

國立虎尾科技大學電機工程系
專題製作報告

指導教授：張永農 教授

多盞 LED 光源之可調光驅動電路

班 級： 四技電四甲

參與成員： 程裕深

邱啟倫

張樂芸

劉振宏

中華民國 101 年 09 月 28 日

摘要

本專題以兩級式電路驅動多盞LED光源，第一級電路使用升壓型轉換器架構用來完成主動式功率因數修正電路，第二級則使用半橋串聯諧振轉換器，串聯多組變壓器，以達到多組輸出之目的。其每組變壓器皆為三繞組之變壓器，主繞組與次繞組用來做隔離與能量轉換之用途，各變壓器的第三繞組分別並聯調光開關作以調光。諧振電路操作於電感性負載，使切換開關具有零電壓切換之功能。調光方式採用整數波調光控制，以整數波調光控制調光開關導通率，調整各盞LED燈的亮度，並使調光開關具零電流切換特性。

最後將完成一具有高功率因數、低電路損耗、可靠性高、可個別、群體精準調光的多盞LED光源之可調光驅動電路。

關鍵字：功率因數修正、發光二極體、諧振轉換器、零電壓切換、零電流切換、整數波控制。

目錄

摘要.....	i
目錄.....	ii
圖目錄.....	iv
表目錄.....	vii
第一章 緒論	1
1-1 研究背景	1
1-2 研究動機	2
1-3 專題架構	3
第二章 LED 特性與傳統驅動電路.....	5
2-1 LED 簡介	5
2-2 LED 特性量測	8
2-3 傳統驅動電路	10
第三章 多盞 LED 光源驅動電路架構.....	12
3-1 升壓型轉換器-主動式功因修正.....	12
3-1-1 功率因數修正簡介.....	12
3-1-2 內部方塊圖簡介.....	13
3-1-3 升壓型轉換器介紹.....	16
3-2 半橋串聯諧振轉換電路.....	19

3-2-1 半橋串聯諧振轉換電路.....	19
3-2-2 半橋串聯諧振轉換器動作原理	19
3-2-3 二繞組與三繞組隔離變壓器差異	23
3-2-4 半橋串聯諧振轉換電路公式推導	26
3-2-4.1 中心抽頭全波整流等效電路	26
3-2-4.2 半橋串聯諧振轉換器電路分析	27
3-3 整數波調光控制	36
第四章 設計實例與實驗量測.....	38
4-1 參數設計	38
4-2 Matlab 電路參數曲線模擬.....	41
4-3 SIMPLIS 軟體模擬電路	43
4-3-1 SIMPLIS 模擬半橋串聯諧振電路.....	43
4-3-2 以 SIMPLIS 模擬半橋串聯諧振電路之 Power Flow ..	46
4-4 實體電路測量	49
4-4-1 升壓型轉換器-主動式功因修正	49
4-4-2 半橋串聯諧振電路.....	51
4-4-3 整數波調光電路.....	53
第五章 結論與問題討論.....	62
5-1 實務上問題發現與解決.....	62

5-1-1 IC 供電的問題發現	62
5-1-2 IC 供電的問題解決	63
5-2 結論	65
5-3 未來展望	67
參考文獻	68

圖目錄

圖 2-1 LED 產生白光的方式	7
圖 2-2 LED 之溫度效應	9
圖 2-3 LED I-V 特性曲線	9
圖 2-4 LED 等效電阻變化	9
圖 3-1 以 L6561 IC 所成之 Boost 接線圖	13
圖 3.2 L6561 內部方塊圖	13
圖 3-3 L6561 誤差比較器與過電壓保護方塊圖	14
圖 3-4 L6561 零電流偵測及觸發方塊圖	15
圖 3-5 L6561 乘法器器方塊圖	16
圖 3-6 升壓型轉換器電路圖	16
圖 3-7 升壓型轉換器工作模式一分析圖	17
圖 3-8 升壓型轉換器工作模式二分析圖	18

圖 3-9 半橋串聯諧振轉換器電路架構.....	19
圖 3-10 半橋串聯諧振轉換器工作模式時序圖	21
圖 3-11 半橋串聯諧振轉換器工作模式	22
圖 3-12 兩繞組變壓器電路架構之等效電路	24
圖 3-13 三繞組變壓器架構等效電路.....	25
圖 3-14 中心抽頭變壓器整流電路.....	27
圖 3-15 三繞組變壓器架構等效電路.....	29
圖 3-16 整數波調光控制電路.....	37
圖 3-17 整數波調光控制時序圖.....	37
圖 4-1 設計流程圖	38
圖 4-2 諧振電流對頻率曲線圖 1.....	41
圖 4-3 諧振電流對頻率曲線圖 2(為圖 4-2 局部放大).....	42
圖 4-4 諧振阻抗角度與對頻率曲線圖	42
圖 4-5 V_{ds1} , V_{ds2} , i_{S1} 與 i_{S2} 模擬波形	43
圖 4-6 V_{ds1} 、 V_{gs1} 與 i_{S1} 的波形.....	44
圖 4-7 V_{ds2} 、 V_{gs2} 與 i_{S2} 的波形.....	44
圖 4-8 輸入電壓 V_{ds2} 、諧振電流 i_r 、輸出電壓 V_o 與電流 i_o 的波形.....	45
圖 4-9 諧振迴路諧振電流 i_r 落後輸入電壓 V_{ds2} ，為電感性負載.....	45
圖 4-10 輸入功率與上下臂開關之功率損耗	46

圖 4-11 隔離變壓器之損耗.....	47
圖 4-12 輸出功率與整流二極體之損耗.....	47
圖 4-13 本專題第二級半橋串聯諧振電路之 Power Flow.....	48
圖 4-14(a) 升壓型轉換器輸入電壓 V_{in} -輸入電流 I_{in}	49
圖 4-14(b) 升壓型轉換器功率因數實際測量圖	49
圖 4-15 升壓型轉換器輸入電壓 V_{in} -電感電流 I_L 波形	50
圖 4-16 升壓型轉換器輸入電壓 V_{in} -電感電流 I_L 波形與局部展開圖	50
圖 4-17 半橋開關電壓 V_{ds1} 、 V_{ds2} 電流 i_{s1} 、 i_{s2} 量測波形.....	51
圖 4-18 半橋開關電壓 V_{ds1} 、 V_{gs1} 電流 i_{s1} 量測波形	52
圖 4-19 半橋開關電壓 V_{ds2} 、 V_{gs2} 電流 i_{s2} 量測波形	52
圖 4-20 半橋開關電壓 V_{ds2} 電流 i_r 量測波形	53
圖 4-21 整數波調光電路連接變壓器之示意圖	54
圖 4-22 RC 延遲電路	55
圖 4-23 調光訊號導通率 50%，實際 i_{Nt1} 、 V_{gs-dim} 、 V_{o1} 、 I_{o1} 波形....	56
圖 4-24 調光訊號導通時 V_{gs-dim} 、 i_{Nt1} 的波形	56
圖 4-25 調光訊號截止時 V_{gs-dim} 、 i_{Nt1} 的波形	57
圖 4-26 第一組輸出整數波調光的電流變化	58
圖 4-27 第一組輸出整數波調光的功率變化	59
圖 4-28 同步調光時的 $I_{o1}\sim I_{o5}$ 與 I_r 變化.....	60

圖 4-29 同步調光時的 $P_{o1} \sim P_{o5}$ 變化	61
圖 5-1 IC IR2153 典型電路.....	63
圖 5-2 LM7812 典型供電電路	63
圖 5-3 IC IR2153 改良式電路.....	64
圖 5-4 IC L6561 典型電路	65
圖 5-5 整體驅動電路實體圖.....	66
圖 5-6 精準的調光輸出圖	66
圖 5-7 多盞 LED 光源輸出圖	66

表目錄

表 2-1 LED 規格.....	8
表 3-1 兩繞組與三繞組變壓器電路架構諧振阻抗變化的情況.....	24
表 4-1 LED 驅動電路變壓器參數.....	40
表 4-2 電路參數表	40
表 4-3 第一組輸出整數波調光.....	58
表 4-4 四組輸出同步整數波.....	60

第一章 緒論

1-1 研究背景

隨著科技日新月異，工業發展迅速，對能源的需求越來越大，但是地球上可用的能源越來越少，而目前再生能源並未發展普及，節約現有能源以及提高能源的轉換效率是刻不容緩。目前照明所消耗的電量約佔總電量的 15%到 20%。其消耗電量極其龐大，節能已成為設計上重要的課題。

西元 1907 年愛迪生研製出可商品化的鎢絲燈泡，改變了人類生活方式，擺脫了日出而作，日落而息的生活，人類也因此和人工光源有了密不可分的關係。人工光源種類繁多，諸如白熾燈、螢光燈、高壓氣體放電燈以及固態照明等。白熾燈是將燈絲加熱至白熱化狀態，產生電磁輻射。其中約八成的電力消耗是發出紅外線，也就是所謂熱源，可見光部分只占電力消耗的兩成或兩成以下，所以白熾燈有發光效率低的嚴重缺點。日光燈需將燈絲預熱到可以發射電子的溫度，使電極兩端產生足夠高的點燈電壓，將燈管內氣體游離繼而產生電弧，使燈管工作在適當的亮度，但使用燈絲預熱的螢光燈管之生命週期皆偏低。高強度氣體放電燈(High intensity discharge lamp, HID)，必須使用安定器才能使其正常動作，且一般需要數仟伏特以上的點燈電壓才能點亮 HID 燈，且點燈暫態到穩定時間過長，常發生音頻共振

(Acoustic resonance)現象，造成弧光、光輸出變動和色溫改變等情形，甚至毀損燈管，因此不易控制。

發光二極體(Light Emitting Diode, LED)具有低耗電、高指向性、壽命長、可調光、體積小、堅固耐震動以及高演色性等特性。近年來，隨著輸出功率提升和效率的改善，LED 開發和應用已有重大進展。目前，LED 可以廣泛應用在汽車照明，交通燈，背光模組、道路照明，室內照明等。逐漸取代白熾燈泡，鹵素燈泡，住宅用的日光燈。使用高效率的發光二極體由於其壽命長(大於 5 萬小時)，比一般白熾燈泡的 1 千小時與日光燈的 1 萬小時多 5 倍到 50 倍，可減少維修費用，降低汰換所產生的廢棄物，除了節能外又可達到環保的效果，目前已有許多廠商開始研究與開發以 LED 為主的室內照明燈具。因此，具有省電、體積小、低污染、高發光效率、使用壽命長等特性的 LED 被視為未來極具潛力的人工光源。

1-2 研究動機

LED 在應用技術上，遇到的主要問題包括：LED 光電特性均勻性不佳；系統溫度太高，導致 LED 發光效率降低，且容易影響 LED 的光輸出特性等。現在大功率 LED 應用上，機構工程師設計 LED 散熱片緊靠金屬外殼，將熱源導向更大面積，也可外加風扇幫助散熱。除此之外，提高電能轉換效率，是減少系統本身熱源最直接的方式。

因此，高電路效率為本文目標之一。市售傳統 LED 驅動電路為了達到精密控制 LED 電流，除了主電路外，必須增加元件組成回授電路，達到定電流控制。此類電路架構將導致電路複雜度提昇，成本增加，且會有更多功率損耗於元件上。造成電路整體效率低落，故此在效率上有很大的改進空間，最根本的辦法就是從簡化驅動電路架構著手。以目前的 LED 封裝與單顆亮度，大多以多顆 LED 組合為光源模組達到所需照度。若需驅動多盞 LED 組合成之燈具，每組燈具需以獨立轉換電路分別提供定電流驅動，大幅提高製造成本。為改善上述傳統驅動電路的缺失，本文利用半橋串聯諧振換流器架構，將多組變壓器串接輸出，並經過二極體與電容整流濾波之後，即可驅動多盞 LED 燈組。

1-3 專題架構

本專題內容共分為五章節陳述，其各章節簡述如下：

第一章 緒論：

闡述本專題研究背景、研究動機與目的。

第二章 LED 特性與傳統驅動電路：

簡介 LED 演進與特性量測，並分析傳統驅動電路之優缺點。

第三章 多盞 LED 光源驅動電路架構：

說明升壓型轉換器功因修正技術、驅動多盞 LED 燈轉換器電路架構、整數波調光方法、半橋串聯諧振轉換器動作原理、建立等效電路與方程式推導。

第四章 設計與實驗量測：

實際設計驅動 4 組 10W 白光 LED 電路並進行電腦軟體模擬與實體電路製作與量測用以驗證其可行性。

第五章 問題討論與結論。

對本專題製作提出實務上問題探討與總結。

第二章 LED 特性與傳統驅動電路

本章將介紹 LED 發展過程，量測實驗所使用白光 LED 的電氣特性。最後簡介傳統 LED 驅動電路架構並提出其缺點，後續專題則使用新型驅動電路來克服傳統電路架構的缺點。

2-1 LED 簡介

LED 為半導體發光之固態光源。最早於 1923 年，由德國學者觀察到碳化物質的發光現象，雖然只是實驗室的一個發現，但卻開啟固態照明光源的契機。1962 年全球第一顆以 GaAsP 磊晶製程之紅光 LED 開發成功。1968 年由美國 Hewlett-Packard 公司將 LED 商品化並開始量產，當時發光效率僅約 0.1 lm/W，多用於儀器儀表上的指示燈。1970 年代，陸續開發出橙光與綠光 LED，發光效率提升至 1 lm/W，並擴展至工、商業用途，如：多段數字顯示器或點陣顯示器。1980 年代，利用 AlGaAs 磊晶製程的紅光 LED 發光效率已接近鎢絲燈，達到 10 lm/W，亦有紅外光 LED 產品出現。1990 年代初期，AlInGaP 製程的高亮度紅光 LED 誕生，也研發出以 SiC 產生藍光，但發光效率極低。LED 因缺乏藍光而無法實現白光輸出。

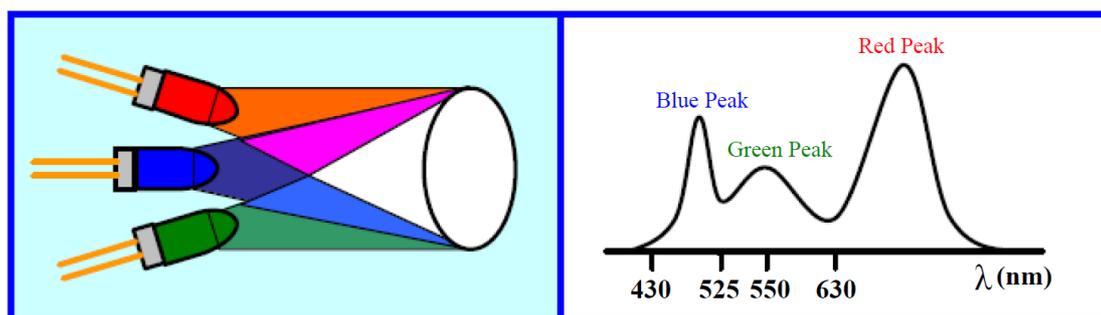
直到 1995 年，InGaN/GaN 等材料始用於 LED 製程，當時任職日亞化學公司研究員的中村修二(S. Nakamura)將氮化鎵作為緩衝層之關鍵技術應用於磊晶中，高亮度藍、綠光 LED 才得以問世，使得全彩化的 LED 產品能夠實現。1996 年，日亞化學公司發展出由藍光 LED 激發塗佈於晶片上方的黃光螢光粉，使黃光與藍光互補產生白光，高亮度白光 LED 開始商品化。至此，LED 發展技術快速成長，從開發初期 8 lm/W 的發光效率，到目前在 20 mA 驅動時達到 80~100 lm/W 及在 350 mA 驅動時達到 50~70 lm/W，使 LED 在照明產品的應用上

更加多元化。

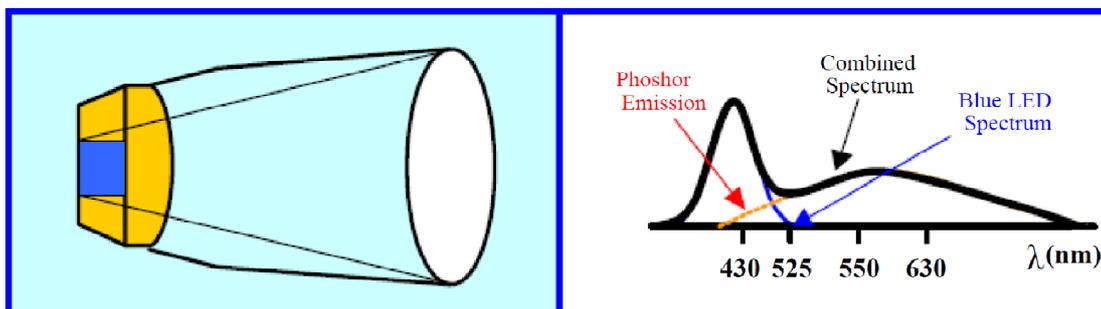
白光在光學上屬於合成光譜，可由兩種以上光色混合而成。現行 LED 產生白光的方式如圖 2-1，可分為多色混光式(Mixed-Color)LED 與螢光粉覆蓋式(Phosphor-Covered)LED。其中，螢光粉覆蓋式 LED 又可分為藍光晶粒與紫外光晶粒激發螢光粉兩種。以下簡述三種白光產生的方式與優缺點：

- (1) 多色混光：將紅、藍、綠三原色 LED 利用光學設計混合成白光的方式為多色混光，如圖 2-1(a)所示。此種光源色飽和度最高，可變性佳。由於三原色 LED 需個別驅動並固定相對光強度才得以維持穩定之白光輸出，因此驅動與控制電路之成本較高且複雜。目前亦有將三原色晶粒封裝在一起的多晶粒(Multi-Chip)LED，使體積縮小。即便如此，因為所使用晶粒材料不同，造成各光色之晶粒壽命及轉換效率不一，容易造成混光不均的現象。
- (2) 藍光晶粒激發螢光粉：為目前製作高功率白光 LED 最常見的方式，由晶粒發出藍光激發黃色螢光粉，後由未被螢光粉吸收之藍光與被激發出的黃光經內部光學設計混合成白光輸出，如圖 2-1(b)所示。螢光粉之效率，以日亞化學提出之鈮鋁石榴石(Yttrium Aluminum Garnet, YAG)螢光粉最高。此種光源使用單一品片，電路控制最為簡單，可大幅降低製造成本；缺點為光譜僅分佈在藍光與黃光波段，因此色彩表現較差，且易有光色偏藍或偏黃的現象。另外，因螢光粉塗佈不均或藍光波長偏移，會使每一個 LED 色溫不盡相同。
- (3) 紫外光晶粒激發螢光粉：以波長 300 至 400 nm 的紫外光 LED，激發三原色螢光粉後混合成白光，如圖 2-1(c)所示。由於只需驅

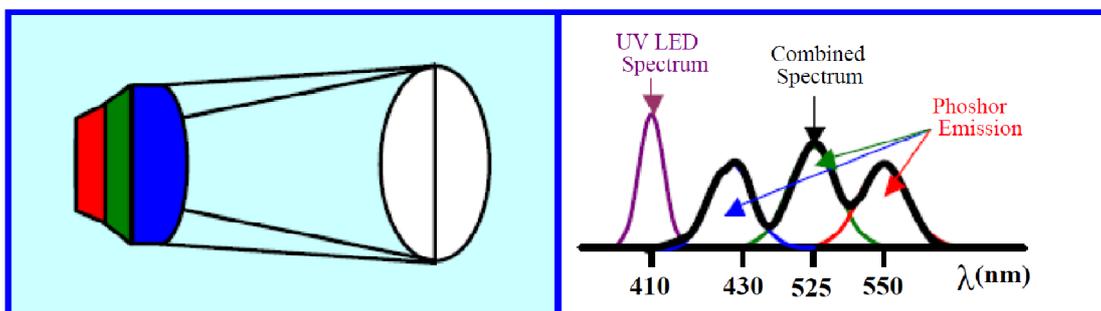
動紫外光晶粒，且光譜含有紅、綠、藍三波段，因此有色飽和度佳兼具控制簡單之優點。紫外光實際不參與配色，所產生之白光不受晶粒的發光波長所影響，易調出所需色溫及演色性的白光。但紫外光所產生的能量會使 LED 封裝材料，環氧樹脂，提前產生劣化而影響光輸出。若三原色螢光粉之光衰減特性不同，長期使用可能因三原色比例改變而導致光色異於初始設計。



(a) 多色混光



(b) 藍光晶粒激發螢光粉



(c) 紫外光晶粒激發螢光粉

圖 2-1 LED 產生白光的方式

2-2 LED 特性量測

進行實驗前，須將本專題使用之高亮度 LED 進行電氣特性量測，避免 LED 特性與廠商所提供規格不同，造成實驗量測誤差。本專題選用之白光 LED 規格如表 2-1，白光 LED 額定電流為 350 mA。

圖 2-2 為不同溫度下之 LED I-V 特性曲線。在相同的電流變化下，溫度 T_1 下的電壓變化 ΔV_1 略小於溫度 T_2 下的電壓變化 ΔV_2 ，對 LED 亮度變化影響較小；反之，在相同的電壓變化下，溫度 T_1 下的電流變化 ΔI_1 明顯大於於溫度 T_2 下的電流變化 ΔI_2 ，對 LED 亮度變化不一致。由於 LED 的亮度取決於順向電流的大小，為了不影響 LED 在不同操作溫度時的亮度，控制 LED 順向電流的驅動方式為較普遍的作法。

本專題所使用高亮度 LED 的 I-V 特性曲線如圖 2-3 所示。實驗時將室溫控制在一定範圍內，避免環境溫度對 LED 工作點的影響。由圖中觀察到 LED 電壓與電流變化的比例並不相同，些微的電壓變化，即可使電流大幅度的改變。意即輸出電壓之浮動容易影響輸出電流，進而改變光輸出，為驅動電路設計時需注意之處。圖 2-4 為 LED 電流與等效電阻之關係圖，等效電阻皆隨電流上升而漸漸變小，而在 LED 到達額定值附近，等效電阻變化逐漸趨緩。由此可知，LED 等效電阻並非線性變化。

表 2-1 LED 規格

本專題所使用之 LED 為億光公司所生產，型號為

EHP-AX08EL-GT01H-P01-5670-Y-K42

光色	額定電壓 (V)	額定電流 (mA)	峰值電流 (mA)	光譜主峰 (nm)	操作溫度(°C)
白光	2.7~3.7	350	1000	435~750	-40~+110

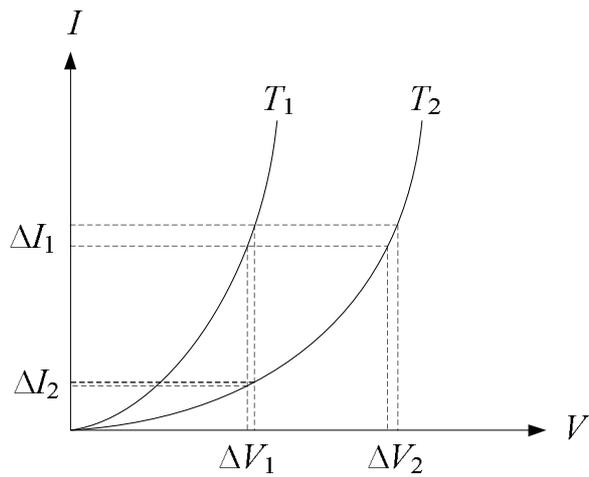


圖 2-2 LED 之溫度效應

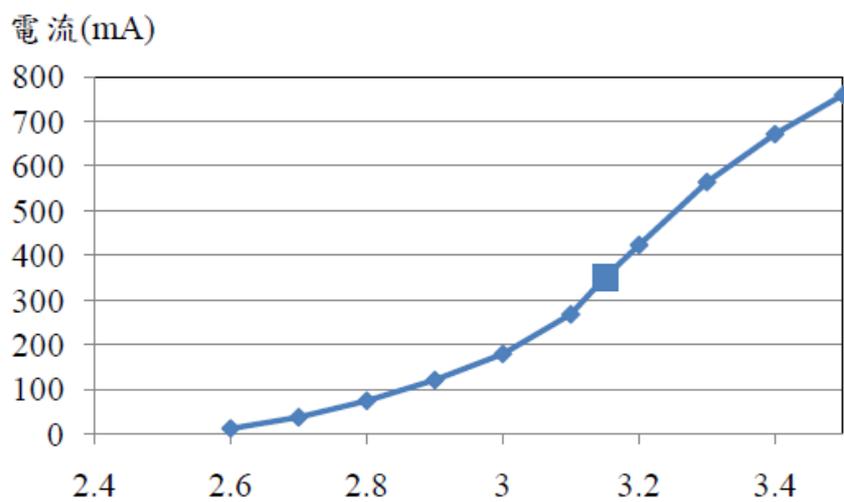


圖 2-3 LED I-V 特性曲線

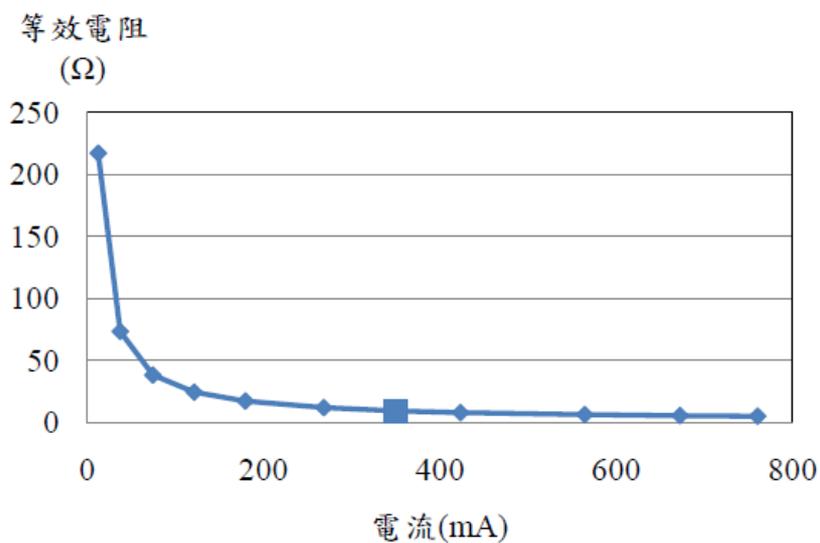


圖 2-4 LED 等效電阻變化

2-3 傳統驅動電路

傳統 LED 驅動電路輸入交流電源，因安規要求，輸入與輸出端需要電氣隔離。不同光色之 LED 特性不盡相同，若要驅動多組不同種類與瓦數的 LED，需要個別以能量轉換電路來驅動。因此，為了達到電氣隔離與個別驅動的要求，傳統電路設計成兩級電路來驅動 LED。

圖 2-5 為傳統 LED 驅動電路方塊圖，交流電源經整流後，經由隔離型 DC/DC 轉換器，將輸出電壓轉換至設定準位，輸出電壓送至獨立之 DC/DC 轉換器驅動 LED 燈，使各組電壓穩定操作。

傳統 LED 驅動電路常用之組合分別為，前級使用前向式轉換器 (Forward Converter) 或返馳式轉換器 (Flyback Converter)，搭配後級驅動電路，如升壓式轉換器 (Boost Converter)、降壓式轉換器 (Buck Converter) 或降升壓式轉換器 (Buck-Boost Converter) 等，達到多組電壓輸出。

當系統需驅動多盞 LED 燈時，需要多組 DC/DC 轉換電路與調光控制電路，使成本提高。因此，如圖 2-6 所示，本專題使用一可驅動多盞 LED 燈之串聯諧振換流電路，可僅使用一組轉換電路串接多組變壓器，驅動多盞 LED 燈，且具有群體、個別調光功能，可簡化驅動電路架構，大幅降低成本，並提高整體電路轉換效率。

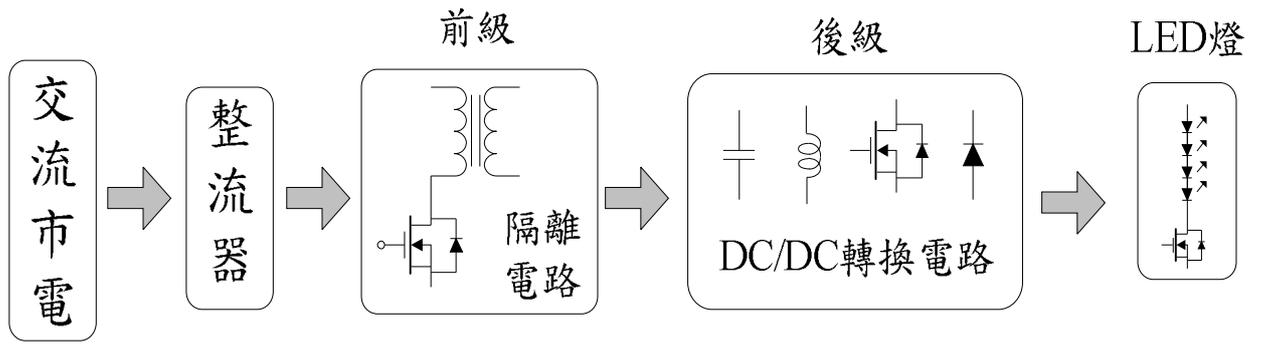


圖 2-5 傳統 LED 驅動電路

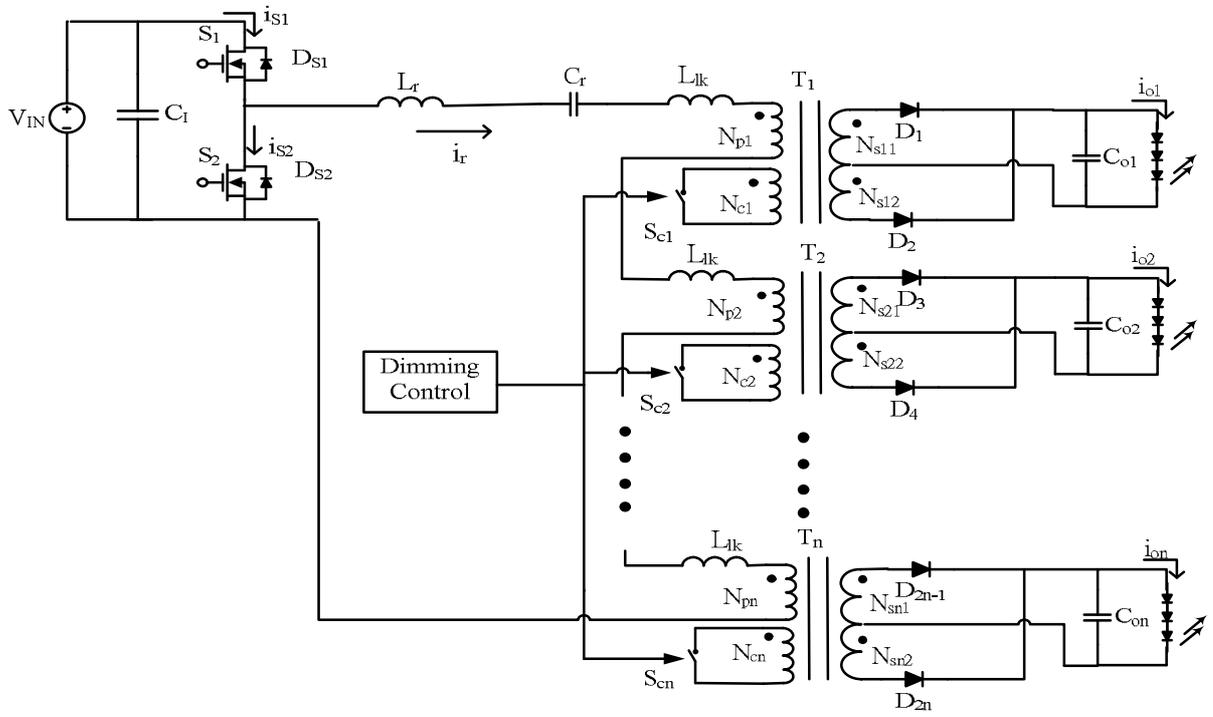


圖 2-6 半橋串聯諧振轉換器之三繞組電路架構

第三章 多盞 LED 光源驅動電路架構

本章節將探討升壓型轉換器之主動式功因修正、半橋串聯諧振轉換電路、整數波調光電路。

分析各電路動作原理，進行等效電路推導，計算電路各點之電壓、電流、元件參數和切換頻率之關係。根據所推導之公式設計電路參數，提供電腦軟體模擬與電路實作參考。

3-1 升壓型轉換器-主動式功因修正

3-1-1 功率因數修正簡介

大部份的家電內部構造都有具備交流轉直流部分，都採用橋式二極體整成直流，然後再並聯一個大電容消除直流電壓漣波，然後提供一穩定直流。此架構雖然簡單、成本低，但是並聯一大電容使輸入電流不連續，形成一脈衝電流，諧波成份及雜訊干擾增大，造成相當大的電力汙染。為了改善缺點，因此發展出的各式各樣的功率因數修正電路（Power Factor Correction, PFC），一般分成兩種，被動式與主動式。

1. 被動式功率因數修正電路，此電路架構簡單，成本低，因為操作頻率低，造成體積龐大且笨重，並不符合輕薄體積小的要求。
2. 主動式功率因數修正電路，是利用迴授電路來達到控制開關的切換，改變電感電容的充放電，使輸入電流達到近似一個正弦波與輸入電壓同相位。

根據上述介紹，本專題採用 Boost 架構，驅動IC 選用L6561 以完成主動式功率因數修正電路如圖3.1 所示，達到修正功率因數之目的

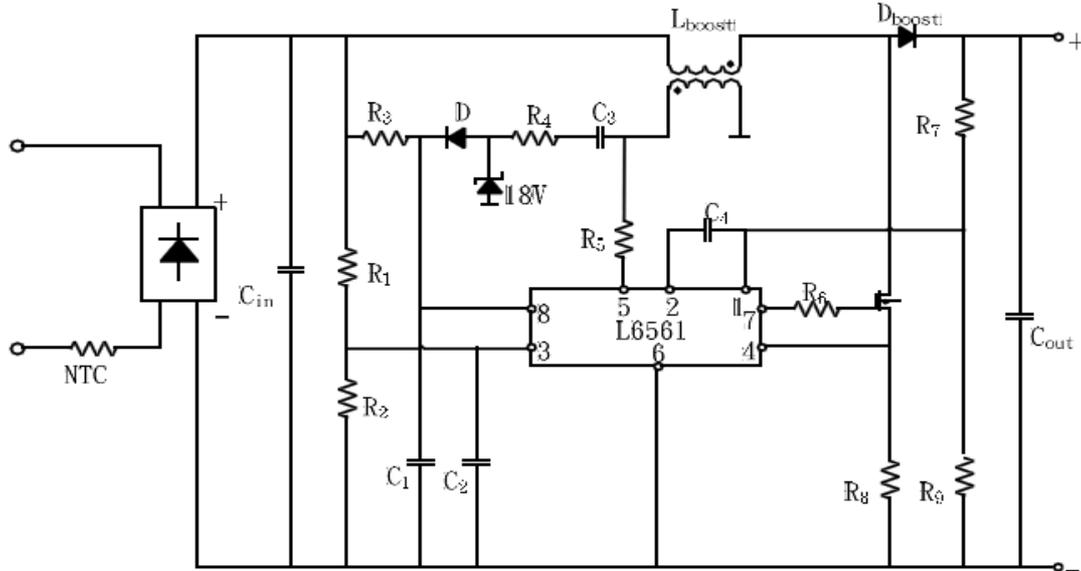


圖 3-1 以 L6561 IC 所成之 Boost 接線圖

3-1-2 內部方塊圖簡介

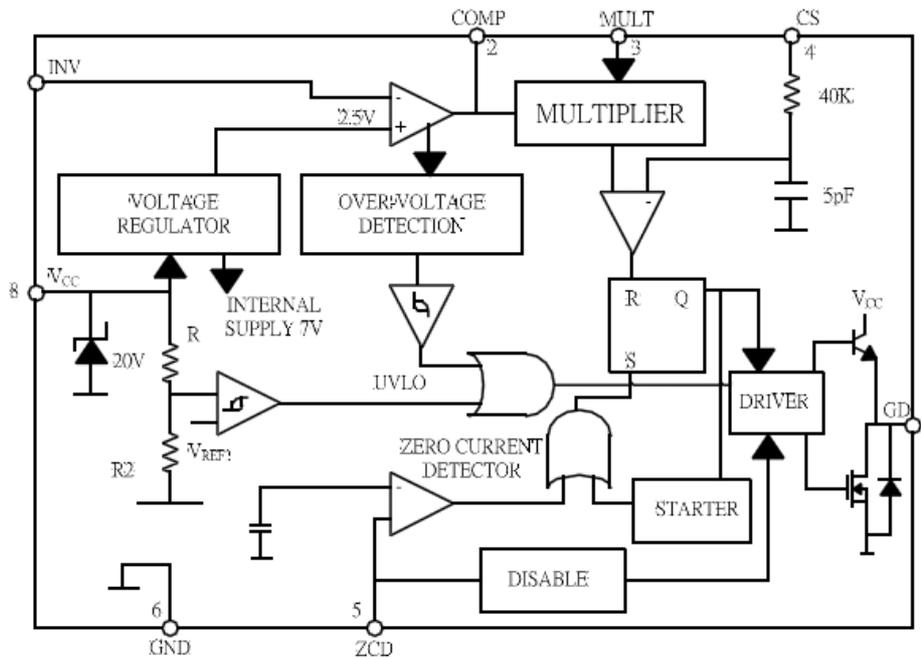


圖 3.2 L6561 內部方塊圖

(1) 誤差比較器與過電壓保護方塊圖:

如圖3.3 所示，誤差放大器的反向輸入端，經由外部串聯分壓電阻與輸出端連接，取得輸出電壓，並與內部參考電壓比較，可獲得一個固定的直流調整電壓。誤差放大器通常在輸出端與反向輸入端之間，接上一個回授電容做為頻率補償。為了誤差放大器再過電壓造成飽和，或過電流造成的飽和之後能快速回復，所以誤差放大器的動態輸出電壓被內部箝位電路限制在2V 到5.8V 之間。L6561 提供兩級的過電壓保護，於過電壓時，誤差放大器的輸出趨向低飽和，但誤差放大器的響應很慢，因此會維持一段時間才進入飽和區。但另一方面，一個過電壓必須被立即修正，因此一個基於不同觀念的快速過電壓保護是必要的。因為電容不允許直流電流流過，於穩態時流過R1 與R2 電阻的電流是一樣的。

$$I_{R1,R2} = \frac{V_o - 2.5}{R_1} = \frac{2.5}{R_2} \quad (3-1)$$

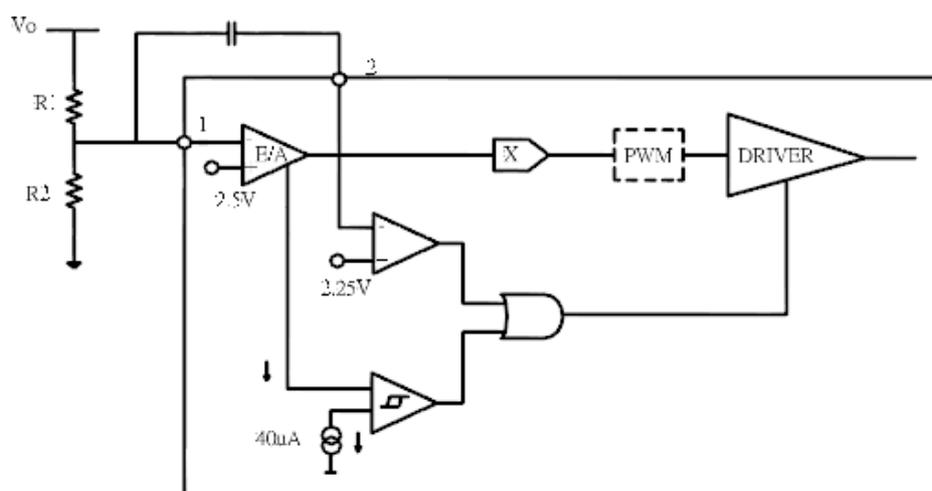


圖 3-3 L6561 誤差比較器與過電壓保護方塊圖

(2) 零電流偵測及觸發方塊圖:

如圖 3.4 所示，當電感電流逐漸變零後，ZCD方塊功能將開關關閉，使跨於電感上的電壓反轉。當電路在運作狀態時，ZCD 的訊號還是藉由電感的輔助繞組而來，ZCD 沒訊號時，可以由內部啟動器來強制驅動器送出一脈衝訊號給開關，再將開關啟動。

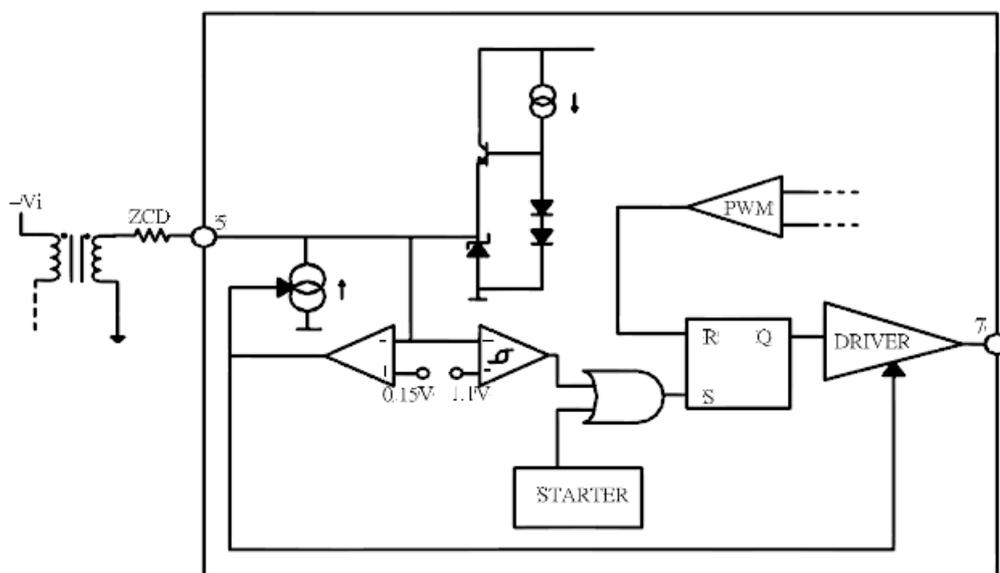


圖 3-4 L6561 零電流偵測及觸發方塊圖

(3) 乘法器器方塊圖:

如圖 3.5 所示，乘法器擁有兩個輸入端，第一個是輸入整流電壓成為一個比例的取樣電壓，另一個為E/A 的輸出電壓，假設E/A 的輸出電壓在半個週期內為定值，則乘法器的輸出將會是整流後的弦波，並將信號做為電流比較器的參考訊號。

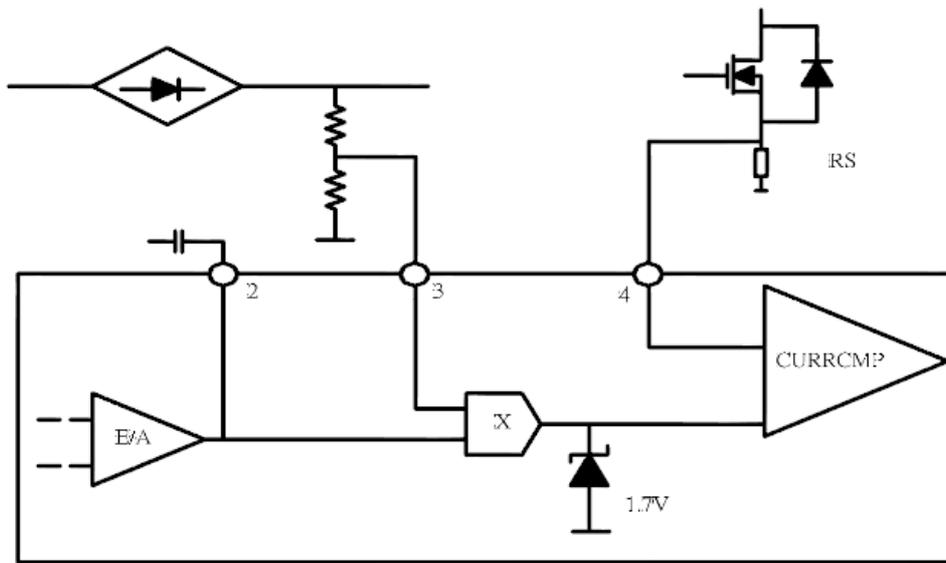


圖 3-5 L6561 乘法器器方塊圖

3-1-3 升壓型轉換器介紹

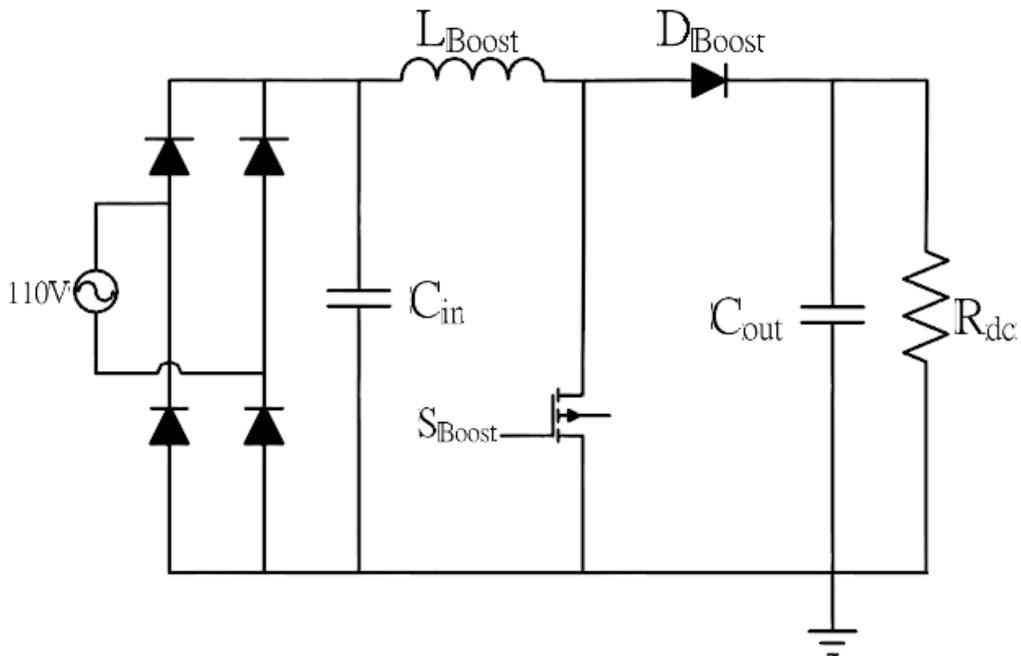


圖 3-6 升壓型轉換器電路圖

圖 3.6 為第一級功因修正升壓型轉換器電路圖，由開關 S_{Boost} 、濾波電容 C_{in} 、儲能電感 L_{Boost} 、快速二極體 D_{Boost} 、與儲能電容 C_{out} 所組成。升壓型轉換器輸出電壓必須大於輸入電壓，當開關導通時，二極

體反向偏壓，輸入電能儲存於電感，負載的電能則由輸出電容提供。

當電感 L_{Boost} 工作於BCM 模式時，電路具有功因修正功能。

以下是電感的推導公式：

$$t_1 = \frac{L}{\sqrt{2} \times V_{in}} \times I_L \quad (3-2)$$

$$t_1 - t_2 = \frac{L}{V_{out} - \sqrt{2} \times V_{in}} \times I_L \quad (3-3)$$

$$t_1 + (t_2 - t_1) = \frac{1}{f_{sw}} \quad (3-4)$$

升壓型轉換器工作模式如下：

(a) 工作模式一 ($t_0 \sim t_1$):

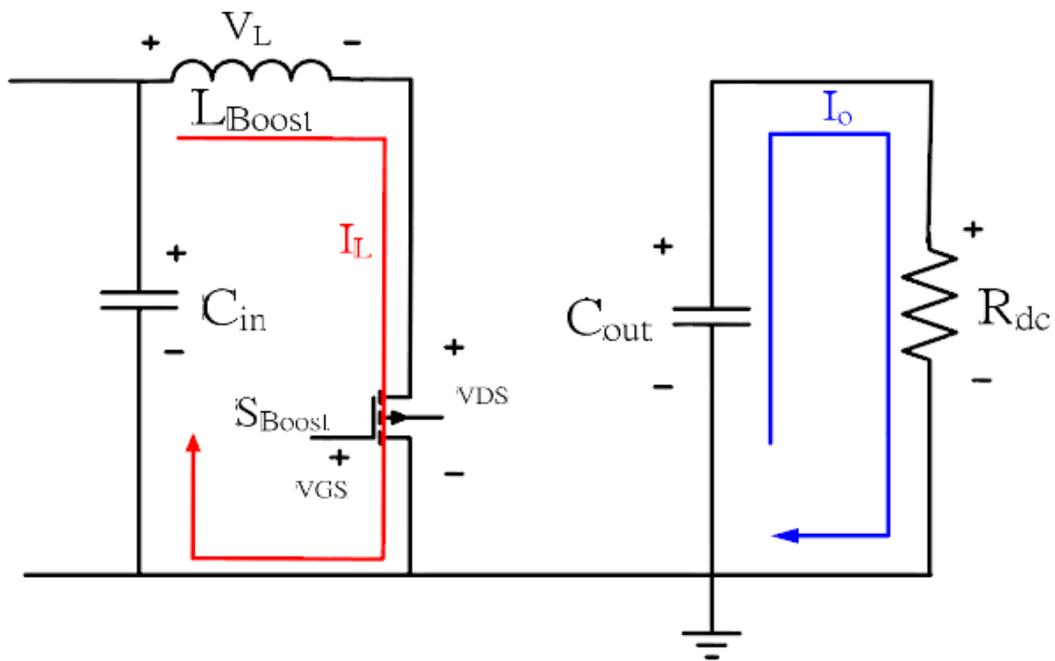


圖 3-7 升壓型轉換器工作模式一分析圖

工作模式一 ($t_0 \sim t_1$) :

開關 S_{Boost} ON 時,此時電能對電感進行儲能,電感電流呈線性增加,二極體電壓為逆向偏壓,負載所需的能量由 C_{out} 提供。

依據圖 3.7 可推導出

$$C_{in} = \frac{I_{rms}}{2\pi \times f_{sw} \times r \times V_{irms}} \quad (3-5)$$

$$C_{in} \geq \frac{I_o}{4\pi \times f \times \Delta V_o} = \frac{P_o}{4\pi \times f \times V_o \times \Delta V_o} \quad (3-6)$$

(b) 工作模式二 ($t_1 \sim t_2$) :

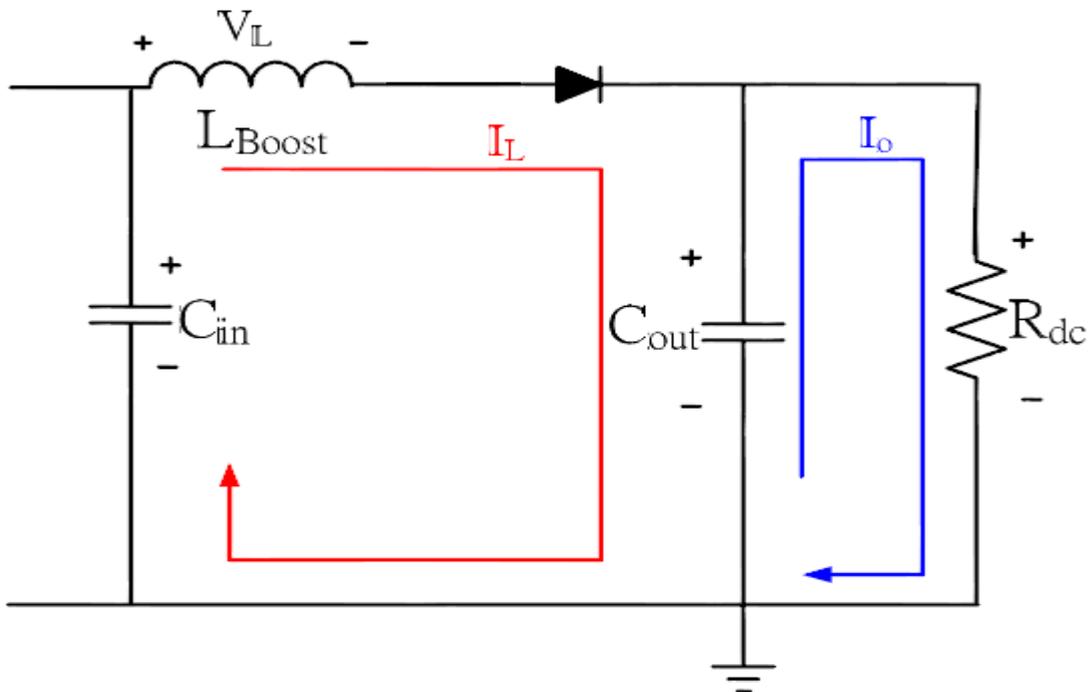


圖 3-8 升壓型轉換器工作模式二分析圖

工作模式二 ($t_1 \sim t_2$) :

如圖 3.8 所示,開關 S_{Boost} OFF 時,二極體導通,此時輸入端提供能量給予負載並對 C_{out} 進行儲能。

3-2 半橋串聯諧振轉換電路

3-2-1 半橋串聯諧振轉換電路

半橋串聯諧振轉換器電路架構如圖 3-9 所示，開關 S_1 與 S_2 交互導通，產生一方波電壓在諧振電路的輸入側，經由諧振電路與變壓器將能量傳送至負載。

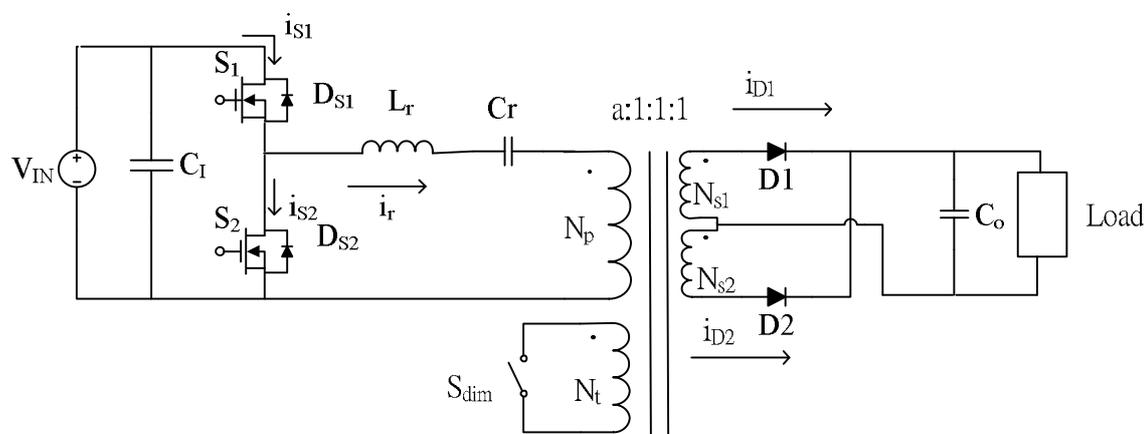


圖 3-9 半橋串聯諧振轉換器電路架構

3-2-2 半橋串聯諧振轉換器動作原理

為了簡化分析，根據以下假設分析電路工作模式：

- (1) 所有電路元件皆為理想，導通電阻、順向導通電壓皆忽略不計。
- (2) 操作頻率 f_s 大於諧振頻率 f_r ，使諧振電路操作於電感性負載模式下。
- (3) 輸入與輸出電容值夠大，可忽略漣波，將輸入電壓與輸出電壓視為定電壓。
- (4) 若變壓器第三繞組(N_t)的調光開關導通時，則次繞組(N_{s1} 、 N_{s2})不會有能量輸出；當調光開關截止時，次繞組(N_{s1} 、 N_{s2})才會有能量輸出，故以調光開關截止時去分析動作原理。

由切換開關 S_1 、 S_2 與開關本體二極體 D_{S1} 、 D_{S2} ，穩態運作時，切換週期內有可分為四種工作模式，如圖 3-10 與圖 3-11 所示，以下就各工作模式進行說明。

(1) 工作模式 I：

當下臂開關 S_2 截止時，進入工作模式 I。由於諧振電路設計於電感性負載，諧振電流 i_r 落後輸入電壓，所以在 S_2 截止的瞬間， i_r 為負值並流經上臂開關本體二極體 D_{S1} 並持續上升。其輸出整流二極體 D_2 導通。經過短暫的死區時間(Dead Time)後，當上臂開關之驅動訊號 v_{gs1} 由低電位變為高電位，驅動上臂開關 S_1 。此時 i_r 仍為負值， S_1 並未立即導通， D_{S1} 持續導通直到 i_r 上升至零進入模式 II。因為 S_1 切換導通時開關跨電壓為零，具有零電壓切換之優點，降低了切換損失。

(2) 工作模式 II：

當 i_r 由負值變正值時，上臂開關本體二極體 D_{S1} 截止， S_1 導通。其輸出整流二極體 D_1 導通。輸出整流二極體 D_2 截止。之後， i_r 至峰值後慢慢下降，直到上臂開關驅動訊號 v_{gs1} 由高電位變為低電位，使開關 S_1 截止，此時進入工作模式 III。

(3) 工作模式 III：

當開關 S_1 截止時， i_r 仍為正值，電流路徑由上臂開關 S_1 轉移至下臂開關本體二極體 D_2 。經過短暫的死區時間後，下臂開關之驅動訊號 v_{gs2} 由低電位變為高電位，驅動下臂開關 S_2 ，達到零電壓切換，此時 i_r 仍為正， S_2 並未立即導通， D_{S1} 持續導通直到 i_r

下降至零進入模式 IV。其輸出整流二體 D_1 繼續導通。

(4) 工作模式 IV：

當 i_r 由正值變負值時，下臂開關本體二極體 D_{S2} 截止， S_2 導通。其輸出整流二極體 D_2 導通。輸出整流二體 D_1 截止。之後， i_r 至負半週峰值後慢慢上升，直到下臂開關驅動訊號 v_{gs2} 由高電位變為低電位，使開關 S_2 截止，回到工作模式 I。

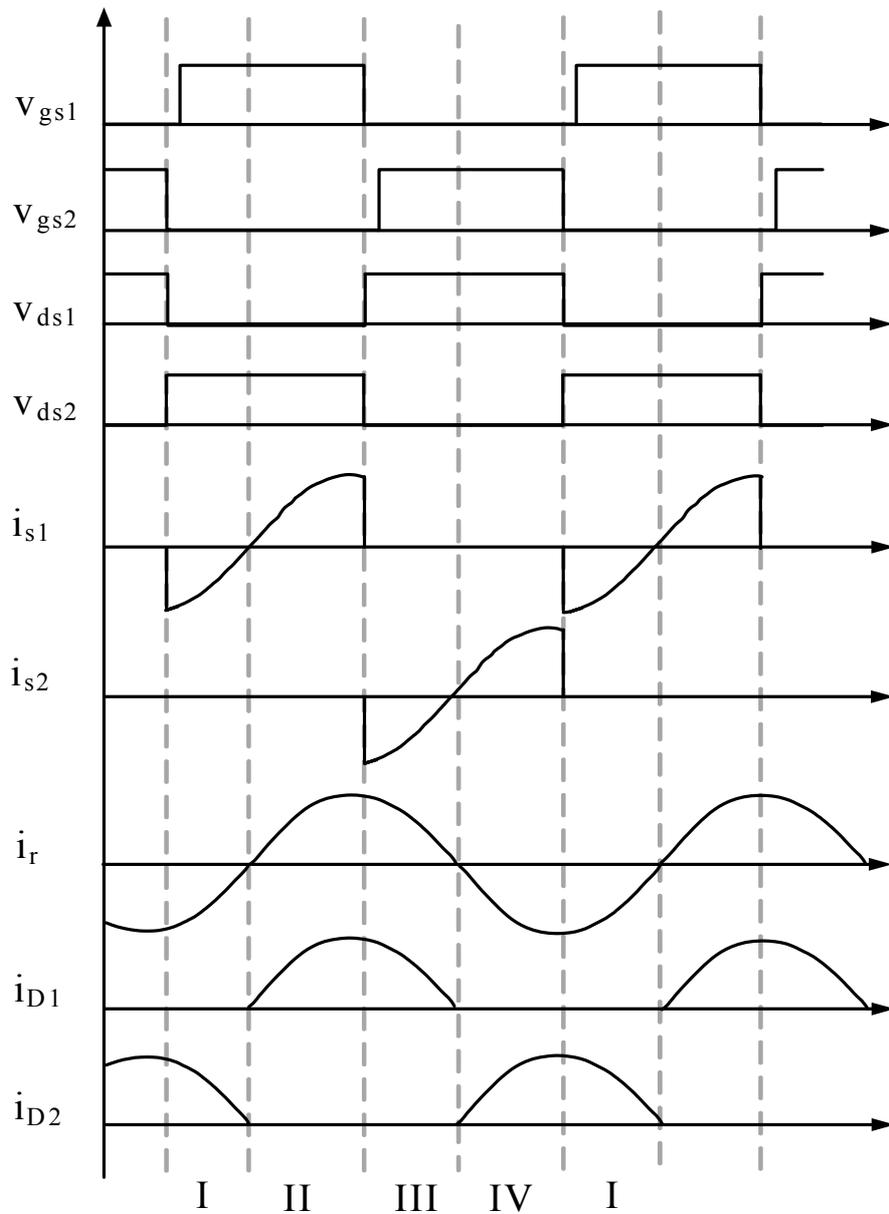
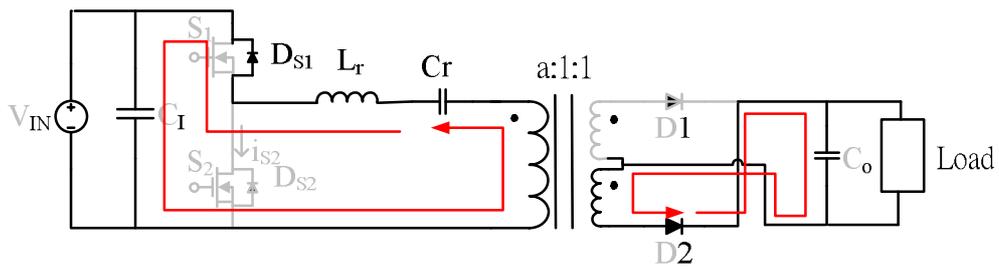
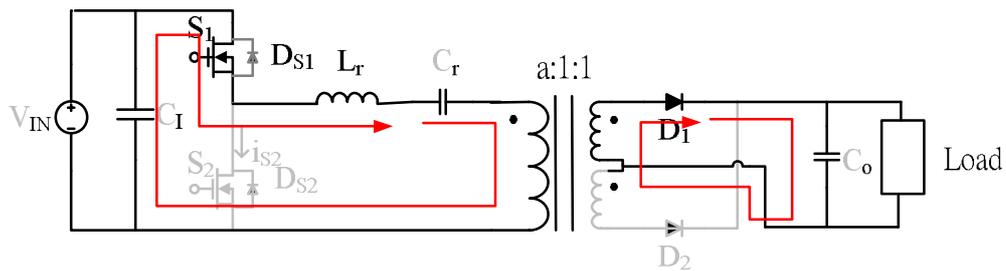


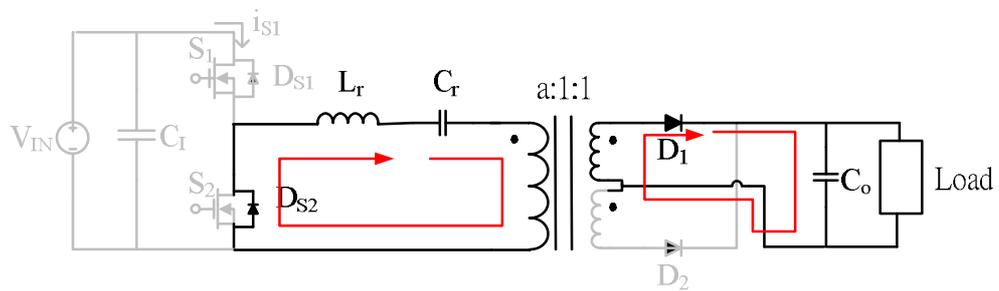
圖 3-10 半橋串聯諧振轉換器工作模式時序圖



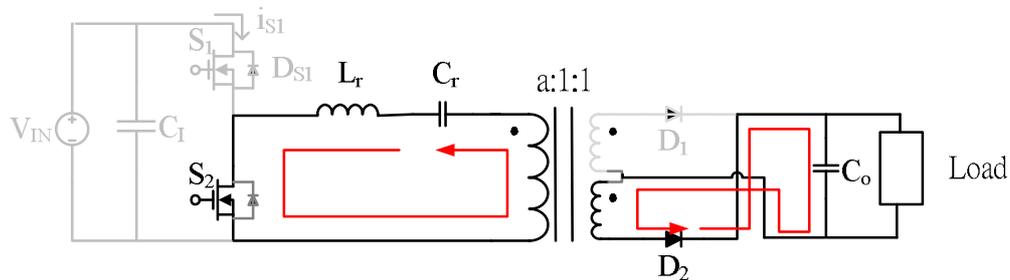
模式 I



模式 II



模式 III



模式 IV

圖 3-11 半橋串聯諧振轉換器工作模式

3-2-3 二繞組與三繞組隔離變壓器差異

電路架構若以一組輸出為例，可將等效電路表示為圖3-12。 V_1 為諧振迴路輸入電壓之基本波。 R_o' 為 R_o 等效至變壓器一次側的等效電阻。 L_m' 與 R_s 為等效電阻 R_o' 與激磁電感 L_m 並聯轉串聯後的等效電感與電阻，如(3-7)式與(3-8)式。

$$L_m' = \frac{R_o'^2 L_m}{R_o'^2 + \omega_s^2 L_m^2} \quad (3-7)$$

$$R_s = \frac{\omega_s^2 R_o' L_m^2}{R_o'^2 + \omega_s^2 L_m^2} \quad (3-8)$$

調光開關位在漏感 L_{lk} 前端。在導通時調光開關會把三個等效元件 L_{lk} 、 L_m' 、 R_s 短路，導致調光開關導通與截止時的電路諧振阻抗變化較大，也跟著容易影響到諧振電流變化，如表 3-1 所示，意味著當其中一組進行調光時，其他未調光組的輸出電流會被影響。

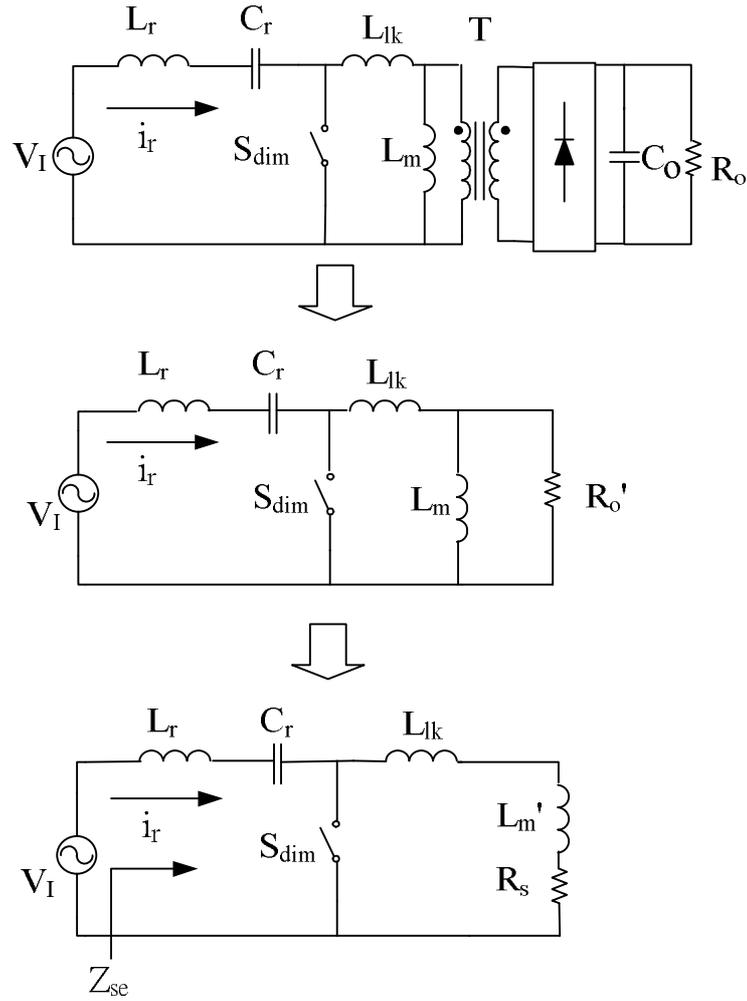


圖 3-12 兩繞組變壓器電路架構之等效電路

表 3-1 兩繞組與三繞組變壓器電路架構諧振阻抗變化的情況

調光 開關	兩繞組變壓器架構電路	三繞組變壓器架構電路
導通	$j \left(\omega_s \times L_r - \frac{1}{\omega_s \times C_r} \right)$	$j \left(\omega_s \times (L_r + L_{lk}) - \frac{1}{\omega_s \times C_r} \right)$
截止	$R_s + j \left(\omega_s (L_r + L_m' + L_{lk}) - \frac{1}{\omega_s C_r} \right)$	$R_s + j \left(\omega_s (L_r + L_m' + L_{lk}) - \frac{1}{\omega_s C_r} \right)$

將調光開關接至第三繞組(N_t)可以減小在調光時諧振電路阻抗的變化。原因是調光開關會等效至變壓器漏感 L_{lk} 後端，如圖 3-13 所示。故在調光導通時，只有把兩個等效電路元件 R_s 、 L_m' 短路，漏感 L_{lk} 還是存在於諧振網路中，故能減小阻抗變化量與諧振電流變化量。表 3-1 為兩繞組與三繞組變壓器電路諧振阻抗變化的情況，其中 ω_s 為開關切換角頻率。

因此，隔離變壓器之製作採取三繞組，以此減少諧振阻抗變化，降低諧振電流變化量。

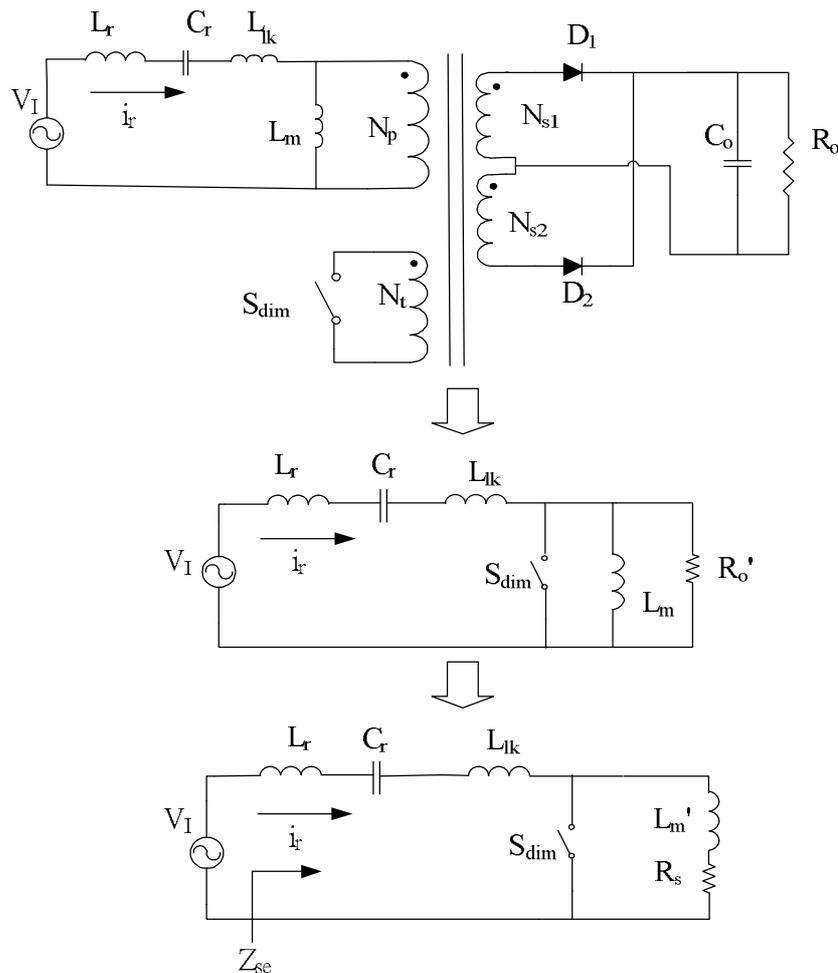


圖 3-13 三繞組變壓器架構等效電路

3-2-4 半橋串聯諧振轉換電路公式推導

3-2-4.1 中心抽頭全波整流等效電路

本小節先介紹把中心抽頭變壓器次繞組(N_{s1} 、 N_{s2})負載等效至主繞組(N_p)之過程，方便下面章節諧振電路設計與參數計算。如圖 3-14 所示為中間抽頭變壓器整流電路。中心抽頭變壓器主繞組(N_p)側電流為：

$$i_r = I_r \times \sin \omega t \quad (3-9)$$

i_{om} 為中間抽頭變壓器全波整流後的電流，可寫成(3-10)式，式中 $a=N_p/N_s$ 。

$$i_{om} = a \times I_r \times |\sin \omega t| \quad (3-10)$$

經過輸出電容濾波之後的輸出電流 I_o 為 i_{om} 的平均值，可由(3-11)式表示。

$$I_o = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{om} d(\omega t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} N \times I_r \times \sin \omega t d(\omega t) = \frac{2 \times \sqrt{2} \times i_r \times a}{\pi} \quad (3-11)$$

整理後可得：

$$i_r = \frac{I_o \times \pi}{2 \times \sqrt{2} \times a} \quad (3-12)$$

假設輸出電容非常大，則輸出電壓 V_o 與變壓器主繞組側電壓關係式可定義為(3-13)式

$$V_p = \begin{cases} V_o \times a, & \text{for } 0 < \omega t < \pi \\ -V_o \times a, & \text{for } \pi < \omega t < 2\pi \end{cases} \quad (3-13)$$

由上式可推算輸入基本波電壓 V_{p1} (3-14):

$$V_{p1} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} V_p \sin \omega t d(\omega t) = \frac{2 \times V_o \times N}{\pi} \int_0^{\pi} \sin \omega t d(\omega t) = \frac{4 \times V_o \times a}{\pi} \quad (3-14)$$

利用(3-12)式與(3-14)式可以推算出中心抽頭等效電阻，如(3-15)式。

$$R_o' = \frac{8 \times a^2}{\pi^2} R_o \quad (3-15)$$

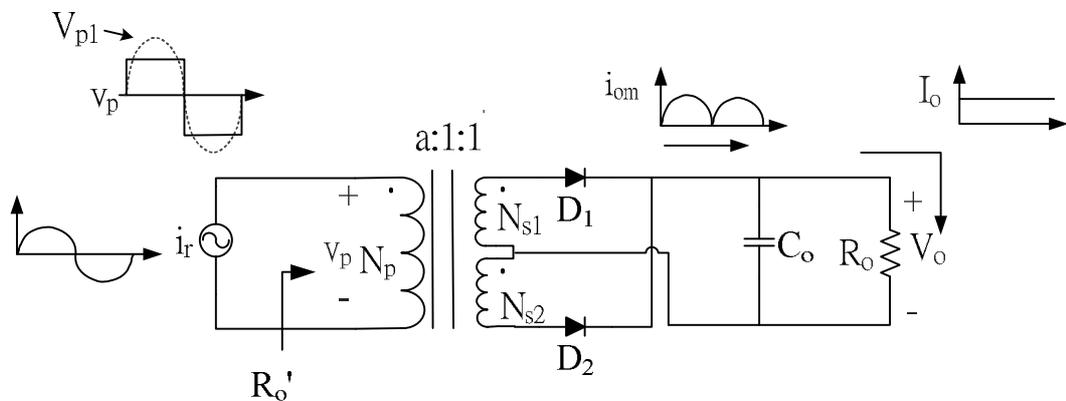


圖 3-14 中心抽頭變壓器整流電路

3-2-4.2 半橋串聯諧振轉換器電路分析

半橋開關驅動訊號 V_{gs1} 與 V_{gs2} 之導通率為 45% 且互補，切換出對稱的方波電壓 v_i 作為諧振電路的輸入端電壓，可表示為：

$$V_i = \begin{cases} V_{in} & , \text{for } 0 < \omega_s t < \pi \\ 0 & , \text{for } \pi < \omega_s t < 2\pi \end{cases} \quad (3-16)$$

v_i 基本波的有效值為 V_I ：

$$V_I = \frac{\sqrt{2}}{\pi} V_{IN} \approx 0.45 V_{IN} \quad (3-17)$$

為了方便分析與設計電路，將各組變壓器之激磁電感、漏電感與輸出阻抗等效至變壓器主繞組(N_p)側，使電路成串聯諧振網路形式，如圖 3-15 所示。定義 n 為轉換器輸出的組數， n 組輸出之串聯諧振驅

動電路之等效電路推導步驟。變壓器次繞組(N_{s1}, N_{s2})負載轉換至主繞組(N_p)可由(3-15)式將輸出電阻 R_o 轉換為等效電阻 R_o' 。從各變壓器主繞組(N_p)的等效阻抗可由(3-18)式表示。

$$Z_{ix} = j\omega_s L_{lkx} + (R_{ox}' // j\omega_s L_{mx}) = R_{sx} + j\omega_s L_{mx}' \quad (3-18)$$

上式中 ω_s 為切換角頻率，x 表示為第幾組輸出，例如第一組輸出 x 就等於 1。 R_{sx} 為負載等效電阻 R_{ox}' 與激磁電感 L_{mx} 並聯轉串聯後的電阻， L_{mx}' 為負載等效電阻 R_{ox}' 與激磁電感 L_{mx} 並聯轉串聯後的電感值， R_{sx} 與 L_{mx}' 表示為(3-19)式與(3-20)式。

$$R_{sx} = \frac{\omega_s^2 R_{ox}' L_{mx}^2}{R_{ox}'^2 + \omega_s^2 L_{mx}^2} \quad (3-19)$$

$$L_{mx}' = \frac{R_{ox}'^2 L_{mx}}{R_{ox}'^2 + \omega_s^2 L_{mx}^2} \quad (3-20)$$

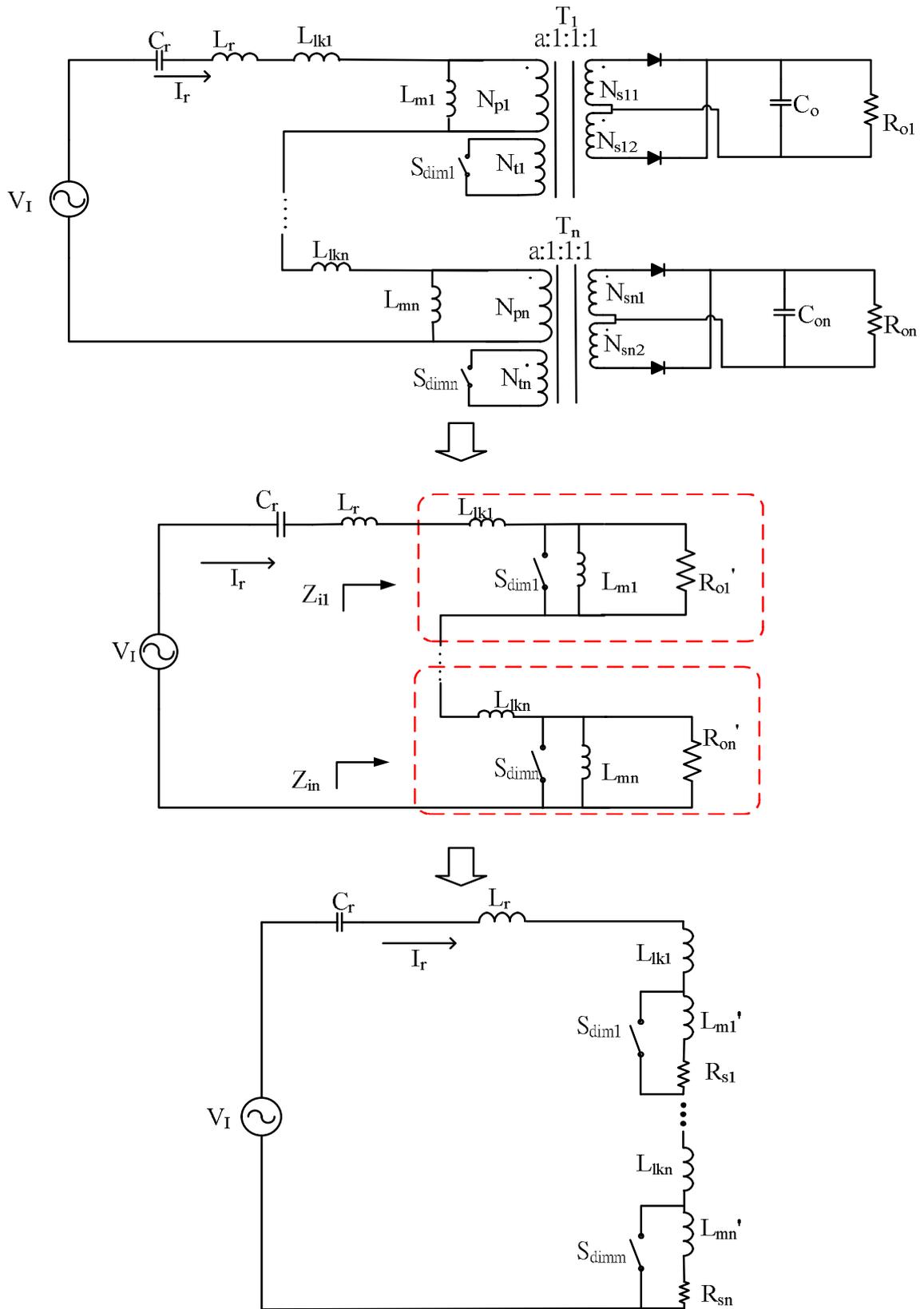


圖 3-15 三繞組變壓器架構等效電路

當所有第三繞組(N_t)的調光開關皆導通時(調光開關 $R_{DS(ON)}$ 忽略不計)，此時的諧振電路等效電阻 R_{se} 為最小值 0，等效電感 L_{se} 為諧振電感 L_r 與全部變壓器的漏電感 L_{lk} 相加，由(3-21)式與(3-22)式表示

$$R_{se_min} = 0 \quad (3-21)$$

$$\begin{aligned} L_{se_min} &= L_r + \sum_{x=1}^n L_{lkx} \\ &= L_r + L_{lk(total)} \end{aligned} \quad (3-22)$$

其中定義：

$$L_{lk(total)} = \sum_{x=1}^n L_{lkx} \quad (3-23)$$

相反的，當所有第三繞組(N_t)的調光開關皆截止時，此時的諧振電路等效電阻 R_{se} 為所有變壓器的串聯等效電阻總和，等效電感 L_{se} 成份為變壓器的串聯等效電感總和與諧振電感 L_r 相加，由式(3-24)與式(3-25)表示

$$R_{se_max} = \sum_{x=1}^n R_{sx} = \sum_{x=1}^n \frac{\omega_s^2 R_{ox} 'L_{mx}^2}{R_{ox} '2 + \omega_s^2 L_{mx}^2} \quad (3-24)$$

$$\begin{aligned} L_{se_max} &= L_r + \sum_{x=1}^n (L_{mx} ' + L_{lkx}) \\ &= L_r + \sum_{x=1}^n \left(\frac{R_{ox} '2 L_{mx}^2}{R_{ox} '2 + \omega_s^2 L_{mx}^2} + L_{lkx} \right) \\ &= L_r + L_{m'(total)} + L_{lk(total)} \end{aligned} \quad (3-25)$$

其中定義：

$$L_{m'(total)} = \sum_{x=1}^n \frac{R_{ox} '2 L_{mx}^2}{R_{ox} '2 + \omega_s^2 L_{mx}^2} \quad (3-26)$$

可由克希荷夫電壓定律(KVL)得知，串聯諧振網路上各元件上的跨電壓總和等於輸入電壓，可得：

$$V_I = V_{R_{se}} + V_{L_{se}} + V_C = I_r \left(R_{se} + j \left(\omega_s \times L_{se} - \frac{1}{\omega_s \times C_r} \right) \right) \quad (3-27)$$

因此

$$V_{R_{se}} = V_I \times \frac{R_{se}}{\left[R_{se} + j \left(\omega_s \times L_{se} - \frac{1}{\omega_s \times C_r} \right) \right]} \quad (3-28)$$

由 (3-28)式可推導等效電阻電壓 $V_{R_{se}}$ 與輸入電壓 V_I 的電壓增益：

$$\frac{V_{R_{se}}}{V_I} = \frac{R_{se}}{\left[R_{se} + j \left(\omega_s \times L_{se} - \frac{1}{\omega_s \times C_r} \right) \right]} \quad (3-29)$$

(3-29)式整理後可得(3-30)式：

$$\begin{aligned} \frac{V_{R_{se}}}{V_I} &= \frac{1}{1 + \frac{jZ_o}{R_{se}} \left(\frac{\omega_s \times L_{se}}{Z_o} - \frac{1}{\omega_s \times C_r \times Z_o} \right)} \\ &= \frac{1}{1 + jQ \left(\frac{\omega_s}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega_s} \right)} \end{aligned} \quad (3-30)$$

其中 ω_s 為電路操作角頻率， ω_r 為諧振角頻率：

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_{se} C_r}} \quad (3-31)$$

Z_o 為諧振電路之特性阻抗(Characteristic Impedance)：

$$Z_o = \omega_r L_{se} = \frac{1}{\omega_r C_r} = \sqrt{\frac{L_{se}}{C_r}} \quad (3-32)$$

Q 為串聯諧振之品質因數(Quality Factor):

$$Q = \frac{1}{\omega_r C_r R_{se}} = \frac{\omega_r L_{se}}{R_{se}} = \frac{Z_o}{R_{se}} \quad (3-33)$$

ϕ 為諧振阻抗角:

$$\phi = \tan^{-1} \left[Q \left(\frac{\omega_s}{\omega_r} - \frac{\omega_r}{\omega_s} \right) \right] \quad (3-34)$$

假設電路操作在諧振點($\omega_s = \omega_r$)時，此時電路電感抗與電容抗相消，所有電壓跨在等效電阻 R_{se} 上，可表示為

$$\begin{aligned} V_I &= V_{R_{se}} + V_{L_{se}} + V_{C_r} \\ &= I_r \left[R_{se} + j \left(\omega_r \times L_{se} - \frac{1}{\omega_r \times C_r} \right) \right] \\ &= I_r \times R_{se} \end{aligned} \quad (3-35)$$

可以得知電路上電流為

$$I_r = \frac{V_I}{R_{se}} \quad (3-36)$$

然而諧振電容的跨電壓 V_{C_r} 與等效電感的跨電壓 $V_{L_{se}}$ 分別為 (3-37)

式與(3-38)式

$$\begin{aligned}
V_{C_r} &= I_r \times \frac{1}{j\omega_r \times C_r} \\
&= -j \frac{V_I}{R_{se}} \times \frac{\sqrt{C_r \times L_{se}}}{C_r} \\
&= -j \times V_I \times \frac{\sqrt{\frac{L_{se}}{C_r}}}{R_{se}} \\
&= -j \times V_I \times Q
\end{aligned} \tag{3-37}$$

$$\begin{aligned}
V_{L_{se}} &= I_r \times j\omega_r \times L_{se} \\
&= j \frac{V_I}{R_{se}} \times \frac{L_{se}}{\sqrt{C_r \times L_{se}}} \\
&= j \times V_I \times \frac{\sqrt{\frac{L_{se}}{C_r}}}{R_{se}} \\
&= j \times V_I \times Q
\end{aligned} \tag{3-38}$$

當操作於諧振頻率時，等效電阻 R_{se} 跨電壓為輸入電壓，等效電感 L_{se} 與諧振電容 C_r 電壓則為輸入電壓的 Q 倍。由(3-21)式~(3-26)式，可以得知電路在調光時，串聯諧振電路中的阻抗是在變動的，調光開關全部關閉與開啟時分別有諧振電流最大值與諧振電流最小值分別可以表示為(3-39)式與 (3-40)式。

$$\begin{aligned}
I_{r_max} &= \frac{V_I}{R_{se_min} + j\omega_s L_{se_min} + \frac{1}{j\omega_s C_r}} \\
&= \frac{V_I}{j\omega_s (L_r + L_{lk(total)}) + \frac{1}{j\omega_s C_r}}
\end{aligned} \tag{3-39}$$

$$\begin{aligned}
I_{r_min} &= \frac{V_I}{R_{se_max} + j\omega_s L_{se_max} + \frac{1}{j\omega_s C_r}} \\
&= \frac{V_I}{R_{se_max} + j\omega_s (L_r + L_{m'(total)} + L_{lk(total)}) + \frac{1}{j\omega_s C_r}} \\
&= \frac{V_I}{R_{se_max} + j\omega_s (L_{se_min} + L_{m'(total)}) + \frac{1}{j\omega_s C_r}} \tag{3-40}
\end{aligned}$$

根據以上電路分析，設計者可根據設計流程，決定條件之後，設計適合之電路參數。以下說明電路參數設計流程之步驟如下：

- (1) 根據設計者的需求，選擇 LED 規格與設定 LED 連接方式與數目，並且量測 LED 的負載參數。
- (2) 選定適合的操作頻率，較高操作頻率雖可以縮小電感的體積，但相對的較高操作頻率需要較高規格的 MOSFET 以及變壓器與電感。決定操作頻率後，接著就決定諧振頻率，本文要使電路操作在電感性，故諧振頻率小於操作頻率。
- (3) 因各組變壓器之主繞組(N_p)串聯，在輸出額定功率下，各變壓器的主繞組(N_p)側電流皆相同。根據量測之 LED 的負載參數，可選定各組變壓器匝數比($a=N_p/N_s$)，使電路同時驅動不同電壓與電流之 LED 燈具。
- (4) 決定各變壓器之匝數比後，利用(3-11)式與(3-40)式可得到額定功率時的諧振電流有效值 I_{r_min} 。並且根據 LED 負載參數利用(3-15)式與(3-24)式可推算出額定輸出時等效電阻 R_{se_max} 。
- (5) 由(3-39)式與(3-40)式，可以得知當調光時，諧振電流會因阻抗改變而有變動。調光開關全部導通與截止時，分別為會有最大諧振

電流與最小諧振電流。在此設定最小諧振電流與最大諧振電流之
 比值為 y :

$$y = \frac{I_{r_min}}{I_{r_max}} \quad (3-41)$$

y 值越大代表電流變化越小，反之亦然。設計者自行選定合適的 y
 限制諧振電流的變動範圍。

(6) 根據(3-31)式、(3-39)式、(3-40)式、(3-41)式作為電路參數設計的
 條件，寫出聯立方程式。

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{I_{r_min}}{y} = \frac{V_I}{\omega_s L_{se_min} - \frac{1}{\omega_s C_r}} \end{array} \right. \quad (3-42)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{r_min} = \frac{V_I}{\sqrt{R_{se_max}^2 + \left[\omega_s (L_{se_min} + L_{m'(total)}) - \frac{1}{\omega_s C_r} \right]^2}} \end{array} \right. \quad (3-43)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \omega_r = \frac{1}{\sqrt{(L_{se_min} + L_{m'(total)}) C_r}} \end{array} \right. \quad (3-44)$$

將(3-44)式移項成：

$$(L_{se_min} + L_{m'(total)}) = \frac{1}{\omega_r^2 C_r} \quad (3-45)$$

將 (3-45)式代入 (3-43)式可得：

$$I_{r_min} = \frac{V_I}{\sqrt{R_{se_max}^2 + \left[\omega_s \times \frac{1}{\omega_r^2 C_r} - \frac{1}{\omega_s C_r} \right]^2}} \quad (3-46)$$

(3-46)式經整理後可表示為:

$$C_r = \sqrt{\frac{\frac{\omega_s^2}{\omega_r^4} - \frac{2}{\omega_r^2} + \frac{1}{\omega_s^2}}{\frac{V_I^2}{I_{r_min}^2} - R_{se_max}^2}} \quad (3-47)$$

由(3-42)式移項整理可得下式

$$L_{se_min} = \frac{\frac{V_I \times y}{I_{r_min}} + \frac{1}{\omega_s \times C_r}}{\omega_s} \quad (3-48)$$

由(3-44)式移項整理可得下式

$$L_{m'(total)} = \frac{1}{\omega_r^2 C_r} - L_{se_min} \quad (3-49)$$

將(1)到(5)點中所選定的參數，分別依序代入(3-47)式、(3-48)式、

(3-49)式，即可求出 C_r 、 L_{se_min} 、 $L_{m'(total)}$ 。

(7)由(3-22)式可得知 L_{se_min} 為諧振電感 L_r 與全部變壓器的漏電感 L_{lk}

相加，所以必須先量出所有變壓器漏感，即可算出諧振電感 L_r 的

電感值，由(3-50)式表示。

$$L_r = L_{se_min} - L_{lk(total)} \quad (3-50)$$

3-3 整數波調光控制

本文利用控制第三繞組(N_t)的調光開關之導通率，來控制次繞組(N_{s1} 、 N_{s2})的輸出功率，達到調光之功能。為了讓調光開關達到零電流切換，本文使用整數波調光控制電路如圖 3-17 所示。將下臂開關的驅動訊號 v_{gs2} 作延遲動作，延遲成與諧振電流同相位的訊號 v_{gs2}' ，

再送入 D 型正反器作為時脈(clock)。D 型正反器則是送入低頻的調光訊號 V_{dim} ，當 V_{gs2}' 被偵測為正緣時，D 型正反器才會將 V_{dim} 輸出，最後就能使調光開關在諧振電流為零時做切換動作。圖 3-18 為整數波調光控制的時序圖。為了預防諧振電流為負半週時，諧振電流會流經調光開關 MOSFET 的本體二極體，造成電路的誤動作，所以在於此的調光開關是採用兩顆 MOSFET 源極相接在一起，來避免這個問題。

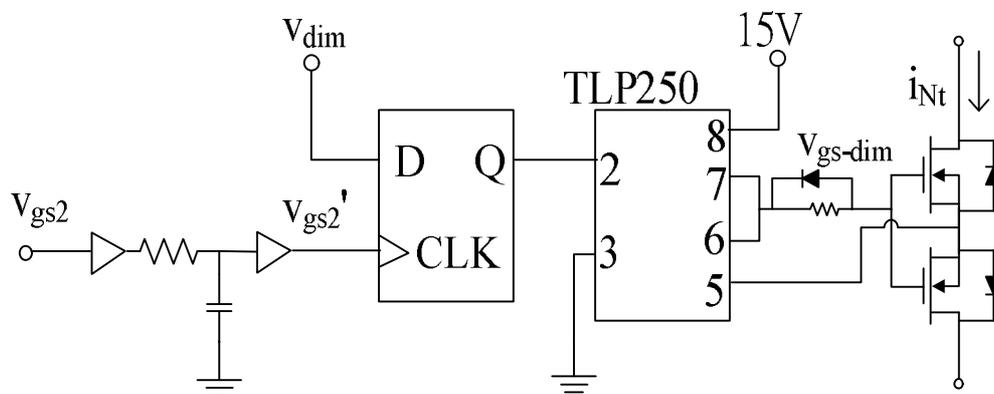


圖 3-16 整數波調光控制電路

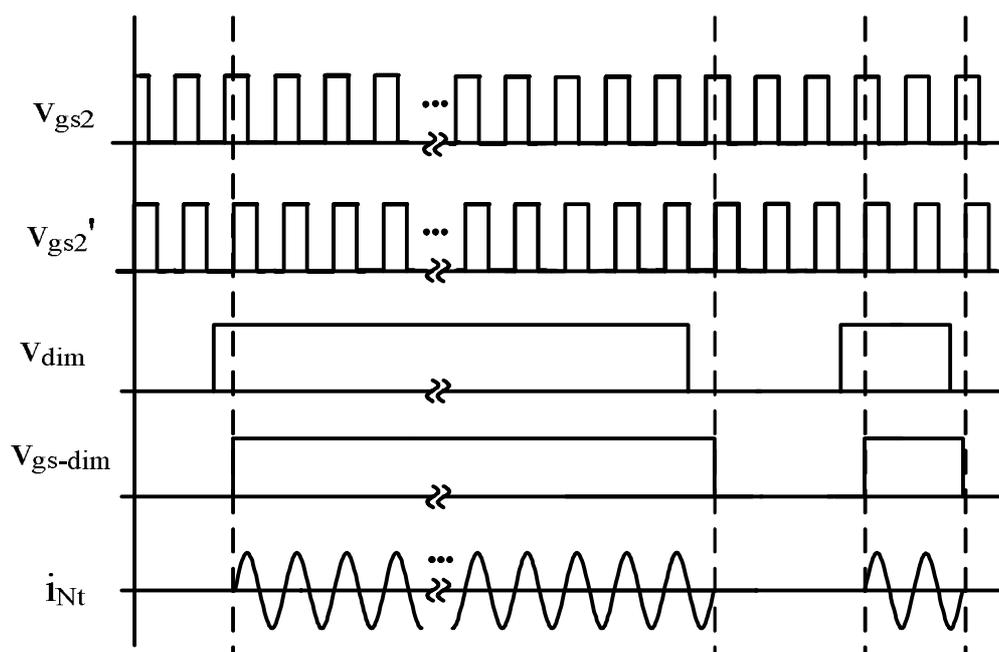


圖 3-17 整數波調光控制時序圖

第四章 設計實例與實驗量測

本章根據第三章之電路分析與數學式，決定輸出規格與預設條件，依據設計流程設計出實例並進行實驗，將設計出 4 組 10W 共 40W 多盞 LED 光源驅動電路。

將設計出之電路參數透過 SIMPLIS 軟體進行電腦模擬，觀察各元件之電壓與電流波形，確認所設計之電路參數是否與理論預測吻合。最後，實際製作實驗用雛型電路，進行電路波形實驗量測，觀察整數波調光控制下諧振電流、輸出電流與功率的變化，並紀錄電路效率，驗證電路確實能達到多組輸出與調光需求。

4-1 參數設計

如圖 4-1 所示，此為參數設計流程圖，

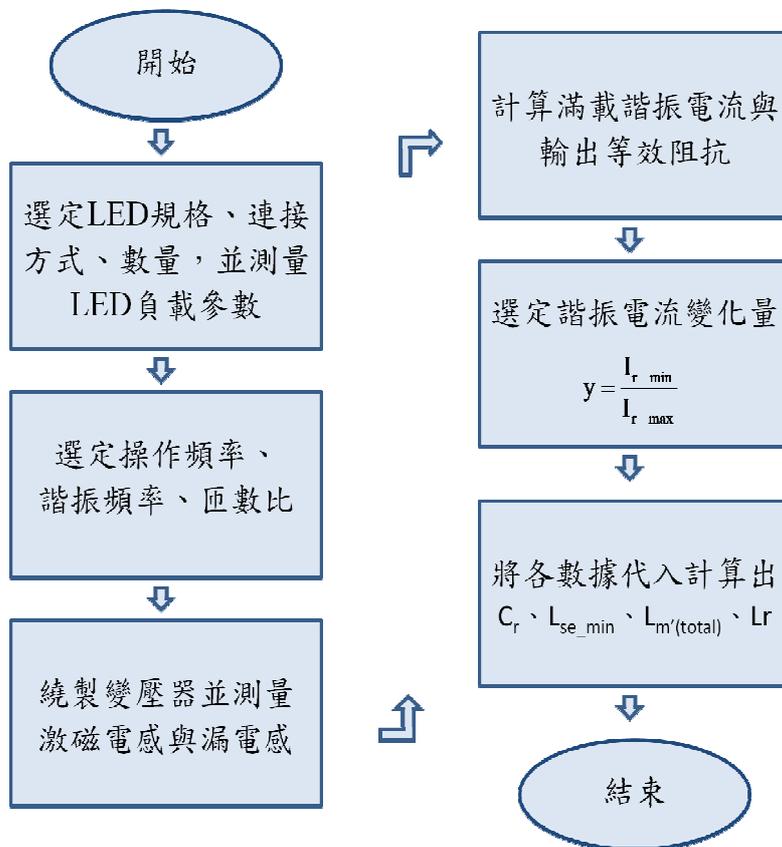


圖 4-1 設計流程圖

(1) 根據 LED 規格設定 LED 連接方式與數目，並且量測 LED 的負載

參數: 本文設計驅動五組 10W 白光 LED 電路，每組輸出採用 10 顆 1W 的白光 LED 串聯。根據前一小節所量測的 LED 特性數據，單顆 LED 在額定電流 350mA 時的等效電阻為 8.9Ω ，可以推算出 10 顆串聯的等效電阻 R_0 為 89Ω 。

(2) 設定電路操作頻率與諧振頻率: 本文操作頻率選用 50kHz。諧振頻率選用 40kHz。

(3) 設定隔離變壓器匝數比($a=N_p/N_s$): 假設輸出額定功率時流過各組變壓器主繞組(N_p)側之電流為定值，根據各 LED 燈的額定電流，此時設定變壓器($T_1\sim T_5$)匝數比 $a=0.4$ 。

(4) 計算出額定功率時諧振電流 I_{r_min} 與輸出等效阻抗 R_{se_max} : 根據 LED 額定電流，來計算出額定功率時的諧振電流 I_{r_min} 。本文使用的 LED 額定電流為 350mA，由(3-39)式在可以算出滿載時的諧振電流 I_{r_min} 為 972mA，由(3-24)式可推算出 $R_{se_max}=46.17\Omega$ 。

(5) 選定最大值與最小值之比 y : 本文設定 y 為 0.9，也就是表示電流變化量為 10%。

(6) 將(1)到(5)點中所選定的參數，分別依序代入(3-47)式、(3-48)式、(3-49)式，即可求出 L_{se_min} 、 C_r 、 $L_{m'(total)}$ 。本專題求得 $L_{se_min}=1.139mH$ ， C_r 為 13.67nF， $L_{m'(total)}$ 為 19.1 μH 。然而 $L_{m'(total)}$ 為變壓器激磁電感 L_m 與等效電感 R_0' 並聯轉串聯後的等效電感值，所以在繞製變壓器時，

必須符合此參數條件。實際值 $L_{m'(total)}$ 大於理論值 $L_{m'(total)}$ 時，諧振電流變化量會大於預設的電流變化量，反之亦然，所以 $L_{m'(total)}$ 越小諧振電流變化量越小。

(7) 計算諧振電感 L_r : 變壓器參數如表4-1。且由(3-50)式計算出諧振電感 L_r 為1.112mH。以上數據列於表4-2

表 4-1 LED 驅動電路變壓器參數

變壓器代號	漏電感(μ H)	激磁電感(mH)
T ₁	6.68	6.88
T ₂	7.05	7.05
T ₃	6.72	6.82
T ₄	6.22	6.97

表 4-2 電路參數表

LED 額定電流, I_o	350mA
額定諧振電流, I_{r_min}	972mA
輸入電壓, V_{IN}	300V
諧振頻率, f_r	40kHz
操作頻率, f_s	50kHz
匝數比, a	0.4
諧振電流變化量, y	0.9
諧振電容, C_r	13.67nF
諧振電感, L_r	1.11mH
變壓器等效電感,	19.1 μ H

4-2 Matlab 電路參數曲線模擬

本小節針對三章所推導的公式搭配 4-1 節中計算出來的電路參數。利用 Matlab 軟體描繪出在頻率變化時，電路的諧振阻抗角度、諧振電流變化的曲線。根據(3-40)式描繪出諧振電流在調光時曲線變化如圖 4-2。圖 4-3 為圖 4-2 的局部放大，在 50kHz 時，0 組調光開關導通時諧振電流為 0.972A，4 組調光開關導通時諧振電流為 1.027A，可以看出符合諧振電流電流比值 $y=0.9$ 的條件，諧振電流變化量為 9.8%。諧振阻抗角度的曲線圖如圖 4-4，可以看出角度變化在 70.59° 與 84.96° 之間變化。

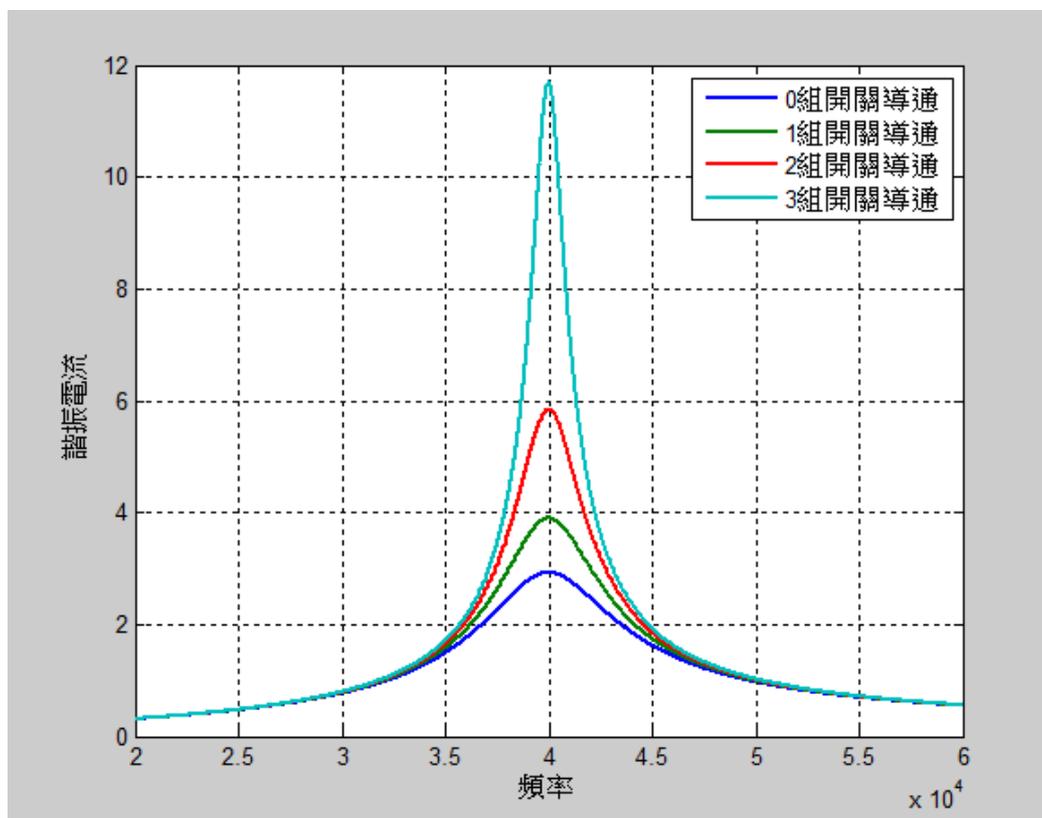


圖 4-2 諧振電流對頻率曲線圖 1

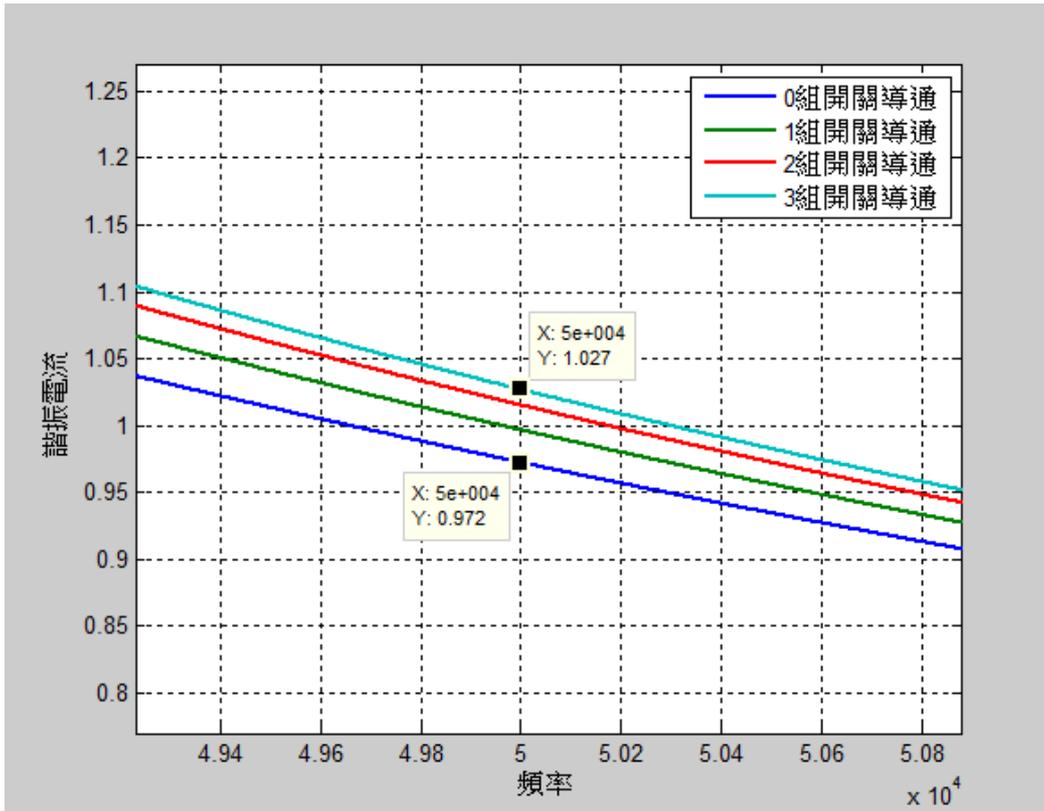


圖 4-3 諧振電流對頻率曲線圖 2(為圖 4-2 局部放大)

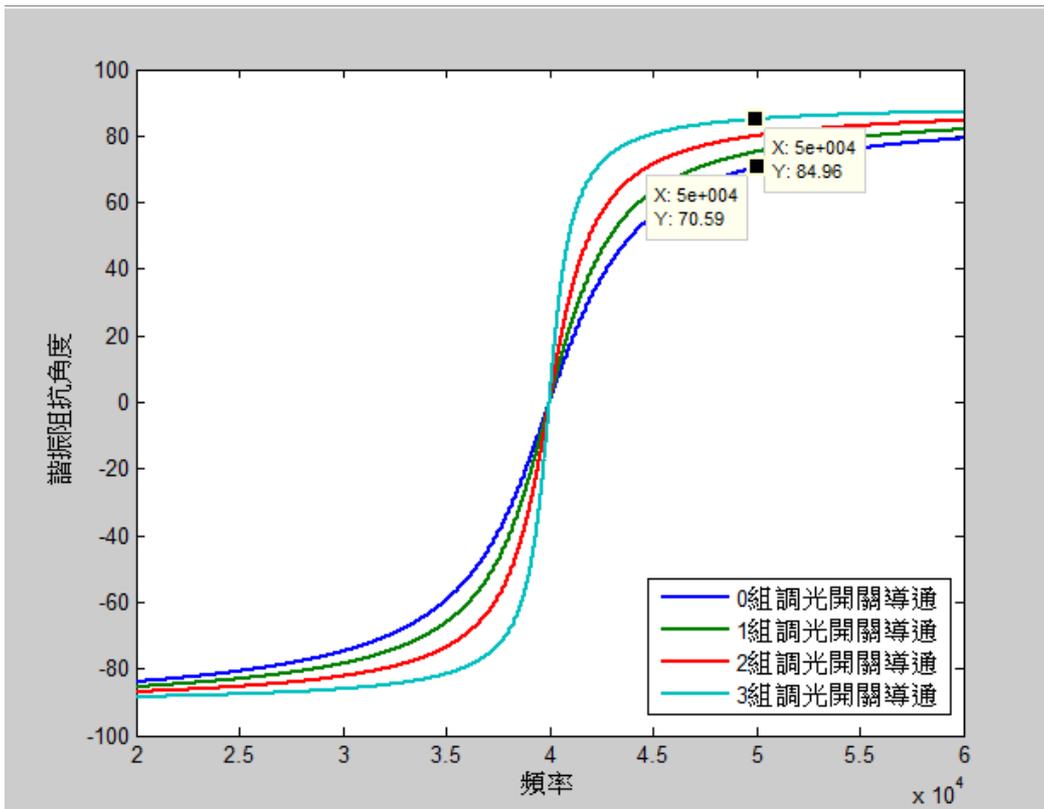


圖 4-4 諧振阻抗角度與對頻率曲線圖

4-3 SIMPLIS 軟體模擬電路

4-3-1 SIMPLIS 模擬半橋串聯諧振電路

根據 4-1 節推導出的電路參數，進行電腦模擬電路。圖 4-5 為半橋開關電壓 V_{ds1} 、 V_{ds2} 與開關電流 i_{s1} 、 i_{s2} 模擬波形。圖 4-6 與圖 4-7 分別為半橋上下臂開關 V_{ds} 、 V_{gs} 與 i_s 的波形，可以看出開關的零電壓切換情形。在此有一段死區時間(Dead Time)，此時的開關電流為負值，開關電流會先流過 MOSFET 的本體二極體，使功率開關導通瞬間為零電壓，故有達到零電壓切換效果。圖 4-8 為模擬之諧振迴路輸入電壓 V_{ds2} 、諧振電流 i_r 、輸出電壓 V_o 與電流 i_o 的波形。輸出電壓與電流均為平穩的直流輸出。另外，如圖 4-9 諧振迴路諧振電流 i_r 落後輸入電壓 V_{ds2} 為電感性負載，使半橋開關可達到零電壓切換(Zero Voltage Switching , ZVS)。

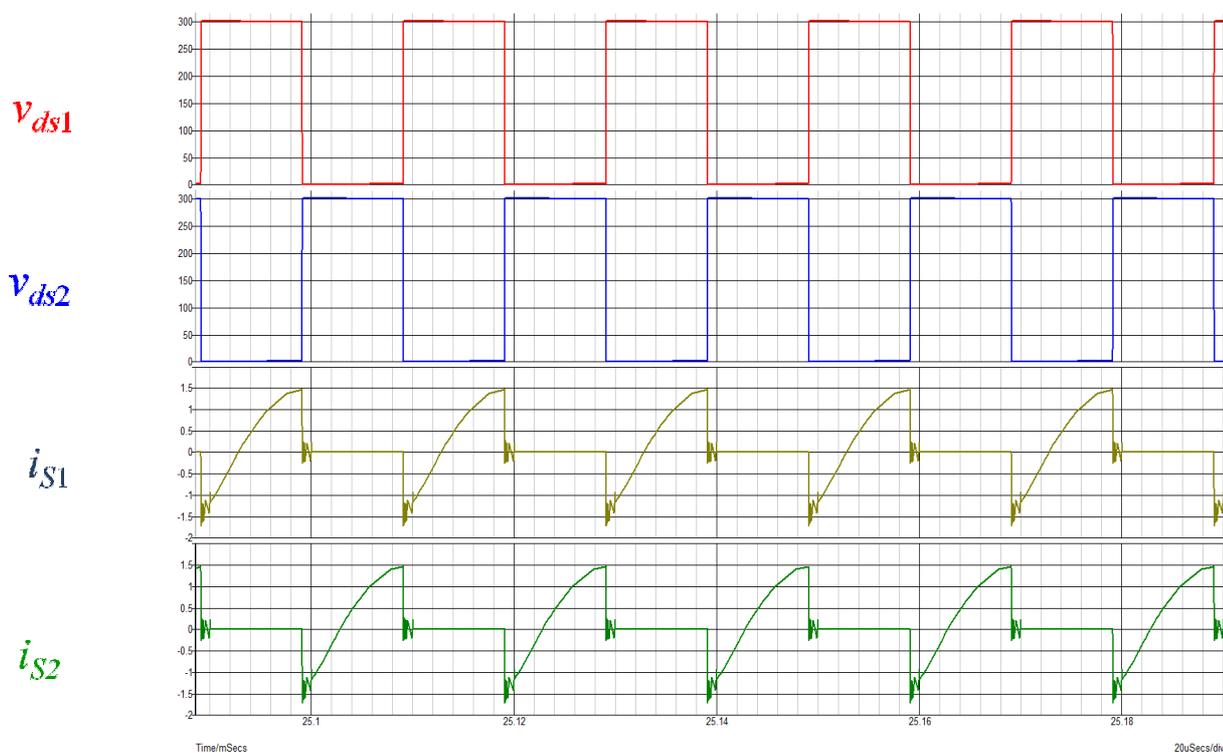


圖 4-5 V_{ds1} 、 V_{ds2} 、 i_{s1} 與 i_{s2} 模擬波形

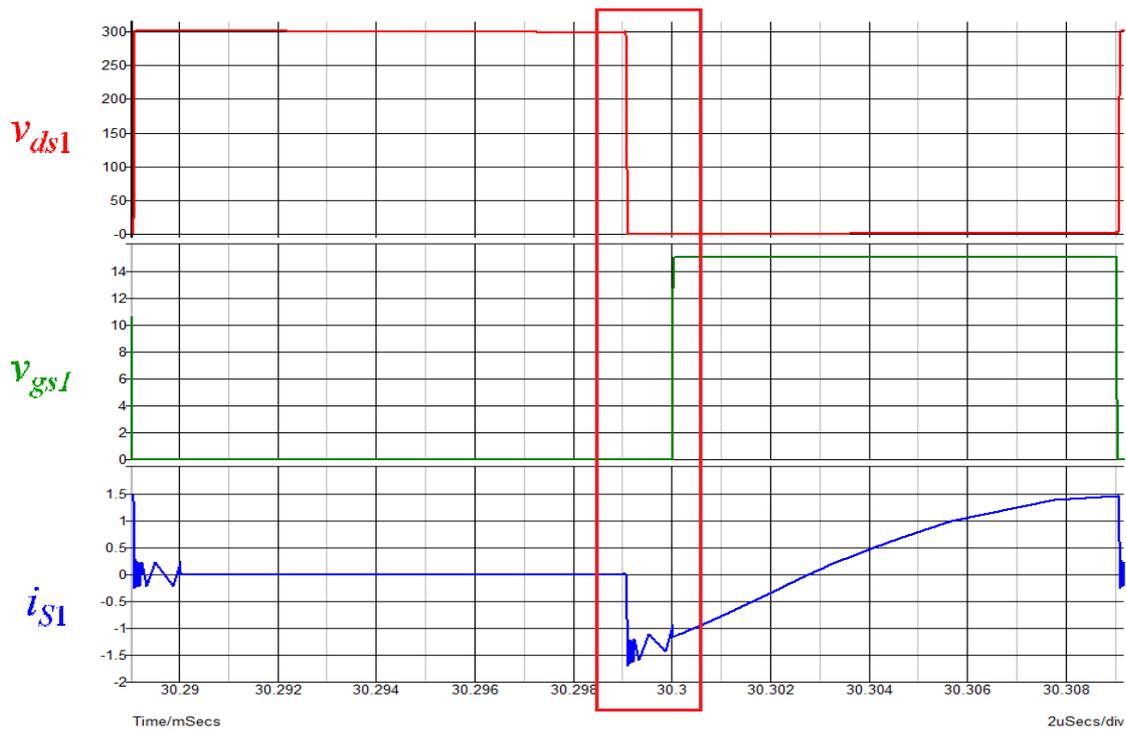


圖 4-6 V_{ds1} 、 V_{gs1} 與 i_{S1} 的波形

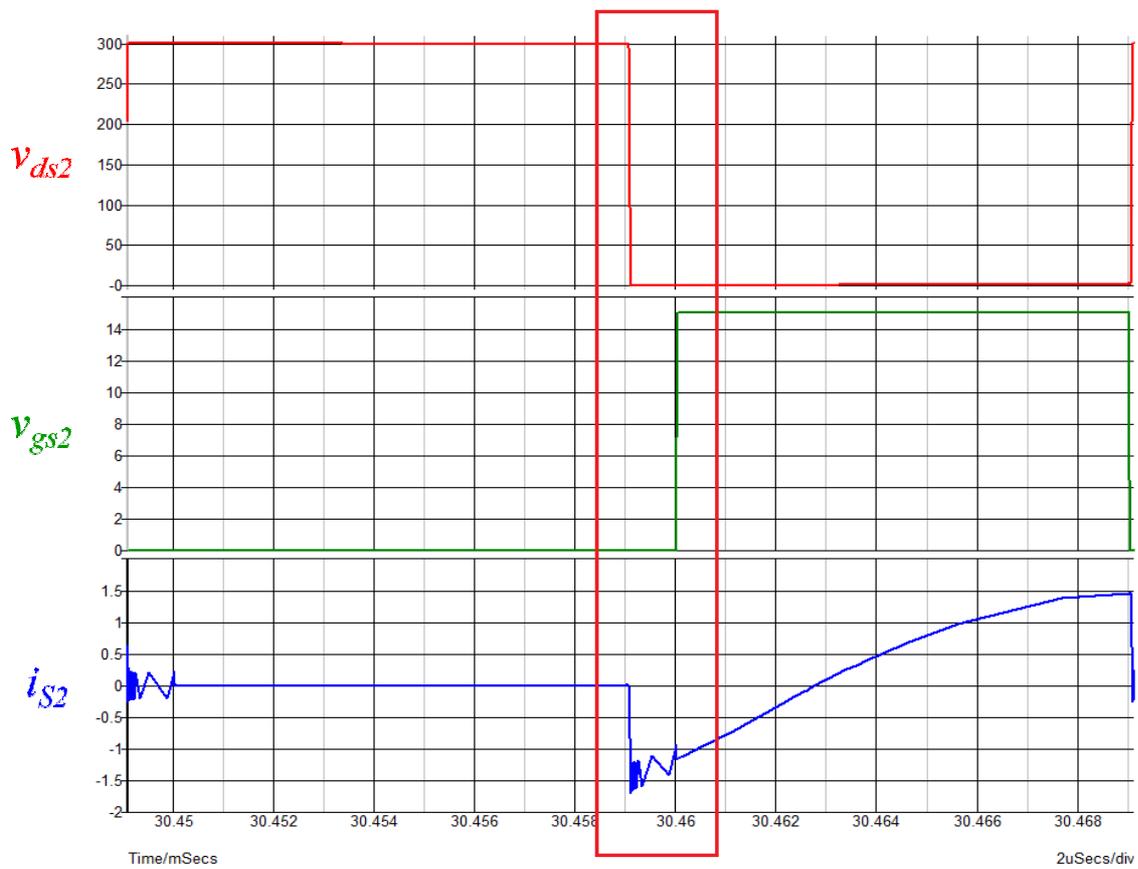


圖 4-7 V_{ds2} 、 V_{gs2} 與 i_{S2} 的波形

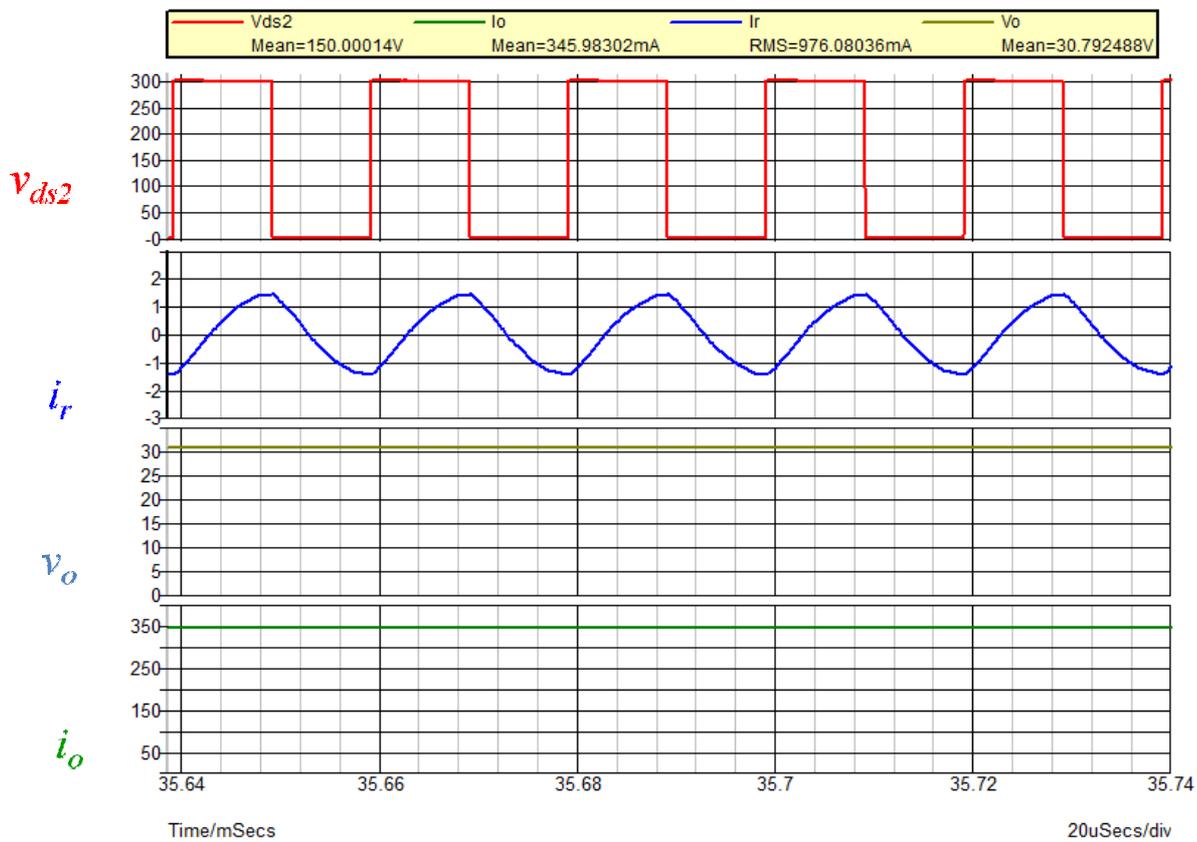


圖 4-8 輸入電壓 V_{ds2} 、諧振電流 i_r 、輸出電壓 V_o 與電流 i_o 的波形

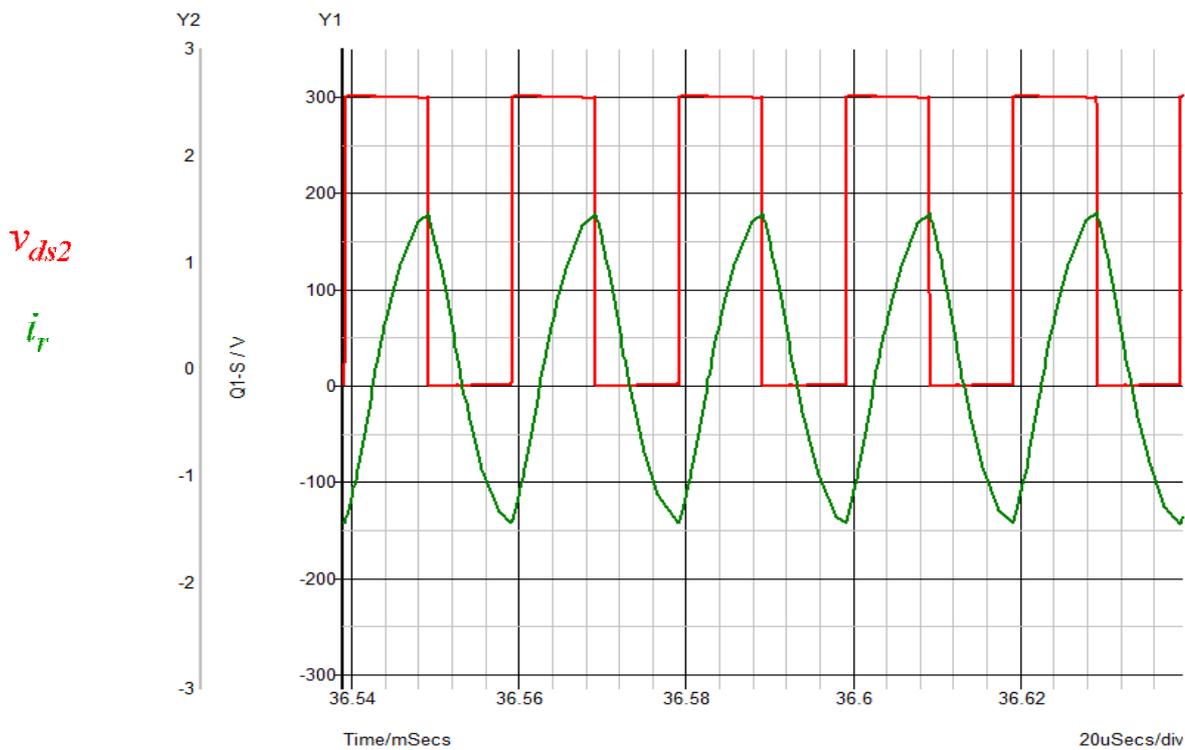


圖 4-9 諧振迴路諧振電流 i_r 落後輸入電壓 V_{ds2} ，為電感性負載

4-3-2 以 SIMPLIS 模擬半橋串聯諧振電路之 Power Flow

本小章節將續上一章節，以 SIMPLIS 模擬出半橋串聯諧振電路後，測量各零件損耗，由此可得知實際電路上元件可能的損耗，以此來做電路效率評估。如圖 4-10 所示，此為輸入功率與上下臂開關之功率損耗，其值為 $P_{in}=44.8W$ 、 $Q_{p_{total}}=0.773W$ 。圖 4-11，為隔離變壓器之損耗，其值為 $T_{p_{total}}=0.364W$

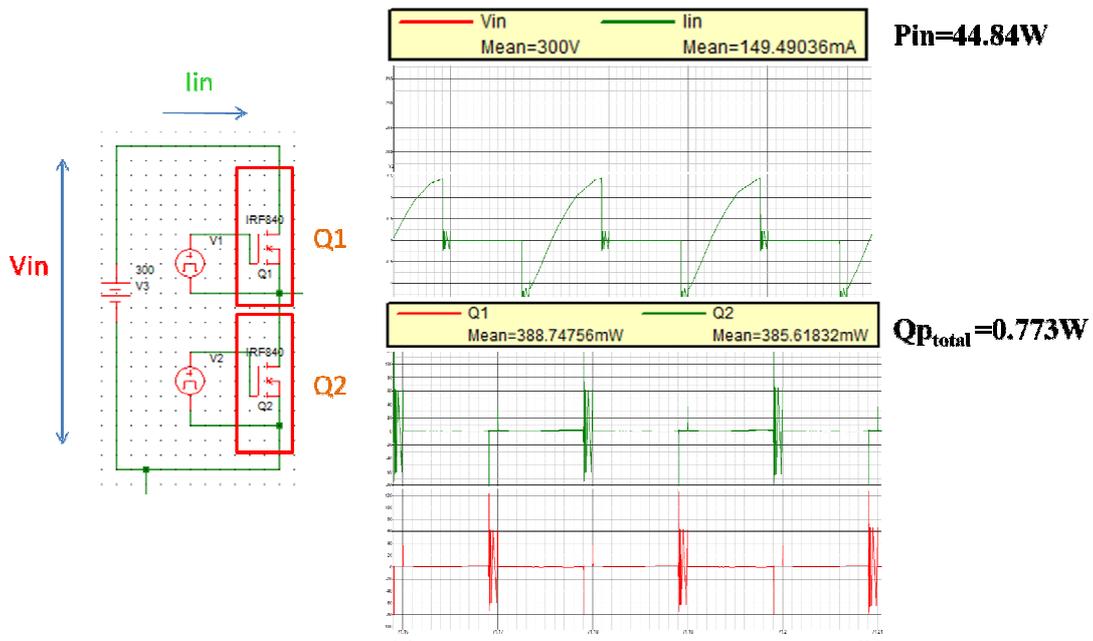


圖 4-10 輸入功率與上下臂開關之功率損耗

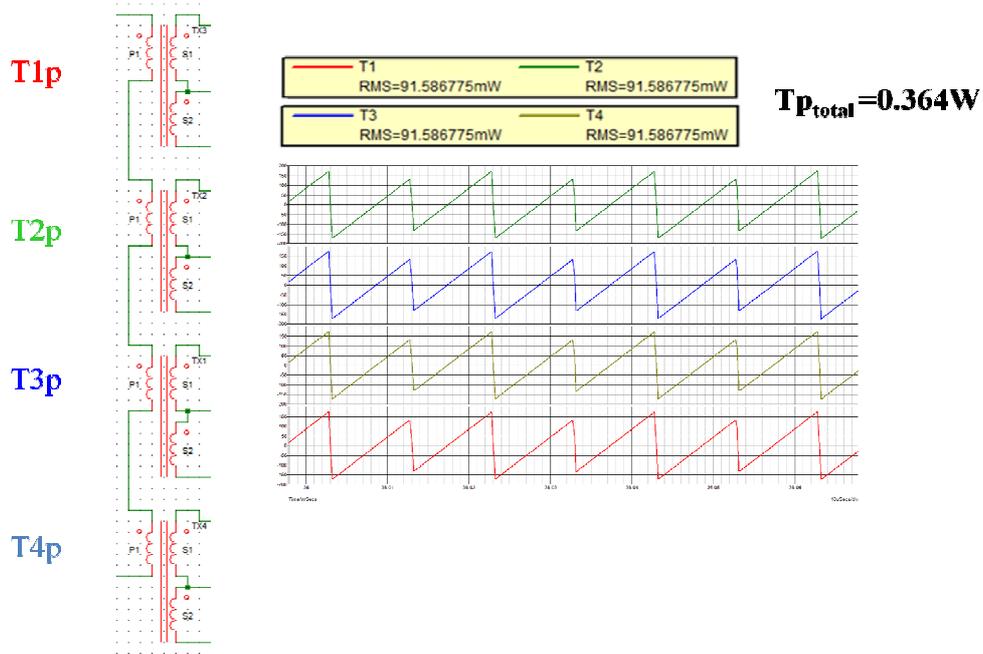


圖 4-11，隔離變壓器之損耗

如圖 4-12 所示，此圖為輸出功率與整流二極體之損耗，其值為

$$P_{out}=42.24W、Dp_{total}=1.2W。$$

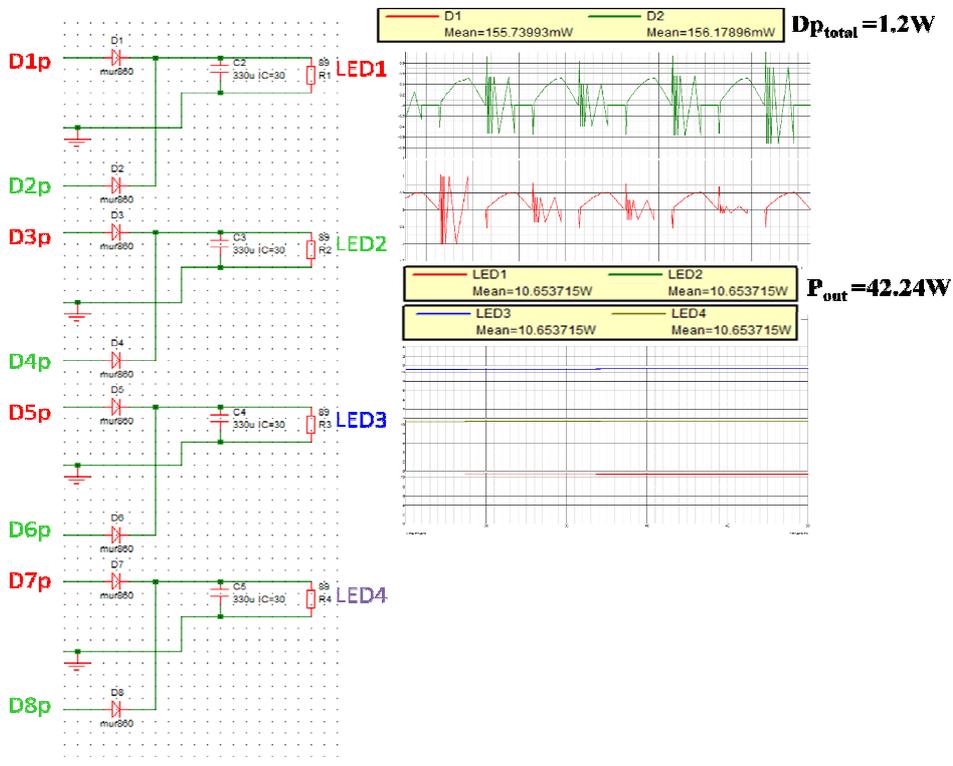


圖 4-12 輸出功率與整流二極體之損耗

圖 4-13 為本專題半橋串聯諧振電路之 Power Flow。最後可評估出各元件實際上可能損耗，而此電路效率粗估可達 94.24%

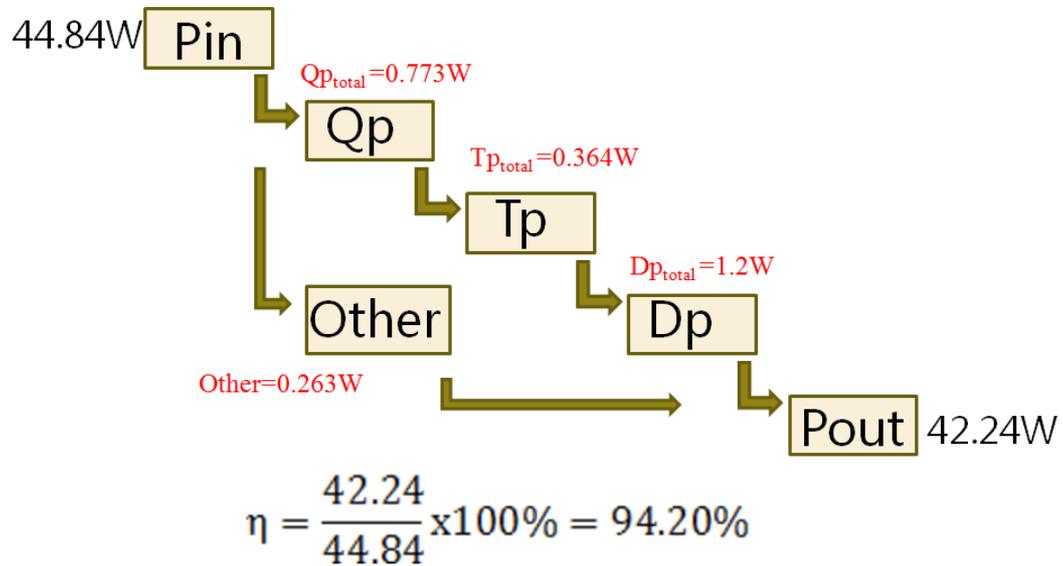
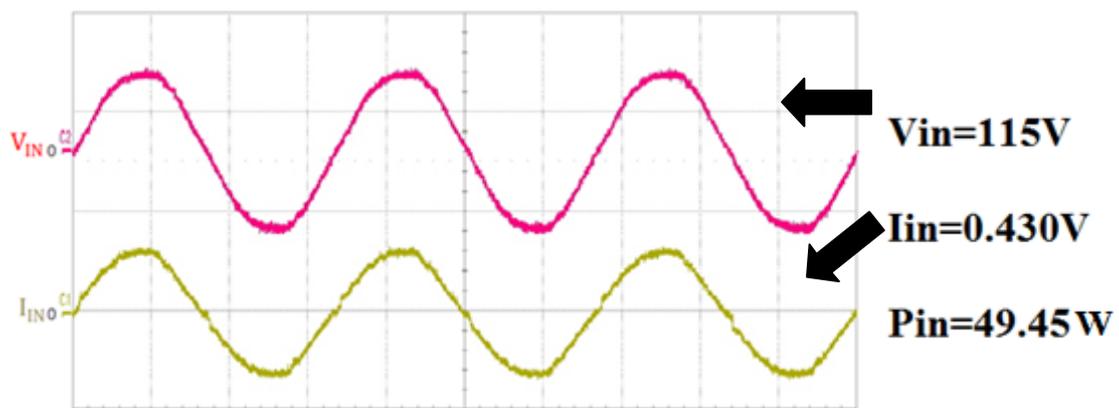


圖 4-13 本專題第二級半橋串聯諧振電路之 Power Flow

4-4 實體電路測量

4-4-1 升壓型轉換器-主動式功因修正

圖 4-14(a) 為功因修正級時設電壓與電流波形，圖中電流波形近似弦波並與電壓波形同相位，達成功因修正之目的。圖 4-14(b)為實際測量之功率因數，其值達0.989。



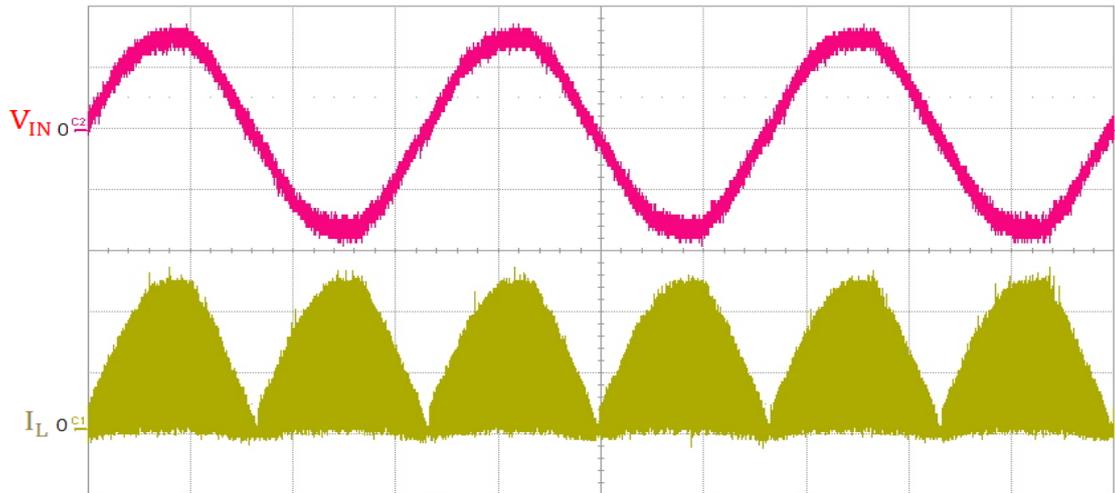
$V_{in}(200V/div)$, $I_{in}(1A/div)$, Time : 5ms/div

圖 4-14(a) 升壓型轉換器輸入電壓 V_{in} -輸入電流 I_{in}



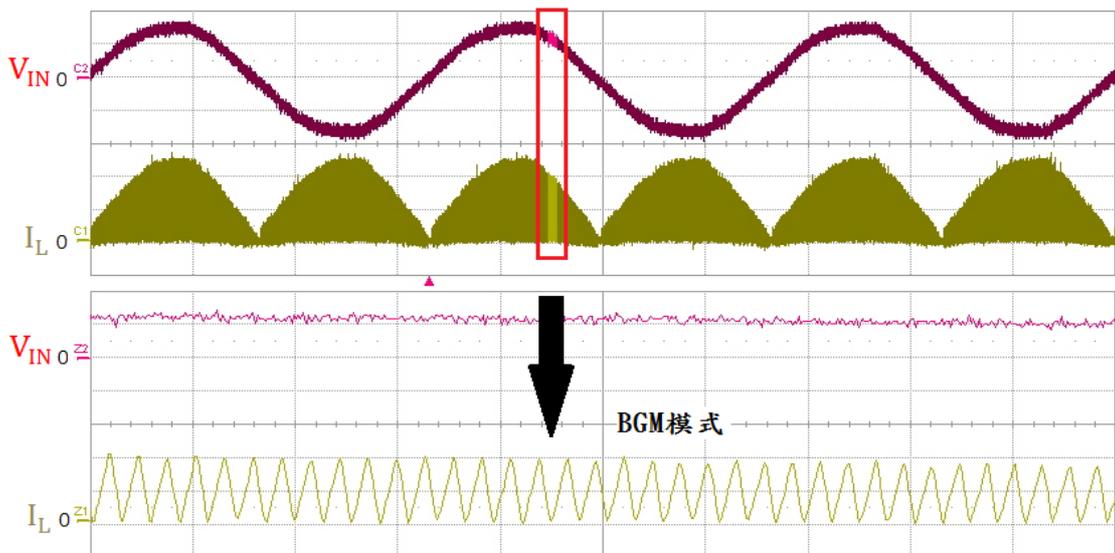
圖 4-14(b) 升壓型轉換器功率因數實際測量圖

圖 4-14(a) 為升壓型轉換器輸入電壓 V_{in} -輸入電流 I_{in} 波形圖 4-15 與圖 4-16 為實測電壓與電感電流波型，依據圖 4-15 得知電感電流接近半波並且符合設計的 BCM 模式。根據圖 4-14、圖 4-15 以及圖 4-16 驗證本專題之功因修正級電路參數設計的正確性。



$V_{in}(100V/div)$, $I_L(0.5A/div)$, Time : 5ms/div

圖 4-15 升壓型轉換器輸入電壓 V_{in} -電感電流 I_L 波形

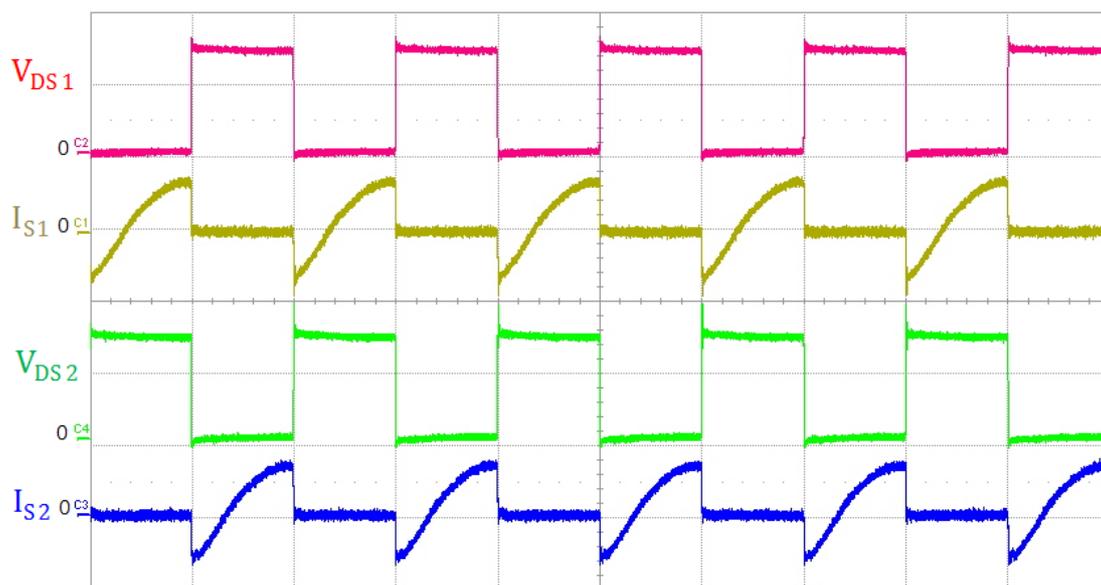


$V_{in}(100V/div)$, $I_{in}(0.5A/div)$, Time : 5ms/div

圖 4-16 升壓型轉換器輸入電壓 V_{in} -電感電流 I_L 波形與局部展開圖

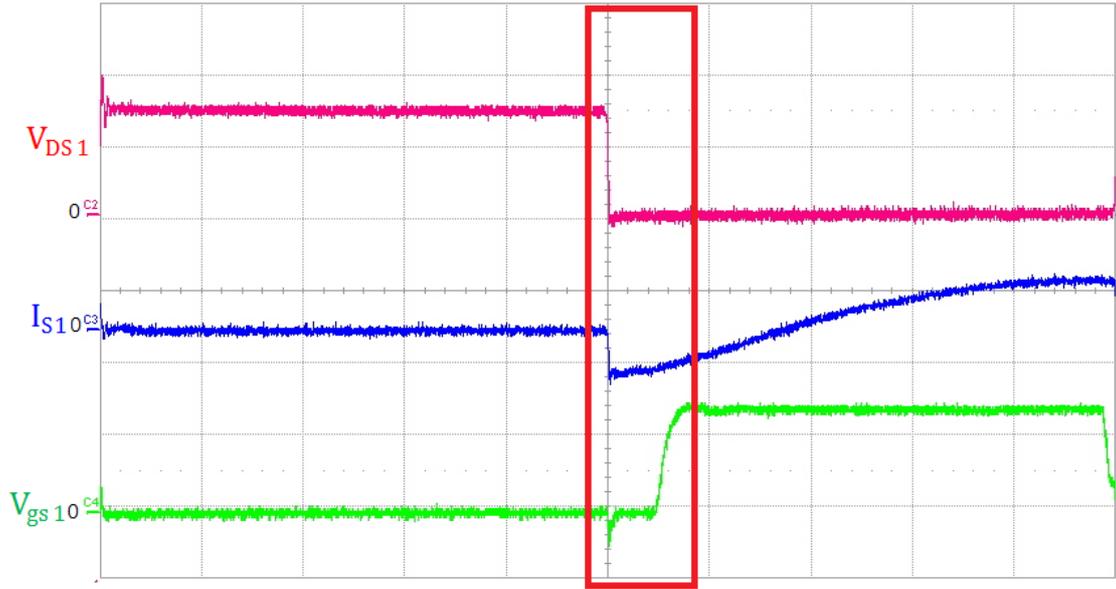
4-4-2 半橋串聯諧振電路

圖 4-17 為半橋開關電壓 V_{ds1} 、 V_{ds2} 與開關電流 i_{s1} 、 i_{s2} 實際波形。
圖 4-18 與圖 4-19 分別為半橋上下臂開關 V_{ds} 、 V_{gs} 與 i_s 的波形，可以看出開關的零電壓切換情形。在此有一段死區時間(Dead Time)，此時的開關電流為負值，開關電流會先流過 MOSFET 的本體二極體，使功率開關導通瞬間為零電壓，故有達到零電壓切換效果。如圖 4-20 為實際諧振迴路諧振電流 i_r 落後輸入電壓 V_{ds2} 為電感性負載，使半橋開關可達到零電壓切換(Zero Voltage Switching, ZVS)。



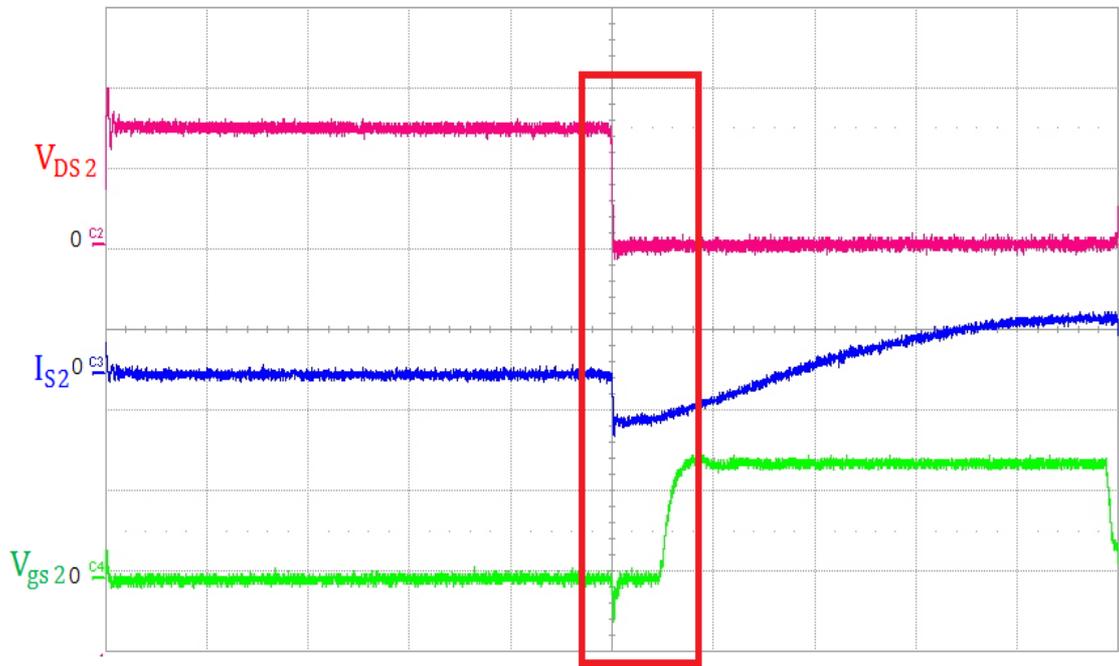
V_{ds1} 、 V_{ds2} :200V/div， i_{s1} 、 i_{s2} :2A/div，Timer:10us/div

圖 4-17 半橋開關電壓 V_{ds1} 、 V_{ds2} 電流 i_{s1} 、 i_{s2} 量測波形



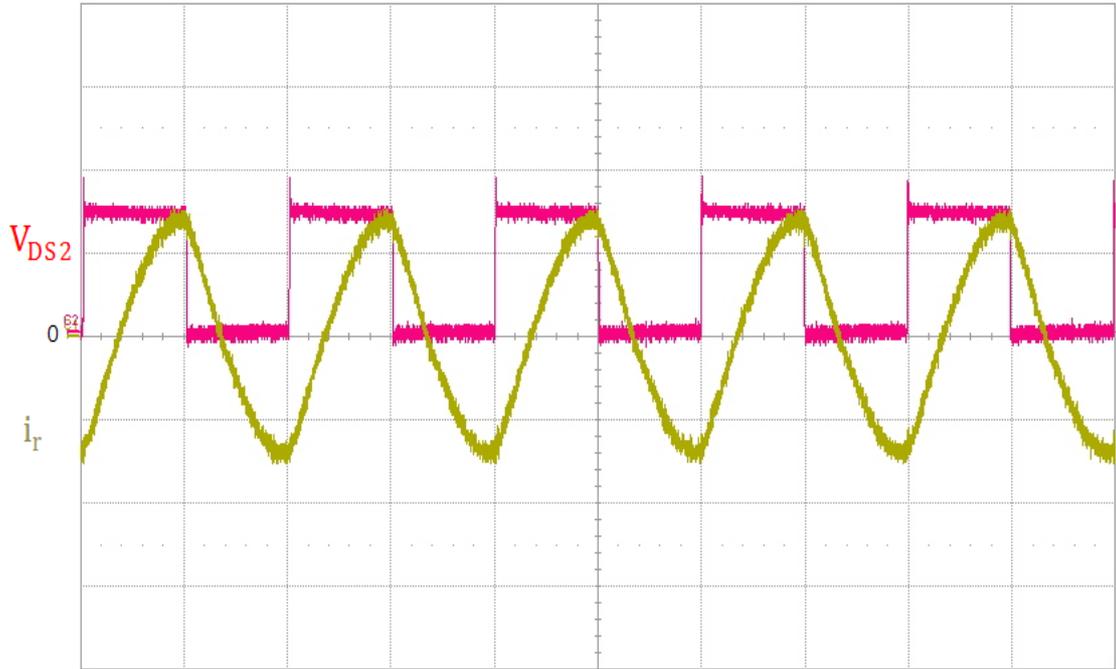
$V_{ds1}:200V/div$, $V_{gs1}:10V/div$, $i_{s1}:2A/div$, $Time:2\mu s/div$

圖 4-18 半橋開關電壓 V_{ds1} 、 V_{gs1} 電流 i_{s1} 量測波形



$V_{ds2}:200V/div$, $V_{gs2}:10V/div$, $i_{s2}:2A/div$, $Time:2\mu s/div$

圖 4-19 半橋開關電壓 V_{ds2} 、 V_{gs2} 電流 i_{s2} 量測波形



V_{ds2} :200V/div , i_r :1A/div , Time:10us/div

圖 4-20 半橋開關電壓 V_{ds2} 電流 i_r 量測波形

4-4-3 整數波調光電路

依據 3-3 節設計出整數波調光控制電路，本小節實際量測，並觀察電路波形與量測數據。圖 4-21 為整數波調光電路連接變壓器之示意圖。其中所有變壓器主繞組(N_p)是串聯在一起的，每組變壓器的第三繞組(N_t)分別並聯調光開關，並使用整數波控制電路控制調光開關。當調光開關導通時，變壓器次繞組(N_{s1} 、 N_{s2})不再提供能量予負載，僅由輸出電容 C_o 對 R_o 釋能， i_o 逐漸下降。當調光開關截止，變壓器次繞組(N_{s1} 、 N_{s2})開始提供能量， i_o 逐漸上升至額定值。

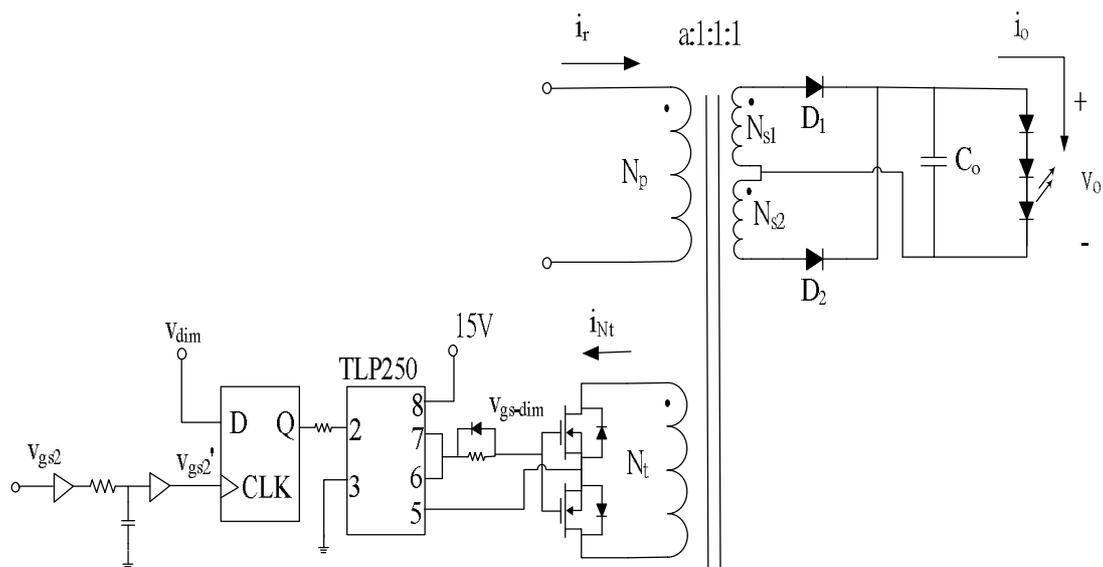


圖 4-21 整數波調光電路連接變壓器之示意圖

整數波控制方法如下:將下臂開關的驅動訊號 v_{gs2} 作延遲動作,延遲成與諧振電流 i_r 同相位的訊號 v_{gs2}' , 再送入 D 型正反器作為時脈 (clock)。D 型正反器則是送入低頻的調光訊號 V_{dim} , 當 v_{gs2}' 被偵測為正緣時(Positive Edge)時, D 型正反器才會將 V_{dim} 輸出, 最後就能使調光開關在諧振電流為零時做切換動作。

在此, 簡單介紹延遲電路原理與參數計算, RC 延遲電路圖如圖 4-22 所示。緩衝器工作電壓為 15V, 所以當緩衝器輸入大於 7.5V 時輸出為高準位, 反之亦然。故可以利用 RC 充電, 來控制電容充到 7.5V 的時間, 來控制輸出延遲的時間。電容充電的公式為:

$$v_c(t) = V_{in} \left(1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right) \quad (4-1)$$

根據 Matlab 模擬出諧振阻抗角度在 70.59° 與 84.96° 變化，也就是諧振電流落後電壓的角度，本文以平均值 78° 去設計延遲電路的角度， 78° 以週期 $20\mu\text{s}$ 換算為 $4.33\mu\text{s}$ 。實際上 D 型正反器(74LS374)，隔離 IC(TLP250)與緩衝器(4050)本身都有訊號延遲時間分別為 12ns 、 150ns 與 20ns ，所以 RC 電路所需的延遲時間為 $4.148\mu\text{s}$ 。本文延遲電路電容選用 1nF 。將參數代入(4-1)式即可計算出電阻 R 為 $5.7\text{k}\Omega$ 。

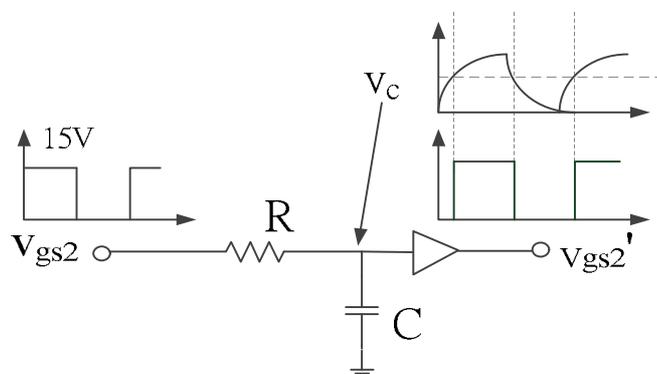
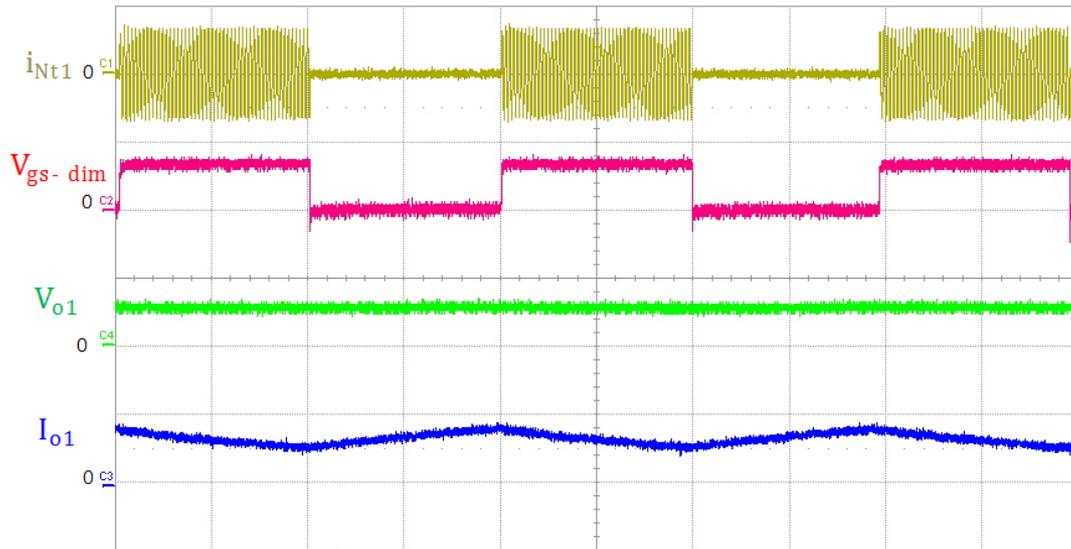


圖 4-22 RC 延遲電路

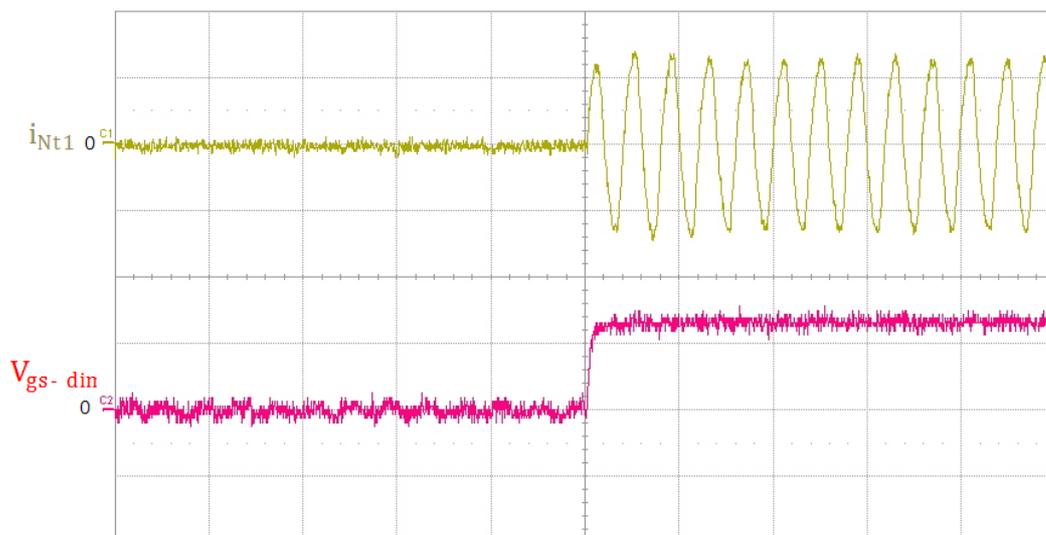
人類視覺暫留時間約為二十四分之一秒(24Hz)，若調光頻率大於 24Hz 人類就察覺不到閃爍現象，為確保不被人眼察覺，本文調光訊號的頻率選用 500Hz 。圖 4-23 為調光訊號導通率 50%時，實際量測 i_{Nt1} 、 $V_{\text{gs-dim}}$ 、 V_{o1} 、 I_{o1} 的波形。



V_{gs-dim} : 10V/div, V_{o1} : 50V/div, i_{Nt1} : 1 A/div, i_{o1} : 0.1A/div, Time: 500us/div

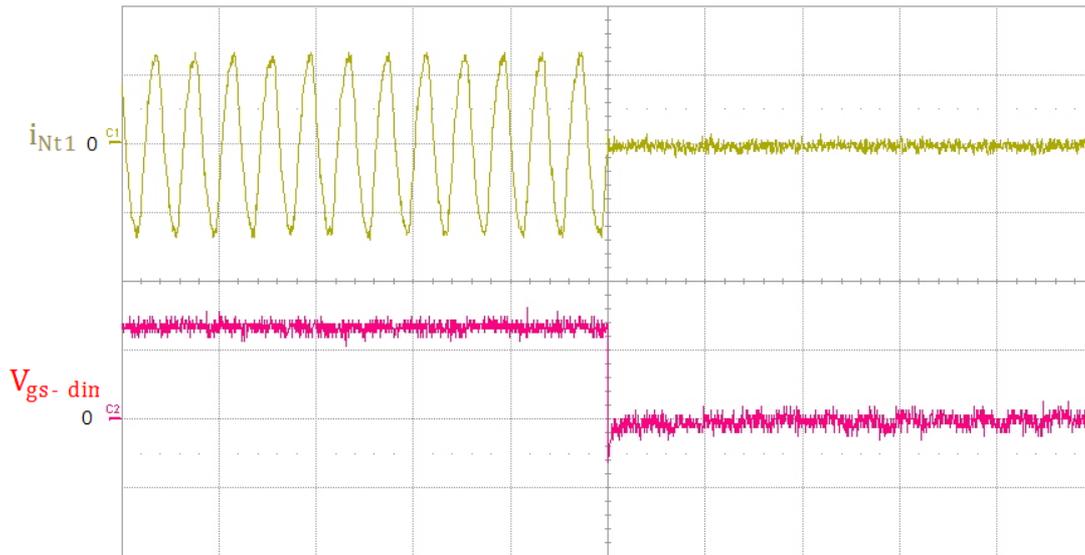
圖 4-23 調光訊號導通率 50%，實際 i_{Nt1} 、 V_{gs-dim} 、 V_{o1} 、 I_{o1} 波形

圖 4-24 與圖 4-25 為 V_{gs-dim} 、 i_{NT} 在調光開關導通與截止時候的波形。可以看出再調光開關導通與截止時，皆是在 i_{NT} 電流降到零時做切換，故調光開關有達到 ZCS。



V_{gs-dim} : 10 V/div, I_{Nt1} 0.5A/div, Time: 50us/div

圖 4-24 調光訊號導通時 V_{gs-dim} 、 i_{Nt1} 的波形



V_{gs-dim} : 10 V/div , I_{Nt1} 0.5A/div , Time:50us/div

圖 4-25 調光訊號截止時 V_{gs-dim} 、 i_{Nt1} 的波形

◆ 單組輸出進行整數波調光

表 4-3 為對第一組輸出進行整數波調光，調光開關導通率(S_{dim1})由 0%~100%，其餘輸出為額定功率，紀錄輸出電流、諧振電流、輸出功率。因各盞白光 LED 燈輸出參數皆相同，故未調光的四組輸出的功率與電流變化差異不多，實驗是紀錄未調光四組輸出之平均電流與平均輸出功率。圖 4-26 為第一組輸出調光時，五組輸出的電流變化。可以看出 I_{o1} 隨著調光開關導通率增加而等比例下降。諧振電流從 962mA 上升至 977mA 上升幅度約 1.54%，未調光組的輸出電流(I_{o2} 到 I_{o4})與諧振電流皆變化不多，由 329mA 上升至 334.0mA 上升幅度約 1.5%。圖 4-27 則為第一組輸出調光時，五組輸出的功率變化，未調光組由 10.03W 上升至 10.25W 上升幅度約 2%。

表 4-3 第一組輸出整數波調光

S_{dim1} 導通率	I_r (mA)	I_{o1} (mA)	$I_{o2}\sim I_{o4}$ (mA)	P_{o1} (W)	$P_{o2}\sim P_{o4}$ (W)	$P_{o(total)}$ (W)
0%	962	330	329	10.06	10.03	40.15
10%	964	297	330	9.06	10.04	39.18
20%	966	265	330	8.08	10.05	38.23
30%	967	232	330	7.08	10.03	37.17
40%	968	199	330.4	6.07	10.07	36.28
50%	970	167	331	5.09	10.10	35.39
60%	972	135	331.2	4.12	10.18	34.66
70%	973	98.5	332.0	3.04	10.19	33.61
80%	974	66.0	332.1	2.01	10.19	32.58
90%	975	33.2	334.0	1.01	10.20	31.61
100%	977	0	334.0	0	10.25	30.75

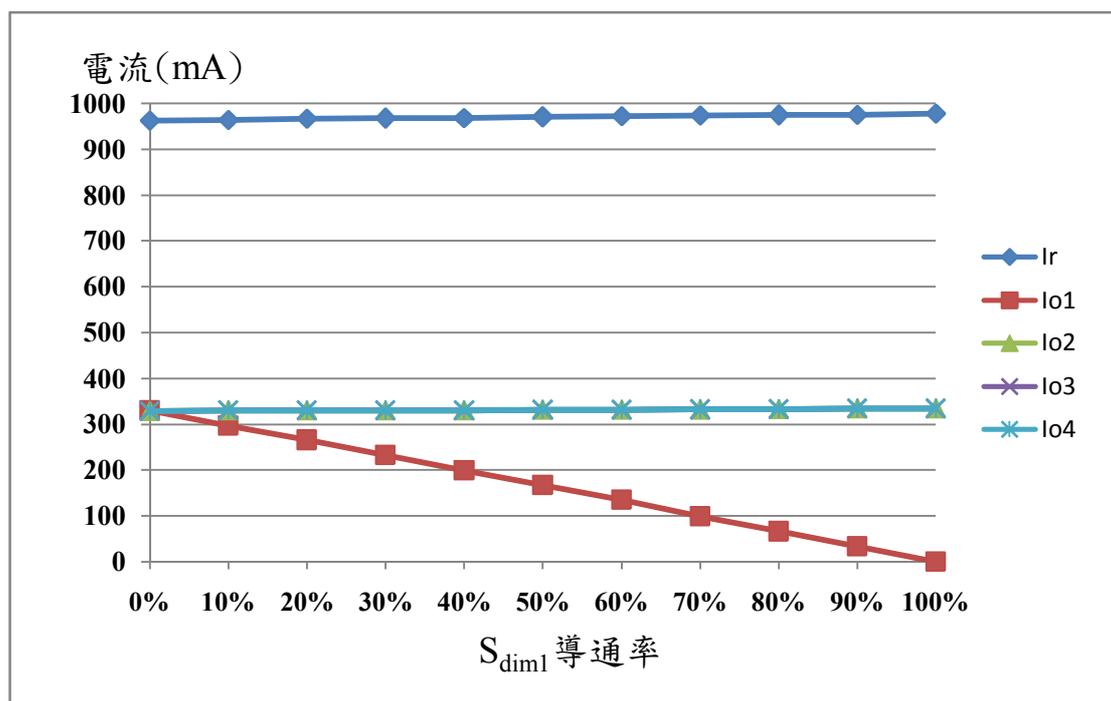


圖 4-26 第一組輸出整數波調光的電流變化

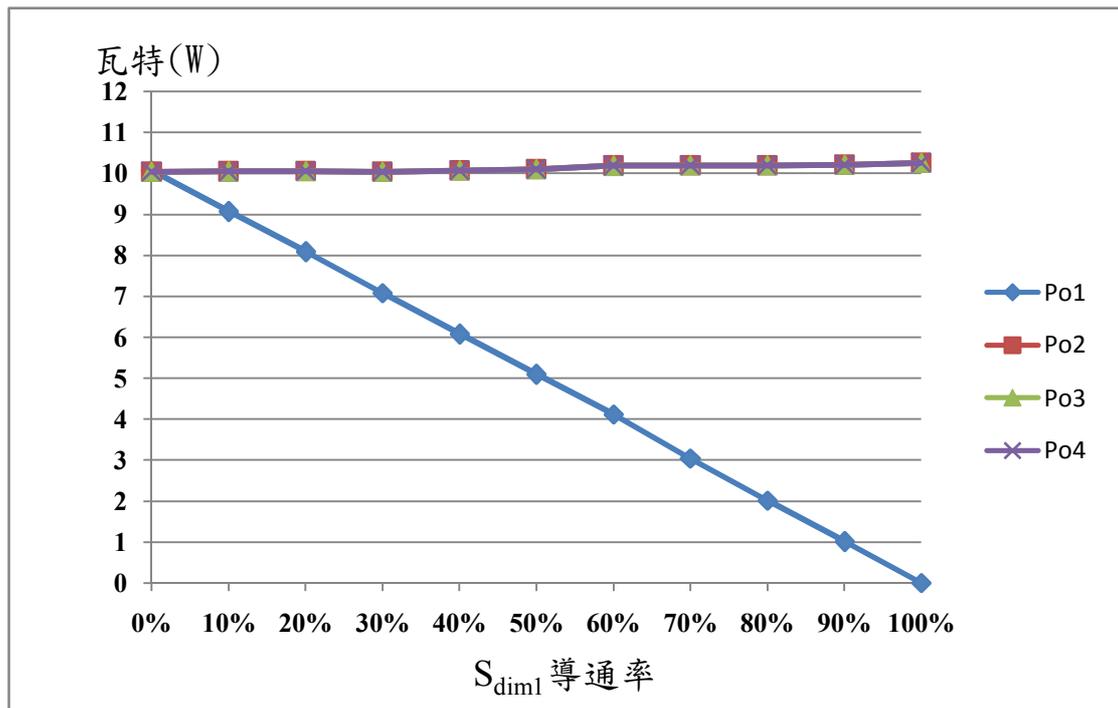


圖 4-27 第一組輸出整數波調光的功率變化

◆ 四組輸出同步進行整數波調光

表 4-4 為對四組輸出進行整數波調光，四組調光開關導通率 ($S_{dim1} \sim S_{dim5}$) 由 0%~100%，紀錄輸出電流、諧振電流、輸出功率、輸入功率與效率，由於各盞白光 LED 燈輸出參數皆相同，故各 LED 燈組輸出的功率與電流變化差異不多，實驗是紀錄五組輸出之平均電流與平均功率。圖 4-28 為同步調光時， $I_{o1} \sim I_{o5}$ 與 I_r 變化情況。其諧振電流由 749mA 上升至 773mA 上升幅度約 3%。圖 4-29 為同步調光時，輸出功率 $P_{o1} \sim P_{o5}$ 變化情況，可看出其輸出功率變化量趨於線性，由此可得知此調光方式能夠達到精準的調光。

表 4-4 四組輸出同步整數波

$S_{dim1} \sim S_{dim5}$ 導通率	I_r (mA)	$I_{o1} \sim I_{o4}$ (mA)	$P_{o1} \sim P_{o4}$ (W)	P_{total} (W)	P_{IN} (W)	效率
0%	968	331	10.09	40.36	49.70	81.2%
10%	971	299	9.12	36.48	50	79.8%
20%	975	267	8.14	32.57	44.5	77.9%
30%	980	233	7.11	28.42	39.7	77.2%
40%	984	200	6.10	24.40	34.3	74.8%
50%	989	167	5.09	20.37	29.2	72.0%
60%	996	134	4.09	16.35	23.6	69.1%
70%	1001	100.1	3.05	12.21	18.3	65.2%
80%	1007	66.9	2.04	8.16	12.7	60.0%
90%	1013	33.8	1.03	4.123	6.8	53.8%
100%	1019	0	0	0	4	0.0%

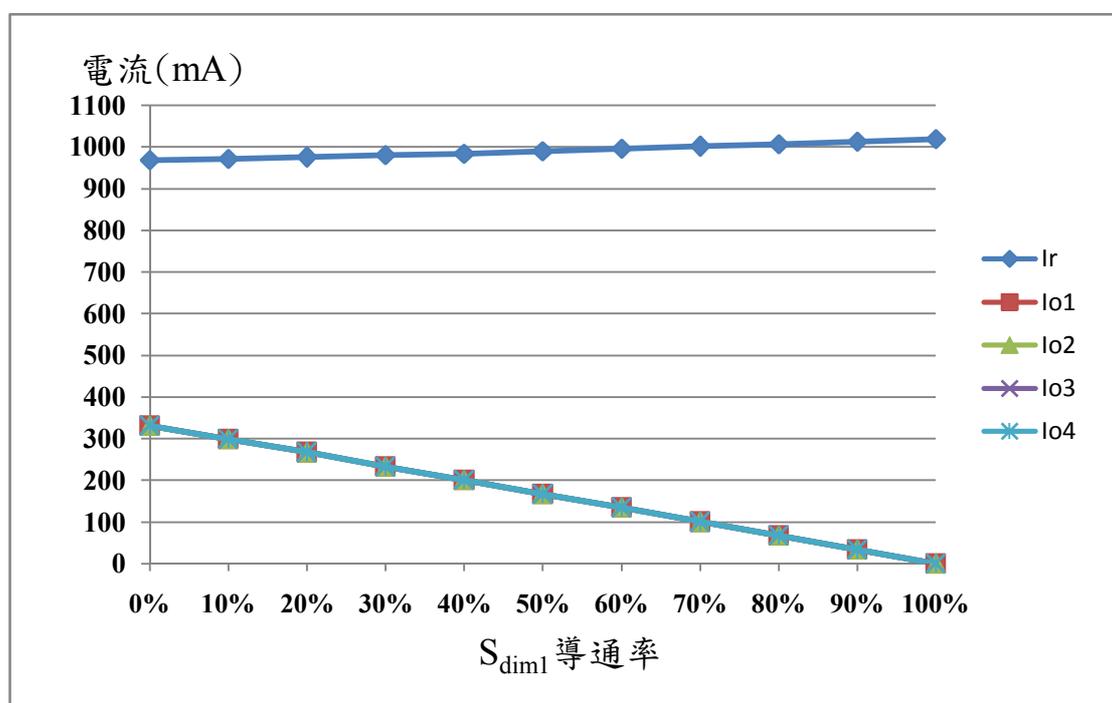


圖 4-28 同步調光時的 $I_{o1} \sim I_{o5}$ 與 I_r 變化

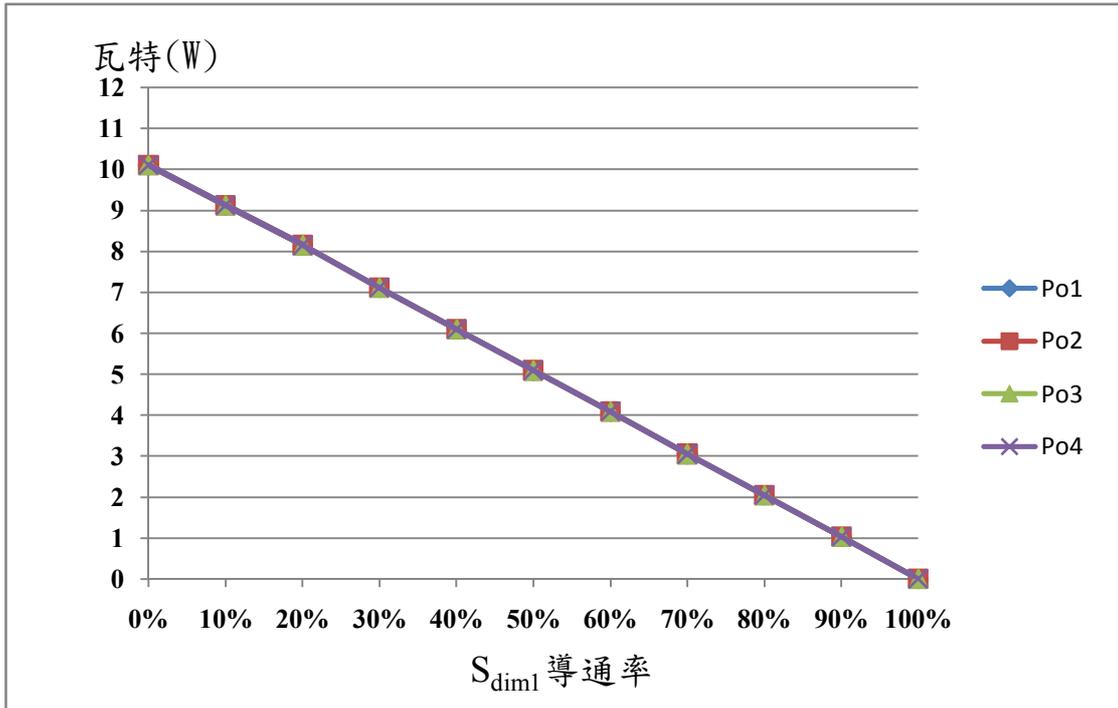


圖 4-29 同步調光時的 $P_{o1} \sim P_{o5}$ 變化

第五章 結論與問題討論

5-1 實務上問題發現與解決

5-1-1 IC 供電的問題發現

任何驅動電路所使用的 IC 都需要一電源作為驅動，以圖 5-1 為例，此為本專題半橋串聯諧振電路所使用的 IC IR2153 典型電路，其所需驅動電壓為 DC 12V，一般實驗大多使用實驗室的電源供應器或如圖 5-2 所示之 LM7812 系列為底的電源供應電路作為 IC 電源供應之用，但是若一電路將要商品化而其都會要求輕、薄、短、小，基於這些概念則不可能使用上述兩種供電方法作為供電之用。

以 LM7812 系列電源供應電路為例，電路需要一 110V 轉 15V 變壓器，其變壓器體積相當龐大笨重且轉換效率低，後面所使用的 LM7812 系列穩壓 IC 其也效率相當低，且工作時其溫度會相當高，必須加上散熱片作為散熱用，而使其整體供電電路又更為龐大。另外，若是驅動電路本身供應額定瓦數不高，且具有功因修正電路，若此供電電路與驅動電路所使用的市電電源同源，將會造成整體電路功因下降，而未達到原驅動電路所期望的功率因數。

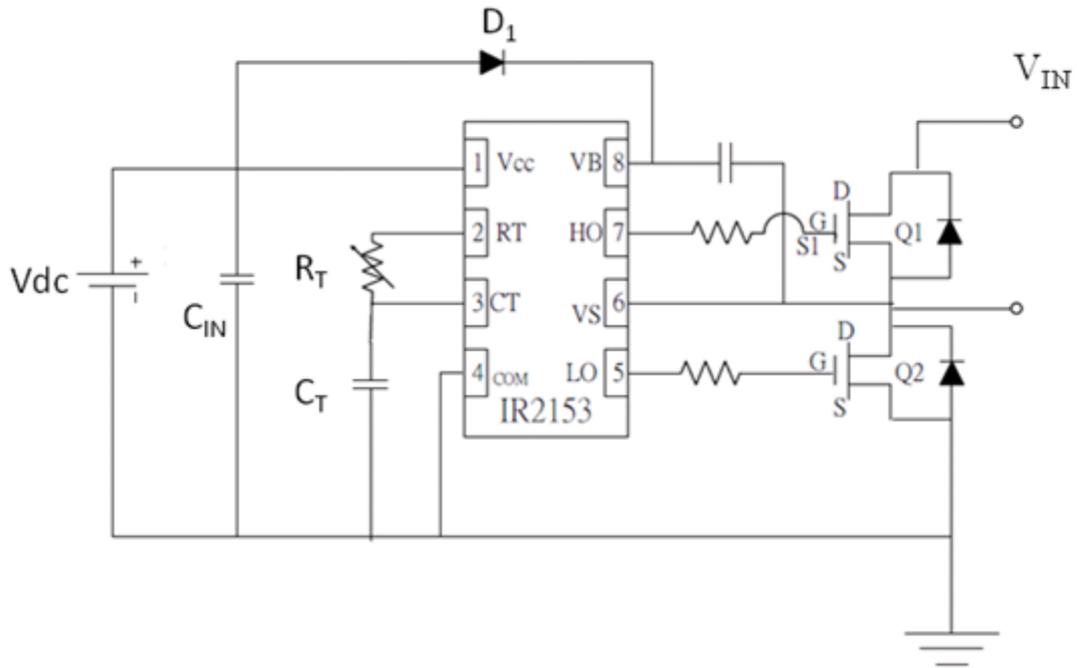


圖 5-1 IC IR2153 典型電路

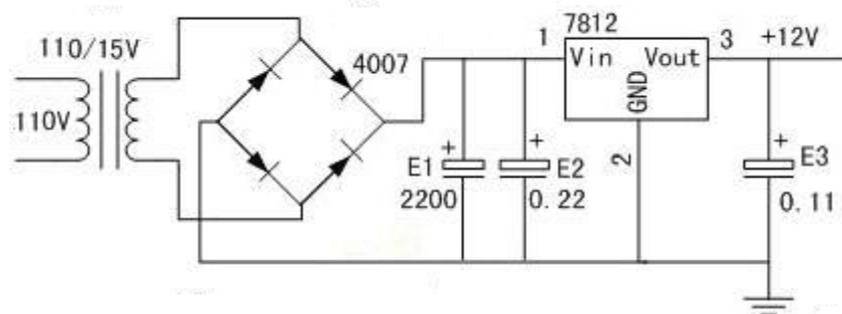


圖 5-2 LM7812 典型供電電路

5-1-2 IC 供電的問題解決

最後我們找到兩種解決方式，如圖 5-3，此為 IC IR2153 改良過後電路，在後方諧振電感繞製一輔助繞組，其 V_{IN} 將提供 IC 第一週期的驅動電源， R_1 作為限流之用以最低驅動電流使其 IC 可工作一週期，工作後一週期後可對後方諧振電感充電，之後再將此能量送回前方 C_1 儲存後繼續對 IC IR2153 供電，使電路能週而復始的工作，這樣

不僅僅可以大量減少體積，且能大幅提高電源轉換效率，但是因為此電路是否可工作涉及後方諧振電流，若是電路在工作時會改變其後方電流變化，如變頻調光等，此行為可能導致 IC 誤動作而使電路工作不正常，故此方法只能用於穩定諧振電流的工作電路之用。

另外一種方式則是使用前級功率因數修正電路 IC L6561 典型電路中其本身就具有預設供電電路，只要多製作如圖 5-4 紅框中一組供電電路，即可供應後級 IC IR2153 電路使用，且此電源更為穩定，且不受任何外在問題影響。

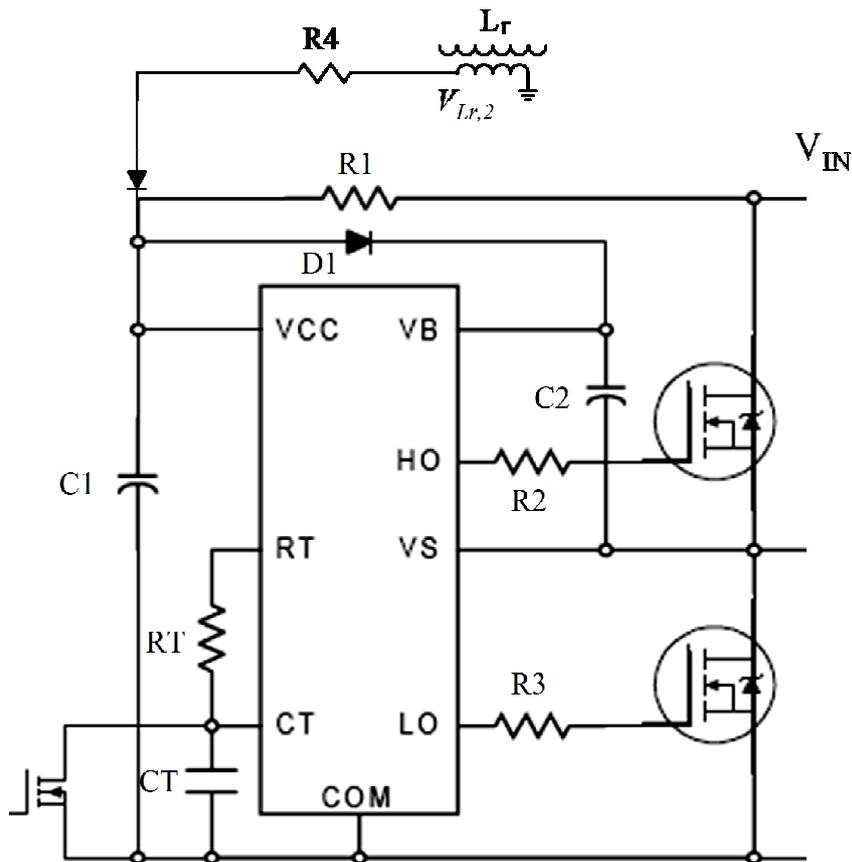


圖 5-3 IC IR2153 改良式電路

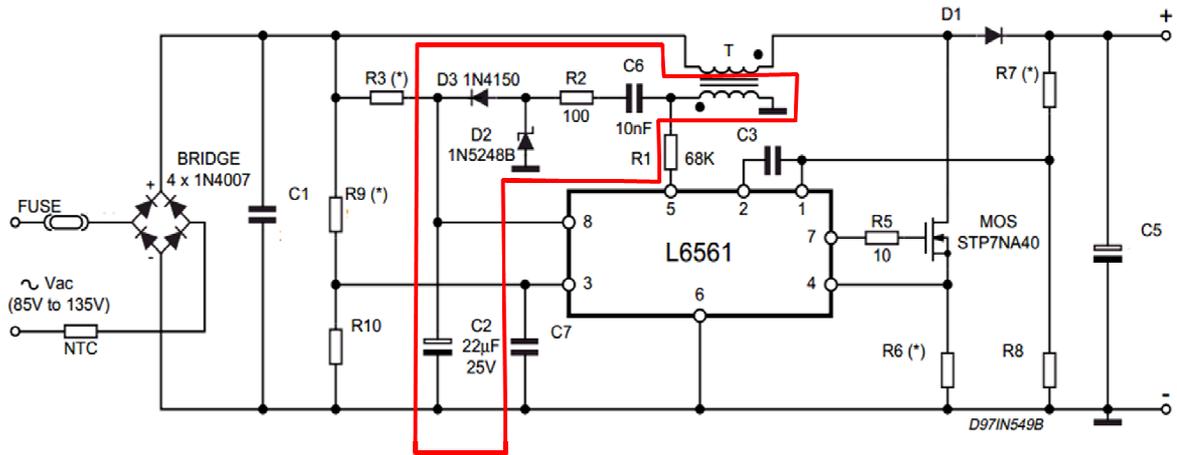


圖 5-4 IC L6561 典型電路

5-2 結論

照明產業中 LED 因其環保、壽命長、節能、高發光效率等優點，被視為未來極具潛力的人工光源。故此我們專題最後製作出一具有多種特性的多盞 LED 光源之可調光驅動電路。最後總結如下：

- (1) 本專題多盞 LED 光源驅動電路效率達到 81.20%
- (2) 第一級使用升壓型轉換器做主動式功因修正，其功因修正後其功率因數達到 0.989。
- (3) 第二級使用半橋串聯諧振電路，設計於電感性使其具有零電壓特性，令切換損失降低，後方串聯多組變壓器，可實現多組輸出，使可靠性、可塑性提高、並能輕易實現調光用途。
- (4) 整數波調光電路可使此電路可以個別、群體精準調光，且具有零電流切換之特性，降低調光時帶來的切換損耗。

如圖 5-5 為本專題整體驅動電路實體圖，圖 5-6 為輸出亮度 100% 與 50%，可明顯看出其亮度差異，圖 5-7 為此電路多盞輸出之特性讓燈具有可靠性高、可塑性高之特性。

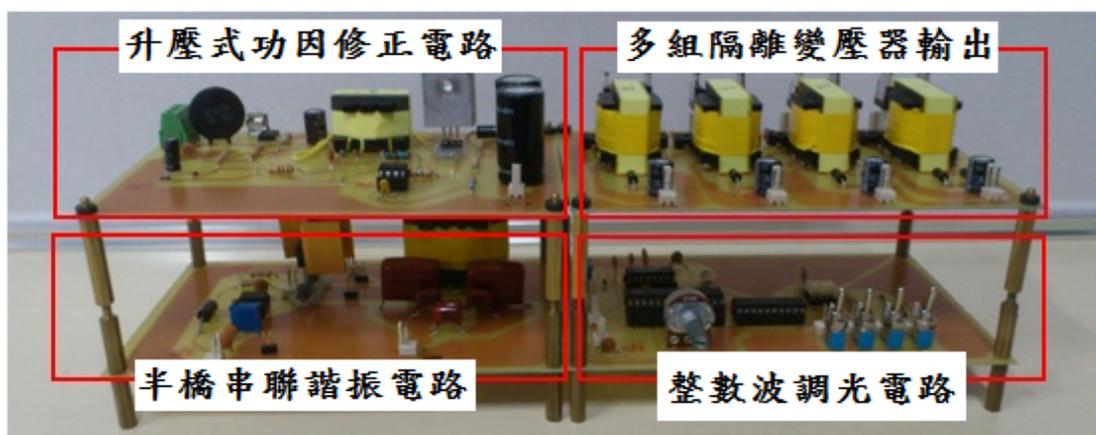


圖 5-5 整體驅動電路實體圖



圖 5-6 精準的調光輸出圖

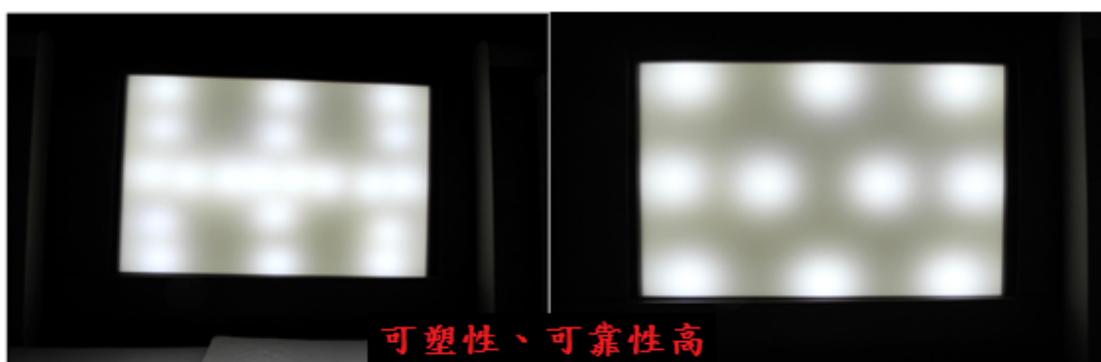


圖 5-7 多盞 LED 光源多組輸出圖

5-3 未來展望

本專題中，仍有未完善之處，以下提出未來可進一步發展的方向：

- (1) 整合功因修正與諧振轉換電路成一單級高功因、效率之轉換器。
- (2) 將調光電路與切換開關驅動訊號整合成用單晶片控制，縮小電路體積以及更容易達到ZCS整數波調光控制。
- (3) 輸出的整流側加入同步整流技術，將整流二極體用MOSFET取代，以提升電路效率。

參考文獻

- [1] 吳文隆、江松柏、李麗玲、李宏俊，“LED 照明模組技術與系統應用”，台灣電力工程研討會，2004 年 11 月，第 2199-2203 頁。
- [2] B. Fleming, “Solid State Headlights,” *IEEE Veh. Technol. Mag.*, Vol 3 , Issue 3, pp. 12-15, 2008.
- [3] L. G. Conn, “Evaluation of LEDs for Automotive Signal Lighting,” in *Proc. SPIE.*, June 2002, Vol. 4641, pp. 1-6.
- [4] S. Eberle, L. Livschitz, and J. Raggio, “LED Rear Combination Lamps: Styling, Robustness, Life, Packaging, Installation, and Opportunities for Intelligent Signal Lighting,” in *Proc. SPIE.*, Feb. 2005, Vol. 5663, pp. 29-37.
- [5] K. M. Huang, “Applying Surface-Mounted LEDs in Automotive Interior and Exterior Lighting,” in *Proc. SPIE.*, Apr. 2002, Vol. 4648, pp. 148-155.
- [6] M. Cervi, D. Pappis, T. B. Marchesan, A. Campos, and R. N. do Prado, “A Semiconductor Lighting System Controlled Through a LIN Network to Automotive Application,” in *Proc. IEEE IAS.*, Oct. 2005, Vol. 3, pp. 1603-1608.
- [7] Steve Winder，陸瑞強譯，高功率LED驅動電路設計與應用，五南出版社，2010年。
- [8] 周志敏，周紀海，紀愛華，LED驅動電路設計與應用，五南出版社，2008年。
- [9] 張勻豪，“可驅動多盞 LED 燈之串聯諧振換流電路”，國立中山大學電機工程學系碩士論文，2009。
- [10] 陳勇旭，“新型多盞 LED 光源之可調光驅動器設計”，國立虎尾科技大學電機工程學系碩士論文，2011
- [11] 李坤源，“寬輸入電壓範圍之高效率半橋串聯諧振轉換器研製”，國立台灣科技大學電子工程學系碩士論文，2009。
- [12] 陳忠運，“倍流式整流器之SRC串聯諧振轉換器研究”，國立台灣

科技大學電子工程學系碩士論文，2010。

- [13] 胡國英，許榮，涂偉程，“應用FPGA於高亮度LED調光與效率改善”，中華民國第三十一屆電力工程研討會，2010年12月，第1398-1402頁。
- [14] 王彥淳，“紅綠藍與白光發光二極體應用於液晶顯示器背光源混光調控之研究”，國立虎尾科技大學電機工程學系碩士論文，2011。
- [15] 吳宗樺，“三原色發光二極體背光源之驅動電路”，國立中山大學電機工程學系碩士論文，2007。
- [16] D. Fu, B. Lu, and F. C. Lee, “1MHz High Efficiency LLC Resonant Converters with Synchronous Rectifier,” IEEE Power Electronics Specialists Conference, June 2007, pp. 2404-2410.
- [17] [26] Y. Hu, M.M. Jovanovic, “LED Driver With Self-Adaptive Drive Voltage, ” IEEE Transactions of Power Electronics, Vol.23, No.6, November 2008, pp.3116-3125.
- [18] [23] L. Yu, J. Yang, “The Topologies of White LED Lamps’ Power Driver,” IEEE Power Electronics Systems and Applications International Conference , May 2008, pp.1-6.