

國立中山大學電機工程學系  
博士論文

指導教授：莫清賢 博士

單級高功因降升壓式  
螢光燈電子安定器

Single-Stage High-Power-Factor Electronic Ballasts  
with Buck-Boost Topology for Fluorescent Lamps

研究生：鄭宏良 撰

中華民國九十年五月

學年度 : 89  
學期 : 2  
校院 : 國立中山大學  
系所 : 電機工程學系研究所  
論文名稱(中) : 單級高功因降升壓式螢光燈電子安定器  
論文名稱(英) : Single-Stage High-Power-Factor Electronic Ballast with Buck-Boost Topology for Fluorescent Lamps  
學位類別 : 博士  
語文別 : chi  
學號 : 8431813  
提要開放使用 : 是  
頁數 : 123  
研究生(中)姓 : 鄭  
研究生(中)名 : 宏良  
研究生(英)姓 : Cheng  
研究生(英)名 : Hung-Liang  
指導教授(中)姓名 : 莫清賢  
指導教授(英)姓名 : Moo, Chin-Sien  
關鍵字(中) : 螢光燈、電子安定器、功因修正、非對稱脈波寬度調變、對稱脈波寬度調變  
關鍵字(英) : Fluorescent lamp, electronic ballast, power-factor-correction, asymmetrical pulse-width-modulation (APWM), symmetrical pulse-width-modulation (SPWM).

#### 中文提要：

為了實現高功因、低電流諧波、高效率與低成本之螢光燈電子安定器，本文提出三種新型的單級高功因電子安定器，應用於螢光燈管，分別為：(1)單級非對稱結構之高功因電子安定器、(2)單級對稱結構之高功因電子安定器、(3)單級單切換開關之高功因電子安定器。電子安定器以 D 類或 E 類共振換流器為螢光燈的驅動電路；以降升壓轉換器作為功因修正電路。經由整合降升壓轉換電路與共振換流器的主動開關，得到單級結構之安定器電路，具有構造簡單、元件數目少、效率高與低成本等優點。

針對單級非對稱結構之高功因電子安定器，採取非對稱脈波寬度調變的控制方式，驅動 T8-36W 快速啟動型螢光燈，兩個主動開關分別工作於零電壓與零電流切換導通；而單級對稱結構之高功因電子安定器，則採取對稱脈波寬度調變的控制方式，驅動兩支串聯的 T9-40W 快速啟動型螢光燈，兩個主動開關均具有零電壓切換導通的優點，且有相同的電流，效率更高；單級單切換開關之高功因電子安定器，以脈波寬度調變的方式控制唯一的主動開關，驅動 PL-27W 小型螢光燈，透過適當參數設計使主動開關能於零電流切換導通，以維持電路高效率。固定主動開關的切換頻率與責任週期，並設計降升壓轉換器工作於不連續電流模式，可以獲得高功率因數。

本文根據開關導通情形建立電路的工作模式，分析電路工作原理。為簡化分析，應用基本波近似法與螢光燈的等效電阻模型，建立等效電路，以此等效電路為基礎推導電路參數的設計方程式及設計流程。最後，以電腦模擬與實際電路量測作理論

驗證。實驗的結果相當令人滿意，其功率因數均高於 0.99；電流總諧波失真 10%以下；電路效率高達 85%以上。

#### 英文提要：

Three novel single-stage electronic ballasts with the advantages of high-power-factor, low current harmonic, high efficiency, and low cost are proposed for rapid-start fluorescent lamps. Included are (1) single-stage high-power-factor electronic ballast with asymmetrical topology, (2) single-stage high-power-factor electronic ballast with symmetrical topology, and (3) single-stage single-switch high-power-factor electronic ballast. The circuit configurations are obtained by integrating the buck-boost power-factor-correction converter into the Class D or the Class E resonant inverter. With simple circuit configuration and less component count, desired circuit performances of high-power-factor and high efficiency are realized.

The control methods of pulse-width-modulation (PWM) with asymmetrical and symmetrical approaches are utilized for the three presented ballasts. The buck-boost conversion stage is operated at discontinuous current mode (DCM) to achieve nearly unity power factor at a fixed switching frequency. With carefully designed circuit parameters, the power switches can exhibit either zero-voltage switching-on (ZVS) or zero-current switching-on (ZCS). As a result, high circuit efficiency can be ensured.

Design equations are derived and computer analyses are performed based on the lamp's equivalent resistance model and fundamental approximation. Accordingly, design guidelines for determining circuit parameters are provided. Prototypes of the three proposed circuits designed for a T8-36W lamp, two series-connected T9-40W lamps and a PL-27W lamp are built and tested to verify the computer simulations and analytical predictions.



# 摘要

為了實現高功因、低電流諧波、高效率與低成本之螢光燈電子安定器，本文提出三種新型的單級高功因電子安定器，應用於螢光燈管，分別為：(1)單級非對稱結構之高功因電子安定器、(2)單級對稱結構之高功因電子安定器、(3)單級單切換開關之高功因電子安定器。電子安定器以 D 類或 E 類共振換流器為螢光燈的驅動電路；以降升壓轉換器作為功因修正電路。經由整合降升壓轉換電路與共振換流器的主動開關，得到單級結構之安定器電路，具有構造簡單、元件數目少、效率高與低成本等優點。

針對單級非對稱結構之高功因電子安定器，採取非對稱脈波寬度調變的控制方式，驅動 T8-36W 快速啟動型螢光燈，兩個主動開關分別工作於零電壓與零電流切換導通；而單級對稱結構之高功因電子安定器，則採取對稱脈波寬度調變的控制方式，驅動兩支串聯的 T9-40W 快速啟動型螢光燈，兩個主動開關均具有零電壓切換導通的優點，且有相同的電流，效率更高；單級單切換開關之高功因電子安定器，以脈波寬度調變的方式控制唯一的主動開關，驅動 PL-27W 小型螢光燈，透過適當參數設計使主動開關能於零電流切換導通，以維持電路高效率。固定主動開關的切換頻率與責任週期，並設計降升壓轉換器工作於不連續電流模式，可以獲得高功率因數。

本文根據開關導通情形建立電路的工作模式，分析電路工作原理。

為簡化分析，應用基本波近似法與螢光燈的等效電阻模型，建立等效電路，以此等效電路為基礎推導電路參數的設計方程式及設計流程。最後，以電腦模擬與實際電路量測作理論驗證。實驗的結果相當令人滿意，其功率因數均高於 0.99；電流總諧波失真 10% 以下；電路效率高達 85% 以上。

關鍵詞：螢光燈、電子安定器、功因修正、非對稱脈波寬度調變、對稱脈波寬度調變



# Abstract

Three novel single-stage electronic ballasts with the advantages of high-power-factor, low current harmonic, high efficiency, and low cost are proposed for rapid-start fluorescent lamps. Included are (1) single-stage high-power-factor electronic ballast with asymmetrical topology, (2) single-stage high-power-factor electronic ballast with symmetrical topology, and (3) single-stage single-switch high-power-factor electronic ballast. The circuit configurations are obtained by integrating the buck-boost power-factor-correction converter into the Class D or the Class E resonant inverter. With simple circuit configuration and less component count, desired circuit performances of high-power-factor and high efficiency are realized.

The control methods of pulse-width-modulation (PWM) with asymmetrical and symmetrical approaches are utilized for the three presented ballasts. The buck-boost conversion stage is operated at discontinuous current mode (DCM) to achieve nearly unity power factor at a fixed switching frequency. With carefully designed circuit parameters, the power switches can exhibit either zero-voltage switching-on (ZVS) or zero-current switching-on (ZCS). As a result, high circuit efficiency can be ensured.

Design equations are derived and computer analyses are performed based on the lamp's equivalent resistance model and fundamental approximation. Accordingly, design guidelines for determining circuit parameters are provided. Prototypes of the three proposed circuits designed for a T8-36W lamp, two series-connected T9-40W lamps and a PL-27W

lamp are built and tested to verify the computer simulations and analytical predictions.

**Keywords:** Fluorescent lamp, electronic ballast, power-factor-correction, asymmetrical pulse-width-modulation (APWM), symmetrical pulse-width-modulation (SPWM).



# 目 錄

中文摘要 .....	I
英文摘要 .....	III
目錄 .....	V
圖表目錄 .....	IX
第一章 簡介 .....	1
1-1 研究動機 .....	1
1-1-1 螢光燈管 .....	1
1-1-2 電磁耦合式安定器與電子安定器 .....	2
1-1-3 功因修正電路 .....	3
1-1-4 單級高功因電子式安定器 .....	5
1-2 本文大綱 .....	6
第二章 降升壓式雙級高功因電子安定器 .....	8
2-1 功因修正電路 .....	8
2-1-1 電路架構 .....	8
2-1-2 降升壓式之功因修正電路分析 .....	11
2-2 共振換流器 .....	14
2-2-1 D 類共振換流器 .....	14
2-2-2 E 類共振換流器 .....	19
第三章 燈管負載之共振式電子安定器 .....	26
3-1 等效燈管電阻模型 .....	26
3-1-1 燈管電弧特性方程式 .....	28

3-2 串並聯共振換流器	28
3-2-1 等效電路	29
3-2-2 燈管啟動電壓	32
3-2-3 燈絲功率	33
3-2-4 串聯共振電路( $L_s, C_s$ )	34
3-2-5 輸入阻抗、輸入電流與品質因數	34
第四章 單級非對稱結構之高功因電子安定器	36
4-1 電路架構	36
4-2 工作原理	39
4-2-1 電路工作模式	40
4-2-2 工作模式綜合分析	44
4-3 電路特性分析	45
4-3-1 降升壓轉換器	45
4-3-2 共振式換流器	46
4-3-2-1 等效電路	46
4-3-2-2 零電壓/零電流導通	47
4-4 電路參數設計	49
4-4-1 降升壓轉換器電感 $L_p$	49
4-4-2 並聯電容 $C_f$	50
4-4-3 直流鏈電壓 $V_{dc}$ 、串聯電感 $L_s$ 與串聯電容 $C_s$	50
4-4-3-1 不連續電流模式(DCM)	50
4-4-3-2 零電壓/零電流導通(ZVS/ZCS)	51
4-5 電腦模擬	54

4-6	實驗量測 .....	56
4-6-1	控制電路 .....	56
4-6-2	實測結果 .....	59
第五章	單級對稱結構之高功因電子安定器 .....	63
5-1	電路架構推導與整合 .....	63
5-2	工作原理 .....	66
5-2-1	控制電路 .....	66
5-2-2	電路工作模式 .....	67
5-3	電路分析 .....	74
5-3-1	降升壓轉換器 .....	74
5-3-2	共振換流器 .....	75
5-4	電路參數設計 .....	79
5-5	電腦模擬 .....	80
5-6	實驗量測 .....	82
5-6-1	控制電路 .....	82
5-6-2	實測結果 .....	83
第六章	單級單切換開關之高功因電子安定器 .....	87
6-1	電路架構 .....	87
6-2	電路工作原理 .....	89
6-2-1	控制電路 .....	90
6-2-2	電路工作模式 .....	90
6-3	E 類共振換流器電路分析 .....	97
6-3-1	E 類共振換流器之等效電路 .....	98

6-3-2 最佳化工作電路分析 .....	100
6-4 電路參數設計.....	106
6-5 電腦模擬 .....	110
6-6 實驗量測 .....	112
6-6-1 控制電路.....	112
6-6-2 實測結果.....	112
第七章 結論與未來研究方向.....	115
參考文獻 .....	118

## 圖表目錄

圖 2-1	雙級高功因電子安定器方塊圖	8
圖 2-2	功因修正電路之基本結構	10
圖 2-3	降升壓式功因修正電路	11
圖 2-4	電感電流 $I_p$ 波形	13
圖 2-5	$I_{in}$ , $I_s$ , $I_p$ 波形	14
圖 2-6	D 類串並聯共振換流器	15
圖 2-7	D 類共振換流器波形( $f_o=f_s$ )	16
圖 2-8	D 類共振換流器波形( $f_o>f_s$ )	19
圖 2-9	D 類共振換流器波形( $f_o<f_s$ )	19
圖 2-10	E 類共振換流器	20
圖 2-11	E 類共振換流器等效電路	21
圖 2-12	E 類共振換流器最佳化工作模式( $I_s(2\pi)=0$ )	22
圖 2-13	應用於次佳化工作模式的 E 類共振式換流器	23
圖 2-14	E 類共振換流器次佳化第一型工作模式( $I_s(2\pi)<0$ )	25
圖 2-15	E 類共振換流器次佳化第二型工作模式( $I_s(2\pi)>0$ )	25
圖 3-1	螢光燈構造與放電特性示意圖	26
圖 3-2	燈管等效電阻模型	27
圖 3-3	燈管負載之共振式電子安定器	29
圖 3-4	共振式電子安定器之等效電路	30
圖 3-5	共振式電子安定器之戴維寧等效電路	31
圖 3-6	啟動時之等效電路	33

圖 3-7	啟動時之啟動電壓	33
圖 4-1	雙級高功因電子安定器電路架構	37
圖 4-2	單級非對稱結構之高功因電子安定器電路架構(一)	37
圖 4-3	單級非對稱結構之高功因電子安定器電路架構(二)	38
圖 4-4	非對稱脈波寬度調變	39
圖 4-5	工作模式	42
圖 4-6	理論波形	43
圖 4-7	共振換流器等效電路	47
圖 4-8	$V_{ds2}$ 、 $V_1$ 和 $I_r$ 的波形特性	32
圖 4-9	不連續模式的操作區域( $L_p = 0.99$ mH)	51
圖 4-10	ZVS/ZCS 的操作區域( $L_p = 0.99$ mH , $C_f = 12.1$ nF)	53
圖 4-11	$V_{in}$ 、 $I_s$ 、 $I_p$ 模擬波形	54
圖 4-12	$V_{lamp}$ 與 $I_{arc}$ 模擬波形	54
圖 4-13	$V_{gs1}$ 、 $V_{gs2}$ 、 $V_{ab}$ 、 $I_r$ 、 $I_{p1}$ 、 $I_{D5}$ 、 $I_{s1}$ 與 $I_{s2}$ 模擬波形	55
圖 4-14	非對稱脈波寬度調變控制電路方塊圖	36
圖 4-15	非對稱脈波寬度調變控制電路的輸出訊號示意圖	57
圖 4-16	非對稱脈波寬度調變控制電路圖形	58
圖 4-17	$I_{in}$ 與 $I_p$ 波形 ( $V_s = 100$ V)	59
圖 4-18	$V_{in}$ 、 $I_s$ 與 $I_p$ 波形	60
圖 4-19	$V_{lamp}$ 與 $I_{arc}$ 波形	60
圖 4-20	$V_{ab}$ 、 $I_r$ 、 $I_{s1}$ 與 $I_{s2}$ 波形	61
圖 4-20	$V_{ab}$ 、 $I_r$ 、 $I_{s1}$ 與 $I_{s2}$ 波形 (續)	62
圖 5-1	半橋結構之串並聯共振式換流器	64

圖 5-2	雙級對稱結構之高功因電子安定器電路架構	65
圖 5-3	單級對稱結構之高功因電子安定器	65
圖 5-4	對稱脈波寬度調變	67
圖 5-5	工作模式	70
圖 5-6	理論波形	71
圖 5-6	理論波形 (續)	72
圖 5-7	應用於高輸入電壓之單級對稱結構之高功因電子安定器	74
圖 5-8	$I_p$ 示意波形	75
圖 5-9	共振換流器等效電路	76
圖 5-10	DCM 的邊界條件( $V_{lamp}=203V$ , $V_m=155V$ )	79
圖 5-11	$V_s$ 、 $I_{in}$ 、 $I_{p1}$ 與 $I_{p2}$ 模擬波形	81
圖 5-12	$V_{lamp}$ 與 $I_{arc}$ 模擬波形	81
圖 5-13	$V_{gs1}$ 、 $V_{gs2}$ 、 $V_{ab}$ 、 $I_r$ 、 $I_{p1}$ 、 $I_{D5}$ 、 $I_{s1}$ 與 $I_{s2}$ 模擬波形	82
圖 5-14	控制電路	83
圖 5-15	$V_s$ 與 $I_{in}$ 波形	84
圖 5-16	$I_{p1}$ 與 $I_{p2}$ 波形	84
圖 5-17	$V_{lamp}$ 與 $I_{arc}$ 波形	85
圖 5-18	$V_{ab}$ 、 $I_r$ 、 $I_{s1}$ 與 $I_{s2}$ 波形	85
圖 5-18	$V_{ab}$ 、 $I_r$ 、 $I_{s1}$ 與 $I_{s2}$ 波形 (續)	86
圖 5-19	長時間量測的 $V_{ab}$ 、 $I_r$ 、 $I_{s1}$ 與 $I_{s2}$ 波形	86
圖 6-1	E 類共振換流器之雙級高功因電子安定器	88
圖 6-2	Deng 與 $\text{Alk}$ 提出之單級單切換開關高功因電子安定器	88
圖 6-3	新型單級單切換開關高功因電子安定器	89

圖 6-4	脈波寬度調變.....	90
圖 6-5	工作模式.....	93
圖 6-5	工作模式 (續) .....	94
圖 6-6	理論波形.....	95
圖 6-7	非零電流切換導通的示意波形 .....	97
圖 6-8	燈管負載之 E 類共振換流器.....	98
圖 6-9	共振電路簡化電路推導過程 .....	99
圖 6-10	燈管負載 E 類共振換流器之簡化電路.....	100
圖 6-11	E 型共振換流器最佳化工作模式電路波形 .....	101
圖 6-12	E 類共振換流器簡化電路 .....	101
圖 6-13	$f$ 與 $d_r$ 關係曲線.....	103
圖 6-14	開關最大電壓、最大電流與責任週期的關係曲線.....	105
圖 6-15	DCM 的邊界曲線.....	108
圖 6-16	在 DCM 與 CCM 臨界點時 $I_{s,max}$ 相對於 $d_r$ 的關係曲線 .....	108
圖 6-17	$V_s$ 、 $I_{in}$ 與 $I_p$ 模擬波形.....	110
圖 6-18	$V_{lamp}$ 與 $I_{arc}$ 模擬波形 .....	111
圖 6-19	$V_B$ 、 $V_{cl}$ 、 $I_r$ 、 $I_p$ 、 $I_{cl}$ 與 $I_s$ 模擬波形 .....	111
圖 6-20	控制電路.....	112
圖 6-21	$V_s$ 、 $I_{in}$ 與 $I_p$ 波形.....	113
圖 6-22	$V_{lamp}$ 與 $I_{arc}$ 波形 .....	114
圖 6-23	$V_B$ 、 $I_r$ 、 $I_s$ 與 $I_{cl}$ 波形 .....	114
圖 6-24	$V_B$ 、 $I_s$ 、 $I_{cl}$ 與 $V_{cl}$ 波形 .....	114
表 4-1	電路規格表 .....	49

表 4-2	電路規範及參數.....	56
表 5-1	電路規格表 .....	80
表 5-2	電路規範及參數.....	83
表 6-1	電路規格表 .....	107
表 6-2	電路規範及參數.....	112

# 第一章 簡介

## 1-1 研究動機

### 1-1-1 螢光燈

「陽光、空氣、水」是人類生存的三大要素。在光源體還未發明之前，早期農業社會的人們就只能過著日出而做日落而息的生活，除了晦暗不定的月光外，就只能靠蠟燭、油燈的微弱光源，或是利用閃爍的螢火蟲延長夜間活動的時間。

到了十八世紀，美國富蘭克林發現了電；十九世紀的愛迪生發明了使用電發光的白熾燈泡，為人類創造了穩定充足的光源。然而，白熾燈泡的低發光效率並無法滿足大眾對高品質光源的渴望。另一方面，螢光燈相較於白熾燈具有較高發光效率(lm/W)、較低燈管溫度和較長的使用壽命等優點[1-5]，雖然它的燈具顯得龐大且笨重，並且需要使用安定器才能正常工作，螢光燈還是迅速地取代白熾燈泡，成為工業與家庭照明的主流。

螢光燈是一種低壓氣體放電燈，係利用氣體放電激發塗在管壁上之螢光粉而發出可見光。燈管兩端都有可放射電子的燈絲電極，燈絲上大多塗有易於游離電子的氧化物，如氧化鈣、氧化鋇、氧化鋇等。當燈絲加熱到足夠溫度時，可產生游離電子分佈於燈絲附近，此時若在燈管兩端加上足夠高的電壓（啟動電壓），游離電子受兩端所加電場的影響會產生電子電荷運動。高速運動的電子和管內氣體原子相互撞擊，游離出更多的電子和離子，當這種現象達到某一定程度時，燈管即被點亮。由於管內裝的是水銀蒸氣，此時釋放出來的是肉眼無法看到的紫外線，紫外線再次激發管壁的螢光物質轉化成可見光。

### 1-1-2 電磁耦合式安定器與電子安定器

螢光燈與大多數的氣體放電燈一樣，呈現負增量電阻(negative incremental resistance)特性，燈管啟動完成後，管內充滿電離子，此時只需在燈管兩端提供一較小電壓值即可維持燈管電弧電流，使燈管維持在點亮狀態。燈管工作於高功率時，管內游離電子密度較高，燈管電壓較低、電弧電流較高；反之，燈管工作於低功率時，管內游離電子密度降低，燈管電壓反而較高、電弧電流較低。因此，需要安定器來限制流經燈管的電流，以避免燈管燒毀。除了限流功能外，安定器還需要提供足夠高的啟動電壓，使游離氣體產生放電現象。

傳統電磁耦合式安定器工作頻率與市電頻率相同，除體積大、笨重、會發出低頻嗡嗡聲噪音與低頻閃爍現象外，能量轉換效率亦低，且隨著使用時間呈現衰減現象，加上發熱問題，讓產品設計上受到相當大的限制與困擾。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。電子式安定器通常工作於 20kHz 以上的高頻，體積小、重量輕、無噪音、不閃爍，將可為所設計的產品提供輕、薄、短、小、高品質、省成本的解決方案，尤其重要的是高頻工作的螢光燈比低頻工作時，有更高的照明效率。此外，一個設計妥善的電子式安定器更可延長螢光燈的使用壽命[4-6]。

電子安定器大多採用共振式換流器(resonant inverter)為主要的電路架構，以功率半導體元件為開關，作高頻的切換動作，配合負載共振電路，提供螢光燈負載所需的高頻電流。D 類與 E 類共振式換流器具有結構簡單、效率高、適合高頻操作、共振電流接近正弦波及燈管電流峰值因數(crest factor;CF) 較低等優點，因而被大多數電子安定器採用[7-12]。D 類共振式換流器可採自激或外激之驅動方式來切換其主動開關，自激式擷取負載電流回授自行產生驅動信號，不需額外控制電路，成本較低

[13-15]。然而，自激式電子安定器自有其先天上的限制，不容易達到高功因、調光、預熱控制等功能。因此，漸漸地淪為低價位、低品質的商品。外激式控制電路較複雜，功能也較完備，譬如：調光、預熱、軟啟動、保護、遙控、群控等。市面上已出現許多針對 D 類電路所設計的電子安定器控制 IC [16,17]。

### 1-1-3 功因修正電路

為了提供共振式換流器電路所需的直流電壓，一般的安定器大多利用二極體橋式整流電路或倍壓整流電路將市電的交流電源轉換成直流電壓。而為了獲得穩定的直流電壓，必需在直流側並聯一大電容以降低直流電壓的漣波成分，由於大電容將直流電壓維持在固定的準位，使得整流電路的二極體只在交流電源的電壓高於直流電壓時才導通，導通時電路阻抗相當低，因此會有很大的脈波狀湧入電流。且導通時間非常短，這種脈波電流波形含大量諧波( harmonic )，導致極低的功率因數[18,19]，亦會造成輸入電壓波形的失真變形、污染電源系統。由實際量測發現，這種脈波電流的總諧波失真( 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），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。以往，由於電子安定器未被廣泛使用，這些問題未受到重視；如今，由於電子安定器的普及應用，其低功率因數與高電流諧波所造成的電力系統污染，已不能再等閒視之了[20-24]。因此，如何改善功率因數及降低總諧波失真，乃成為設計電子安定器的重要課題。

欲達到高功因及低總諧波失真要求，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主動式功因修正

電路(active power-factor-corrector; PFC)。傳統的被動式濾波電路是由被動元件組成，包括：電感、電容和被動開關(二極體)，利用改變輸入電流流入直流濾波電容的路徑與時間來改善輸入電流的波形和相位，設計適當的電路參數可以達成一定程度的功因修正功能[25-28]。其優點為電路結構簡單、堅固耐用、成本低廉。然而，被動式濾波電路工作頻率與市電相同，其元件的體積大、重量重，且低頻工作的電感易產生哼聲等諸多的缺點。除此之外，被動式濾波電路由於不含主動元件，無法因應輸入電壓或負載的變化，調節直流鏈電壓。因此，必須針對特定輸入電壓及負載設計，一旦輸入電壓或負載有所變化，功因改善及諧波消除的效果就不如預期。所以，就設計可調光電子安定器而言，被動式濾波電路並不可行。

主動式功因修正電路由儲能元件、切換開關元件及控制電路組成，位置是在整流電路與直流鏈電容之間。控制電路驅動開關元件作高頻切換，並偵測輸入和輸出電壓，因應不同功率負載的需求，來控制主動開關切換的時機，使儲能電感進行能量儲存與釋放，以改變輸入功率與電流波形。經由適當的操作程序，可精確地控制輸入電流的波形及大小，使成為高頻的脈動波形，其波包或平均值能追隨交流電源電壓波形，並且保持同相位，達到功因修正及穩壓的功能。目前，已有多種電路架構被應用於主動式功因修正電路，如降壓式轉換器(buck converter)、升壓式轉換器(boost converter)、降升壓式(buck-boost converter)、返馳式轉換器(flyback converter) 等，及多種控制方式，如電壓追隨法(voltage follower)、誤差相乘法(error multiplier)、磁滯電流控制法(hysteresis current control) 等，均可將功因提高至接近 1，總諧波失真可被抑制到 10% 以下[29-40]，功因修正的效果非常良好。

#### 1-1-4 單級高功因電子式安定器

在共振式換流器前加上主動式功因修正電路的電子安定器，確實可以因應輸入電源或負載的變動來滿足高功因的要求。然而，這種雙級的架構需要兩次功率轉換的過程，增加切換損失和額外的傳導損失，使得整體的電路效率降低；而且，需要兩組控制電路分別驅動功因修正電路與共振式換流器。額外增加的控制電路和切換元件使得電路結構複雜化，成本也相對提高。對於低單價、成本敏感的電子安定器而言，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安定器，也是目前最新的研發趨勢[41-58]。

目前已有多篇單級高功因電子安定器論文被提出，其中負載共振式與充電幫浦(charge-pump)式單級高功因電子安定器[41-45]，具低成本與輕薄短小的優勢。然而，電路參數乃是針對特定燈管功率設計，燈管工作於特定的功率時，功因修正效果相當理想，而當功率變動時，功率因數也隨之下降。

另一類單級高功因電子安定器，以交流/直流轉換器作為功因修正電路，其常見的電路架構有升壓式轉換器、降升壓式及返馳式轉換器[46-59]。設計儲能電感工作於不連續電流模式(discontinuous current mode; DCM)時，可以使安定器工作於高功因狀態。當輸入電壓變動時，以改變主動開關元件的工作頻率或責任週期(duty ratio)來達到穩定的輸出功率。升壓式轉換器的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。與共振式換流器整合時，只需多加一個二極體來避免換流器能量流入轉換器，整合後的單級高功因電子

式安定器，電路較為簡單[46-52]。然而，當電感工作於不連續電流模式，欲得到高功因目的，直流鏈電壓需遠高於輸入交流電壓的峰值[36]，因此需要使用高耐壓值元件，功率元件的切換和導通損失也較大。反之，以降升壓式或返馳式轉換器作為功因修正電路之單級高功因安定器[53-59]，並無高輸出電壓的限制，只要在每一電源週期內，固定切換開關的工作頻率與導通責任週期，控制儲能電感工作於不連續電流模式即可得到功因修正的功能。降升壓式及返馳式轉換器原理相同，返馳式轉換器在設計上只是多了變壓器圈數比做參數轉換，電路結構相似，而以返馳式轉換器的變壓器在做能量轉換時，可提供電壓隔離功能，然而，相較於電感會有較大損失，漏磁現象與電路干擾也較嚴重。綜合以上，降升壓式轉換器較適合應用於單級高功因電子式安定器，也是本文研究的主題。

本文針對降升壓式轉換器與負載共振式換流器電路加以整合，提出三種新型的電子安定器，分別為單級非對稱結構之高功因電子安定器、單級對稱結構之高功因電子安定器及單級單切換開關之高功因電子安定器。設計降升壓轉換器工作於不連續電流模式，以達到高功率因數的需求。針對不同電子安定器的電路架構與工作特性，採取對稱脈波寬度調變或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輸入功率，實現高效率、高功因、安靜、舒適、省電的電子安定器。

## 1-2 本文大綱

本文的內容共分七章陳述，第一章簡單介紹螢光燈管與安定器，並闡述本文的研究動機。第二章介紹降升壓轉換器、D類及E類共振換流器，推導降升壓轉換器作為功因修正電路的工作原理，分析D類共振換流器及E類共振換流器工作特性。第三章推演燈管等效電阻模型，以此電阻模型及基本波分析法為基礎，建立燈管驅動電路的等效電路，導出

螢光燈管的設計方程式。第四章整合降升壓轉換器與 D 類共振換流器，發展出單級非對稱結構之高功因電子安定器。藉著電路工作模式與工作特性的分析，設計電路參數，並利用電腦模擬與實驗驗證，完成高效能、高功因的電子安定器。第五章整合兩組降升壓轉換器與 D 類共振換流器，發展出單級對稱結構之高功因電子安定器。根據開關元件導通狀態區分電路工作模式，設計電路參數使全部主動開關均作於零電壓切換導通，並以實際電路驅動兩支串聯 T9-40W 快速啟動型(rapid-start)螢光燈，驗證電路的可行性。第六章整合降升壓轉換器與 E 類共振換流器，發展出單級單切換開關之高功因電子安定器。推導電路工作於最佳化模式時的設計方程式，並設計電路參數實際驅動 PL-27W 小型螢光燈(compact fluorescent lamp; CFL)。第七章則為本文的結論與未來研究方向。

## 第二章 降升壓式雙級高功因電子安定器

本章節將探討以降升壓式轉換器為功因修正電路的雙級高功因電子安定器，分析降升壓轉換器的工作原理，推導功因修正的電路設計方程式。共振式電路常用於驅動螢光燈，本章後半章節介紹 D 類與 E 類共振換流器工作原理，分析電路在各種切換頻率下的工作模式與主動開關零電壓或零電流切換導通的電路特性。

### 2-1 功因修正電路

圖 2-1 是目前廣泛使用的雙級高功因電子安定器電路架構，包含：橋式整流電路(bridge-rectifier)、主動功因修正電路與共振換流器。

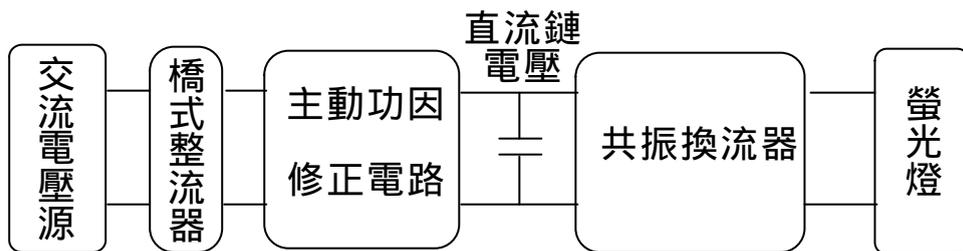


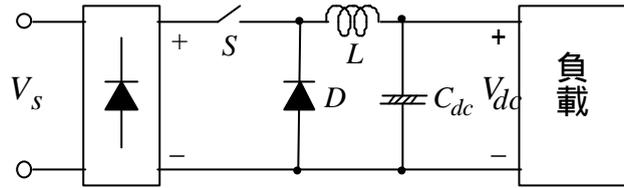
圖 2-1 雙級高功因電子安定器方塊圖

#### 2-1-1 電路架構

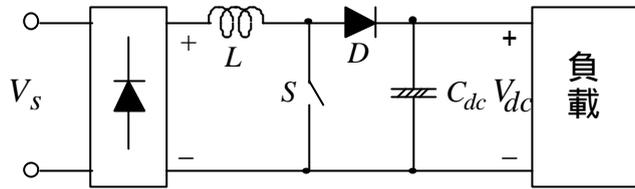
功因修正電路一般是由直流對直流轉換器(DC/DC converter)擔任，內含一儲能電感、一組主動開關與控制電路，控制電路因應負載的需求驅動主動開關，使之做高頻切換。當主動開關導通時，儲能電感的電流加大，其儲存的能量增加；反之，當主動開關關閉時，儲能電感的電流減少，其儲存的能量釋放到直流鏈電容。經由適當的控制電路，可精確地控制輸入電流的大小，使電流波形追隨交流輸入電壓波形，並保持同相位，達到功因修正及穩壓的功能。目前的技術所發展出的功因修正電

路，工作頻率從數十至數百 kHz，允許輸入電源和負載在相當大的範圍內變化，可將諧波失真抑制到幾乎不存在，功因也幾近於一。

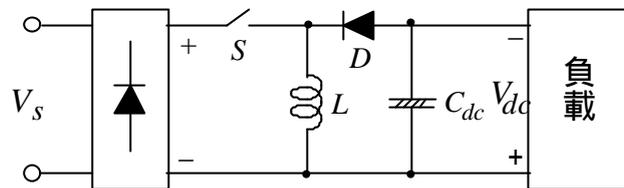
交流對直流轉換器的基本電路架構依儲能電感與主動開關的相對位置可概分為降壓式、升壓式、降升壓式邱克式(Buck converter)、Sepic 式及 Zeta 式等六種，如圖 2-2。其中，又以升壓式及降升壓式的電路架構較易於達到功因修正的目的，電路簡單且控制方式也較容易完成。設計儲能電感的電流工作於連續電流模式(continuous-current-mode；CCM)或不連續電流模式，兩者均可達到高功因的目的。對於同樣的輸出功率而言，電感工作於 DCM 較 CCM 有較大的峰值電流，功率越大，峰值電流越大，電路的切換截止損失與導通損失亦隨之增加。因此，CCM 較適合應用於大功率輸出。然而，電感工作於 CCM 時，控制電路必須隨時偵測輸入電壓、電感電流和輸出電壓，電路較為複雜，且在每個輸入電壓週期內，其開關切換頻率與責任週期均在改變，當考慮將功因修正電路與後級的共振換流器整合成單級架構時，開關元件的切換頻率與責任週期必需與換流器必須一致。因此，功因修正電路工作於 CCM，不利於與後級共振電路整合；相反地，對於升壓式及降升壓式轉換器，若使開關元件的切換頻率與責任週期在每一輸入電源週期內均保持固定，只要設計電感工作於 DCM 即可有功因修正的功能。然而，升壓式轉換器的輸出電壓必需要遠大於輸入電壓時，才能達到較佳的功率因數，因此，升壓式轉換器與其後級電路必須採用較高耐壓額定值的元件。另一方面，若將固定切換頻率、固定責任週期的控制方式應用於降升壓式轉換器，直流鏈電壓只需要夠大，使儲能電感的電流工作於 DCM，即可達到高功因的目的，並無輸出電壓必需要遠大於輸入電壓的限制條件。降升壓式轉換器的切換開關必需承受輸入電壓峰值與輸出電壓之和，但是，其後級電路的半導體元件的耐壓值，只需大於輸出電壓即可。高耐壓的開關元件不僅價錢昂貴，其切換損失與導通損失也較大。基於上述理由，本文以降升壓式轉換器作為安定器的功因修正電路。



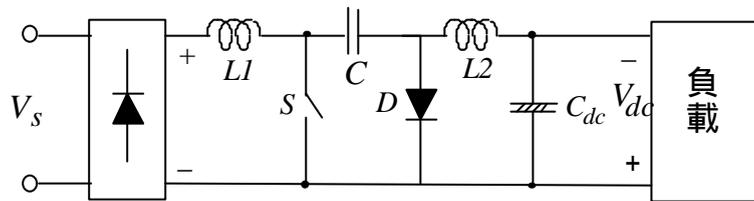
(a) 降壓式



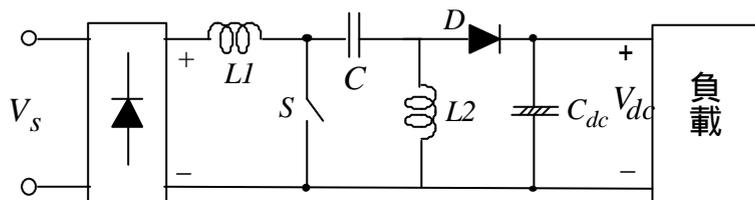
(b) 升壓式



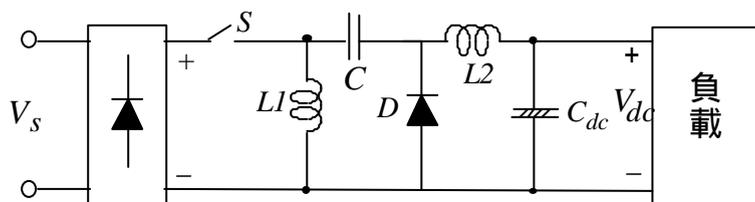
(c) 降升壓式



(d) 邱克式



(e) Sepic 式



(f) Zeta 式

圖 2-2 功因修正電路之基本結構

### 2-1-2 降升壓式之功因修正電路分析

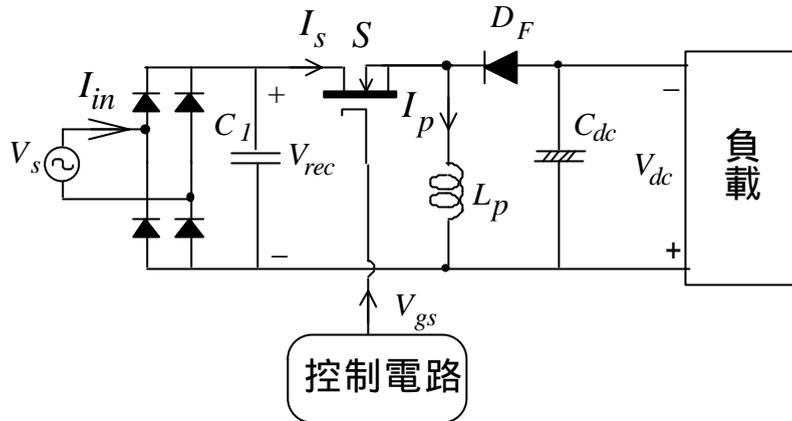


圖 2-3 降升壓式功因修正電路

圖 2-3 為降升壓式功因修正電路之電路架構，主動開關  $S$  由功率元件 MOSFET 扮演，控制電路提供方波電壓  $V_{gs}$  來驅動開關  $S$  做高頻切換，為了得到高功因，需設計電感電流工作於 DCM，且開關  $S$  的切換頻率與責任週期在整個交流電源電壓的週期內，皆保持固定。圖 2-4 為電感電流波形，其工作原理說明如下：

轉換器的電源由輸入交流電壓所供給，可以用下式表示。

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

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

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

$$I_s(t) = I_p(t) = \frac{V_{rec}(t)}{L_p} t, \quad 0 \leq t \leq d_r T_s \quad (2-2)$$

其中  $d_r$  與  $T_s$  分別為開關  $S$  的責任週期及切換週期，當  $t = d_r T_s$ ，電感電流到達每一切換週期的最高值，電感的峰值電流可以表示如下：

$$I_{p,peak}(t) = \frac{V_{rec}(t)}{L_p} d_r T_s \quad (2-3)$$

當  $d_r T_s \leq t < T_s$ ， $V_{gs}$  為低電位，開關  $S$  關閉，此時開關電流等於零，電感為保持原有的磁通促使其電流流經飛輪二極體  $D_F$  對直流鏈電容  $C_{dc}$  充電，此時跨於電感  $L_p$  的電壓為負的  $V_{dc}$ ，電感電流由峰值開始線性下降，由於電感工作於 DCM，因此每一切換週期結束前，電感電流下降至零，且  $D_F$  阻隔負電流，使電感電流保持在零，開關與電感電流可以表示如下：

$$\begin{aligned} I_s(t) &= 0 \\ I_p(t) &= -\frac{V_{dc}}{L_p}(t - d_r T_s) + I_{p,peak}(t) \quad d_r T_s \leq t < T_s \end{aligned} \quad (2-4)$$

其中  $V_{dc}$  為直流鏈電壓。

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

$$V_{rec}(t) = |V_m \sin(2\pi f_L t)| \quad (2-5)$$

輸入電流只有在電感電流上升的期間才會流過開關  $S$ ，由(2-2)、(2-5)式，開關電流將呈現鋸齒波，且其峰值會追隨輸入電壓而呈現正弦波的正半波波形，如圖 2-5 所示。開關電流在每個切換週期的平均值可以表示如下：

$$I_{in,avg}(t) = \frac{d_r T_s \cdot I_{p,peak}(t)}{2T_s} = \frac{V_m d_r^2 T_s}{2L_p} |\sin(2\delta f_L t)| \quad (2-6)$$

由(2-6)式得知，如果在每一輸入電源週期內，將開關  $S$  的責任週期  $d_r$  與開關切換週期固定，則其平均電流將正比於輸入電壓，只需利用小濾波

電容  $C_f$  來提供鋸齒波電流的高頻成分，換言之，利用電容  $C_f$  用來濾除輸入電流的高頻成分，則輸入電流將為正弦波，

$$I_{in}(t) = \frac{V_m d_r^2 T_s}{2L_p} \sin(2\delta f_L t) \quad (2-7)$$

由(2-7)式發現輸入電流追隨輸入電壓波形且同相位，不僅可以達到高功因，輸入電流之總諧波失真亦抑制到很小。

由(2-1)與(2-7)式，可以求得輸入功率等於：

$$P_{in} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_m \sin(2\pi f_L t) \cdot I_{in}(t) d(2\pi f_L t) = \frac{V_m^2}{4L_p} d_r^2 T_s \quad (2-8)$$

由(2-8)式發現，當設計電感電流在 DCM，輸入功率與責任週期的平方成正比，與切換頻率成反比。可以改變開關元件的責任週期或切換頻率以控制輸入功率，進而調整燈管功率。

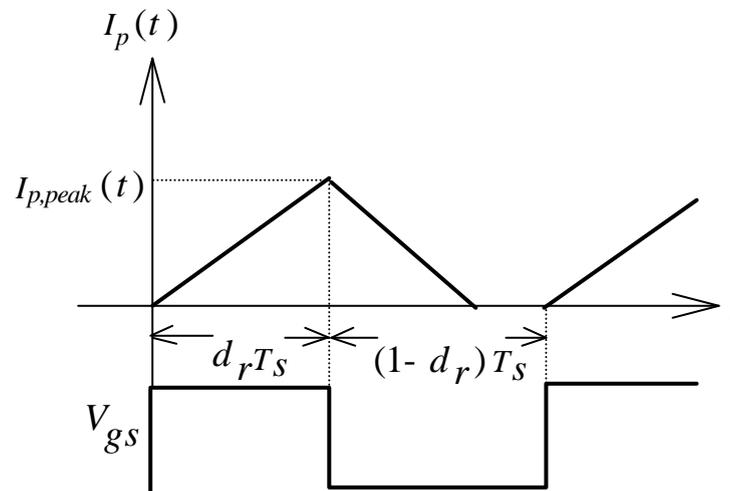


圖 2-4 電感電流  $I_p$  波形

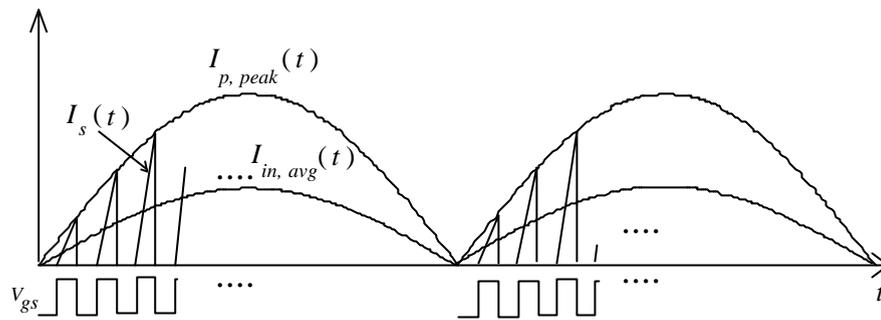


圖 2-5  $I_{in}$ ,  $I_s$ ,  $I_p$  波形

## 2-2 共振換流器

共振換流器主要是藉著開關元件的高頻切換提供方波電壓或方波電流給共振電路，共振電路可消除高諧波電流成分，提供正弦波電流來驅動負載，具有低電流峰值因素、低切換干擾、高效率等優點。燈管電流的峰值因素較低時，燈管會有較長的使用壽命。當負載開路時，毋需額外的控制與元件，經適當設計的共振電路即可以產生足夠高的開路電壓，非常適合應用於驅動螢光燈管。這裡將針對 D 類與 E 型兩種驅動共振換流器作介紹。

### 2-2-1 D 類共振換流器

自 Baxandall[60]於一九五九年發明 D 類共振換流器至今，D 類共振換流器已被廣泛應用[60-69]，根據共振電路與負載的連接方式，可分為串聯共振式(series resonant)、並聯共振式(parallel resonant)與串並聯共振式(series-parallel resonant)等三種形式，串並聯共振式因容易提供燈管的燈絲電流路徑而較適合作為螢光燈的安定器。圖 2-6 為 D 類電壓源之串並聯共振換流器 (Class D voltage-source series-parallel resonant inverter)，或稱為 D 類電壓切換型串並聯共振換流器 (Class D voltage-switching series-parallel resonant inverter)。

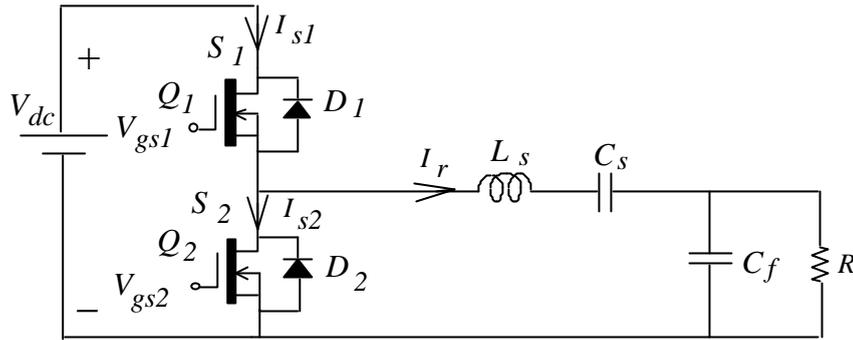


圖 2-6 D 類串並聯共振換流器

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

共振換流器的兩個主動開關  $Q_1$  與  $Q_2$  是由閘極信號  $V_{gs1}$  與  $V_{gs2}$  交互驅動導通，產生一方波電壓給共振電路上。 $V_{gs1}$  與  $V_{gs2}$  的責任週期一般都設計為 50% 對稱， $V_{gs1}$  與  $V_{gs2}$  之間須有一小段很短的怠遲時間(dead-time)，以避免上下兩個開關同時導通，造成短路燒毀。當  $S_1$  導通，輸入電壓  $V_{dc}$  跨於  $S_2$  兩端；反之，當  $S_2$  導通，輸入電壓  $V_{dc}$  跨於  $S_1$  兩端。因此，共振電路的輸入電壓為方波，此方波電壓的直流成分( $V_{dc}/2$ )會跨於電容  $C_s$ ，當共振電路具有高負載品質因數時(load quality factor;  $Q_L$ )，幾乎所有的電流諧波及直流成分都被串聯電感  $L_s$  與電容  $C_s$  濾除，使流經共振電路的電流幾乎為正弦波。因此，在分析共振電路時，可以利用基本波作近似分析[68,69]。依據共振頻率與切換頻率的大小關係，D 類共振式換流器可區分為三種工作模式，茲簡述如下：

#### 一、切換頻率等於共振頻率( $f_s = f_o$ )

共振電路呈現純電阻特性，共振電流  $I_r$  與基本波電壓  $V_1$  同相位，相位角  $\gamma$  等於零，電路的理論波形如圖 2-7 所示。當  $I_r$  等於零時，開關  $Q_1$

導通，電流由零開始流經主動開關  $Q_1$ ，當  $I_r$  再回到零時， $Q_1$  關閉、 $Q_2$  導通，此時共振電流為正弦波的負半週， $I_r$  由零開始流經開關  $Q_2$ ，功率半導體導通順序為  $Q_1$ -  $Q_2$ -  $Q_1$ ，開關的切換導通(switching-on)或切換截止(switching-off)均發生於零電流，切換損失幾乎為零，電路效率最高。然而，在實際電路應用，通常需改變換流器的切換頻率或責任週期來調整共振電路的輸出功率。由於切換頻率改變或是負載工作點變動，使得零電流切換不復存在，故實際應用上此種工作模式並不常見。

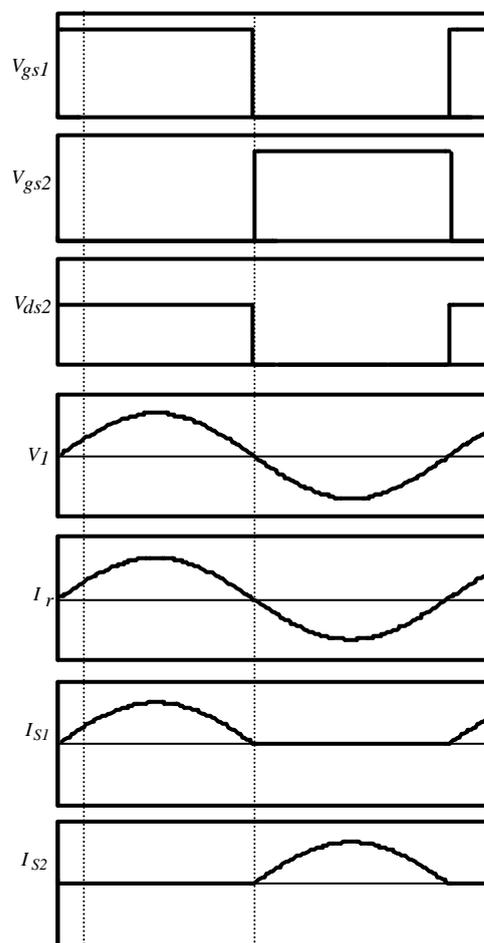


圖 2-7 D 類共振換流器波形( $f_s = f_o$ )

## 二、切換頻率大於共振頻率( $f_s > f_o$ )

當  $f_s > f_o$  時，共振電路呈電感性，共振電流  $I_r$  落後基本波電壓  $V_1$ ，相位角(phase angle) $\phi$  為正值，半導體元件的導通順序為  $D_1-Q_1-D_2-Q_2-D_1$ ，電路的理論波形如圖 2-8 所示。當  $V_{gs2}$  電壓由高電位變低電位瞬間，此時  $I_r$  為負， $Q_2$  關閉， $I_r$  轉而流經  $D_1$ ，經短暫的怠遲時間， $V_{gs1}$  由低電位變高電位， $Q_1$  並未立即導通， $Q_1$  兩端電壓等於  $D_1$  導通電壓(-0.7V)，等到  $I_r$  開始反向時， $I_r$  開始流經  $Q_1$ ，因此， $Q_1$  是在零電壓切換導通(zero voltage switching-on; ZVS)與零電流切換導通(zero current switching-on; ZCS)。由於  $I_r$  落後  $V_1$ ，當  $V_{gs1}$  由高電位變低電位， $Q_1$  截止，此時  $I_r$  為正， $I_r$  由  $Q_1$  轉向流經  $S_2$ ， $V_{ds1}$  上升而  $V_{ds2}$  下降，當  $V_{ds2}$  下降至-0.7V 時， $D_2$  導通流過  $I_r$ 。換言之，開關是被驅動電壓強迫截止，相對地，開關的導通是由於另一開關的截止，而不是因為驅動電壓。

因為開關具有 ZVS 與 ZCS 優點，切換導通的損失幾乎為零，而且米勒效應(Miller's effect)未出現，MOSFET 的輸入電容沒有因為米勒效應而增加，開關的驅動功率較低，提高了切換導通的速度。當  $Q_1(Q_2)$  導通時，其兩端電壓幾乎為零， $D_1(D_2)$  的逆向恢復電流(reverse-recovery current)為共振電流的一部份，無須採用快速二極體，通常 MOSFET 內部基底-汲極(body-drain)間的二極體即可適用。

雖然， $f_s > f_o$  時切換導通損失為零，開關的關閉損失卻是存在，開關關閉時，電壓上升而電流下降，電壓與電流波形重疊部分造成切換損失。米勒效應使 MOSFET 的輸入電容增加，需要較高的驅動功率，切換關閉的速度也下降了。然而，藉著並聯電容，切換損失可以有效地降低。因此為了提高電路效率，通常設計共振電路的共振頻率小於開關的切換頻率。

### 三、切換頻率小於共振頻率( $f_s < f_o$ )

當  $f_s < f_o$  時，共振電路呈電容性，共振電流  $I_r$  超前  $V_1$ ，相位角  $\phi$  為負值，半導體元件的導通順序為  $Q_1$ - $D_1$ - $Q_2$ - $D_2$ - $Q_1$ ，電路的理論波形如圖 2-9 所示。當  $Q_1$  導通時， $I_r$  為正，由於  $I_r$  超前  $V_1$ ， $I_r$  會在  $V_{gs1}$  電壓由高電位壓變為低電位之前到達零點，此後  $I_r$  為負， $Q_1$  自然截止， $I_r$  轉而流經  $D_1$ ，在電流轉換過程， $S_1$  兩端電壓由約 1V 到 -0.7V，即主動開關的截止是發生在幾乎零電壓與零電流狀態(zero voltage switching-off, zero current switching off)，切換截止損失幾乎不存在。當  $D_1$  導通，輸入電壓  $V_{dc}$  跨於開關  $S_2$ ，待  $V_{gs2}$  由低電位壓變為高電位，電流由  $D_1$  轉而流向  $Q_2$ ， $S_2$  電壓由  $V_{dc}$  下降至幾乎為零， $Q_2$  導通過程存在電壓與電流，使開關存在著切換導通損失，當流經  $Q_2$  的電流由負變正時， $D_2$  導通而  $Q_2$  自然截止。綜由以上分析，主動開關是自然截止而與驅動電壓無關；相對地，主動開關的導通是由於驅動電壓。非零電壓切換導通會有諸多缺點：

- (1) 逆向並聯二極體截止時，電壓由 -0.7V 上升  $V_{dc}$ ，使得  $dv/dt$  很大； $di/dt$  亦然，二極體的逆向恢復應力(reverse-recovery stress)很大，瞬間的電流突波無法流過共振電路而是流過與其串聯的主動開關，高電流突波會造成嚴重切換損失與干擾，甚至燒毀開關。
- (2) 通常主動開關存在寄生電容，在未導通之前的電壓為  $V_{dc}$ ，電容上的電荷會在開關導通瞬間流過開關造成突波電流，並造成  $CV_{dc}^2/2$  的切換損失。
- (3) 開關切換導通時，驅動電壓上升而開關兩端電壓下降，米勒效應使 MOSFET 的輸入電容增加，需要較高的驅動功率，切換導通的速度也下降了。

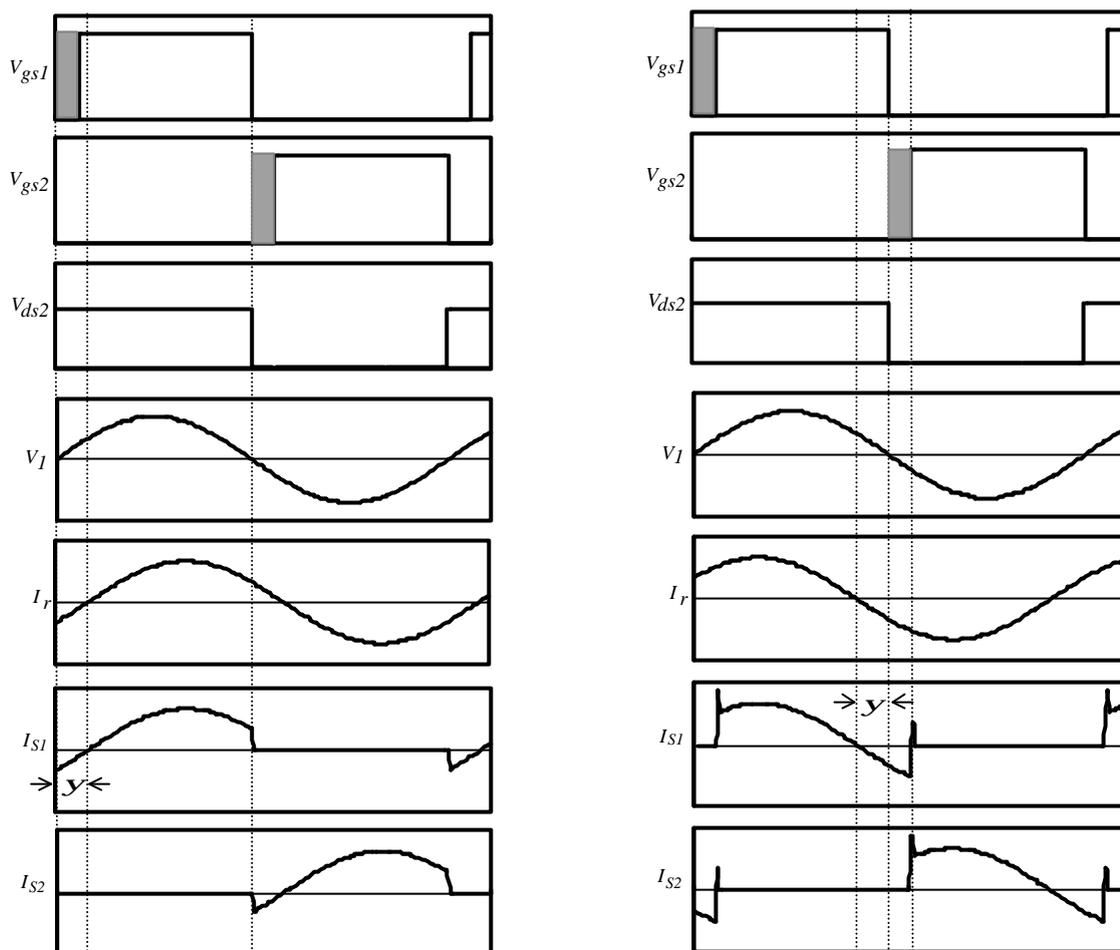


圖 2-8 D 類共振換流器波形( $f_s > f_o$ ) 圖 2-9 D 類共振換流器波形( $f_s < f_o$ )

### 2-2-2 E 類共振換流器

E 類共振換流器是所有已知的換流器電路效率最高者[70-74]。與 D 類共振換流器比較，E 類共振換流器只需要一個主動開關，且主動開關的一端直接與整流後的輸入電源負端相連接，控制電路不會連接到直流鏈高壓，控制電路無高壓隔離問題。只需要一組輸出電壓來驅動主動開關，控制電路容易製作，成本更便宜。設計適當的電路參數可以使主動開關於零電壓導通，減少切換損失。

圖 2-10 為 E 類共振換流器應用於螢光燈安定器的電路架構。包括扼流電感  $L_I$ 、開關  $S_I$ 、並聯電容  $C_I$  及一組  $L_s-C_s-C_f-R$  共振電路。 $V_{gs}$  為一高頻方波電壓用來驅動  $S_I$ ， $f_s$ 、 $T_s$  與  $d_r$  分別表示其頻率、工作週期及

責任週期。  $R$  並聯  $C_f$  可以轉換成一等效電阻  $R_{eq}$  與一等效電容  $C_{eq}$  串聯，形成  $L_s$ - $C_s$ - $C_{eq}$ - $R_{eq}$  串聯共振電路，如圖 2-11 所示，其中  $C$  為  $C_s$  與  $C_{eq}$  串聯的電容。當  $S_1$  導通時， $C_1$  兩端短路，共振電路包含  $L_s$ 、 $C_s$ 、 $C_{eq}$  及  $R_{eq}$ 。此時共振頻率  $f_{o1}$  等於：

$$f_{o1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C}} \quad (2-9)$$

而負載品質因數  $Q_{L1}$  為：

$$Q_{L1} = \frac{\sqrt{L_s/C}}{R_{eq}} \quad (2-10)$$

當  $S_1$  關閉時， $C_1$  參與共振，共振電路包含  $C_1$ 、 $L_s$ 、 $C_s$ 、 $C_{eq}$  及  $R_{eq}$ 。此時，共振頻率  $f_{o2}$  與負載品質因數  $Q_{L2}$  分別為：

$$f_{o2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C C_1 / (C + C_1)}} \quad (2-11)$$

$$Q_{L2} = \frac{\sqrt{L_s (C + C_1) / C C_1}}{R_{eq}} \quad (2-12)$$

通常  $C_1$  很小，所以  $f_{o2}$  遠大於  $f_{o1}$ 。

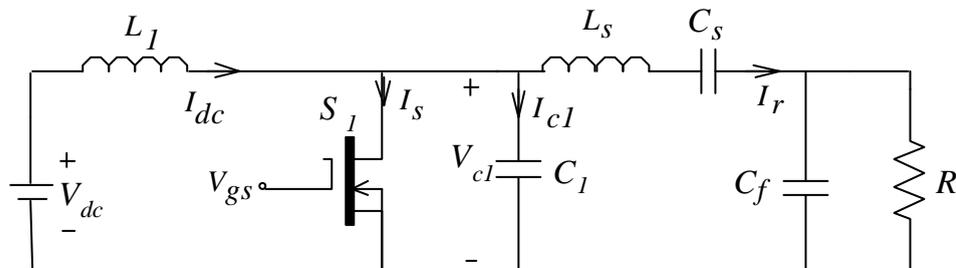


圖 2-10 E 類共振換流器

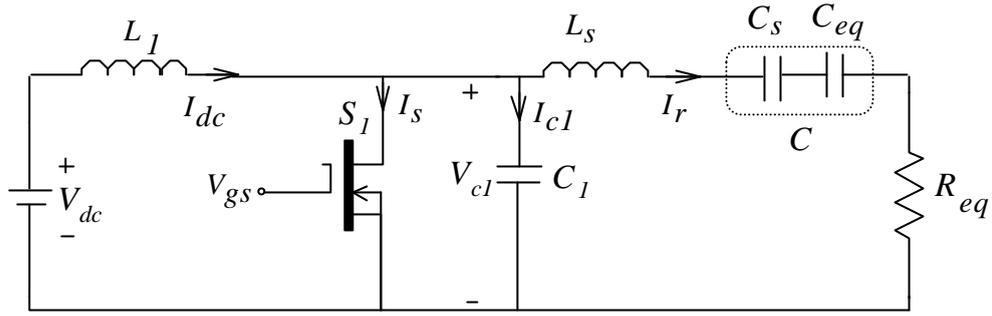


圖 2-11 E 類共振換流器等效電路

欲提高 E 類共振換流器的電路效率，必須使切換頻率  $f_s$  大於開關導通時之共振頻率  $f_{o1}$ ，並設計主動開關於電容電壓  $V_{cl}$  等於零時切換導通，此時電容上能量為零，切換導通時的損失幾乎不存在。

共振電路具有高品質因數時 ( $Q_L > 2.5$ )，幾乎所有的電流諧波及直流成分都被濾除，共振電流  $I_r$  幾乎為正弦波；通常輸入電感  $L_1$  足夠大，其電流漣波很小， $I_{dc}$  可視為直流電流源。 $I_{dc}$  與  $I_r$  的合成可以視為一電流源，其大小等於  $I_{dc} - I_r$ ，開關導通時  $I_{dc} - I_r$  流經  $S_1$ ；反之，開關截止時  $I_{dc} - I_r$  流經  $C_1$ 。根據  $S_1$  切換導通時電流  $I_{cl}$  的大小，E 類共振換流器有三種可能工作模式，茲說明如下：

一、最佳化工作模式 ( $V_{cl}(2p)=0$ ,  $(I_{dc} - I_r)|_{2p f_s t=2p} = 0$ )

圖 2-12 為 E 類共振換流器於最佳化工作模式的理論電壓與電流波形，當  $S_1$  截止， $I_{dc} - I_r$  對  $C_1$  充電， $I_{dc} - I_r > 0$  時， $C_1$  電壓上升； $I_{dc} - I_r < 0$  時， $C_1$  電壓下降。若  $V_{gs}$  由低電位變為高電位的瞬間， $I_{dc} - I_r$  正好到達零點且  $C_1$  電壓亦回到零點，滿足：

$$V_{cl}(2p)=0 \tag{2-13}$$

$$(I_{dc} - I_r)|_{2p f_s t=2p} = 0 \tag{2-14}$$

主動開關可於零電壓與零電流切換導通。

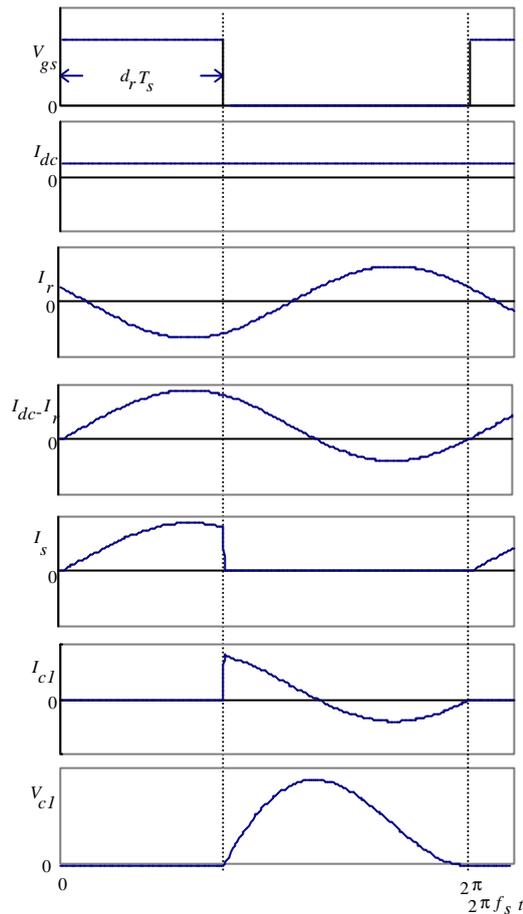


圖 2-12 E 類共振換流器最佳化工作模式( $I_s(2\pi)=0$ )

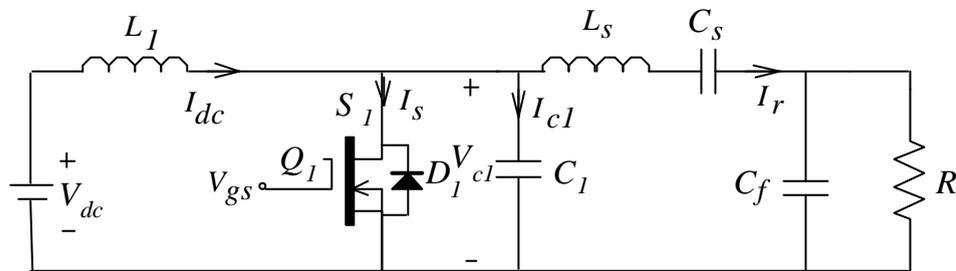
欲滿足最佳化工作模式，圖 2-11 中  $C_1, L, R_{eq}, f_s, d_r$  參數需特別設計，當  $R_{eq}$  等於某一特定值  $R_{optima}$  時才能達到最佳化工作模式。若  $R_{eq} > R_{optima}$ ，共振電流  $I_r$  較最佳化工作模式時的共振電流小， $I_r$  對於  $C_1$  的放電量減少，使得主動開關於正電壓狀態下切換導通，相反地，若  $R_{eq} < R_{optima}$ ，共振電流  $I_r$  較最佳化工作模式時的共振電流大， $I_r$  對於  $C_1$  的放電量增加，將使得主動開關於負電壓狀態下切換導通。不論  $C_1$  電壓正負，當開關導通時，其電荷經開關放電，產生切換損失。當負載  $R_{eq}$  變動時，欲降低切換損失，於  $R_{eq} < R_{optima}$  情況下，可以在主動開關旁並聯一逆向二極體  $D_1$ ，或串聯一二極體  $D_2$ ，如圖 2-13 所示。這樣的安排可以使主動開關保持零電壓導通，稱之為次佳化第一型(sub-optimum I)工作模式及次佳化第二型工作模式(sub-optimum II)。

二、次佳化第一型工作模式( $V_{cl}(2p)=0$ ,  $(I_{dc}-I_r)|_{2pfst=2p} < 0$ )

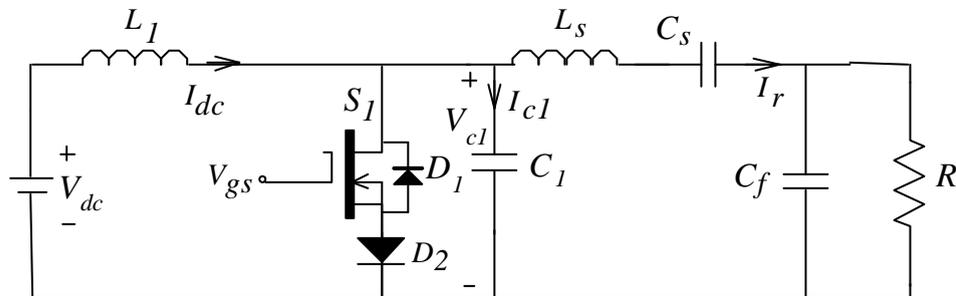
圖 2-13(a)為應用於次佳化第一型工作模式的 E 類共振換流器，雙向導通開關  $S_1$  包括一主動開關  $Q_1$  與一個反向並聯二極體  $D_1$ ，若  $S_1$  採用 MOSFET，則 MOSFET 內部基底-汲極間的二極體可作為  $D_1$ ，無須額外的二極體。圖 2-14 為其理論電壓與電流波形。當  $Q_1$  截止， $I_{dc}-I_r$  對  $C_1$  充電， $I_{dc}-I_r > 0$  時， $V_{cl}$  上升； $I_{dc}-I_r < 0$  時， $V_{cl}$  下降。當  $V_{cl}$  下降至  $-0.7V$  時，二極體  $D_1$  導通， $I_{dc}-I_r$  由  $C_1$  轉向流過  $D_1$ ， $S_1$  兩端電壓被箝制於  $-0.7V$ ，當  $V_{gs}$  由低電位變為高電位，此時， $I_{dc}-I_r$  仍為負值。

$$(I_{dc}-I_r)|_{2pfst=2p} < 0 \quad (2-15)$$

$Q_1$  無法立刻導通，等到  $I_{dc}-I_r=0$  時， $Q_1$  導通，因此主動開關仍然於零電壓與零電流切換導通，切換導通損失幾乎為零。然而  $Q_1$  並非於零電流截止，主動開關截止時的切換損失仍然存在。



(a)



(b)

圖 2-13 應用於次佳化工作模式的 E 類共振式換流器

### 三、次佳化第二型工作模式( $V_{cl}(2p)=0, (I_{dc}-I_r)|_{2pf_s t=2p} > 0$ )

圖 2-13(b)為應用於次佳化第二型工作模式的 E 類共振換流器，圖 2-15 為其理論電壓與電流波形。由於開關  $S_1$  下方串聯一順向二極體  $D_2$ ，使得  $S_1$  只能通過順向電流。 $Q_1$  截止時， $I_{dc}-I_r$  對  $C_1$  充電， $I_{dc}-I_r > 0$  時， $V_{cl}$  上升； $I_{dc}-I_r < 0$  時， $V_{cl}$  下降。當  $V_{cl}$  等於  $-0.7V$  時，由於  $D_2$  阻隔負電壓， $D_1$  無法導通， $I_{dc}-I_r$  繼續流過  $C_1$ ， $V_{cl}$  持續下降。 $I_{dc}-I_r$  於  $2pf_s t=2p$  之前到達零點， $V_{cl}$  開始上升，當  $2pf_s t=2p$  時， $V_{gs}$  變為高電位，此時  $I_{dc}-I_r > 0$ ，

$$(I_{dc}-I_r)|_{2pf_s t=2p} > 0 \quad (2-16)$$

由於  $D_2$  仍存在逆向偏壓， $Q_1$  保持關閉直到  $V_{cl}$  上升至零時才導通。次佳化第二型工作模式的最大缺點是來自開關兩端的寄生電容，當寄生電容會被充電到  $V_{cl}$  的峰值，由於  $D_2$  阻隔，此峰值電壓無法經由共振電路放電，需等到  $Q_1$  導通時才經由  $Q_1$  放電，產生突波電流及  $\frac{1}{2}CV_{cl}^2$  的能量損失。

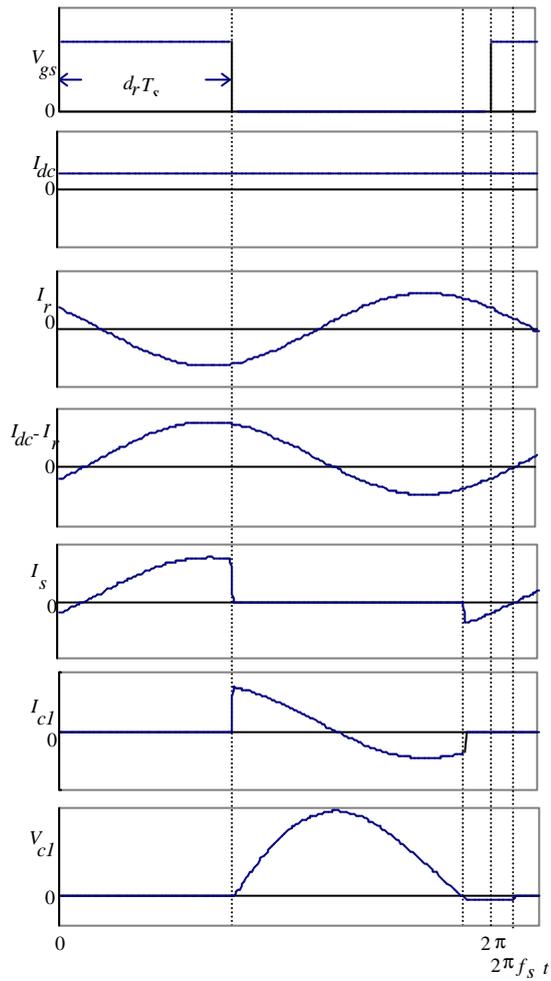


圖 2-14 E 類共振換流器  
次佳化第一型工作模式( $I_s(2\pi) < 0$ )

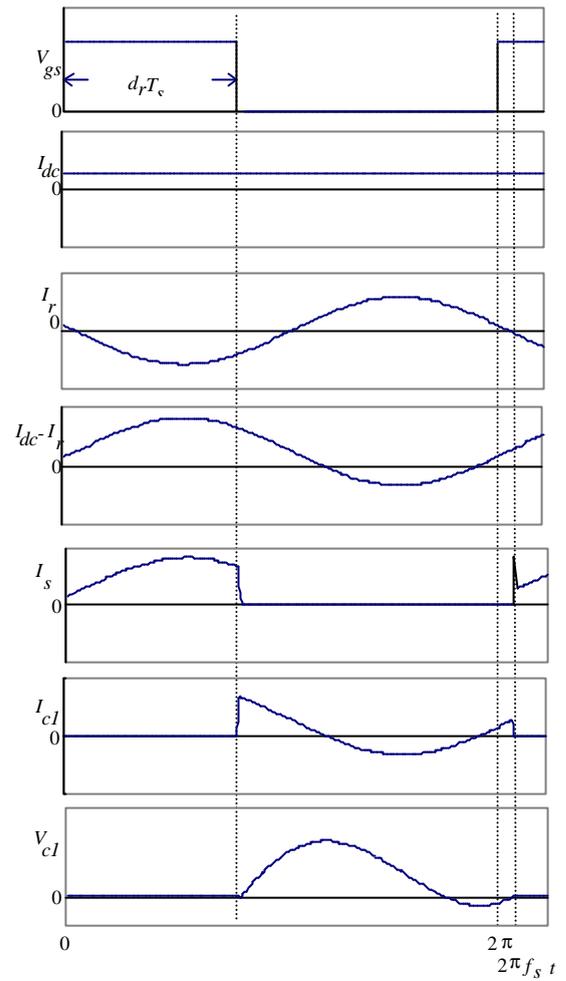


圖 2-15 E 類共振換流器  
次佳化第二型工作模式( $I_s(2\pi) > 0$ )

### 第三章 燈管負載之共振式電子安定器

本章推導螢光燈等效電阻模型，建立以螢光燈為負載之共振式電路的等效電路，並利用基本波分析法作簡化分析，推導螢光燈於開路與穩定工作狀態時的電路方程式。

#### 3-1 等效燈管電阻模型

螢光燈管作為共振換流器的負載，會影響共振電路的特性，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。圖 3-1 為螢光燈構造與放電特性示意圖。螢光燈管可分成陰極燈絲及電弧兩個部分，燈絲發射電子至另一端形成電弧電流。燈管兩端構造對稱，互為陰極與陽極；因此，必須供給交流電以利對稱工作，否則影響壽命。一般螢光燈規範上所稱燈管電壓  $V_{lamp}$ ，其實是圖中 XG 兩點的電壓，這個電壓包含了電弧電壓  $V_{arc}$  和電弧電流  $I_{arc}$  流過兩端燈絲電阻的壓降。燈管功率  $P_{lamp}$  則包含了電弧功率  $P_{arc}$  和電流流過燈絲電阻所消耗的功率  $P_{\phi}$ 。

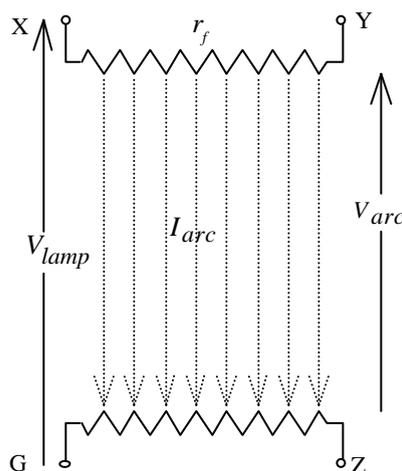


圖 3-1 螢光燈構造與放電特性示意圖

燈絲電阻受溫度效應影響，冷熱自是不同。穩態工作時，通常希望將燈絲維持在適當溫度以利於電子發射，過高或或低都不利於燈管的使用壽命。燈絲電阻為正溫度係數(positive temperature coefficient)特性，燈絲於高溫可游離電子時的電阻值變化不大，設計電路參數時，將高溫時的燈絲電阻視為定值，並不會產生太大誤差。

螢光燈的構造雖然簡單，但放電機制卻相當複雜。幸好，根據實驗顯示，螢光燈高頻工作時，近乎電阻特性，燈管功率因數在 0.96 以上，且工作頻率在 10kHz 到 200kHz 之間，頻率對燈管特性的影響甚微。所以可將螢光燈管電弧部分當成等效電阻  $R_{arc}$  來分析與設計，其等效電阻等於電弧電壓  $V_{arc}$  除以電弧電流  $I_{arc}$ 。

燈絲的電阻實際上是分布於同一電極的兩端之間，每個部分都可流出電弧電流，如圖 3-1 所示。然而，分散電路模型雖可以獲得最精確的分析，不過分析時將無可避免要用繁雜的數學運算。為了方便分析與計算，通常將燈絲電阻當作一集總元件  $r_f$ 。並將電弧等效電阻  $R_{arc}$  接在兩燈絲電阻中點，如圖 3-2 所示即為本文採用之等效燈管電阻模型[16,75]。

一般而言，燈絲的壓降遠小於電弧電壓，分析電路時，可將電弧部分與燈絲部份分開處理，當計算電弧電壓與電弧電流，可以將燈絲電阻  $r_f$  忽略。再將計算出電弧電壓與電弧電流代入燈管等效電阻模型來計算燈絲功率。

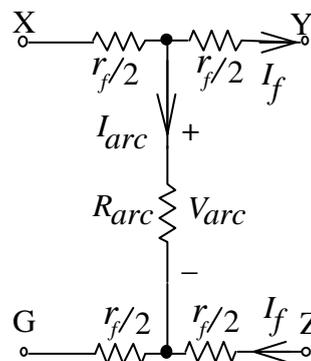


圖 3-2 燈管等效電阻模型

### 3-1-1 燈管電弧特性方程式

由實驗結果發現，電弧電壓隨燈管功率增加而下降，電弧電流隨著燈管功率增加而增加，電弧等效電阻並非維持定值，而是隨著燈管功率增加而減少，呈現負增量電阻特性。因此在設計可調光電子安定器時，必須考慮電弧等效電阻與電弧功率的關係才可能獲得精確的結果。由圖 3-2 中，電壓  $V_{XZ}$ 、電弧電流  $I_{arc}$  和燈絲電流  $I_f$  可由量測獲得，其中電壓  $V_{XZ}$  必然包含在燈絲上的壓降，利用所量測的電壓  $V_{XZ}$  及燈管電弧電流  $I_{arc}$  可將燈管電弧電壓計算出來，如下式所示：

$$V_{arc} = \left| \vec{V}_{XZ} - \frac{r_f}{2} \cdot \vec{I}_{arc} \right| \quad (3-1)$$

根據測量結果發現，電弧電壓與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[75]。

$$V_{arc} = A_V + B_V P_{arc} \quad (3-2)$$

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，依個別燈管而有所不同。燈管高頻工作時，燈管電流與燈管等效電阻可分別以(3-3)及(3-4)式求得：

$$I_{arc} = \frac{P_{arc}}{V_{arc}} = \frac{P_{arc}}{A_V + B_V P_{arc}} \quad (3-3)$$

$$R_{arc} = \frac{V_{arc}^2}{P_{arc}} = \frac{(A_V + B_V P_{arc})^2}{P_{arc}} \quad (3-4)$$

### 3-2 串並聯共振換流器

圖 3-3 是以螢光燈為負載的共振式電子安定器的基本電路架構，換流器利用主動開關的高頻切換，輸出一高頻電壓作為共振電路的輸入電

源。 $L_s$ 、 $C_s$ 、 $C_f$  與燈管構成串聯共振並聯負載電路(series-resonant parallel-loaded circuit)，其中， $L_s$  與  $C_s$  不僅提供適當阻抗使燈管於穩定點工作，也提供高頻諧波電流與直流阻隔功能，使流經燈管電流幾乎為正弦波；電容  $C_f$  有兩個主要功能：在燈管啟動時，提供足夠高的啟動電壓，於燈管穩態工作時，提供適當的燈絲電流。

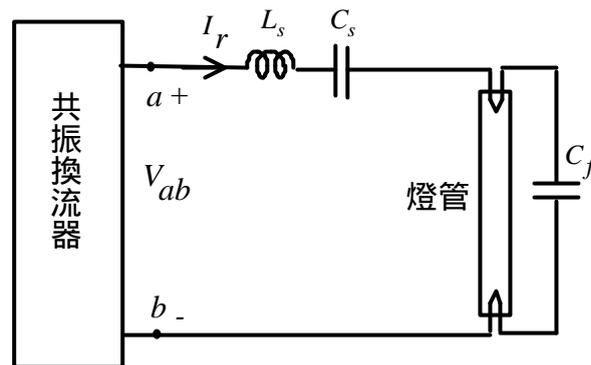


圖 3-3 燈管負載之共振式電子安定器

### 3-2-1 等效電路

一個具有高負載品質因數的共振電路，幾乎所有的高次諧波及直流成分項都被濾除，只有輸入電壓在切換頻率的基本波成分可以通過共振電路。由於流經共振電路的電流幾乎為正弦波，因此在分析共振電路時，可以利用基本波分析法來近似。結合燈管電阻模型得到共振式電子安定器的基本波等效電路，如圖 3-4 所示，圖中  $V_1$  為共振電路的輸入電壓  $V_{ab}$  的基本波成分。

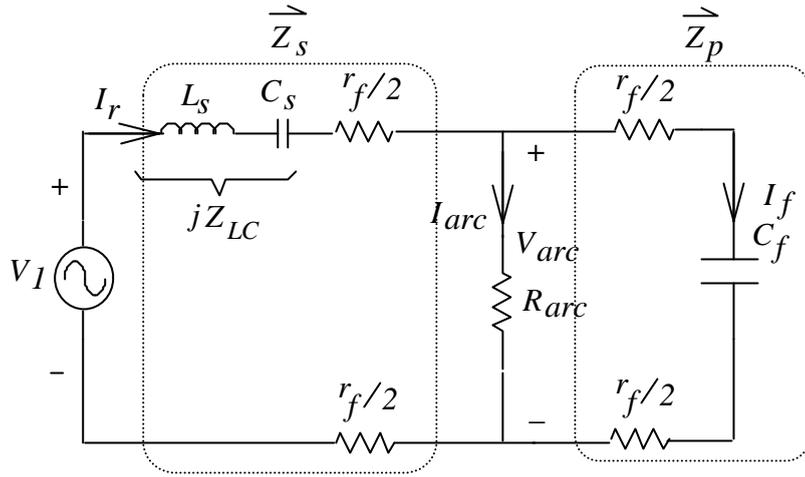


圖 3-4 共振式電子安定器之等效電路

從圖 3-4 之等效電路，以  $V_{arc}$  為參考電壓，燈絲電流  $I_f$  等於：

$$\vec{I}_f = \frac{\vec{V}_{arc}}{Z_p} \quad (3-5)$$

上式中， $Z_p$  是並聯電容  $C_f$  與燈管模型中右半邊的燈絲電阻之串聯阻抗，

$$Z_p = r_f + jZ_{cf} = r_f - j \frac{1}{2\omega_s C_f} = Z_p \angle \mathbf{q}_p^\circ \quad (3-6)$$

$V_1$  等於  $V_{arc}$  加上共振電流於串聯阻抗產生的壓降，

$$V_1 = V_{arc} + (I_{arc} + I_f) \cdot Z_s \quad (3-7)$$

其中， $Z_s$  是串聯共振電路與燈管模型中左半邊的燈絲電阻之串聯阻抗，

$$Z_s = r_f + jZ_{LC} = r_f + j \left( 2\omega_s L_s - \frac{1}{2\omega_s C_s} \right) = Z_s \angle \mathbf{q}_s^\circ \quad (3-8)$$

將(3-5)、(3-6)與(3-8)式代入(3-7)式， $V_1$  可表示成：

$$\vec{V}_1 = \left[ \frac{V_{arc} (Z_p^2 + Z_{LC} Z_{cf} + r_f^2)}{Z_p^2} + r_f I_{arc} \right] + j \left[ Z_{LC} I_{arc} + \frac{r_f V_{arc} (Z_{LC} - Z_{cf})}{Z_p^2} \right] \quad (3-9)$$

$V_1$  的大小可表示成

$$V_1 = \left( \left[ \frac{V_{arc}(Z_p^2 + Z_{LC}Z_{cf} + r_f^2)}{Z_p^2} + r_f I_{arc} \right]^2 + \left[ Z_{LC}I_{arc} + \frac{r_f V_{arc}(Z_{LC} - Z_{cf})}{Z_p^2} \right]^2 \right)^{1/2} \quad (3-10)$$

以燈管等效電弧電阻為參考，圖 3-4 可再進一步簡化成戴維寧等效電路，如圖 3-5。圖中戴維寧等效電壓為：

$$\overline{V_{eq}} = V_1 \frac{\overline{Z_p}}{\overline{Z_s} + \overline{Z_p}} \quad (3-11)$$

戴維寧等效內阻抗為：

$$\overline{Z_{eq}} = \frac{\overline{Z_s} \overline{Z_p}}{\overline{Z_s} + \overline{Z_p}} \quad (3-12)$$

參考圖 3-5 之等效電路，燈管穩態電弧電壓大小可由下式表示：

$$V_{arc} = \left| \frac{R_{arc}}{\overline{Z_{eq}} + R_{arc}} \overline{V_{eq}} \right| \quad (3-13)$$

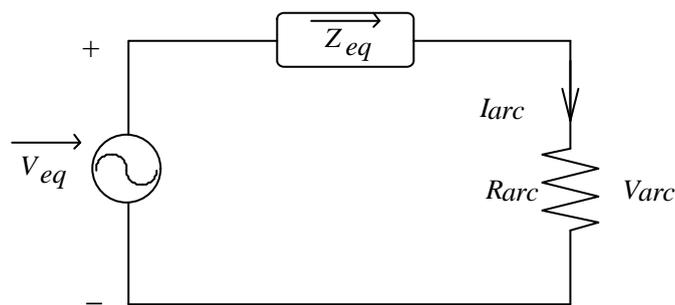


圖 3-5 共振式電子安定器之戴維寧等效電路

### 3-2-2 燈管啟動電壓

螢光燈點亮之前，等效電阻非常大，可視為開路，因此，燈管啟動時的點燈電壓 $V_{ign}$ 相當於戴維寧等效電壓 $V_{eq}$ 。由(3-11)式和(3-13)式，燈管點燈電壓 $V_{ign}$ 可表示成下式：

$$V_{ign} = V_{eq} = V_1 \cdot \left| \frac{r_f - j \frac{1}{2pf_s C_f}}{2r_f + j \left[ 2pf_s L_s - \frac{1}{2pf_s} \left( \frac{1}{C_s} + \frac{1}{C_f} \right) \right]} \right| \quad (3-14)$$

通常燈絲電阻遠小於共振元件的阻抗，所以當設計啟動電壓時可以忽略，燈管啟動時的等效電路如圖3-6。此時，共振電流即燈絲電流。共振電路中僅含儲能元件，其共振頻率等於：

$$f_r = \frac{1}{2p \sqrt{L_s \frac{C_s C_f}{C_s + C_f}}} \quad (3-15)$$

理論上， $V_1$ 的頻率等於共振頻率時，會產生無窮大電流，當然每個元件上都產生無窮大的電壓。

圖3-7表示啟動電壓相對於頻率之變化情形。當 $V_1$ 的頻率 $f_s$ 高於電路之共振頻率 $f_r$ 時，電路呈電感特性，共振電流落後 $V_1$ ，頻率愈高，電壓愈小；當低於共振頻率時，電路呈電容特性，共振電流超前 $V_1$ ，頻率愈低，電壓愈小。如果調整換流器的切換頻率，使其接近電路的共振頻率，可獲得極高的啟動電壓。

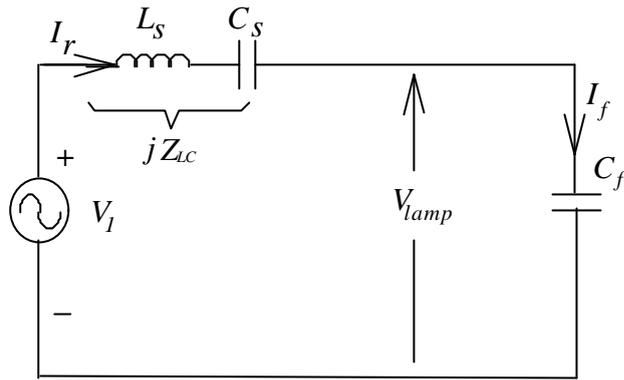


圖 3-6 啟動時之等效電路

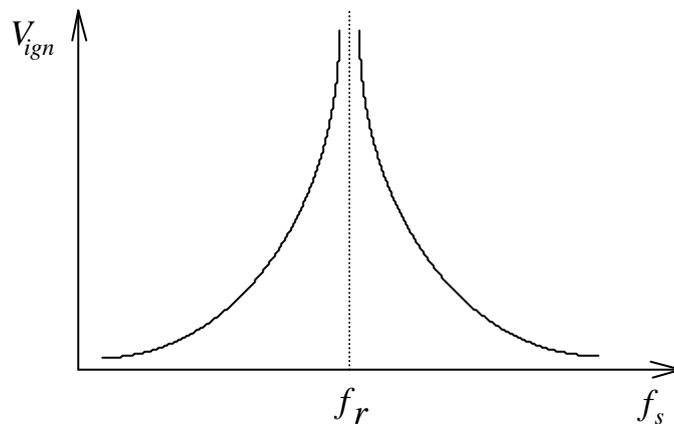


圖 3-7 啟動時之啟動電壓

### 3-2-3 燈絲功率

根據圖 3-4 的等效電路，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  $I_{arc}$ 。實際上燈絲電阻遠小於並聯電容  $C_f$  的阻抗，流過並聯電容的燈絲電流在燈絲上所造成的電壓降非常小，可以忽略不計。另一方面並聯電容的電流和電弧電流彼此間的相位幾乎垂直，於是可以將燈絲功率以下式表示：

$$P_f = I_r^2 r_f + I_f^2 r_f \approx (I_{arc}^2 + I_f^2) r_f + I_f^2 r_f = \left[ \left( \frac{P_{arc}}{V_{arc}} \right)^2 + 2 \left( \frac{V_{arc}}{Z_{cf}} \right)^2 \right] \cdot r_f \quad (3-16)$$

### 3-2-4 串聯共振電路( $L_s, C_s$ )

將(3-6)、(3-8)、(3-11)與(3-12)式代入(3-13)式，可以得到的一元二次方程式：

$$\left[ R_{arc}^2 Z_{cf}^2 + (Z_p^2 + R_{arc} r_f)^2 \right] Z_{LC}^2 + 2R_{arc}^2 Z_p^2 Z_{cf} Z_{LC} + R_{arc}^2 Z_p^4 \left( 1 - \left( \frac{V_1}{V_{arc}} \right)^2 \right) + r_f \left( r_f (Z_p^2 + R_{arc} r_f)^2 + 2R_{arc} Z_p^2 (Z_p^2 + R_{arc} r_f) + r_f R_{arc}^2 Z_{cf}^2 \right) = 0 \quad (3-17)$$

通常燈絲電阻  $r_f$  遠小於電弧電阻  $R_{arc}$  與並聯電抗  $Z_p$ ，所以可以忽略式(3-17)的最後一項，即

$$\left[ R_{arc}^2 Z_{cf}^2 + (Z_p^2 + R_{arc} r_f)^2 \right] Z_{LC}^2 + 2R_{arc}^2 Z_p^2 Z_{cf} Z_{LC} + R_{arc}^2 Z_p^4 \left( 1 - \left( \frac{V_1}{V_{arc}} \right)^2 \right) = 0 \quad (3-18)$$

串聯電抗  $Z_{LC}$  等於：

$$Z_{LC} = \frac{-R_{arc}^2 Z_p^2 Z_{cf} \pm \sqrt{(R_{arc}^2 Z_p^2 Z_{cf})^2 - (R_{arc}^2 Z_{cf}^2 + (Z_p^2 + R_{arc} r_f)^2) \left( R_{arc}^2 Z_p^4 \left( 1 - \left( \frac{V_1}{V_{arc}} \right)^2 \right) \right)}}{R_{arc}^2 Z_{cf}^2 + (Z_p^2 + R_{arc} r_f)^2} \quad (3-19)$$

### 3-2-5 輸入阻抗、輸入電流與品質因數

參考圖 3-4 的共振式電子安定器之等效電路，將燈管電阻模型與並聯電容  $C_f$  等效成一電阻  $R_{se}$  與一電容  $C_{se}$  串聯。

$$R_{se} = r_f + \frac{R_{arc} (1 + \omega_s^2 C_f^2 r_f (r_f + R_{arc}))}{1 + \omega_s^2 C_f^2 (r_f + R_{arc})^2} \quad (3-20)$$

$$C_{se} = \frac{1 + \omega_s^2 C_f^2 (r_f + R_{arc})^2}{\omega_s^2 C_f R_{arc}^2} \quad (3-21)$$

共振電路的總輸入阻抗如下所示：

$$\overline{Z}_{in} = R_{se} + j \left( \omega_s L_s - \frac{1}{\omega_s C_s} - \frac{1}{\omega_s C_{se}} \right) = Z_{in} \angle \gamma_1 \quad (3-22)$$

其中共振電路的負載角度 $\gamma_1$ 可表示為：

$$\gamma_1 = \tan^{-1} \left( \frac{\omega_s L_s - \frac{1}{\omega_s C_s} - \frac{1}{\omega_s C_{se}}}{R_{se}} \right) \quad (3-23)$$

隨時間變化的共振電流表示如下：

$$I_r(t) = \frac{\sqrt{2}V_1}{Z_{in}} \sin(\omega_s t - \gamma_1) \quad (3-24)$$

共振電路的品質因數 $Q_L$ 等於：

$$Q_L = \frac{\sqrt{L_s (C_s + C_{se})}}{R_{se}} \quad (3-25)$$

## 第四章 單級非對稱結構之高功因電子安定器

本章整合降升壓轉換器與 D 類共振換流器成單級高功因電子安定器，控制電路採用非對稱脈波寬度調變的方式。首先，根據開關元件的導通狀態將電路分成數個不同的工作模式，闡述其操作原理；利用基本波分析法推導電路方程式並設計電路參數。將降升壓轉換器的電感工作於 DCM，可以確保輸入端高功率因數；並使共振換流器工作於電感性模式以降低主動開關切換損失。最後將分析所得的電路參數值做電腦模擬並實際製作電路，量測功率因數、電流總諧波失真與電壓電流波形，與模擬波形相互比較以驗證此高功因電子安定器的可行性。

### 4-1 電路架構

圖 4-1 為雙級高功因電子安定器電路架構。前級以降升壓轉換器作為功因修正電路，後級以 D 類共振換流器驅動燈管。由於雙級的安定器需要兩組控制電路分別驅動轉換器與換流器，並且需要三個主動開關，使電路本身較為複雜化且效率降低。為克服上述之缺點，將圖 4-1 之雙級高功因電子安定器整合成一單級高功因電子安定器，其中開關  $S_p$  可與開關  $S_1$  或開關  $S_2$  整合共用，其結果分別如圖 4-2 及圖 4-3 所示。此種結構可節省一組控制電路與一個主動開關，簡化了電路的複雜度並提高效率。在相關的論文也有類似的整合電路[53,54]，其電路原理大多相同，本文將以圖 4-2 電路結構作分析設計及實驗量測。

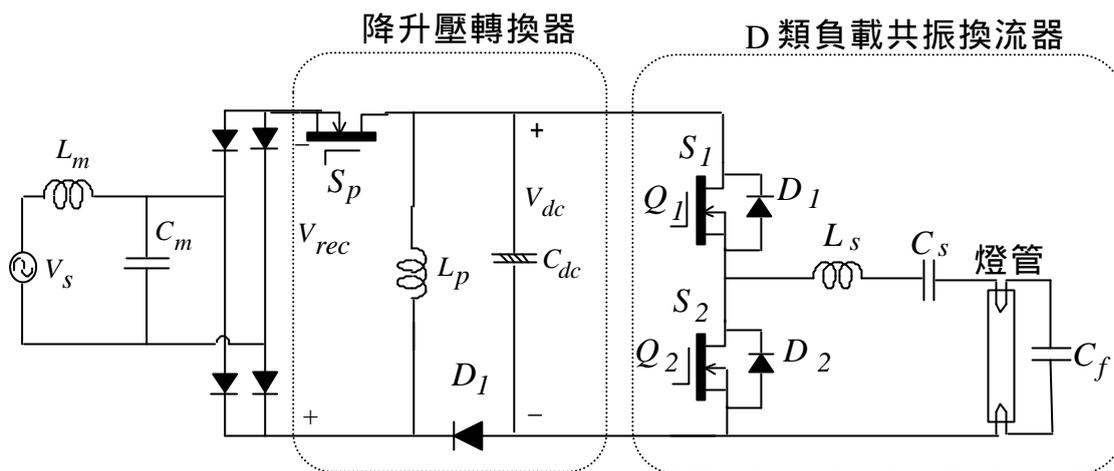


圖 4-1 雙級高功因電子安定器電路架構

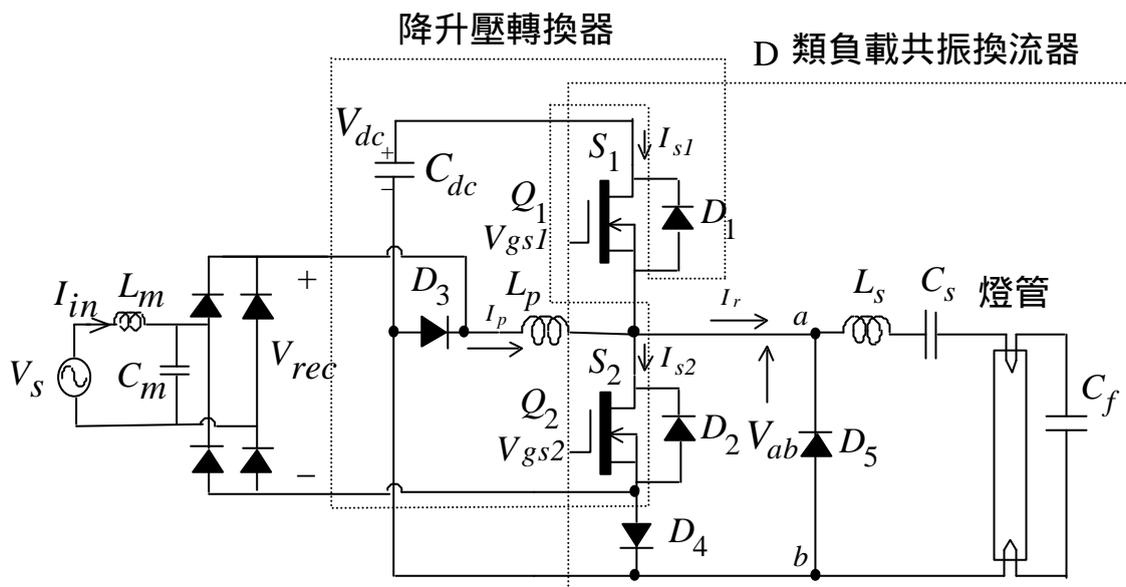


圖 4-2 單級非對稱結構之高功因電子安定器電路架構(一)

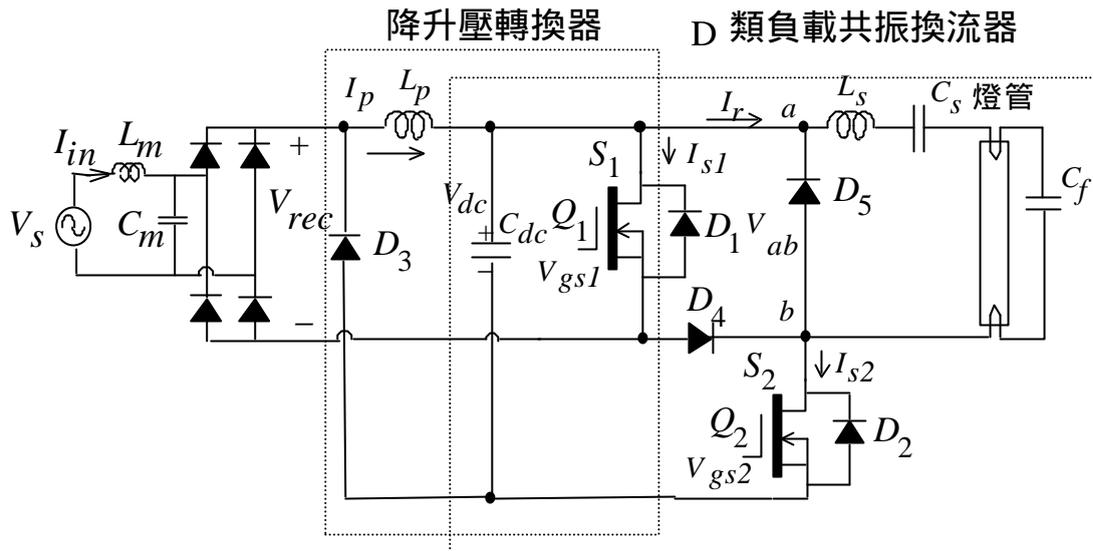


圖 4-3 單級非對稱結構之高功因電子安定器電路架構(二)

圖 4-2 之單級高功因電子安定器電路，由被動濾波器 ( $L_m$  與  $C_m$ )、橋式整流器、降升壓轉換器與 D 類共振換流器所組成。功率開關元件  $S_1$  及  $S_2$  為雙向開關，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，若以 MOSFET 作為  $S_1(S_2)$ ，則 MOSFET 的內建反向二極體可扮演  $D_1(D_2)$  角色。降升壓轉換器包含主動開關  $Q_2$ 、二極體  $D_1$  與  $D_3$ 、儲能電感  $L_p$  與直流鏈電容  $C_{dc}$ ， $D_3$  用來阻隔逆向的儲能電感電流流入直流鏈電容，藉著調整  $Q_2$  的導通時間來修正輸入電流，使其達到高功率因數與調整輸入功率，輸出直流鏈電壓  $V_{dc}$  作為後級共振式換流器的輸入電源；共振換流器包含開關  $S_1$  與  $S_2$ 、二極體  $D_4$  與  $D_5$  以及共振電路 ( $L_s$ 、 $C_s$  與  $C_f$ )，藉由控制  $S_1$  及  $S_2$  高頻切換使共振電路輸入電壓  $V_{ab}$  呈現方波，共振電路濾除方波電壓之高頻諧波與直流成分，使燈管電流接近正弦波，電容  $C_f$  在燈管啟動暫態提供足夠高的啟動電壓，於穩態工作時提供適當的燈絲電流； $D_4$  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  $C_{dc}$ ； $D_5$  提供  $S_1$  與  $S_2$  均截止時，共振電流  $I_r$  流通路徑；被動濾波器  $L_m$  與  $C_m$  以及  $C_f$  用來消除輸入電流的高頻諧波。

#### 4-2 工作原理

圖 4-2 之單級高功因電子安定器電路，可採用對稱脈波寬度調變 (symmetrical pulse-width modulation; SPWM) 或非對稱脈波寬度調變 (asymmetrical pulse-width modulation; APWM) 來控制主動開關  $Q_1$  及  $Q_2$ ，本電路選擇 APWM 控制方式，至於 SPWM 控制方式將在第五章的電路探討。圖 4-4 表示非對稱脈波寬度調變，開關  $Q_1$  及  $Q_2$  分別由兩個互補的閘極訊號  $V_{gs1}$  與  $V_{gs2}$  所觸發，當  $V_{gs1}$  寬度增加，則  $V_{gs2}$  寬度相對減少，反之亦然。兩者之間存在短暫的怠遲時間，以防止  $Q_1$ 、 $Q_2$  同時導通。若忽略怠遲時間， $V_{gs2}$  的責任週期為  $d_r$ ， $V_{gs1}$  的責任週期為  $(1-d_r)$ 。

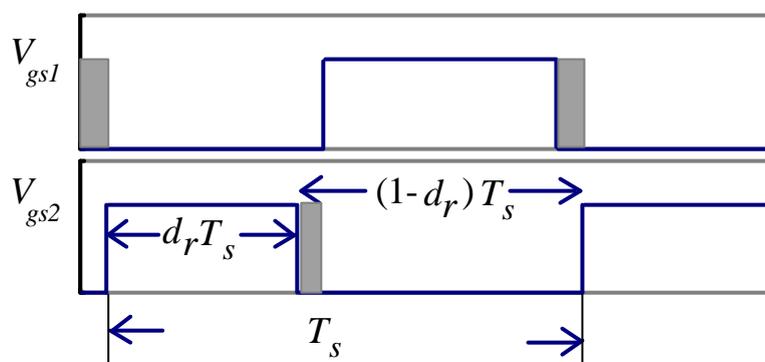


圖 4-4 非對稱脈波寬度調變

本電路根據以下假設作簡化分析：

- (1)所有開關元件皆為理想，導通時，視為短路；關閉時，視為開路。
- (2)直流鏈電容  $C_{dc}$  夠大，可將直流鏈電壓  $V_{dc}$  視為電壓源，忽略其漣波。
- (3)電源頻率  $f_L$  遠小於切換頻率  $f_s$ ，因此，在每一個高頻工作週期內，輸入電壓可視為定值。
- (4)換流器切換頻率大於共振電路的共振頻率  $f_r$ ，共振電路呈現電感性，共振電流落後換流器的輸出電壓。
- (5)共振電路的負載品質因數足夠高，將共振電流  $I_r$  視為正弦波。

(6) 螢光燈管點亮前，可視為開路，點亮穩定工作時可視為純電阻負載。

#### 4-2-1 電路工作模式

根據功率開關元件的導通狀態，可將電路在一個高頻的工作週期內分為五個工作模式，如圖 4-5 所示。圖 4-6 顯示在各工作模式下的電壓電流理論波形，其中， $V_1$  為方波電壓  $V_{ab}$  的基本波成分。

##### 一、工作模式 I ( $t_0 < t < t_1$ ) :

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

##### 二、工作模式 II ( $t_1 < t < t_2$ ) :

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  $Q_2$  閘極觸發訊號為低電位時，開關  $Q_2$  截止，此時進入工作模式 III。

##### 三、工作模式 III ( $t_2 < t < t_3$ ) :

進入工作模式 III 的瞬間，開關  $Q_2$  截止，共振電流與電感電流由開關  $Q_2$  轉換到二極體  $D_1$  上，經直流鏈電容形成回路。如前所述，閘極訊號  $V_{gs1}$  與  $V_{gs2}$  之間有一段怠遲時間，在怠遲時間結束後， $V_{gs1}$  觸發開關  $Q_1$ ，此時因電流仍然流過  $D_1$ ， $Q_1$  仍未導通，兩端電壓等於二極體導通電壓 (-0.7V)，幾乎為零。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。當共振電流由負變為正時，電感電流

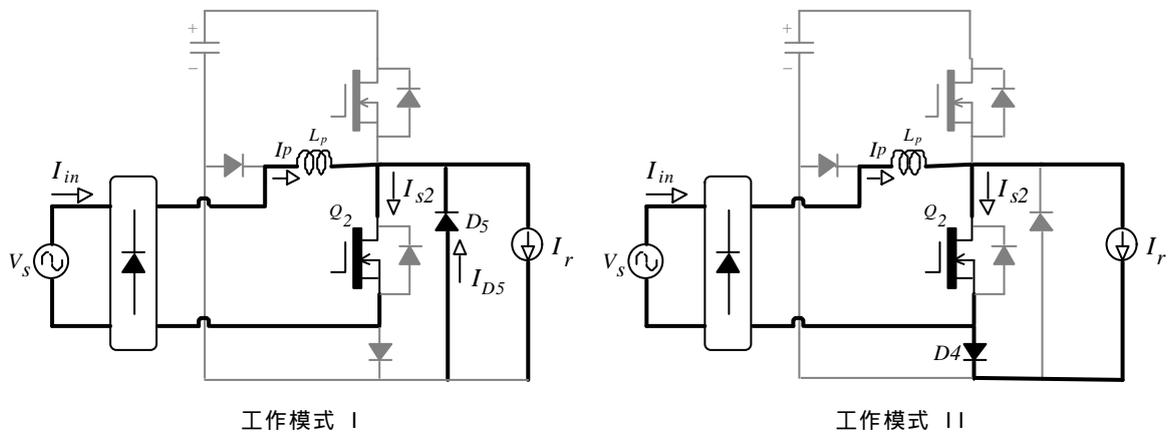
一部份經二極體  $D_1$  及  $D_3$  對直流鏈電容充電，其餘則供應負載所需之共振電流，當電感電流小於共振電流時，開關  $Q_1$  才開始導通，這表示開關  $Q_1$  可於零電壓及零電流切換導通， $Q_1$  導通時，直流鏈電壓與電感電流供應負載所需之共振電流，此時進入工作模式 IV。

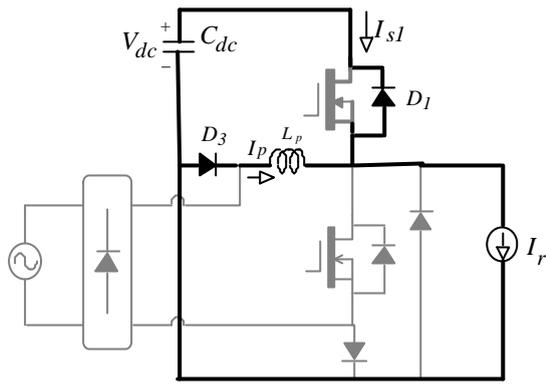
#### 四、工作模式 IV ( $t_3 < t < t_4$ ) :

在此工作模式中，開關  $Q_1$  保持流過正的共振電流，由直流鏈電壓供給能量共振電路，對於不連續的工作模式，電感電流  $I_p$  會在  $Q_1$  截止之前，遞減到零。

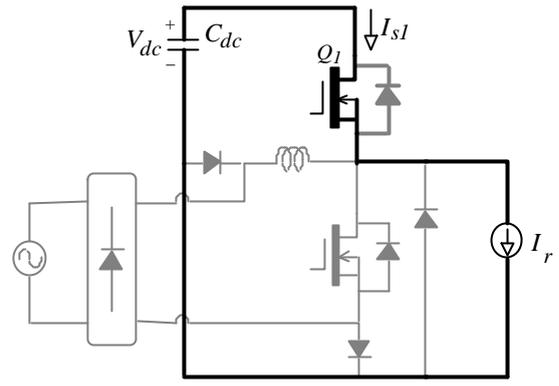
#### 五、工作模式 V ( $t_4 < t < t_5$ ) :

工作模式 V 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 I。

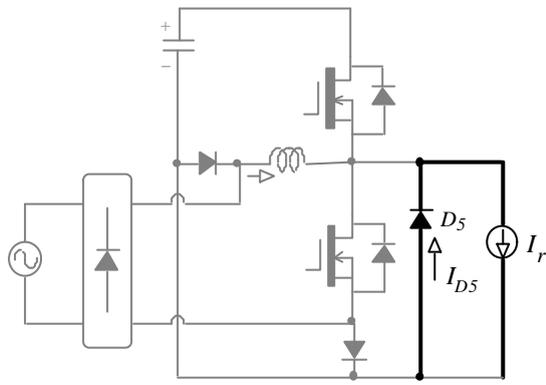




工作模式 III



工作模式 IV



工作模式 V

圖 4-5 工作模式

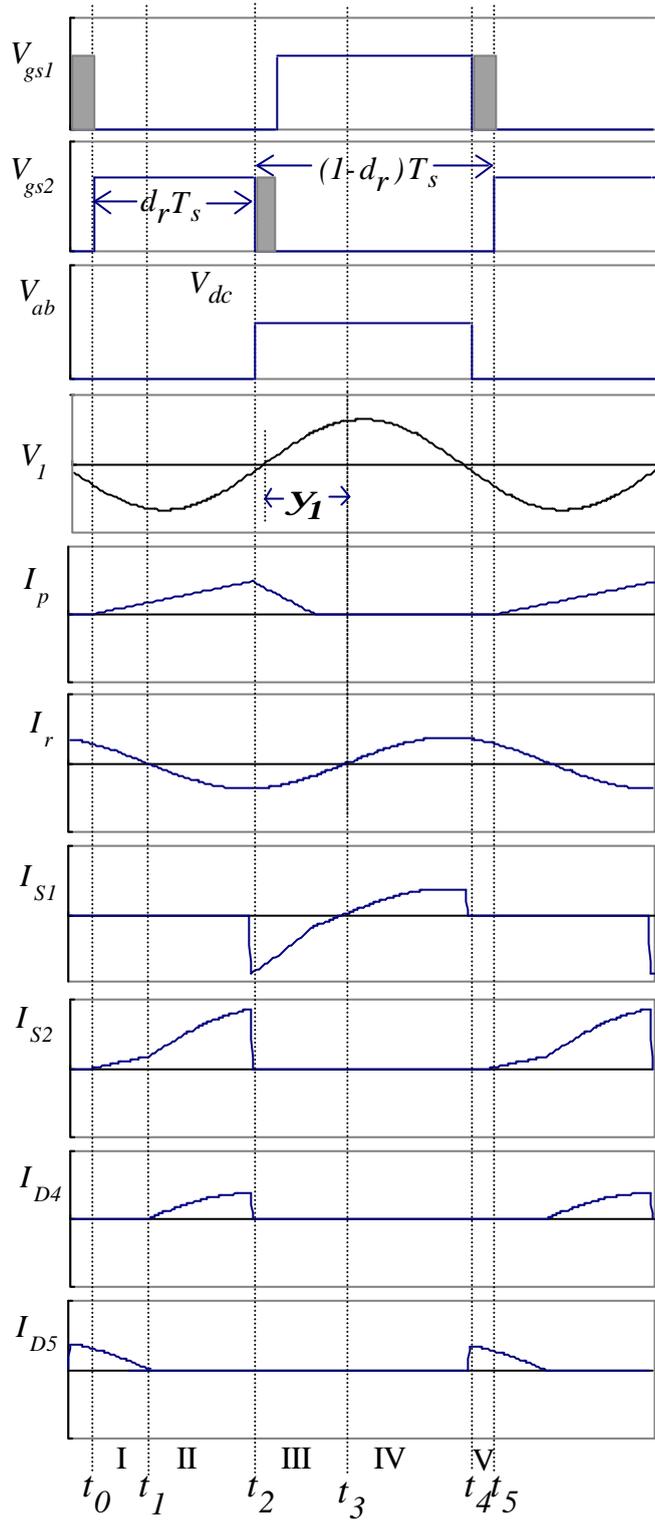


圖 4-6 理論波形

#### 4-2-2 工作模式綜合分析

針對 APWM 控制方式，開關元件  $Q_2$  的責任週期  $d_r$  可以小於 50% 或大於 50%，綜合以上工作模式的分析及理論波形中發現：

- 一、降升壓轉換器與共振換流器共用開關  $Q_2$ ，兩者以直流鏈電容  $C_{dc}$  為緩衝。當輸入電壓高時，輸入至降升壓轉換的功率大於共振電路的輸出功率，多餘的功率儲存在  $C_{dc}$ ，直流鏈電壓  $V_{dc}$  上升；反之，當輸入電壓低時，輸入至降升壓轉換的功率小於共振電路的輸出功率，不夠的功率由  $C_{dc}$  提供，直流鏈電壓  $V_{dc}$  下降。
- 二、欲使得開關  $Q_1$  達到零電壓及零電流導通， $Q_1$  在導通之前，共振電流必需先流經二極體  $D_1$ ，先決條件為共振電路必需工作在電感性，共振電流落後  $V_{ab}$  的基本波，而且當  $Q_2$  的責任週期  $d_r$  大於 50% 愈多，共振電流必需落後基本波電壓愈多，以避免  $V_{gs2}$  仍在高電位時，共振電流由負變正轉而流過  $D_5$ ，此時直流鏈電壓  $V_{dc}$  跨於  $Q_1$  兩端，當  $V_{gs1}$  回到高電位觸發  $Q_1$  時，流過  $D_5$  的共振電流會於  $Q_1$  在導通時迅速流過，亦即， $Q_1$  在非零電壓與非零電流情況下切換導通。
- 三、 $Q_2$  截止時，其兩端電壓為整流後得輸入電壓，因此無法達到零電壓導通，然而透過適當的參數設計， $Q_2$  可以在零電流時切換導通，欲達此目的， $Q_2$  在導通之前，共振電流必需先流經二極體  $D_5$ ，先決條件共振電路仍需工作在電感性，當  $Q_2$  的責任週期  $d_r$  小於 50% 愈多，此時  $S_1$  導通時間較長，若共振電流落後基本波電壓不夠長，會發生  $V_{gs1}$  仍在高電位時，共振電流由正變負而由  $Q_1$  轉向流過  $D_1$ ，當  $V_{gs2}$  回到高電位觸發  $Q_2$  時，流過  $D_1$  的共振電流會於  $Q_2$  在導通時迅速流過  $Q_2$ ，亦即， $Q_2$  在非零電流情況下切換導通。

由二、三兩點可知，欲設計主動開關工作於零電壓/零電流導通，光設計共振電路呈現電感性是不夠的，必須考慮開關元件的責任週期，確

保在責任週期變動時，皆可以零電壓或零電流導通，以降低切換損失。

### 4-3 電路特性分析

本節針對非對稱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，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，配合燈管電阻模型，設計適當的參數，使電路工作於不連續電流模式及零電壓或零電流導通，以達到高功率因數與高效率要求。

#### 4-3-1 降升壓轉換器

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

由(2-8)式，輸入功率等於：

$$P_{in} = \frac{V_m^2}{4L_p} d_r^2 T_s \quad (4-1)$$

其中  $V_m$  表示輸入電壓的峰值。

當儲能電感的電壓對時間的積分小於零時，降升壓轉換器工作於不連續電流模式。

$$V_m |\sin(2\pi f_s L t)| \cdot d_r T_s + V_{dc} \cdot (1 - d_r) T_s \leq 0 \quad (4-2)$$

由(4-2)式，降升壓轉換器若能於輸入電壓峰值時工作於 DCM，則可確保於輸入電壓的任何值都能工作於 DCM，因此直流鏈電壓  $V_{dc}$  必需足夠高並且滿足下式：

$$V_{dc} \geq V_m \cdot d_r / (1 - d_r) \quad (4-3)$$

#### 4-3-2 共振式換流器

##### 4-3-2-1 等效電路

由圖 4-6 理論波形發現，共振電路的輸入端電壓  $V_{ab}$  呈現方波波形，其傅立葉級數（Fourier Series）表示式如下：

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

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

$$\mathbf{q}_n = \tan^{-1} \left( \frac{\sin(2n\mathbf{p}d_r)}{1 - \cos(2n\mathbf{p}d_r)} \right) \quad (4-5)$$

由於在一個具有高負載品質因數的共振電路，幾乎所有的諧波及直流成分項都被濾除，故在共振換流器中只存在切換頻率的基本波成分。因此我們只需要針對換流器的基本波成分進行分析。共振換流器於基本波的等效電路如圖 4-7 所示，圖中  $V_1$  與  $\mathbf{q}_1$  分別為方波電壓  $V_{ab}$  基本波成分的均方根值和相位角。

$$V_1 = \frac{\sqrt{2}V_{dc} \sin(\mathbf{p}d_r)}{\mathbf{p}} \quad (4-6)$$

$$\mathbf{q}_1 = \tan^{-1} \left( \frac{\sin(2\mathbf{p}d_r)}{1 - \cos(2\mathbf{p}d_r)} \right) = \left( \frac{1}{2} - d_r \right) \mathbf{p} \quad (4-7)$$

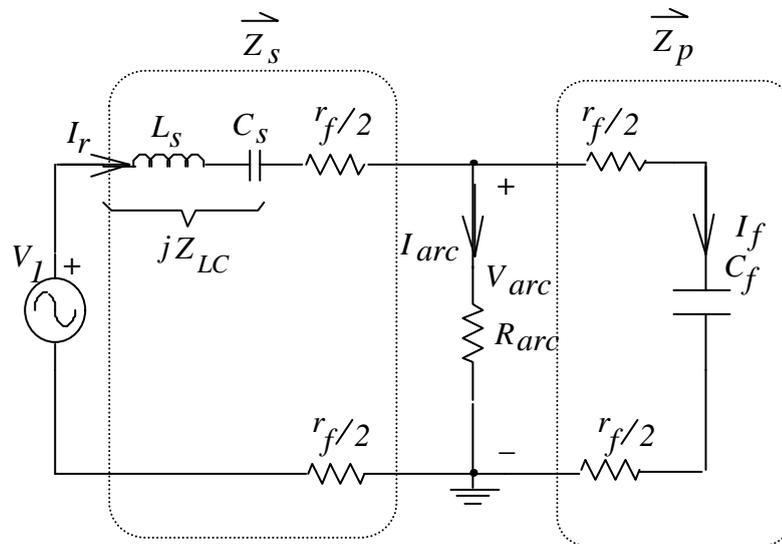


圖 4-7 共振換流器等效電路

#### 4-3-2-2 零電壓/零電流切換導通

為了減少主動開關的切換損失，提高電路效率，必需確保開關  $Q_1$  與開關  $Q_2$  分別可以零電壓導通及/或零電流導通，故共振電流  $I_r$  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，共振電流分別先流經二極體  $D_1$  和二極體  $D_5$ 。

圖 4-8 表示  $V_{ab}$ 、 $V_l$  以及  $I_r$  波形彼此的關係；圖 4-8(a) 表示責任週期小於 0.5 時，圖 4-8(b) 表示責任週期大於 0.5 時情形。

從圖 4-8 可知為確保  $Q_1$  在零電壓導通及  $Q_2$  在零電流導通，(4-8) 式及(4-9)式必須成立。

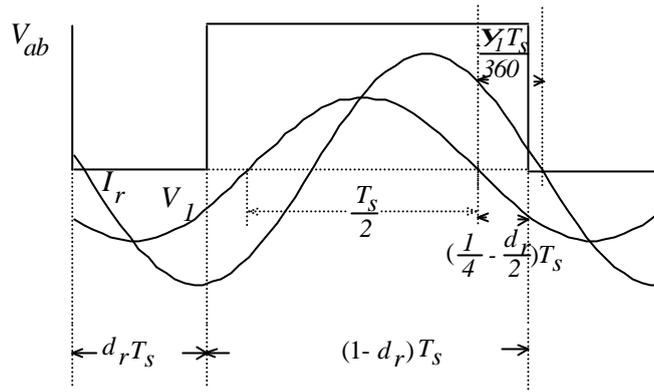
$$\frac{\mathbf{y}_1 \cdot T_s}{360} \geq \left(\frac{1}{4} - \frac{d_r}{2}\right) T_s \quad (d_r \leq 0.5) \quad (4-8)$$

$$\frac{\mathbf{y}_1 \cdot T_s}{360} \geq \left(\frac{d_r}{2} - \frac{1}{4}\right) T_s \quad (d_r > 0.5) \quad (4-9)$$

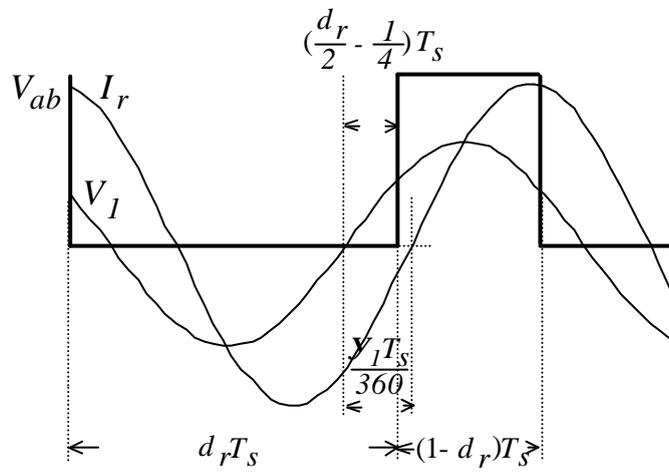
因此當責任週期  $d_r$  決定後，需選擇適當共振電路參數值，使共振電路的負載角度  $\mathbf{y}_1$  滿足(4-10)式及(4-11)式。

$$\mathbf{y}_1 \geq 180 \cdot \left(\frac{1}{2} - d_r\right) \quad (d_r \leq 0.5) \quad (4-10)$$

$$\mathbf{y}_1 > 180 \cdot \left(d_r - \frac{1}{2}\right) \quad (d_r > 0.5) \quad (4-11)$$



(a)  $d_r \leq 0.5$



(b)  $d_r > 0.5$

圖 4-8  $V_{ab}$ 、 $V_l$  和  $I_r$  的波形特性

#### 4-4 電路參數設計

本章以快速啟動的旭光牌 T8-36W 螢光燈管為實例，設計電路中的各項參數，說明本文提出的非對稱性單級高功因螢光燈電子安定器架構的設計程序。其電路規格如表 4-1 所示，燈管額定功率  $P_{lamp}$  包含電弧功率  $P_{arc}$  和燈絲功率  $P_f$ ，分別為 33.5W 和 2.5W。

表 4-1 電路規格表（旭光牌 T8-36W）

輸入電壓 $V_{in}$		110±10% V, 60Hz
燈管額定功率 $P_{lamp}$	電弧功率 $P_{arc}$	33.5W
	燈絲功率 $P_f$	2.5W
燈管額定電壓 $V_{arc}$		96 V
燈管額定電弧電流 $I_{arc}$		0.35A
燈管額定等效電弧電阻 $R_{arc}$		275Ω
燈絲電阻 $r_f$		9.6Ω
責任週期 $d_r$		0.45~0.55
換流器切換頻率 $f_s$		36kHz

##### 4-4-1 降升壓轉換器電感 $L_p$

燈管功率等於輸入功率乘以安定器的電路效率  $h$ ：

$$P_{lamp} = P_{in} \cdot h = \frac{hV_m^2 d_r^2 T_s}{4L_p} \quad (4-12)$$

輸入功率與開關元件  $S_2$  的責任週期  $d_r$  的平方成正比、與輸入電壓平方成正比而與工作週期成反比，假設電路效率為 85%， $d_r$  在額定輸入電壓時為 0.5，由(4-12)式計算出電感  $L_p$  等於：

$$L_p = 0.99 \text{ mH}$$

#### 4-4-2 並聯電容 $C_f$

整理(3-16)式，並聯電容  $C_f$  可以表示如下：

$$C_f = \frac{\sqrt{\frac{P_f}{r_f} - \left(\frac{P_{arc}}{V_{arc}}\right)^2}}{2\sqrt{2}p f_s V_{arc}} \quad (4-13)$$

由(4-13)可求出並聯電容值：

$$C_f = 12.1 \text{ nF}$$

#### 4-4-3 直流鏈電壓 $V_{dc}$ 、串聯電感 $L_s$ 與串聯電容 $C_s$

直流鏈電壓  $V_{dc}$ 、串聯電感  $L_s$  與串聯電容  $C_s$  的參數值必須同時考慮，使安定器能工作於 DCM 與 ZVS/ZCS。

##### 4-4-3-1 不連續電流模式(DCM)

因為輸入電壓有  $\pm 10\%$  的變動率，開關的責任週期需隨著電壓的變動而改變，如此燈管功率可以保持工作在額定功率，由(4-12)式可知，當燈管功率固定時，責任週期  $d_r$  與輸入電壓成反比關係，將此關係代入(4-3)式，可以得到降升壓轉換器工作於不連續電流模式的邊界條件，如圖 4-9 所示，圖中明顯可以看出要在輸入電壓的變動範圍內皆滿足 DCM 工作，直流鏈電壓  $V_{dc}$  必需大於 173V。

雖然分析電路工作時，可以將降升壓轉換器與共振式流器分開討論，然而，在設計電路參數時，必須考慮到它們之間相互的影響，它們之間的橋樑是直流鏈電壓  $V_{dc}$ ，因此若只考慮 DCM，則只需設計  $V_{dc}$  大於 173V 即可，且  $V_{dc}$  愈小愈好，然而這樣的設計並無法保證共振換流器工作於零電壓/零電流導通。

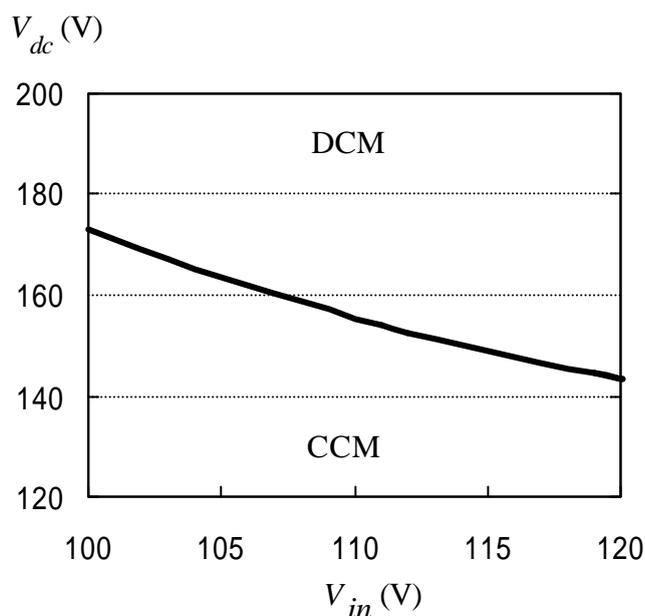


圖 4-9 不連續模式的操作區域( $L_p = 0.99$  mH)

#### 4-4-3-2 零電壓/零電流切換導通(ZVS/ZCS)

由(3-19)式， $Z_{LC}$ 有解的條件為：

$$\left( R_{arc}^2 Z_p^2 Z_{cf} \right)^2 - \left( R_{arc}^2 Z_{cf}^2 + (Z_p^2 + R_{arc} r_f)^2 \right) \left( R_{arc}^2 Z_p^4 \left( 1 - \left( \frac{V_1}{V_{arc}} \right)^2 \right) \right) \geq 0 \quad (4-14)$$

由(4-14)與(4-6)式，當  $d_r$  等於 0.45(或 0.55)時， $V_{dc}$  必需大於 173.8V， $Z_{LC}$  才有解；當  $d_r$  等於 0.5 時， $V_{dc}$  必需大於 171.6V， $Z_{LC}$  才有解。

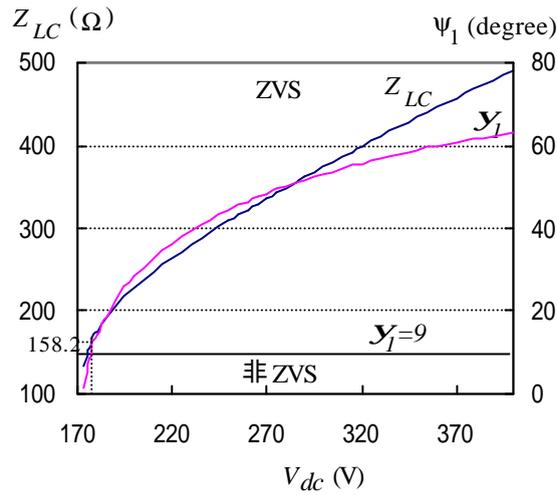
將 (4-6)式代入(3-19)式，求出在各種不同  $V_{dc}$  與  $d_r$  情況下，燈管工作於額定功率時的  $Z_{LC}$  大小，再將  $Z_{LC}$  代入(3-17) ~ (3-20)式，計算出負載角度  $\mathbf{y}_1$ ，如圖 4-10 所示，當  $\mathbf{y}_1$  滿足(4-10)式或(4-11)式時，開關可以工作於 ZVS/ZCS。當  $d_r$  等於 0.5 時，只要共振電路呈現電感性( $\mathbf{y}_1 > 0$ )，開關就可以工作於 ZVS/ZCS，由圖 4-10(b)，當  $V_{dc}$  大於 171.6V 時， $Z_{LC}$  大於 128.8， $\mathbf{y}_1$  大於 0 度，均可以符合需求；當  $d_r$  等於 0.45 或 0.55 時，欲滿足 ZVS/ZCS 要求，負載角度  $\mathbf{y}_1$  必須大於 9 度，由圖 4-10(a)與圖 4-10(c)， $V_{dc}$  需要大於 176V，此時， $Z_{LC}$  大於 158.2。

綜合以上討論，將輸入交流電源電壓( $100 \sim 120V_{rms}$ )的波動考慮進來，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，本文設計  $Z_{LC}$  等於：

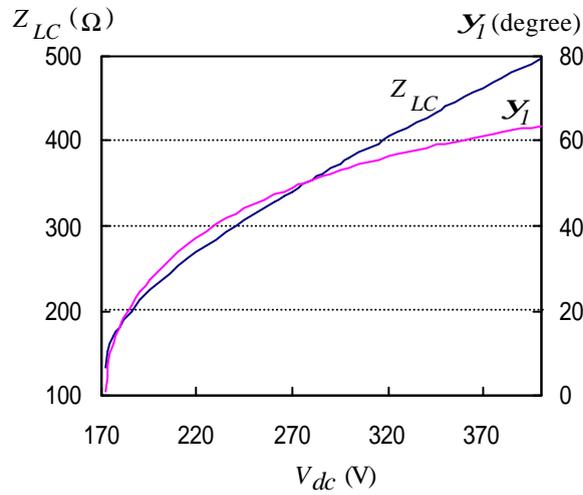
$$Z_{LC} = 170 \Omega$$

$Z_{LC}$  等於  $L_s$  的感抗與  $C_s$  的容抗相加而得，理論上存在無限多組( $L_s, C_s$ )滿足  $Z_{LC}$  等於  $170 \Omega$ ，前面的分析建立在共振電路為高負載品質因數的情形下，因此我們在參數的選擇上必須考慮足夠高的品質因數。當品質因數大於 2.5 時，共振電流很接近正弦波，本文設計品質因數等於 2.5，因為品質因數愈高代表需要更大電感值，這會提高安定器的重量與成本，由(3-25)式可以得到  $L_s$  及  $C_s$  如下所示：

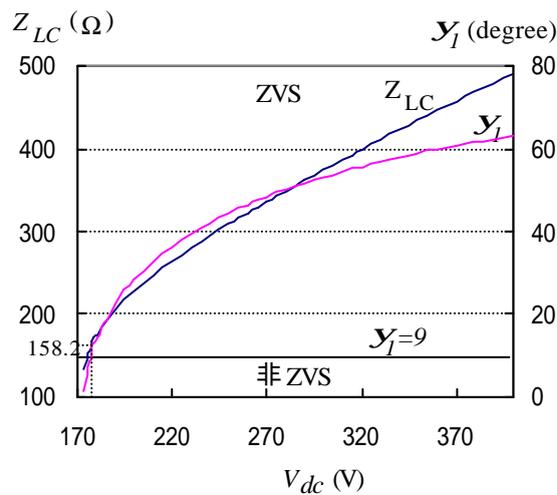
$$L_s = 2.13 \text{ mH} \quad C_s = 14.2 \text{ nF}$$



(a)  $V_{in}=99\text{ V}, d_r=0.45$



(b)  $V_{in}=110\text{ V}, d_r=0.5$

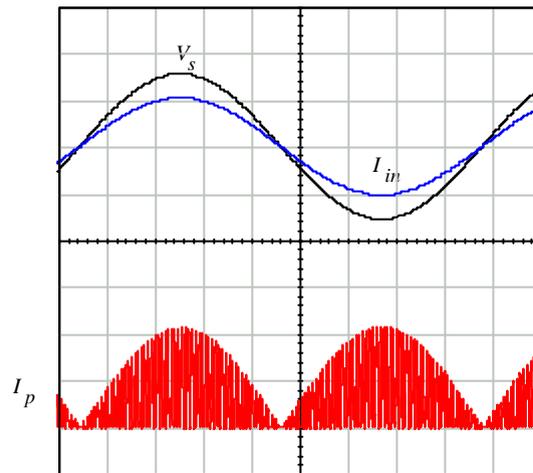


(c)  $V_{in}=121\text{ V}, d_r=0.55$

圖 4-10 ZVS/ZCS 的操作區域( $L_p = 0.99\text{ mH}, C_f = 12.1\text{ nF}$ )

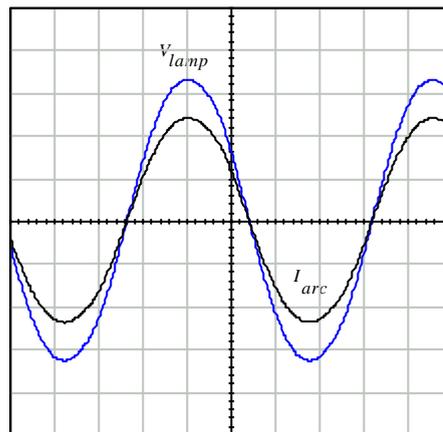
## 4-5 電腦模擬

根據 5-4 節推導所得電路參數建立 IsSpice 模擬電路進行電腦模擬。圖 4-11 為輸入電壓、電流與儲能電感電流波形；圖 4-12 為燈管電壓與電弧電流波形；圖 4-13 責任週期  $d_r$  分別等於 0.45、0.5 與 0.55，安定器主要電壓、電流波形，模擬結果與理論預測頗為吻合。



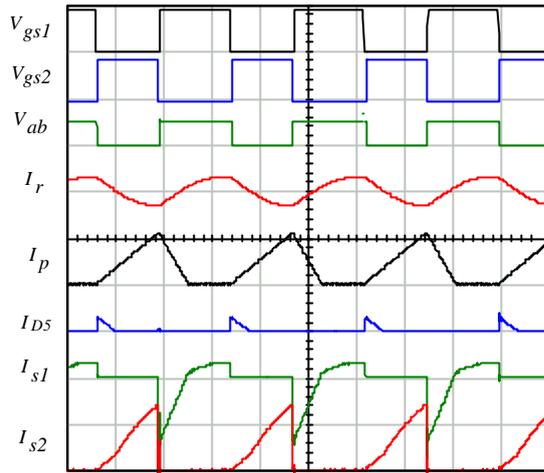
$V_s$ : 100 V/div,  $I_{in}$ : 0.5 A/div,  $I_p$ : 1 A/div,  $I_{p2}$ : 1 A/div, Time: 2 ms/div

圖 4-11  $V_{in}$ 、 $I_s$ 、 $I_p$  模擬波形

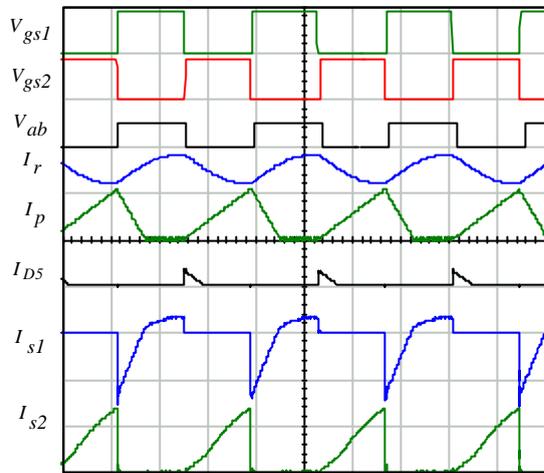


$V_{lamp}$ : 40 V/div,  $I_{lamp}$ : 0.2 A/div, Time: 5 us/div

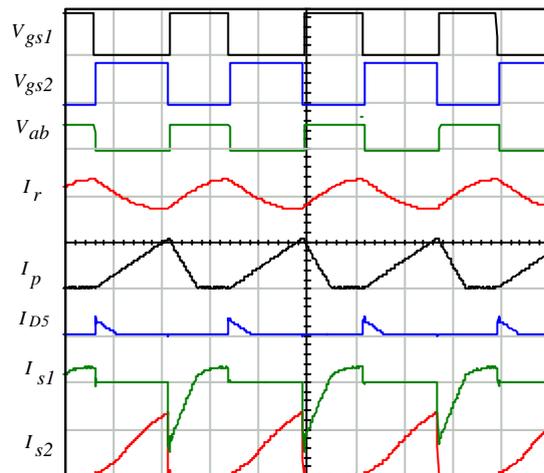
圖 4-12  $V_{lamp}$  與  $I_{arc}$  模擬波形



(a)  $d_r = 0.45$



(b)  $d_r = 0.5$



(c)  $d_r = 0.55$

$V_{gs1}, V_{gs2}$ : 10 V/div,  $V_{ab}$ : 400 V/div, Current: 5 A/div, Time: 5 us/div

圖 4-13  $V_{gs1}$ 、 $V_{gs2}$ 、 $V_{ab}$ 、 $I_r$ 、 $I_{p1}$ 、 $I_{D5}$ 、 $I_{s1}$  與  $I_{s2}$  模擬波形

## 4-6 實驗量測

將 4-4 節所推導的電路參數，實際帶入本文所提出的非對稱性單級高功因電子安定器電路中，以旭光牌 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 4-2 所示。

表 4-2 電路規範及參數

輸入電壓 ( $V_s$ )	$110 \pm 10\% V_{\text{rms}}, 60 \text{ Hz}$
切換頻率 ( $f_s$ )	36 kHz
$L_p$	0.99 mH
$L_s$	2.13 mH
$C_s$	14.2 nF
$C_f$	12.1 nF
$L_m$	0.1 mH
$C_m$	0.12 $\mu\text{F}$
$C_{dc}$	100 $\mu\text{F}$

### 4-6-1 控制電路

APWM 控制電路的方塊圖如圖 4-14 所示，而圖 4-15 及圖 4-16 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；第二部分的 74121 功能為調變開關元件的責任週期；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)控制，輸出結果即為我們所要的 APWM 訊號。

圖 4-15 為圖 4-14 電路方塊圖各輸出訊號波形示意圖，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責任週期與調整怠遲時間的功用。

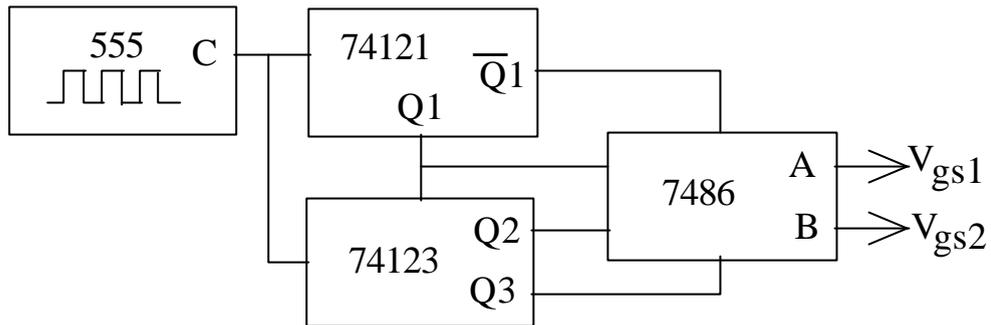


圖 4-14 非對稱脈波寬度調變控制電路方塊圖

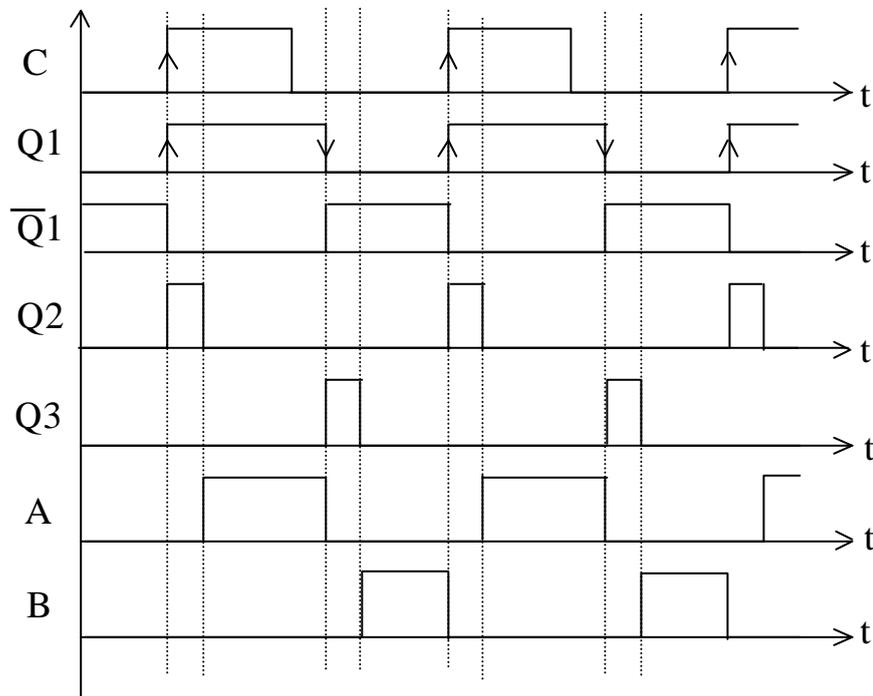


圖 4-15 非對稱脈波寬度調變控制電路的輸出訊號示意圖

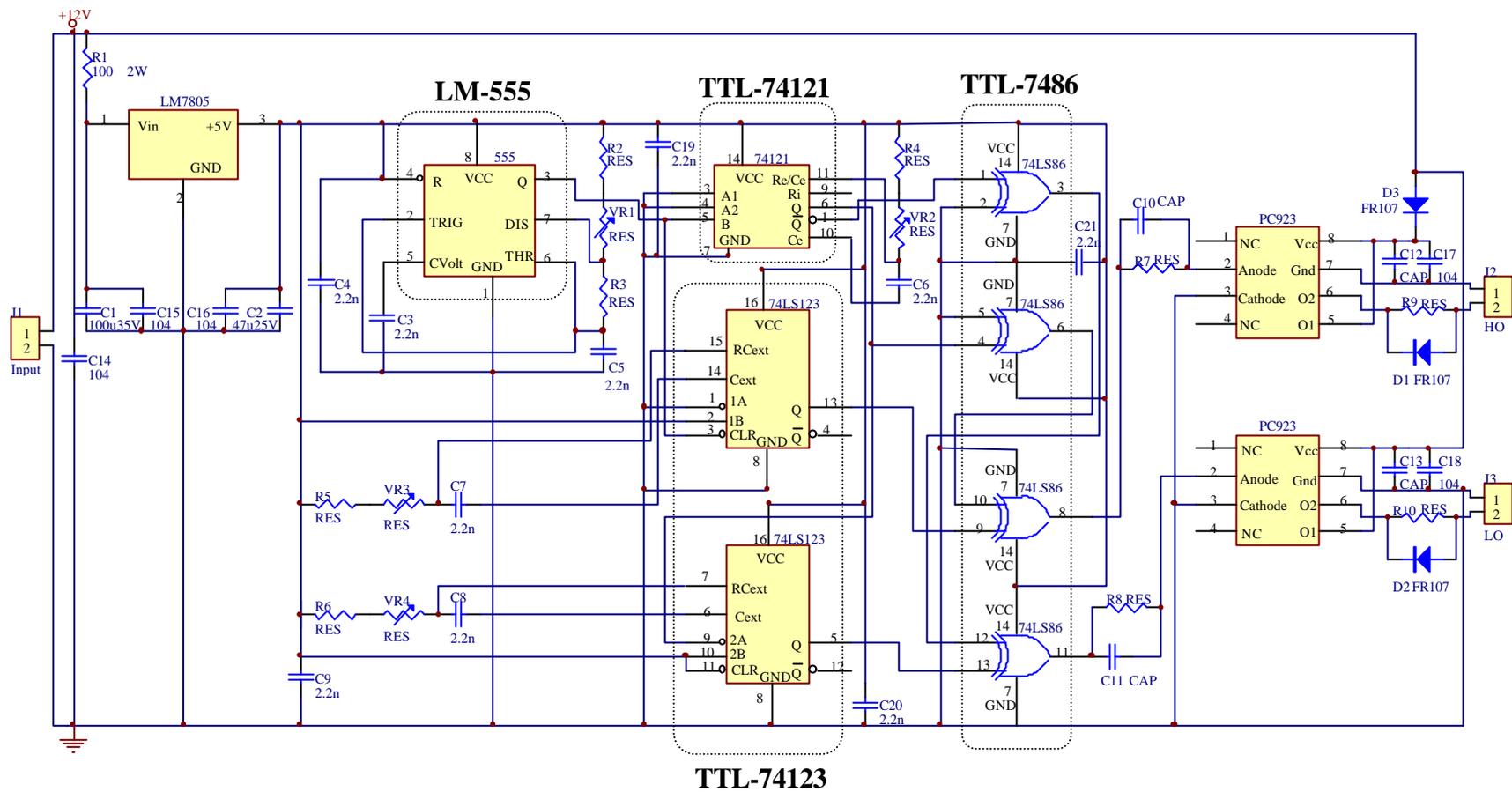


圖 4-16 非對稱脈波寬度調變控制電路圖

## 4-6-2 實測結果

圖 4-17 為輸入電壓為 100V 時，未濾波前的輸入電流和轉換器的電感電流波形，由前面章節的分析，可以得知在輸入電壓為 100V 時，開關元件  $Q_2$  責任週期最大，轉換器最容易工作在連續電流模式。由圖可知，在輸入電壓為 100V 時，電感工作在 DCM，所以可以確保在輸入電源電壓變動的情形下，皆可工作在 DCM。

圖 4-18 顯示燈管工作於額定功率時的輸入電壓  $V_s$ 、輸入電流  $I_{in}$  與電感電流  $I_p$  波形，在整個電源週期內，電感電流皆工作在 DCM。輸入電流非常接近正弦波且與輸入電壓同相，安定器效率為 87%；功率因數為 0.99；輸入電流的總諧波失真為 9.2%。

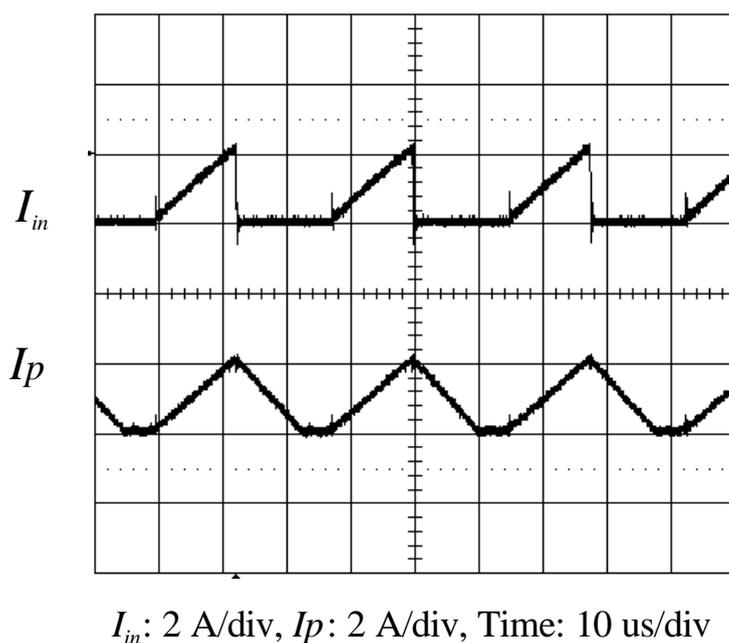
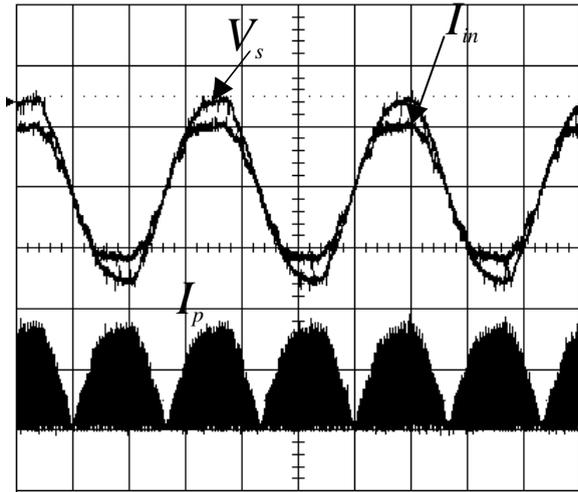
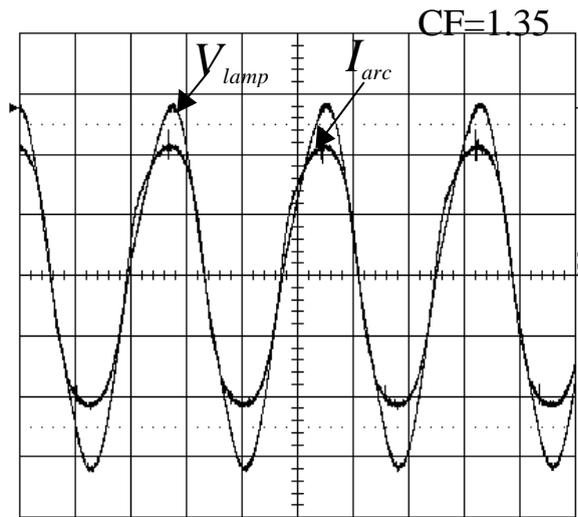


圖 4-17  $I_{in}$  與  $I_p$  波形 ( $V_s=100 \text{ V}$ )



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

圖 4-18  $V_{in}$ 、 $I_s$  與  $I_p$  波形( $V_s=110$  V)

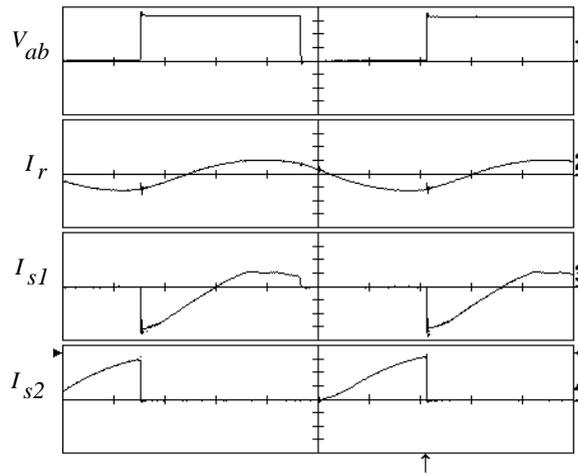


$V_{lamp}$ : 50 V/div,  $I_{lamp}$ : 0.2 A/div, Time: 10 us/div

圖 4-19  $V_{lamp}$  及  $I_{arc}$  波形

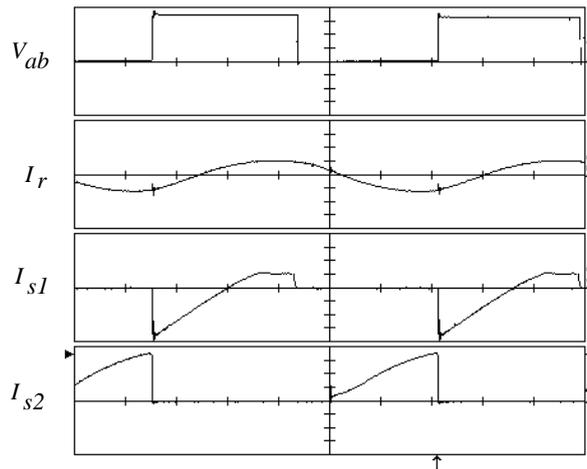
圖 4-19 顯示於額定功率工作時的燈管電壓  $V_{lamp}$  及電弧電流  $I_{arc}$  的波形，燈管電壓與燈管電流幾乎同相，燈管呈現電阻性；燈管電流的峰值因數定義為：燈管峰值電流與燈管均方根值電流的比值，量測結果峰值因數等於 1.38，低的峰值因數將不會使燈管壽命縮短。

圖 4-20 顯示於輸入電壓 100V、110V 與 120V 時，共振電路的輸入電壓 $V_{ab}$ 、共振電流 $I_r$ 及切換開關電流( $I_{S1}$ ,  $I_{S2}$ )，燈管工作於相同的額定功率，因此輸入電壓愈高時，開關的責任週期愈低，由圖發現， $I_{S1}$  開始於負電流，此負電流電流流過  $D_1$ ,  $S_1$  兩端電壓為零，這表示主動開關  $Q_1$  可以零電壓切換導通；而  $I_{S2}$  開始於零電流，即  $Q_2$  工作於零電流切換導通。



$V_{ab}$ : 100 V/div,  $I_r$ : 1 A/div,  $I_{S1}$ : 1 A/div,  $I_{S2}$ : 1 A/div, Time: 5 us/div

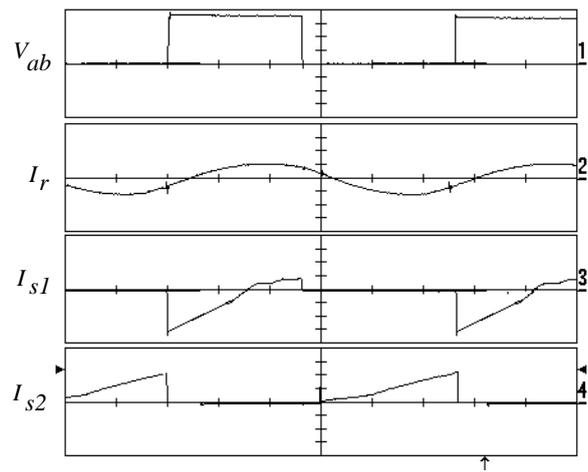
(a)  $V_s=120$  V



$V_{ab}$ : 100 V/div,  $I_r$ : 1 A/div,  $I_{S1}$ : 1 A/div,  $I_{S2}$ : 1 A/div, Time: 5 us/div

(b)  $V_s=110$  V

圖 4-20  $V_{ab}$ 、 $I_r$ 、 $I_{S1}$  與  $I_{S2}$  波形



$V_{ab}$ : 100 V/div,  $I_r$ : 1 A/div,  $I_{s1}$ : 2 A/div,  $I_{s2}$ : 2 A/div, Time: 5 us/div

(c)  $V_s=100$  V

圖 4-20  $V_{ab}$ 、 $I_r$ 、 $I_{s1}$  與  $I_{s2}$  波形 (續)

## 第五章 單級對稱結構之高功因電子安定器

為改善第四章之整合式非對稱性電子安定器只有一個主動開關具有零電壓切換導通的缺憾，本章提出新型對稱結構的單級高功因電子安定器。電路結構是整合兩組降升壓轉換器與一組 D 類共振換流器，控制電路採用對稱脈波寬度調變的控制方式。將降升壓轉換器的電感工作於 DCM，以確保可以提供高功率因數；共振換流器工作於電感性模式使所有的主動開關均具有零電壓切換導通的優點，降低主動開關切換損失。首先，分析電路的操作原理與工作模式，利用基本波分析法推導電路方程式，並提供簡單可行的設計步驟，最後將所得的電路參數值做電腦模擬並實際製作電路，量測功率因數、電流總諧波失真與電壓電流波形，與模擬波形相互比較以驗證此高功因電子安定器的可行性。

### 5-1 電路架構推導與整合

圖 5-1 為半橋結構之串並聯共振換流器，利用兩組直流電源提供能量給換流器，換流器做高頻切換來驅動負載，負載是由兩支串聯的燈管所構成，串聯共振部分由  $L_s$  與  $C_s$  所組成，並聯部分包含  $C_p$ 、 $C_{f1}$  與  $C_{f2}$ ，其中燈絲電流只通過  $C_{f1}$  與  $C_{f2}$ 。理論上，開關具有相同的導通時間，因此共振電路的輸入電壓不存在直流成分，但由於元件上的差異，直流成分可能存在於共振電路，因此需要  $C_s$  來濾除直流成分。

兩組半波整流電路可以提供圖 5-1 的直流電源，若在半波整流電路後方加上降升壓轉換器，不僅可以提供穩定的直流電壓，並且具有功因修正的效果，如圖 5-2 所示。圖 5-2 的降升壓轉換器 I 將輸入電源的正半波轉換成直流電壓；降升壓轉換器 II 將輸入電源的負半波轉換成直流電壓，此雙級的安定器需要兩組控制電路，且主動開關的數目多達四個，

對於低單價的安定器，並不適合。

整合圖 5-2 中的開關  $S_1$  與開關  $S_{p1}$ ；開關  $S_2$  與開關  $S_{p2}$ ，並重新安排  $L_{p1}$ 、 $L_{p2}$ 、 $D_5$  和  $D_6$  位置，得到圖 5-3 之單級對稱結構之高功因電子安定器，整合後的電路只需要一組控制電路及兩個主動開關，由於兩組轉換器的儲能電感不會同時有電流流過，因此，實際電路是利用一個鐵心和兩組繞線來製作電感  $L_{p1}$  與  $L_{p2}$ 。功率開關元件  $S_1$  及  $S_2$  為雙向導通開關，可以使用 MOSFET，其基底-汲極間的二極體可用來作為  $D_1$  和  $D_2$ ，毋需額外並聯二極體。與其它單級電路相比較[54-56]，二極體的數目減少了，其中減少的二極體，部分是快速二極體，使成本更具競爭力。被動濾波器  $L_m$ 、 $C_m$  以及電容  $C_1$  用來消除轉換器的高頻電流，使輸入電流呈低頻 (60Hz)的正弦波。

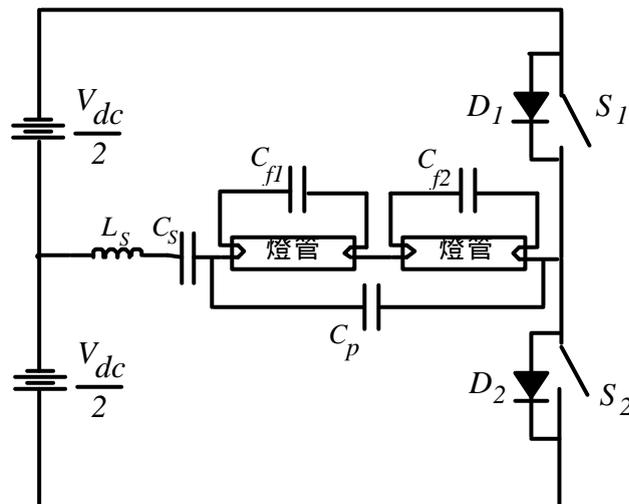


圖 5-1 半橋結構之串並聯共振式換流器

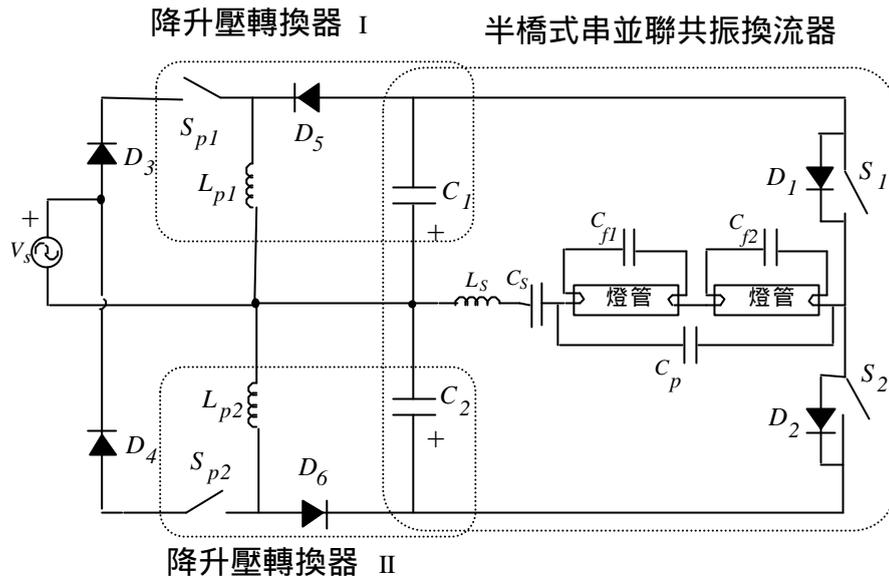


圖 5-2 雙級對稱結構之高功因電子安定器電路架構

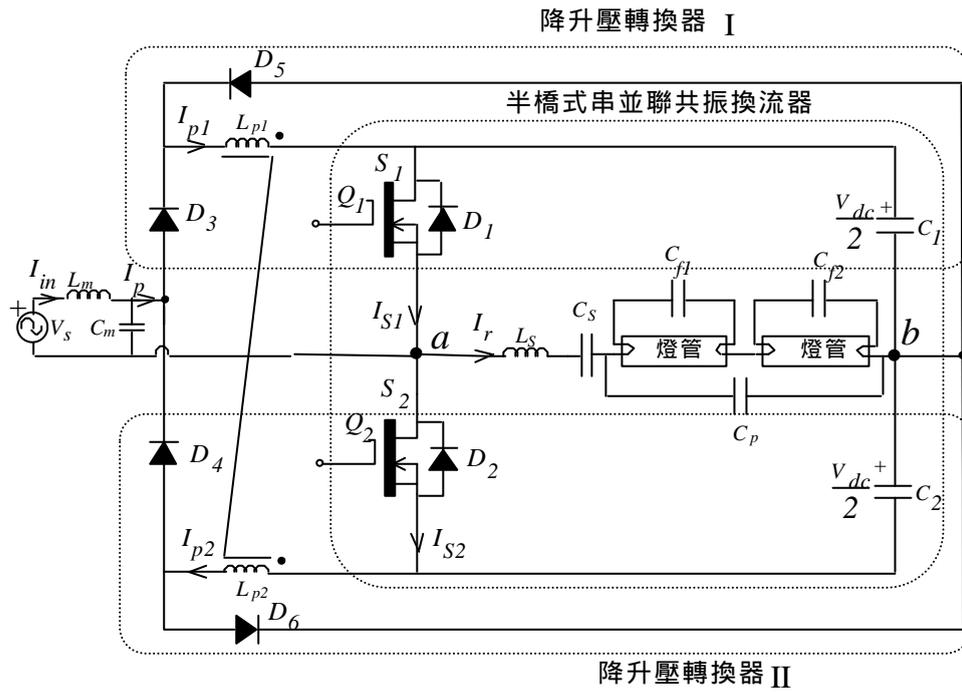


圖 5-3 單級對稱結構之高功因電子安定器

## 5-2 工作原理

為了簡化分析，本電路根據以下假設：

- (1)所有開關元件皆為理想，導通時，視為短路；關閉時，視為開路。
- (2)直流鏈電容  $C_1$  與  $C_2$  足夠大，可將直流鏈電壓  $V_{dc}/2$  視為直流電壓源，忽略其漣波。
- (3)串聯電容  $C_s$  用來阻隔共振電路的直流成分，其電容值足夠大，在切換頻率  $f_s$  下的容抗很小，可以忽略。
- (4)電源頻率  $f_L$  遠小於切換頻率  $f_s$ ，因此在每一個高頻工作週期內，輸入電壓可視為定值。
- (5)換流器切換頻率大於共振電路的共振頻率  $f_r$ ，共振電路呈現電感性，共振電流落後換流器的輸出電壓。
- (6)共振電路的負載品質因數足夠高，使共振電流  $I_r$  可視為正弦波。
- (7)螢光燈管點亮前視為開路，點亮穩定工作時視為純電阻特性。

### 5-2-1 控制電路

圖 5-3 電子安定器具有對稱性的電路結構， $S_1$ 、 $S_2$  必須有相同的工作週期，因此，必須採用對稱脈波寬度調變（SPWM）來控制主動開關  $Q_1$ 、 $Q_2$ ，如圖 5-4 所示， $V_{gs1}$ 、 $V_{gs2}$  為開關  $Q_1$ 、 $Q_2$  的閘極電壓，其脈波寬度相等且互補，陰影部分為怠遲時間，在怠遲時間內  $V_{gs1}$ 、 $V_{gs2}$  均為低電位，當怠遲時間增加時，脈波寬度減少，怠遲時間不能為零，以防止  $Q_1$ 、 $Q_2$  同時導通。 $d_r$  為  $V_{gs1}$ 、 $V_{gs2}$  的責任週期，定義為脈波寬度與工作週期的比值。

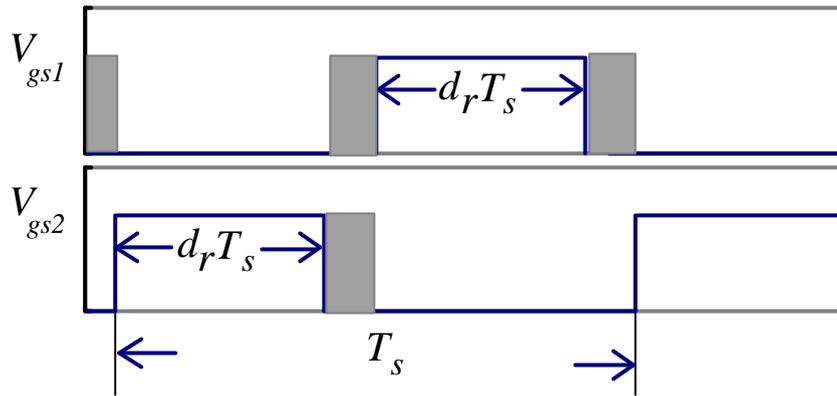


圖 5-4 對稱脈波寬度調變

### 5-2-2 電路工作模式

安定器電路結構與控制電路為對稱性，對於輸入電源而言，其正半週與負半週的工作模式相似，不同的只是導通元件改變，當輸入電源正半週時，降升壓轉換器 I 工作，將輸入交流電源轉換成直流電源  $V_{dc}/2$ ，同時間，降升壓轉換器 II 不工作；反之，當輸入電源負半週時，降升壓轉換器 II 工作，將輸入交流電源轉換成直流電源  $V_{dc}/2$ ，而降升壓轉換器 I 不工作。為簡化分析，本文只針對正半波電源作分析，並忽略被動濾波電路  $L_m$ 、 $C_m$ ，它用來濾除轉換器的高頻成分，不影響轉換器動作。

為了達到功因修正的目的，降升壓轉換器必須工作在不連續電流模式，在此一條件下，根據功率開關元件的導通狀態，在一個高頻的週期內，電路可區分為五個工作模式，如圖 5-5 所示。圖 5-6 顯示在各工作模式下的電壓及的電流理論波形，其中，圖 5-6(a) 顯示輸入電壓為正半週時的波形；圖 5-6(b) 顯示輸入電壓為負半週時的波形。

#### 一、工作模式 I ( $t_0 < t < t_1$ )：

工作模式 I 開始於閘極訊號  $V_{gs2}$  由高電位變為低電位的瞬間， $Q_2$  關閉，經過短暫的怠遲時間後，閘極訊號  $V_{gs1}$  由低電位變為高電位， $Q_1$  並未立即導通，因為共振電路成電感性，共振電流  $I_r$  落後電壓，在  $Q_2$  關

閉瞬間， $I_r$  為負值並流向二極體  $D_1$ ，一旦  $D_1$  導通， $Q_1$  兩端電壓幾乎為零(-0.7V)，整流後的輸入電壓跨在  $L_{p1}$  上，降升壓轉換器工作於 DCM，電感電流  $I_{p1}$  從零開始線性增加， $I_{p1}$  增加的速度與輸入電壓成正比，當  $I_{p1}$  與  $I_r$  的和大大於零時，二極體  $D_1$  截止，進入工作模式 II。

二、工作模式 II ( $t_1 < t < t_2$ )：

$Q_1$  導通，部分  $I_p$  流過  $Q_1$ ，剩餘部分流經共振電路， $Q_1$  保持在導通狀態， $L_{p1}$  兩端電壓仍然等於整流後的輸入電壓， $I_{p1}$  繼續線性增加， $I_r$  由負漸漸增加至正值，之後， $I_{p1}$  與  $I_r$  共同流過  $Q_1$ 。由於  $Q_1$  切換導通時電壓、電流都等於零，具有零電壓及零電流切換導通優點，切換損失很小。當閘極電壓  $V_{gs1}$  轉為低準位時，開關  $Q_1$  截止，此時， $I_{p1}$  到達峰值，進入工作模式 III。

三、工作模式 III ( $t_2 < t < t_3$ )：

進入工作模式 III 的瞬間，開關  $Q_1$  截止， $I_r$  為正值，其路徑由開關  $Q_1$  轉換到二極體  $D_2$ ，對  $C_2$  充電，為了使轉換器工作於 DCM， $C_2$  兩端電壓( $V_{dc}/2$ )必須設計大於輸入交流電壓的峰值，使  $D_3$  為逆向偏壓， $I_{p1}$  不再流過輸入電源，而是流經  $D_5$  對  $C_1$  充電， $L_{p1}$  兩端電壓為負值( $-V_{dc}/2$ )， $I_{p1}$  從峰值開始線性下降。由於  $I_{p1}$  的峰值與輸入電壓成正比關係，因此， $I_{p1}$  可能比  $I_r$  晚下降至零；也可能比  $I_r$  早下降至零，前者，當  $I_r$  下降至零時，進入工作模式 IV-a；後者，當  $I_{p1}$  下降至零時，進入工作模式 IV-b。

工作模式 III 時， $I_r$  為正且流經  $D_2$ ， $Q_2$  兩端電壓等於二極體導通電壓(-0.7V)，幾乎為零，經過短暫的怠遲時間後，閘級訊號  $V_{gs2}$  由低電位變為高電位，然而， $Q_2$  並未立即導通，迨  $I_r$  經過零點變負時， $Q_2$  切換導通，如同  $Q_1$ ， $Q_2$  具有零電壓及零電流切換導通優點，切換損失很小。

四、工作模式 IV-a ( $t_3 < t < t_4$ ) :

$I_r$  流經過  $Q_2$ ,  $I_{p1}$  繼續下降, 對於不連續電流的工作模式, 在開級訊號  $V_{gs2}$  變為低電位之前, 電感電流  $I_{p1}$  遞減到零, 此時, 進入工作模式 V。

五、工作模式 IV-b ( $t_3 < t < t_4$ ) :

在此工作模式下,  $I_{p1}$  為零,  $D_3$  截止;  $I_r$  為正且流經  $D_2$ , 當  $I_r$  經過零點變負時,  $Q_2$  切換導通, 進入工作模式 V。

六、工作模式 V ( $t_4 < t < t_5$ ) :

在此工作模式下  $Q_2$  導通,  $I_r$  流經  $Q_2$ , 電容  $C_2$  提供能量給共振電路, 當  $V_{gs2}$  由高電位變為低電位瞬間,  $Q_2$  截止, 電路進入下一高頻週期的工作模式 I。

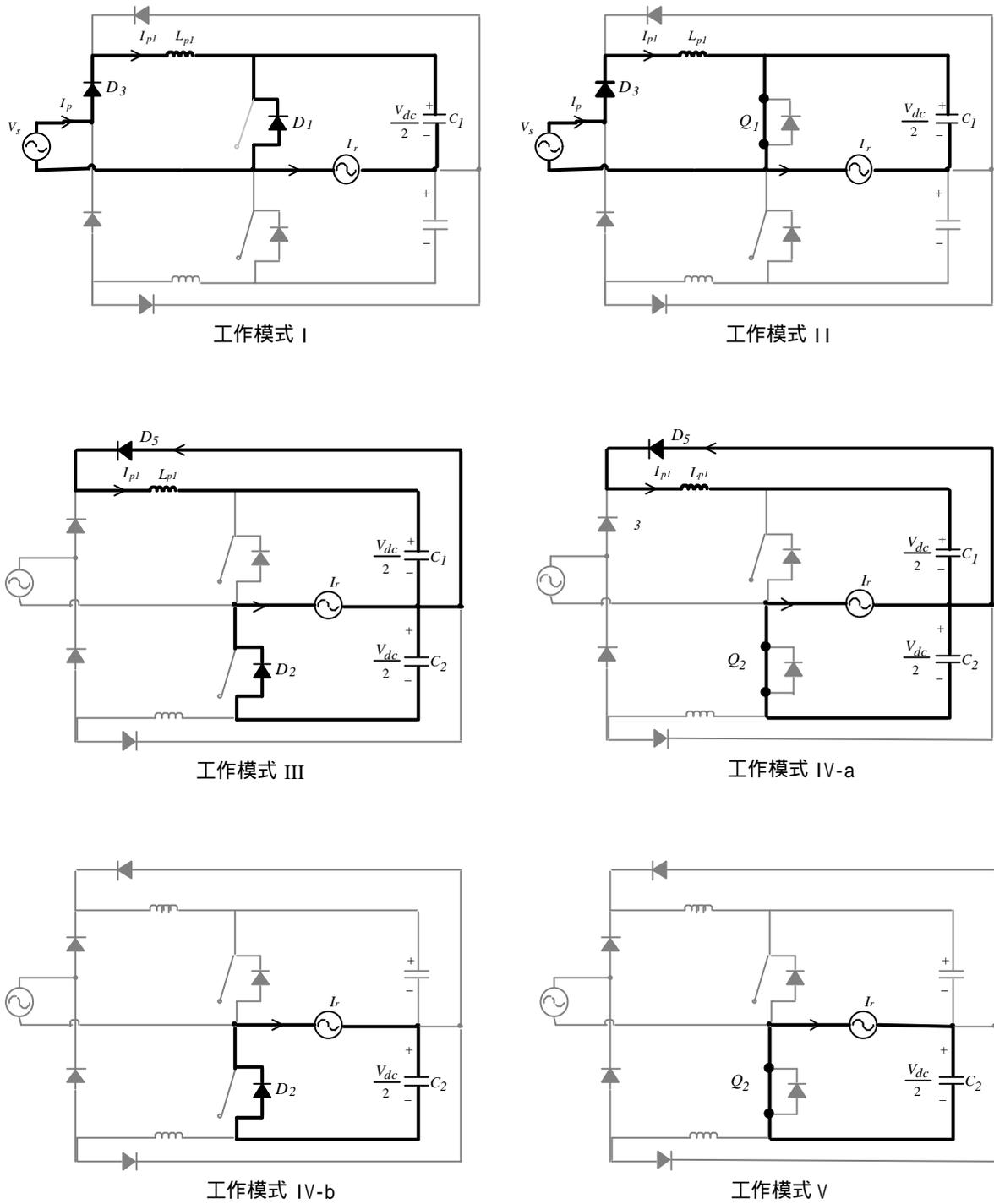
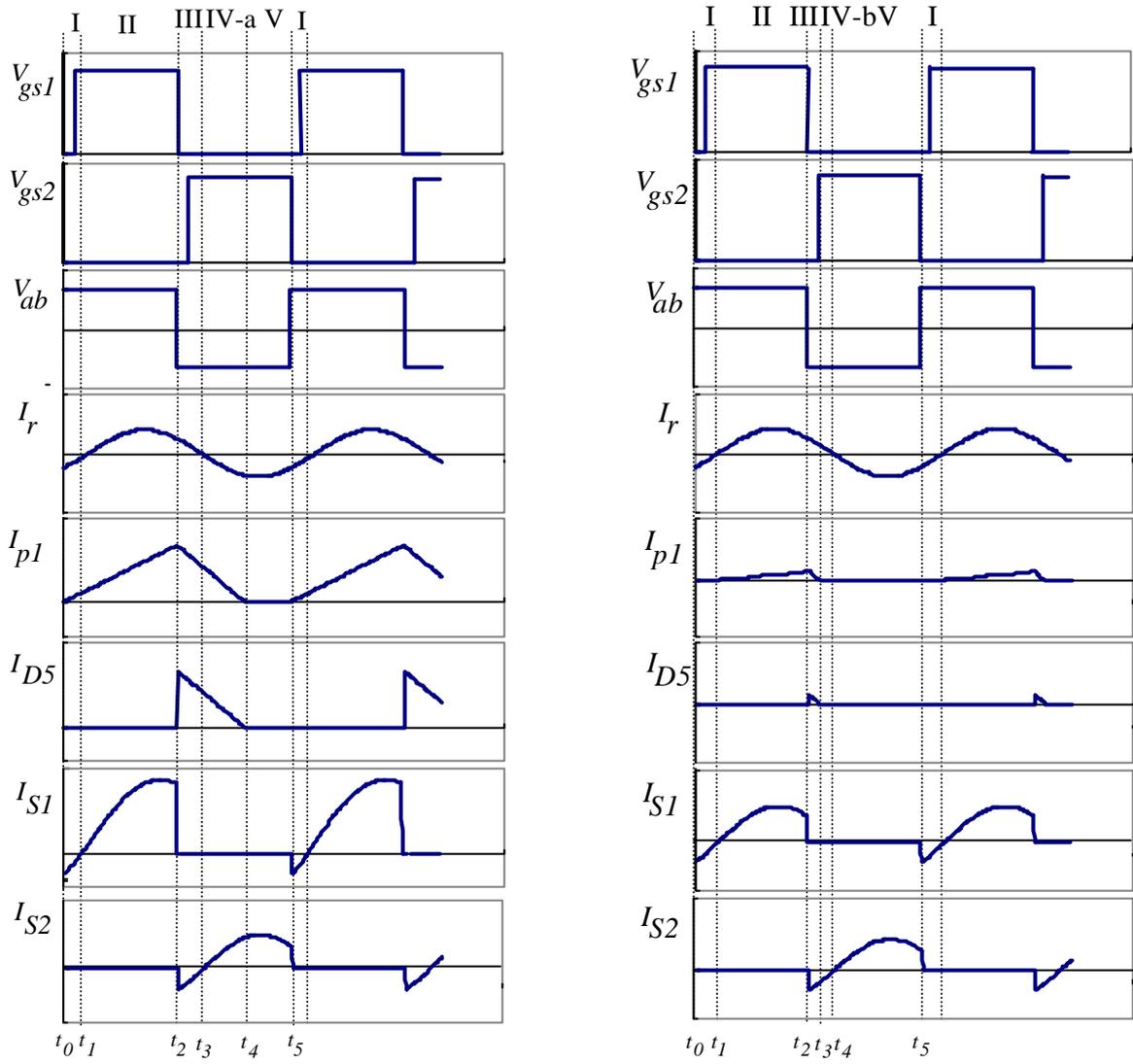
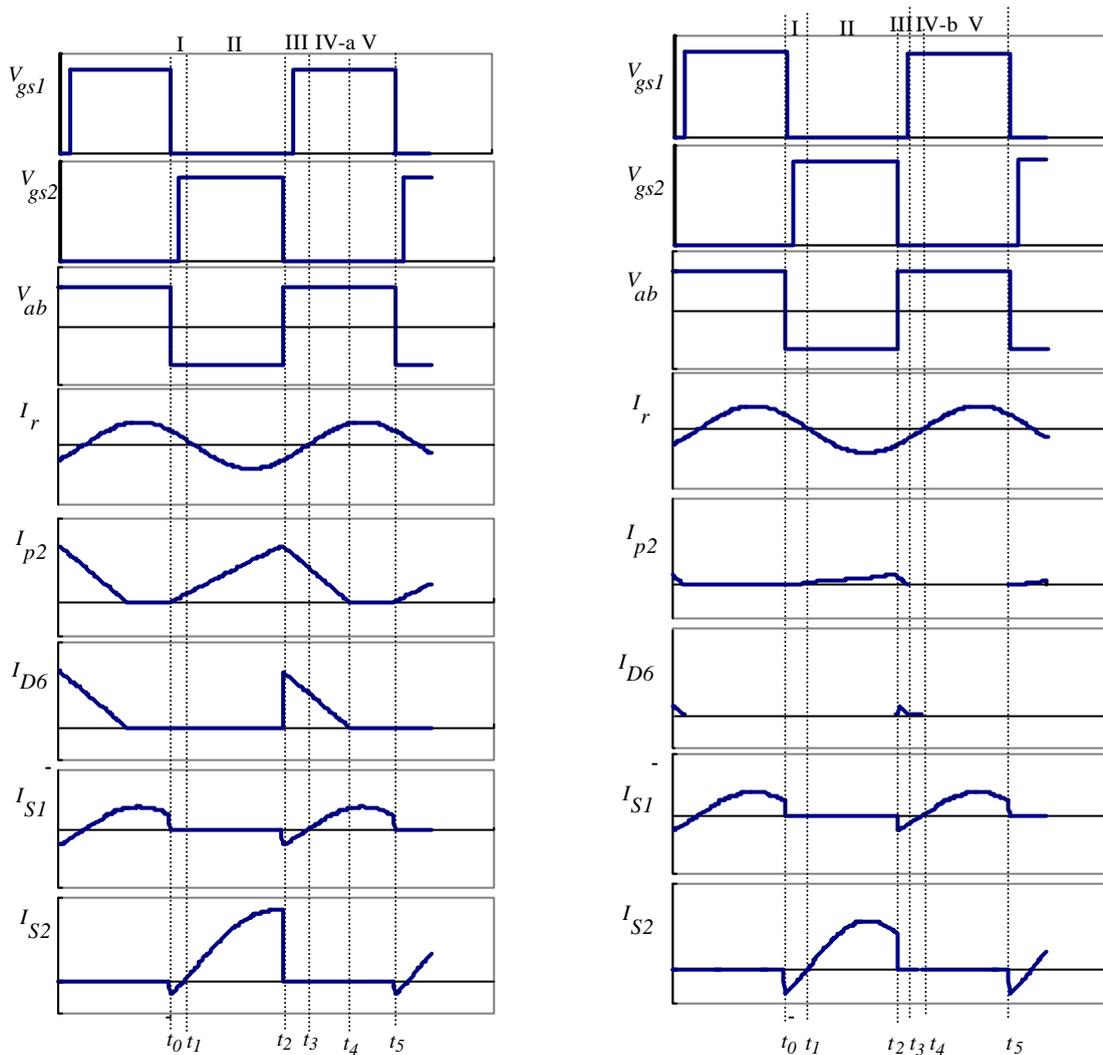


圖 5-5 工作模式



(a) ( $V_{in}(t) > 0$ )

圖 5-6 理論波形



(b) ( $V_{in}(t) < 0$ )

圖 5-6 理論波形 (續)

工作模式綜合分析：

- 一、當直流鏈電壓( $V_{dc}/2$ )大於輸入電壓的峰值時，輸入電流才能隨主動開關的關閉而停止流入轉換器，反之，當直流鏈電壓( $V_{dc}/2$ )小於輸入電壓的峰值時，雖然主動開關已經關閉，輸入電流仍能流經儲能電感對直流鏈電容充電，此時，功因修正電路具有升壓式轉換器的特性，功因修正的效果並不理想。電路啟動之初，直流鏈電壓很小，功因修正電路為升壓式轉換器，功率因數不高，等到電路到達穩定工作狀態，直流鏈電壓( $V_{dc}/2$ )大於輸入電壓的峰值，功因修正電路

變成降升壓式轉換器，才真正達到功因修正功能。

- 二、由工作模式 I II 得知，當閘極訊號  $V_{gs2}$  由高電位變為低電位的瞬間， $Q_2$  關閉， $D_1$  立刻導通，此時，整流後的輸入電壓跨在  $L_{p1}$  上使電感電流  $I_{p1}$  從零開始線性增加，換言之，輸入電源開始供應能量至轉換器，當  $D_1$  截止， $Q_1$  隨之導通，跨在  $L_{p1}$  兩端的電壓仍舊是整流後的輸入電壓，輸入電源繼續供應能量至轉換器。若  $V_{gs1}$  的責任週期  $d_r$  太小，而發生下述情形： $V_{gs1}$  在  $D_1$  截止時仍為低電位， $Q_1$  無法導通，而是由  $D_2$  導通，直到  $V_{gs1}$  變為高電位時， $Q_1$  才導通，亦即，導通順序為  $D_1$ -  $D_2$  - $Q_1$ 。如果上述情形不存在，由於， $D_1$  與  $Q_1$  的導通時間的和等於切換週期的一半，因此，改變  $d_r$  大小並無法調整輸入功率的大小，除非發生  $D_1$ -  $D_2$  - $Q_1$  的導通情形，這時候，開關的切換次數增倍，切換損失也加倍，並不利於實現高效率的安定器。換言之，對稱式的電路結構不適合以脈波寬度調變方式來調整輸出功率，只能以改變切換頻率的方式為之，而這部分並不在本文作討論。
- 三、只要設計主動開關  $Q_1$ 、 $Q_2$  的切換頻率大於共振電路的共振頻率，使共振電路成電感性， $Q_1$ 、 $Q_2$  即具有 ZVS/ZCS 的優點。而且，共振電流  $I_r$  的任何路徑，都只經過一個半導體元件；轉換器的電感電流  $I_{p1}$ 、 $I_{p2}$  的路徑，只經過一個或最多兩個半導體元件，大大降低了電流導通損失，綜合以上兩點，比較其它單級降升壓式電子安定器，本文的對稱性單級降升壓式電子安定器，具有較高的工作效率。
- 四、本章電路結構具有倍壓功能，主動開關的耐壓值必需大於兩倍輸入電壓的峰值，較適合應用於低輸入電壓（如：110 V）的安定器。然而，將圖 5-3 電路適度修改後之電路可適合應用於高輸入電壓情形（如：220 V），如圖 5-7 所示。

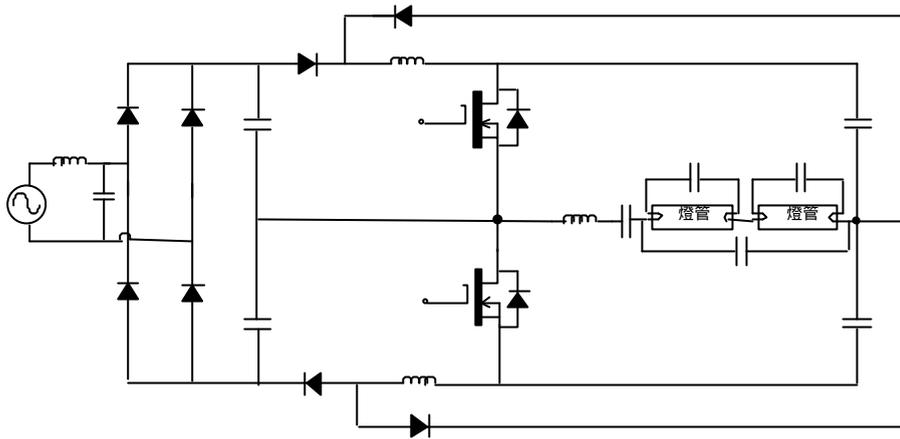


圖 5-7 應用於高輸入電壓之單級對稱結構之高功因電子安定器

### 5-3 電路分析

本節將對單級對稱性高功因電子安定器進行電路的特性分析與方程式推導，分析電路驅動兩支串聯螢光燈管的運轉情形，以瞭解電路的工作特性，配合燈管電阻模型，設計參數使電路工作於不連續電流模式及零電壓/零電流切換導通，以達到高功率因數與高效率要求。

如前所述，降升壓轉換器與共振式轉換器可以分開討論，只需在設計電路參數時，考慮兩者之間的相互影響。

#### 5-3-1 降升壓轉換器

圖 5-8 為濾波前的輸入電流  $I_p$  示意波形， $I_p$  的峰值追隨輸入電壓波形，由於  $D_1$  和  $Q_1$  ( $D_2$  和  $Q_2$ ) 導通時間的和等於切換週期的一半，亦即  $S_1$ 、 $S_2$  的工作責任週期均等於 0.5，由 2-1-2 節，控制降升壓轉換器工作於非連續電流模式，且在每一輸入電源週期內，使開關切換頻率  $f_s$  保持固定，則輸入電流可以追隨輸入電壓波形且同相位，如此可以達到高功率因數。輸入電流和輸入功率表示成：

$$I_{in}(t) = I_{p,avg}(t) = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} I_p(t) \cdot d(t) = \frac{V_m T_s}{8L_p} \sin(2p f_L t) \quad (5-1)$$

$$P_{in} = \frac{1}{2p} \int_0^{2p} V_s(2pf_L t) \cdot I_{in}(2pf_L t) d(2pf_L t) = \frac{V_m^2}{16L_p f_s} \quad (5-2)$$

這裡  $V_m$  表示輸入電壓的峰值。

當儲能電感的電壓對時間的積分小於零時，降升壓轉換器工作於非連續電流模式，

$$V_m \left| \sin(2pf_L t) \right| \cdot \frac{T_s}{2} + \frac{V_{dc}}{2} \cdot \left( 1 - \frac{1}{2} \right) T_s \leq 0 \quad (5-3)$$

由(5-3)式，若降升壓轉換器能於輸入電壓峰值時工作於 DCM，則可確保於輸入電壓的每一點都能工作於 DCM，因此，直流鏈電壓  $V_{dc}/2$  必需大於輸入電壓的峰值。

$$\frac{V_{dc}}{2} \geq V_m \quad (5-4)$$

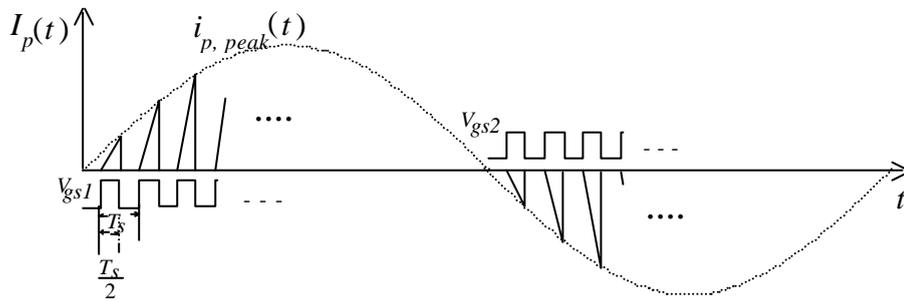


圖 5-8  $I_p$  示意波形

### 5-3-2 共振換流器

由圖 5-6 理論波形發現，共振電路的輸入端電壓  $V_{ab}$  呈現對稱方波波形，其傅立葉級數表示式如下：

$$V_{ab}(t) = \sum_n \left[ \frac{2V_{dc}}{np} \sin(2n\pi f_s t) \right] \quad n = 1, 3, 5, \dots \quad (5-5)$$

如同第四章，假設共振電路具有負載高品質因數，因此，只需要針對換流器的基本波成分進行分析。通常燈管的燈絲電阻遠小於電弧等效電阻，可以忽略燈絲電阻，對共振電路作近似分析，共振換流器於基本波的等效電路如圖 5-9 所示，圖中 $V_1$ 為方波電壓 $V_{ab}$ 基本波成分的均方根值。

$$V_1 = \frac{\sqrt{2}}{p} V_{dc} \quad (5-6)$$

$R_{arc}$  為兩支燈管串聯的等效電阻， $C_{eq}$  是兩燈絲電容  $C_{f1}$ 、 $C_{f2}$  串聯，再與電容  $C_p$  並聯後的等效值：

$$C_{eq} = C_p + \frac{C_{f1}C_{f2}}{C_{f1}+C_{f2}} \quad (5-7)$$

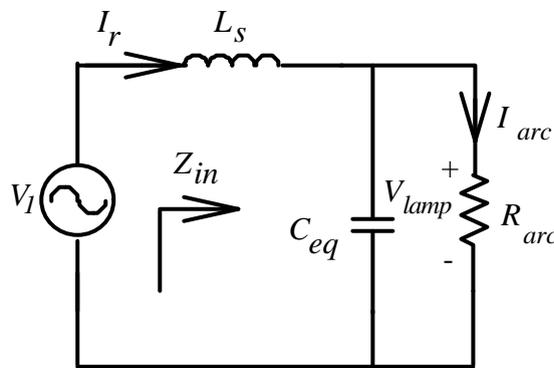


圖 5-9 共振換流器等效電路

圖 5-9 共振電路的特性可以根據以下參數來作分析：

(1)自然共振頻率  $f_o$  ( natural resonance frequency) ：

$$f_o = \frac{1}{2p\sqrt{L_s C_{eq}}} \quad (5-8)$$

(2)在自然共振頻率下的負載品質因數  $Q_L$  :

$$Q_L = 2\mathbf{p}f_o C_{eq} R_{arc} = \frac{R_{arc}}{\sqrt{\frac{L_s}{C_{eq}}}} \quad (5-9)$$

(3)特徵阻抗  $Z_o$  :

$$Z_o = \sqrt{\frac{L_s}{C_{eq}}} \quad (5-10)$$

由(5-9)式，串聯電感  $L_s$  與等效電容  $C_{eq}$  可以分別表示成：

$$L_s = \frac{R_{arc}}{2\mathbf{p}f_o Q_L} \quad (5-11)$$

$$C_{eq} = \frac{Q_L}{2\mathbf{p}f_o R_{arc}} \quad (5-12)$$

共振電路的輸入阻抗可以表示成：

$$Z_{in} = j2\mathbf{p}f_s L_s + \frac{\frac{R_{arc}}{j2\mathbf{p}f_s C_{eq}}}{R_{arc} + \frac{1}{j2\mathbf{p}f_s C_{eq}}} = \frac{R_{arc} \left( 1 - \left( \frac{f_s}{f_o} \right)^2 + j \frac{f_s}{Q_L f_o} \right)}{1 + j Q_L \frac{f_s}{f_o}} \quad (5-13)$$

燈管電弧電流與電壓可以分別表示成：

$$I_{arc} = \left| \frac{\vec{V}_1}{Z_{in}} \frac{1}{R_{arc} + \frac{1}{j2\mathbf{p}f_s C_{eq}}} \right| = \frac{V_1}{R_{arc} \sqrt{\left( 1 - \left( \frac{f_s}{f_o} \right)^2 \right)^2 + \left( \frac{f_s}{Q_L f_o} \right)^2}} \quad (5-14)$$

$$V_{lamp} = \frac{V_1}{\sqrt{\left( 1 - \left( \frac{f_s}{f_o} \right)^2 \right)^2 + \left( \frac{f_s}{Q_L f_o} \right)^2}} \quad (5-15)$$

當負載品質因數大於 1，共振頻率  $f_r$  (工作於共振頻率時，共振電路

呈現純電阻性)表示成：

$$f_r = f_o \sqrt{1 - \frac{1}{Q_L^2}} \quad (5-16)$$

燈管啟動之初，相當於開路，等效電阻  $R_{arc}$  非常大，由(5-9)式， $Q_L$  亦相當大，利用(5-15)式，當電路切換頻率  $f_s$  接近自然共振頻率  $f_o$  時，燈管兩端可以產生足夠高的啟動電壓。

由(5-6)與(5-15)式，直流鏈電壓可以表示成：

$$V_{dc} = \frac{P V_{lamp}}{\sqrt{2}} \sqrt{\left[1 - \left(\frac{f_s}{f_o}\right)^2\right]^2 + \left(\frac{f_s}{Q_L f_o}\right)^2} \quad (5-17)$$

利用(5-4)與(5-17)式，計算出在不同負載品質因數時，轉換器工作於不連續電流模式的邊界條件，如圖 5-10 所示。圖 5-10 以燈管電壓為基底 (base)，顯示直流鏈電壓隨切換頻率變化的情形，虛線代表輸入電壓的峰值，直流鏈電壓在虛線以上表示轉換器工作於 DCM；在虛線以下表示轉換器工作於 CCM。由圖 5-10 發現， $Q_L$  較小時，工作於 DCM 的頻率範圍較廣，另一意義表示，較小的  $Q_L$ ，需要比較高的直流鏈電壓，電路元件需要較高的電壓額定值，除此之外，較小的  $Q_L$  也表示需要使用較大的共振電感  $L_s$ ，而且， $Q_L$  若太小，共振電流不再是正弦波，以基本波成分作共振電路的近似分析，將產生較大誤差。

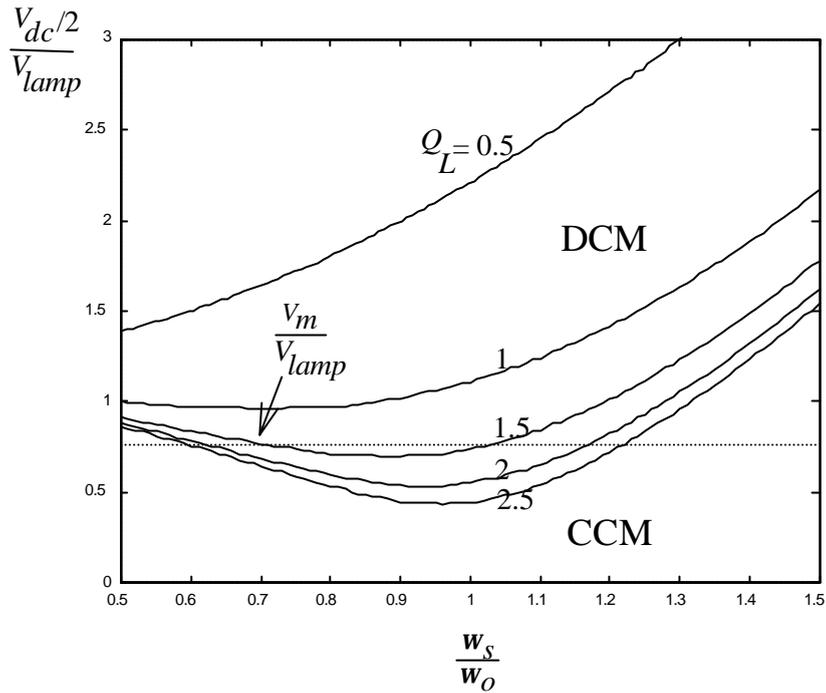


圖 5-10 DCM 的邊界條件( $V_{lamp}=203\text{ V}$  ,  $V_m=155\text{ V}$ )

#### 5-4 電路參數設計

本章以兩支快速啟動的旭光牌 T9-40W 螢光燈管為實例，提出簡單實用的設計流程，設計電路中的各項參數，使安定器工作於 DCM 與 ZVS/ZCS，以實現高功因與高效率的目標。為了不影響燈管工作壽命，燈管工作時需要有適當的燈絲電流來維持燈管電極於適當的溫度，以利於游離出足夠電子。電路規格如表 5-1 所示，燈管額定功率  $P_{lamp}$  包含電弧功率  $P_{arc}$  和燈絲功率  $P_f$ ，分別為 37W 和 3W。電路參數設計步驟如下：

一、利用(5-2)式，計算轉換器儲能電感  $L_{p1}$ 、 $L_{p2}$ ，假設安定器效率為 88%，

$L_{p1}$ 、 $L_{p2}$  等於：

$$L_{p1}=L_{p2}=0.46(\text{mH})$$

二、選擇適當  $Q_L$  與  $f_o$ ，使安定器工作於 DCM 及 ZVS，由圖 5-10，選擇  $Q_L=2$  與  $f_o = \frac{f_s}{1.2} \approx 30\text{ kHz}$ ，此時，直流鏈電壓  $V_{dc}/2$  等於輸入電壓峰值的 1.1 倍。

表 5-1 電路規格表 ( 旭光牌 T9-40W )

輸入電壓 $V_{in}$	110 V, 60Hz	
燈管額定功率 $P_{lamp}$	電弧功率 $P_{arc}$	37 W
	燈絲功率 $P_f$	3 W
燈管額定電壓 $V_{arc}$	101.5 V	
燈管額定電弧電流 $I_{arc}$	0.36 A	
等效電弧電阻 $R_{arc}$	278 $\Omega$	
燈絲電阻 $r_f$	9.6 $\Omega$	
換流器切換頻率 $f_s$	36 kHz	

三、利用(5-11)、(5-12)式，計算串聯電感  $L_s$  與等效電容  $C_{eq}$ ：

$$L_s = 1.47(\text{mH}) , C_{eq} = 19.1(\text{nF})$$

四、由(3-16)式計算燈絲電流  $I_f$ ：

$$I_f = 0.3(\text{A})$$

五、計算燈絲電容  $C_{f1}$ 、 $C_{f2}$ ：

$$C_{f1} = C_{f2} = \frac{I_f}{2pf_s V_{lamp}} = 13.1(\text{nF})$$

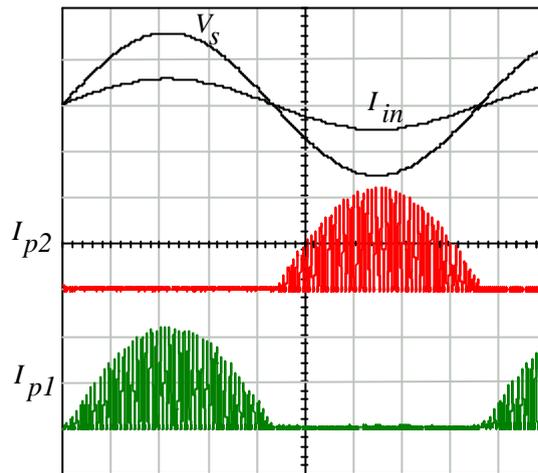
六、由(5-7)式，計算並聯電容  $C_p$ ：

$$C_p = C_{eq} - \frac{C_{f1}C_{f2}}{C_{f1}+C_{f2}} = 12.6(\text{nF})$$

### 5-5 電腦模擬

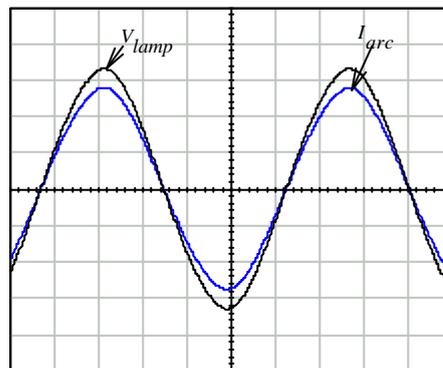
建立 IsSpice 模擬電路，將 5-4 節的電路參數代入模擬電路進行電腦，模擬。圖 5-11 為輸入電壓、電流與儲能電感電流波形，由圖發現兩組降

升壓轉換器的電感電流不會同時發生，它們分別工作於輸入電源的正半週與負半週；圖 5-12 為燈管電壓與電弧電流波形；圖 5-13(a)為輸入電壓於峰值時，安定器主要電壓、電流波形；圖 5-13(b)為輸入電壓於零點附近時，安定器主要電壓、電流波形，模擬結果與理論預測頗為吻合。



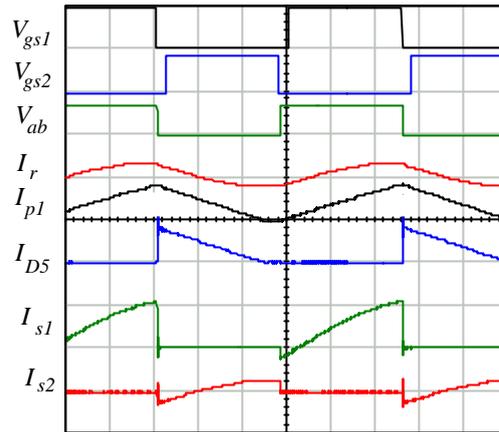
$V_s$ : 100 V/div,  $I_{in}$ : 1 A/div,  $I_{p1}$ : 1 A/div,  $I_{p2}$ : 1 A/div, Time: 2 ms/div

圖 5-11  $V_s$ 、 $I_{in}$ 、 $I_{p1}$  與  $I_{p2}$  模擬波形

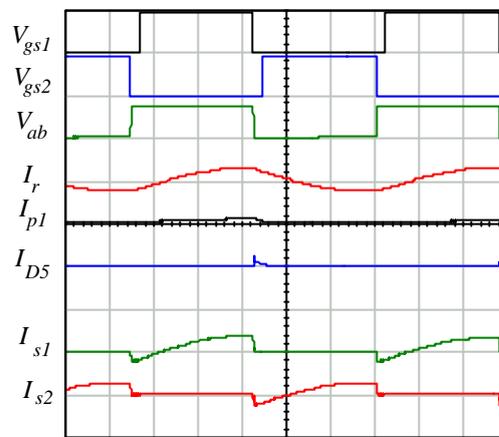


$V_{lamp}$ : 40 V/div,  $I_{lamp}$ : 0.2 A/div, Time: 5 us/div

圖 5-12  $V_{lamp}$  與  $I_{arc}$  模擬波形



(a)  $V_s=155\text{ V}$



(b)  $V_s=10\text{ V}$

$V_{gs1}, V_{gs2}$ : 10 V/div,  $V_{ab}$ : 400 V/div, Current: 5 A/div, Time: 5 us/div

圖 5-13  $V_{gs1}$ 、 $V_{gs2}$ 、 $V_{ab}$ 、 $I_r$ 、 $I_{p1}$ 、 $I_{D5}$ 、 $I_{s1}$  與  $I_{s2}$  模擬波形

## 5-6 實驗量測

此章節實際製作電路，驅動兩支串聯的旭光牌 T9-40W 快速啟動型螢光燈管，並進行實驗量測。電路規範及參數如表 5-2 所示。

### 5-6-1 控制電路

控制電路採用 International Rectifier 公司之積體電路 IR2155，如圖 5-14 所示。其輸出電壓  $V_{gs1}$  與  $V_{gs2}$  為對稱方波電壓，責任週期略小於 0.5，分別用來驅動圖 5-3 之主動開關  $S_1$  與  $S_2$ 。而  $V_{gs1}$  與  $V_{gs2}$  的工作頻率則由電阻  $R_T$  與電容  $C_T$  控制。

表 5-2 電路規範及參數

輸入電壓( $V_s$ )	110 V, 60 Hz
切換頻率( $f_s$ )	35 kHz
$L_{p1}, L_{p2}$	0.46 mH
$L_s$	1.47 mH
$C_s$	2 uF
$C_{f1}, C_{f2}$	13.2 nF
$C_p$	12.6 nF
$L_m$	1 mH
$C_m$	2 uF
$C_1, C_2$	200 uF

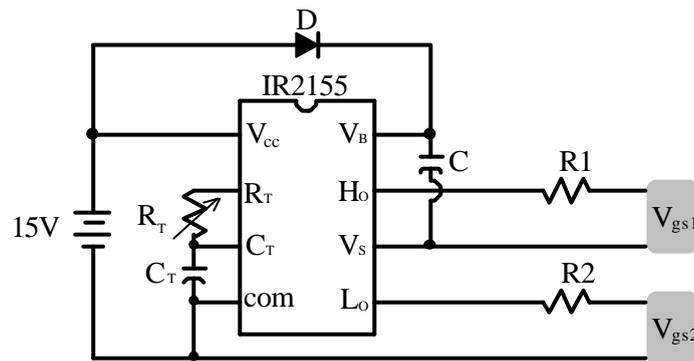
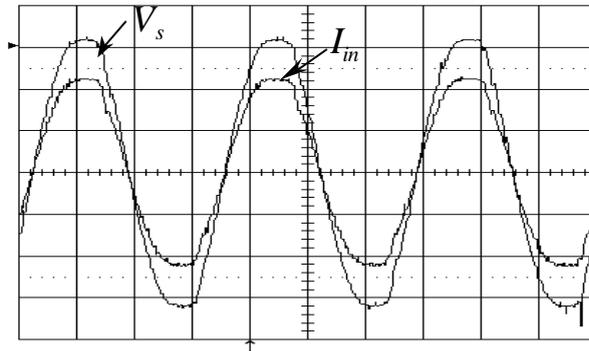


圖 5-14 控制電路

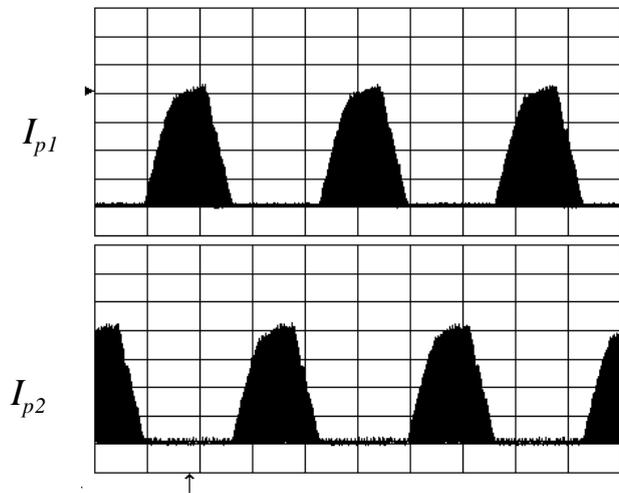
### 5-6-2 實測結果

圖 5-15 為輸入電壓  $V_s$  與輸入電流  $I_{in}$  波形，輸入電流非常接近正弦波且與輸入電壓同相，安定器效率為 90%；功率因數為 0.99；輸入電流的總諧波失真為 8.0%。圖 5-16 為兩組降升壓轉換器的電感電流波形，當輸入電壓正半波時，只有降升壓轉換器 I 有電流通過，當輸入電壓負半波時，只有降升壓轉換器 II 有電流通過，電感電流在整個電源週期內，均工作於 DCM。



$V_s$ : 50 V/div,  $I_{in}$ : 0.5 A/div, Time: 5 ms/div

圖 5-15  $V_s$  與  $I_{in}$  波形



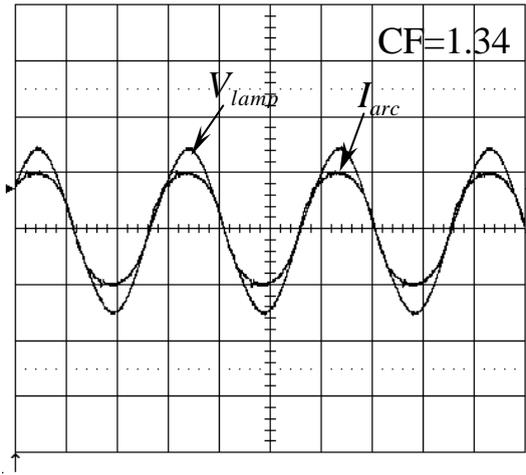
$I_{p1}, I_{p2}$ : 1 A /div, Time: 5 ms/div

圖 5-16  $I_{p1}$  與  $I_{p2}$  波形

圖 5-17 顯示燈管電壓  $V_{lamp}$  及燈管電弧電流  $I_{arc}$  的波形，燈管電壓與電弧電流幾乎同相，燈管呈現電阻性；燈管電流的峰值因數等於 1.34。

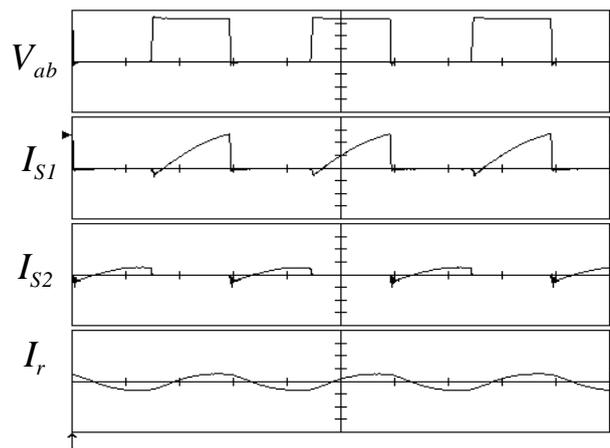
圖 5-18 顯示  $V_{ab}$ 、 $I_{s1}$ 、 $I_{s2}$  與  $I_r$  在輸入電壓於正半波峰值，零點附近與負半波峰值時的波形，量測波形與模擬波形非常一致。 $I_{s1}$  與  $I_{s2}$  均開始於負電流，此負電流電流流過主動開關旁的並聯二極體( $D_1$ ,  $D_2$ )，主動開關兩端電壓為零，這表示主動開關  $Q_1$  與  $Q_2$  確實可以零電壓切換導通。

圖 5-19 顯示長時間的  $V_{ab}$ 、 $I_{s1}$ 、 $I_{s2}$  與  $I_r$  波形，從圖中亦可發現，兩組降升壓轉換器工作於 DCM，且分別於輸入電源的正、負半週工作。

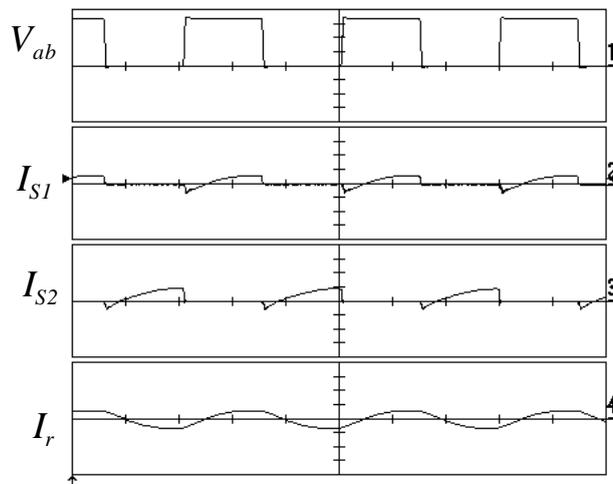


$V_{lamp}$ : 100 V/div,  $I_{arc}$ : 0.5 A/div, Time: 10 us/div

圖 5-17  $V_{lamp}$  與  $I_{arc}$  波形

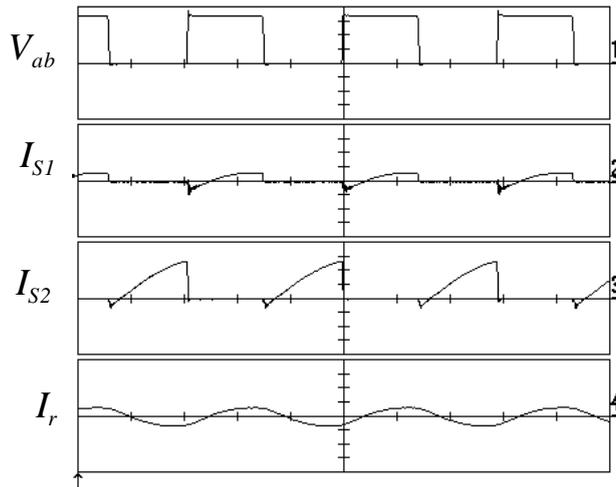


(a)  $V_s=155$  V



(b)  $V_s=-10$  V

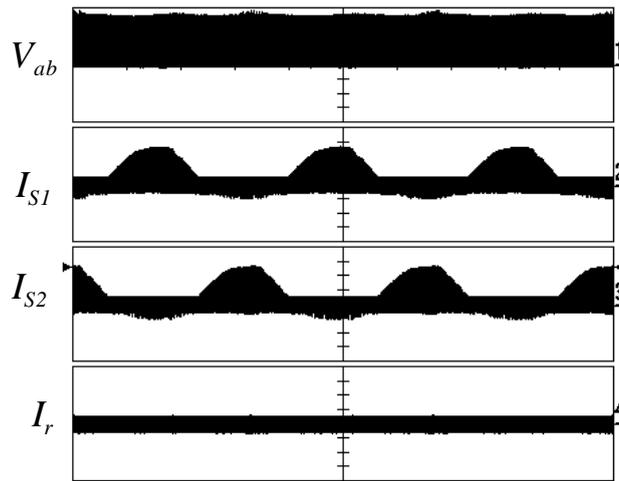
圖 5-18  $V_{ab}$ 、 $I_r$ 、 $I_{S1}$  與  $I_{S2}$  波形



(c)  $V_s = -155 \text{ V}$

$V_{ab}$ : 100 V/div,  $I_{s1}$ ,  $I_{s2}$ ,  $I_r$ : 2 A/div, Time: 10 us/div

圖 5-18  $V_{ab}$ 、 $I_r$ 、 $I_{s1}$  與  $I_{s2}$  波形 (續)



$V_{ab}$ : 100 V/div,  $I_{s1}$ ,  $I_{s2}$ ,  $I_r$ : 2 A/div, Time: 5 ms/div

圖 5-19 長時間量測的  $V_{ab}$ 、 $I_r$ 、 $I_{s1}$  與  $I_{s2}$  波形

## 第六章 單級單切換開關之高功因電子安定器

為更進一步降低安定器成本提高效率，本章提出新型單級單切換開關高功因電子安定器，電路結構是整合降升壓轉換器與 E 類共振換流器，只需要一組控制電路及一個主動開關，控制電路採用脈波寬度調變的控制方式。

本章以 PL-27W 小型螢光燈為實例，分析電路的操作原理與工作模式，利用基本波分析法推導電路方程式，設計電路中的各項參數，使安定器工作於 DCM 與 ZCS，以達到高功因與高效率目標。

### 6-1 電路架構

圖 6-1 雙級高功因電子安定器電路架構的前級以降升壓轉換器作為功因修正電路；後級以 E 類共振換流器驅動燈管。若能將圖 6-1 中的開關  $S_1$  與開關  $S_2$  整合共用，則可以節省一組控制電路與一個主動開關，整合後的安定器為單級單切換開關的電路架構。由於只需要一個主動開關，控制電路更為簡單，電路成本因而降低，並且因為減少了能量轉換流程，電路效率因而提高。

圖 6-2 為於 Ed Deng 和 Slobodan Ćuk 於一九九五年提出的整合電路，具有電路構造簡單與高電路效率的優點[55]。然而，圖 6-2 中的降升壓轉換器與 E 類共振換流器存在著能量的「交互作用」，輸入功率並不是全部經由降升壓轉換器傳遞給後級的共振電路，部分能量會直接輸送至 E 類共振換流器，使得降升壓轉換器（事實上已不再是單純的降升壓轉換器）的功因修正效果降低。另一方面，由於輸入電壓直接傳遞部分能量給 E 類共振換流器， $V_{cl}$  存在著輸入電壓漣波，導致燈管電流存在著輸入電壓的漣波成分，燈管電流的峰值因數較高，影響燈管的使用壽命。

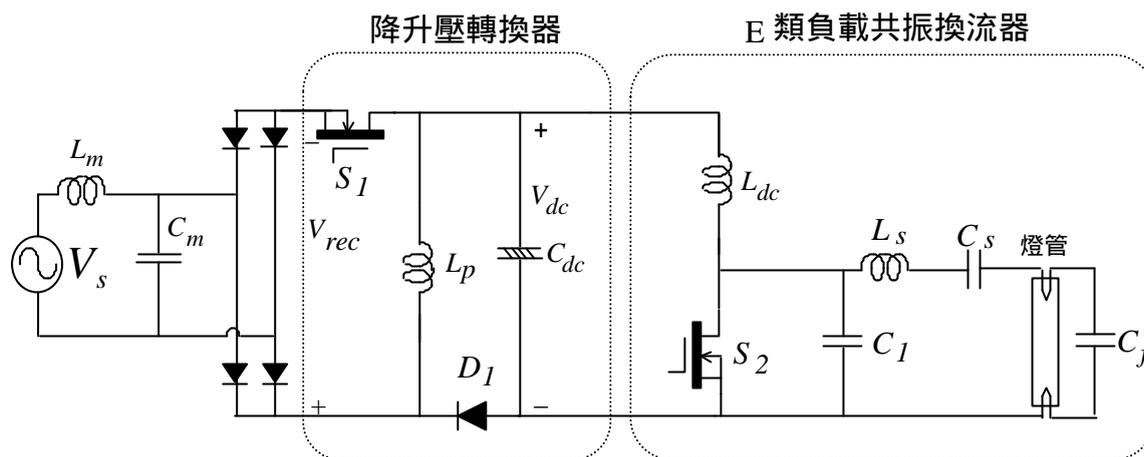


圖 6-1 E 類共振換流器之雙級高功因電子安定器

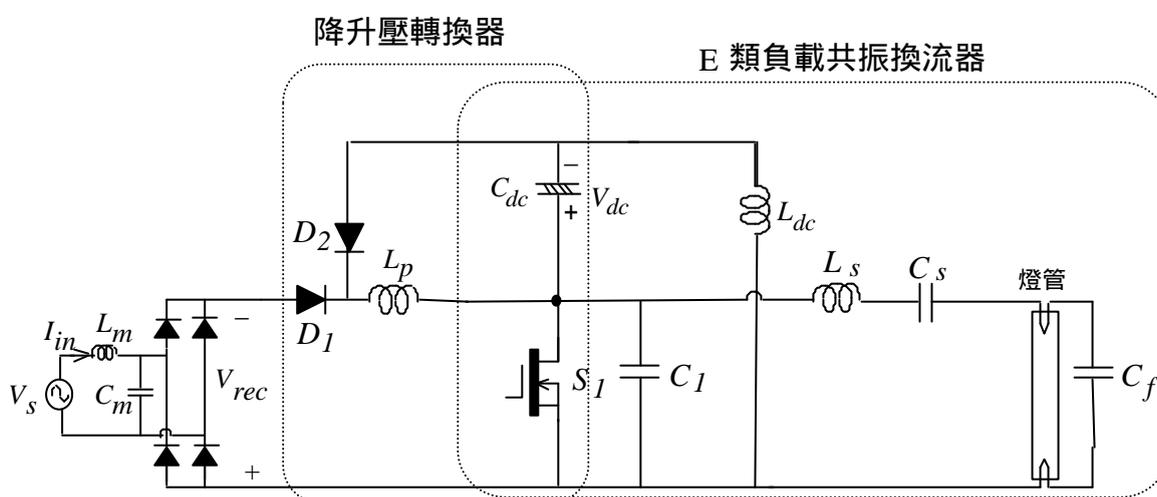


圖 6-2 Deng 與 Auk 提出之單級單切換開關高功因電子安定器

為改善圖 6-2 電路缺點，本文整合降升壓轉換器與 E 類共振換流器的切換開關，提出新型的單級單切換開關之高功因電子安定器，如圖 6-3 所示。電路由被動濾波器( $L_m$ 、 $C_m$ )、橋式整流器、降升壓轉換器與 E 類共振換流器所組成。降升壓轉換器包括主動開關  $S$ 、二極體  $D_1$  與  $D_2$ 、儲能電感  $L_p$  與直流鏈電容  $C_{dc}$ 。E 類共振換流器包括主動開關  $S$ 、二極體  $D_3$  與  $D_4$ 、電感  $L_1$ 、直流鏈電容  $C_{dc}$  與共振電路( $L_s$ 、 $C_s$ 、 $C_p$ 、 $C_f$ 、燈管)。 $D_1$  與  $D_3$  阻隔了輸入電源與 E 類共振換流器，並以  $D_4$  提供共振電流  $I_r$  的

流通路徑，使輸入功率只能經  $L_p$  傳遞到  $C_{dc}$ ，再由  $C_{dc}$  將能量傳遞到 E 類共振換流器，改善了圖 6-2 電路的缺點，保存降升壓轉換器與 E 類共振換流器的特性與優點。 $L_m$ 、 $C_m$  與整流電路之後的  $C_2$  用來濾除降升壓轉換器的電感電流  $I_p$  的高頻成分，使輸入電流呈正弦波。

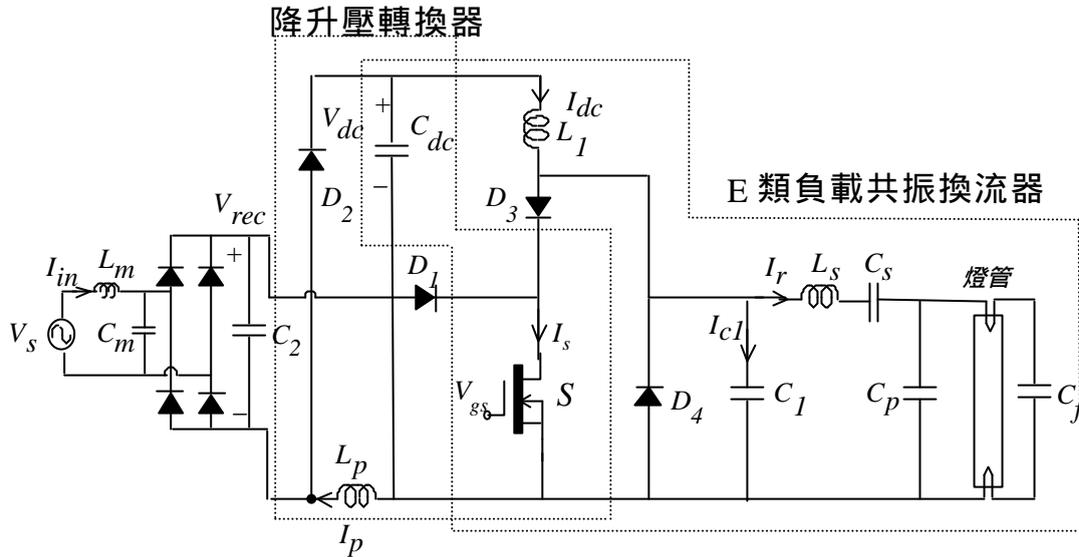


圖 6-3 新型單級單切換開關高功因電子安定器

## 6-2 電路工作原理

為了簡化分析，本電路根據以下假設作電路設計：

- (1) 所有開關元件皆為理想，也就是說，導通時，視為短路；關閉時，視為開路。
- (2) 直流鏈電容  $C_{dc}$  與電感  $L_1$  均足夠大，可將直流鏈電壓  $V_{dc}$  和直流電流  $I_{dc}$  分別視為直流電壓源及直流電流源。
- (3) 電源頻率  $f_L$  遠小於主動開關  $S$  的切換頻率  $f_s$ ，因此，在每一個高頻工作週期內，輸入電壓可視為定值。
- (4)  $f_s$  大於共振電路於開關  $S$  導通時的共振頻率  $f_{o1}$ 。
- (5) 共振電路的負載品質因數  $Q_L$  足夠高，將共振電流  $I_r$  視為正弦波。
- (6) 螢光燈管點亮前，視為開路；點亮穩定工作時，視為純電阻特性。

### 6-2-1 控制電路

圖 6-4 為主動開關  $S$  的閘極電壓  $V_{gs}$  波形示意圖， $d_r$  為其責任週期，定義為脈波寬度與工作週期的比值。

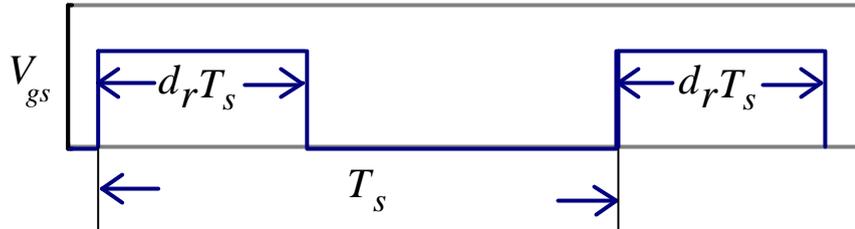


圖 6-4 脈波寬度調變

### 6-2-2 電路工作模式

欲提高安定器效率與改善功率因數，需設計降升壓轉換器工作於不連續電流模式，亦即，電感電流  $I_p$  必需在下一個閘極電壓  $V_{gs}$  的脈波週期之前，下降至零；E 類共振換流器工作於最佳化或次佳化第一型的工作模式（如 2-2-2 節所述），使開關  $S$  在導通之前，電流流過  $D_4$ ，因而，開關  $S$  在切換導通時， $V_{cl}$  等於  $-0.7V$ 。儲存於電容  $C_l$  上的能量幾乎為零，將開關  $S$  的切換導通損失減至最低。由上述的假設條件，在一個高頻的週期內，根據開關元件的導通狀態可將電路分為五個操作模式，如圖 6-5 所示。圖 6-6 顯示在各工作模式下的電壓電流理論波形。

#### 一、工作模式 I ( $t_0 < t < t_1$ )：

在工作模式 I 之前，直流電流  $I_{dc}$  與共振電流  $I_r$  的差值為負， $(I_{dc}-I_r)$  流過二極體  $D_4$ ，閘極電壓  $V_{gs}$  為低電位，主動開關  $S$  截止，兩端電壓等於整流後的輸入電壓  $V_{rec}$ 。工作模式 I 開始於  $V_{gs}$  由低電位變為高電位的瞬間，開關  $S$  切換導通， $V_{rec}$  跨在儲能電感  $L_p$  兩端，由於  $L_p$  工作於不連

續電流模式，電感電流  $I_p$  由零開始線性上升，此時  $I_p$  等於開關電流  $I_s$ 。若不考慮開關  $S$  的寄生電容效應，開關  $S$  可於零電流情況下切換導通。 $I_p$  上升斜率與整流後的輸入電壓成正比。然而，開關  $S$  切換導通之前電壓等於  $V_{rec}$ ，因此，並沒有零電壓切換導通的優點。當  $I_{dc}-I_r$  變為正值時，二極體  $D_4$  截止，進入工作模式 II。

## 二、工作模式 II ( $t_1 < t < t_2$ )：

閘極電壓  $V_{gs}$  保持在高電位，電流  $I_{dc}-I_r$  為正值並流過開關  $S$ ；電感電流  $I_p$  持續線性上升，開關電流  $I_s$  包含  $I_{dc}-I_r$  與  $I_p$ 。當閘極電壓  $V_{gs}$  由高電位變為低電位時，開關  $S$  截止，此時， $I_p$  到達峰值，進入工作模式 III。

## 三、工作模式 III ( $t_2 < t < t_3$ )：

進入工作模式 III 時，開關  $S$  截止，流過開關  $S$  的電流必需轉向。其中，電感電流  $I_p$  流過二極體  $D_2$  對直流鏈電容  $C_{dc}$  充電，直流鏈電壓  $V_{dc}$  跨在儲能電感  $L_p$  兩端， $I_p$  開始線性下降；電流  $I_{dc}-I_r$  為正值並流過電容  $C_1$ ，電容電壓  $V_{c1}$  由零開始上升。 $V_{c1}$  於  $I_{dc}-I_r$  等於零時到達最高值，此後， $I_{dc}-I_r$  為負值， $V_{c1}$  開始下降。由於  $I_p$  的峰值與  $V_{rec}$  成正比關係， $I_p$  下降到零的時間隨著輸入電壓大小而變動。當輸入電壓較高時， $I_p$  比  $V_{c1}$  晚下降到零，電路進入工作模式 IV-a，理論波形如圖 6-6 (a)所示；反之，當輸入電壓較低時， $I_p$  比  $V_{c1}$  早下降到零，電路進入工作模式 IV-b，理論波形如圖 6-6 (b)所示。

## 四、工作模式 IV-a ( $t_3 < t < t_4$ )：

當  $V_{c1}$  下降至 -0.7V 時，二極體  $D_4$  導通， $I_{dc}-I_r$  仍為負值， $I_{dc}-I_r$  由  $C_1$  轉向而流過  $D_4$ ， $V_{c1}$  維持在 -0.7V，對於不連續電流的工作模式，電感電

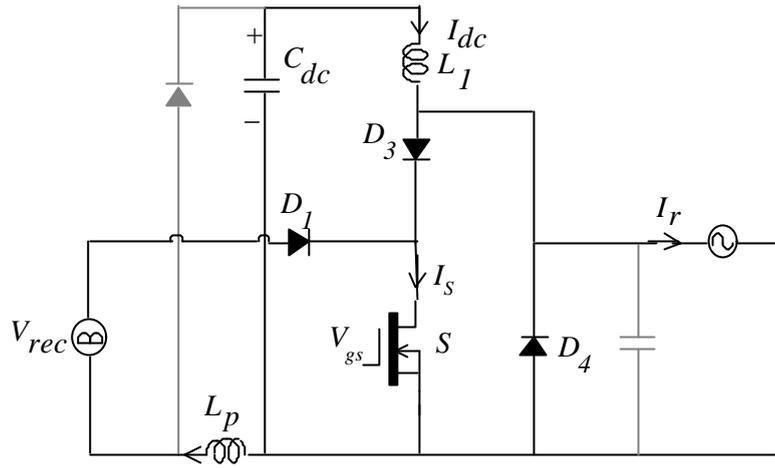
流  $I_p$  在閘極電壓  $V_{gs}$  由低電位變為高電位之前，遞減到零，此時，進入工作模式 V。

五、工作模式 IV-b ( $t_3 < t < t_4$ )：

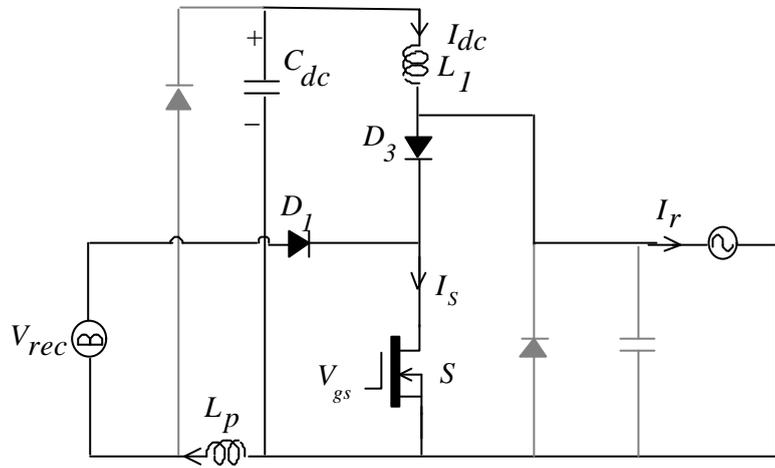
在此工作模式中， $I_p$  為零， $D_2$  截止。 $V_{cl}$  大於零， $I_{dc}-I_r$  繼續流過  $C_1$ ， $V_{cl}$  持續下降。當  $V_{cl}$  下降到  $-0.7V$ ， $D_4$  導通，電路進入工作模式 V。

六、工作模式 V ( $t_4 < t < t_5$ )：

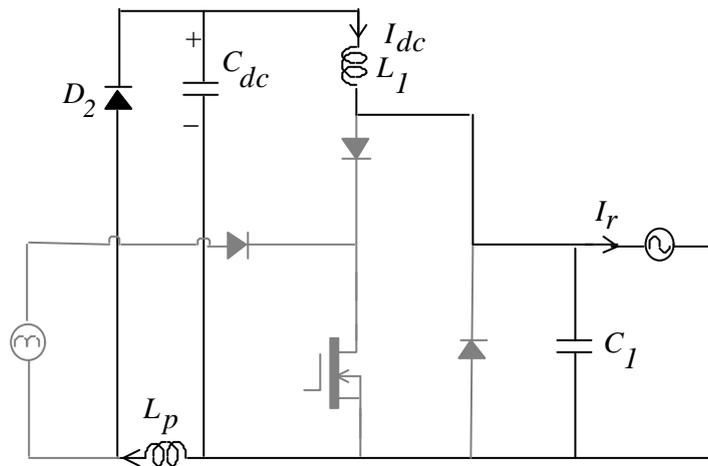
閘極電壓  $V_{gs}$  仍在低電位， $Q_2$  截止， $I_{dc}-I_r$  流過二極體  $D_4$ 。當  $V_{gs}$  變為高電位時， $Q_2$  導通，電路進入下一高頻週期的工作模式 I。



(a) 工作模式 I

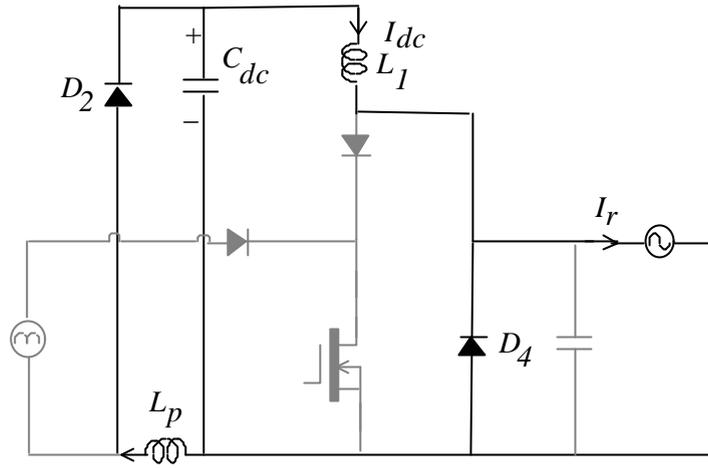


(b) 工作模式 II

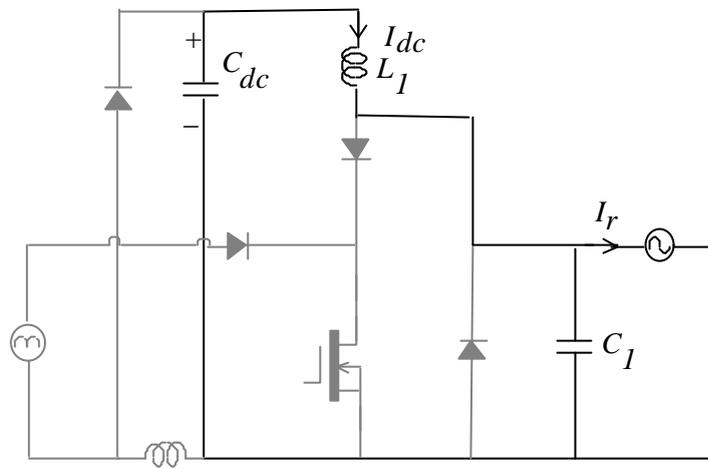


(c) 工作模式 III

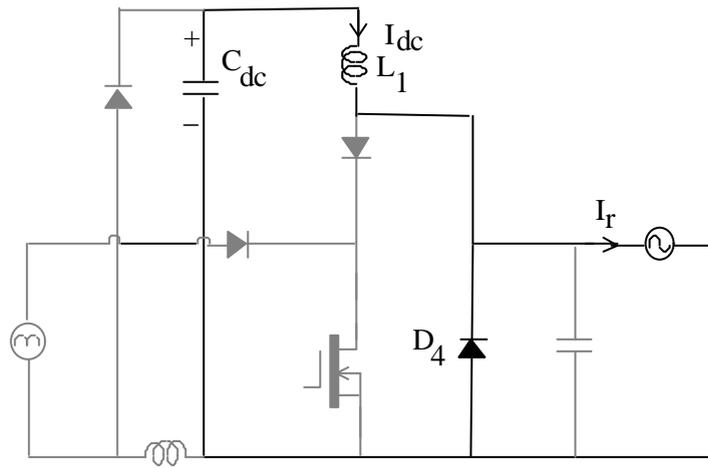
圖 6-5 工作模式



(d) 工作模式 IV-a



(e) 工作模式 IV-b



(f) 工作模式 V

圖 6-5 工作模式 (續)

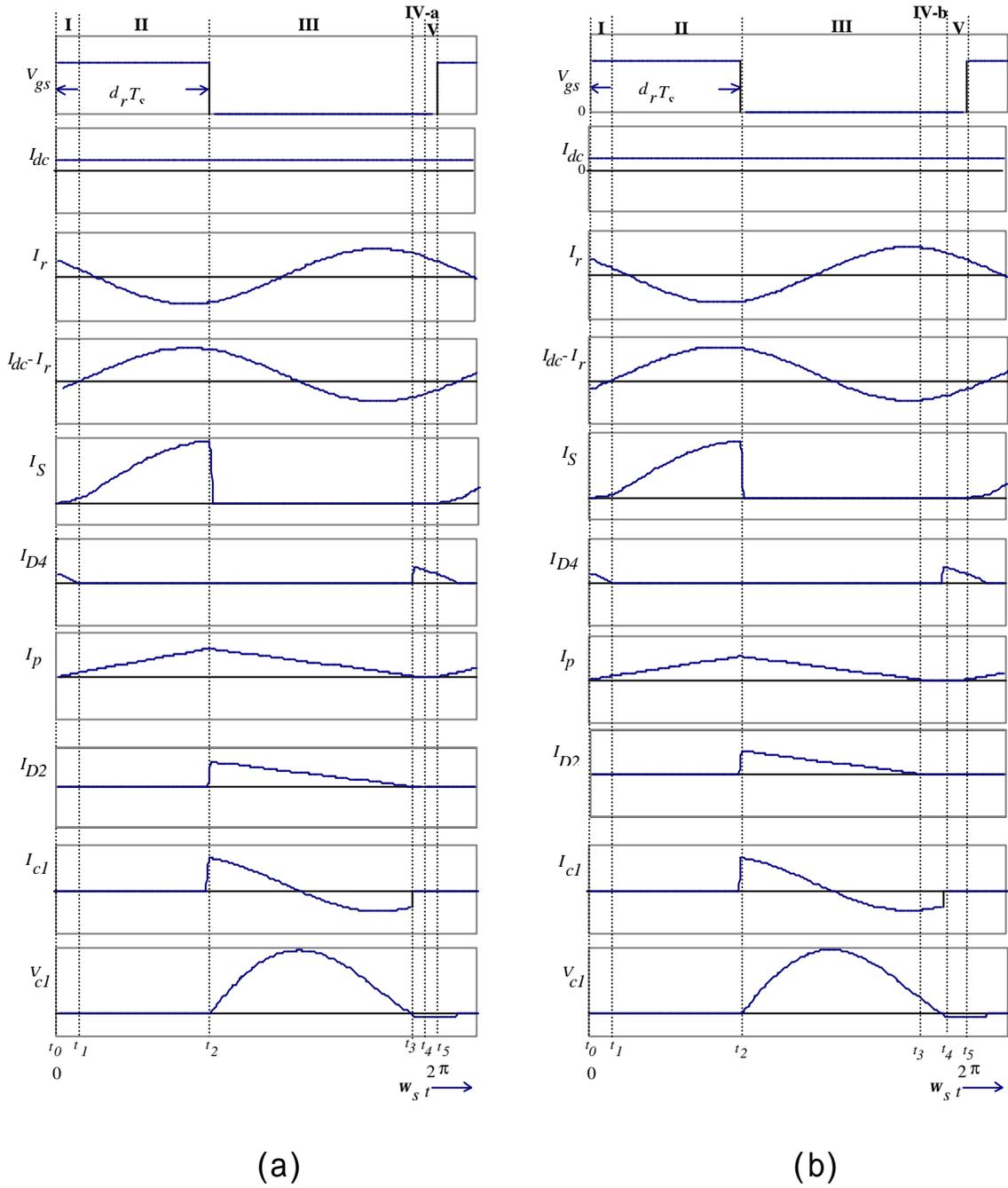


圖 6-6 理論波形

工作模式綜合分析：

- 一、如工作模式 I 所述，開關  $S$  切換導通之前電壓等於  $V_{rec}$ ，其寄生電容的電壓亦等於  $V_{rec}$ 。因為寄生電容通常遠小於電容  $C_1$ ，儲存於寄生電容的能量很小。只要  $C_1$  在開關  $S$  導通之前的電壓等於零，開

關的切換導通損失很小，整合後的安定器電路仍然保有 E 類共振換流器的優點。然而，寄生電容的電荷會在開關  $S$  導通時，瞬間放電，導致突波電流流過開關  $S$ ，高突波電流發生於輸入電壓峰值時，可能燒毀開關，因此，需使用寄生電容較小的快速電晶體以降低突波電流。

二、如前所述，當降升壓轉換器工作於不連續電流模式時，輸入功率與頻率成反比，與輸入電壓的平方成正比，與開關導通的責任週期的平方成正比。因此，當輸入電壓變動時，可以改變開關的切換頻率或責任週期來穩定輸出功率。若以改變責任週期來調整輸出功率，當輸入電壓變動很大時，責任週期亦有很大變動，最小的責任週期將伴隨著最大的輸入電壓。然而，若責任週期過低，可能發生當電流  $I_{dc}-I_r$  由正變負時，閘極電壓仍處於低電位，開關  $S$  無法導通，電流  $I_{dc}-I_r$  只好流過電容  $C_1$ ， $V_{c1}$  由零開始上升。待閘極電壓變為高電位時，開關  $S$  才導通，電容  $C_1$  的電荷經  $D_3$ 、開關  $S$  放電，產生很大的突波電流，及  $\frac{1}{2}C_1V_{c1}^2$  切換損失。其示意波形如圖 6-7 所示。因此，改變責任週期的控制方法，必需注意參數的設計，以避免造成大量切換導通損失。

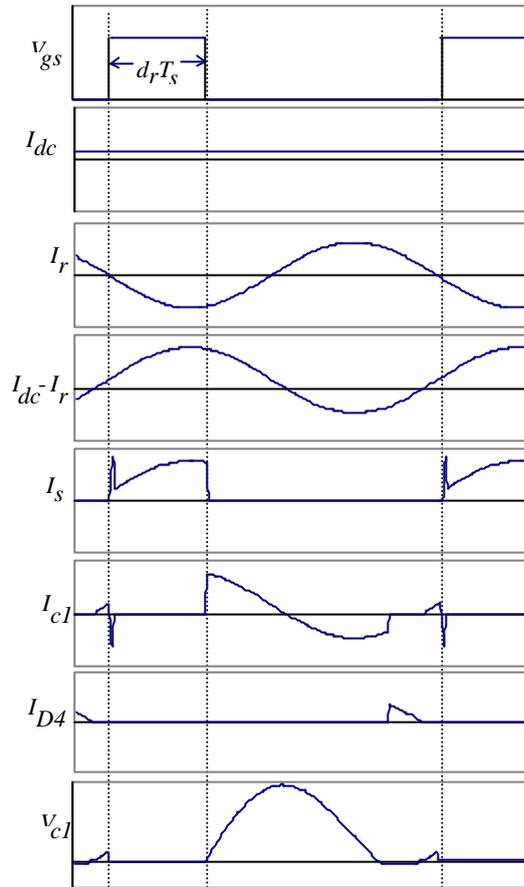


圖 6-7 非零電流切換導通的示意波形

### 6-3 E 類共振換流器電路分析

根據 6-2 節對於電路工作模式的分析，本文提出的單級單切換開關之整合式電子安定器，沒有降升壓轉換器與 E 類共振換流器能量交互傳遞的現象。因此，推導電路設計方程式時，可以將兩者分開討論。其中，降升壓轉換器的工作原理與 4-3-1 節所述完全相同，這裡不再贅述。

本節將針對 E 類共振換流器電路的特性，推導電路的設計方程式，配合燈管電阻模型，設計參數使電路工作零電流切換導通，以達到高功率因數與高效率要求。

#### 6-3-1 E 類共振換流器之等效電路

將螢光燈管的等效電阻模型代入圖 6-3 中的 E 類共振換流器，得到

燈管負載之 E 類共振換流器電路，如圖 6-8 所示。圖 6-8 電路並未畫出二極體  $D_3$ ，因為  $D_3$  用來阻隔輸入功率直接流入 E 類共振換流器，它與開關  $S$  串聯，在共振換流器電路中並無作用。 $R_{arc}$  與  $r_f$  分別代表燈管電弧電阻與燈絲電阻。

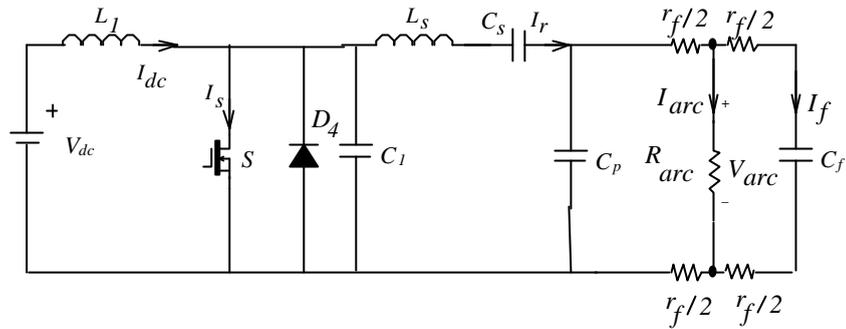


圖 6-8 燈管負載之 E 類共振換流器

圖 6-9 表示共振電路的簡化電路推導過程，首先，忽略燈絲電阻，事實上，因為燈絲電阻遠小於電弧電阻、電容  $C_f$  和  $C_p$  的容抗，除非是計算燈絲功率，忽略燈絲電阻於分析共振電路時，並不會有多大誤差。接著將並聯的電容  $C_f$  與電容  $C_p$  等效為一電容  $C_{pf}$ ，其電容值等於

$$C_{pf} = C_p + C_f \quad (6-1)$$

電弧電阻  $R_{arc}$  並聯燈絲電容  $C_{pf}$  可以等效成一電阻  $R_{eq}$  與一電容  $C_{eq}$  串聯，如(6-2)與(6-3)式所示。

$$R_{eq} = \frac{R_{arc}}{1 + \omega_s^2 R_{arc}^2 C_{pf}^2} \quad (6-2)$$

$$C_{eq} = \frac{1 + \omega_s^2 R_{arc}^2 C_{pf}^2}{\omega_s^2 R_{arc} C_{pf}} \quad (6-3)$$

其中  $\omega_s = 2\pi f_s$  為切換頻率的角速度。其次將  $C_s$  串聯  $C_{eq}$  化簡為電容  $C_{ss}$

$$C_{ss} = \frac{C_s C_{eq}}{C_s + C_{eq}} \quad (6-4)$$

因為共振電路呈電感性，可以將串聯的  $L_s$  與  $C_{eq}$  化簡為單一電感  $L$ 。最後，得到圖 6-8 E 類共振換流器之簡化電路，如圖 6-10 所示。

$$L = L_s - \frac{1}{\omega_s^2 C_{ss}} \quad (6-5)$$

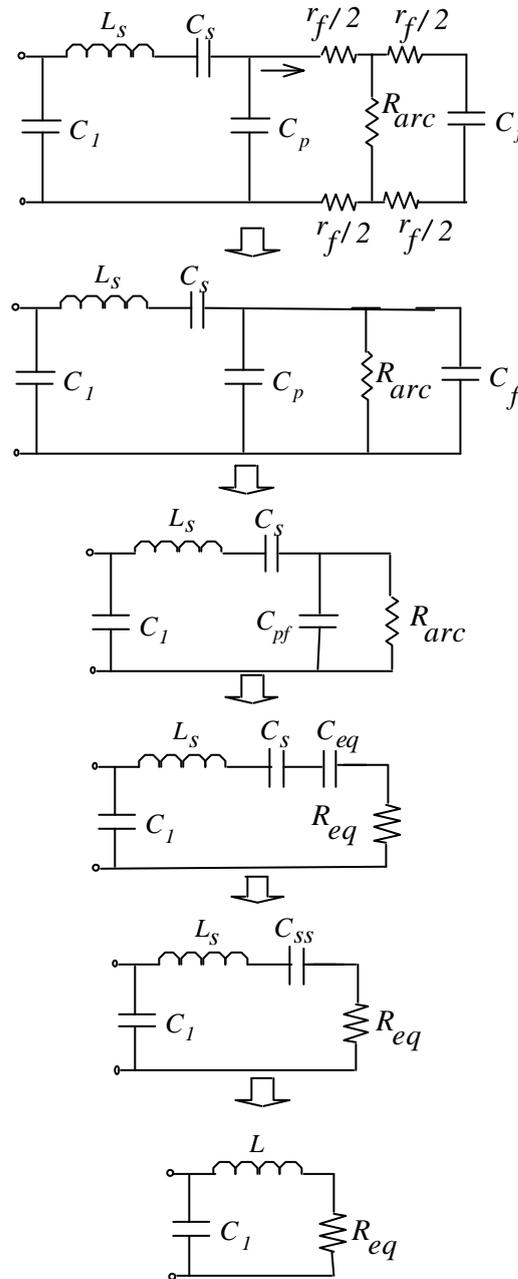


圖 6-9 共振電路簡化電路推導過程

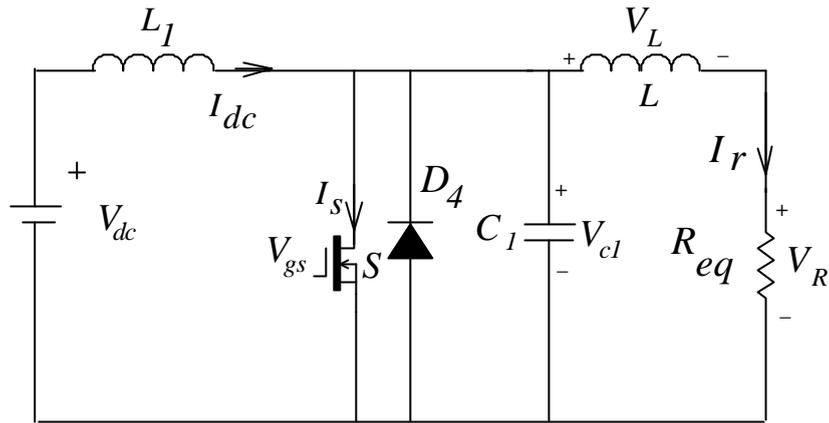


圖 6-10 燈管負載 E 類共振換流器之簡化電路

### 6-3-2 最佳化工作電路分析

將簡化之共振電路代入圖 6-8，得到圖 6-10。本章節將以圖 6-10 電路為基礎，推導 E 類共振換流器的電路方程式，使主動開關  $S$  能滿足 ZCS，以獲得高電路效率 [76]。圖 6-11 顯示 E 類共振換流器在最佳化工作模式下的電路波形。事實上，E 類共振換流器在最佳化工作模式下的  $V_{cl}$  電壓永遠大於或等於零， $D_4$  並不導通。直流電流  $I_{dc}$  與共振電流  $I_r$  視為電流源，針對開關  $S$  與電容  $C_1$ ，進一步將圖 6-10 電路簡化，如圖 6-12 所示。

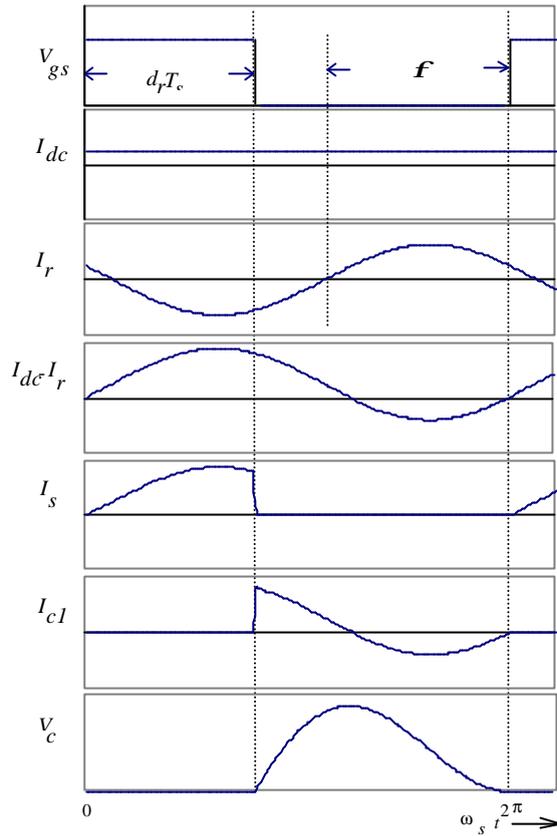


圖 6-11 E 型共振換流器最佳化工作模式電路波形

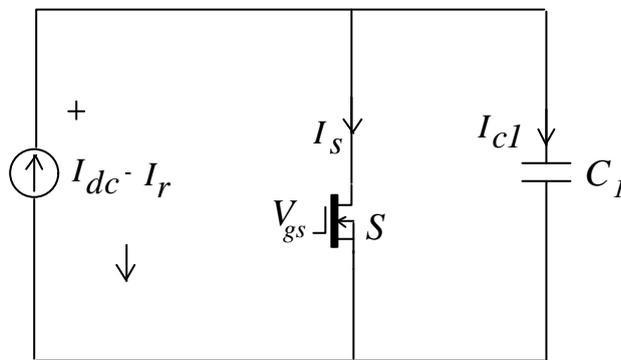


圖 6-12 E 類共振換流器簡化電路

圖中共振電流  $I_r$  為正弦波，可以表示成：

$$I_r(\omega_s t) = I_m \sin(\omega_s t + f) \quad (6-6)$$

其中， $f$  為  $I_r$  超前閘極電壓  $V_{gs}$  的角度。開關  $S$  在  $0 \leq \omega_s t < 2\pi d_r$  期間導通，開關電流  $I_s$  的方程式為：

$$I_s(\mathbf{w}_s t) = \begin{cases} I_{dc} - I_m \sin(\mathbf{w}_s t + \mathbf{f}) & 0 \leq \mathbf{w}_s t < 2\mathbf{p}d_r \\ 0 & 2\mathbf{p}d_r \leq \mathbf{w}_s t < 2\mathbf{p} \end{cases} \quad (6-7)$$

在  $2\mathbf{p}d_r \leq \mathbf{w}_s t < 2\mathbf{p}$  期間，開關  $S$  關閉，電流轉而流過  $C_l$ ， $C_l$  電壓開始上升， $C_l$  的電流和電壓分別表示成：

$$I_{c1}(\mathbf{w}_s t) = \begin{cases} 0 & 0 \leq \mathbf{w}_s t < 2\mathbf{p}d_r \\ I_{dc} - I_m \sin(\mathbf{w}_s t + \mathbf{f}) & 2\mathbf{p}d_r \leq \mathbf{w}_s t < 2\mathbf{p} \end{cases} \quad (6-8)$$

$$V_{c1}(\mathbf{w}_s t) = \begin{cases} 0 & 0 \leq \mathbf{w}_s t < 2\mathbf{p}d_r \\ \frac{1}{\mathbf{w}_s C_l} \{ I_{dc}(\mathbf{w}_s t - 2\mathbf{p}d_r) + I_m [\cos(\mathbf{w}_s t + \mathbf{f}) - \cos(2\mathbf{p}d_r + \mathbf{f})] \} & 2\mathbf{p}d_r \leq \mathbf{w}_s t < 2\mathbf{p} \end{cases} \quad (6-9)$$

將邊界條件  $V_{c1}(2\mathbf{p})=0$  代入(6-9)式，可以求得共振電流  $I_r$  的振幅。

$$I_m = I_{dc} \frac{2\mathbf{p}(1-d_r)}{\cos(2\mathbf{p}d_r + \mathbf{f}) - \cos \mathbf{f}} \quad (6-10)$$

將(6-10)式代入(6-7)、(6-8)與(6-9)式， $I_s$ 、 $I_{c1}$  和  $V_{c1}$  的方程式可分別表示成：

$$I_s(\mathbf{w}_s t) = \begin{cases} I_{dc} \left( 1 - \frac{2\mathbf{p}(1-d_r) \sin(\mathbf{w}_s t + \mathbf{f})}{\cos(2\mathbf{p}d_r + \mathbf{f}) - \cos \mathbf{f}} \right) & 0 \leq \mathbf{w}_s t < 2\mathbf{p}d_r \\ 0 & 2\mathbf{p}d_r \leq \mathbf{w}_s t < 2\mathbf{p} \end{cases} \quad (6-11)$$

$$I_{c1}(\mathbf{w}_s t) = \begin{cases} 0 & 0 \leq \mathbf{w}_s t < 2\mathbf{p}d_r \\ I_{dc} \left( 1 - \frac{2\mathbf{p}(1-d_r) \sin(\mathbf{w}_s t + \mathbf{f})}{\cos(2\mathbf{p}d_r + \mathbf{f}) - \cos \mathbf{f}} \right) & 2\mathbf{p}d_r \leq \mathbf{w}_s t < 2\mathbf{p} \end{cases} \quad (6-12)$$

$$V_{c1}(w_s t) = \begin{cases} 0 & 0 \leq w_s t < 2pd_r \\ \frac{I_{dc}}{w_s C_1} \left\{ w_s t - 2pd_r + \frac{2p(1-d_r)[\cos(w_s t + f) - \cos(2pd_r + f)]}{\cos(2pd_r + f) - \cos f} \right\} & 2pd_r \leq w_s t < 2p \end{cases} \quad (6-13)$$

將邊界條件  $I_{c1}(2p)=0$  代入(6-12)式，求得共振電流超前角度  $f$  與  $d_r$  關係，如(6-14)式所示。

$$\tan f = \frac{\cos(2pd_r) - 1}{2p(1-d_r) + \sin(2pd_r)} \quad (6-14)$$

利用(6-14)式，可求得  $f$ 。

$$f = p + \tan^{-1} \left( \frac{\cos(2pd_r) - 1}{2p(1-d_r) + \sin(2pd_r)} \right) \quad (6-15)$$

圖 6-13 顯示  $f$  與  $d_r$  的關係曲線， $f$  的變動範圍為  $90^\circ \sim 180^\circ$ 。

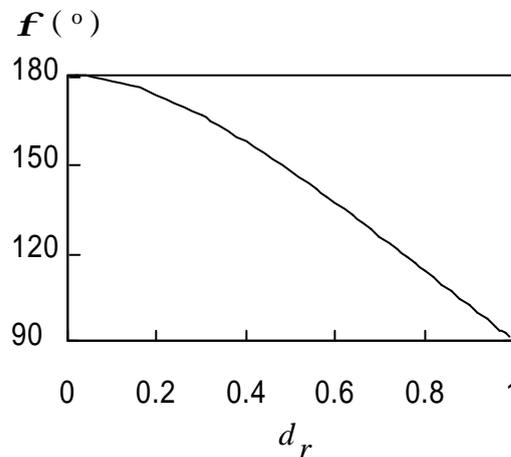


圖 6-13  $f$  與  $d_r$  關係曲線

將(6-11)式微分並設定為零，求得

$$w_s t_{I,max} = \frac{3p}{2} - f \quad (6-16)$$

若  $w_s t_{I,max} \leq 2pd_r$  , 開關電流的最大值  $I_{s,max}$  出現在  $w_s t = \frac{3p}{2} - f$  ; 若

$w_s t_{I,max} > 2pd_r$  ,  $I_{s,max}$  出現在  $w_s t = 2pd_r$  ,  $I_{s,max}$  與  $I_{dc}$  的關係式為 :

$$I_{s,max} = \begin{cases} \left(1 - \frac{p(1-d_r)}{\sin(pd_r)\sin(pd_r+f)}\right) I_{dc} & w_s t_{I,max} \leq 2pd_r \\ \left(1 + \frac{2p(1-d_r)\sin(2pd_r+f)}{\cos f - \cos(2pd_r+f)}\right) I_{dc} & w_s t_{I,max} > 2pd_r \end{cases} \quad (6-17)$$

電路在穩定狀態時 ,  $I_{dc}$  為固定值 ,  $L_f$  電壓對時間的積分等於零 ,  $V_{dc}$  為等於  $V_{cl}$  的平均值。

$$\begin{aligned} V_{dc} &= \frac{1}{2p} \int_0^{2p} V_{cl}(w_s t) d(w_s t) \\ &= \frac{I_{dc}}{w_s C_1} \left\{ \frac{(1-d_r)[p(1-d_r)\cos(pd_r) + \sin(pd_r)]}{\tan(pd_r+f)\sin(pd_r)} \right\} \end{aligned} \quad (6-18)$$

將(6-18)式代入(6-13)式 , 得到  $V_{cl}$  與  $V_{dc}$  的關係式為 :

$$\frac{V_{cl}(w_s t)}{V_{dc}} = \begin{cases} 0 & 0 \leq w_s t < 2pd_r \\ \frac{\tan(pd_r+f)\sin(pd_r)}{(1-d_r)[p(1-d_r)\cos(pd_r) + \sin(pd_r)]} \\ \left\{ w_s t - 2pd_r + \frac{2p(1-d_r)[\cos(w_s t+f) - \cos(2pd_r+f)]}{\cos(2pd_r+f) - \cos f} \right\} & 2pd_r \leq w_s t < 2p \end{cases} \quad (6-19)$$

將(6-19)式微分並設定為零 , 求得  $V_{cl}$  的最大值  $V_{s,max}$  (開關  $S$  的最大電壓) 出現在  $w_s t_{v,max}$  。

$$w_s t_{v,max} = 2p - f + \sin^{-1} \left( \frac{\cos f - \cos(2pd_r+f)}{2p(1-d_r)} \right) \quad (6-20)$$

將  $w_s t_{v,max}$  代入(6-19)式 , 可以得到  $V_{s,max}$  與  $V_{dc}$  的比值。圖 6-14 開關最大

電壓與最大電流與相對於  $d_r$  的關係曲線，當  $d_r$  小於 0.4， $d_r$  減少時， $I_{s,max}$  相對於  $I_{dc}$  的倍數迅速增加，相反地，當  $d_r$  大於 0.4， $d_r$  增加時， $V_{s,max}$  相對於  $V_{dc}$  的倍數迅速增加。

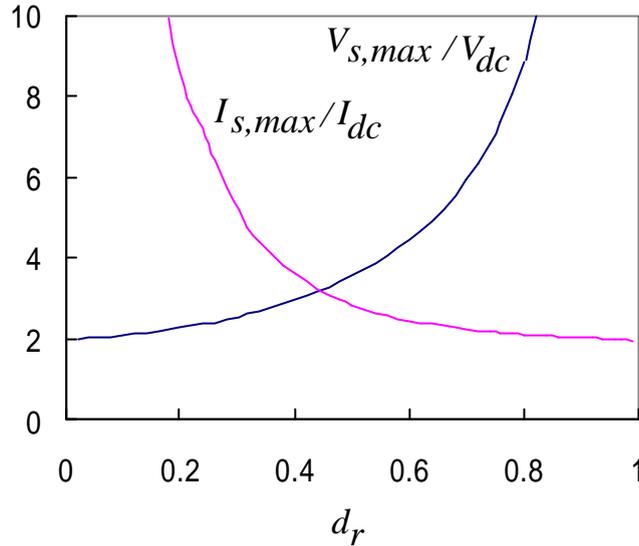


圖 6-14 開關最大電壓、最大電流與責任週期的關係曲線

根據圖 6-10 電路， $V_{c1}$  為共振電路的輸入電壓，因為共振電流視為正弦波，由(6-6)式， $V_{c1}$  的基本波成分可以表示成：

$$\begin{aligned} V_1 &= I_m \sin(\omega t + \mathbf{f}) (R_{eq} + \omega L \angle 90^\circ) \\ &= V_R \sin(\omega t + \mathbf{f}) + V_L \cos(\omega t + \mathbf{f}) \end{aligned} \quad (6-21)$$

利用傅立葉級數的公式，(6-21)式中的  $V_R$  與  $V_L$  可以表示為：

$$V_R = \frac{1}{\mathbf{p}} \int_0^{2\mathbf{p}} V_{c1}(\omega_s t) \sin(\omega_s t + \mathbf{f}) d(\omega_s t) = -\frac{2 \sin(\mathbf{p}d_r) \sin(\mathbf{p}d_r + \mathbf{f})}{\mathbf{p}(1-d_r)} V_{dc} \quad (6-22)$$

$$\begin{aligned} V_L &= \frac{1}{\mathbf{p}} \int_0^{2\mathbf{p}} V_{c1}(\omega_s t) \cos(\omega_s t + \mathbf{f}) d(\omega_s t) \\ &= \frac{1 - 2(1-d_r)^2 \mathbf{p}^2 - 2 \cos \mathbf{f} \cos(2\mathbf{p}d_r + \mathbf{f}) + \cos 2(\mathbf{p}d_r + \mathbf{f}) [\cos(2\mathbf{p}d_r) - \mathbf{p}(1-d_r) \sin(2\mathbf{p}d_r)]}{2(1-d_r) \mathbf{p} \cos(\mathbf{p}d_r + \mathbf{f}) [(1-d_r) \mathbf{p} \cos(\mathbf{p}d_r) + \sin(\mathbf{p}d_r)]} V_{dc} \end{aligned} \quad (6-23)$$

共振電路的輸出功率即燈管功率  $P_{lamp}$  等於：

$$P_{lamp} = \frac{V_R^2}{2R_{eq}} \quad (6-24)$$

將(6-22)式代入(6-24)式，求得  $R_{eq}$  等於：

$$R_{eq} = \frac{2\sin^2(\mathbf{p}d_r)\sin^2(\mathbf{p}d_r + \mathbf{f})}{\mathbf{p}^2(1-d_r)^2 P_{lamp}} V_{dc}^2 \quad (6-25)$$

結合(6-10)、(6-18)與(6-22)式，可得

$$\mathbf{w}_s C_1 R_{eq} = \frac{2\sin(\mathbf{p}d_r)\cos(\mathbf{p}d_r + \mathbf{f})\sin(\mathbf{p}d_r + \mathbf{f})[(1-d_r)\mathbf{p}\cos(\mathbf{p}d_r) + \sin(\mathbf{p}d_r)]}{\mathbf{p}^2(1-d_r)} \quad (6-26)$$

結合(6-10)、(6-18)與(6-23)式，可到

$$\frac{\mathbf{w}_s L}{R_{eq}} = \frac{2(1-d_r)^2 \mathbf{p}^2 + 2\cos \mathbf{f} \cos(2\mathbf{p}d_r + \mathbf{f}) - \cos 2(\mathbf{p}d_r + \mathbf{f})[\cos(2\mathbf{p}d_r) - \mathbf{p}(1-d_r)\sin(2\mathbf{p}d_r)] - 1}{4\sin(\mathbf{p}d_r)\cos(\mathbf{p}d_r + \mathbf{f})\sin(\mathbf{p}d_r + \mathbf{f})[(1-d_r)\mathbf{p}\cos(\mathbf{p}d_r) + \sin(\mathbf{p}d_r)]} \quad (6-27)$$

#### 6-4 電路參數設計

本章以 OSRAM PL-27W 小型螢光燈為實例，設計電路參數，使安定器工作於 DCM 與 ZCS，以達到高功因與高效率目標。電路規格如表 6-1 所示。

電路參數設計步驟如下：

##### 一、直流鏈電壓 $V_{dc}$ 、責任週期 $d_r$

欲使降升壓轉換器工作於 DCM，直流鏈電壓  $V_{dc}$  必需滿足(4-3)式。結合(4-3)、(6-19)與(6-20)式，得到工作於 DCM 時，開關  $S$  的最大電壓相對於  $d_r$  的邊界曲線，如圖 6-15 所示。由於降升壓轉換器與 E 類共振換流器共同使用開關  $S$ ，因此，選擇開關  $S$  的電流額定時，必需同時考

慮降升壓轉換器與 E 類共振換流器兩者流過開關  $S$  的電流。針對 E 類共振換流器電流， $I_{dc}$  與  $V_{dc}$  成反比，

$$V_{dc} = \frac{P_{lamp}}{I_{dc}} \quad (6-28)$$

表 6-1 電路規格表 (OSRAM PL-27W)

輸入電壓 $V_{in}$	110 V, 60 Hz	
燈管額定功率 $P_{lamp}$	電弧功率 $P_{arc}$	25 W
	燈絲功率 $P_f$	2 W
燈管額定電壓 $V_{arc}$	52.1 V	
燈管額定電弧電流 $I_{arc}$	0.48 A	
等效電弧電阻 $R_{arc}$	108.5 $\Omega$	
燈絲電阻 $r_f$	7 $\Omega$	
換流器切換頻率 $f_s$	36 kHz	

將(6-28)式代入(6-17)式，可得到工作於 DCM 時，E 類共振換流器流過開關  $S$  的最大電流相對於  $d_r$  的邊界曲線。另一方面，對於降升壓轉換器而言，電感電流流經開關  $S$ ，結合(2-3)式與(2-8)式，電感電流的峰值發生於輸入電壓峰值時，等於：

$$I_{p,peak} = \frac{4P_{lamp}}{V_m d_r} \quad (6-29)$$

一般而言，(6-17)式與(6-29)式不會同時發生，然而，考慮最嚴重的狀況，將兩者直接相加作為設計開關電流額定值的參考，如圖 6-16 所示，表示降升壓轉換器工作於 DCM 與 CCM 的臨界點時， $I_{s,max}$  與  $d_r$  的關係曲線。

利用圖 6-15 與圖 6-16，選擇  $V_{s,max}$  與  $I_{s,max}$  分別小於 300V 及 3A，設計電路的責任週期  $d_r$  等於：

$$d_r = 0.38$$

將  $d_r = 0.38$  代入(4-3)式，直流鏈電壓  $V_{dc}$  必需大於 95V 才能使降升壓轉換器工作於 DCM，考慮安全餘裕，設計直流鏈電壓為：

$$V_{dc} = 100 \text{ (V)}$$

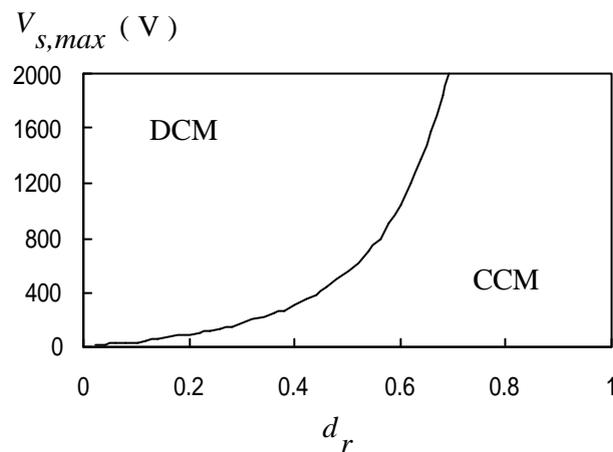


圖 6-15 DCM 的邊界曲線

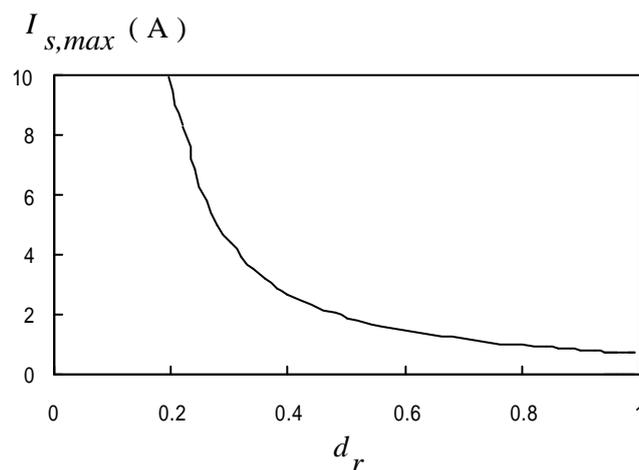


圖 6-16 在 DCM 與 CCM 臨界點時  $I_{s,max}$  相對於  $d_r$  的關係曲線

## 二、降升壓轉換器電感 $L_p$

假設電路效率為 90% , 由(4-12)式計算出電感 $L_p$  等於 :

$$L_p = 0.81 \text{ mH}$$

## 三、並聯電容 $C_f$

利用(4-13)式求出燈絲電容 $C_f$  ,

$$C_f = 7.45 \text{ (nF)}$$

## 四、串聯電感 $L_s$ 、串聯電容 $C_s$ 、並聯電容 $C_p$ 與 $C_l$

將 $d_r = 0.38$ 、 $V_{dc} = 100 \text{ (V)}$ 代入(6-25)式 , 計算 E 類共振換流器工作於最佳化時的 $R_{eq}$  等於  $92.4 \Omega$  , 再將 $R_{eq} = 92.4 \Omega$ 代入(6-26)式與(6-27)式 , 求得 $L$ 及 $C_l$  等於 :

$$L = 0.81 \text{ (mH)}$$

$$C_l = 11.92 \text{ (nF)}$$

由圖 6-9 共振電路的品質因數可表示為 :

$$Q_L = \frac{\sqrt{\frac{L_s}{C_{ss}}}}{R_{eq}} \quad (6-30)$$

選擇 $Q_L$  等於 2.5 並代入(6-5)式與(6-30)式 , 可求得 $L_s$ 及 $C_{ss}$  :

$$L_s = 1.5 \text{ (mH)}$$

$$C_{ss} = 28.2 \text{ (nF)}$$

整理(6-2)式與(6-3)式 ,

$$C_{pf} = \frac{\sqrt{\frac{R_{arc} - R_{eq}}{R_{eq}}}}{\omega_s R_{arc}} \quad (6-31)$$

$$C_{eq} = \frac{1}{\omega_s \sqrt{R_{eq}(R_{arc} - R_{eq})}} \quad (6-32)$$

由(6-31)式與(6-32)式，求得：

$$C_{pf}=17 \text{ (nF)}$$

$$C_{eq}=114.7 \text{ (nF)}$$

由(6-1)式與(6-4) 式，求得：

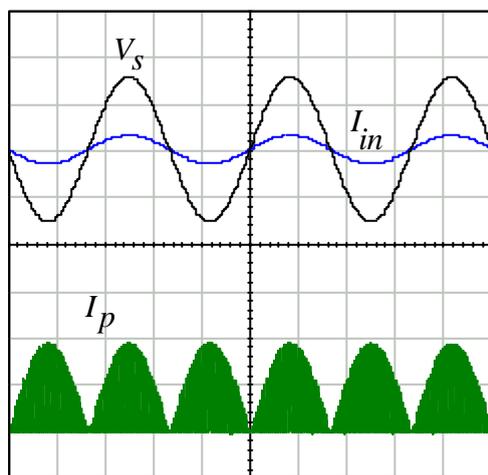
$$C_s=37.4 \text{ (nF)}$$

$$C_p=9.55 \text{ (nF)}$$

## 6-5 電腦模擬

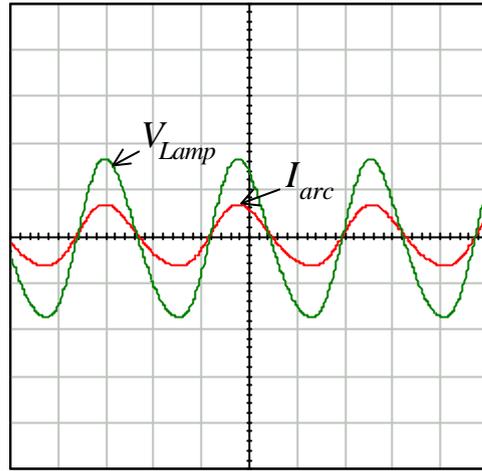
建立 IsSpice 模擬電路，將 6-4 節的電路參數代入，模擬結果如下：

圖 6-17 為輸入電壓、電流與儲能電感電流波形；圖 6-18 為燈管電壓與電弧電流波形；圖 6-19(a)為輸入電壓於峰值時，安定器主要電壓、電流波形；圖 6-19(b)為輸入電壓於零點附近時，安定器主要電壓、電流波形，由模擬結果發現電路工作於 DCM；輸入電流可以追隨輸入電壓；開關確實可以於零電流切換導通。



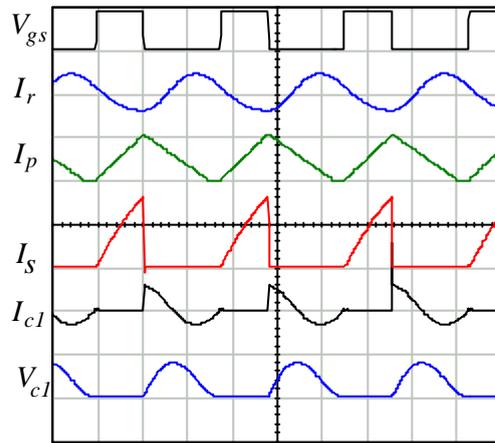
$V_s$ : 100 V/div,  $I_{in}$ : 1 A/div,  $I_p$ : 1 A/div, Time: 5 ms/div

圖 6-17  $V_s$ 、 $I_{in}$  與  $I_p$  模擬波形

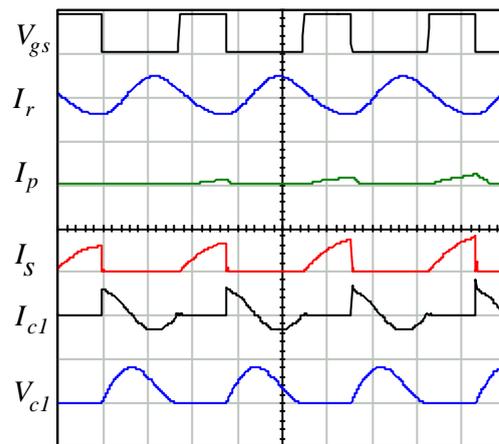


$V_{lamp}$ : 50 V/div,  $I_{lamp}$ : 1 A/div, Time: 10 us/div

圖 6-18  $V_{lamp}$  與  $I_{arc}$  模擬波形



(a)  $V_s=140$  V



(b)  $V_s=30$  V

$V_{gs}$ : 10 V/div,  $V_{cl}$ : 400 V/div, Current: 2 A/div, Time: 5 us/div

圖 6-19  $V_{gs}$ 、 $V_{cl}$ 、 $I_r$ 、 $I_p$ 、 $I_{cl}$  與  $I_s$  模擬波形

## 6-6 實驗量測

將 6-4 節所推導的電路參數，實際製作的電路驅動 OSRAM PL-27W 小型螢光燈管。電路規範及參數如表 6-2 所示。

表 6-2 電路規範及參數

$V_s = 110V_{\text{rms}} \ 60 \text{ Hz}$	$f_s = 36 \text{ kHz}$	$D = 0.38$	$L_p = 0.81 \text{ mH}$
$C_{dc} = 200 \text{ uF}$	$L_l = 10 \text{ mH}$	$L_s = 1.5 \text{ mH}$	$C_l = 11.9 \text{ nF}$
$C_s = 37.8 \text{ nF}$	$C_p = 9.6 \text{ nF}$	$C_f = 7.5 \text{ nF}$	

### 6-6-1 控制電路

控制電路相當簡單，採用價廉的積體電路 TL494，如圖 6-20 所示。第 9 腳為輸出電壓  $V_{gs}$  用來驅動圖 6-3 的主動開關  $S$ ，改變可變電阻  $R_1$  可調整脈波責任週期，調整腳 5 與腳 6 連接的電容  $C$  與可變電阻  $R_2$ ，可獲得主動開關所需的切換頻率。

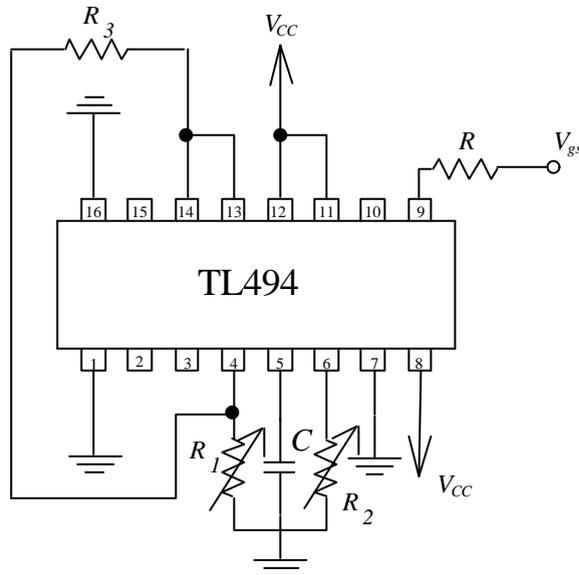
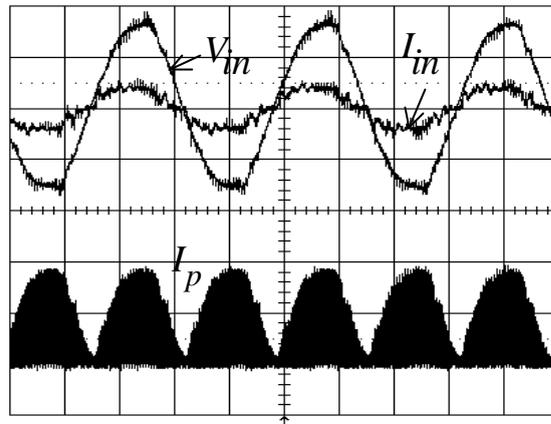


圖 6-20 控制電路

## 6-6-2 實測結果

圖 6-21 顯示燈管工作於額定功率時的輸入電壓  $V_s$ 、輸入電流  $I_{in}$  與電感電流  $I_p$  波形，在整個電源週期內，電感電流皆工作在不連續模式，因此，輸入端可以達到高功率因數。輸入電流非常接近正弦波且與輸入電壓同相，安定器效率為 92%；功率因數為 0.99；輸入電流的總諧波失真為 9.8%。



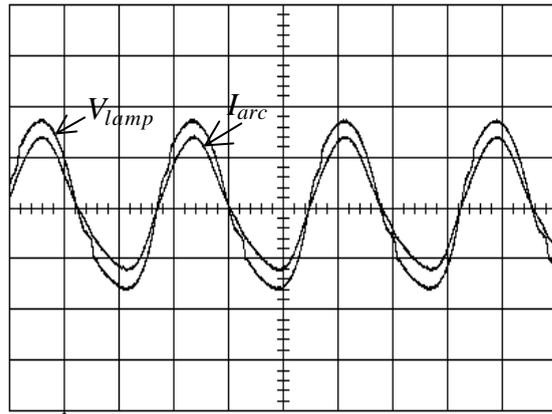
$V_s$ : 100 V/div,  $I_{in}$ : 1 A/div,  $I_p$ : 1 A/div, Time: 5 ms/div

圖 6-21  $V_s$ 、 $I_{in}$  與  $I_p$  波形

圖 6-22 顯示燈管電壓  $V_{lamp}$  及燈管電弧電流  $I_{arc}$  的波形，兩者波形接近正弦波，燈管功率等於 26.2 W，燈管電壓與電弧電流幾乎同相，燈管呈現電阻性；燈管電流的峰值因數  $CF$  等於 1.42。

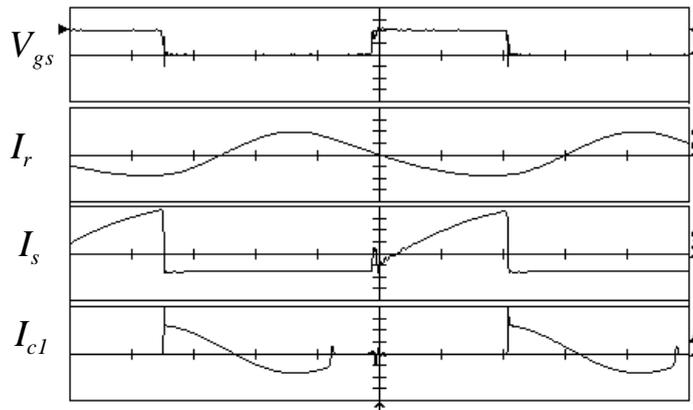
圖 6-23 顯示  $V_{gs}$ 、 $I_r$ 、 $I_s$  與  $I_{cl}$  波形，共振電流幾乎為正弦波；開關於導通瞬間會有突波電流，這是因為寄生電容於開關切換導通時瞬間放電，若主動開關採用快速電晶體，可以減少寄生電容，降低突波電流，如此，開關以零電流切換導通。圖 6-24 顯示  $V_{gs}$ 、 $I_s$ 、 $I_{cl}$  與  $V_{cl}$  波形，比較  $I_{cl}$  與  $V_{cl}$  波形發現， $I_{cl}$  於  $V_{cl}$  到達零電壓時截止，這是由於並聯二極體  $D_4$  的作用，將  $V_{cl}$  箝制於 -0.7V。

CF=1.42



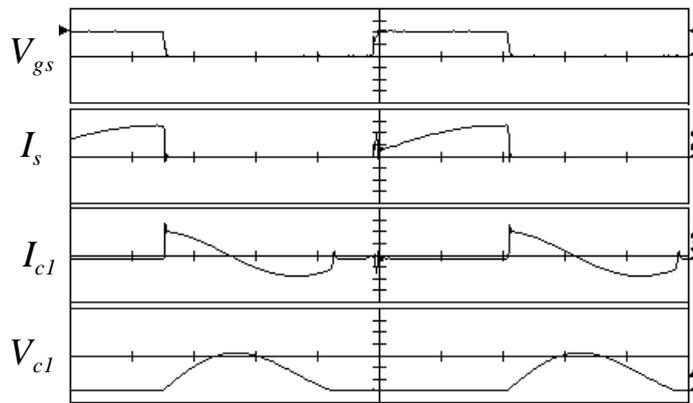
$V_{lamp}$ : 50 V/div,  $I_{arc}$ : 0.5 A/div, Time: 10  $\mu$ s/div

圖 6-22  $V_{lamp}$  與  $I_{arc}$  波形



$V_{gs}$ : 5 V/div,  $I_r, I_s, I_{cl}$ : 0.5 A/div, Time: 5  $\mu$ s/div

圖 6-23  $V_{gs}$ 、 $I_r$ 、 $I_s$  與  $I_{cl}$  波形



$V_{gs}$ : 5 V/div,  $I_s$ : 0.5 A/div,  $I_{cl}$ : 0.5 A/div,  $V_{cl}$ : 100 V/div, Time: 5  $\mu$ s/div

圖 6-24  $V_{gs}$ 、 $I_s$ 、 $I_{cl}$  與  $V_{cl}$  波形

## 第七章 結論與未來研究方向

高效率、高功因、低成本的電子安定器已成為下一代安定器的發展趨勢，不僅關係著用電品質的提升，間接降低電廠發電造成的環境污染，更關係著安定器在國際市場上，是否具備競爭力的一大關鍵。本文以降升壓式轉換器作為功因修正電路；以 D 類共振換流器或 E 類共振換流器作為螢光燈驅動電路，成功地將功因修正電路與燈管驅動電路整合成單級結構，提出三種新型的單級高功因電子安定器。每一新型的電路均只需要一組控制電路與一個或兩個主動元件，使用的元件減少，可靠度及效率更高，成本也大幅降低，更能符合電子產品「輕、薄、短、小」的設計趨勢。經由實際製作電路分別驅動 T8-36W、T9-40W 與 PL-27W 三種快速啟動型螢光燈管，實驗的結果相當令人滿意，其功率因數均高於 0.99；電流總諧波失真 10% 以下；電路效率高達 85%。

本論文的研究總結如下：

- 一、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，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，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可循，實現製作一高功因、高效率、高可靠度、低諧波的螢光燈電子安定器。
- 二、本文提出的三種新型的單級降升壓式高功因電子安定器，其主動開關為功因修正電路與燈管驅動電路共用，減少了一組控制電路與一個主動開關。然而，在單級非對稱結構與單級單切換開關之高功因電子安定器的兩種電路中，共用的主動開關喪失了零電壓切換導通的優點，只能透過適當電路參數來獲得零電流切換導通以降低切換損失，這也是其它論文發表有關整合式單級降升壓式電子安定器，

無法避免的缺點。為降低此一缺憾，建議共用的主動開關可以採用寄生電容較小的快速電晶體。

三、第五章提出全新的設計概念，具創意地將兩組降升壓式轉換器與 D 類共振換流器整合，設計出單級對稱結構之高功因電子安定器。與其它單級降升壓式電子安定器比較，不僅成功解決了上述共用的主動開關無法零電壓切換導通的問題而且有較低的導通損失；半導體元件的數目不增反減，兩個主動開關的電流相同，利於電路製作與生產。然而，第五章的單級對稱結構之高功因電子安定器只能以變頻方式來調光，欲獲得大範圍的功率變化，切換頻率需有很大的變動。

四、第六章的單級單切換開關之高功因電子安定器，只需要一個主動開關，具有電路構造簡單與高效率的優點。透過元件位置的巧妙安排，降升壓式轉換器與 E 類共振換流器不存在功率的「交互作用」，解決了以往此類安定器的高燈管電流峰值因數的問題。

五、單級高功因的電路架構由於輸入功率不斷傳送到直流鏈電容，當共振電路或燈管開路時，直流鏈電容無法釋放能量給負載，其電壓會迅速升高而毀壞安定器，因此在電路必需加上過電壓保護電路，以避免過電壓危及使用者安全或是造成電路燒毀。

本文提出的單級降升壓式高功因電子安定器，對於改善功因與降低電流諧波，確實有出色的效果。然而，本文的研究上尚有未考慮周詳之處，未來需要再進一步研究的主要方向有：

一、對於第六章單級單切換開關之高功因電子安定器，電路參數的設計乃是根據 E 類共振換流器工作於最佳化模式，以改變直流鏈電壓或共振電路的品質因數來獲得多組的電路參數，設計出的電路參數並

無法保證提供足夠高的輸出/輸入電壓比，因此，可能發生直流鏈電壓很高時才有足夠高的燈管開路電壓來啟動燈管啟動。因此，針對不同規格燈管，建立一套有效的通用設計準則乃今後研究方向。

- 二、可調光電子安定器為安定器另一發展趨勢，針對第四章單級非對稱結構之高功因電子安定器，可以採定頻的對稱式脈波寬度調變或非對稱式脈波寬度調變或改變開關切換頻率來達到調光目的；而第五章的單級對稱結構之高功因電子安定器，只能以改變開關切換頻率來調光；至於第六章單級單切換開關之高功因電子安定器，調光的方法可使用改變開關切換頻率或脈波寬度調變。
- 三、本文並未探討燈管的啟動控制，啟動暫態影響燈管壽命甚深，這包括預熱電流、預熱時間、陰極溫度、輝光電流與啟動電壓。燈管啟動的控制方法同上述的調光控制方式。
- 四、本文只針對特定燈絲功率設計電路參數，對於燈絲功率於燈管壽命的影響，並未著墨，必需以長時間的燈管壽命測試(lamp life test)來決定最佳的燈絲功率。

## 參考文獻

- [1] IEC Lighting Handbook, Reference and Application, Illuminating Engineering Society of North America, 1993.
- [2] American National Standards for Fluorescent Lamp-Rapid-Start Types-Dimensional and Electrical Characteristics, American National Standards Institute, Inc.
- [3] E. E. Hammer, "Fluorescent Lamp Starting Voltage Relationships at 60Hz and High Frequency," Journal of the Illuminating Engineering Society, PP. 36-46, Oct. 1983.
- [4] E. E. Hammer, "High Frequency Characteristics of Fluorescent Lamps up to 500 kHz," Journal of the Illuminating Engineering Society, pp. 52-61, Winter 1987.
- [5] E. E. Hammer and T.K. McGowan, "Characteristics of Various F40 Fluorescent Systems at 60 Hz and High Frequency," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-21, No. 1, pp. 11-16, Jan./Feb. 1985.
- [6] W. R. Alling, "Important Design Parameters for Solid-State Ballasts," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 25 No. 2, pp. 203-207, March/April 1989.
- [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] M. Gulko and S. B. Yaakov, "Current-Sourcing Push-Pull Parallel-Resonance Inverter (CS-PPRL): Theory and Application as a Discharge Lamp Driver," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 41, No. 3, pp. 285-291, June 1994.
- [9] M. C. Cosby and R. M. Nelms, "A Resonant Inverter for Electronic Ballast Applications," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 41, No. 4, pp. 418-425, Aug. 1994.
- [10] T. F. Wu, Y. C. Liu, and Y. J. Wu, "High-Efficiency Low-Stress Electronic Dimming Ballast for Multiple Fluorescent Lamps," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 14, No. 1, pp. 160-166, Jan. 1999.
- [11] C. S. Moo, H. L. Cheng, H. N. Chen, and H. C. Yen "Designing Dimmable Electronic Ballast with Frequency Control," IEEE Applied Power Electronics Conference, pp. 727-733, 1999.
- [12] M. Ponce, J. Arau, J. M. Alonso, and M. Rico-Secades, "Electronic Ballast Based on Class E Amplifier with a Capacitive Inverter and Dimming for Photovoltaic Applications," IEEE Industrial Applications Society Annual Meeting, pp. 1156-1162, 1998.
- [13] C. S. Moo, C. R. Lee, and Y. C. Chung, "A Protection Circuit for Electronic Ballasts with Self-Excited Series-Load Resonant Inverter,"

- IEEE Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, pp. 1116-1121, 1996.
- [14] Y. R. Yang and C. L. Chen, "A Self-Excited Half-Bridge Series-Resonant Ballast with Automatic Input Current Shaping," IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 881-886, 1996.
  - [15] T. H. Yu, H. M. Huang, and T. F. Wu, "Self Excited Half-Bridge Series Resonant Parallel Loaded Fluorescent Lamp Electronic Ballasts," IEEE Applied Power Electronic Conference, pp. 657-664, 1995.
  - [16] J. Adams, T. J. Ribarich, and J. Ribarich, "A New Control IC for Dimmable High-Frequency Electronic Ballasts," IEEE Applied Power Electronics Conference, pp. 713-719, 1999.
  - [17] Philips Semiconductors, "UBA2021 570V Drive IC for CFL and TL Lamps," Application Note AN98099, 1998.
  - [18] 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.
  - [19] R. P. Stratford, "Harmonic Pollution on Power Systems-A Change in Philosophy," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 16, No. 5, Sep./Oct. 1980.
  - [20] R. P. Verderber, O. C. Morse, and W. R. Alling, "Harmonics from Compact Fluorescent Lamps," IEEE Industrial Applications Society Annual Meeting, pp. 1853-1858, 1991.
  - [21] R. Arseneau and M. Ouellette, "The Effects of Supply Harmonics on the Performance of Compact Fluorescent Lamps," IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 8, No. 2, pp. 473-479, April 1993.
  - [22] M. E. Amoli and T. Florence, "Power Factor and Harmonic Distortion Characteristics of Energy Efficient Lamps," IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 4, No. 3, pp. 1965-1969, July 1989.
  - [23] R. Christiansen, "Effect of High Levels of Harmonics from Lighting Equipment and System," IEEE Industrial Applications Society Annual Meeting, pp. 1859-1862, 1991.
  - [24] S. Datta, "Power Pollution Cased by Lighting Control System," IEEE Industrial Applications Society Annual Meeting, pp. 1842-1852, 1991.
  - [25] 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.
  - [26] 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.
  - [27] M. H. Kheraluwala and S. A. Hamamsy, "Modified Valley Fill High Power Factor Electronic Ballast for Compact Fluorescent Lamps," IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 10-14, 1995.

- [28] 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.
- [29] 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.
- [30] 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.
- [31] 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.
- [32] 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.
- [33] 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.
- [34] J. C. Salmon, "Techniques for Minimizing the Input Current Distortion of Current-Controlled Single-Phase Boost Rectifiers," IEEE Transactions Power Electron., Vol. 8, No. 4, pp. 509-520, Oct. 1993.
- [35] C. Zhou, R. B. Ridley, and F. C. Lee, "Design and Analysis of a Hysteretic Boost Power Factor Correction Circuit," IEEE Power Electronics Specialist Conference, pp. 800-807, 1990.
- [36] K. H. Liu and Y. L. Lin, "Current Waveform Distortion in Power Factor Correction Circuits Employing Discontinuous-Mode Boost Converters," IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 825-829, 1989.
- [37] 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.
- [38] 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.
- [39] M. A. de Rooij, J. A. Ferreira, and J. D. van Wyk, "A Novel Unity Power Factor Low-EMI Uninterruptible Power Supply," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 34, No. 4, pp. 870-877, July/Aug. 1998.
- [40] R. Srinivasan and R. Oruganti, "A Unity Power Factor Converter Using

- Half-Bridge Boost Topology,” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, No. 3, pp. 487-500, May 1998.
- [41] C. S. Moo, Y. C. Chuang, and J. C. Lee, “A New Dynamic Filter for The Electronic Ballast with the Parallel-Load Resonant Inverter,” IEEE Industry Applications Society Annual meeting, pp. 2597-2601, 1995.
- [42] C. S. Moo, Y. C. Chuang, and C. R. Lee, “A New Power Factor Correction Circuit for The Electronic Ballasts with The Series-Load Resonant Inverter,” IEEE Applied Power Electronics Conference, pp. 628-633, 1996.
- [43] C. S. Moo, C. R. Lee, and T. F. Lin, “A High Power-Factor DC-Linked Resonant Inverter,” Transactions on Industrial Electronics, Vol. 46, No. 4, pp. 814-819, Aug. 1999.
- [44] J. Qian, F. C. Lee, and T. Yamauchi, “New Continuous-Input Current Charge Pump Power-Factor-Correction Electronic Ballast,” IEEE Transactions on Industry applications, Vol. 35, No. 2, pp. 433-441, Jan. 1999.
- [45] J. Qian and F. C. Lee “Charge Pump Power-Factor-Correction Technologies Part II: Ballast Applications,” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 15, No. 1, pp. 130-139, Jan. 1999.
- [46] 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.
- [47] R. N. do Pardo, M. F. da Silva, M. Jungbeck, and A. R. Seidel, “Low Cost High-Power-Factor Electronic Ballast for Compact Fluorescent Lamps,” IEEE Industry Applications Society IAS Annual Meeting pp. 256-261, 1999.
- [48] C. Blanco, M. Alonso, E. Lopez, A. Calleja, and M.Rico, “A Single-Stage Fluorescent Lamp Ballast with High Power Factor,” IEEE Applied Power Electronic Conference, pp. 616-621, 1996.
- [49] 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.
- [50] E. Deng and S. ~~Amk~~, “Single-Stage, High Power Factor Lamp Ballast,” IEEE Applied Power Electronic Conference, pp. 441-449, 1994.
- [51] C. S. Lin and C. L. Chen, “A Single-Switch Soft-Switching Electronic Ballast with High Input Power Factor,” IEEE International Symposium on Industrial Electronics, pp. 697-702, 1996.
- [52] C. Licitral, L. Malesani, G. Spiazzi, P. Tenti, and A. Testa, ”Single-Ended Soft-Switching Electronic Ballast with Unity Power Factor,” IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 29, no. 2, pp. 382-387, March/April 1993.
- [53] J. M. Alonso, A. J. Calleja, F. J. Ferrero, E. Lopez, J.Ribas, and M.Rico, “Single-Stage Constant-Wattage High-Power-Factor Electronic Ballast

- with Dimming Capability,” IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 2021-2027, 1998.
- [54] 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.
- [55] E. Deng and S. Aik, “Single Switch, Unity Power Factor, Lamp Ballasts,” IEEE Applied Power Electronics Conference, pp. 670-676, 1995.
- [56] C. S. Moo, H. L. Cheng and Y. N. Chang, “Single-Stage High-Power-Factor Electronic Ballast with Asymmetrical Pulse-Width Modulation for Fluorescent Lamps,” IEE Proceedings- Electric Power Applications, Vol.: 148, Issue: 2, pp. 125-132, March 2001.
- [57] A. J. Calleja, J. M. Alonso, E. López, J. Ribas, J. A. Martínez, and M. Rico-Secades, “Analysis and Experimental Results of a Single-Stage High-Power-Factor Electronic Ballast Based on Flyback Converter,” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 14 no. 6, pp.998-1006, Nov. 1999.
- [58] R. N. Prado and S. A. Bonaldo, “A High-Power-Factor Electronic Ballast Using a Flyback Push-Pull Integrated Converter,” IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 46, no. 4, pp. 796-801, Aug. 1999.
- [59] 陳兆雄「整合式單級高功因電子式安定器之調光特性研究」國立雲林科技大學電機工程技術研究所碩士論文，民國八十八年。
- [60] P. J. Baxandall, “Transistor Sine-Wave LC Oscillators, Some General Considerations and New Developments,” Proc. IEE, Vol. 106, Pt. B, suppl. 16, pp. 748-758, May 1959.
- [61] M. R. Osborne, “Design of Tuned Transistor Power Inverters,” Electron. Eng., Vol. 40, No. 486, pp. 436-443, 1968.
- [62] W. J. Chudobiak and D. F. Page, “Frequency and Power Limitations of Class-D Transistor Inverter,” IEEE J. Solid-State Circuits, Vol. Sc-4, pp.25-37, Feb. 1969.
- [63] M. Kazimierczuk and J. S. Modzelewski, “Drive-Transformerless Class-D Voltage Switching Tuned Power Inverter,” Proc. IEEE, Vol. 68, pp. 740-741, June 1980.
- [64] H. L. Krauss, C. W. Bostian, and F. H. Raab, Solid State Radio Engineering, New York: John Wiley & Sons, Ch. 14.1-2, pp. 432-448, 1980.
- [65] F. H. Raab, “Class-D Power Inverter Load Impedance for Maximum Efficiency,” RF Technology Expo’ 85 Conf., Anaheim, CA, pp. 287-295, Jan. 23-25, 1985.
- [66] M. K. Kazimierczuk, “Class D Voltage-Switching MOSFET Power Inverter,” IEE Proc., Pt. B, Electric Power Appl., Vol. 138, pp. 286-296, Non. 1991.

- [67] A. M. Kazimierczuk and W. Szaraniec, "Class D Voltage-Switching Inverter with Only One Shunt Capacitor," IEE Proc., Pt. B, Electric Power Appl., Vol. 139, pp. 449-456, Sept. 1992.
- [68] R. Severns, "Topologies for Three-Element Resonant Converter," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 7, No. 1, pp.89-98, Jan. 1992.
- [69] R. L. Steigerwald, "A Comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 8, No. 4, pp.386-395, Oct. 1993.
- [70] N. O. Sokal and A. D. Sokal, "A New Class of High-Efficiency Tuned Single-Ended Switching Power Amplifier," IEEE J. Solid-State Circuits, Vol. SC-10, pp. 168-176, June 1975.
- [71] F. H. Raab, "Idealized Operation of the Class E Tuned Power Amplifier," IEEE Transactions on Circuit System, Vol. CAS-24, pp. 725-735, Dec. 1977.
- [72] N. O. Sokal and F. H. Raab, "Harmonic Output of Class E RF Power Amplifiers and Load Coupling Network Design," IEEE J. Solid-State Circuits, Vol. SC-12, pp. 86-88, Feb. 1977.
- [73] M. K. Kazimierczuk and K. Puczek, "Power-Output Capability of Class E Amplifier at any Loaded Q and Switch Duty Cycle," IEEE Transactions on Circuit System, Vol. CAS-2436, No. 8, pp. 1142-1143, Aug. 1989.
- [74] M. K. Kazimierczuk and X. T. Bui, "Class E Amplifier with an Inductive Impedance Inverter," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. IE-37, pp. 160-166, April 1990.
- [75] 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.
- [76] M. K. Kazimierczuk, and D. Czarkowski, Resonant Power Converters, New York: Wiley, 1995

# 作者簡介

姓名：鄭宏良 (Hung-Liang Cheng)

## 學歷

國立中山大學電機工程學系 學士 七十一年九月 七十五年六月

國立中山大學電機工程研究所 碩士 七十五年九月 七十七年六月

國立中山大學電機工程研究所 博士 八十四年九月 九十年六月

## 經歷

中山科學研究院 七十七年十月

## 專長

1.電力電子 2.雷達發射機

## 論文發表：

### (A) Journal Papers

1. Chin S. Moo, **Hung L. Cheng** and Yong N. Chang, "Single-stage high-power-factor electronic ballast with asymmetrical pulse-width - modulation for fluorescent lamps," IEE Proceedings- Electric Power Applications, Vol.: 148, Issue: 2, pp. 125-132, March 2001
2. Chin S. Moo, **Hung L. Cheng** and Ping H. Lin, "Parallel operation of modular power factor correction circuits," tentatively accepted by IEEE Trans. on Power Electronics.

### (B) Conference Papers

1. Chin S. Moo, **Hung L. Cheng**, and Shin J. Guo, "Designing passive LC filters with contour maps," IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems, Singapore, pp. 834-839, 1997.
2. Chin S. Moo, **Hung L. Cheng** and Ping H. Lin, "Parallel operation of modular power factor correction circuits," IEEE Power Electronics Specialist Conference, Fukuoka, Japan, pp. 1619-1624, 1998.
3. Chin S. Moo, **Hung L. Cheng**, Horn N. Chen and Hau C. Yen, "Designing dimmable electronic ballast with frequency control," IEEE

Applied Power Electronics Conference and Exposition, Dallas U.S.A., pp. 727-733, 1999.

4. Chin S. Moo, **Hung L. Cheng**, Tasi F. Lin and Hau C. Yen, "Designing a dimmable electronic ballast with voltage control for fluorescent lamp," IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Beld, Slovenia, pp. 786-790, 1999.
5. Chin S. Moo, Hau C. Yen, **Hung L. Cheng** and Ching R. Lee, "The implementation of orthogonal array method on designing self-excited electronic ballast," IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Beld, Slovenia, pp. 780-785, 1999.
6. **Hung L. Cheng**, Chin S. Moo, and Ying C. Chuang, "A high efficiency dimmable electronic ballast for fluorescent lamp," IEEE 9th International Conference on Power Electronics and Motion Control, Kosice, Slovak Republic, Vol. 4, pp. 96-101, 2000.
7. Chin S. Moo, **Hung L. Cheng** and Yong N. Chang, "A single-stage high-power-factor electronic ballast with asymmetrical pulse-width - modulation for fluorescent lamps," IEEE 23th International Conference on Industrial Electronics Control, and Instrumentation, Nagoya, Japan, pp. 2273-2278, 2000.
8. **Hung L. Cheng**, Chin S. Moo, and Wei M. Chen, "A novel single-stage high-power-factor electronic ballast with symmetrical topology," will be presented in IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Pusan, Korea, June 2001.
9. **Hung L. Cheng**, Horn N. Chen, Rong Z. Tsai, and Chin S. Moo, "Designing Characteristics of fluorescent lamp driven by series resonant inverter with variable frequency," 17th Symposium on Electrical Power engineering, Xinzhu, Taiwan, 1996.
10. **Hung L. Cheng**, Horn N. Chen, Ping H. Lin, and Chin R. Lee, "Designing Characteristics of fluorescent lamp driven by series resonant inverter with variable input voltage," 17th Symposium on Electrical Power engineering, Xinzhu, Taiwan, 1996.

11. **Hung L. Cheng**, Ping H. Lin, Tasi F. Lin, and Chin S. Moo, “Design of high power factor active filter with fixed frequency operation,” 19th Symposium on Electrical Power engineering, Xinzhu, Taiwan, pp. 126-130, 1998.
12. **Hung L. Cheng**, Dong Y. Yan, Shih H. Huang, and Chin S. Moo, “A single-stage high-power-factor electronic ballast with asymmetrical pulse-width –modulation for fluorescent lamps,” 21th Symposium on Electrical Power engineering, Taipei, Taiwan, pp. 1005-1010, 2000.
13. **Hung L. Cheng**, Hau C. Yen, and Chin S. Moo, “A high-efficiency dimmable electronic ballast for fluorescent lamps,” 21th Symposium on Electrical Power engineering, Taipei, Taiwan, pp. 899-904, 2000.

