態二)

工作模式五($t_4 < t < t_5$) :

在此工作模式中，開關 Q_1 保持流過正的共振電流，由直流鏈電壓供給負載共振電流。

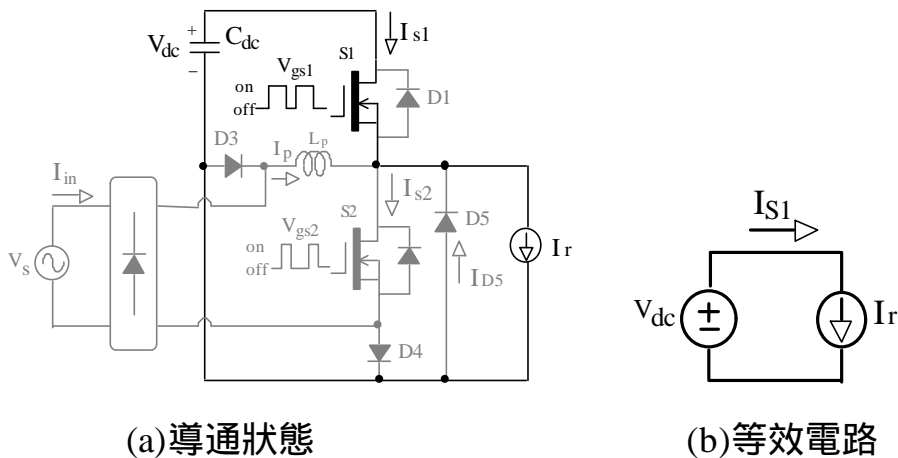


圖 3-25 工作模式五之導通狀態與等效電路($D > 50\%$ 狀態二)

工作模式六($t_5 < t < t_6$)：

工作模式六為開關 Q_1 截止與開關 Q_2 激發前的怠遲時間，當這個工作模式開始時，開關 Q_1 截止，在此瞬間，正的共振電流經由 D_5 形成回路，當怠時間的短暫週期結束後，回到工作模式一，這段區間可確保開關 Q_2 由零電流開始導通。

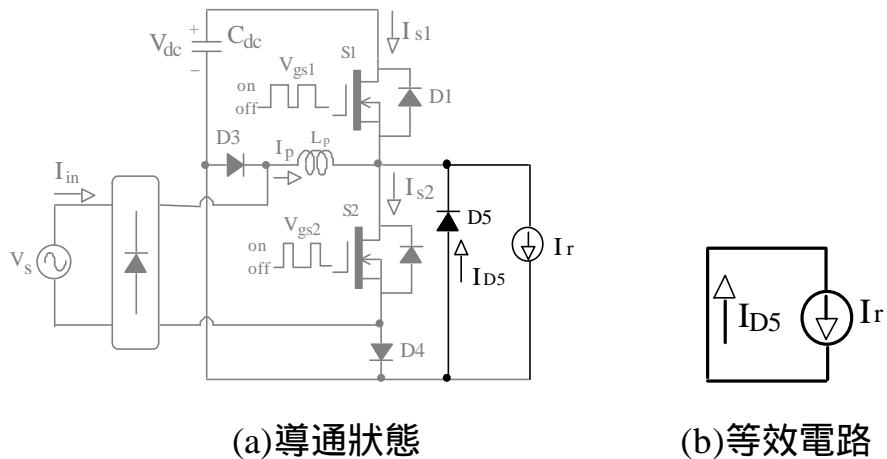


圖 3-26 工作模式六之導通狀態與等效電路($D > 50\%$ 狀態二)

工作模式綜合分析：

對於上述四種狀態的工作模式，我們可以從理論波形中發現，當開關元件 S_2 的導通率 D 小於 50% 和大於 50% 分別於狀態一的工作情形是完全相同。

開關元件 S_2 的導通率 D 小於 50% 的狀態二中，因為負載共振電路的參數關係，雖然共振電流仍工作在電感性，但當開關 Q_2 要導通前，共振電流已經轉為負值，所以此時並無法零電流切換，造成切換上的損失。

開關元件 S_2 的導通率 D 大於 50% 的狀態二中，當開關 Q_2 要截止前，共振電流已經轉換成正值，流經二極體 D_5 ，但電感電流於此時

大於共振電流，所以在開關 Q_2 截止時，而開關 Q_1 尚未導通前，電感電流會先流經二極體 D_1 ，使得開關 Q_1 在導通時可以零電壓切換導通。然而這個 I_p 的補償效應不能被考慮，因為當輸入電壓在零附近時，電感電流 I_p 非常小，無法使開關 Q_1 導通前先流經二極體 D_1 ，使得開關 Q_1 無法零電壓切換導通。

於上述的四種工作狀態中，我們可以得知在開關元件 S_2 的導通率 D 小於 50% 與大於 50% 於狀態二時，雖然負載共振電路的參數設計在電感性，但仍無法零電壓或零電流切換，所以我們在設計參數時，必須將此因素考慮進來，確保在調光範圍內皆可以零電壓或零電流切換導通，以降低切換損失。

第四章 電路特性分析

本章將第三章整合的單級高功因電子安定器進行電路的特性分析與方程式推導，針對電路中各項操作條件的異動作探討，分析電路在各種狀態下的運轉情形，以瞭解電路的工作特性。而在調光操作時，開關元件的導通率異動對應燈管電阻的變動，造成電路工作特性的變化，也在此進行深入研究，使電路在調光範圍中，皆可達到高功率因數與零電壓或零電流切換導通。分析結果可供設計人員參考，使其能在必要的時候適當調整參數設計，以提高電路的可靠度，或是針對可能危害電路元件的異常現象，設計妥善的保護電路。在適當場合加以應用，使其充分發揮所長。

4-1 功因修正電路分析

電子安定器的電源由輸入交流電源電壓所供給，可以用下式表示。

$$V_s = V_m \sin(2\pi f_L t) \quad (4-1)$$

其中 f_L 為交流電源電壓的頻率，而 V_m 為交流電源電壓的峰值電壓。在實際的設計中，切換頻率 f_s 遠大於交流電源電壓頻率 f_L 。在此假設的情形下，換流器的每一高頻切換週期內，整流後的電壓 $V_{rec}(t)$ 可以看成一固定值。

為了得到高功因，我們設計使電感電流在整個交流電源電壓頻率的週期內，皆為不連續模式工作，由第三章工作模式於狀態一的敘述中，電感電流在工作模式一開始由零上升，電感電流在模式二結束時達到峰值，而在工作模式三結束時下降到零。圖 4-1 為電感電流 I_p 波形。

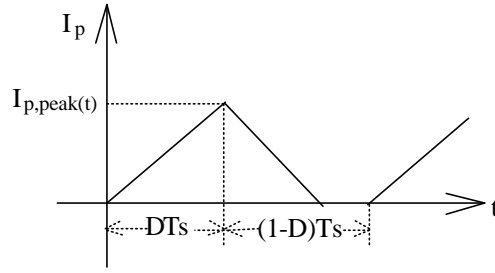


圖 4-1 電感電流 I_p 波形

電感電流在工作模式一和工作模式二期間呈線性增加，其數學式如下所示：

$$I_p(t) = \frac{V_{rec}(t)}{L_p} t \quad (4-2)$$

電感峰值電流可以表示如下：

$$I_{p,peak}(t) = \frac{V_m |\sin(2\pi f_L t)|}{L_p} DT_s \quad (4-3)$$

其中 T_s 為高頻的切換週期。

電感電流於工作模式三呈線性減少，數學式可以表示如下：

$$I_p(t) = -\frac{V_{dc}}{L_p} (t - DT_s) + I_{p,peak}(t) \quad (4-4)$$

其中 V_{dc} 為直流鏈電容電壓。

電感電流只有在上升的時候才會流經交流電源電壓，因此每個切換週期的平均輸入電流可以表示如下：

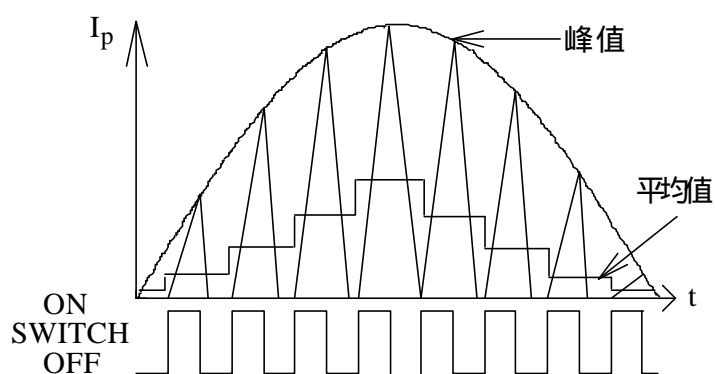
$$I_{in(avg)}(t) = \frac{DT_s \cdot I_{p,peak}(t)}{2T_s} = \frac{V_m D^2 T_s}{2L_p} |\sin(2\pi f_L t)| \quad (4-5)$$

由方程式(4-5)得知，如果將開關元件 S_2 的導通率 D 與開關切換頻率固定，則平均電流只和輸入交流電源電壓有關，而在輸入端的小濾波器可以用來濾除高頻成分，使其達到高功率因數。在一個交流電源電壓

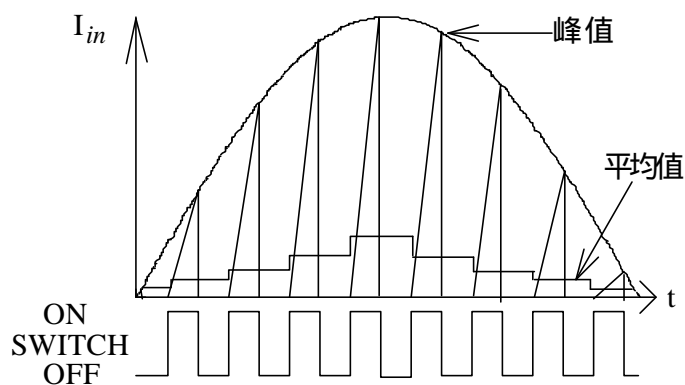
頻率的週期下，我們可以求得平均的輸入功率如下：

$$P_{in(avg)} = \frac{1}{2p} \int_0^{2p} V_m \sin(2pf_L t) \cdot I_{in(avg)}(t) d(2pf_L t) = \frac{V_m^2}{4L_p} D^2 T_s \quad (4-6)$$

由方程式(4-6)可以得知，改變開關元件 S_2 的導通率 D ，可以改變燈管的功率，進而達到調光的效果。其電感電流與輸入電流示意波形如圖 4-2 所示。



(a) 電感電流



(b) 輸入電流

圖 4-2 電感電流與輸入電流的示意波形

4-2 負載共振式換流器

4-2-1 等效電路

換流器輸出端電壓 V_{ab} 的波形如圖 4-3 所示，將換流器輸出的方波電壓波形經由傅立葉（Fourier）級數分析如下所示：

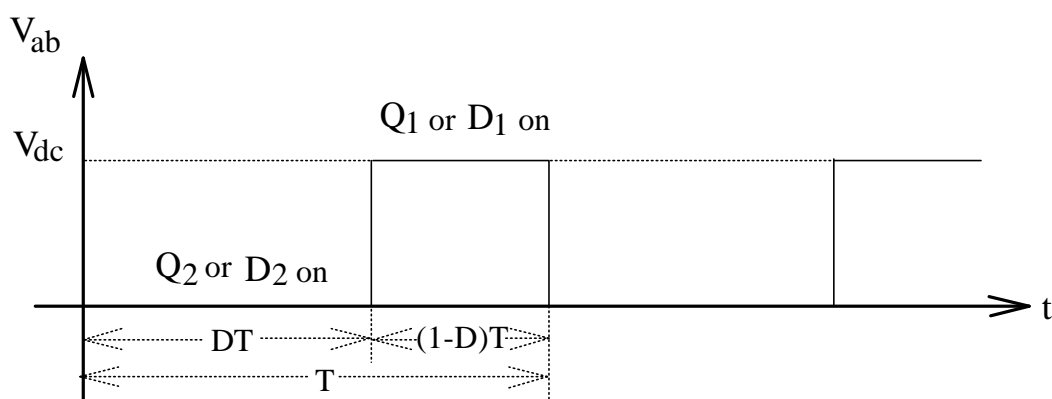


圖 4-3 開關兩端電壓 V_{ab} 波形

$$V_{ab}(t) = \frac{1}{2}a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \left(a_n \cos \frac{2n\mathbf{p}}{T}t + b_n \sin \frac{2n\mathbf{p}}{T}t \right) \quad (4-7)$$

$$a_0 = \frac{2}{T} \int_{DT}^T V_{ab}(t) dt = 2V_{dc}(1-D) \quad (4-8)$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{DT}^T V_{ab}(t) \cos \frac{2n\mathbf{p}}{T}t \cdot dt = \frac{-V_{dc}}{n\mathbf{p}} \sin 2n\mathbf{p}D \quad (4-9)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{DT}^T V_{ab}(t) \sin \frac{2n\mathbf{p}}{T}t \cdot dt = \frac{-V_{dc}}{n\mathbf{p}} (1 - \cos 2n\mathbf{p}D) \quad (4-10)$$

$$V_{ab}(t) = (1-D)V_{dc} + \sum_{n=1}^{\infty} \left[\frac{\sqrt{2}V_{dc}}{n\mathbf{p}} \sqrt{(1 - \cos(2n\mathbf{p}D))} \sin(n\mathbf{w}_s t + \mathbf{p} + \mathbf{q}_n) \right] \quad (4-11)$$

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

$$q_n = \tan^{-1} \left(\frac{\sin(2n\mathbf{p}D)}{1 - \cos(2n\mathbf{p}D)} \right) \quad (4-12)$$

一個具有高品質因數的負載共振電路，幾乎所有的諧波及直流成分項都被濾除，在負載共振換流器中只存在切換頻率的基本波成分[44,45]。因此我們只需要針對換流器的基本波成份進行分析。

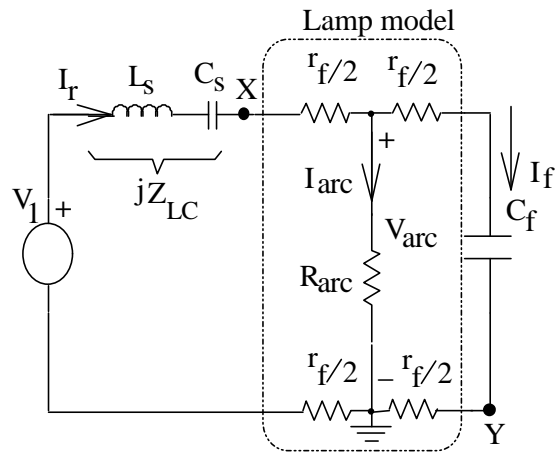


圖 4-4 串聯共振等效電路

負載共振換流器於基本波的等效電路如圖 4-4 所示，圖中 V_1 為方波電壓 V_{ab} 基本波成分的均方根值。

$$V_1 = \frac{\sqrt{2} V_{dc} \sin(\mathbf{p}D)}{\mathbf{p}} \quad (4-13)$$

燈管操作在高頻時，呈現負電阻特性，其電弧等效電阻 R_{arc} 為電弧功率 P_{arc} 的函數， r_f 代表電極的燈絲電阻。實際上，燈絲電阻是均勻分佈在燈絲上。在這個模型中為了方便電路分析，同時又不失準確性，燈絲是以集總電阻元件表示，而將燈管的電弧等效電阻連接在兩端燈絲電阻的中點[43]。圖 4-4 可對於燈管等效電弧電阻簡化成戴維寧等效電路，如圖 4-5 所示。

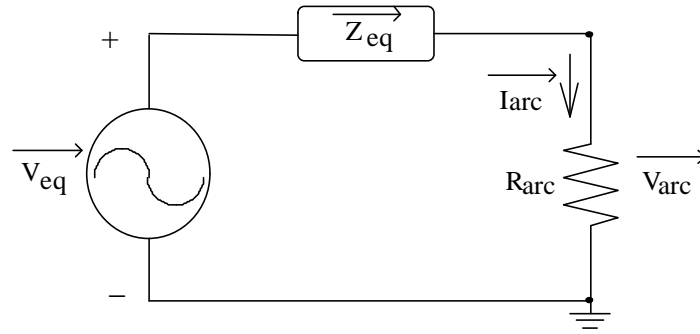


圖 4-5 戴維寧等效電路

戴維寧等效電路的電壓源 \vec{V}_{eq} 可以表示如下：

$$\vec{V}_{eq} = V_1 \frac{\vec{Z}_p}{\vec{Z}_s + \vec{Z}_p} \quad (4-14)$$

而戴維寧等效阻抗為 \vec{Z}_s 與 \vec{Z}_p 並聯之阻抗。

$$\vec{Z}_{eq} = \frac{\vec{Z}_s \cdot \vec{Z}_p}{\vec{Z}_s + \vec{Z}_p} \quad (4-15)$$

其中 \vec{Z}_s 與 \vec{Z}_p 分別為：

$$\vec{Z}_s = r_f + jZ_{LC} = r_f + j \left(2\mathbf{p}f_s L_s - \frac{1}{2\mathbf{p}f_s C_s} \right) = Z_s \angle \mathbf{q}_s^\circ \quad (4-16)$$

$$\vec{Z}_p = r_f + jZ_{cf} = r_f - j \frac{1}{2\mathbf{p}f_s C_f} = Z_p \angle \mathbf{q}_p^\circ \quad (4-17)$$

4-2-2 燈管啟動電壓

參考圖 4-5 之等效電路，燈管穩態電弧電壓大小可由下式表示：

$$V_{arc} = \left| \frac{R_{arc}}{\vec{Z}_{eq} + R_{arc}} \right| \cdot V_{eq} \quad (4-18)$$

燈管在啟動時，等效電阻非常大，可視為開路。因此，燈管啟動時的電壓 V_{ign} 相當於戴維寧等效電壓 V_{eq} 大小相等。由 (4-13) 式和 (4-14) 式，燈管點燈電壓 V_{ign} 可表示成下式：

$$V_{ign} = V_{eq} = \frac{\sqrt{2}V_{dc} \cdot \sin(\mathbf{pD})}{\mathbf{p}} \left| \frac{\vec{Z}_p}{\vec{Z}_s + \vec{Z}_p} \right| \quad (4-19)$$

在正常操作時，輸入端不斷傳遞功率到直流鏈電容，以供給功率到負載共振電路。然而，啟動後，燈管點亮之前，除燈絲電阻所消耗的功率外，其餘能量都累積在直流鏈電容 C_{dc} 上，使直流鏈電壓 V_{dc} 逐漸上升。最後，直流鏈電壓 V_{dc} 會升高到足夠產生燈管啟動電壓將燈管成功點亮。然而我們要依據(4-19)式去設計適當 Z_s 與 Z_p ，以預防 V_{dc} 過高。

4-2-3 燈絲功率

在燈管功率降低時，為了能達到穩定燈管電弧及避免減少燈管壽命，其電極在調光的範圍操作時應該保持合適的放射溫度。於實際的操作狀態下，建議燈絲功率在全部的調光範圍內皆保持定值。在電路中有兩個燈絲的加熱來源，一個是經並聯電容流過燈絲的燈絲電流 I_f ，另一個是由燈絲流過燈管電弧的電弧電流 I_{arc} 。流經並聯電容的燈絲電流在調光操作時應該增加，用來補足電弧功率降低時，電弧電流減少對燈絲的加熱。

當計算流過並聯電容的燈絲電流大小，相對於燈管電弧電壓，其在燈絲上所造成的電壓降非常小，可以忽略不計。而並聯電容的電流和燈管電弧電流彼此間幾乎垂直。於是可以將燈絲功率以下式表示：

$$\begin{aligned}
 P_{rf} &= \left| \vec{I}_{arc} + \vec{I}_f \right|^2 \cdot r_f + \left| \vec{I}_f \right|^2 \cdot r_f \\
 &= \left[\left(\frac{P_{arc}}{V_{arc}} \right)^2 + 2 \left(\frac{V_{arc}}{Z_{cf}} \right)^2 \right] \cdot r_f
 \end{aligned} \tag{4-20}$$

4.3 零電壓切換導通

以圖 4-4 的串聯共振換流器等效電路為基礎，燈管等效電阻 R_{arc} 與並聯的電容 C_f 及燈絲電阻 r_f ，等效成一電阻(R_{ses})與一電容(C_{ses})串聯，如下所示。

$$R_{ses} = r_f + \frac{R_{arc} \left(1 + \omega_s^2 C_f^2 r_f (r_f + R_{arc}) \right)}{1 + \omega_s^2 C_f^2 (r_f + R_{arc})^2} \tag{4-21}$$

$$C_{ses} = \frac{1 + \omega_s^2 C_f^2 (r_f + R_{arc})^2}{\omega_s^2 C_f R_{arc}^2} \tag{4-22}$$

負載共振電路的總阻抗如下所示：

$$Z_{in} = R_{ses} + r_f + j \left(\omega_s L_s - \frac{1}{\omega_s C_s} - \frac{1}{\omega_s C_{ses}} \right) = |Z_{in}| \angle \mathbf{y}_1 \tag{4-23}$$

其中負載共振電路的負載角度 \mathbf{y}_1 為下式：

$$\mathbf{y}_1 = \tan^{-1} \left(\frac{\omega_s L_s - \frac{1}{\omega_s C_s} - \frac{1}{\omega_s C_{ses}}}{R_{ses} + r_f} \right) \tag{4-24}$$

隨時間變化的共振電流表示如下：

$$I_r(t) = \frac{\sqrt{2}V_1}{|Z_{in}|} \sin(\omega_s t + \mathbf{p} + \mathbf{q}_1 - \mathbf{y}_1) \quad (4-25)$$

由(4-21)式到(4-24)式顯示 \mathbf{y}_1 為電弧功率的函數，而且應該適當的設計 \mathbf{y}_1 的值，以確保在調光的範圍內皆可以零電壓或零電流切換。

電路於調光操作時，假設電路效率保持固定，燈管功率等於輸入功率減去電路損失。改變開關元件 S_2 的導通率 D ，將導通率 D 從最大導通率(D_{\max})變化到最小導通率(D_{\min})，來調整燈管功率從燈管最大功率($P_{lamp,\max}$)到最小功率($P_{lamp,\min}$)做變化。由(4-6)式可以得知輸入功率和導通率 D 的平方成比例，因此於輸入電壓與電感固定時，燈管功率和導通率 D 的關係式可以用下式來表示：

$$\sqrt{\frac{P_{lamp,\max}}{P_{lamp,\min}}} = \frac{D_{\max}}{D_{\min}} \quad (4-26)$$

由上式可以看出，如果將調光範圍從 100% 的燈管額定功率調整到 10% 的燈管額定功率，則導通率最大值 D_{\max} 到導通率最小值 D_{\min} 可調變的比例為 3.16 倍。由此，很明顯的看出想要達到預期的調光範圍，將需要有很寬廣的導通率 D 。

如需較高的燈管功率而將開關元件 S_2 的導通率 D 調高時，在開關 Q_2 長時間的導通情形下，當開關 Q_2 截止前可能會讓負載共振電流由負值變化到正值。相反的，當需要較低的燈管功率而將導通率調低時，在開關 Q_1 長時間的導通情形下，當開關 Q_1 截止前可能會讓負載共振電流由正值變化到負值。以上這兩種情形造成其對應的主動功率開關不是在正電流時截止。圖 4-6 所示為開關元件 S_2 的導通率 D 小於

0.5 與大於 0.5 的 V_{DS2} 、 V_1 和 I_r 的波形特性示意圖，為了於兩個主動功率開關於導通前，分別確保開關 Q_1 可以零電壓切換與開關 Q_2 可以零電流切換，使其減少切換損失，所以負載共振電流 I_r 必須適當設計，使得流經開關 Q_1 與開關 Q_2 的電流在開關截止前可以保持正值，於這種情況下，開關 Q_1 和開關 Q_2 於導通前，使共振電流分別先流經二極體 D_1 和二極體 D_5 。

因為功率因數修正電路和共振電路共用同一個開關 Q_2 。開關 Q_2 在截止時不一定需要流過負的共振電流，在開關 Q_2 截止前，若電感電流 I_p 大於負載共振電流 I_r ，開關 Q_2 截止時，部分電感電流將流過共振電路，剩下部分仍將流過二極體 D_1 對 C_{dc} 充電，然而這個 I_p 的補償效應不能被考慮，因為當輸入電壓在零附近時，電感電流 I_p 非常小。

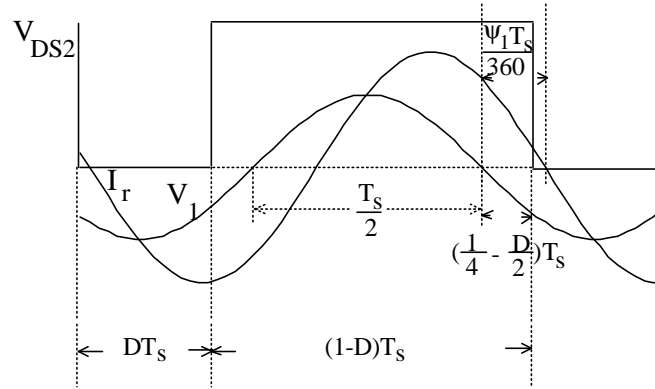
在圖 4-6(a) 表示導通率小於 0.5 時， V_{DS2} 、 V_1 以及 I_r 波形彼此的關係；當導通率大於 0.5 時則如圖 4-6(b) 所示。由(4-12)式，可得：

$$q_1 = \tan^{-1} \left(\frac{\sin(2pD)}{1 - \cos(2pD)} \right) = \left(\frac{1}{2} - D \right) p \quad (4-27)$$

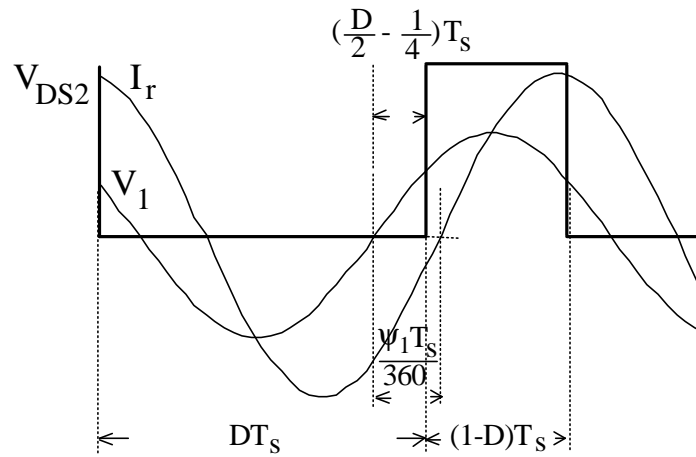
從圖 4-6 可知為確保 Q_1 在零電壓切換導通及 Q_2 在零電流切換導通，(4-28)式及(4-29)式必須成立。

$$\frac{y_1 \cdot T_s}{360} \geq \left(\frac{1}{4} - \frac{D}{2} \right) T_s \quad (D \leq 0.5) \quad (4-28)$$

$$\frac{y_1 \cdot T_s}{360} \geq \left(\frac{D}{2} - \frac{1}{4} \right) T_s \quad (D > 0.5) \quad (4-29)$$



(a) $D \leq 0.5$



(b) $D > 0.5$

圖 4-6 V_{DS2} 、 V_1 和 I_r 的波形特性

因此 y_1 和導通率 D 會有(4-30)式和(4-31)式這兩種情形，選擇符合的參數值，將可使 Q_1 達到零電壓導通及 Q_2 達到零電流導通。

$$y_1 \geq 180 \cdot \left(\frac{1}{2} - D \right) \quad (D \leq 0.5) \quad (4-30)$$

$$y_1 \geq 180 \cdot \left(D - \frac{1}{2} \right) \quad (D > 0.5) \quad (4-31)$$

4-4 不連續操作模式

從(4-13)式和圖 4-4，可以將 V_{dc} 和 V_1 的大小表示如下：

$$V_{dc} = \frac{V_1 \cdot p}{\sqrt{2} \cdot \sin(pD)} \quad (4-32)$$

$$V_1 = \left(\left[\frac{V_{arc}(Z_p^2 + Z_{LC}Z_{cf} + r_f^2)}{Z_p^2} + r_f I_{arc} \right]^2 + \left[Z_{LC}I_{arc} + \frac{r_f V_{arc}(Z_{LC} - Z_{cf})}{Z_p^2} \right]^2 \right)^{1/2} \quad (4-33)$$

由(4-32)式和(4-33)式顯示直流鏈電壓 V_{dc} 為開關元件 S_2 的導通率 D 和燈管電弧功率 P_{arc} 的函數。為了使降升壓電路工作在不連續模式以得到高的功率因數和減少開關切換損失，直流鏈電壓 V_{dc} 應該足夠高而且滿足下式：

$$V_{dc} \geq V_m \cdot D / (1 - D) \quad (4-34)$$

第五章 電路參數設計

本章以第四章作為分析的基礎，設計電路中的各項參數，討論快速啟動的 T8-36W 螢光燈管，以實例說明本文提出的單級高功因非對稱脈波寬度調光之螢光燈電子安定器架構的設計程序。其電路規格如表 5-1 所示：

表 5-1 電路規格表

輸入電壓	$V_s = 100 \sim 120V_{rms}, 60Hz$
燈管額定功率	$P_{lamp} = 36W$
調光範圍	$P_{arc} = 33.5W \sim 1W$
換流器切換頻率	$f_s = 36kHz$

5-1 建立燈管模型

為了得到燈管電壓、電流與等效電阻在不同操作功率下的變化，我們使用一個可變頻率、可變電壓的換流器來驅動螢光燈管。當螢光燈管操作於 10kHz 以上的一個固定功率時，其燈管電壓與電流幾乎不隨操作頻率改變[1]，故量測時將操作頻率固定於 30kHz，藉由改變換流器的輸出電壓，以改變輸入燈管的電弧功率。為確定燈管不受其他因素影響，所有數據必須等到燈管穩定後再加以測量。待測的燈管需持續經過 100 小時以上的額定功率操作後，才進行燈管在不同功率下的電氣特性量測。且量測進行時，燈管周圍的溫度與濕度都經過空調控制，使其維持在相同的量測條件。

表 5-2 是實際量測 OSRAM L36W/21-840 T8 螢光燈管操作在不同燈管電弧功率下，其均方根值電壓與均方根值電流的變化情形，及

電壓、電流推導得到燈管等效電阻。實驗測得之數據亦顯示出螢光燈管在高頻下操作時，其電壓、電流幾乎同相，的確顯現出電阻性。燈管電壓隨操作功率增加呈線性減少，燈管電流則呈相反趨勢以近似乎二次曲線方式增加。而燈管等效電阻隨功率增加而降低，呈高度非線性變化。

表 5-2 36W T8 螢光燈管之電氣特性

電弧功率(W)	電弧電壓(V)	電弧電流(A)	等效電弧電阻(Ω)
33.5	96.0	0.351	273.50
33	96.9	0.342	283.33
32	98.5	0.326	302.15
30	101.3	0.301	336.54
28	103.8	0.274	378.83
26	106.5	0.248	429.44
24	109.3	0.223	490.13
22	111.7	0.200	558.50
20	114.5	0.177	646.89
18	117.5	0.156	753.21
16	120.9	0.134	902.24
14	123.9	0.115	1077.39
12	126.9	0.096	1321.88
10	130.0	0.078	1666.67
8	131.7	0.062	2124.19
6	133.2	0.046	2895.65
4	135.0	0.030	4500.00
2	140.1	0.015	9340.00
1	141.0	0.007	20142.86

將表 5-2 中燈管量測數據取 $P_{arc(100\%)} = 33.5W$ 及 $P_{arc(25\%)} = 8W$ 及其相對應的燈管電壓代入(2-3)式中計算燈管模型係數，可得燈管的電壓一階方程式如下所示：

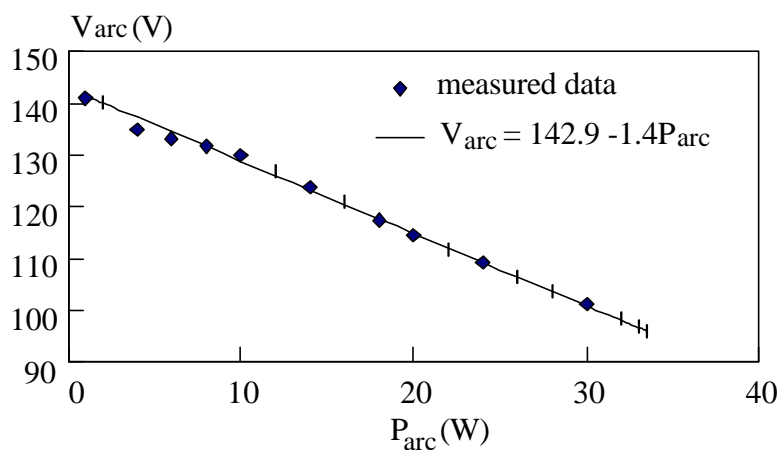
$$V_{arc} = 142.9 - 1.4P_{arc} \quad (5-1)$$

將(5-1)式的結果代入(2-4)式與(2-5)式，可得(5-2)式與(5-3)式：

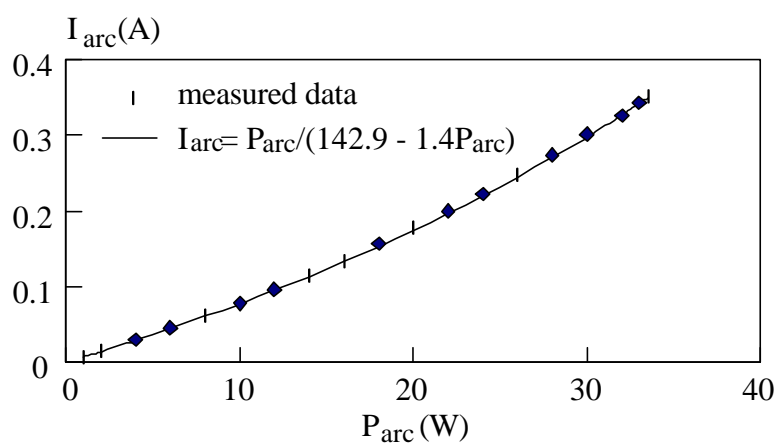
$$I_{arc} = \frac{P_{arc}}{142.9 - 1.4P_{arc}} \quad (5-2)$$

$$R_{arc} = \frac{(142.9 - 1.4P_{arc})^2}{P_{arc}} \quad (5-3)$$

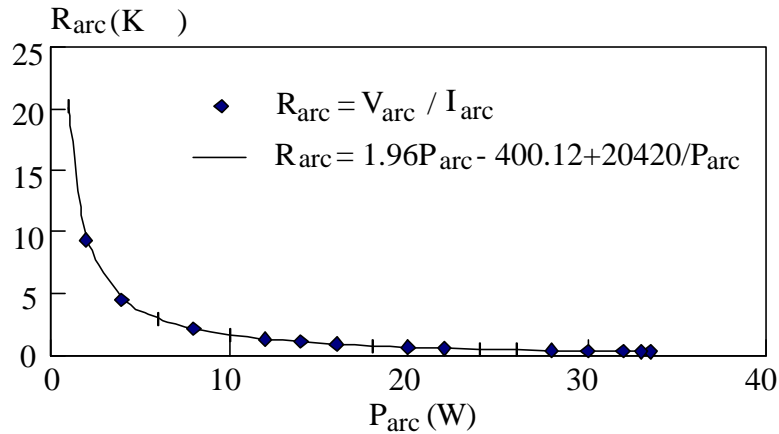
將不同功率的值分別代入(5-1)式、(5-2)及(5-3)式中，可求得不同功率下的燈管電壓、燈管電流及燈管等效電阻，其近似曲線如圖 5-1 所示。由圖 5-1 中，將實際量測值與燈管等效電阻模型之曲線相互比對，可以確定等效電阻模型的確可以得到良好的近似。



(a) 電弧電壓



(b) 電弧電流



(c) 等效電弧電阻

圖 5-1 36W-T8 型燈管實際量測值與燈管等效電阻模型曲線

5-2 降升壓電感 L_p 的決定

從(4-6)式很明顯看出在同一個輸入功率下，開關元件 S_2 的導通率 D 的平方根值大小和電感 L_p 值的大小成正比，大的電感 L_p 需要大的導通率 D ，反之亦然。而根據導通率 D 範圍的選擇，可以決定出電感 L_p 的值，由(4-26)式知道，當燈管額定功率從 10%到 100%變化，其導通率由最大導通率 D_{\max} 到最小導通率 D_{\min} 有 3.16 的倍率，而以 3.16 的倍率來看，其 (D_{\max}, D_{\min}) 的組合會有無限多組解，例如： $(0.7, 0.22)$ ， $(0.6, 0.19)$ ， $(0.5, 0.16)$ 及等等，然而並不是所有組合都是最合適的解，因為當導通率過大或過小時會造成直流鏈電壓 V_{dc} 過高，如圖 5-8 所示。而當導通率過小會造成嚴重的諧波失真，且當相同功率時需要較高的電感峰值電流，所以最小的導通率不應太低。因此使用較低的直流鏈電壓及低的諧波失真為條件，在此選擇導通率從 0.6 到 0.19 變化，去調整燈管功率 P_{lamp} 從 36W 變化到 3.6W。假設 85% 的電路效率，電感 L_p 可以被計算如下：

$$L_p = 1.43mH$$

5-3 針對適當的燈絲功率設計並聯的燈絲電容 C_f

根據本文提出的燈管模型，燈絲功率可以利用(4-20)式來計算，圖 5-2 所示為燈絲功率與電弧功率的變化情形，由圖可以發現，當並聯的電容電抗較小時燈絲功率較高，由於較低的電弧功率有較高的電弧電壓，所以為了在調光操作時，燈絲功率只有些微的變化，且可以獲得適當的燈絲溫度，本文選擇 Z_{cf} 為 360Ω ，如圖 5-3 所示，使得燈絲功率大約為 2.5W 附近作微小的變化，而換流器的切換頻率為 36kHz ，所以燈絲電容 C_f 可以被計算如下所示：

$$C_f = 12\text{nF}$$

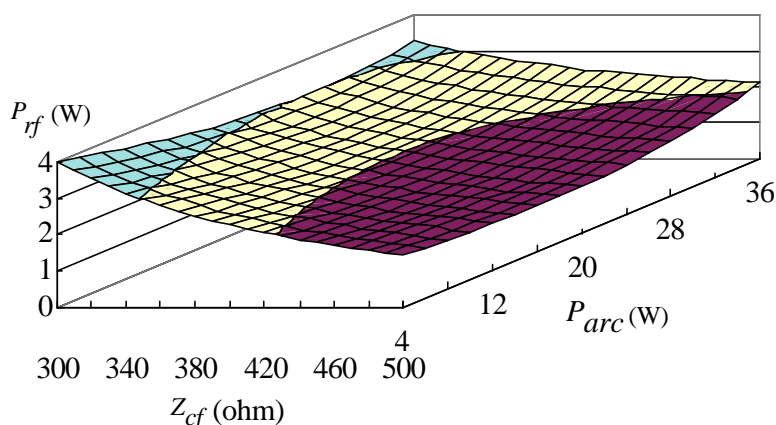


圖 5-2 燈絲功率與電弧功率的變化情形

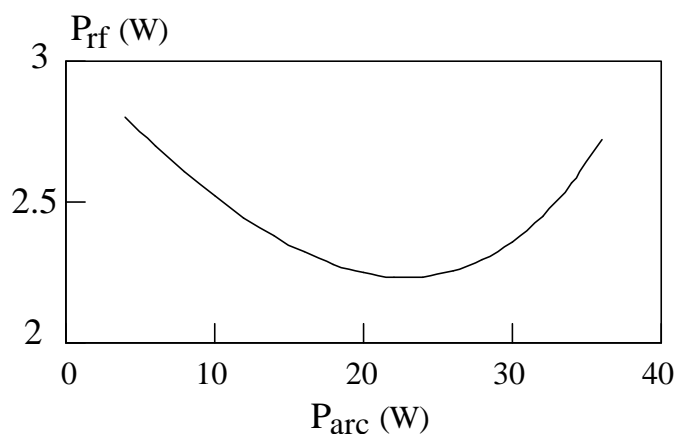


圖 5-3 燈絲功率與電弧功率的變化情形 ($Z_{cf} = 360\Omega$)

5-4 零電壓切換導通的操作條件

利用(4-21)式到(4-24)式，可以得知負載角度 y_1 為電弧功率 P_{arc} 的函數，如圖 5-4 所示，由圖明顯可以看出要在調光的範圍內，皆保持在電感性，較高的 Z_{LC} 值才能達到。然而於 5-5 節我們將可看到，較高的 Z_{LC} 值卻會伴隨著較高的直流鏈電壓。於穩態操作時，由(4-6)式可以得到燈管功率為導通率 D 的函數，如下式所示：

$$P_{arc} + P_{rf} = P_{in(avg)} \cdot h = \frac{V_m^2 \cdot D^2 \cdot T_s}{4L_p} \cdot h \quad (5-4)$$

其中 h 為效率($h = 85\%$)

將(4-20)式及(5-4)式藉由電腦計算，假設電弧功率 P_{arc} 可以由平均輸入功率 $P_{in(avg)}$ 分離得到，且將其代入(4-21)式到(4-24)式可以推得 y_1 。圖 5-5 分別顯示 y_1 的變化和零電壓切換操作的邊界面。這個零電壓切換的邊界面的獲得是由(4-30)式和(4-31)式而來，當操作點高於這個邊界面時，可以達到零電壓切換導通，於圖 5-5 我們可以看出，當 Z_{LC} 值高於 425Ω 時，在調光的範圍內皆可以達到零電壓切換導通。

但是如果考慮輸入電源電壓變動 $\pm 10\%$ 的情況時，如圖 5-6 所示，分別為輸入電壓 100V、110V 及 120V 的狀況，我們發現，於 Z_{LC} 等於 425Ω 時，在 100V 及 110V 雖可達到零電壓切換導通，但是在 120V 時， Z_{LC} 必須選擇 450Ω 才可符合零電壓切換導通的需求。圖 5-7 為 Z_{LC} 等於 450Ω 時，於不同輸入電壓時的情形，我們可以發現，於輸入電壓為 120V 的情形如果符合零電壓切換導通，其餘的輸入電壓也皆可以符合，因此我們可以確定 Z_{LC} 等於 450Ω 時，確實可以符合我們零電壓切換導通的需求。

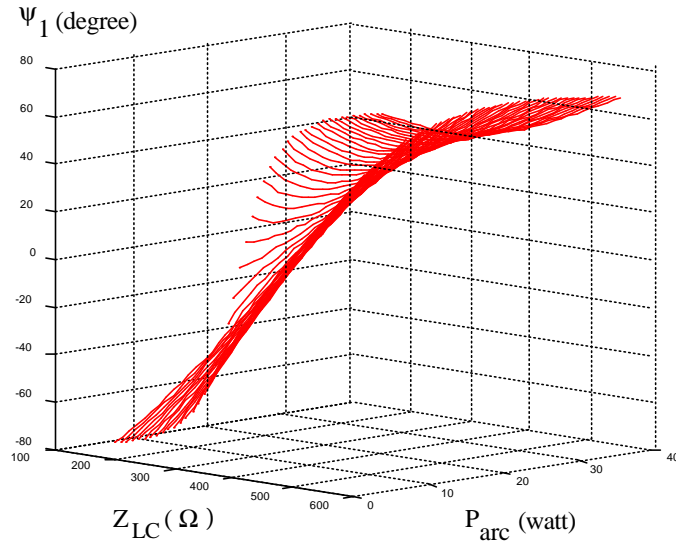


圖 5-4 負載角度 ψ_1 相對於電弧功率 P_{arc} 的變化 ($Z_{cf} = 360\Omega$)

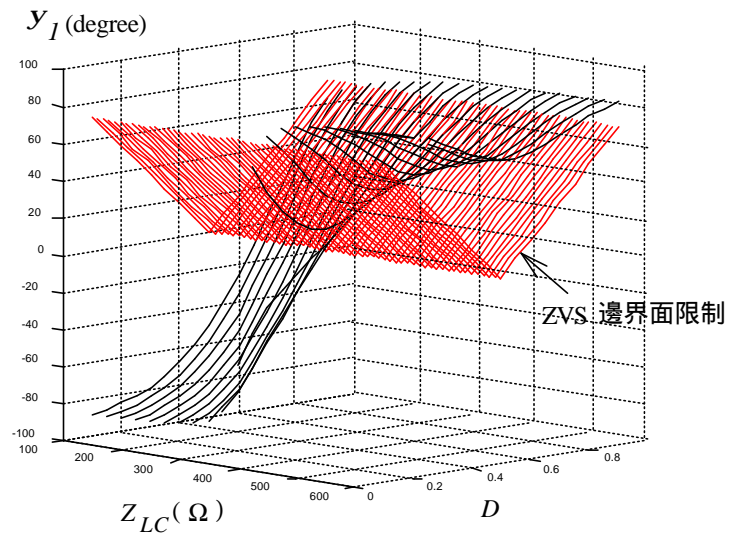
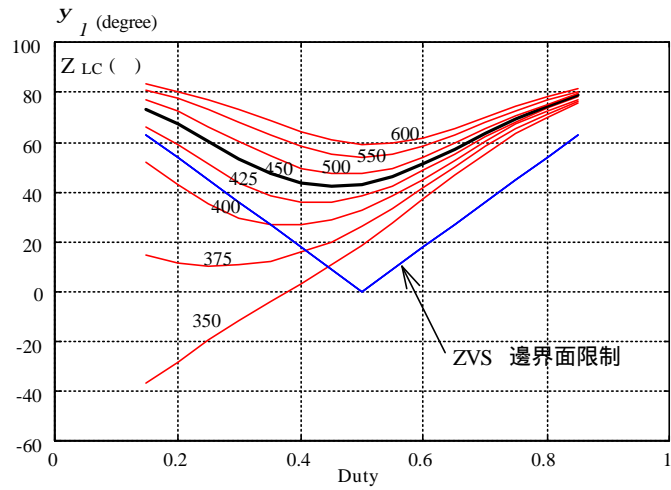
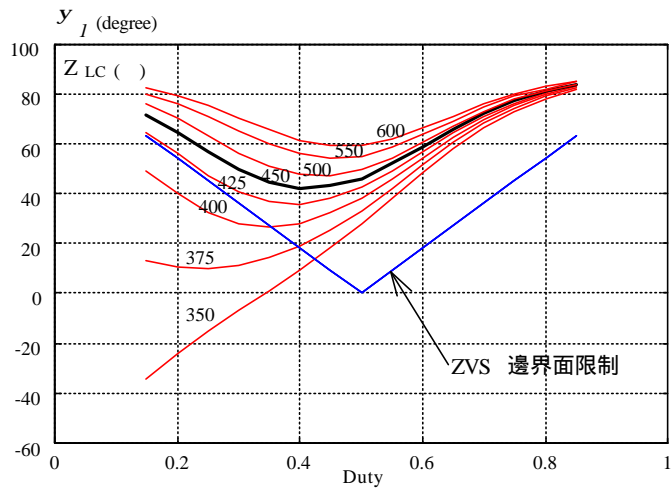


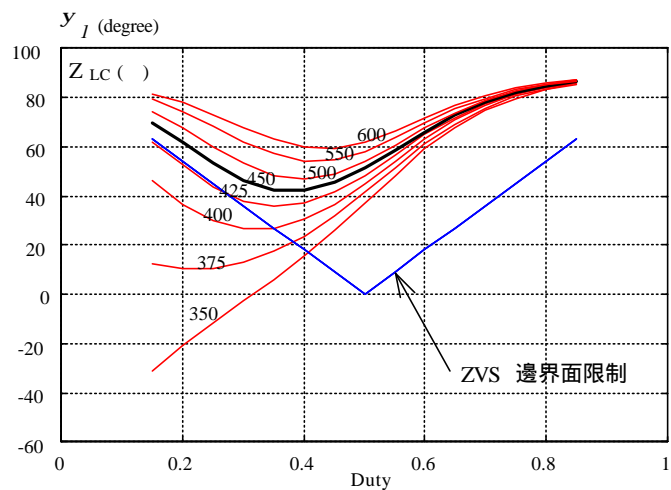
圖 5-5 負載角度 ψ_1 的變化與零電壓切換的邊界面
 ($L_p = 1.43mH, Z_{cf} = 360\Omega, V_S = 110V_{rms}$)



(a) 輸入電源電壓 $V_S = 100V$



(b) 輸入電源電壓 $V_S = 110V$



(c) 輸入電源電壓 $V_S = 120V$

圖 5-6 不同輸入電源電壓時負載角度 y_1 與零電壓切換的邊界面
 ($L_p = 1.43mH, Z_{cf} = 360\Omega, V_S = 100 \sim 120V_{rms}$)

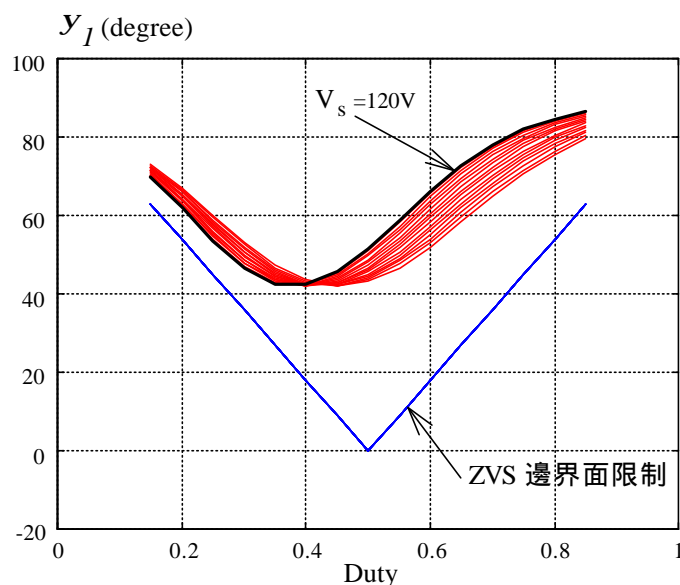


圖 5-7 不同輸入電源電壓時負載角度 y_1 與零電壓切換的邊界面
 ($L_p = 1.43mH, Z_{cf} = 360\Omega, V_S = 100 \sim 120V_{rms}, Z_{LC} 450\Omega$)

5-5 不連續電流模式(DCM)操作條件

由(4-33)式計算可以得知 V_1 為電弧功率 P_{arc} 的函數。圖 5-8 顯示當 $Z_{cf} = 360\Omega$ 時， Z_{LC} 的一些值與 P_{arc} 相對於 V_1 的變化。當 Z_{LC} 的值較大時，高的燈管電弧功率需要高的 V_1 值。另一方面當 Z_{LC} 低於 220Ω 時，當電弧功率增加時， V_1 反而減少。由此可知，在燈管調光時，共振電路的 Z_{LC} 值低 220Ω 會造成不穩定的工作點，這與使用安定器將燈管操作於穩定點相衝突。

利用相同的方法將電弧功率 P_{arc} 從輸入功率 $P_{in(avg)}$ 中分離出來，代入(4-32)與(4-33)式，可以得到直流鏈電壓 V_{dc} 為開關元件 S_2 導通率 D 的函數。圖 5-9 顯示直流鏈電壓 V_{dc} 及不連續模式操作的邊界面。為了避免沒在不連續模式操作，當在燈管調光時，直流鏈電壓 V_{dc} 必須在邊界曲線面之上，邊界面可由(4-34)式得到。我們可以發現，當 Z_{LC} 的值採用前面章節所選的 450Ω 時，可以符合在不連續模式操

作的條件。我們由圖 5-9 可以得知，當選擇較高的 Z_{LC} 值可以確保工作於不連續模式，但是伴隨來而的壞處是需要較高的直流鏈電壓，而且會導致開關元件上必須承受高的電壓應力。

將輸入交流電源電壓($100 \sim 120V_{rms}$)的波動考慮進來，如圖 5-10 所示，要確保在零電壓切換導通或零電流切換導通及不連續模式操作的適當安全邊界，我們選擇 Z_{LC} 的值為 450Ω 可以符合我們的需求。

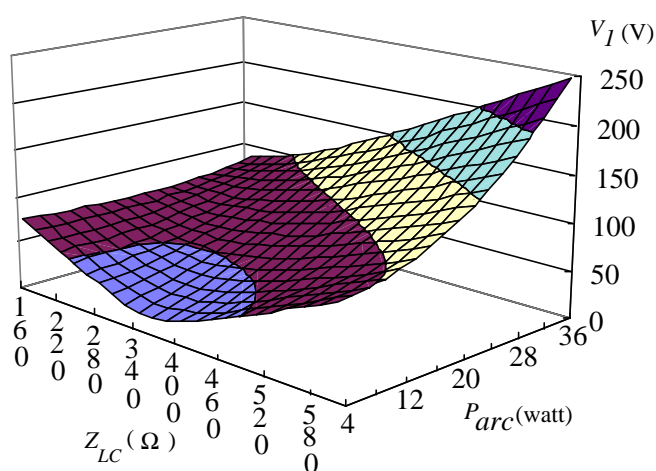


圖 5-8 電弧功率 P_{arc} 相對於 V_1 的變化 ($Z_{cf} = 360\Omega$)

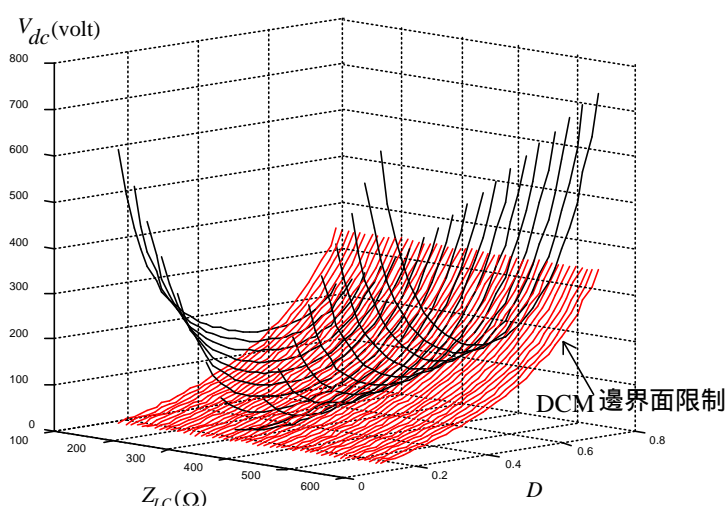
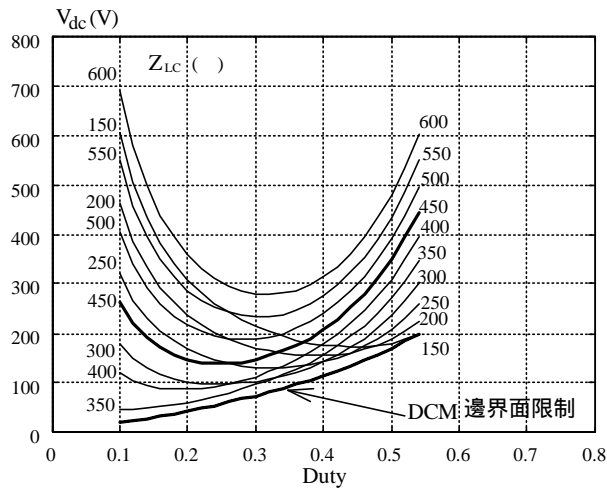
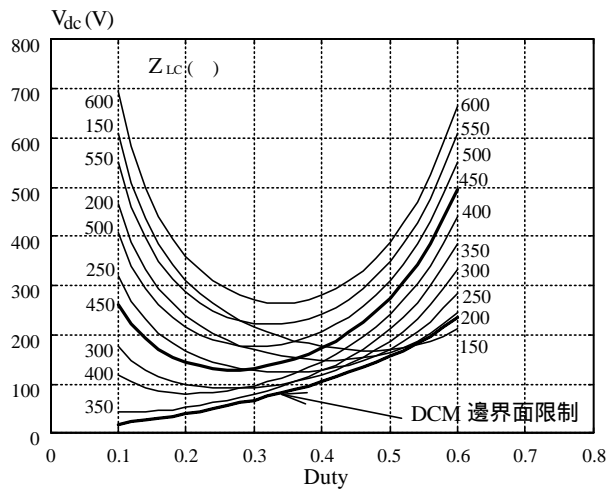


圖 5-9 不連續模式的操作區域

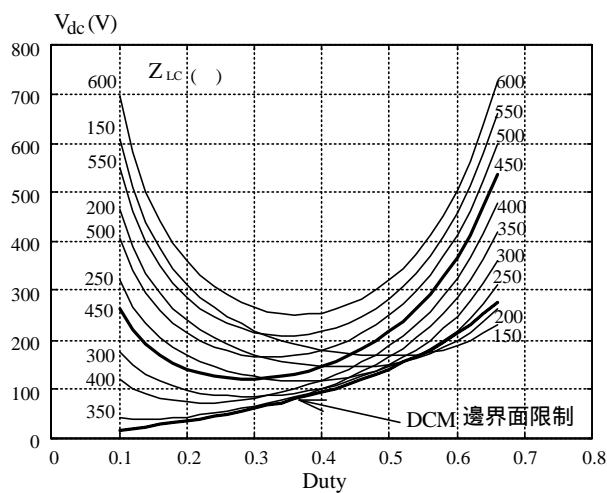
($L_p = 1.43mH, Z_{cf} = 360\Omega, V_S = 110V_{rms}$)



(a) 輸入電源電壓為 $V_S = 120V$



(b) 輸入電源電壓為 $V_S = 110V$



(c) 輸入電源電壓為 $V_S = 100V$

圖 5-10 操作於不連續模式考慮輸入電源電壓變動的影響

($L_p = 1.43mH, Z_{cf} = 360\Omega$)

5-6 負載共振電路之 L_s 及 C_s 的設計

我們為了符合零電壓或零電流切換導通及不連續工作模式的條件限制，在前面已經得知 $Z_{LC} = 450\Omega$ 可以符合需求，因前面的分析建立在負載共振電路為高品質因數的情形下，因此我們在參數的選擇上必須考慮足夠高的品質因數。圖 5-11 為燈管額定功率下的等效電阻 ($R_{arc} = 275\Omega$) 與燈絲電容電抗 $Z_{cf} = 360\Omega$ 的情形下，不同品質因數 Q 相對應於 Z_{LC} 之關係圖，以相同的 Z_{LC} 來看，由圖可以知道 C_s 較大時，品質因數較低。我們考慮市面上目前的電容規格與較小的電感，可以得到 L_s 及 C_s 如下所示：

$$L_s = 2.88mH \quad C_s = 22nF$$

當 $L_s = 2.88mH$ 、 $C_s = 22nF$ 及 $Z_{cf} = 360\Omega$ 選定後，我們依據不同的功率的變化，可以得到燈管功率變動相對於品質因數 Q 之關係圖，如圖 5-12 所示，圖中燈管功率由 5W 變化到 36W，品質因數由 2.68 變化到 42.5。燈管功率越低，則共振電路的品質因數越高，所以我們依據額定功率所選定的參數，可以確保在調光操作下，都可以符合高品質因數的需求。

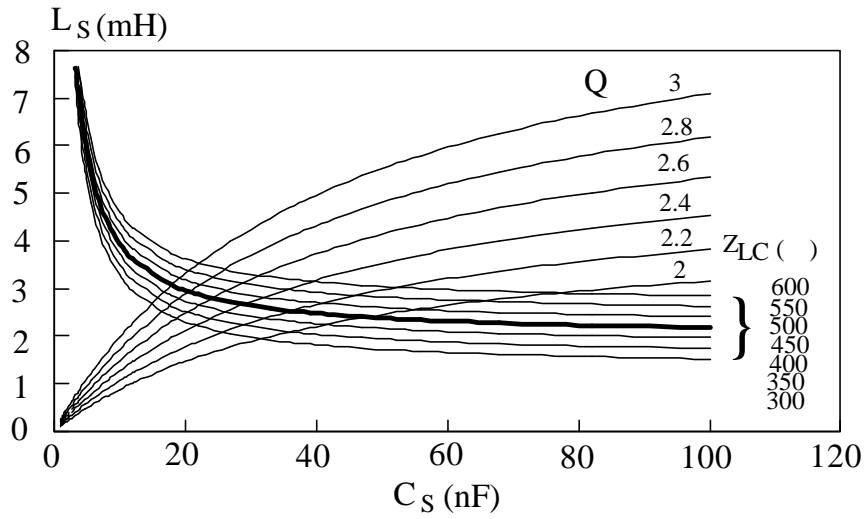


圖 5-11 不同品質因數 Q 相對應於 Z_{LC} 之關係圖

$$(R_{arc} = 275\Omega, Z_{cf} = 360\Omega)$$

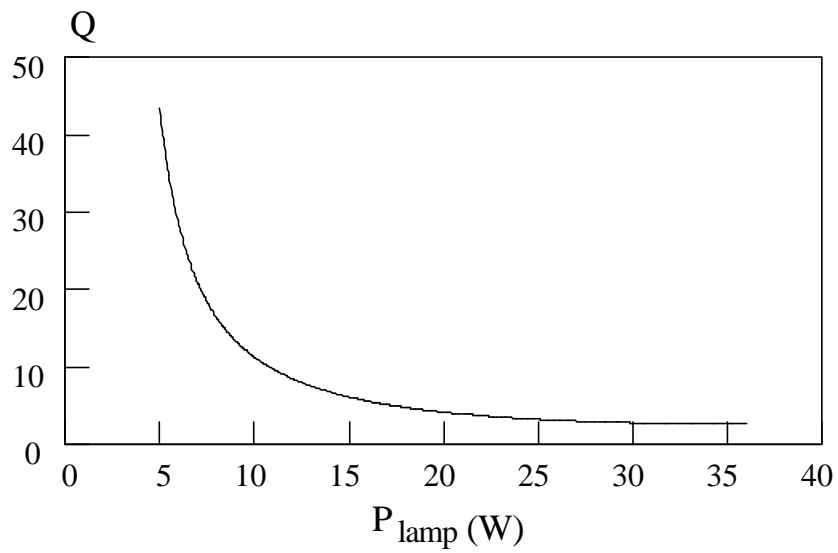


圖 5-12 燈管功率變動相對於品質因數 Q 之關係圖

$$(L_s = 2.88mH, C_s = 22nF, Z_{cf} = 360\Omega)$$

第六章 實驗量測

本章將第五章所計算出元件的參數值，實際帶入本文所提出的單級高功因可調光電子安定器電路中，以 T8-36W 的螢光燈管為例，於實際製作的電路進行量測。電路規範及參數如表 6-1 所示。

表 6-1 電路規範及參數

輸入電壓 (V_s)	$110V_{rms}, 60Hz$
切換頻率 (f_s)	36kHz
L_p	1.43mH
L_s	2.88mH
C_s	22nF
C_f	12nF
L_m	0.1mH
C_m	0.12uF
C_{dc}	100uF

6-1 非對稱脈波寬度調變(APWM)控制電路

非對稱脈波寬度調變(APWM)控制電路的方塊圖如圖 6-1 所示，而圖 6-2 及圖 6-3 分別為控制電路的輸出訊號示意圖及控制電路圖。控制電路中大致可分為四部分，第一部份為 555 振盪器，其主要功能為產生一固定頻率的觸發訊號，而第二部分的 74121 功能為調變開關元件的導通率，第三部分的 74123 產生一短暫的方波作為調整怠遲時間的長短，第四部分為將 74121 及 74123 的輸出訊號送到 7486 作互斥或(XOR)，輸出結果即為我們所要的 APWM 訊號。

由圖 6-2 中，當 555 振盪器有觸發訊號時，74121 開始產生一方

波，方波寬度由電容與電阻決定，因此可利用可變電阻的電阻值變化達到調整方波寬度的功能，而 555 振盪器與 74121 的訊號分別送給 74123 作正緣觸發及負緣觸發，來產生一短暫的方波訊號，將 74121 與 74123 的兩組輸出訊號分別送到 7486 作互斥或(XOR)，使輸出的訊號可以具備調整開關元件的導通率與調整怠遲時間的功用。

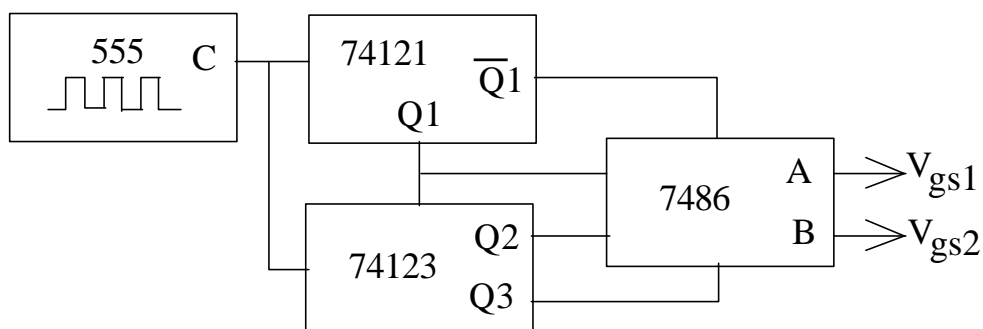


圖 6-1 非對稱脈波寬度調變控制電路方塊圖

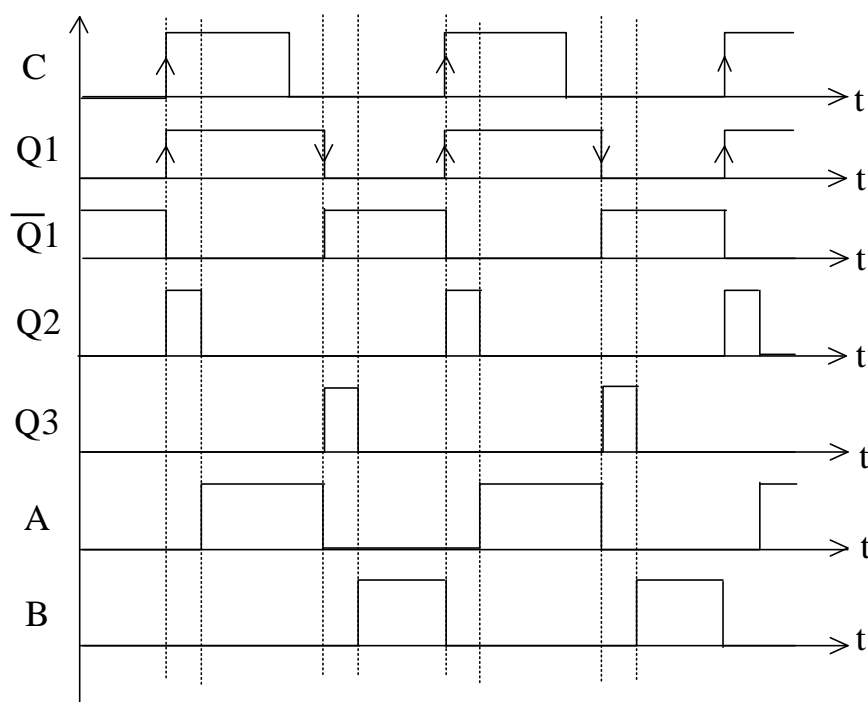


圖 6-2 非對稱脈波寬度調變控制電路的輸出訊號示意圖

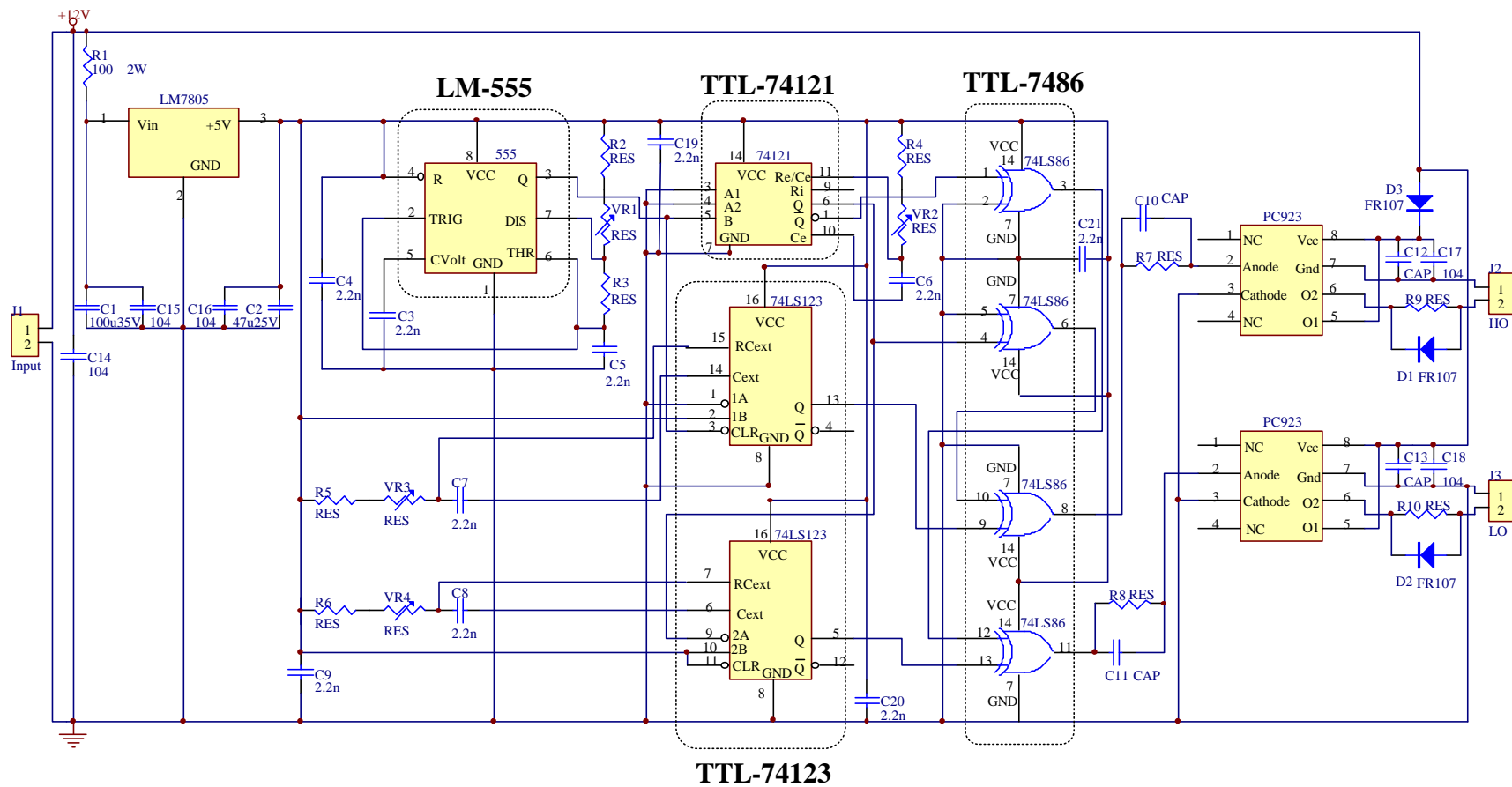


圖 6-3 非對稱脈波寬度調變控制電路圖

6-2 實測結果

圖 6-4 為輸入電流和電感電流的高頻切換波形，由前面章節的分析，可以得知在輸入電壓為 100V 時，及開關元件 S_2 導通率在 40% 時，最容易工作在連續模式，而圖 6-4 即為輸入電壓 100V 及開關元件 S_2 導通率 40% 時的電感電流波形，由圖中可知其工作在不連續模式，所以可以確保在所有的調光範圍及輸入交流電源電壓變動的情形下，皆可工作在不連續模式。

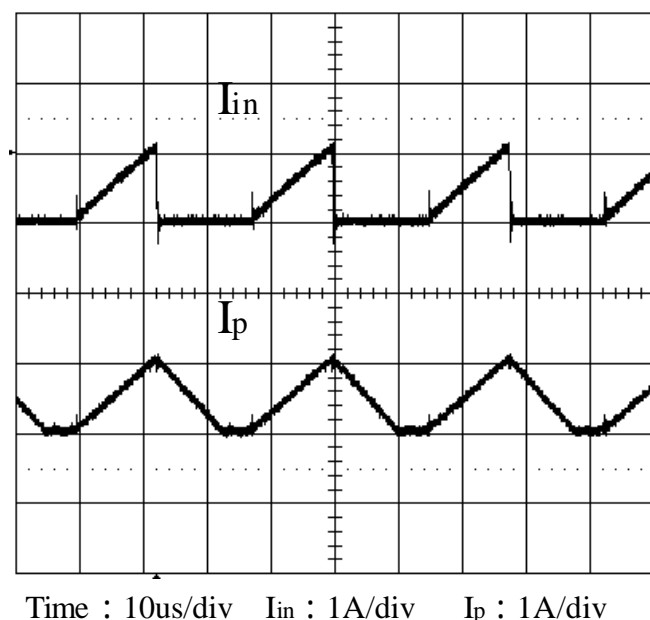


圖 6-4 輸入電流與電感電流高頻切換波形

圖 6-5 顯示於額定功率 100%、50%及 10%實測的輸入電壓 V_s 、輸入電流 I_{in} 與電感電流 I_p 的波形，由圖可知電感電流皆工作在不連續模式，及輸入電流非常接近正弦波且與輸入電壓同相。

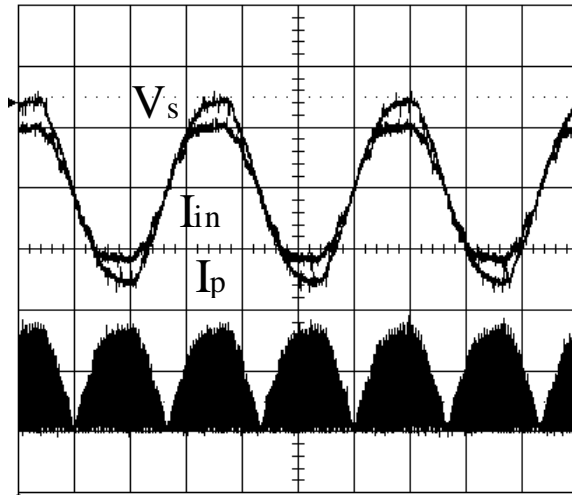
圖 6-6 顯示於額定功率 100%、50%及 10%實測的換流器輸入電壓 V_{ab} 及共振電流 I_r 。於主動開關截止瞬間，流過的共振電流皆為正向，可知開關 Q_1 (Q_2) 確實可以零電壓導通(零電流導通)。圖 6-7 顯示於額

定功率 100%、50% 及 10% 的實測燈管電壓 V_{lamp} 及燈管電流 I_{lamp} 的波形。圖 6-8 為不同導通率 D 時燈管電流的峰值因數，其燈管電流的峰值因數為量測燈管峰值電流與燈管均方根值電流的比值，圖中顯示峰值因數均小於 1.4，所以對燈管的壽命不會造成影響，而使燈管壽命縮短。

前面章節的分析結果，得知在輸入電壓變動到 120V，於開關元件 S_2 的低導通率 D 時，開關最有可能發生無法零電壓或零電流切換導通，而圖 6-9 即為此種條件下的情形，由圖可以得知，其開關可以達到零電壓或零電流切換導通。所以在我們的調光範圍內，我們可以確保電路工作於零電壓或零電流切換導通，以降低切換損失。

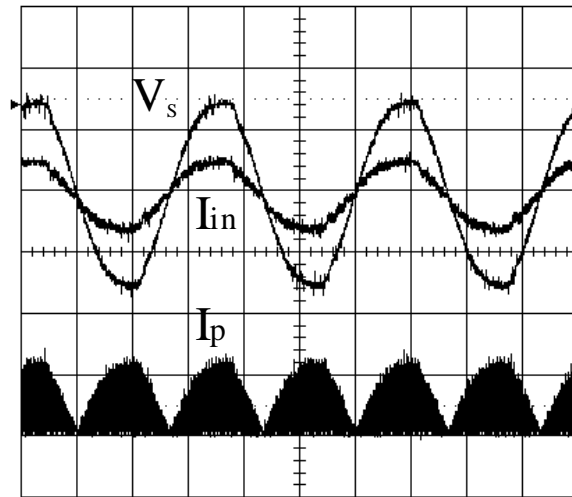
將開關元件 S_2 的導通率 D 由 59% 變化到 17%，來控制燈管功率從 36 瓦變化到 3.5 瓦，實驗數據如表 6-2 所示，表中所示為調光的範圍內，開關元件 S_2 的導通率 D 對應燈管功率、燈管電弧功率、燈絲功率、功率因數、轉換效率、及總諧波失真相之間的關係，依據表 6-2 可以得到圖 6-10。由圖中可以看出，在 50% 的額定功率內，功率因數都相當接近 1，而總諧波失真也在 11% 以內，此時轉換效率在 80% 以上，但當燈管功率持續降低時，發現總諧波失真與功率因數明顯的下降，當操作於 7 瓦以下的功率時，轉換效率也明顯的下降，如果要將較低功率的總諧波失真降低，必須加大被動濾波器的參數值，不過這並不必要，因為在我們所使用的被動濾波器的參數值，已經有不錯的效果，而且在電路中的被動濾波器，我們希望盡可能的小。由以上的實驗結果，我們可以看出在整體的調光範圍內，總諧波失真與轉換效率及功率因數，都符合低諧波失真、高轉換效率及高功率因數的要求。

Time : 5ms/div
 V_s : 100V/div
 I_{in} : 0.5A/div
 I_p : 1A/div



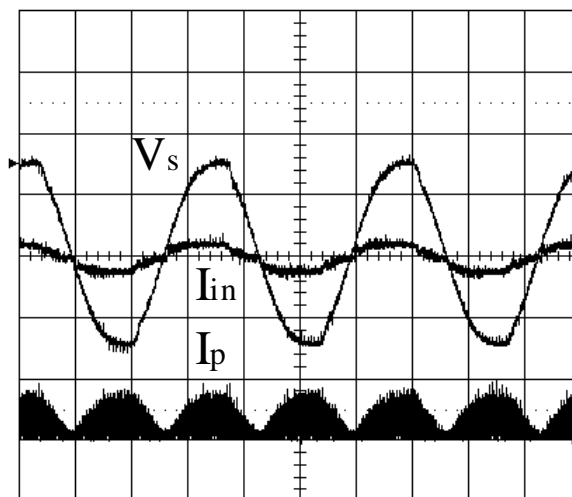
(a)燈管額定功率 100%

Time : 5ms/div
 V_s : 100V/div
 I_{in} : 0.5A/div
 I_p : 1A/div



(b)燈管額定功率 50%

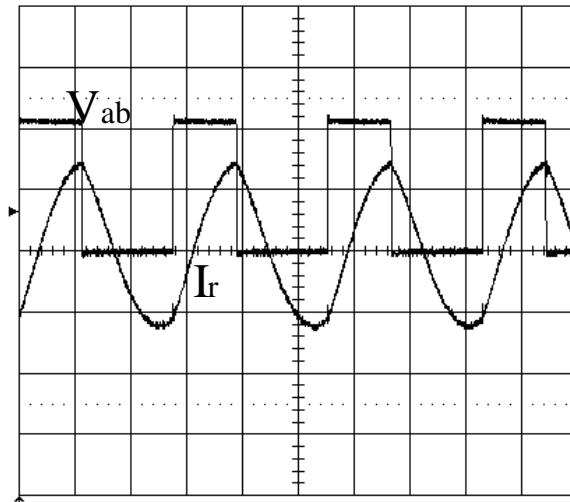
Time : 5ms/div
 V_s : 100V/div
 I_{in} : 0.5A/div
 I_p : 1A/div



(c)燈管額定功率 10%

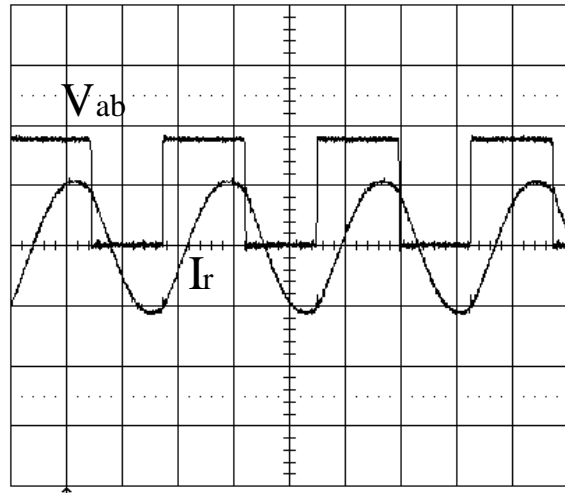
圖 6-5 輸入電壓及輸入電流與電感電流波形

Time : 10us/div
 V_{ab} : 200V/div
 I_r : 0.5A/div



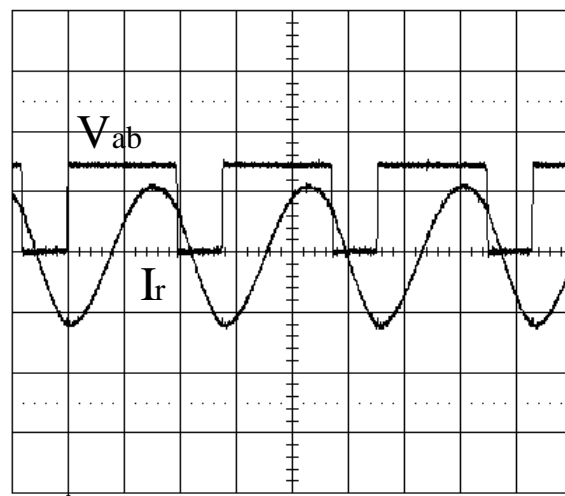
(a)燈管額定功率100%

Time : 10us/div
 V_{ab} : 100V/div
 I_r : 0.5A/div



(b)燈管額定功率50%

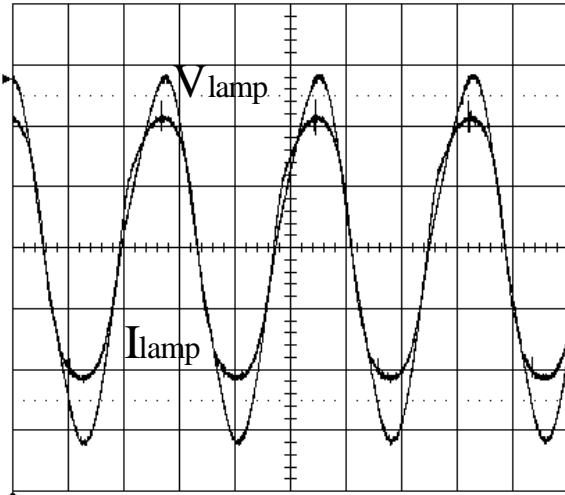
Time : 10us/div
 V_{ab} : 100V/div
 I_r : 0.5A/div



(c)燈管額定功率 10%

圖 6-6 換流器輸入電壓 V_{ab} 及共振電流 I_r

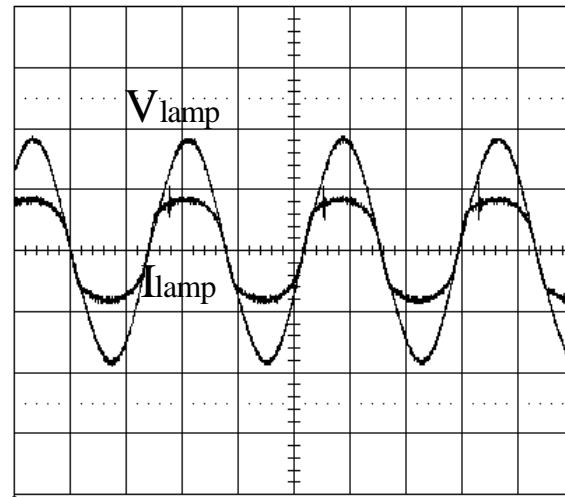
Time : 10us/div
V_{lamp} : 50V/div
I_{lamp} : 0.2A/div



CF=1.35

(a)燈管額定功率 100%

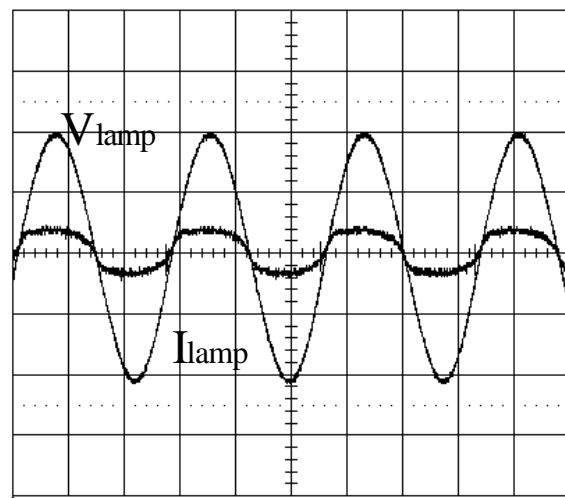
Time : 10us/div
V_{lamp} : 100V/div
I_{lamp} : 0.2A/div



CF=1.28

(b)燈管額定功率 50%

Time : 10us/div
V_{lamp} : 100V/div
I_{lamp} : 0.2A/div



CF=1.19

(c)燈管額定功率 10%

圖 6-7 燈管電壓 V_{lamp} 及燈管電流 I_{lamp} 的波形

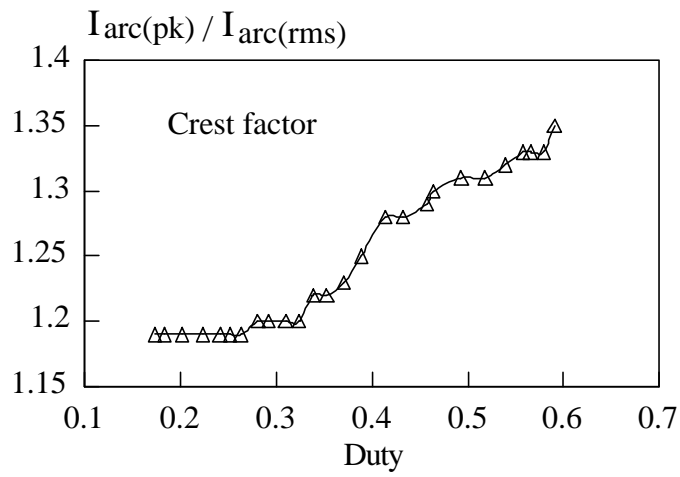


圖 6-8 燈管電流的峰值因數

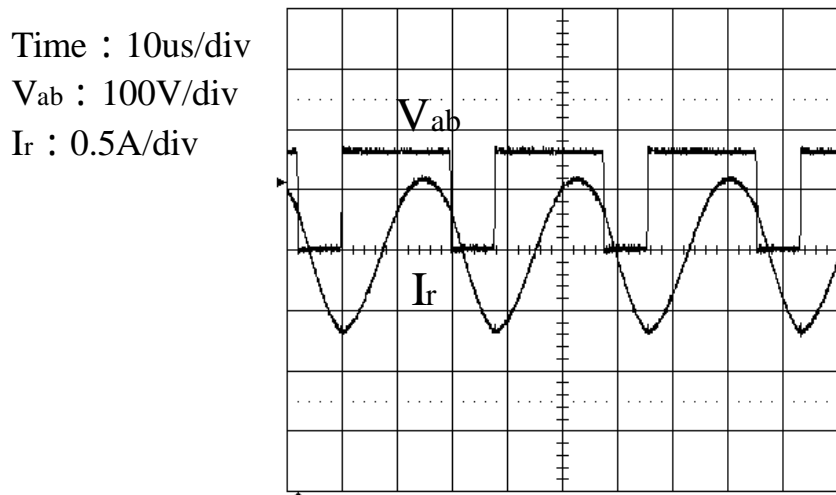
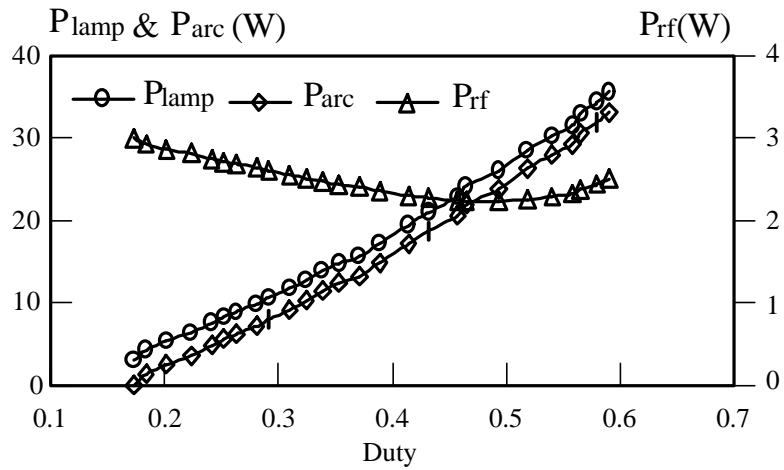


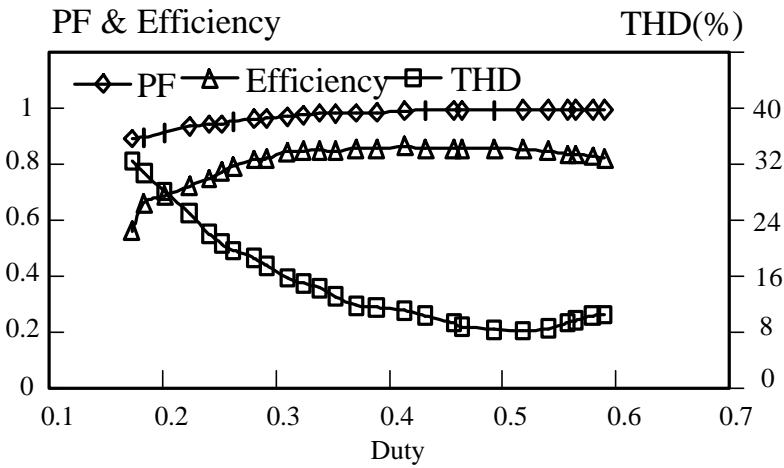
圖 6-9 輸入電壓 120V 於導通率 D 為 20% 時的 V_{ab} 及 I_r

表 6-2 開關元件 S_2 的導通率 D 、總諧波失真、轉換效率、
燈管功率、燈管電弧功率及燈絲功率的相關數據

導通率	總諧波失真(%)	功率因數	轉換效率	燈管功率(W)	燈管電弧功率(W)	燈絲功率(W)
0.59	10.5	0.995	0.822	35.5	32.97	2.53
0.58	10.4	0.996	0.829	34.3	31.86	2.44
0.57	9.7	0.995	0.835	32.9	30.53	2.37
0.56	9.4	0.995	0.835	31.5	29.18	2.32
0.54	8.5	0.996	0.848	30.2	27.91	2.29
0.52	8.2	0.996	0.855	28.5	26.25	2.25
0.49	8.3	0.994	0.856	26	23.77	2.23
0.47	8.8	0.994	0.858	24.1	21.87	2.23
0.46	9.3	0.993	0.856	22.8	20.56	2.24
0.43	10.3	0.993	0.857	21	18.73	2.27
0.41	11.1	0.991	0.865	19.4	17.11	2.29
0.39	11.5	0.985	0.855	17.2	14.84	2.36
0.37	11.8	0.984	0.858	15.6	13.19	2.41
0.35	13.1	0.982	0.849	14.8	12.37	2.43
0.33	14.3	0.983	0.850	13.9	11.44	2.46
0.32	15	0.978	0.850	12.8	10.29	2.51
0.31	15.7	0.972	0.845	11.7	9.15	2.55
0.29	17.5	0.966	0.822	10.6	8.00	2.60
0.28	18.6	0.963	0.818	9.8	7.16	2.64
0.26	19.7	0.955	0.794	8.9	6.22	2.68
0.25	20.7	0.944	0.773	8.3	5.59	2.71
0.24	22.1	0.943	0.749	7.6	4.86	2.74
0.22	25	0.936	0.723	6.4	3.59	2.81
0.20	28.2	0.914	0.687	5.4	2.54	2.86
0.18	30.8	0.897	0.662	4.3	1.38	2.92
0.17	32.5	0.893	0.561	3.5	0.52	2.98



(a)燈管功率、燈管電弧功率、燈絲功率



(b)功率因數、轉換效率、總諧波失真

圖 6-10 開關元件 S2 的導通率 D 相對應於燈管功率、燈管電弧功率、燈絲功率、功率因數、轉換效率、總諧波失真的關係圖

6-3 燈絲預熱

燈管啟動時需要一高於穩態燈管電壓數倍的啟動電壓，而此時會伴隨高的共振電流。且燈管於低溫時需要較高的啟動電壓，這對需要預熱的燈管壽命會造成影響，所以在啟動時需要加入適當的燈絲預熱，先以較低的電流提供燈絲預熱，此預熱電流不宜過高，以免造成燈絲溫度過高，而使燈絲的塗被物蒸發，造成燈管兩端黑化的現象。

燈管尚未點亮前的共振電流即為燈絲電流，因此我們可以得到圖 6-11，圖中顯示的為導通率 D 於燈管啟動前相對於燈管電弧電壓及燈絲電流的關係圖，由圖中得知，開關元件 S_2 不同的導通率 D 的大小相對應於不同的燈管啟動電壓，我們以 T8-36W 的螢光燈管為例，需要 360V 的燈管啟動電壓以確保燈管可以順利點亮，所以我們可以得到其相對應開關元件 S_2 的導通率 D 大小為 44%，所以要確保能順利點亮燈管，我們所需的最低導通率 D 為 44%。而我們可以利用無法點亮燈管的開關元件 S_2 的導通率 D 作燈管點亮前的燈絲預熱。通常燈絲預熱功率為 4W，所以需要 0.45A 的預熱電流，由圖 6-11 中，可以得到此時的開關元件 S_2 的導通率為 20%，此時燈管兩端電壓為 165V。

圖 6-12 及圖 6-13 分別為額定功率啟動及最低可啟動功率的直流鏈電壓、燈管電壓、共振電流及燈管電流。我們在啟動時，利用開關元件 S_2 的導通率 D 變化來達到預熱的效果，啟動時先以較低的導通率 ($D = 20\%$) 提供合適的燈絲預熱電流 $I_r = 0.45A$ ，使燈絲預熱的功率為 4W，經 1.2 秒後變化到所需功率的導通率 D 將燈管啟動。由圖 6-13 可以看出，當導通率 ($D = 44\%$) 時，當燈管尚未點亮前輸入功率高於輸出功率，直流鏈電壓會一直升高，以確保可以將燈管點亮，等將燈管點亮後，消耗的功率增加，所以會將直流鏈電壓拉低至與輸出功率相對應的電壓值。

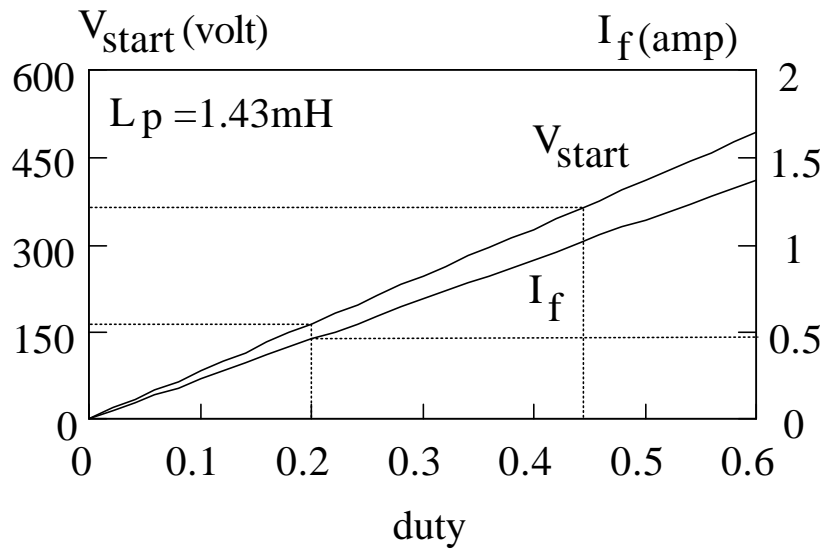
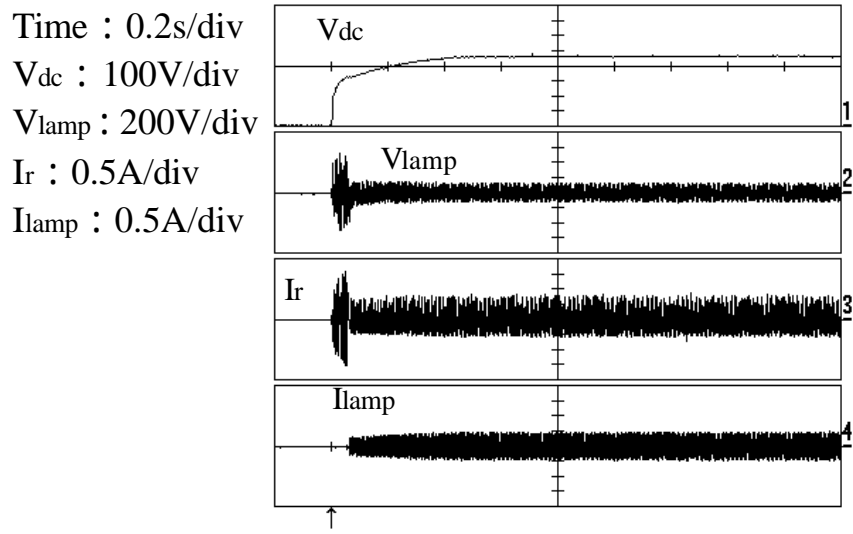
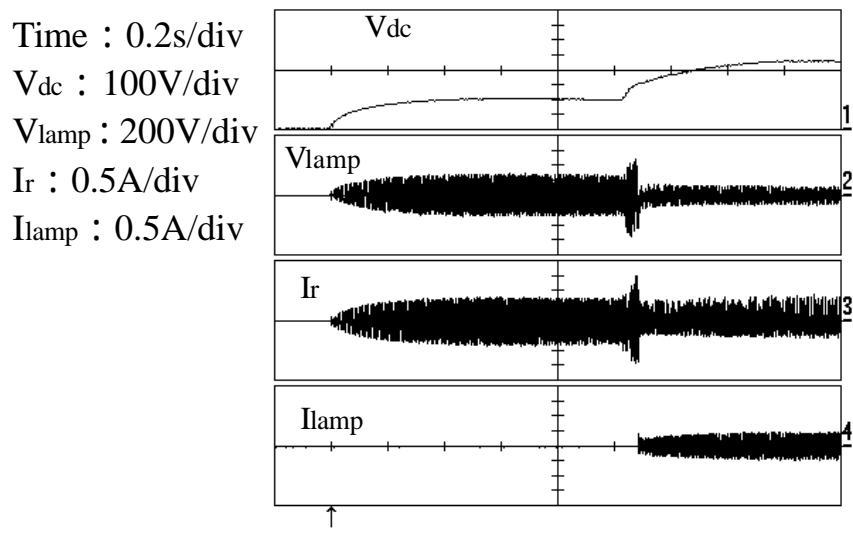


圖 6-11 導通率 D 與燈管啟動電壓及燈絲電流的關係圖



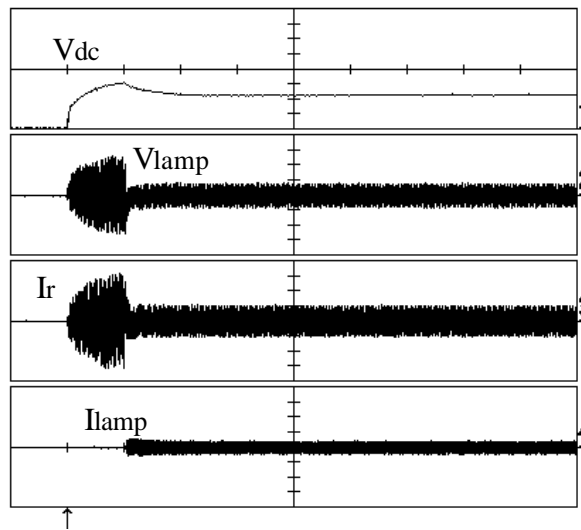
(a)無預熱啟動



(b)有預熱啟動

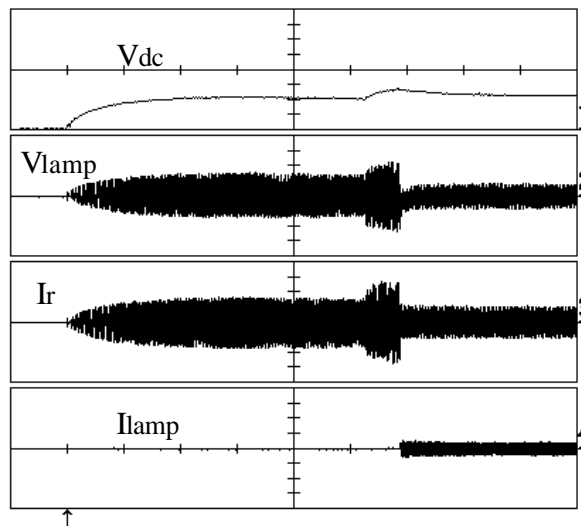
圖 6-12 燈管啟動時導通率 $D = 59\%$ 的直流鏈電壓、
燈管電壓、共振電流及燈管電流

Time : 0.2s/div
 V_{dc} : 100V/div
 V_{lamp} : 200V/div
 I_r : 0.5A/div
 I_{lamp} : 0.5A/div



(a)無預熱啟動

Time : 0.2s/div
 V_{dc} : 100V/div
 V_{lamp} : 200V/div
 I_r : 0.5A/div
 I_{lamp} : 0.5A/div



(b)有預熱啟動

圖 6-13 燈管啟動時導通率 $D = 44\%$ 的直流鏈電壓、
 燈管電壓、共振電流及燈管電流

第七章 結論與討論

本文利用降升壓轉換器當功因修正電路，將其與負載共振換流器整合成單級高功因電子安定器，配合非對稱脈波寬度調變的控制方式，來驅動螢光燈管調光。文中電路特性分析時的螢光燈管模型，以燈管等效成功率函數的電阻模型為基礎；於電路分析時，考慮燈絲功率、元件應力，輸入電源電壓變動、及導通率變化時對整體電路運轉的影響。經由電路特性的分析結果，可建立電路參數的設計流程。最後實際製作出非對稱脈波寬度調變之單級高功因電子安定器，驅動 T8-36W 的螢光燈管負載，經實驗證明，於實際調光操作時，降升壓轉換器於不連續模式下操作，可以確保高功率因數，且開關皆保持零電壓或零電流切換導通，可以提高電路整體的轉換效率，符合預期的效能。

依據前面章節的分析與探討，將一些電路中需留意的事項與尚未考慮周詳的部分，在此作一總結討論如下：

- 一、由於輸入功率不斷傳送到直流鏈電容，當共振電路開路時，直流鏈電容的電壓會被充的過高而毀壞安定器，因此在電路中必須加過電壓保護電路，避免因燈管沒有安裝或毀壞而造成直流鏈電壓過高。
- 二、當輸入功率很少時，其輸入功率均消耗於燈絲電阻上，造成共振電路輸入電壓太低，以致於無法啟動燈管，因此必須以較高的導通率來啟動燈管，啟動完成後，再改變導通率來增加或減少燈管功率。

- 三、電子安定器於調光操作時，因低功率操作時燈管電壓相對提升，所以在燈絲並聯電容的參數篩選上必須多加注意，使燈絲功率在調光範圍內功率只作些微的變化，避免因燈絲功率過高，造成燈管壽命縮減。
- 四、輸入電源電壓變動時，安定器仍然具有高功因與高轉換效率的優點。輸入交流電源電壓固定，於不同的功率操作下，皆有定功率的效果。
- 五、調光範圍相對於導通率的選擇上，必須將導通率過高及過低易造成直流鏈電壓太高的情形，及導通率過低的較高諧波失真與相對於相同功率需較高的電感峰值電流加以考慮。
- 六、本文對於環境溫度變動，螢光燈管負載變動的情形並未加以考慮，爾後可以建立不同溫度的螢光燈管模型作分析，以期在溫度變動時可有很好的穩定性。

整合後的單級電子安定器，電路結構獲得簡化，也減少了一級的功率轉換損失，而我們透過適當的參數設計，使電路達到高功因的需求，且開關的切換損失降低，使整體的電路轉換效率提高，調光控制方式採用非對稱脈波寬度調變，可以有寬廣的調光範圍驅動螢光燈作大範圍的功率變動。經由文中的參數設計程序，讓電子安定器的設計者有一規則所循，可以容易的製作一高功因、高效率、高可靠度、低諧波、可調光的螢光燈電子安定器。

參考文獻

- [1] *IEC Lighting Handbook, Reference and Application*, Illuminating Engineering Society of North America, 1993.
- [2] *W. Elenbass, Fluorescent Lamps and Lighting*, The MacMillan Company, New York, 1959.
- [3] *American Nation Standards for Fluorescent Lamp-Rapid-start Types-Dimensional and Electrical Characteristics*, American National Standards Institute, Inc.
- [4] E. E. Hammer, "Fluorescent Lamp Starting Voltage Relationships at 60Hz and High Frequency," *Journal of the Illuminating Engineering Society*, PP. 36-46, Oct. 1983.
- [5] E. E. Hammer, "High Frequency Characteristics of Fluorescent Lamps up to 500kHz," *Journal of the Illuminating Engineering Society*, pp. 52-61, Winter 1987.
- [6] 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.
- [7] M. K. Kazimierczuk and W. Szaraniev, "Electronic Ballast for Fluorescent Lamps," *IEEE Transactions on power Electronics*, Vol. 8. No. 4, pp. 386-395, Oct. 1993.
- [8] R. King and T. A. Stuart, "A Normalized Model for the Half-Bridge Series Resonant Converter," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems*, Vol. AES-17, No. 2, pp. 190-198, March 1981.
- [9] Y. G. Kang, A. K. Upadhyay, and D. L. Stephens, "Analysis and Design of a Half-Bridge Parallel Resonant Converter Operating Above Resonance," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 27, No. 2, pp. 386-395, 1991.
- [10] S. D. Johnson and R. W. Erickson, "Steady-State Analysis and Design of the Parallel Resonant Converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 3, No. 1, pp. 93-104, Jan. 1988.
- [11] T. F. Wu, Y. C. Liu and Y. J. Wu, "High-efficiency low-stress electronic dimming ballast for multiple fluorescent lamps," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 14, No. 1, pp. 160-166, Jan.1999.
- [12] R. de Oliveira Brioschi and J. L. F. Vieira, "High-Power-Factor Electronic Ballast with Constant DC-Link Voltage," *IEEE*

- Transactions on Power Electronics, Vol. 13, No. 6, pp. 1030-1037, Nov. 1998.
- [13] J. Adams, T. J. Ribarich and J. Ribarich, "A new control IC for dimmable high-frequency electronic ballasts," IEEE APEC99 proceedings, pp. 713-719, 1999.
- [14] C. S. Moo, H. L. Cheng, H. N. Chen, and H. C. Yen "Designing dimmable electronic ballast with frequency control," IEEE APEC99 proceedings, pp. 727-733, 1999.
- [15] J. S. Subjak, and J. S. Mcquilkin, "Harmonics-Causes, Effects, Measurements, and Analysis: An Update," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 26, No. 6, pp. 1034-1042, Nov./Dec. 1990.
- [16] R. P. Stratford, "Harmonic Pollution on Power Systems-A Change in Philosophy," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 16, No. 5, Sep./Oct. 1980.
- [17] A. R. Prasad, P. D. Ziogas, and S. Manlas, "A Novel Passive Waveshaping Method for Single-Phase Diode Rectifiers," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. IE-37, No. 6, pp. 521-530, Dec. 1990.
- [18] C. S. Moo, H. L. Cheng, and S, J. Guo, "Designing Passive LC Filters with Contour Maps," International Conference on Power Electronics and Drive Systems, pp. 834-838, 1997.
- [19] M. H. Kheraluwala and S. A. Hamamsy, "Modified Valley Fill High Power Factor Electronic Ballast for Compact Fluorescent Lamps," Conference Record of IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 10-14, 1995.
- [20] S. Y. Chan, D. Y. Guo, and C. S. Moo, "Analysis and Design of Valley-Fill Filter," Proceedings of the 18th Symposium on Electrical Power Engineering, pp.600-604, 1997.
- [21] M. Kazerani, P. D. Ziogas, and G. Joos, "A Novel Active Current Waveshaping Technique for Solid-State Input Power Factor Conditioners," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 38, No. 1, pp. 72-78, Feb. 1991.
- [22] V. J. Thottuvelil, D. Chin, and G. C. Verghese, "Hierarchical Approaches to Modeling High-Power-Factor AC-DC Converters," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 6, No. 2, pp. 179-187, April 1991.

- [23] Z. Lai and K. M. Smedley, "A Family of Continuous-Conduction-Mode Power-Factor-Correction Controllers Based on the General Pulse-Width Modulator," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 13, No. 3, pp. 501-510, May 1998.
- [24] A. F. de Souza and I. Barbi, "A New ZVS Semiresonant High Power Factor Rectifier with Reduced Conduction Losses," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 46, No. 1, pp. 82-90, Feb. 1999.
- [25] H. Endo, T. Yamashita, and T. Sugiura, "A High-Power-Factor Buck Converter," *Conference Record of IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 1071-1076, 1992.
- [26] J. C. Salmon, "Techniques for Minimizing the Input Current Distortion of Current-Controlled Single-Phase Boost Rectifiers," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 8, No. 4, pp. 509-520, Oct. 1993.
- [27] C. Zhou, R. B. Ridley, and F. C. Lee, "Design and Analysis of a Hysteretic Boost Power Factor Correction Circuit," in *Conference Record of Power Electronics Specialist Conference*, pp. 800-807, 1990.
- [28] K. H. Liu, and Y. L. Lin, "Current Waveform Distortion in Power Factor Correction Circuits Employing Discontinuous-Mode Boost Converters," *Conference Record of IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 825-829, 1989.
- [29] L. Huber and M. M. Jovanovic, "Design-Oriented Analysis and Performance Evaluation of Clamped-Current-Boost Input-Current Shaper for Universal-Input-Voltage Range," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 13, No. 3, pp. 528-537, May 1998.
- [30] A. R. Prasad, P. D. Ziogas, and S. Manias, "A New Active Power Factor Correction Method for Single-Phase Buck-Boost AC-DC Converter," *Conference Record of the 1992 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, pp. 814-820, 1992.
- [31] C. K. Tse and M. H. L. Chow, "New Single-Stage PFC Regulator Using the Sheppard-Taylor Topology," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 13, No. 5, pp. 842-851, Sep. 1998.
- [32] J.-G. Cho, C.-T. Jeong, H.-S. Lee, and G.-H. Rim, "Novel Zero-Voltage-Transition Current-Fed Full-Bridge PWM Converter for Single-Stage Power Factor Correction," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 13, No. 6, pp. 1005-1012, Nov. 1998.

- [33] C. S. Moo, C. R. Lee, and Y. T. Chua, "High-Power-Factor Electronic Ballast with Self-Excited Series Resonant Inverter," Conference Record of the 1996 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, pp. 2136-2140, 1996.
- [34] M. H. L. Chow, K. W. Siu, C. K. Tse, and Y.-S. Lee, "A Novel Method for Elimination of Line-Current Harmonics in Single-Stage PFC Switching Regulators," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, No. 1, pp. 58-66, Jan. 1998.
- [35] L. Huber and M. M. Jovanovic, "Single-Stage Single-Switch Input-Current-Shaping Technique with Fast-Output-Voltage Regulation," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, No. 3, pp. 476-486, May 1998.
- [36] T.-F. Wu, T.-H. Yu, and M.-C. Chiang, "Single-Stage Electronic Ballast with Dimming Feature and Unity Power Factor," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, No. 3, pp. 586-597, May 1998.
- [37] 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.
- [38] Y.-S. Lee, K.-W. Siu, and B.-T. Lin, "Novel Single-Stage Isolated Power-Factor-Corrected Power Supplies with Regenerative Clamping," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 34, No. 6, pp. 1299-1308, Nov./Dec. 1998.
- [39] J. Lazer and S. Cuk, "Open Loop Control of a Unity Power Factor, Discontinuous Conduction Mode Boost Rectifier," Proceeding of the international Telecommunications Energy Conf., pp. 671-677, 1995.
- [40] J. S. Lai and D. Chen, "Design Consideration for Power Factor Correction Booster Converter Operating at the Boundary of Continuous Conduction Mode and Discontinuous Conduction Mode," Conference Record of IEEE Applied Power Electronics Conference, pp. 267-273, 1993.
- [41] R. Redl, L. Balogh and N. O. Sokal, "A New Family of Single-Stage Isolated Power Factor Correctors with Fast Regulation of the Output Voltage," Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialists Conf. , pp. 1137-1144, June 1994.
- [42] C. S. Moo, Y. C. Chuang, Y. H. Huang, and H. N. Chen, "Modeling of fluorescent lamps for dimmable electronic ballasts," IEEE Industry Applications Society IAS Annual Meeting, pp. 2231-2236, 1996.

- [43] T. J. Ribarich and J. J. Ribarich, "A new control method for dimmable high-frequency electronic ballasts," IEEE Industry Applications Society IAS Annual Meeting, pp. 2038-2043, 1998.
- [44] R. Severns, "Topologies for three-element resonant converter," IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 7, No. 1, pp.89-98, Jan. 1992.
- [45] R. L. Steigerwald, "A comparison of half-bridge resonant converter topologies," IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 8, No. 4, pp.386-395, Oct. 1993.