

中原大學
電機工程學系
碩士學位論文

CCFL 全橋諧振式 DC-AC Inverter 及
多燈管平衡設計

Phase-Shift Full-Bridge Quasi-Resonant Inverter
for Cold-Cathode Fluorescent Lamps Drive and
The Improving Method for Multi-lamp Balance

指導教授：何金滿

研究生：吳雲慶

中華民國九十四年七月

摘要

本篇論文旨在探討全橋相移諧振式驅動 CCFL(冷陰極管)的設計與製作。在傳統的二極式驅動電路中，因變壓器的匝數比過高及開關損耗過大使得整體效率因而降低，同時也會產生散熱問題和電磁干擾的問題。採用全橋零電壓相移諧振式驅動電路，可以降低開關損耗，減少變壓器的匝數比，進而提高整體效率。

文中討論 CCFL(冷陰極管)的發光原理，以及全橋相移諧振式驅動電路 Inverter 進行詳細的分析與討論。最後實作驅動 19 吋 4 支 L 型冷陰極管，由實驗結果可驗證全橋零電壓相移諧振式驅動電路效率可大幅提升。最後以極性變更方式來改善燈管之間的平衡問題。

Abstract

This paper emphasize on the design and making of the full bridge phase shift resonance system for driving CCFL (Cold Cathode Fluorescent Lamp) and offers an easy balancing circuit for multiple lamps. Principle of CCFL lighting, detail analysis and full bridge phase shift resonance inverter designing are all discussed. An example for driving 4 lamps CCFL with balance for each lamp is also included.

誌謝

衷心的感謝指導教授 何金滿 老師這三年來的悉心指導與諄諄教誨，無論在學業上或是待人處事方面均受益良多，使得論文得以順利完成，在此獻上最大的敬意與謝忱。並且也衷心感謝中原大學 周至如 教授、台北科技大學 李清吟 教授對本論文提供寶貴意見與指正，使得內容能夠更加嚴謹。

此外，要特別感謝電學802實驗室同學敏隆及學弟雨青、創煒、建興、於實務上提供相當多寶貴的經驗，澄清了許多研究上之疑惑。也感謝學弟劉華棟、涂登富、陳榮駿、曾威銘的支持與幫助。讓我在這三年能將所學做一成果展現，也讓我的研究所生活更加多采多姿。

在此特別要感謝我的家人，尤其是我的太太培琪，由於她的體諒與鼓勵使我能在毫無後顧之憂的情形下順利完成學業。僅將此論文成果獻給所有關心我的人，願您們與我分享這份喜悅與榮耀。

目 錄

	頁次
中文摘要.....	I
英文摘要.....	II
誌謝.....	III
目錄.....	IV
表目錄.....	VII
圖目錄.....	VIII
第一章 緒論.....	1
1.1 研究背景與動機.....	1
1.2 內容簡介.....	3
第二章 CCFL 燈管特性.....	4
2.1 背光模組.....	4
2.1.1 基本結構.....	4
2.1.2 背光模組的分類.....	9
2.1.3 背光電源之應用:	12
2.1.4 CCFL的設計挑戰.....	13
2.2 冷陰極螢光燈管CCFL.....	14
2.2.1 物理特性.....	14

2.2.2 氣體放電過程.....	15
2.2.3 冷陰極燈的電氣特性.....	18
2.3 Push-Pull雙極諧振式Inverter(Royer Inverter)	23
2.4 諧振線路.....	30
2.4.1 串聯負載諧振.....	30
2.4.2 並聯負載諧振.....	31
2.4.3 串並聯負載諧振.....	33
2.5 模擬冷陰極螢光燈管CCFL燈管阻抗.....	36
第三章 全橋相移式 Inverter.....	44
3.1 全橋相移式 Inverter 基本架構.....	44
3.2 電路動作原理	46
3.3 ZVS與ZCS.....	55
第四章 控制方法與分析.....	56
4.1 功能簡介.....	56
4.2 CCFL 燈管平衡的應用	64
第五章 CCFL 背光模組設計實例以及平衡改善方式.....	65
5.1 本論文以 19 吋 4L 型(四支 L 型燈管)多燈管背光模組實驗.....	65
5.2 燈管的內部阻抗.....	66
5.3 重要零件選擇考量.....	68

5.4 實測結果波形	72
5.5 改善平衡方式.....	81
第六章結論與未來展望.....	87
6.1 結論.....	87
6.2 未來展望.....	88
參考文獻.....	90

表 目 錄

	頁次
表 2-1 不同應用的背光模組特性要求比較.....	10
表 2-2 LG12.1吋顯示器等效阻抗.....	39
表 2-3 LG14.1吋顯示器等效阻抗.....	40
表 2-4 Samsung 15吋顯示器等效阻抗.....	41
表 2-5 Hitachi 15.4吋顯示器等效阻抗.....	42
表 2-6 不同燈管模擬阻抗比較.....	43
表 4-1 Pin 定義述敘 :	58
表 5-1 燈管等效阻抗.....	67
表 5-2 燈管輸出電流為 $I_{o1}(+)$, $I_{o2}(+)$, $I_{o3}(+)$, $I_{o4}(+)$	82
表 5-3 燈管輸出電流為 $I_{o1}(+)$, $I_{o2}(+)$, $I_{o3}(-)$, $I_{o4}(-)$	83
表 5-4 燈管輸出電流為 $I_{o1}(+)$, $I_{o2}(-)$, $I_{o3}(+)$, $I_{o4}(-)$	84
表 5-5 燈管輸出電流為 $I_{o1}(-)$, $I_{o2}(+)$, $I_{o3}(-)$, $I_{o4}(+)$	85
表 5-6 燈管電流比較	86

圖目錄

頁次

圖 2-1 背光模組的基本構造.....	5
圖 2-2 冷陰極管(Cold Cathode Fluorescent Lamp; CCFL)	6
圖2-3 側光式(Edge lighting)結構.....	10
圖 2-4 直下型(Bottom lighting)結構.....	11
圖2-5 直下型(Bottom lighting)各層結構.....	10
圖2-6 燈管的架構與點燈曲線.....	15
圖2-7 氣體放電流程.....	16
圖2-8 氣體放電發光流程.....	17
圖2-9 氣體放電電子流向分佈.....	18
圖 2-10：CCFL 的等效電路.....	19
圖2-11：CCFL壽命與使用時間關係.....	20
圖2-12：CCFL光輸出與環境溫度關係.....	20
圖2-13：CCFL亮度與燈管電流關係.....	21
圖2-14：CCFL長度、亮度與燈管電流關係.....	22
圖2-15：CCFL亮度與啟動時間曲線.....	22
圖2-16：CCFL漏洩情形分佈.....	23
圖2-17： Push-Pull雙極振盪式Inverter(Royer Inverter)	24

圖2-18 (a) 轉移等效線路.....	25
圖2-18 (b) 簡化等效線路.....	25
圖2-19 主開關輸出波型.....	27
圖 2-20 串聯負載諧振.....	30
圖2-21 SLR 波德圖.....	31
圖 2-22 並聯負載諧振.....	31
圖2-23 PLR 波德圖.....	32
圖 2-24 串並聯負載諧振.....	33
圖2-25 PLR 波德圖.....	34
圖 2-26 燈管啟動與正常工作時的變化情形.....	36
圖2-27(a) 燈管模擬線路.....	37
圖2-27(b)電壓與電流之間關係.....	37
圖 2-28 LG12.1吋顯示器輸出電壓與輸出電流波形.....	39
圖2-29 LG14.1吋顯示器輸出電壓與輸出電流波形.....	40
圖2-30 LG14.1吋顯示器輸出電壓與輸出電流波形.....	41
圖2-31 Hitachi 15.4吋顯示器輸出電壓與輸出電流波形.....	42
圖3-1 全橋相位式基本電路架構.....	44
圖 3-2 開關控制信號相關波形.....	45
圖 3-3 Mode I ($t_0 \sim t_1$)電路狀態.....	46

圖 3-4 Mode I (t0~t1)電壓電流波形.....	47
圖 3-5 Mode II (t1 ~ t2)電路狀態.....	48
圖 3-6 Mode II (t1 ~ t2)電壓電流波形.....	48
圖 3-7 Mode III (t2 ~ t3)電路狀態.....	49
圖 3-8 Mode III (t2 ~ t3)電壓電流波形.....	50
圖 3-9 Mode IV (t3 ~ t4)電路狀態.....	51
圖 3-10 Mode IV (t3 ~ t4)電壓電流波形.....	51
圖 3-11 Mode V (t4 ~ t5)電路狀態.....	52
圖 3-12 Mode V (t4 ~ t5)電壓電流波形.....	52
圖 3-13 Mode VI (t5 ~ t6)電路狀態.....	53
圖 3-14 Mode VI (t5 ~ t6)電壓電流波形.....	54
圖 4-1 IC OZ960 控制方塊圖.....	57
圖4-2 OVP過電壓保護線路.....	59
圖4-3 ENA啟動線路.....	59
圖4-4 SST軟性開機線路.....	60
圖4-5 VDDA線路.....	60
圖4-6 負回授放大器補償線路.....	61
圖4-7 低頻調光PWM線路.....	62
圖4-8 設定工作頻率線路.....	63

圖 5-1 19 吋 4L 型背光模組組裝方式.....	66
圖 5-2 燈管電壓與電流波形.....	67
圖 5-3 CCFL 全橋驅動線路.....	68
圖 5-4 全橋 4 個開關 QA, QB, QC, QD 波形.....	73
圖 5-5 開關 B (N-MOS) - GATE 與 Id 波形.....	73
圖 5-6 開關 A (P-MOS) - GATE 與 Id 波形.....	74
圖 5-7 開關 D (N-MOS) - GATE 與 Id 波形.....	74
圖 5-8 開關 C (N-MOS) - GATE 與 Id 波形.....	75
圖 5-9 Input: 17V ; Output: 5mA/ 50.77kHz.....	75
圖 5-10 Input: 19V ; Output: 5mA/ 50.77kHz.....	76
圖 5-11 Input: 21V ; Output: 5mA/ 50.77kHz.....	76
圖 5-12 燈管電流與電壓波形(燈管電流/頻率=5mA/50k)	77
圖 5-13 燈管電流與電壓波形(燈管電流/頻率=3.72mA/50k)	77
圖 5-14 PWM 調光波形(反向調光 D=54%).....	78
圖 5-15 PWM 調光波形(反向調光 D=20%).....	78
圖 5-16 啟動電壓波形時間 (1.5Sec)	79
圖 5-17 啟動電壓波形 $V_{rms}=2.94kV$ / $F_{kick}=64.77kHz$	79
圖 5-18 啟動電壓波形 $V_{rms}=2.94kV$ / $F_{kick}=64.77kHz$	80
圖 5-19 燈管輸出電流曲線.....	80

圖 5-20 燈管輸出電流曲線.....	83
圖 5-21 燈管輸出電流曲線.....	84
圖 5-22 燈管輸出電流曲線.....	85

第一章 緒論

1.1 研究背景與動機

透明、輕薄，且有千萬條沒有輻射線的色彩，是薄膜液晶顯示面板（TFT--LCD）優於傳統CRT（冷陰極管顯示器）的一些特質。

在數位電視時代，LCD TV、電漿電視（PDP TV）、數位光學處理電視（DLP TV）等決戰於客廳之時，中小尺寸液晶電視已默默取代同尺寸映像管電視（CRT TV），而獨占行動數位電視市場。

在台灣，大尺寸TFT LCD面板廠為搶攻未來客廳主流電視尺寸，而專注於30吋以上LCD TV市場，不斷為次世代產線投入資金，而舊世代產線也將計劃轉向生產小尺寸面板，此將改變未來TFT LCD面板產業生態。

2004年第三季起，TFT LCD 面板產業開始另一次的液晶循環，在需求不如預期，加上各面板業者積極開出產能的情況下，監視器類面板價格急速下跌，其中17吋類產品價格更由2004年第二季之每片約290美元，驟降至2004年第四季之約173美元，此跌勢至2005年第一季因價格已貼近成本邊緣而雖明顯趨緩，但未見平息，價格續跌聲浪亦四處可聞。[1]

由於面板價格續跌，導致各面板製造業者獲利能力大幅降低，包括營收成長能力及毛利率亦創歷史新低，整體產業景氣降至谷底。但在此同時，也有表現相對突出者，例如 TFT LCD 面板相關之零組件業者及終端應用產品，如 LCD TV。面板零組件業者中因產業特性之差異，導致各產業景氣出現不同調情形，其中又以背光模組產業在逆勢中成長相對迅速，不論產品價格或業者毛利率皆相對抗跌，成為眾所矚目之焦點。而 LCD TV 業者為將市場規模擴大，除在價格方面積極讓步外，亦推出質精且美之各類商品，搭配相關影音設備，消費者可享極唯美之視覺及聽覺饗宴。除此之外，行動設備類 TFT LCD 面板相關議題隨其終端應用之普及亦成熱門話題。[1]

LCD-TV 的背光板使用許多的冷陰極管(CCFL)。為了點亮這些冷陰極管，每一根冷陰極管都需要使用一個 Inverter 電路(電子安定器)。這些需要花費相當多的成本。但是隨著冷陰極管使用時間增加，各燈管的管電流開始出現輝度不均的現象，需要控制一根燈管或二根燈管加以確保一定的亮度，需要許多控制電路。[2]

因此考量背光板的光效率品質、安全性。本論文研究目的，便是應用相移式全橋架構來改善驅動電路的整體效率以及提供極性變更的方式改善燈管不平衡的問題。

1.2 內容簡介

本篇論文共分為六個章節。

第二章簡介背光模組內部構造，以及冷陰極管的發光原理。傳統雙極式驅動電路動作原理及優缺點，並針對燈管做簡單的阻抗分析。

第三章介紹全橋相移式驅動電路基本架構和電路動作原理。

第四章介紹控制IC OZ960 為一個整合型的O2 Micro International(凹凸微電子)所提出新型的高效率背光面板CCFL Inverter 控制IC，主要針對單燈管以及多燈管的驅動來應用

第五章則為實驗結果的部份，實驗以19吋4L型(四支L型燈管)多燈管背光模組實驗，包括一些實驗波形和實驗數據，並針對改變極性方式改善平衡問題。

第六章則對本篇論文作一總結，並提出未來可能的研究方向。

第二章 CCFL燈管特性

由於TFT-LCD MONITOR和TFT-LCD TV是由液晶面板以及背光模組所組成。而背光模組發光要件是冷陰極管CCFL(Cold Cathode Fluorescent Lamps)，在使TFT-LCD能廣泛使用，有較好的發光效率及有較高的螢幕明暗對比等特性上，冷陰極管扮演著重要的角色。

同時為因應高輝度以及高亮度的需求，多燈管的應用將會越來越重要，因組裝方式的不同，造成各燈管之間的漏洩電流不同，使得各燈管的電流也將造成不同，而如何使得各燈管之間電流一樣，將是本篇論文最後的探討主題。

2.1 背光模組

由於TFT面板本身並不發光，其面板光源是由背光模組所提供。背光模組主要是提供液晶面板均勻、高亮度的光源，透過有效光機構轉化成高亮度且均一輝度的面光源。[2]

2.1.1 基本結構

背光模組的基本構造由三大部分所組成，即光源、導光板與光學膜。其結構圖如圖1-1所示：[3, 4, 5]

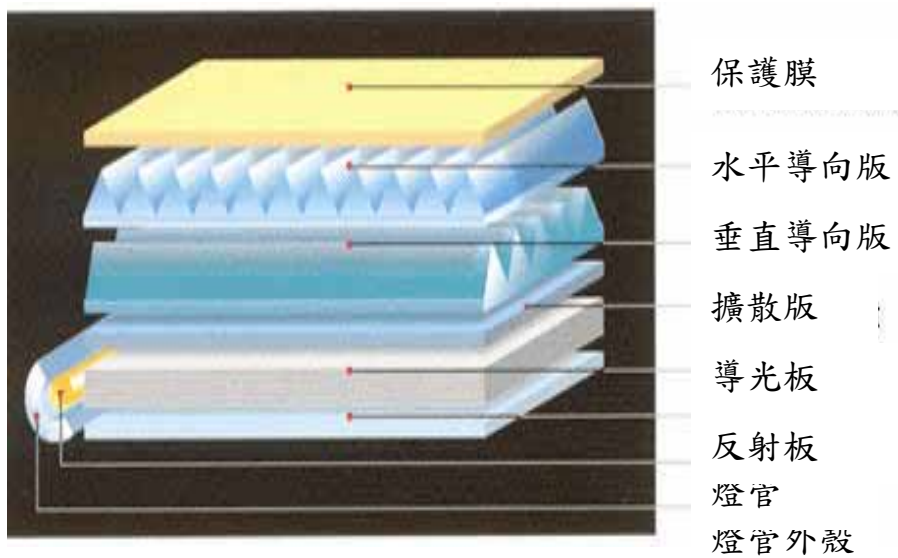


圖 2-1 背光模組的基本構造

細分則有光源、燈罩、反射板(Reflector)、導光板(Light guide plate)、擴散片(Diffusion sheet 1-2 片)、增亮膜(Brightness enhancement film)1-2 片及外框等組件[3, 4, 5]。

其功能說明如下：

(一) 光源：

1. 冷陰極管(Cold Cathode Fluorescent Lamp; CCFL)、大尺寸背光模組一般以冷陰極管當背光源，由於具備管徑細、壽命長、光效高等優點，為大尺寸背光模組的最適合光源如圖2-2所示。其發光亮度高，可應用於NB, LCD監視器等。

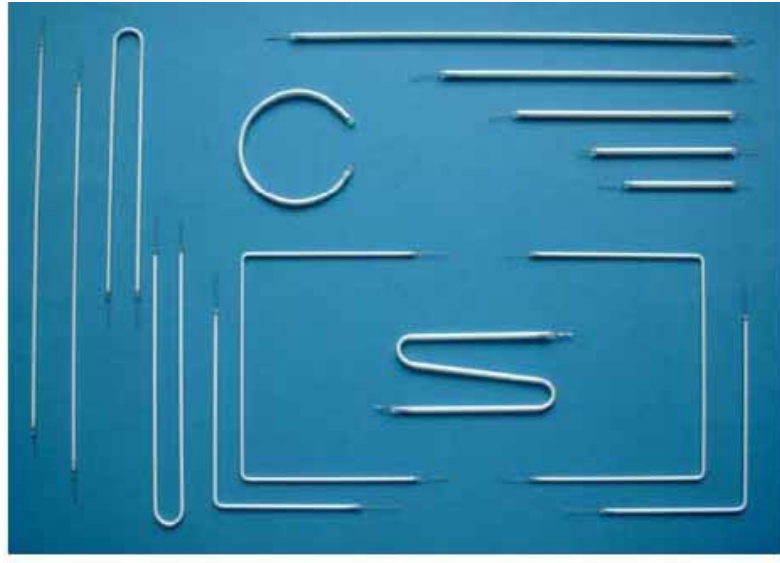


圖2-2 冷陰極管(Cold Cathode Fluorescent Lamp; CCFL)

2. 發光二極體(LED): LED不需電壓轉換器(Inverter)、耗電低是最大訴求，壽命長，適用於手持式裝置，如PDA、手機。小尺寸面板均採用LED作為光源。[5,6]

(二)導光板(Light Guide Plate)：

為整體背光模組導光的效率中心，其原理是利用導光壓克力板底的網點分布(pattern)破壞光的干涉現象，將線光源均勻導成面光源。

pattern 設計與製造是核心技術，涵蓋光學設計、精密模具製造與射出、轉寫技術等。

在製作技術方面可區分兩種：1. 印刷式（裁板），2. 非印刷式（射出板）。前者是利用網印方式將油墨印上壓克力板，製作光學pattern 形

狀。後者則直接以射出成型技術，將pattern 設計在模具鋼內，在製程上較為簡潔且精密度高，是目前導光板技術主流。[5,6]

(三)反射板 (Reflector)

將未被散射的光線再導入導光板內，一般側光式背光模組的反射板放置於導光板底部，將自底面漏出的光反射回導光板中，防止光源外漏，以增加光的使用效率；而直下式背光模組則是置於燈箱底部表面或黏貼於其上，將經擴散板反射之光束由燈箱底部再次反射回擴散板以被利用。[5,6]

(四)擴散膜(Diffusion sheet / Diffuser):

使光線形成漫射而均勻擴散，擴散板、擴散片之功能為提供液晶顯示器一個均勻的面光源，一般傳統的擴散膜主要是在擴散膜基材中，加入一顆顆的化學顆粒，作為散射粒子，而現有之擴散板其微粒子分散在樹脂層之間，所以光線在經過擴散層時會不斷的在兩個折射率相異的介質中穿過。

在此同時光線就會發生許多折射、反射與散射的現象，如此便造成了光學擴散的效果。或是使用全像技術，經由曝光顯影等化學程序將毛玻璃的相位分佈紀錄下來粗化擴散膜基材表面，以散射模糊導光板上的墨點或線條。[5,6]

(五)稜鏡片(Prism sheet)/增亮膜(BEF)：

凝聚光線，提高輝度，佔材料成本比重最高。光自擴散板射出後其光的指向性較差，因此必須利用稜鏡片來修正光的方向，其原理為藉由光的折射與反射來達到凝聚光線、提高正面輝度的目的，以增加光線自擴散板射出後的使用效益，能使整體的背光模組的輝度提高60%-100%以上。[5, 6]

主要以多元酯(polyester)或聚碳酸酯(polycarbonate)為材料，其表面結構一般為為稜形柱體或半圓柱體。目前跨國公司3M 為全球獨家供應商，擁有多項相關專利，通常一部背光模組會使用兩片增亮膜，彼此方向垂直，將光集中增加輝度。

(六) 偏光轉換膜(P-S Converter)

因在現有LCD 液晶面板設計中，對光源模組給予過濾掉S-ray 平行光，允許P-ray 光源通過，並利用這單一的偏極態光來驅動或照明LCD 液晶面板，產生所要的功能。所以在光線進入液晶面板前會先經過一偏光板，此一偏光板有吸收掉某一偏光方向的能量，而冷陰極管所產生的光為非偏極化光，在通過第一片偏光版時，有一半以上的光能量會被吸收掉，使得光的使用效率非常差，為解決這個問題須採用偏光轉換技術使光源做偏極態轉換。[5, 6]

其方法是利用反射偏光板將可通過與不可通過LCD 偏光板的光分離，然後利用反射板將反射回來的光轉換成可用的偏光，達到亮度提高的目的。利用偏光轉換的技術來提高LCD 的亮度，跟使用稜鏡片的方法比起來，除了正面亮度得到提升之外，大視角方向的亮度亦同時得到提升，此為偏光轉換技術的另一優點。

2.1.2 背光模組的分類

背光模組主要分為側光式及直下式二種，側光式應用於筆記型電腦，直下式則應用在LCD監視器。

側光式只採用一支冷陰極管，置於模組的側邊，利用楔型構造使光源均勻反射至整片模組，這樣的結構因為可以減少模組的厚度，適合於筆記型電腦這類可攜式產品，不過在亮度的均一性就較難控制。

直下型結構則是燈管置於模組下方，燈管數在二支以上，如此可獲得較大的亮度，不過相對的耗電量會隨著燈管數增加而提高，模組的厚度也會跟著加大不少，因此直下型適合應用於LCD監視器及液晶電視用的面板模組。[4, 5, 6]

背光模組特性比較表2-1所示：

表2-1不同應用的背光模組特性要求比較

	產品輝度需求cd/m ²	背光輝度要求cd/m ²
TV	12,000~	> 450
MONITOR	3,000~	200~300
NB PC	2,000~	150~200

(1) 側光式(Edge lighting)結構：

發光源為擺在側邊之單支光源，導光板採射出成型無印刷式設計，一般常用於18吋以下中小尺寸的背光模組，其側邊入射的光源設計，擁有輕量、薄型、窄框化、低耗電的特色，亦為手機、個人數位助理(PDA)、筆記型電腦的光源。架構如圖2-3所示。[5, 6]

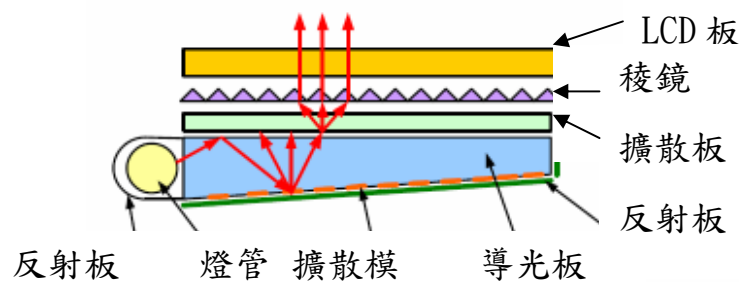


圖2-3 側光式(Edge lighting)結構

(2) 直下型(Bottom lighting)結構：

側邊式的導光板因燈管放置數有限,燈管提供的光能量已無法滿足高輝度廣視角需求的TV市場,因而有直下式背光模組的產生。

光源由自發性光源(例如燈管、發光二極體等)射出藉由反射板反射後,向上經擴散板均勻分散後於正面射出,因安置空間變大,燈管可依TFT 面板大小使用2 至多支燈管,但同時也增加了模組的厚度、重量、耗電量、其優點為高輝度、良好的出光視角、光利用效率高、結構簡易化等,因而適用於對可攜性及空間要求較不挑剔的LCDmonitor 與LCD TV,其高消費電力(使用冷陰極管),均一性不佳及造成LCD 發熱等問題仍需要求改善。其架構如圖2-4及圖2-5所示。[4, 5. 6]

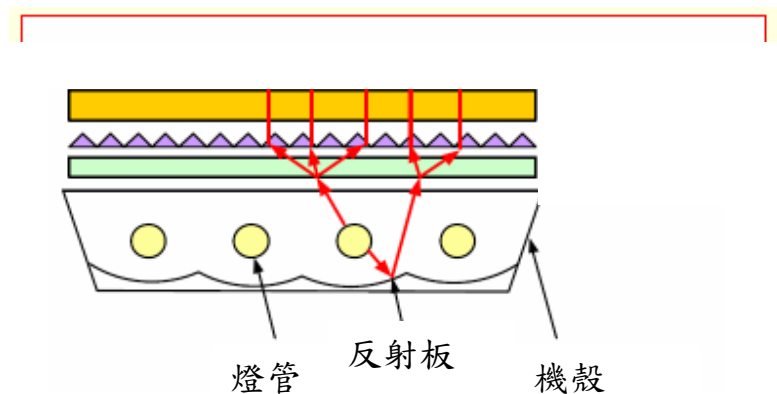


圖2-4 直下型(Bottom lighting)結構

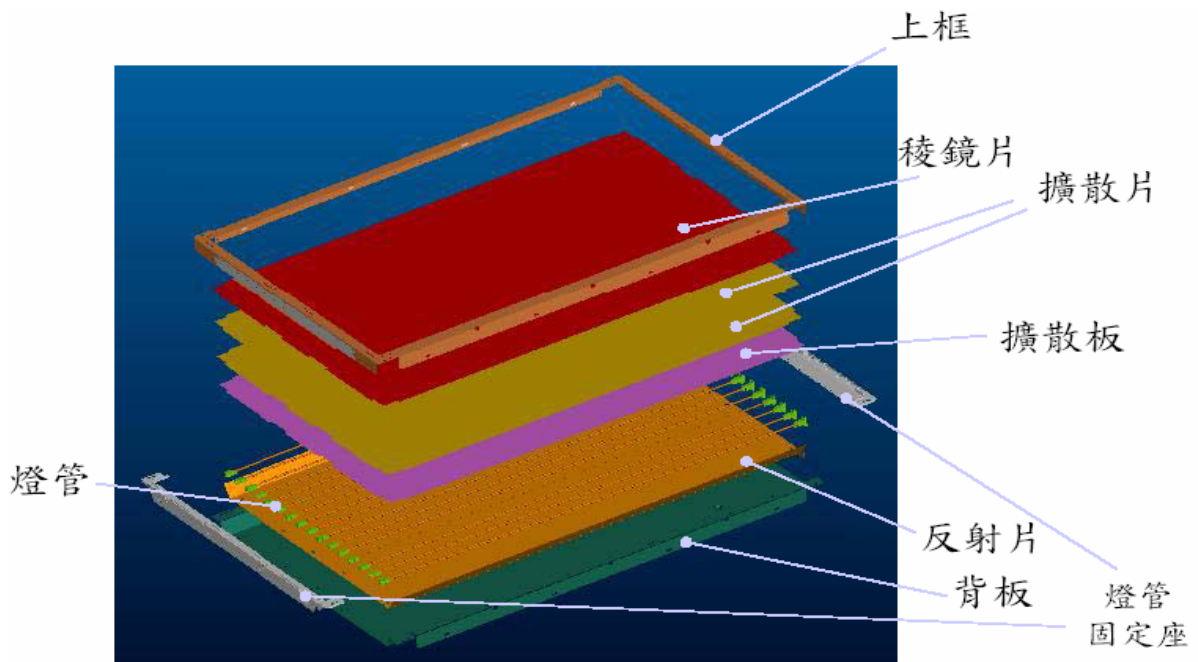


圖2-5 直下型(Bottom lighting)各層結構

2.1.3 背光電源之應用：

1. 近年來被光顯示器廣泛地應用在以電池供電為主的資料產品，例如 NB、PDA、GPS、各式可攜式儀錶。
2. 目前背光電源的主流為白光 LED 及冷陰極管。其中白光 LED 應用在尺寸較小之顯示器，例如手機；冷陰極管則應用在較大之平面顯示裝置，例如 LCD TV。
3. 傳統之背光電子安定器架構簡單、成本低，但是採用兩級推挽式為主

電路架構，故整體效率無法提高。

4. 改採單級式的電路架構可大幅提高整體效率，但是成本相對提高。

2.1.4 CCFL的設計挑戰

因行動電腦和筆記型電腦的激增，讓顯示器的需求不斷成長。高解析度和高對比是執行新一代繪圖程式的基本要求，但也增加了顯示器在性能、大小和效能上的衝突。具有陰極冷光功能的LCD最能滿足這樣的設計需求，然而傳統的技术需要冷光燈和高電壓交流電供應，這仍然造成電池電力不足的主因。

冷陰極管(CCFL)需要1至2KV電壓來啟動俗稱為「點燈」。為求降低RF的干擾和提高冷光燈的效率，對驅動器電路的效率和體積大小的要求是非常嚴苛的。這些嚴苛的條件，需要一個高效率的轉換電路和最佳化的電路整合技術才能滿足。[7]

零電壓切換諧振電路係利用充電的寄生電容達到高電壓，可以降低功率損失，提高效率。這種電路架構可以利用數位電路來控制。最常見的方式是修改Royer振盪器來提供ZVS運作。這方法是很好的解決方案，並被廣泛地使用。

高電壓DC轉換到AC只是LCD的部份需求，此外，平均輸出的電流必須能用來控制冷光燈的強度，而且LCD需要一個可編程的低電壓，用來調整對比的效果。這些額外的電路，不管是使用數位電路或多顆晶片來實現，都將造成元件數量的增加，嚴重影響LCD的體積大小和可靠度。尤其目前多燈管的運用，更使得效率與散熱以及各燈管之間的平衡等問題更形重要。[7, 8]

2.2 冷陰極螢光燈管CCFL:

2.2.1 物理特性

1. 冷陰極管(CCFL) 是個密閉的氣體放電管。管內主要氣體為氬 (argon)氣、氖neon、氙krypton氣壓約大氣的0.3%。[8, 35]
2. 冷陰極管(CCFL)是靠著燈管的水銀原子藉由氣體放電的過程釋放出紫外光由燈管內表面的螢光物質吸收後釋放出可見光。
燈管的架構與曲線如圖2-6所示。[8, 35]

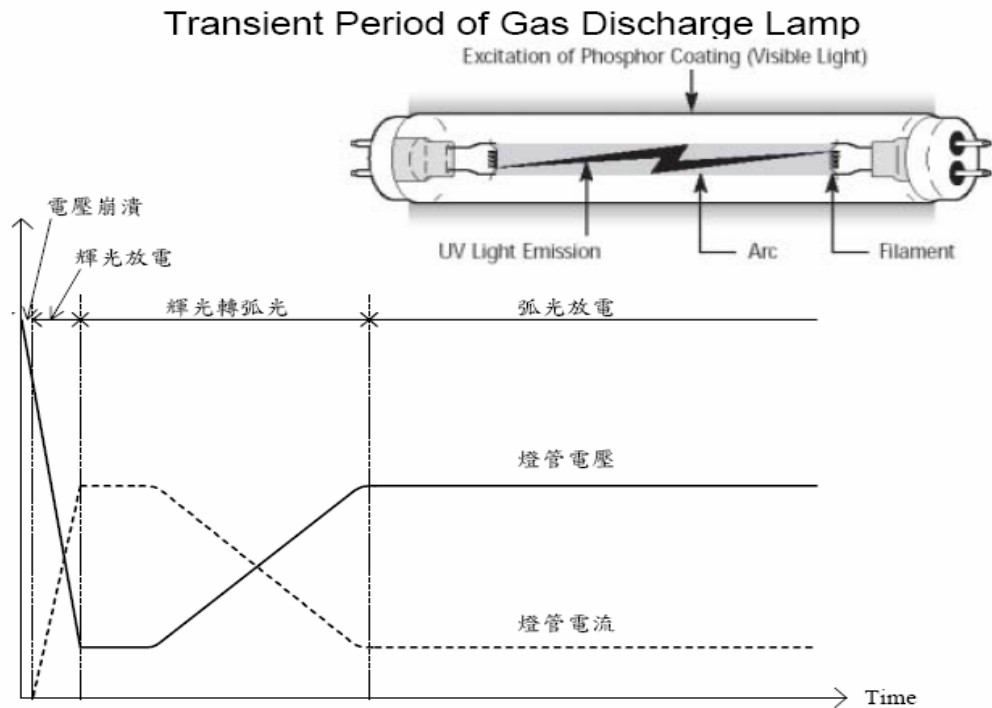


圖2-6 燈管的架構與點燈曲線

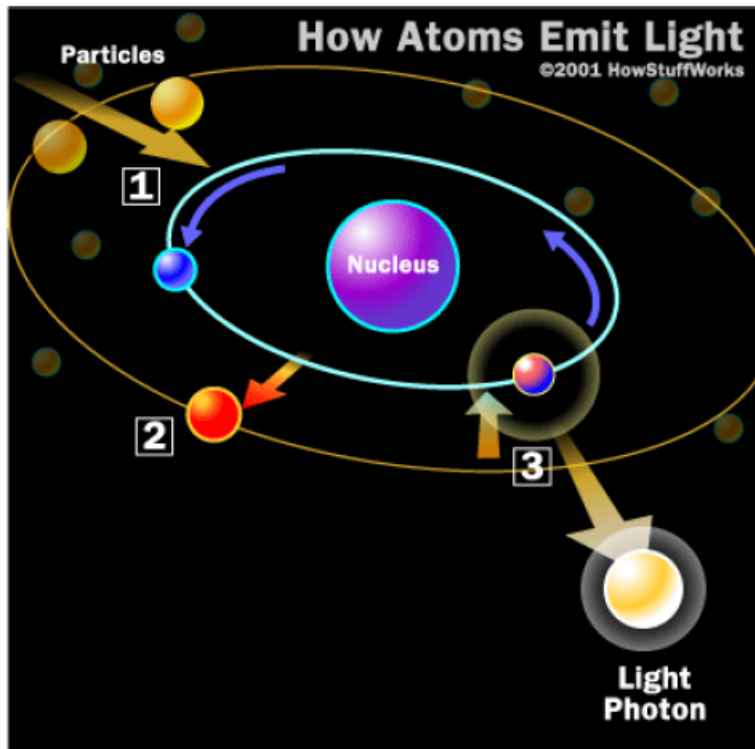
2.2.2 氣體放電過程

氣體放電流程可由圖 2-7 所示。當燈管兩端加上電壓，則陰極所發射出的電子會在電場中加速向陽極前進。

假若外加電壓夠大，電子將受到強大的電場加速而獲得較大的動能，因此，當電子在往陽極的途中碰撞到水銀原子與惰性氣體原子，並將其外圍的價電子撞離該原子而形成自由電子，此時原本為電中性之原子變為正離子，此現象即為電離；而電離過程所產生的電子及正離子即

形成燈管電流，自由電子在燈管中加速，會與氣體中的原子產生碰撞。

[35]



<http://howstuffworks.lycoszone.com/light-bulb1.htm>

圖2-7 氣體放電流程

原子產生碰撞，碰撞結果有下列三種可能：

- 1、產生彈性碰撞，電子被彈回，損失很少的能量。
- 2、原子被激發，這時電子的動能會相對地減少，而被激發電子則在回到基態時會發出光子產生發光效果。

- 3、原子可能被電離，釋放出自己的電子，同時碰撞電子也會損失一部份能量。
4. 屬於那一種結果，依碰撞電子所具有能量而定。

當電子與原子發生非完全彈性碰撞時，電子的能量不足以使原子產生電離現象，只會將能量轉移到原子最外層的價電子上，使最外層的價電子由低能階躍昇為高能階，此種現象稱為激發(Excitation)，但原子是不會一直處於激發的不穩定狀態。如圖2-8所示[7, 8, 35]

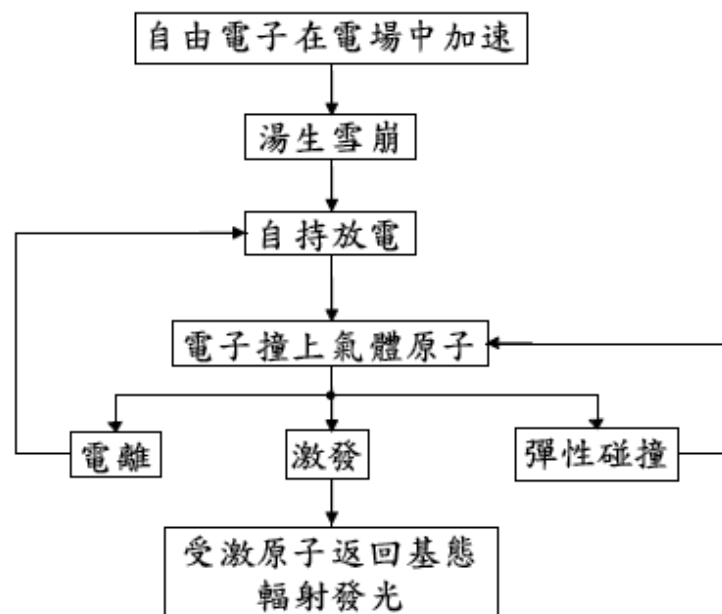


圖2-8 氣體放電發光流程

氣體原子會在1~10毫秒內釋放出能量，並以光子的形式輻射出，並由高能階變回低階，而釋放出的輻射能，再經由物質轉換成可見光，其流向如圖2-9所示。[5]

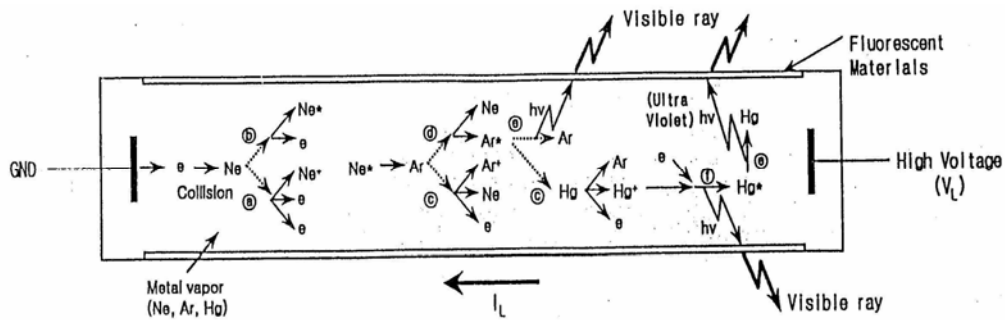


圖2-9 氣體放電電子流向分佈

2.2.3 冷陰極燈的電氣特性

CCFL代表的是一個高非線性負載，一開始當燈是冷卻的時候（在一段沒有運轉的時間內），啟動冷光燈的電壓是一般的三倍。冷光燈在圖2-6中的特徵是，啟動電壓為1600伏特，一般運作的平均電壓是300伏特。

冷光燈在一開始時是正電阻，當電流高於1mA 時轉換為負電阻。這些特性表示它具有高輸出阻抗(電流源)，能抑制負的負載電阻效應，且在啟動冷光燈時可以限制電流。因為ZVS轉換器有一個低輸出阻抗，所以必須加入一個額外的「無損失」串聯阻抗，例如：一個耦合電容。

[7, 8, 35]

以下就燈管的一些特點做些簡單整理介紹：

1. 在圖2-10中對CCFL的等效電路做分析。 V_f 是冷光燈在一般操作下的平均電壓。冷光燈的阻抗(R_{FL})是一個複函數，但在固定電壓時，可被視為一個固定的負電阻。雜散電容和互連電容結合在一起成為 C_{FL} ， V_{f1} 可被視燈管內部最小崩潰電壓。[8]

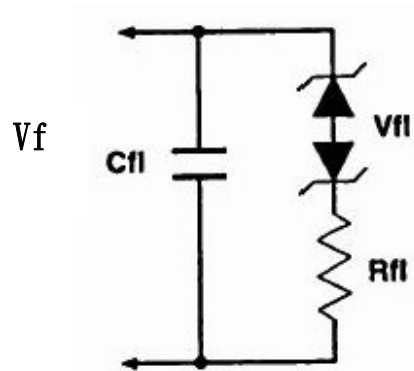


圖2-10：CCFL的等效電路

2. 影響CCFL的壽命因素：一些條件將影響CCFL性能，包括這根玻璃管，黃磷和它的薄層，燈電流，環境溫度，長度和燈的直徑中的氣體。燈管亮度分佈會隨著時間而逐漸減少如圖2-11為所示。[14, 15]

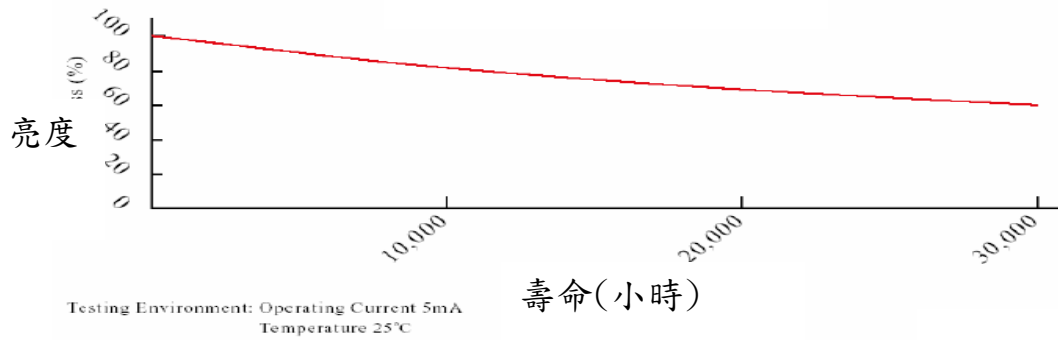


圖2-11：CCFL壽命與使用時間關析

3. 環境溫度與亮度：最好的工作溫度是大約40~65。在低溫，由於蒸發的水銀的還原，亮度減少，這減少紫外線的產生。在亮度也減少的高溫，太多大氣壓在管內能引起發出可見光的效率的損失。燈管光率與環境溫度關係如圖2-12所示。[14, 15]

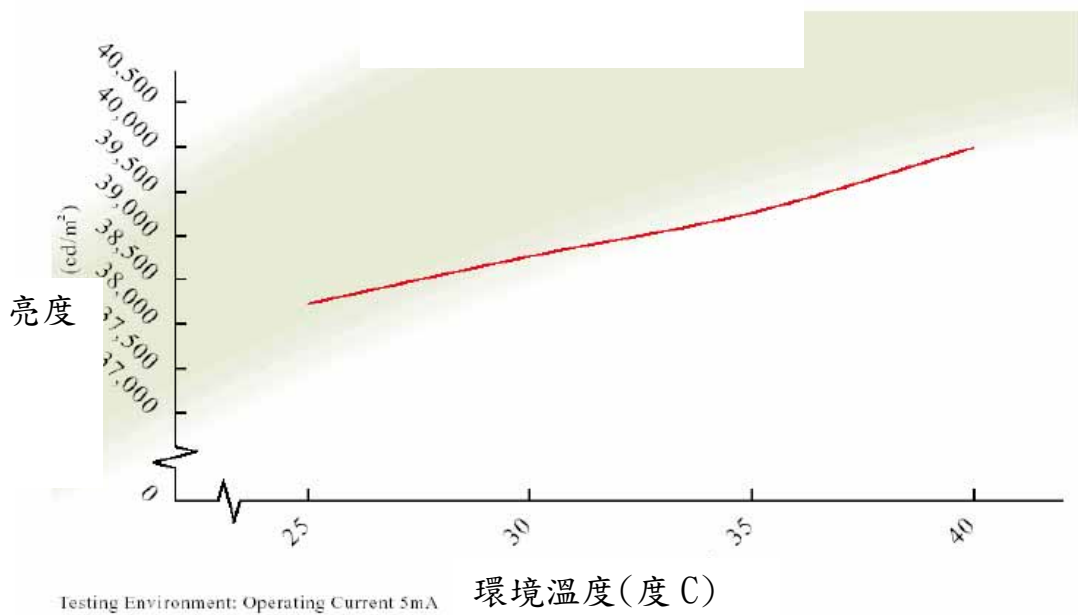


圖2-12：CCFL光效率與環境溫度曲線

4. 當亮度超過100%時的燈電流，亮度增加會趨緩。超過120%的時候，亮度曲線拉平因為太多燈管電流密度熱能生產並且導致洩漏情形增加，對亮度而言並無明顯增加，如圖2-13所示。[14, 15]

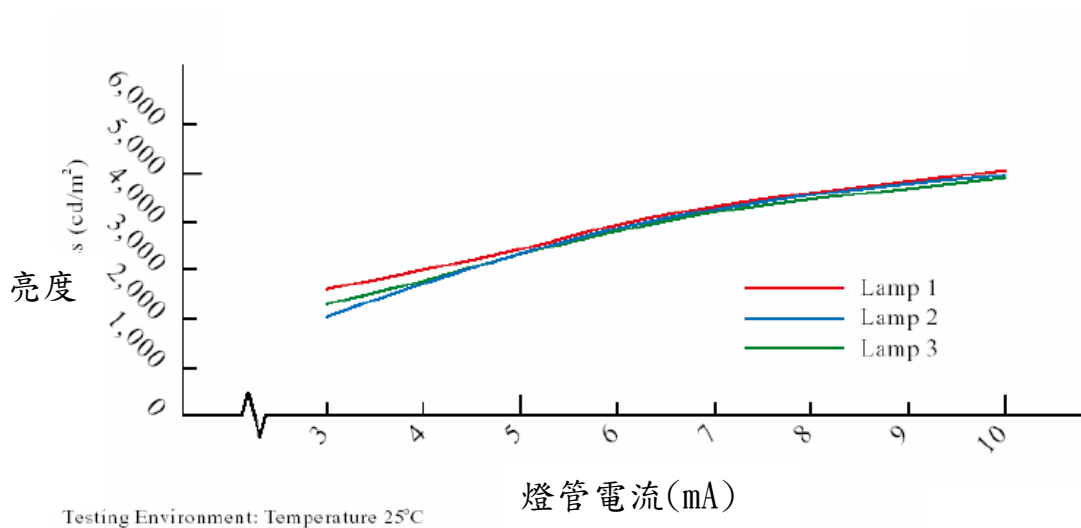


圖2-13：CCFL亮度與燈管電流關係

5. 玻璃管的長度，直徑與燈電壓：當燈管的長度增加，其燈管電壓也相對增加，其需要的崩潰電壓也要相對的增加，對燈管而言因高電壓的產生，也將造成壽命的減少，圖2-14為燈管長度與燈管電流之間的關係，圖2-15為燈管亮度與啟動時間。[14, 15]

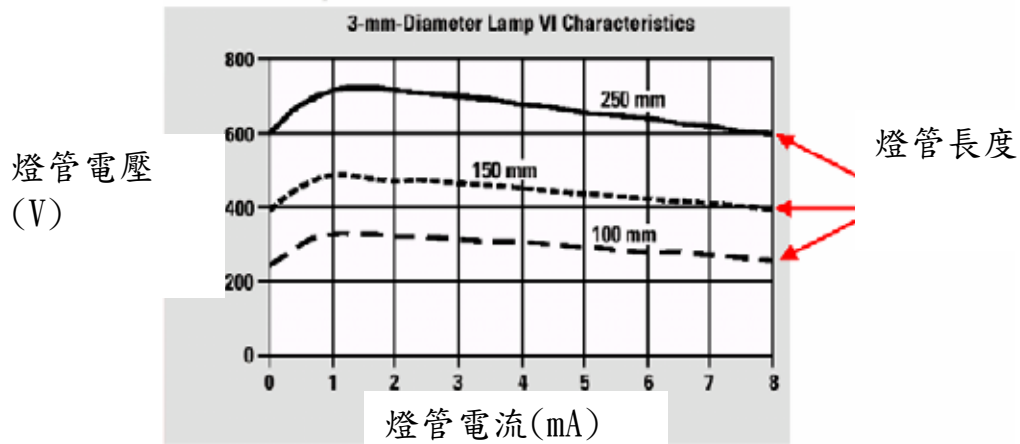


圖2-14：CCFL長度、亮度與燈管電流關係

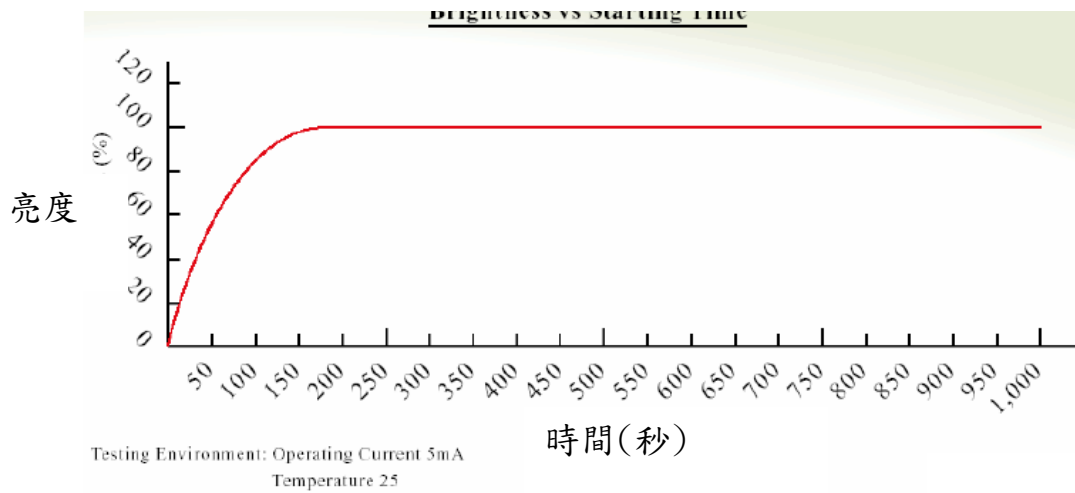


圖2-15：CCFL亮度與啟動時間曲線

6. 因燈管為不定負載，因高壓電場的影響，使燈管與機構間存在一電容性阻抗，而造成燈管的電流減少，使得光效率降低，漏洩情形如圖2-16所示。[14, 15]

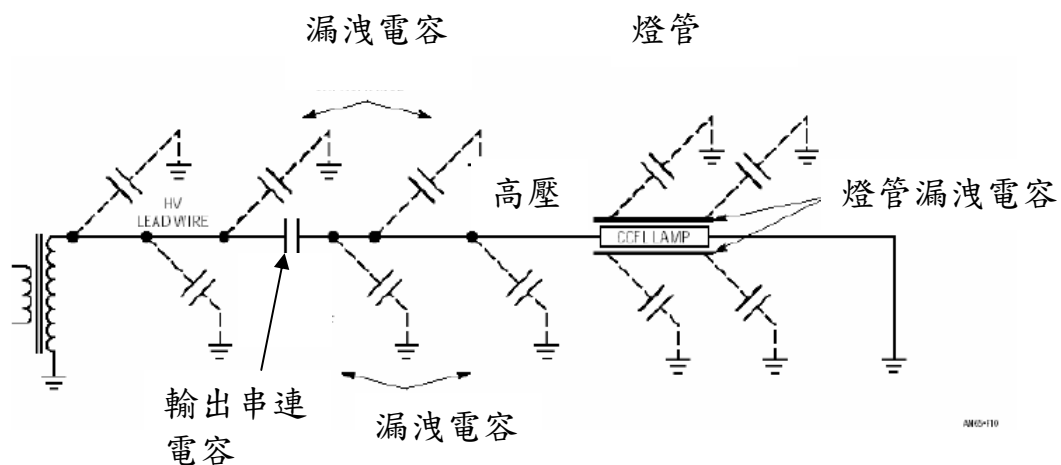


圖2-16：CCFL漏洩情形分佈

2.3 Push-Pull雙極諧振式Inverter(Royer Inverter)

此線路包括一降壓型轉換器(buck converter stage), 自我振盪式(self-oscillating push-pull stage)以及高壓轉換變壓器輸出部分(high voltage output stage), 如圖2-17所示。[15, 17, 18, 34]

1. 降壓型轉換器(buck converter stage):

用來調節回授穩壓部份，由buck stage之duty cycle來控制決定輸入電流變化到push-pull (Royer oscillator)。

2. 自我振盪部分(self-oscillating push-pull stage):

此push-pull stage 主要功能為將DC 電壓轉換為AC 電壓。此部份包括主變壓器 L 、諧振電容 C_p ，變壓器輔助線圈、電晶體驅動電阻 R_p 、以及雙組電晶體開關 S_1, S_2 。[15, 17]

3. 高壓轉換變壓器輸出部分(high voltage output stage):

此部份包括變壓器線圈(一次測以及二次測), 串聯高壓電容、燈管部分。

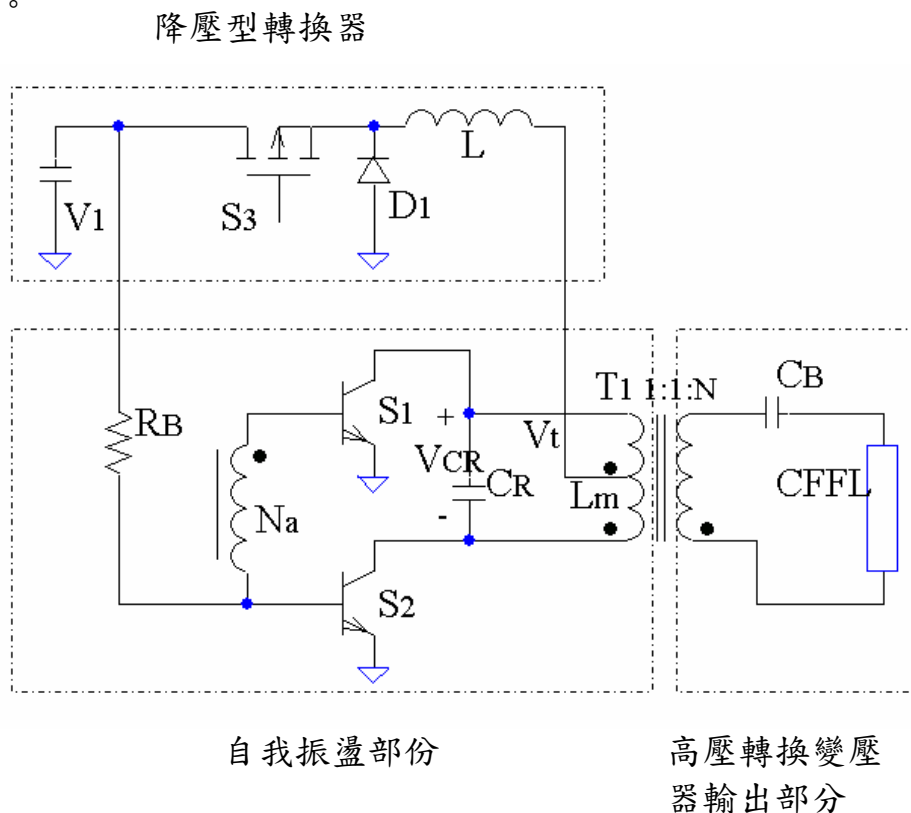


圖2-17： Push-Pull雙極振盪式Inverter(Royer Inverter)

如將一次側等效電容 C_{Fp} 、一次側等效電阻 R_p 轉換成等效電路如圖

2-18(a)所示，再簡化成如圖 2-18(b)所示[18, 34]

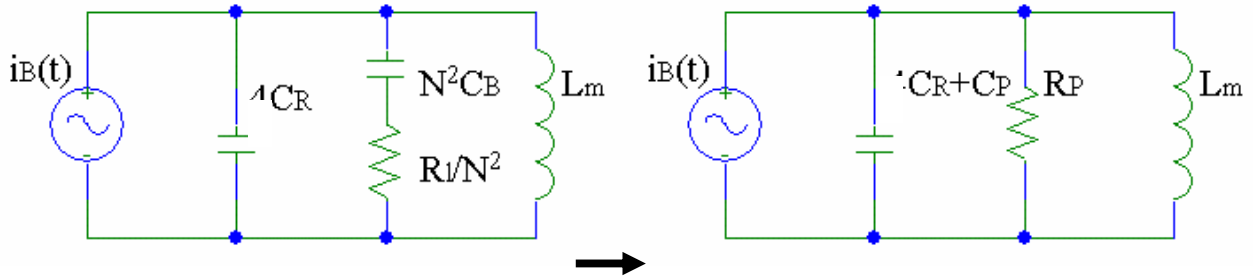


圖2-18 (a) 轉移等效電路. (b) 簡化等效電路.

由圖 2-18(b)可得頻率 f_r

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_m(C_R + C_P)}}, \quad (2-1)$$

以及

$$R_p = \frac{1}{N^2} \left(R_1 + \frac{1}{\omega^2 C_B^2 R_1} \right), \quad (2-2)$$

$$C_p = \frac{N^2 C_B}{1 + \omega^2 C_B^2 R_l^2}, \quad (2-3)$$

其中

R_l : 燈管等效電阻(ohm)

$N=N_s/N_p$ 變壓器匝數比

N_p :主變壓器一次側匝數

N_s :主變壓器二次側匝數

我們還需考慮到當 $V_{in}(\min)$ 在低電壓時，須保證二次側高電壓 $V(\text{start})$ 能將燈管驅動，所以須滿足低電壓 $V_{in}(\min)$ 與二次側高電壓 $V(\text{start})$ 的關係如下。

$$N = \frac{N_s}{N_p} \geq \frac{\sqrt{2}V_{start,rms}}{V_{I(\min)}}, \quad (2-4)$$

Push-Pull 雙極振盪式 Inverter 主開關動作電壓與電流波形如圖 2-19 所示[18, 34]

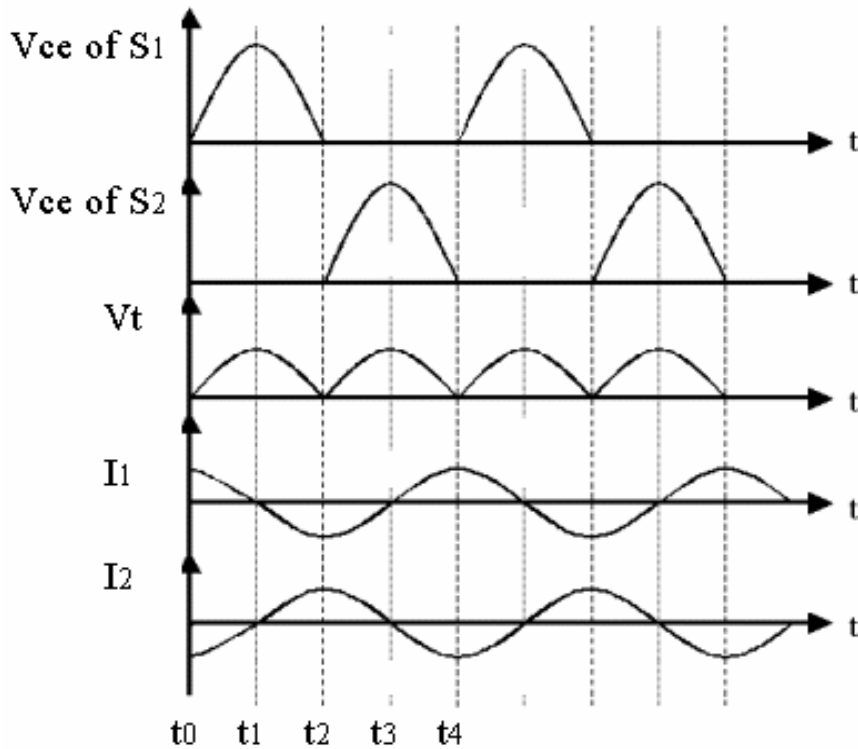


圖2-19 主開關輸出波型

1. 在時間 t_0 ：

主要電流 (I_1 & I_2) 已經達到它的最高值，推挽洩極電壓 (V_1 & V_2) 已經諧振至零。主要電壓 (V_{CR}) 也同樣諧振至零，透過控制電路，切換開關 S_1 截止，而 S_2 導通。

儲存在 L_R 的功率也同樣是在它的最高點。這功率在 t_0 到 t_1 這段時間

內，從 L_R 轉換到有效諧振電容 C_R ，導致 C_R 的電壓增加。

2. 在時間 t_1 上：

L_R 的功率已經轉換到 C_R ，結果 L_R 無電流通過， C_R 上有最大電壓。從 t_1 到 t_2 的這段時間裡，功率從 C_R 轉回到 L_R ， L_R 的電流增加， C_R 的電壓下降。

3. 諧振電流在時間 t_2 通過 L_R ：

其絕對值等於它在 t_0 時的大小，但極性相反。當MOSFET開啟時，由於感應的負載電流的流動，可以察覺到電流振幅會稍微不對稱。在 V_1 ， V_2 和 V_3 的電壓已經諧振至零，導致控制電路將Q2切換成關閉，Q1為開啟。

4. 在 t_2 到 t_4 相隔的時間內，波形週期仍然對稱地進行，最後產生完整的正弦曲線的電壓和電流波形。

冷光燈的電流和冷光燈的發光強度成正比，而且被當成回饋變數。切換式降壓電流是一個響應變數，它會回頭調節變壓器一次側的平均推挽電壓。耦合電容的高阻抗將變壓器二次側的電壓轉換成冷光燈的電流。[18, 34, 36]

C_R = 有效諧振並聯電容(pF)

C_w = 二次側的線圈互纏電容(pF)

F_L = 平均冷光燈電壓 (V)

I_B = 平均降壓輸出電流(mA)

L_R = 一次側的線圈纏繞電感(mH)

Z_{sec} = 二次側的阻抗(歐姆)

由於此線路結合了buck線路與push-pull stage部分。我們可以知道他結合了雙極的線路使得在效率非常低(大約70-75%), 同時因需產生高壓使得變壓器匝數比變大, 而造成變壓器體積變大, 效率變差。

同時漏感變大造成電晶體開關因切換時的突波變高, 電晶體的變壓額定須加大, 更造成較大的EMI干擾。其好處在於控制容易, 線路簡單, 成本便宜。

Push-Pull轉換器之優缺點:

優點:

A、可提供一近似弦波電壓, 轉換效率比一般提供方波電壓之轉換器為高。

B、可控制開關之責任週期, 以調整光輸出強度之大小。

C、功率開關為共地型, 使開關之驅動電路容易製作。

缺點:

A、提供壓電變壓器之共振電壓有一時段為零, 因此較不易將能量完全

轉換至輸出端。

B、若共振電路設計不當或暫態的影響，使得並聯於開關兩端之電容上之電壓，因開關的瞬間導通，而產生突波電流，容易將開關燒毀。

2.4 諧振線路

諧振線路的種類有下列三種：串聯負載諧振（series-loaded resonant SLR）、並聯負載諧振（parallel-loaded resonant PLR）、串並聯負載諧振（series-parallel-loaded resonant SPLR）[17, 18, 33]

2.4.1 串聯負載諧振：series-loaded resonant (SLR) 如圖2-20所示 [17, 18, 33]

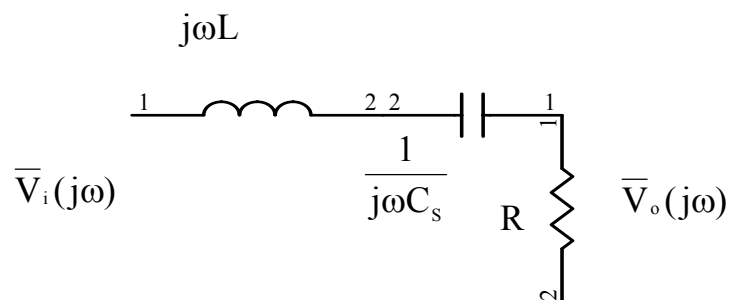


圖2-20：串聯負載諧振：series-loaded resonant (SLR)

SLR 負載等效阻抗轉移函數如下：

$$\left| \frac{\bar{V}_o(j\omega)}{\bar{V}_i(j\omega)} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + Q_s^2 \left(\frac{\omega}{\omega_s} - \frac{\omega_s}{\omega} \right)^2}} \quad (2-5)$$

$$\omega_s = 1/\sqrt{LC_s}$$

$$Q_s = \omega_s L/R = 1/\omega_s C_s R$$

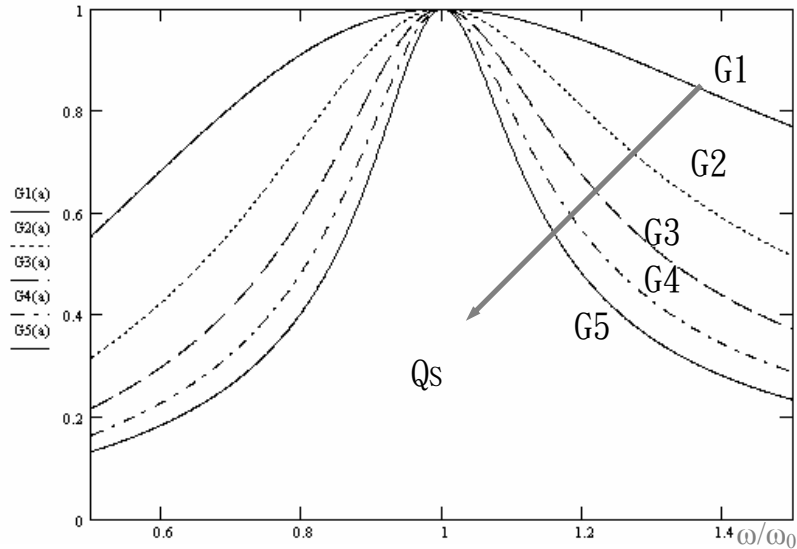


圖2-21：SLR 波德圖

如圖2-21所示SLR $Q_s=1\sim 5$ 的頻率特性，其中箭頭方向為當 Q_s 增加時曲線的變化情形[18, 33]

2.4.2 並聯負載諧振：parallel-loaded resonant (PLR) 如圖2-22所示

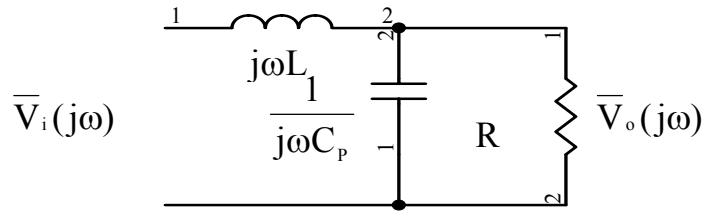


圖2-22並聯負載諧振：parallel-loaded resonant (PLR)

PLR 負載等效阻抗轉移函數如下：

$$\left| \frac{\bar{V}_o(j\omega)}{\bar{V}_i(j\omega)} \right| = \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)^2\right)^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_p Q_p}\right)^2}}, \quad (2-6)$$

$$\omega_p = 1/\sqrt{LC_p}$$

$$Q_p = R/\omega_p L = \omega_p C_p R$$

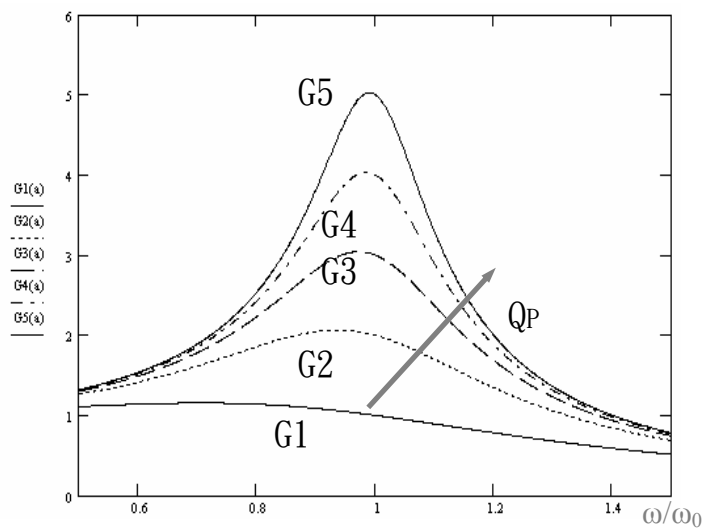


圖2-23 PLR 波德圖

如圖2-23所示PLR $Q_s=1\sim 5$ 的頻率特性，其中箭頭方向為當 Q_p 增加時曲線的變化情形[18, 33]

2.4.3 串並聯負載諧振 :series-parallel-loaded resonant (SPLR) 如圖2-24所示

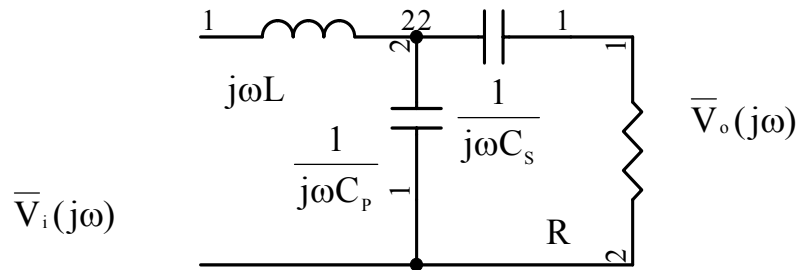


圖2-24 串並聯負載諧振 :series-parallel-loaded resonant (SPLR)

SPLR 載等效阻抗轉移函數如下：

$$\left| \frac{\bar{V}_o(j\omega)}{\bar{V}_i(j\omega)} \right| = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{C_p}{C_s} - \left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)^2\right)^2 + Q_s^2 \left(\frac{\omega}{\omega_s} - \frac{\omega_s}{\omega}\right)^2}} \quad (2-7)$$

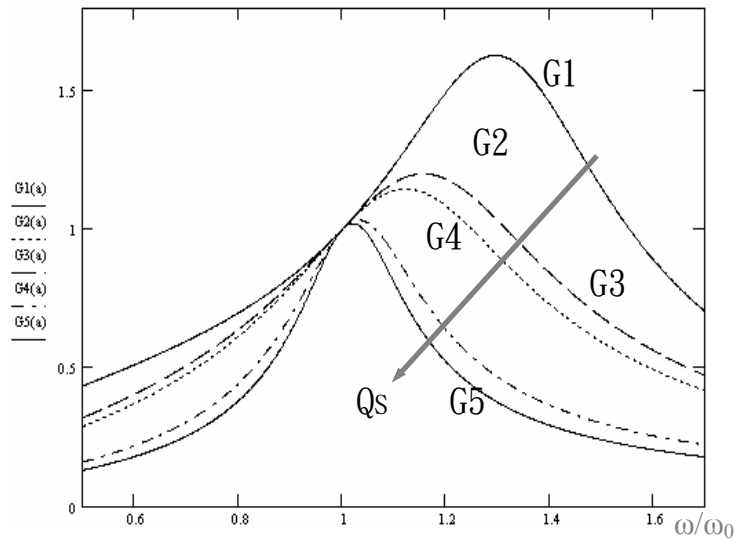


圖2-25 PLR 波德圖

如圖2-25所示SPLR $Q_s=1\sim 5$ 的頻率特性，其中箭頭方向為當 Q_s 增加時曲線的變化情形

SLR和SPLR 是一種帶通濾波器(band pass filters)而 PLR 為一種低通濾波器(low pass filter)。[18, 33]

由於CCFL冷陰極管在開始崩潰前等效阻抗呈現一極大阻抗(約100MOHM)一旦等它崩潰後其等效阻抗將會急遽下降呈現低阻抗(約100KOHM), 所以我們需要一個適合CCFL冷陰極管崩潰前以及崩潰後所需要的頻率與電壓曲線, 高阻抗時提供高電壓高頻率, 當低阻抗時提供低電壓低頻率來減少主變壓器的匝數比來增加INVERTER效能。[33]

由 SLR 波德圖中得知 負載對頻率改變而言並無多大的變化. 所以 SLR 的增益是不會超過 1, 假若 $Q = 0$, 則在任何頻段中 $V_o = V_i$ 。

在 PLR 中, 當 ω 趨近於 ω_p 有時 Q_p 有極大值, Q_p 與輸出負載 R 成正比, 當輸出負載越大即可以得到越大的 Q_p 。在燈管未崩潰前呈現一大阻抗, 即可以因高阻抗而產生高電壓用來驅動燈管, 又不用增加變壓器的匝數比。但缺點會因燈管並連了一個電容而增加了輸入電流。[33]

而 SPLR 類似 PLR, 用在啟動時產生高電壓, 而 SLR 使用在當燈管啟動後阻抗變低時的負載情形。優點在於在啟動燈管時需要的高電壓由 PLR 線路提供同時可以提高啟動頻率來增加更高的 Q , 減少變壓器的匝數比以及損失, 待燈管點亮後燈管阻抗變低時, 降低頻率同時 SLR 增益變小來維持高壓的穩定, 不致使得 Q 太大而造成不穩。如圖 2-26 所示。

[17, 18, 33]

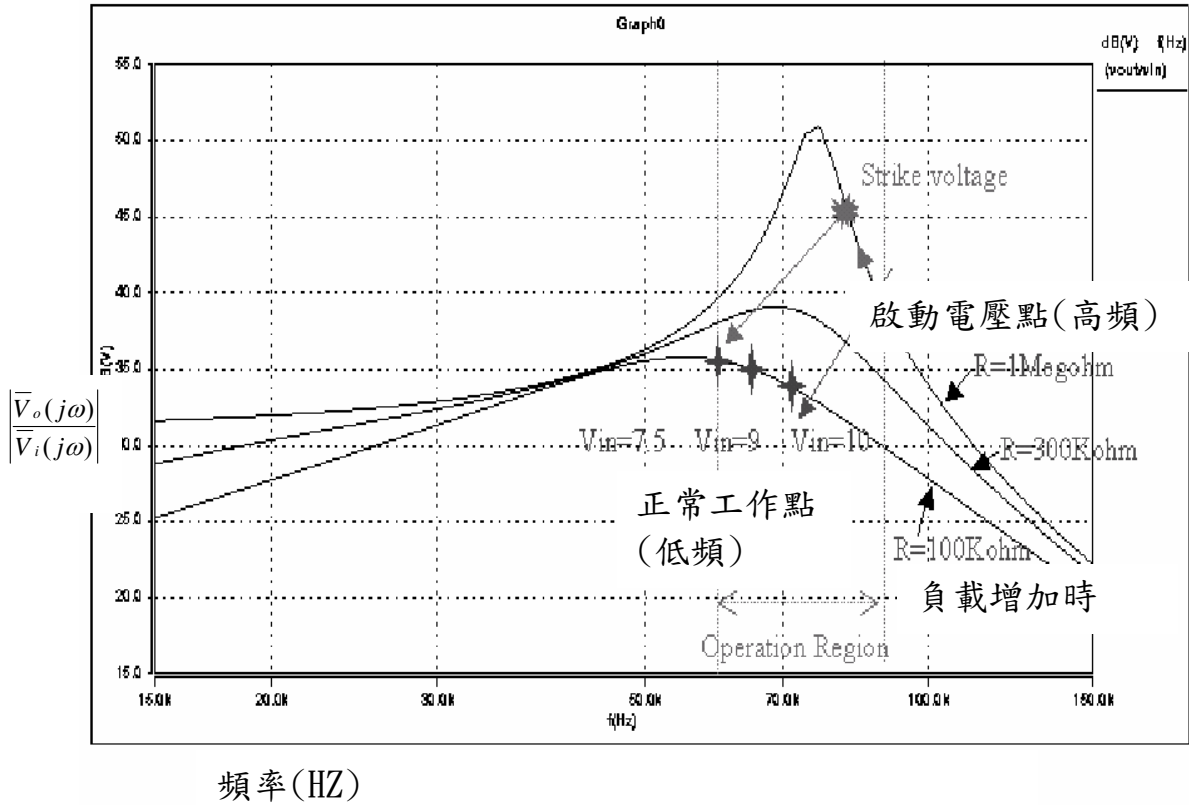


圖 2-26 燈管啟動與正常工作時頻率變化情形

2.5 模擬冷陰極螢光燈管CCFL燈管阻抗

由於先前提到冷陰極螢光燈管CCFL燈管阻抗如圖2-10所示，我們可以

簡單模擬燈管點燈後阻抗分布 $Cf1, Rf1$

首先我們提供輸入電壓 V ，得到 I ，如圖2-27(a)以及圖2-27(b)所示。[18]

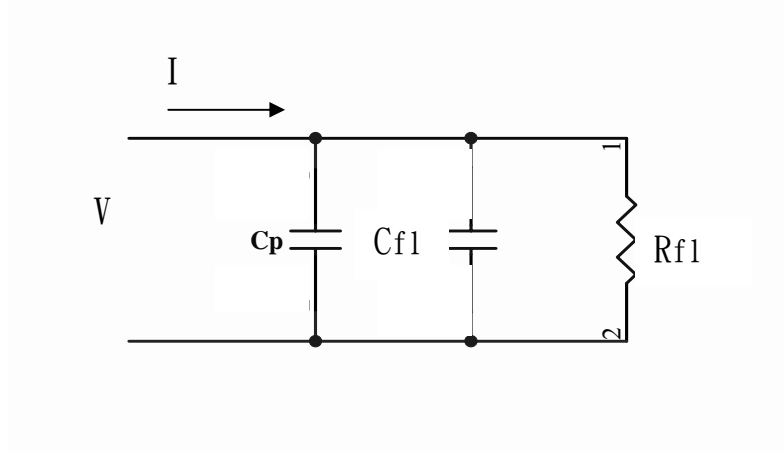


圖2-27(a) 燈管模擬線路

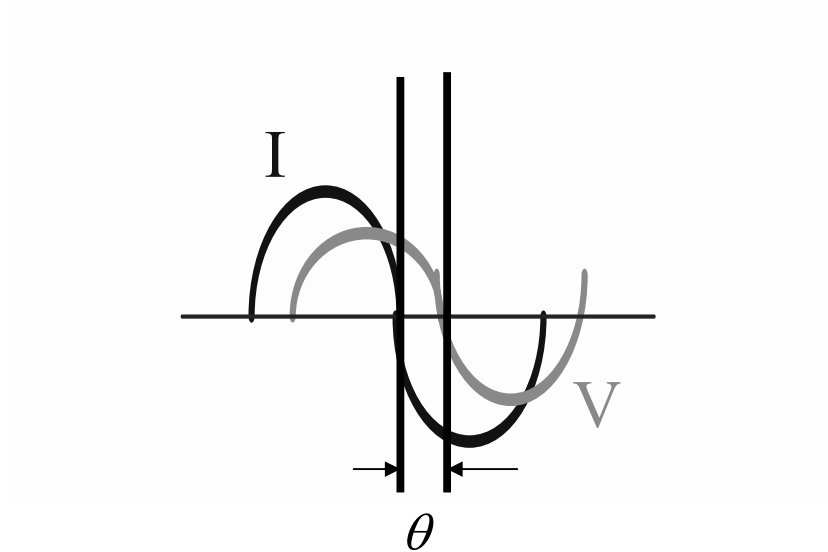


圖2-27(b)電壓與電流之間關係

其中

I: 輸出電流(mA)

V: 輸出電壓(V)

C_p : 對地電容(pF)

C_{f1} : 燈管等效電容 (pF)

R_{f1} : 燈管等效電阻 (kΩ)

θ : V-I 之間相位差

可以得到:

$$R_{f1} = \frac{V}{I \cdot \cos \theta} \quad (2-8)$$

及

$$C_{f1} = \frac{I \cdot \sin \theta}{\omega \cdot V} - C_p \quad (2-9)$$

下列將測試幾種不同燈管幾種重要參數來比較：

1. LG12.1吋顯示器：測試參數如圖2-28及表2-2所示

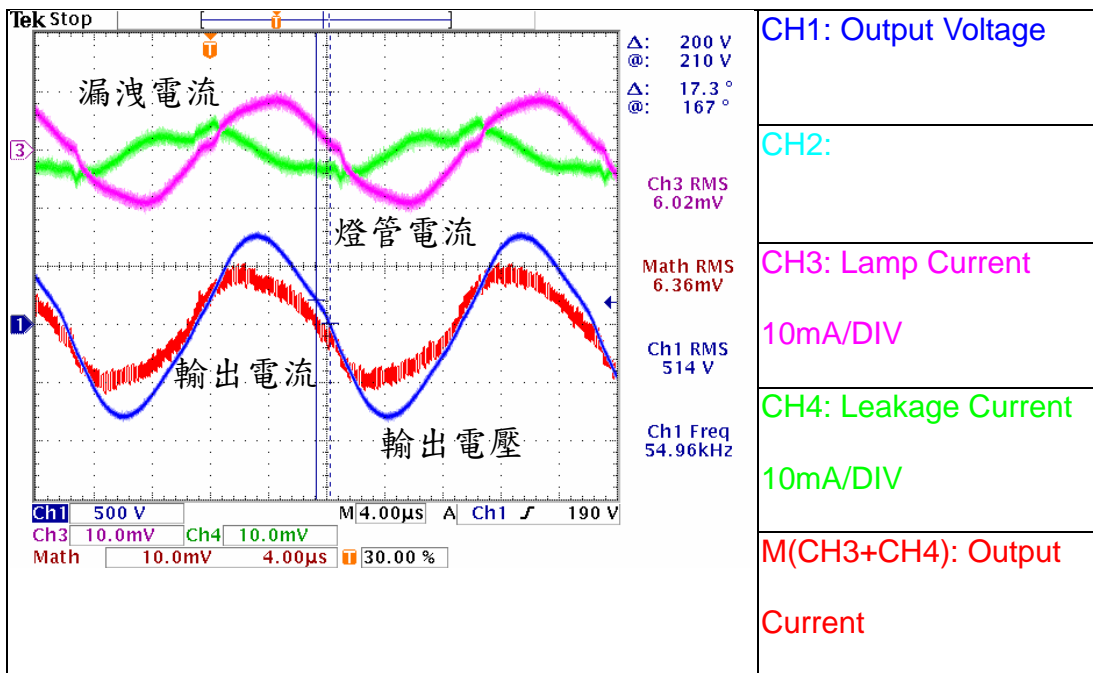


圖2-28 LG12.1吋顯示器輸出電壓與輸出電流波形

表 2-2 LG12.1吋顯示器測試參數

參數	V_L (Vrms)	I_L (mA)	N (degree)	(rad/s)	R_L (k Ω)	C_L (pF)
資料	514	6.36	17.3	345323	84.6	10.7

2. LG14.1吋顯示器：測試參數如圖2-29及表2-3所示

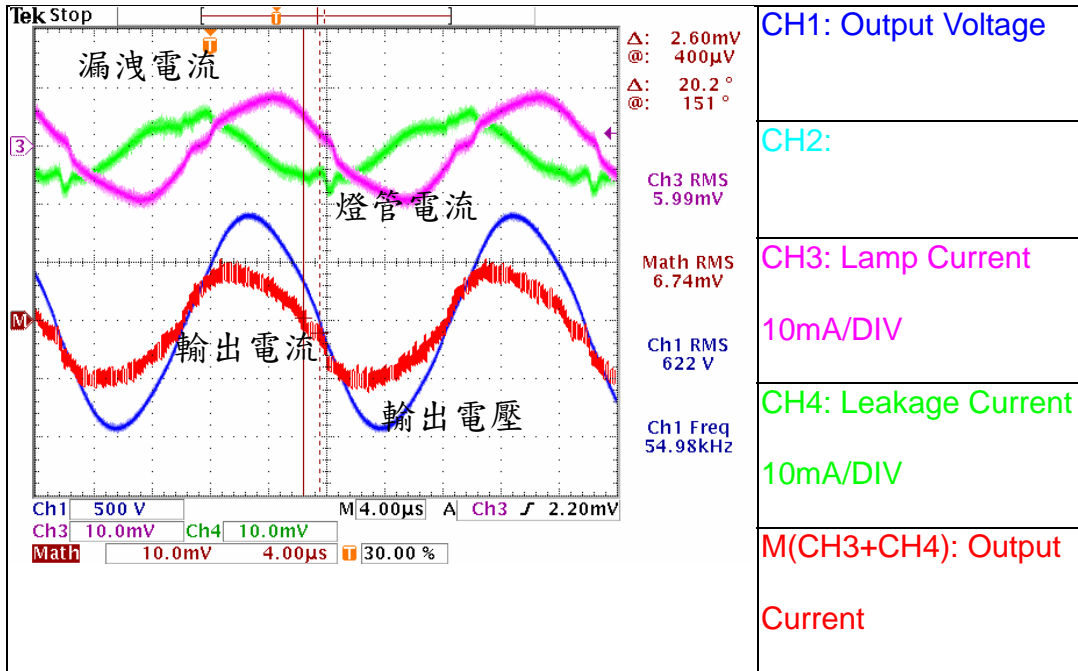


圖2-29 LG14.1吋顯示器輸出電壓與輸出電流波形

表 2-3 LG14.1吋顯示器等效阻抗

參數	V_L (Vrms)	I_L (mA)	N (degree)	(rad/s)	R_L (k Ω)	C_L (pF)
資料	622	6.74	20.2	345449	98.3	10.8

3. Samsung 15吋顯示器：測試參數如圖 2-30 及表 2-4 所示

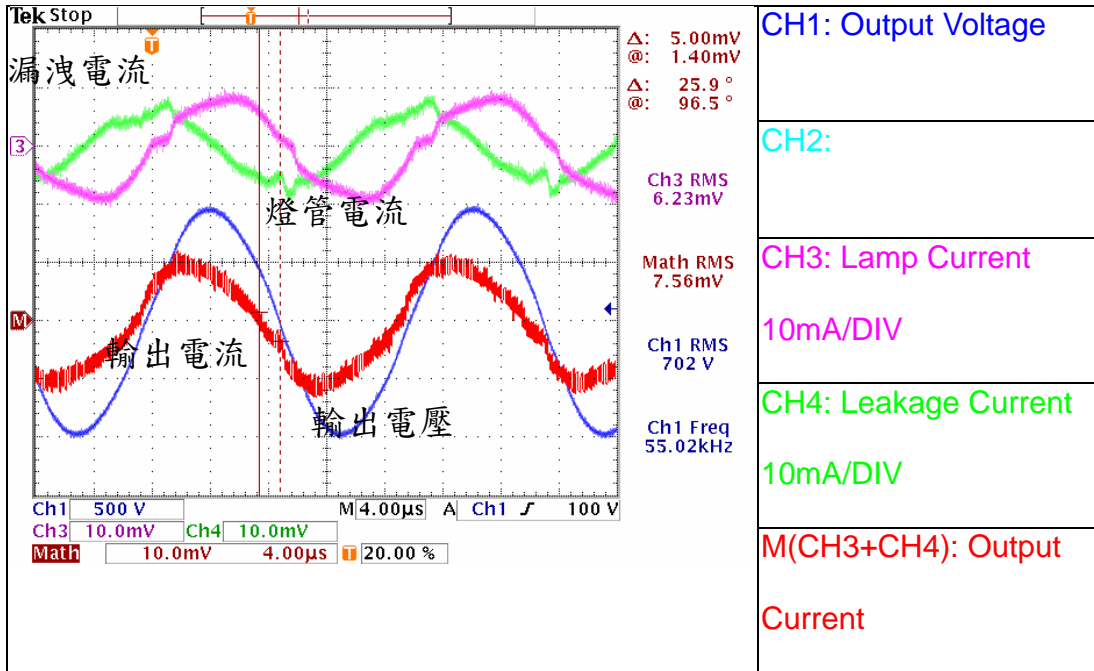


圖2-30 LG14.1吋顯示器輸出電壓與輸出電流波形

表 2-4 Samsung 15吋顯示器等效阻抗

參數	V_L (Vrms)	I_L (mA)	N (degree)	(rad/s)	R_L (k Ω)	C_L (pF)
資料	702	7.56	25.9	345701	103.2	13.6

4. Hitachi 15.4吋顯示器：測試參數如圖 2-31 及表 2-5 所示

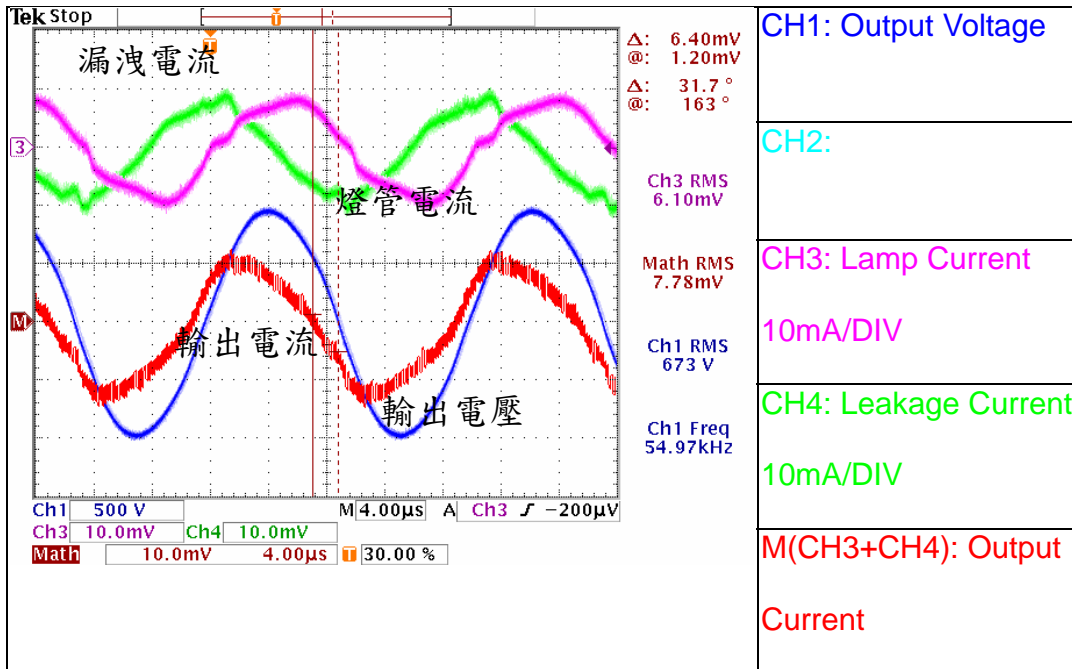


圖2-31 Hitachi 15.4吋顯示器輸出電壓與輸出電流波形

表 2-5 Hitachi 15.4吋顯示器等效阻抗

參數	V_L (Vrms)	I_L (mA)	N (degree)	(rad/s)	R_L (kΩ)	C_L (pF)
資料	673	7.78	31.7	345386	101.7	17.6

結合以上數據我們可以初步得到不同燈管的簡單阻抗:如表 2-6 所示可以知道燈管在 12 吋到 15.4 吋中等效阻抗 84K 到 101.7K, 等效容抗 10.7 到 17.6pF。可以假設對 19 吋之內的燈管而言, 等效阻抗可以近似 100k, 等效容抗近似 15pF。

表 2-6 不同燈管模擬阻抗比較

	LG-12"	LG-Philips 14.1"	Samsung 15"	Hitachi 15.4"
I_L (mA)	6.36	6.74	7.56	7.78
R_L (kΩ)	84.6	93.8	103.2	101.7
C_L (pF)	10.7	10.8	13.6	17.6

第三章 全橋相移式 Inverter

全橋相移式 Inverter 主要特性在於相位角度可以控制輸出瓦特數，可由適當的參數達成零電壓切換 ZVS (zero voltage switching) 功能，提供足夠的點燈電壓，提供穩定的 AC 電壓供給 CCFL 燈管。

[28, 36]

3.1 全橋相移式 Inverter 基本架構

圖 3-1 所示是一相移調變控制的基本電路架構：包括了四個開關元件(QA~QD)，形成全橋 H 架構。在 H 架構中的是隔離變壓器，變壓器二次側是對地電容 C_p 以及燈管負載。四個開關可劃分為二側：QA 與 QB 分為一組，QC 與 QD 分為一組，同側的上下二個開關，在相移波寬調變下，分別給予相同頻率但反相的控制信號，而責任週期(Duty cycle)為 50%，二側控制信號之間有一相位差，藉由調變相位差來改變輸出的波形。[28]

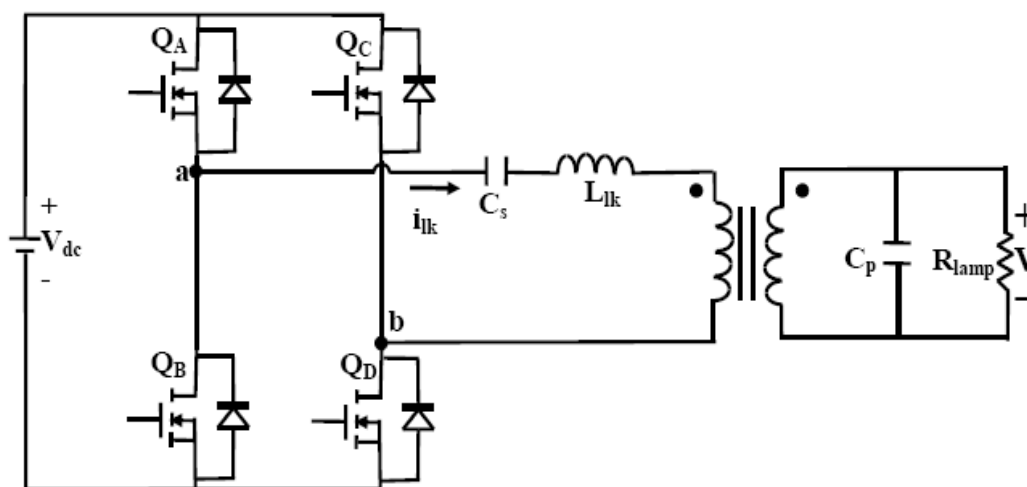


圖3-1全橋相位式基本電路架構

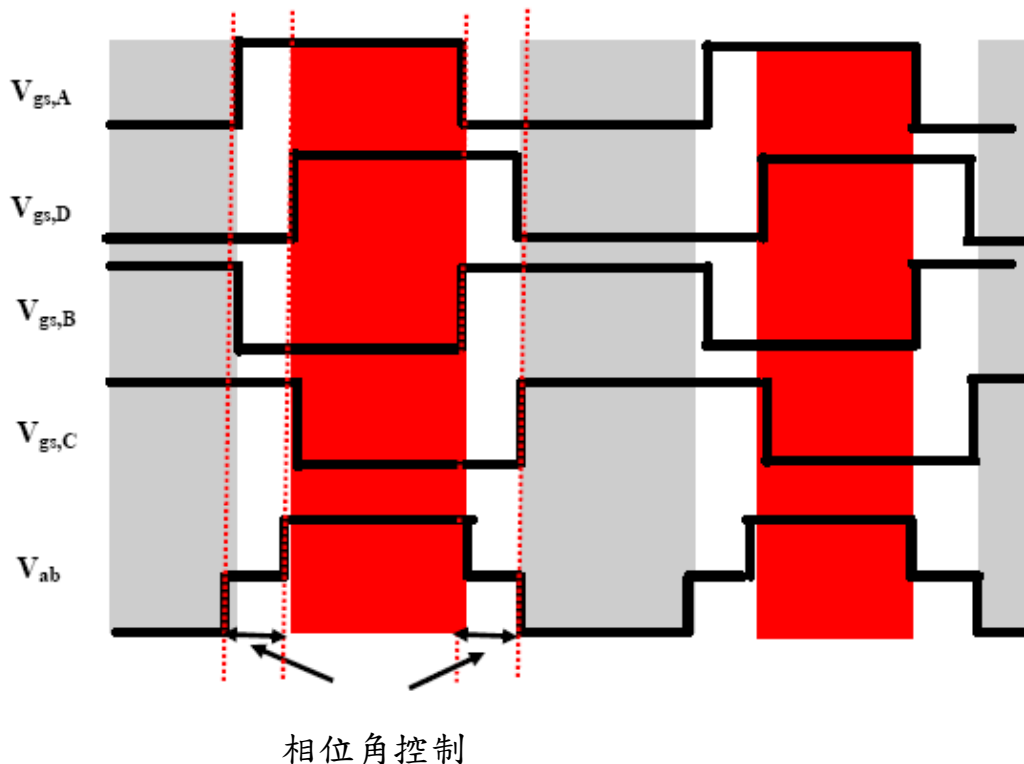


圖 3-2 開關控制信號相關波形

圖 3-2 的控制信號中，相移式調變與傳統調變控制方式，有一個重要不同點：在相移式調變下，全橋二側的上方兩個開關有一段時間同時導通，下兩個開關也是。在這一電在柔性切換的零電壓切換中，是很重要的區間。而在傳統的調變控制下，是不會有這樣的動作狀態。因此，採用相移式調變的控制，對零電壓切換應用方面更有利。

[36]

3.2 電路動作原理

配合相移式調變控制信號來解說電路之動作原理[18, 28, 36]

Mode I ($t_0 \sim t_1$) : $V_{gs-QA}, V_{gs-QC} = 0$; $V_{gs-QB}, V_{gs-QD} = 0$

DQA(QA本身二極體)及QC導通，QB及QD截止，ILK反相D開始反向放電，

如圖3-3以及圖3-4所示。[18]

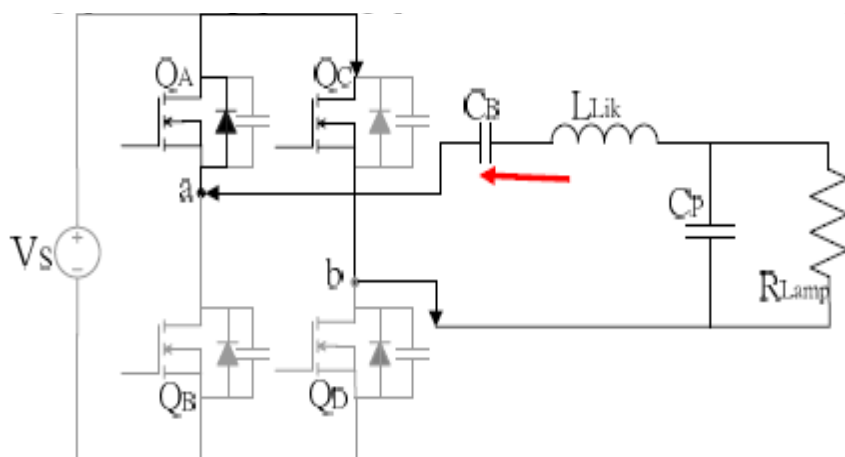


圖 3-3 Mode I ($t_0 \sim t_1$)電路狀態

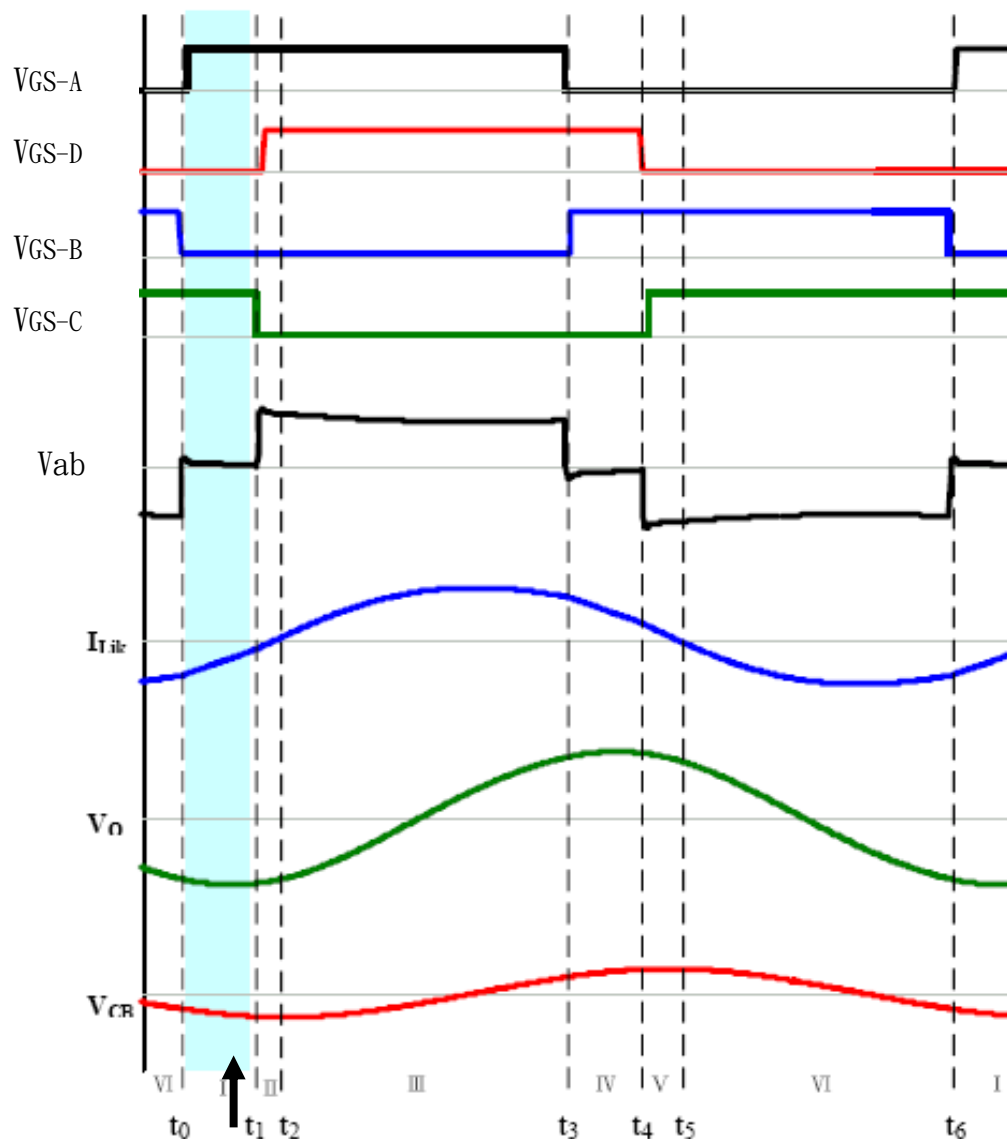


圖 3-4 Mode I ($t_0 \sim t_1$) 電壓電流波形

Mode II ($t_1 \sim t_2$) : $V_{gs-QA}, V_{gs-QD} > 0; V_{gs-QB}, V_{gs-QC} = 0$

$ILK < 0$ 反相放電歸零，此時DQA(QA本身二極體) 和DQD(QD本身二極體)

導通，如圖3-5以及圖3-6所示。[18]

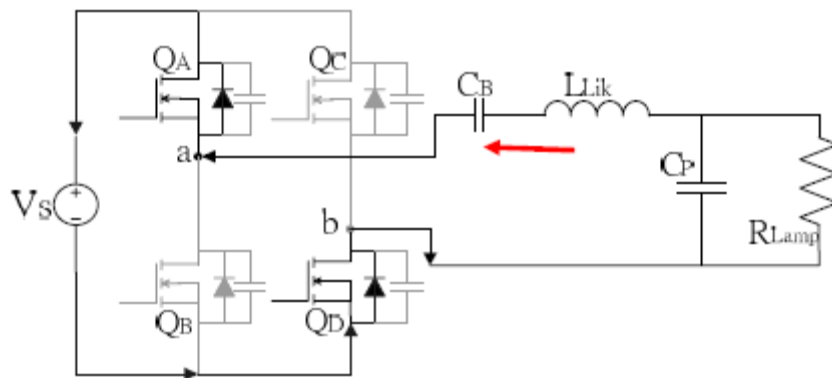


圖 3-5 Mode II ($t_1 \sim t_2$) 電路狀態

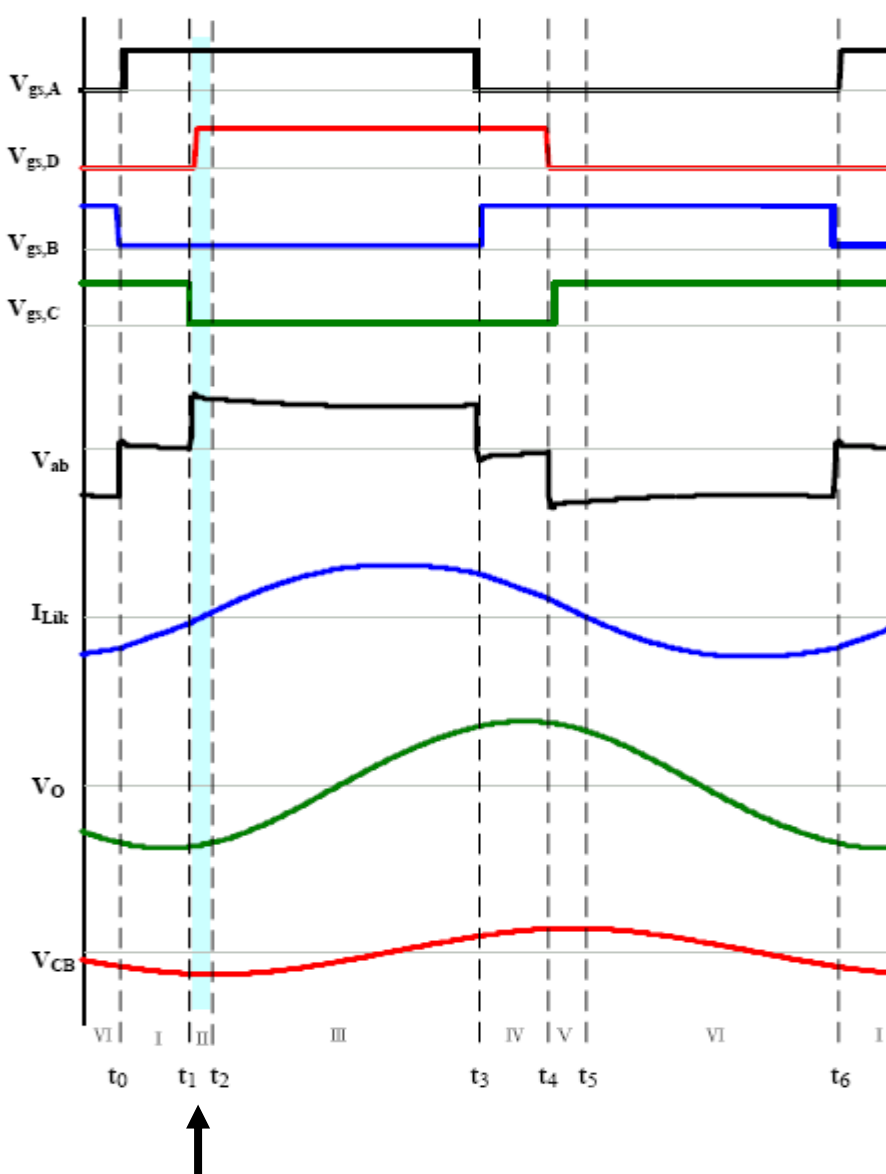


圖 3-6 Mode II ($t_1 \sim t_2$) 電壓電流波形

Mode III ($t_2 \sim t_3$) : $V_{gs-QA}, V_{gs-QD} > 0$

QA 和 QD 完全導通，QB 和 QC 完全截止，輸入功率經由變壓器而傳至負載端，輸出電流 I_{Lk} 開始增加。阻隔電容器 C_b 兩端電壓從負的最大值呈線性增加，如圖 3-7 以及圖 3-8 所示。[18]

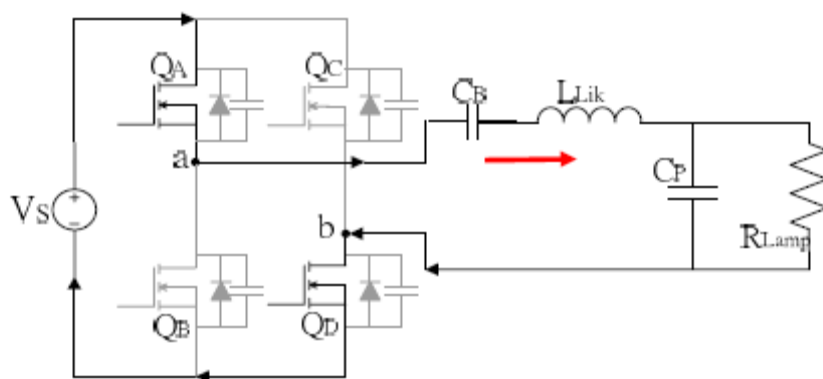


圖 3-7 Mode III ($t_2 \sim t_3$) 電路狀態

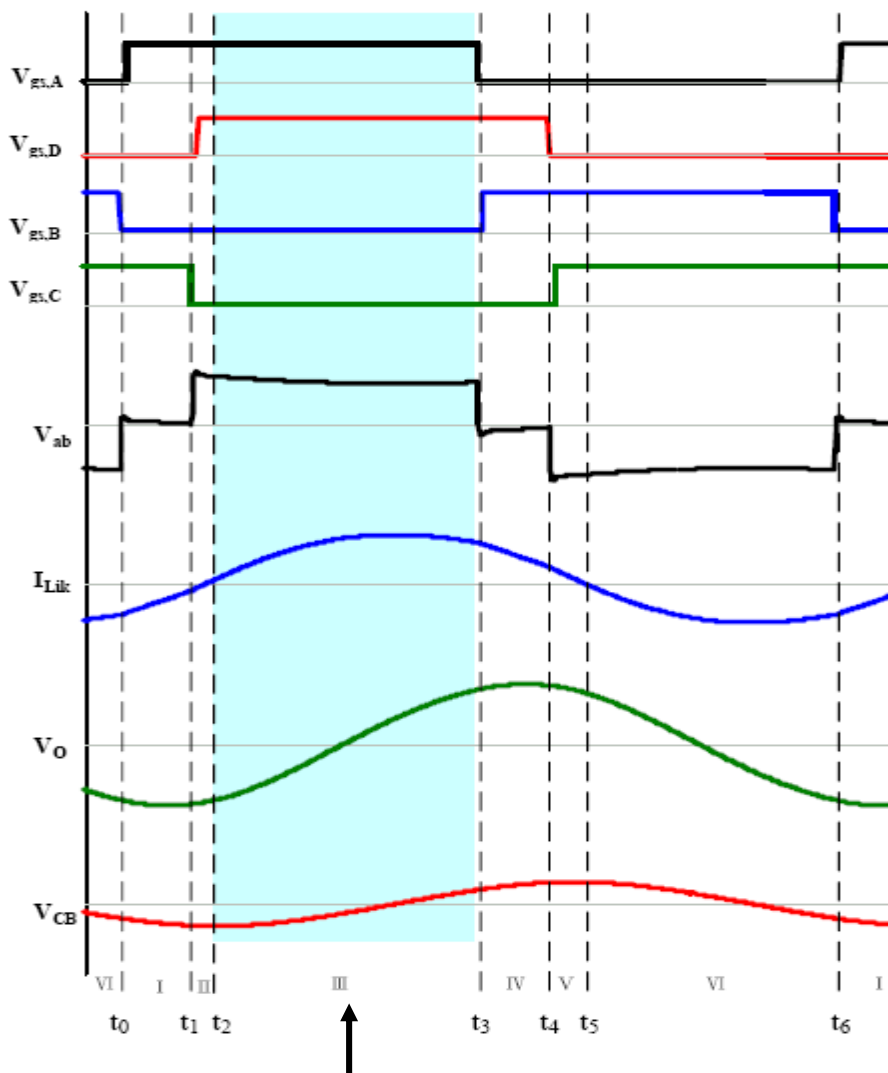


圖 3-8 Mode III ($t_2 \sim t_3$)電壓電流波形

Mode IV ($t_3 \sim t_4$) : $V_{gs-QB}, V_{gs-QD} > 0$; $V_{gs-QA}, V_{gs-QC} = 0$

輸出電流 I_{Lk} 開始放電，此時 QD 與 DQB (QB 本身二極體) 導通， QA 與 QC 截止。變壓器一次側電流 I 對 QA 的輸出電容 C_A 充電，對 QB 的輸出電容 C_B 放電，接著二極體 DB 導通 (QB 的反向並接二極體)。其中 QB 能夠以完全的 ZVS 方式導通，如圖 3-9 以及圖 3-10 所示。[18]

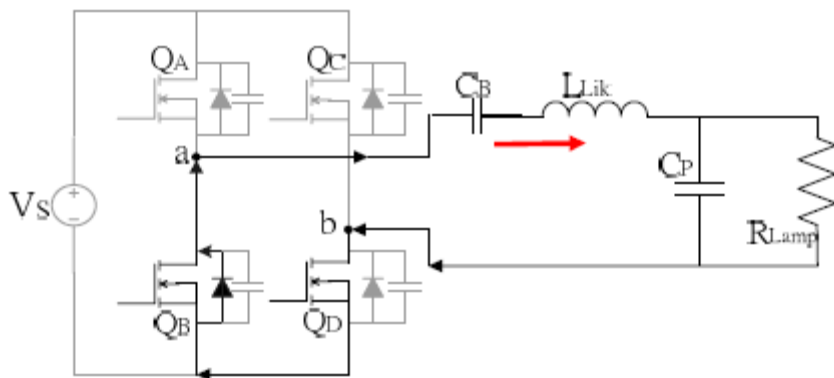


圖 3-9 Mode IV ($t_3 \sim t_4$) 電路狀態

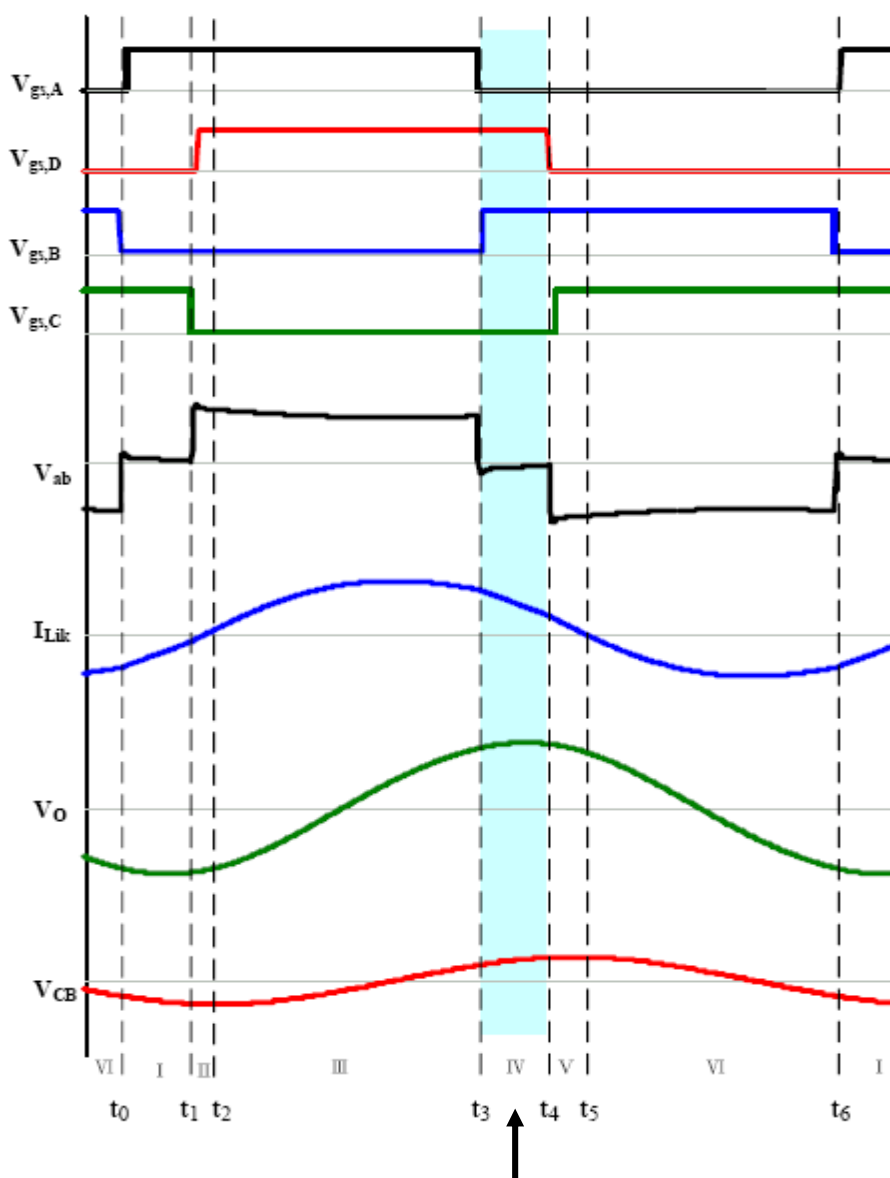


圖 3-10 Mode IV ($t_3 \sim t_4$) 電壓電流波形

Mode V ($t_4 \sim t_5$): $V_{gs-QB}, V_{gs-QC} > 0$; $V_{gs-QA}, V_{gs-QD} = 0$

QB導通，QA與QD截止，DQB(QB本身二極體)導通，此時輸出電流 I_{Lk} 繼續放電歸零，如圖3-11以及圖3-12所示。[18]

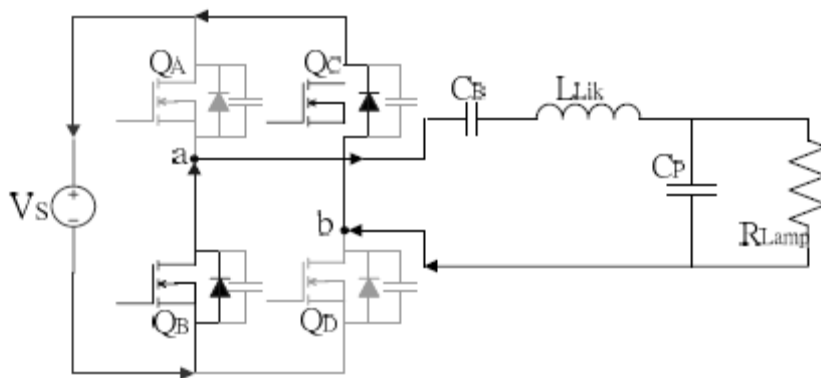


圖 3-11 Mode V ($t_4 \sim t_5$)電路狀態

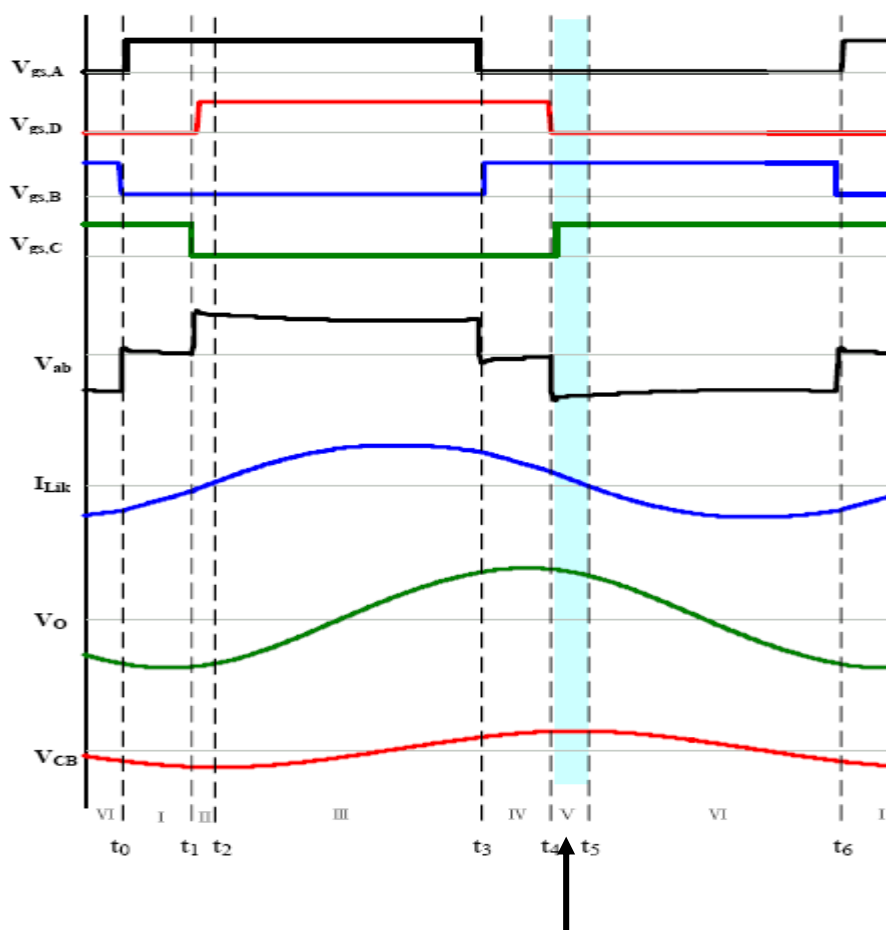


圖 3-12 Mode V ($t_4 \sim t_5$)電壓電流波形

Mode VI ($t_5 \sim t_6$) : $V_{gs-QB}, V_{gs-QC} > 0$; $V_{gs-QA}, V_{gs-QD} = 0$

QB和QC完全導通，QA和QD完全截止，輸入功率經由變壓器而傳至負載端，輸出電流 I_{Lk} 開始反相增加。阻隔電容器 C_b 兩端電壓從正的最大值呈線性下降，如圖3-13以及圖3-14所示。[18]

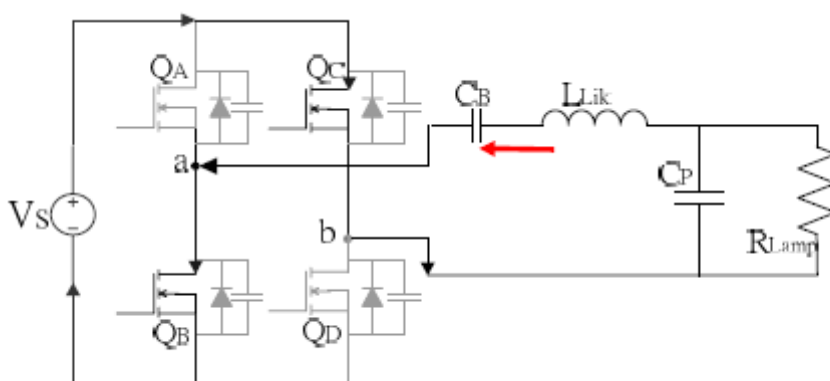


圖 3-13 Mode VI ($t_5 \sim t_6$) 電路狀態

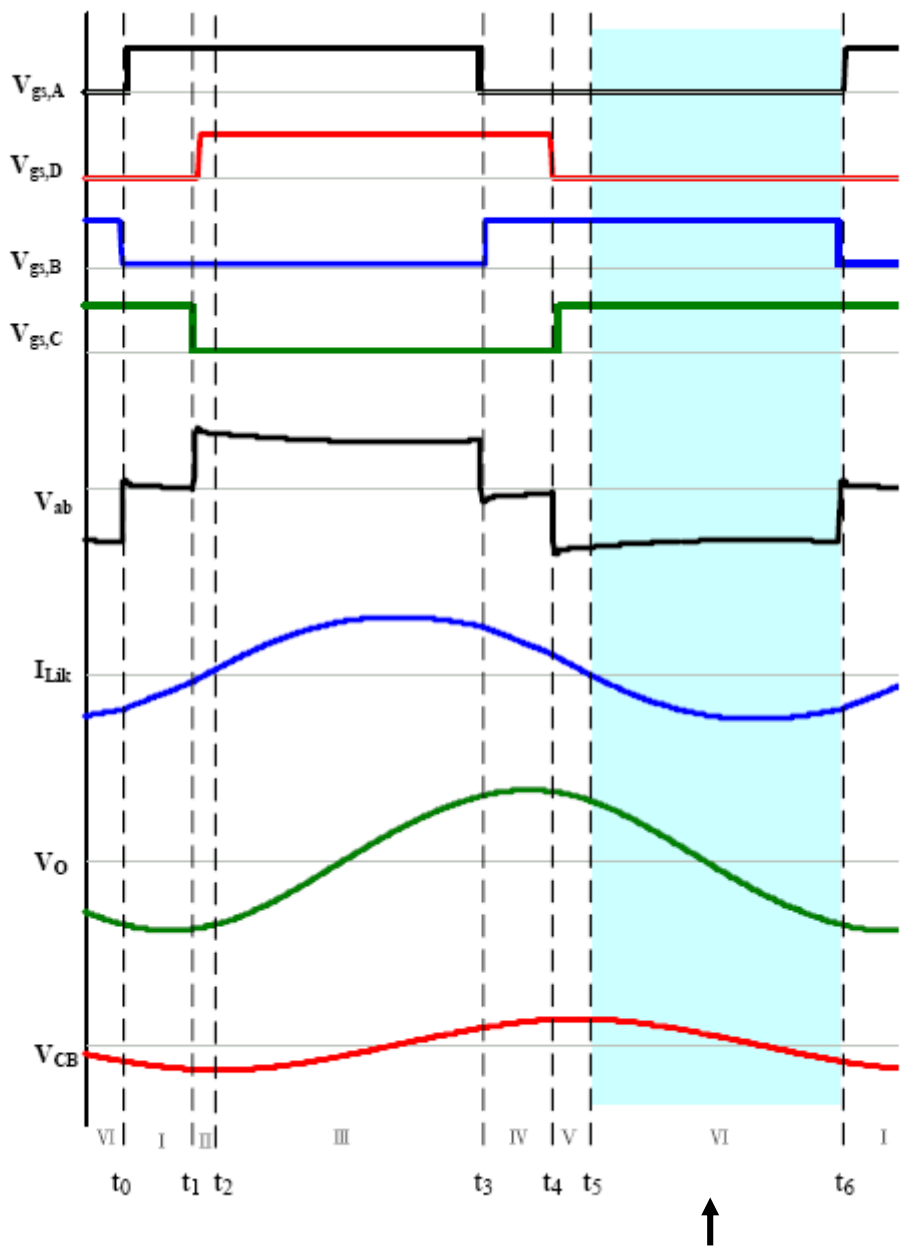


圖 3-14 Mode VI ($t_5 \sim t_6$)電壓電流波形

3.3 ZVS 與 ZCS

零電壓切換特點：

1. 開關電壓波形為準正弦
2. 開關電流波形為方波
3. 控制方式:constant-off time control

零電流切換 ZCS 特點：

1. 開關電流波形為準正弦
2. 開關電壓波形為方波
3. 控制方式:constant-on time control

在相位式全橋諧振 Inverter(phase-shift full-bridge resonant inverter)中不同負載有不同的開關切換情形：

1. 所有的開關切換均在零電壓切換(ZVS)。此情形較常發生因並不需要快速反向二極體來加以快速放電,在較大電流以及較大燈管電流時發生用以降低開關損失。
2. 二個開關 ZVS 切換以及二個開關 ZCS 切換, ZCS 開關切換需要有快速的反向二極體加以加速放電。此種條件是在較小的電流下以及較低的燈管電流發生[23, 33]

第四章 控制方法與分析

IC OZ960 為一個整合型的O2 Micro International(凹凸微電子)所提出新型的高效率背光面板CCFL Inverter 控制IC，主要針對單燈管以及多燈管的驅動來應用[26, 33]

主要特徵：

1. 高效率，零電壓切換
2. 支持寬的輸入電壓範圍
3. 恆定的工作頻率
4. 內建式PWM用調光控制以及較寬的調光範圍
5. 軟性開機啟動
6. 內部點燈切換和正常CCFL高效率的操作
7. 內置開燈啟動保護和過電壓保護
8. 低輸入電壓保護及關閉延遲保護
9. 保護後重新啟動IC
10. 較低的啟動功率

4.1 功能簡介

提供一組準確的輸出參考電源給內部及外部使用。利用外部電阻及電容產生可控制的振盪工作頻率，另外提供一組電阻供給燈管的

高頻啟動。驅動線路包括 4 個輸出控制信號，設計達成全橋零電壓切換以及相移控制運用。一個內部誤差放大器提供調節燈管輸出電流，軟性啟動提供燈管在點燈週期中時工作瓦特逐步上升。過電壓保護可控制調節燈管啟動時的電壓以及點燈時間，同時內部線路判斷燈管為點燈時的狀態或是斷管保護狀態。提供寬範圍的 PWM 調光模式來調整燈管輸出電流。[26]控制方塊圖參考如圖 4-1

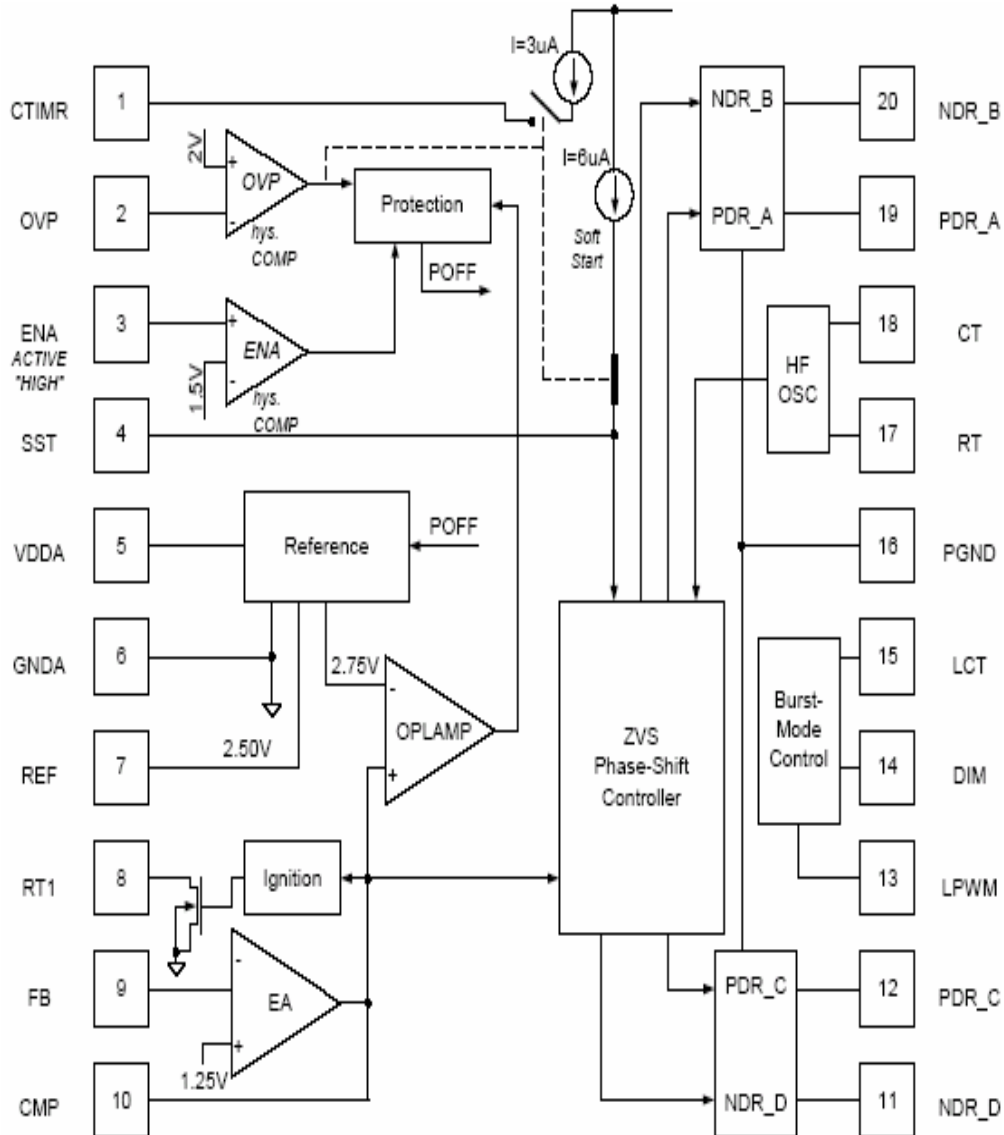


圖 4-1 IC OZ960 控制方塊圖

各腳位述敘:如表 4-1 所示

表 4-1 Pin 定義述敘 :

Pin 定義	Pin 號.	I/O	述敘
CTIMR	1	I	CCFL 點燈時間
OVP	2	I	過電壓輸入 $V_{th}=2.0V$
ENA	3	I	啟動輸入
SST	4	I	軟性啟動
VDDA	5	I	IC 電源
GND A	6	I	信號接地
REF	7	O	參考電壓輸出 2.5V
RT1	8	I	點燈高頻電阻
FB	9	I	CCFL 電流回授信號輸入
CMP	10	O	電流誤差放大器補償
NDR_D	11	O	NMOSFET 驅動輸出
PDR_C	12	O	PMOSFET 驅動輸出
LPWM	13	O	低頻 PWM 信號提供 burst-mode 調光控制
DIM	14	I	低頻 PWM 信號輸入
LCT	15	I	burst-mode 調光三角波頻率
PGND	16	I	電源接地
RT	17	I	工作頻率電阻
CT	18	I	工作頻率電容
PDR_A	19	O	PMOSFET 驅動輸出
NDR_B	20	O	NMOSFET 驅動輸出

1. CTIMR : CCFL 點燈的控制時間 。

點燈時間計算： T [點燈時間]= C [uF] 。

2. OVP : 過電壓保護 。

當燈管無正常動作時(斷管或啟動不良)，此時電壓將超過 $V_{th} = 2.0$

V，IC內部將關閉輸出，保證在安全操作電源變壓器不會因過電壓而

損毀，線路如圖4-2所示。

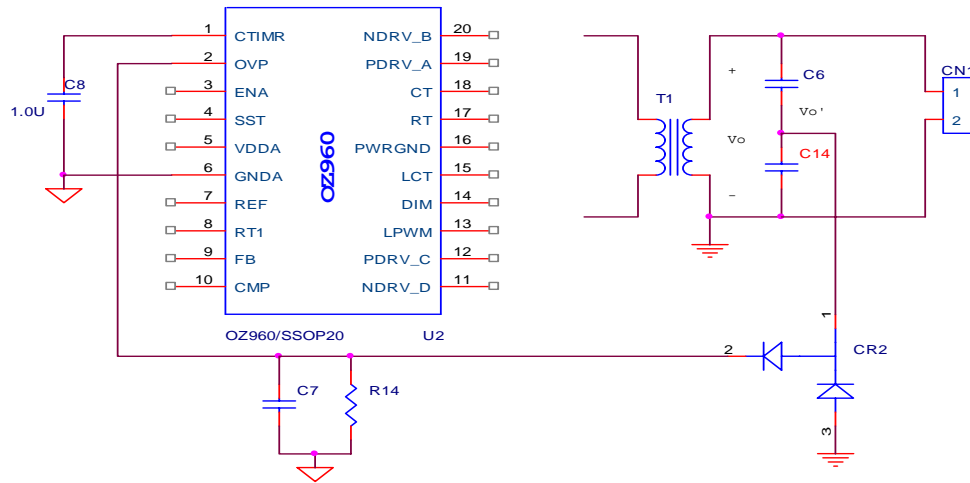


圖4-2 OVP過電壓保護線路

3. ENA: 啟動輸入，當 $V_{ENA} > 1.5V$ ，IC 將會啟動，線路如圖4-3所示。

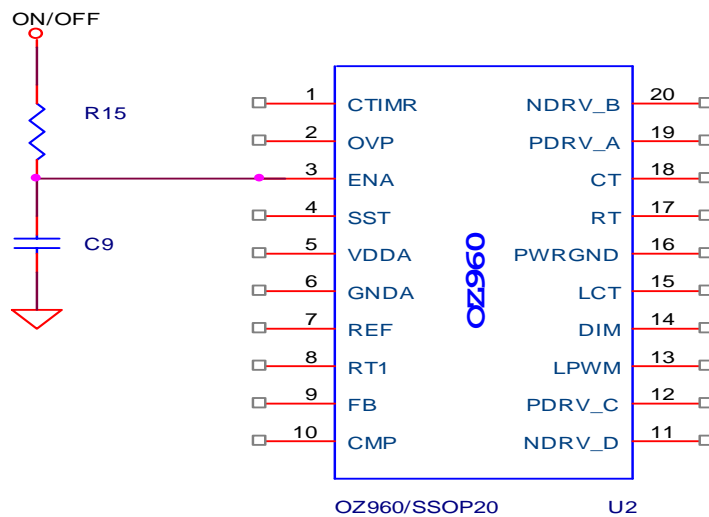


圖4-3 ENA啟動線路

4. SST軟性開機啟動 : 提供一個緩慢上升的斜率以減少開機突波，線路如圖4-4所示。

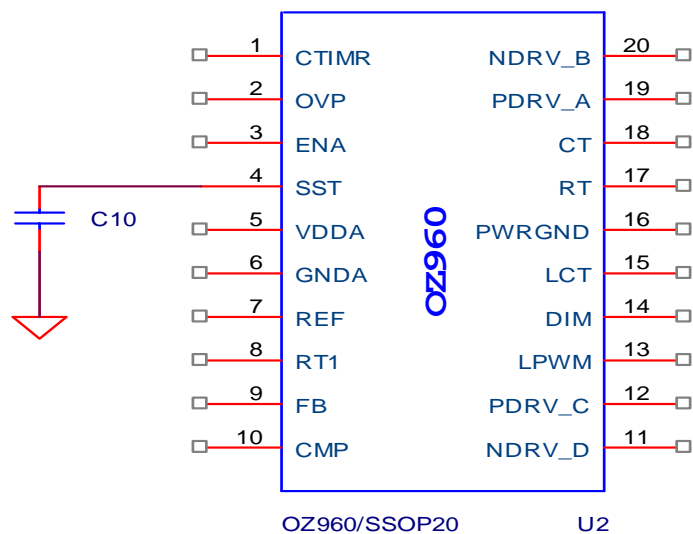


圖4-4 SST軟性開機線路

5. VDDA: IC的輸入電源，線路如圖4-5所示。

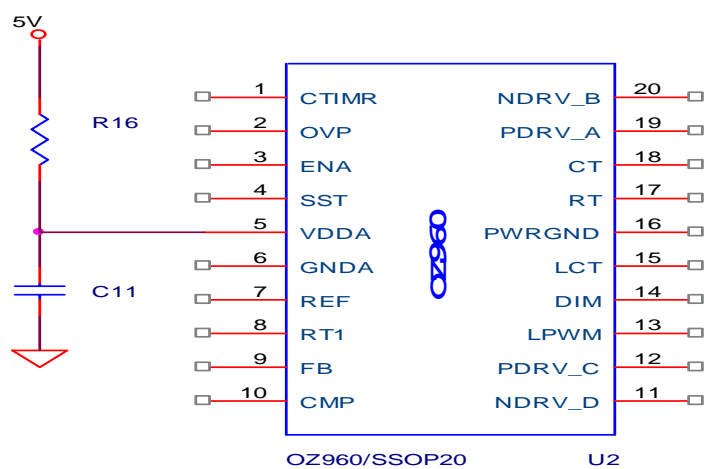


圖4-5 VDDA線路

6. GNDA: 類比信號接地點

7. REF:提供一個穩定參考電壓 2.5V

8. FB:CCFL 電流回授控制訊號

9. CMP:負回授放大器補償輸出，線路如圖4-6所示。

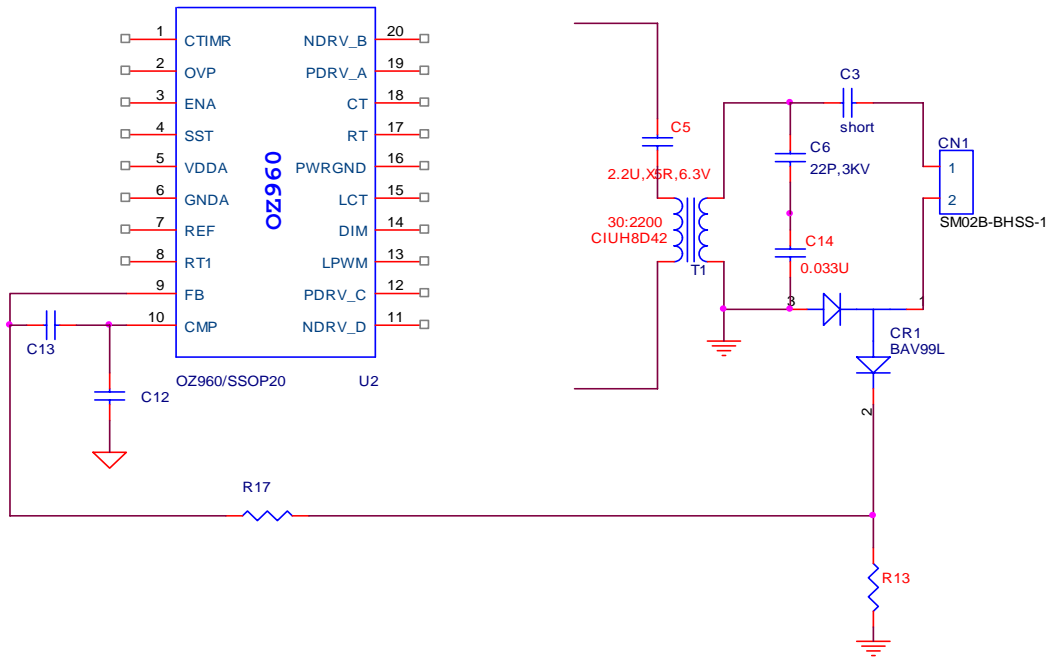


圖4-6 負回授放大器補償線路

回授迴路控制 CCFL 輸出電流計算如 4-1 式，4-2 式：

$$1.25V = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \times R13 \times I_{lamp(rms)} \quad (4-1)$$

$$I_{lamp(rms)} = \frac{1.25}{0.45 \times R13} \quad (4-2)$$

10. DIM:低頻調光 PWM 訊號控制

11. LCT: 低頻調光 PWM 訊號控制之三角波訊號，線路如圖4-7所示。

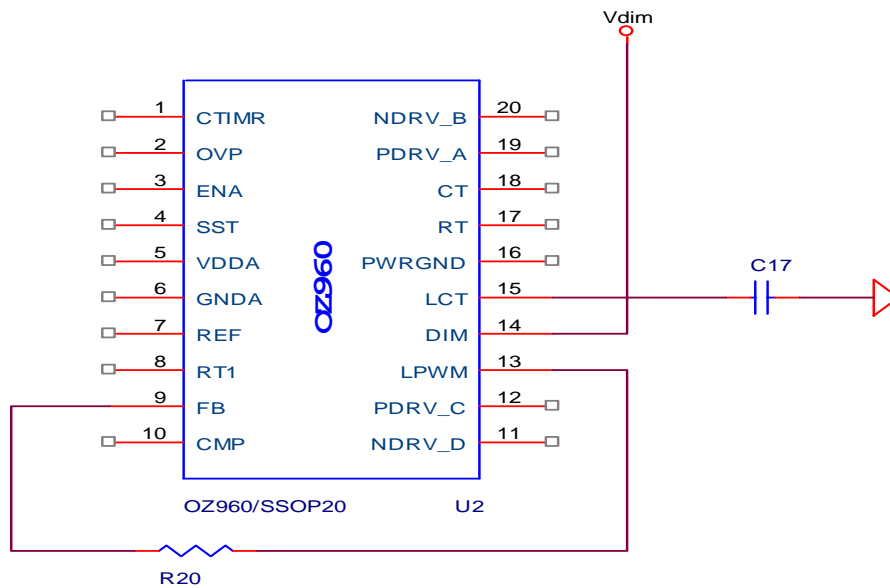


圖4-7 低頻調光PWM線路

OZ960 內部整合 burst-mode dimming(PWM 調光模式)來控制燈管

CCFL 輸出電流，The burst mode 頻率由 C17 決定如 4-3 式

$$f[\text{Hz}] = \frac{1490}{C_{17}[\text{nF}]} \quad (4-3)$$

12. PGND: 電源接地

13 . RT1: 設定啟動高頻頻率

14 . RTT :設定工作頻率電阻

15 . CT : 設定工作頻率電容，線路如圖4-8所示。

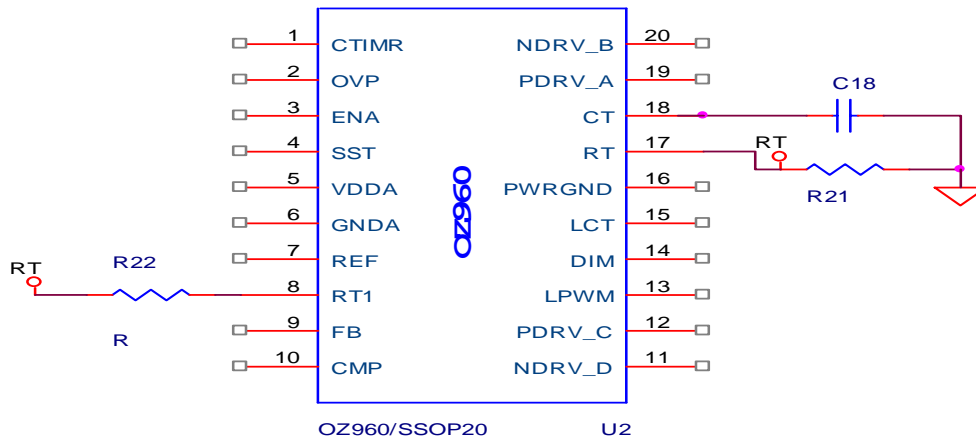


圖4-8 設定工作頻率線路

R21 and C18 決定工作頻率計算如 4-4 式：

$$f_H = \frac{70 \times 10^4}{C_{18} \times R_{21}} \quad (4-4)$$

啟動點燈頻率設定：

在點燈時間中 R22 將會與 R21 並聯來提高啟動頻率，增加輸出電壓

頻率設定如 4-5 式：

$$f_s = \frac{70 \times 10^4}{C_{18} \times R_s} \quad (4-5)$$

$$R_s = R_{21} // R_{22}$$

得到

$$R_{22} = \frac{70 \times 10^4 \times R_{21}}{f_s \times C_{18} \times R_{21in} - 70 \times 10^4} \quad (4-6)$$

$$f_s > f_H$$

16 . NDR_B 、 NDR_D : NMOSFET 驅動訊號

17 . PDR_A、 PDR_C PMOSFET 驅動訊號

使用 IC OZ960 設計 CCFL 燈管驅動線路，在保護方面比傳統線路而言更加方便。因相移的控制可輕易的達到零電壓和零電流的切換，在開關 MOS-FET 的選擇上更加方便，且可以降低開關的切換損失，增加整體效率比傳統雙極式高約 5-10%。

4.2 CCFL 燈管平衡的應用

目前因 TFT-LCD 不管在 TV 或 MONITOR 使用上高亮度與高輝度的需求，使得多燈管的運用越來越普遍。由於每支燈管的內部阻抗不同，背光模組的組裝方式也不同，造成各燈管與各燈管之間以及燈管與機構之間的空隙因高壓所造成的漏洩電容不同，使得流過燈管的電流都不同，造成背光模組所產生的明暗度各部分都不一樣。本論文將就改善燈管之間的平衡來做一討論。

第五章 CCFL 背光模組設計實例以及平衡改善方式

5.1 本論文以 19 吋 4L 型(四支 L 型燈管)多燈管背光模組實驗：

以一個 CCFL inverter 設計而言需考量一些重要參數：

1. 輸入電壓
2. 燈管電流
3. 燈管電壓
4. LCD panel 漏洩電容分布情形
5. 工作頻率以及啟動電壓

19 吋 4L 型 TFT-LCD panel 規格：

燈管工作電壓 (V_{lamp}) :

$$800 V_{rms} (@6.0mA) - 1000V_{rms} (@5mA) - 1200V_{rms} (@2.5mA)$$

燈管工作電流(I_{lamp}) : 4.5mA - 5.0mA - 5.5mA

燈管啟動電壓(V_{start}) : 2500Vrms (@25°C) 、 2700Vrms (@0°C)

工作頻率 (f_s) : 40kHz - 50kHz - 70kHz

輸入電壓 (V_{in}) : 17V - 19V - 21V

以上各項中有三個數值，最左的為最小值、中間的為正常值、最右的為最大值

5.2 燈管的內部阻抗

首先分析 19 吋 4L 型(四支 L 型燈管)多燈管背光模組組裝方式如圖 5-1 所示。因為 L TYPE panel 組裝方式不同，使得每支燈管漏洩電流不同，造成輸出電流不平均。

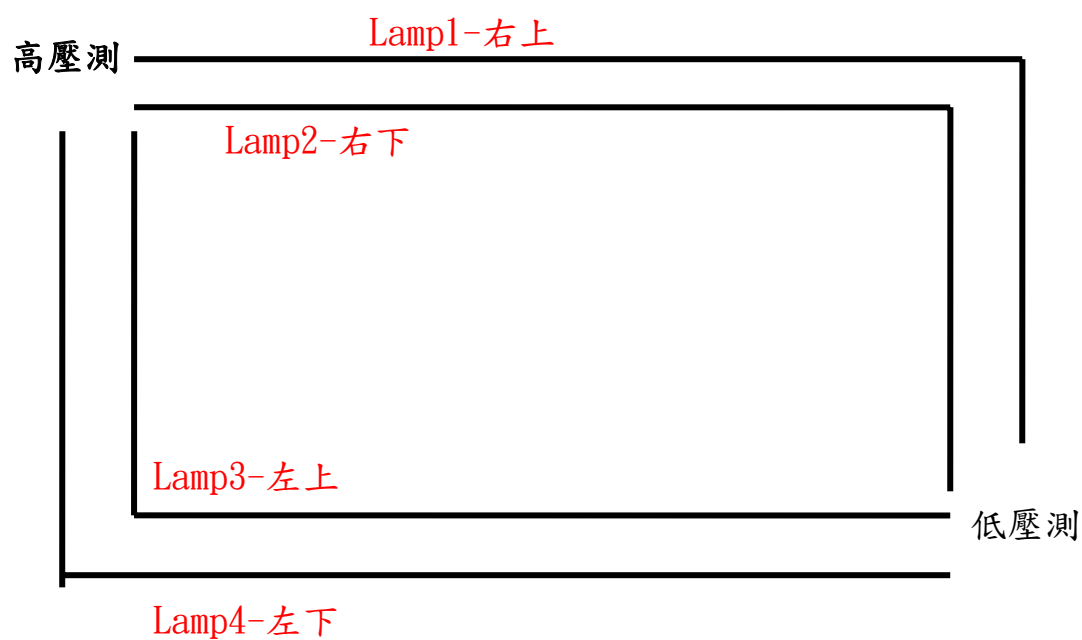


圖 5-1 19 吋 4L 型背光模組組裝方式

分析燈管內部阻抗如圖 5-2，表 5-1 所示。

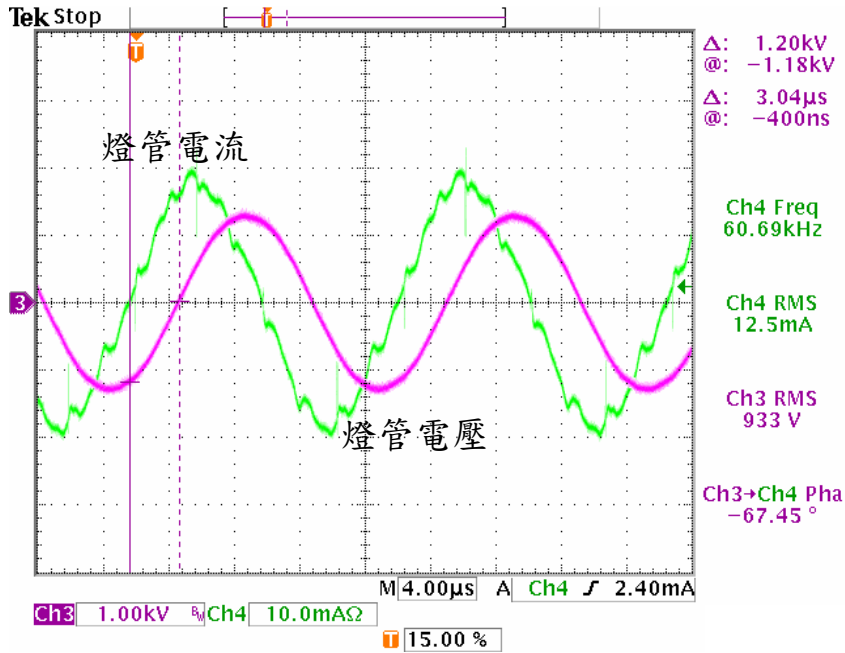


圖 5-2 燈管電壓與電流波形

表 5-1 燈管等效阻抗

Vo=	933	V
Io=	12.5	mA
Phase=	67.45	
Freq=	60.69	Khz
C3=	11	pF
R=	194.63	Kohm
Ceq=	32.45	pF
Clamp=	21.45	pF

得到燈管等效電阻為 194KOhm, 等效電容為 21.45PF。

5.3 重要零件選擇考量

全橋驅動線路如圖 5-3 所示。

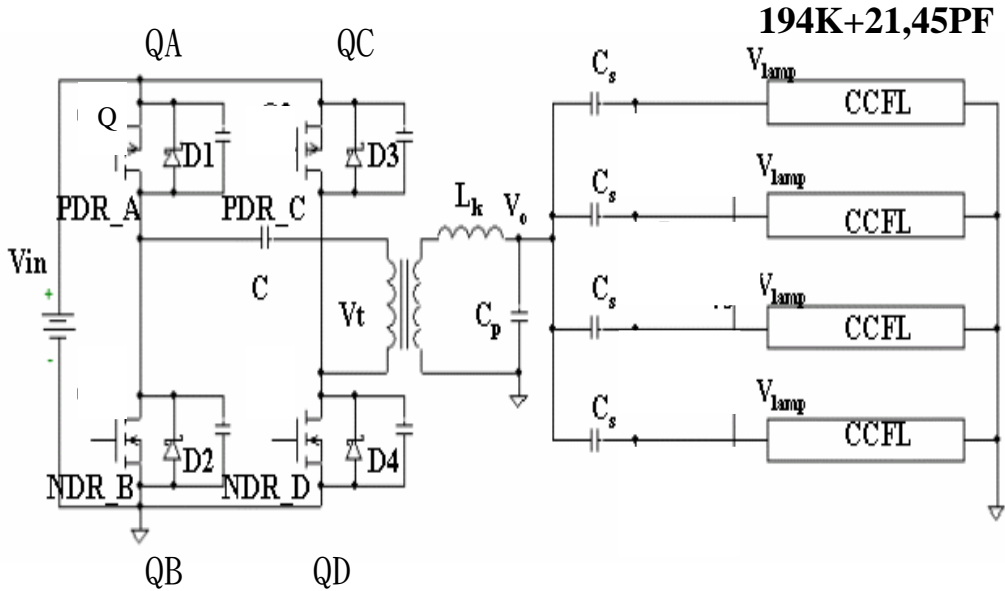


圖 5-3 CCFL 全橋驅動線路

(1) IC 選擇的 OZ 960

(2) 決定二次側串聯電容(C_s):

燈管等效電容為 $21.45\text{pF}+194\text{K}$ 。避免串連電容 C_s 太小影響了燈管電流，因為 C_s 阻抗太大增加了變壓器的二次側電壓 V_o ，增加了變壓器的絕緣耐壓，同時也會增加了變壓器的損失。取串連電容

C_s 燈管電容的 2-3 倍。串連電容 C_s 取高壓電容標準值 69PF 。

變壓器二次測為高壓端，可以得到最大的輸出電壓 V_o 。如 5-1 式

$$V_o = \sqrt{(V_{lamp})^2 + \left(I_{lamp} \times \frac{1}{2\pi f_{sw} \times C_s} \right)^2} \quad (5-1)$$

$$= \sqrt{(1000)^2 + \left(5.0 \times 10^{-3} \times \frac{1}{2\pi \cdot 50 \times 10^3 \times 69 \times 10^{-12}} \right)^2} = 1026V_{rms}.$$

(2) 決定變壓器的漏感(Lk):

由於CCFL 工作在 $f_{sw}=50\text{kHz}$ 而諧振頻率 f_s 需低於正常工作頻率，設定諧振頻率 $f_s = 30\text{kHz}$ 。二次側使用SLR諧振方式，四燈管高壓側各串電容 C_s ，如 5-2 式

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_k \times 4C_s}} \quad (5-2)$$

得到 $L_k=103 \text{ mH}$.

(3) 決定變壓器的圈數(N):

由規格中得知 Operating voltage (V_{lamp})=1000V，假設 SLR 增益 $M_s=1$ ， $V_{in}=17 \text{ V}$ ， $D=0.65$ 如 5-3 式

$$N = \frac{V_{o(rms)}}{M_s \times \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \times V_{in} \times \sin\left(\frac{\pi}{2} \times D\right)} \quad (5-3)$$

得到 $N=78$

(4) 選擇並聯電容 (C_p):

因為並聯電容 (C_p) 在正常工作時會增加變壓器的漏洩電流，增加變壓器的損耗，減少整體的效率。所以選擇並聯電容 (C_p) 時不可選擇太大。選擇並聯電容 (C_p)=10pF。

(5) 變壓器選擇：

此零件變壓器為最重要的設計部分。由於部分參數分析起來太複雜，只能就變壓器以理想變壓器來簡單分析，就一次側匝數、漏感、二次側匝數等參數來討論：

選擇鐵心EEL25 形式，鐵心有效截面積 $A_e=40\text{mm}^2$

鐵心材質為 3F3，鐵心最大工作磁通密度 $B_{\max}=380\text{mT}$

根據 Faraday' s Law ，如 5-4 式：

$$N_p = \frac{V_{in} \times t_{ON}}{\Delta B \times A_e} \quad (5-4)$$

N_p =變壓器一次側匝數；

V_{in} =最低輸入電壓(V)

$t_{on}=(D/2f_{sw})$ =最大半波 Duty cycle times

ΔB =鐵心磁通量(mT)

A_e =鐵心有效接觸面積(mm^2)

$B_{\max} = (1/2) \Delta B$ 鐵心最大工作磁通密度(mT)

$$N_p = \frac{V_{in} \times D}{4B_{\max} \times f_{sw} \times A_e},$$

得到 $N_p=4$ turns($V_{in}=17V$; $D=0.65$; $B_{\max}=380mT$; $f_{sw}=50kHz$;

$A_e=40mm^2$).

變壓器一次側匝數最少需要 4 圈，可以提高變壓器一次側匝數降低 B_{\max} 。將一次側圈數繞滿大約 18 turns， $N=78$ ，二次側為 1400 turns。

所以變壓器圈數比為 18:1400，匝數比為 78。

5.4 實測結果波形：

首先量測全橋相移 4 個開關 QA, QB, QC, QD 波形如圖 5-4 所示。以及開關 B (N-MOS) - GATE 與流過 I_d 波形如圖 5-5 所示，開關 A(P-MOS) - GATE 與流過 I_d 波形如圖 5-6 所示，開關 D (N-MOS) - GATE 與流過 I_d 波形如圖 5-7 所示，開關 C(P-MOS) - GATE 與流過 I_d 波形如圖 5-8 所示。當輸入電壓為 17V, 燈管輸出為 5mA ，工作頻率為 50.77KHZ，輸入電壓與輸入電流的波形如圖 5-9 所示。當輸入電壓為 19V, 燈管輸出為 5mA ，工作頻率為 50.77KHZ，輸入電壓與輸入電流的波形如圖 5-10 所示。當輸入電壓為 21V, 燈管輸出為 5mA ，工作頻率為 50.77KHZ，輸入電壓與輸入電流的波形如圖 5-11 所示。輸出燈管電流，輸出燈管電壓波形如圖 5-12 ， 5-13 所示。PWM 反向調光 $D=54\%$ / $D=20\%$ 波形如圖 5-14 ， 5-15 所示。啟動高頻頻率為 64.77KHZ，啟動電壓為 2.94KV，時間 1.5 秒波形如圖 5-16 ， 5-17 ， 5-18 所示。

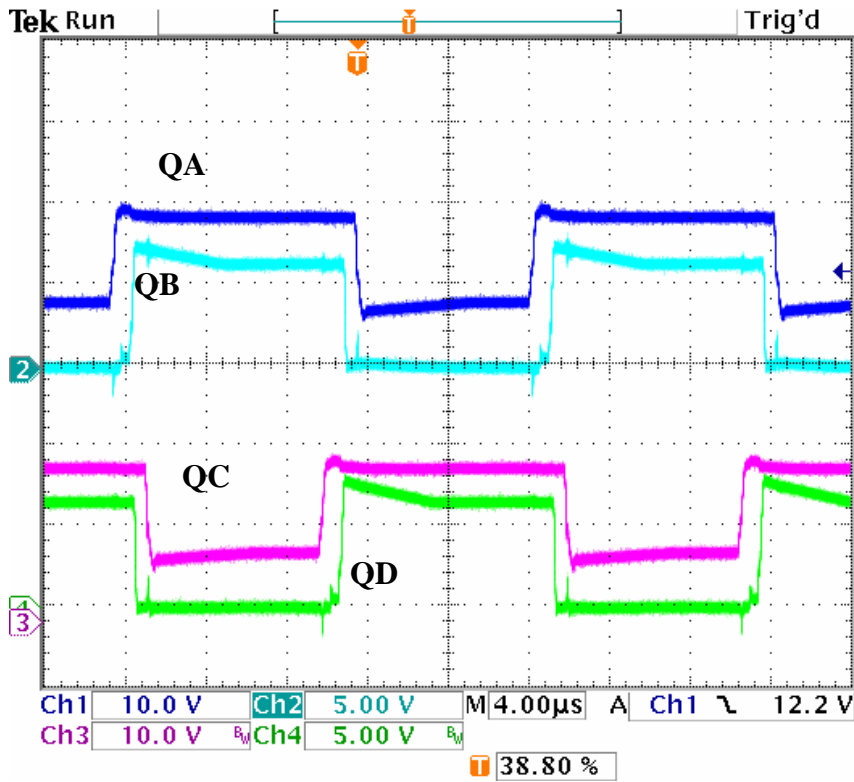


圖 5-4 全橋 4 個開關 QA, QB, QC, QD 波形

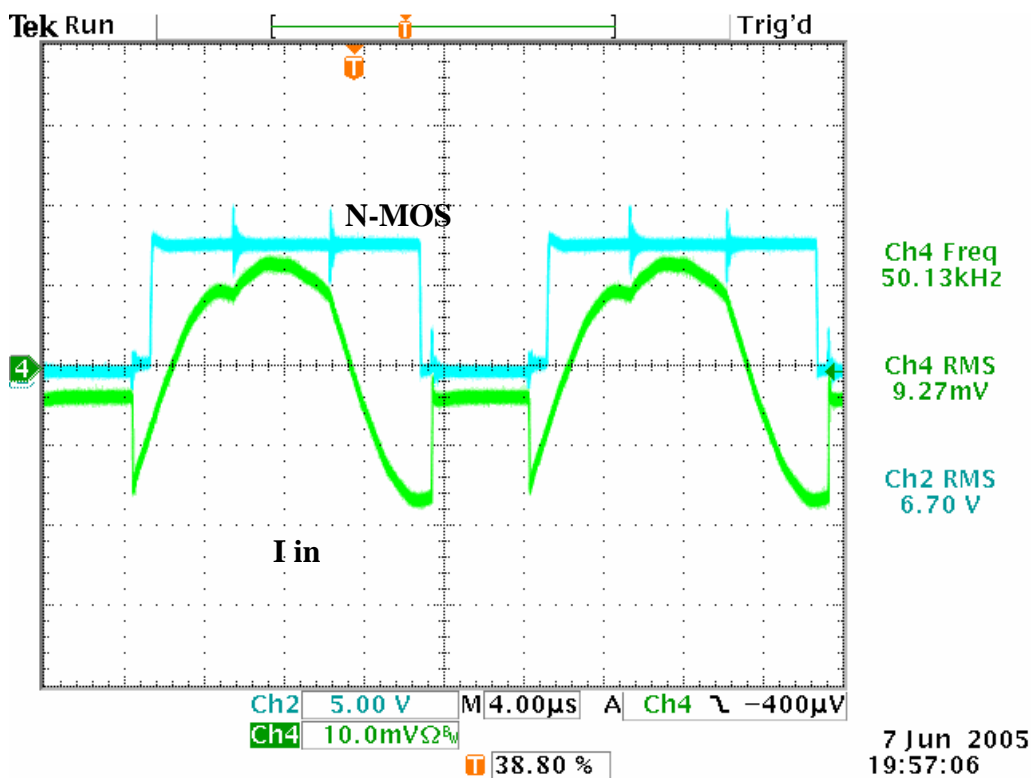


圖 5-5 開關 B (N-MOS) - GATE 與 Id 波形

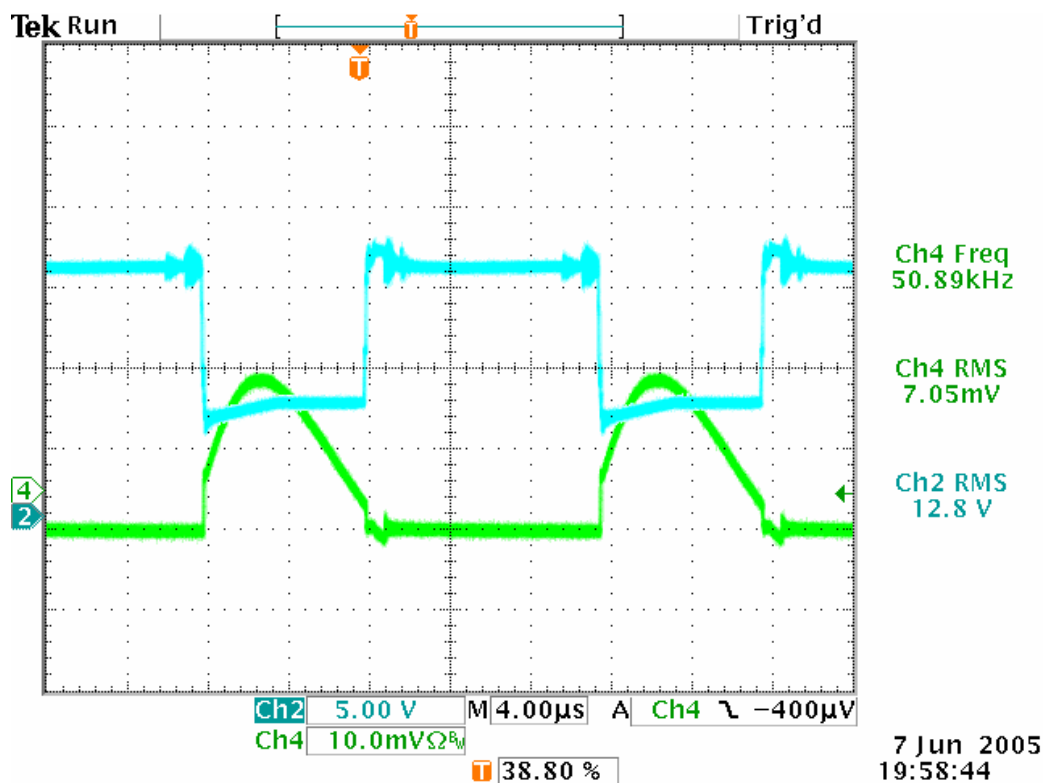


圖 5-6 開關 A (P-MOS) - GATE 與 Id 波形

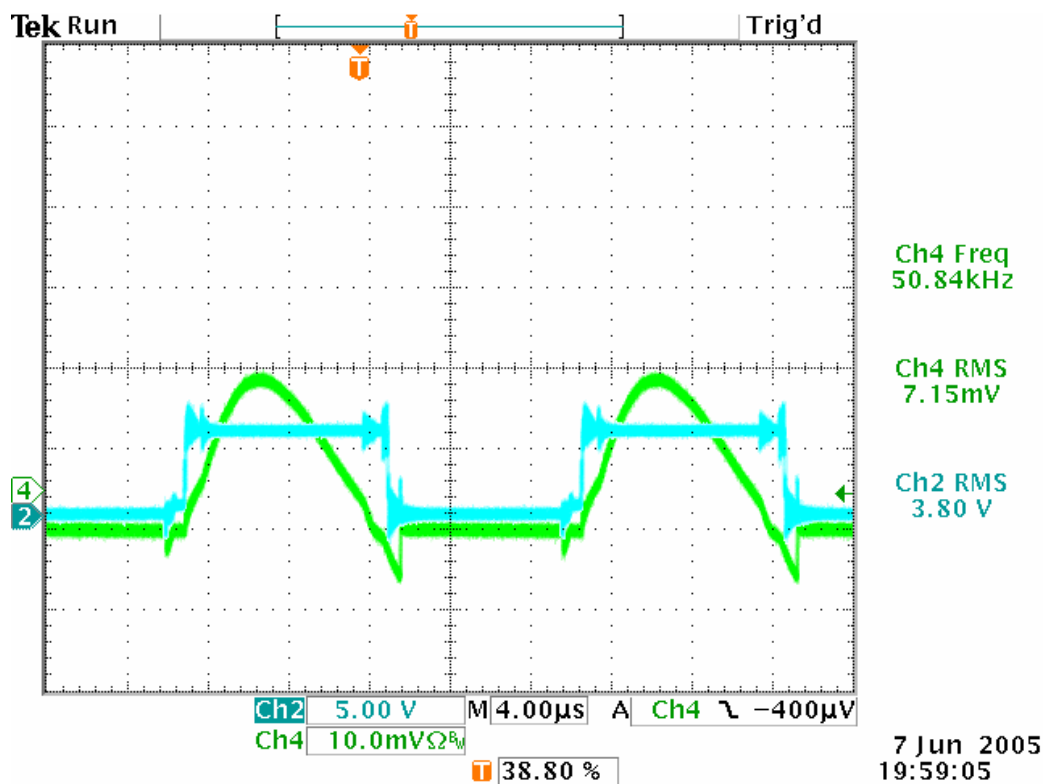


圖 5-7 開關 D (N-MOS) - GATE 與 Id 波形

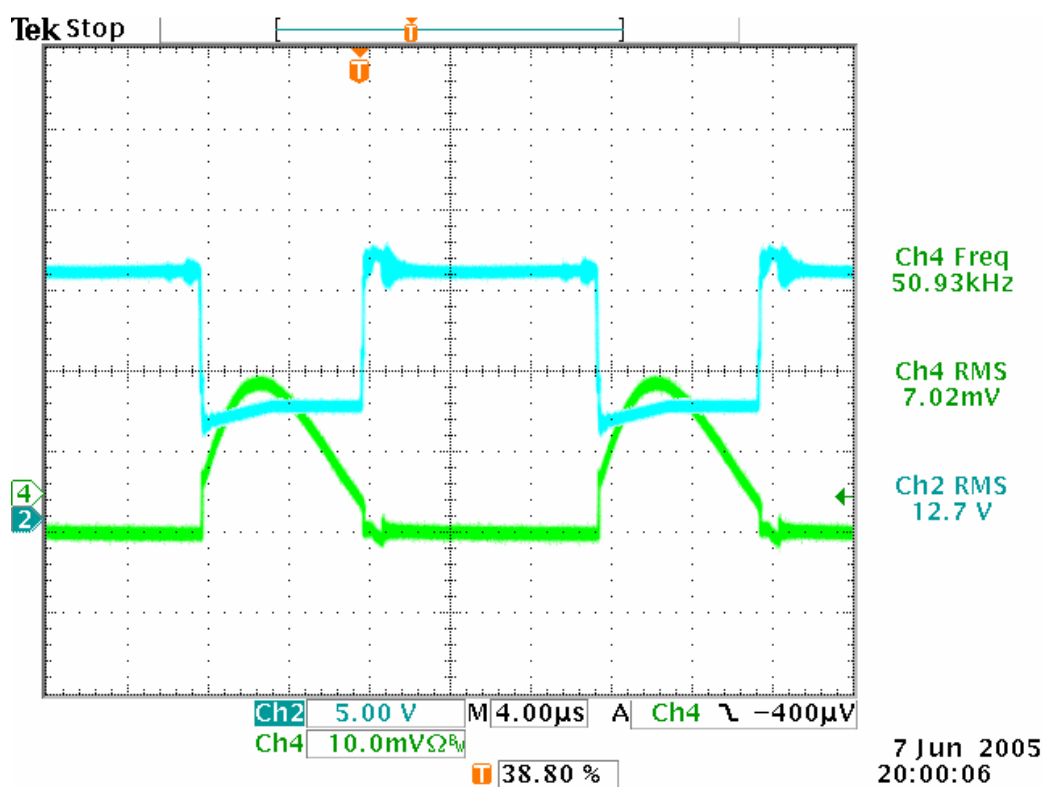


圖 5-8 開關 C (P-MOS) - GATE 與 I_d 波形

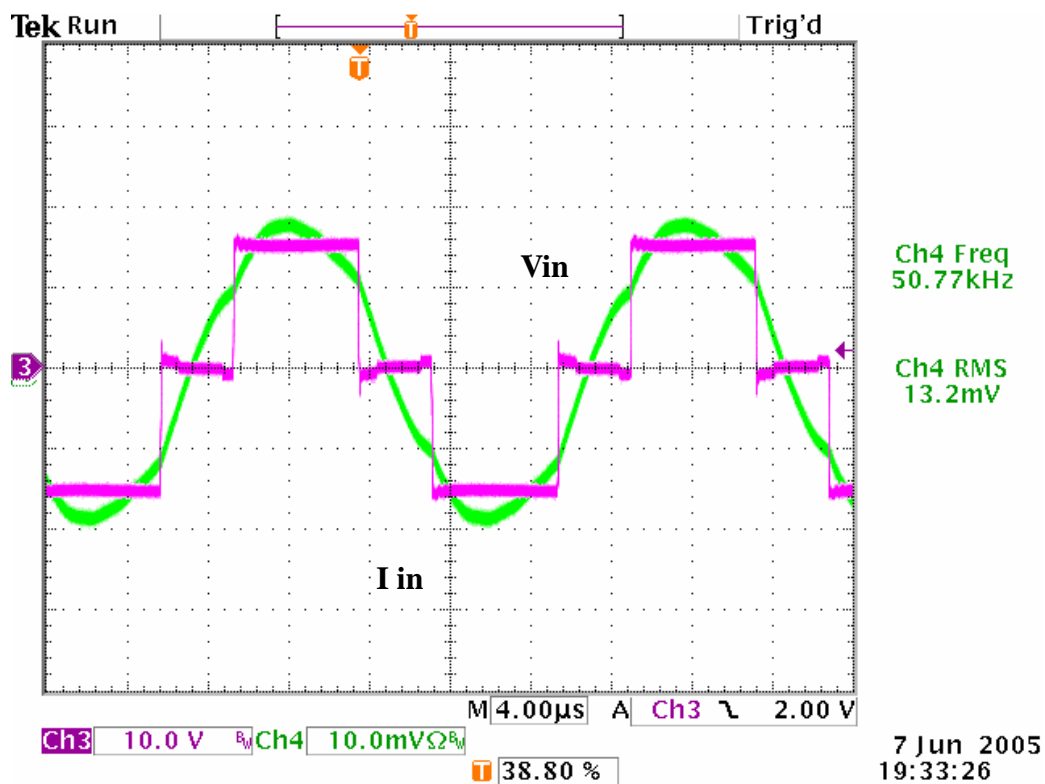


圖 5-9 Input: 17V ; Output: 5mA/ 50.77kHz

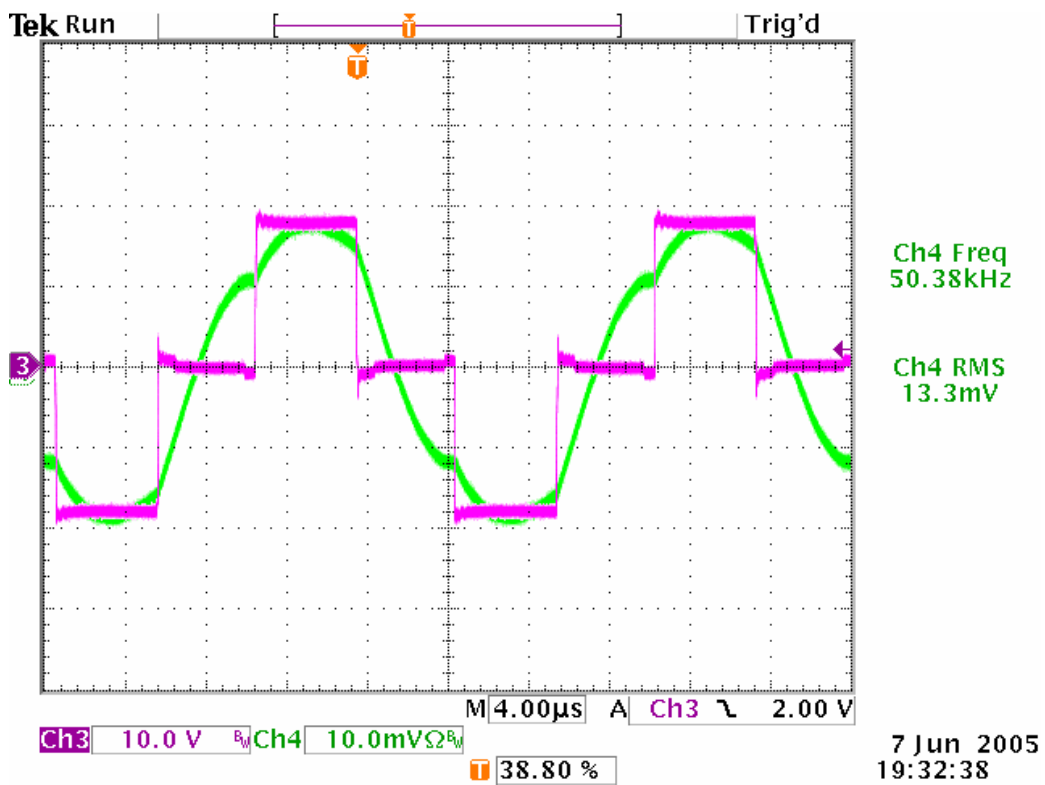


圖 5-10 Input: 19V ; Output: 5mA/ 50.77kHz

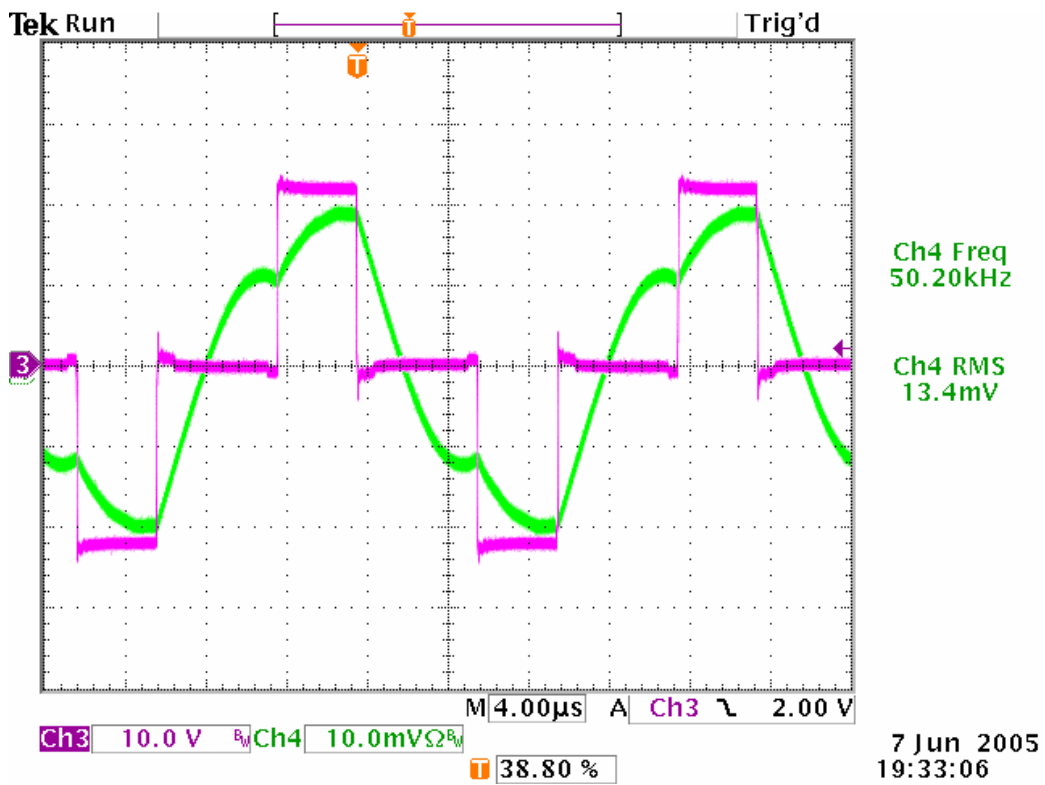


圖 5-11 Input: 21V ; Output: 5mA/ 50.77kHz

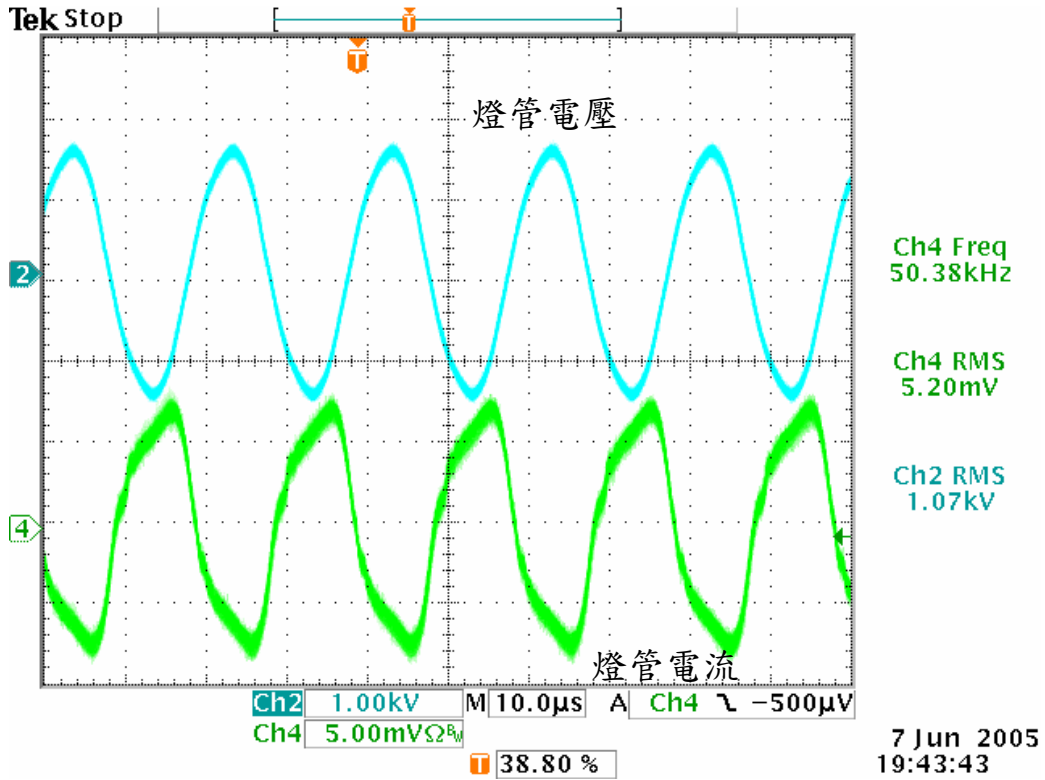


圖 5-12 燈管電流與電壓波形(燈管電流/頻率=5mA/50k)

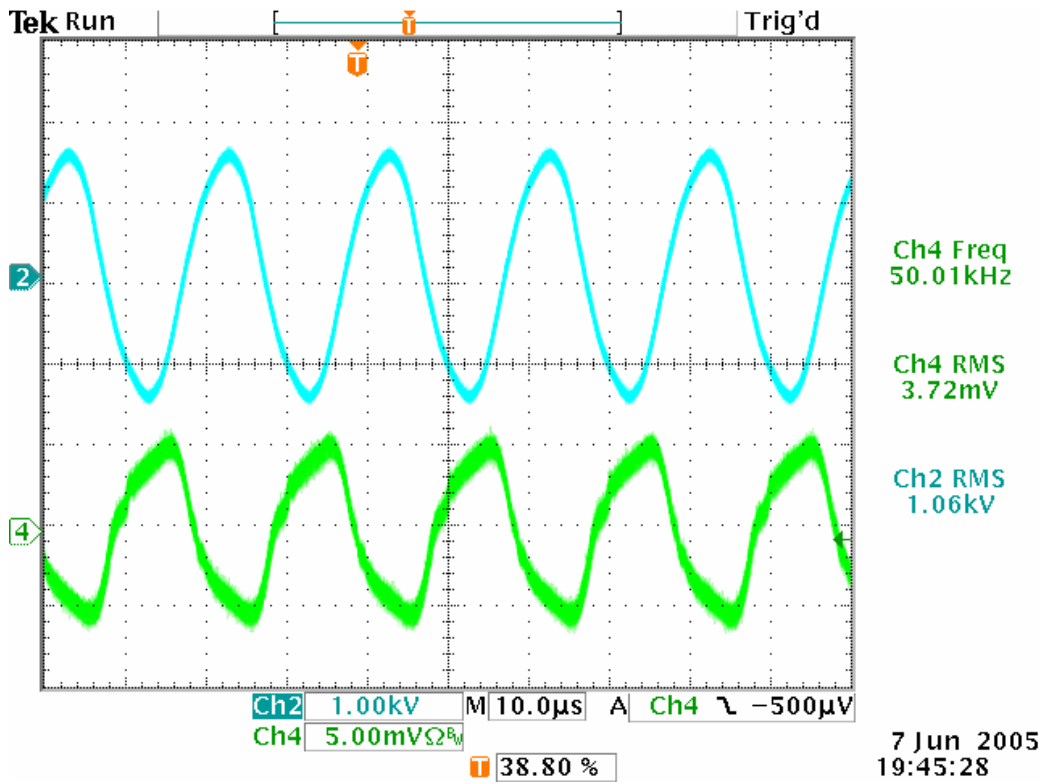


圖 5-13 燈管電流與電壓波形(燈管電流/頻率=3.72mA/50k)

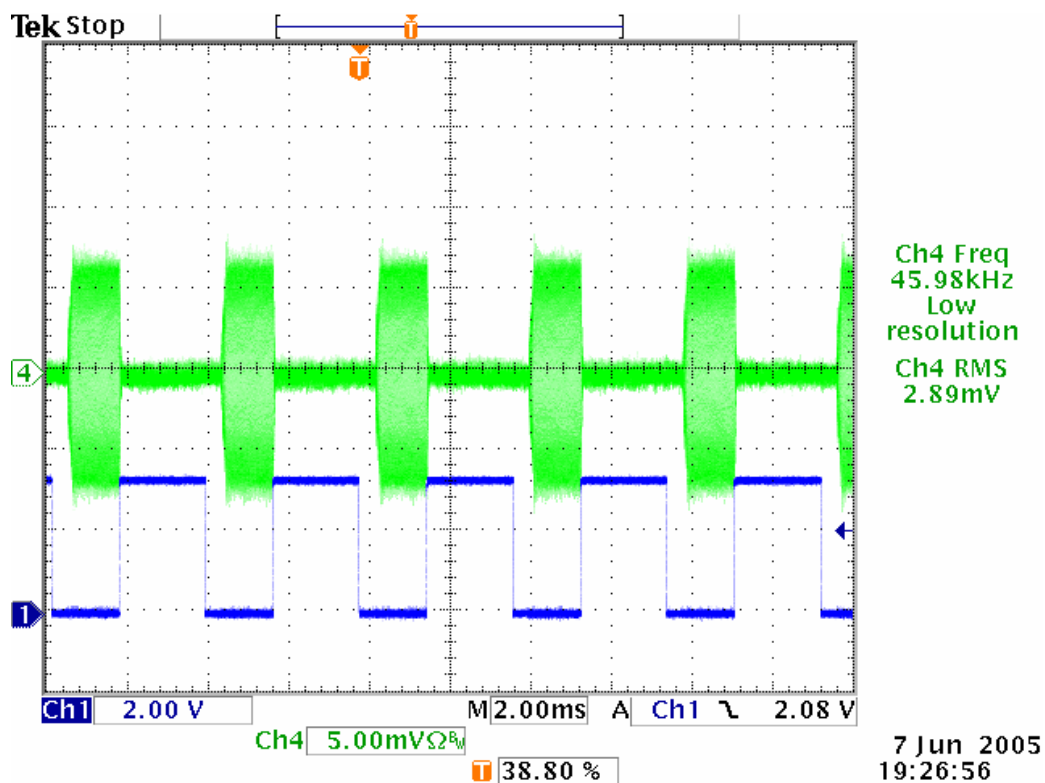


圖 5-14 PWM 調光波形(反向調光 D=54%)

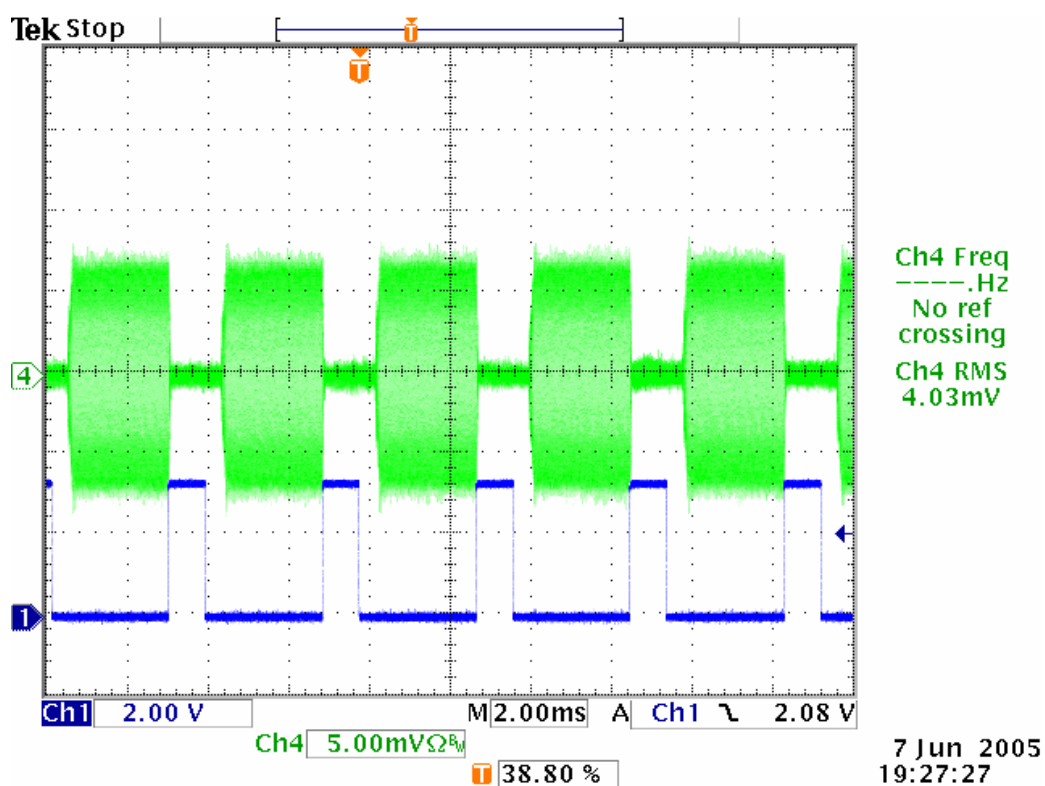
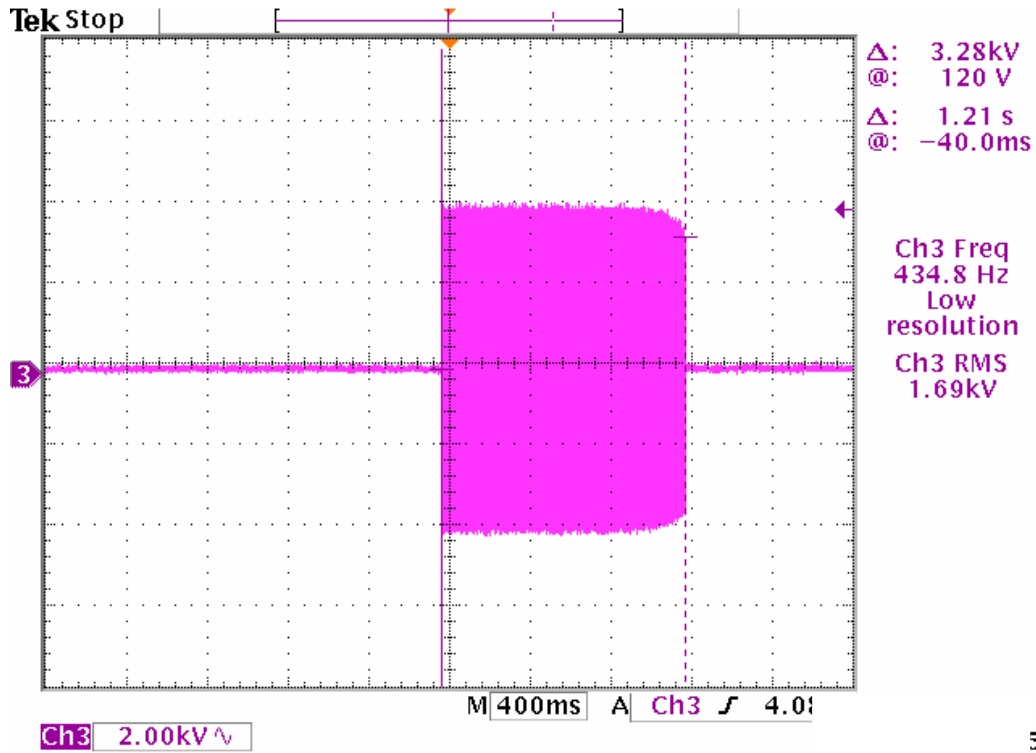
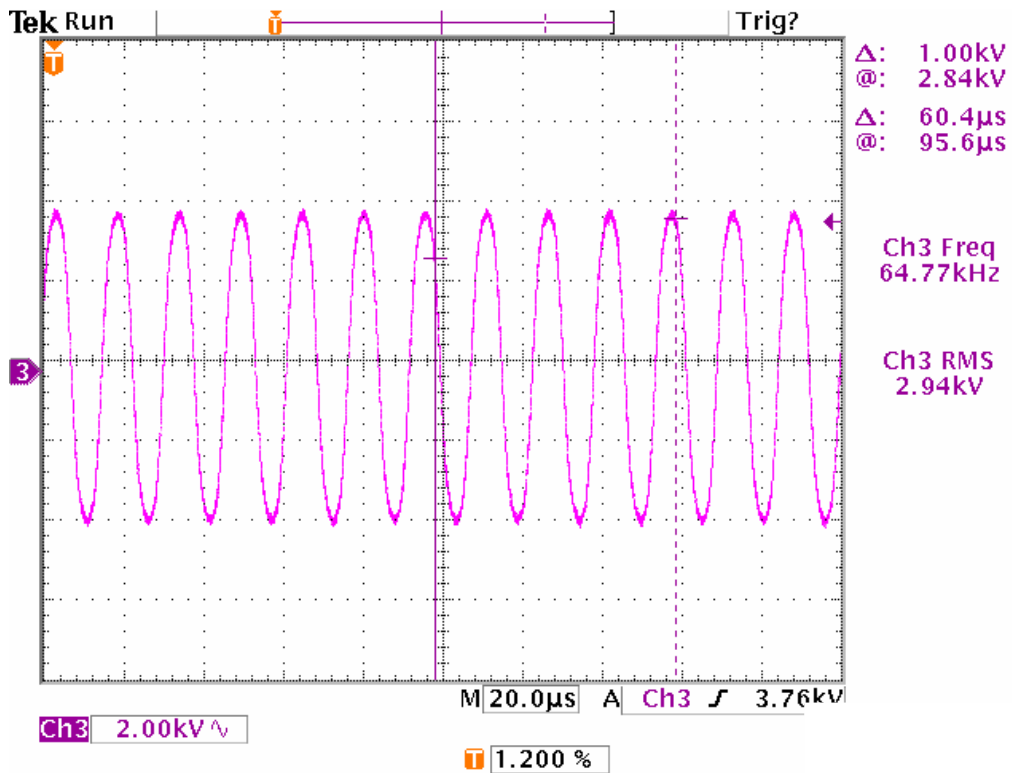


圖 5-15 PWM 調光波形(反向調光 D=20%)



5

圖 5-16 啟動電壓波形時間 (1.5Sec)



;

圖 5-17 啟動電壓波形 $V_{rms}=2.94kV$ / $F_{kick}=64.77kHz$

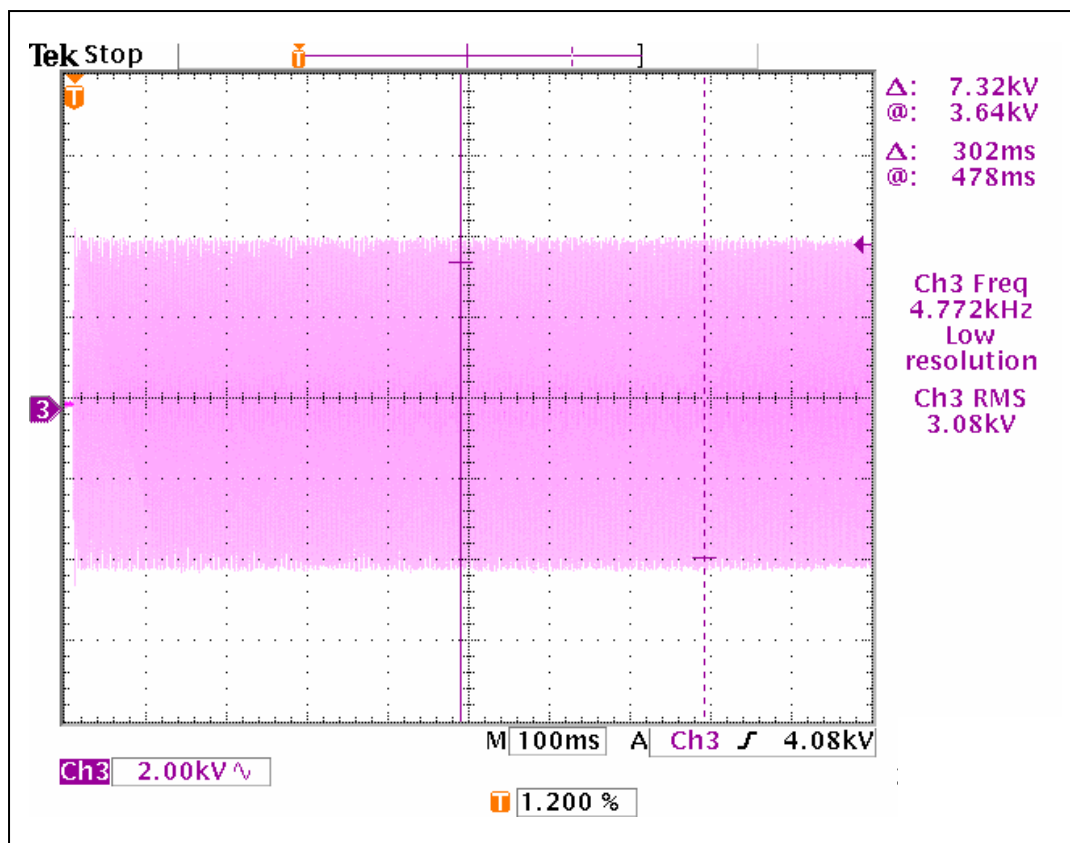


圖 5-18 啟動電壓波形 $V_{rms}=2.94kV$ / $F_{kick}=64.77kHz$

5.5 改善平衡方式

前面 5.2 節中分析 19 吋 4L 型(四支 L 型燈管)多燈管背光模組等效阻抗。因為 L TYPE panel 組裝方式不同，使得每支燈管漏洩電流不同，造成輸出電流不平均。

定義輸出電流, 與輸出頻率 $Freq=40-60KHZ$

燈管輸出電流為 $I_{o1}, I_{o2}, I_{o3}, I_{o4} = 4.5-5.5 \text{ mA}$

實驗 1. 燈管極性為 $I_{o1}(+)$, $I_{o2}(+)$, $I_{o3}(+)$, $I_{o4}(+)$:

測試數據如表 5-2 所示，圖 5-19 所示

表 5-2 燈管輸出電流為 $I_{o1}(+)$, $I_{o2}(+)$, $I_{o3}(+)$, $I_{o4}(+)$

$I_{max}-I_{min}$	Freq	$I_{o1}(+)$	$I_{o2}(+)$	$I_{o3}(+)$	$I_{o4}(+)$
0.78	46	5.43	4.91	4.65	4.66
0.5	47	5.23	4.86	4.73	4.77
0.81	48	5.35	4.77	4.54	4.97
0.65	49	5.24	4.65	4.42	5.07
1.21	50	5.5	4.55	4.29	5.22

從表 5-2 比較燈管輸出電流為 I_{o1} , I_{o2} , I_{o3} , I_{o4} 之間的差異為

0.5-1.21mA 。

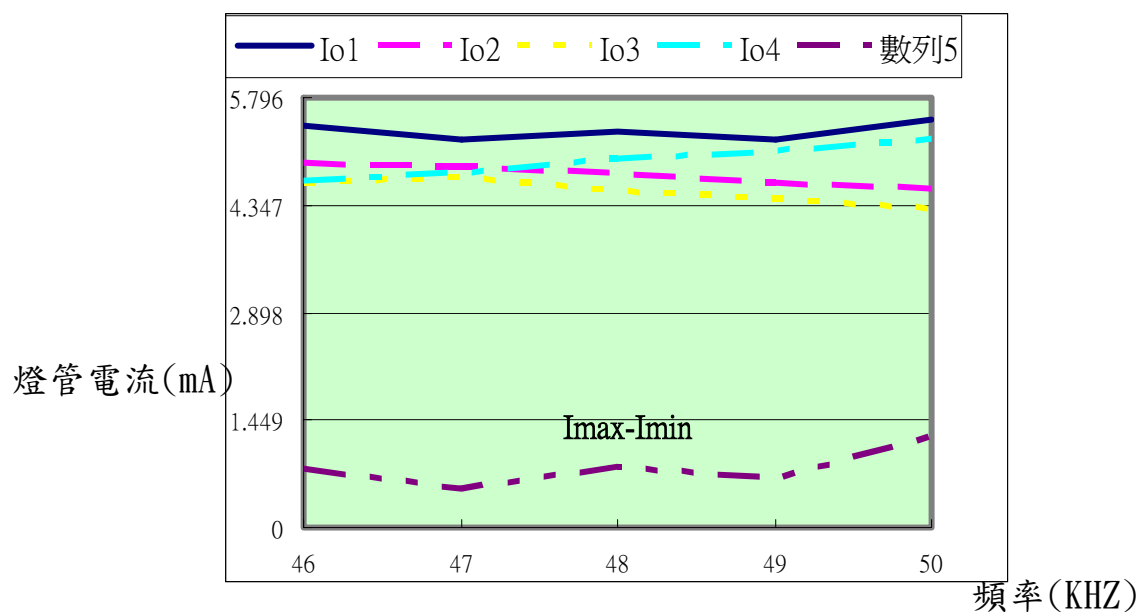


圖 5-19 燈管輸出電流曲線

實驗 2. 燈管極性為 Io1(+), Io2(+), Io3(-), Io4(-)

頻率與燈管電流測試數據如表 5-3 所示，圖 5-20 所示：

表 5-3 燈管輸出電流為 Io1(+), Io2(+), Io3(-), Io4(-)

I _{max} -I _{min}	Freq	Io1(+)	Io2(+)	Io3(-)	Io4(-)
0.34	46	5.11	4.87	4.88	5.21
0.4	47	5.23	4.96	4.98	5.36
0.6	48	5.44	5.02	4.87	5.47
0.73	49	5.54	5.11	4.92	5.65
0.633	50	5.6	5.21	5.14	5.773

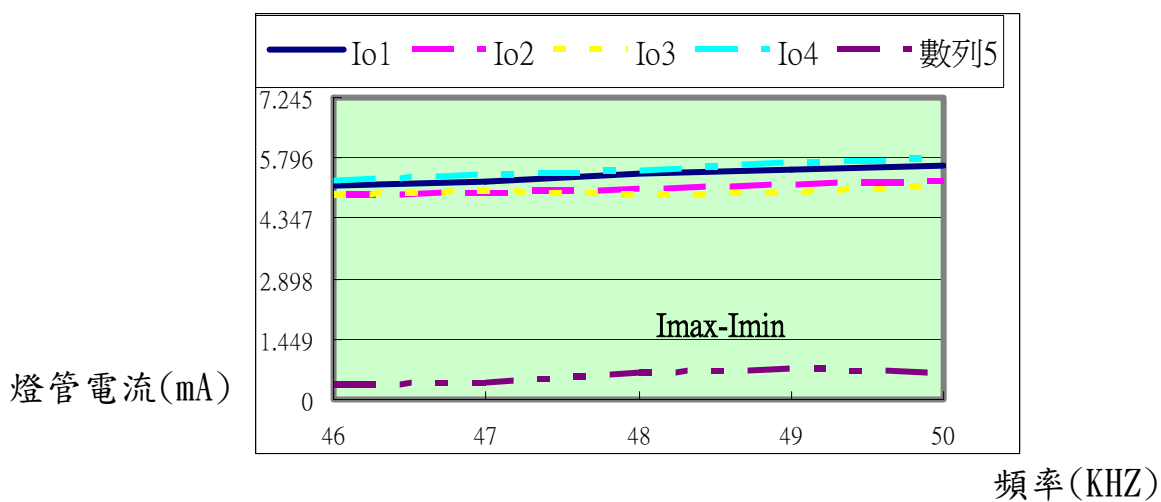


圖 5-20 燈管輸出電流曲線

從表 5-3 比較燈管輸出電流為 Io1, Io2, Io3, Io4 之間的差異為

0.34-0.63mA。

實驗 3. 燈管極性為 Io1(+), Io2(-), Io3(+), Io4(-)

頻率與燈管電流測試數據如表 5-4 所示，圖 5-21 所示：

表 5-4 燈管輸出電流為 Io1(+), Io2(-), Io3(+), Io4(-)

Imax-Imin	Freq	Io1(+)	Io2(-)	Io3(+)	Io4(-)
0.2	46	4.94	4.82	4.89	5.02
0.27	47	4.98	4.91	4.98	5.18
0.33	48	5.14	4.95	5.05	5.28
0.2	49	5.23	5.05	5.11	5.25
0.21	50	5.29	5.11	5.15	5.32

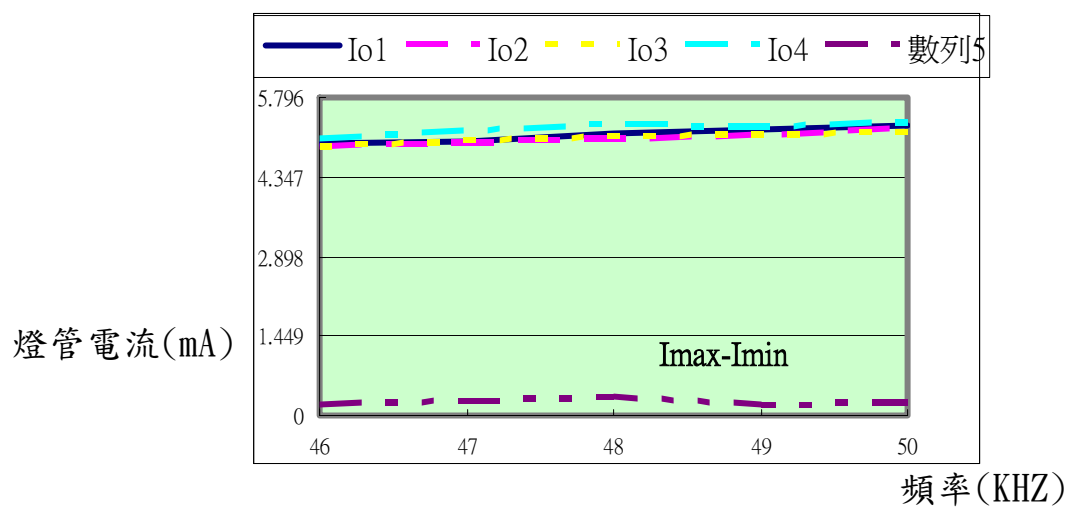


圖 5-21 燈管輸出電流曲線

從表 5-4 比較燈管輸出電流為 Io1, Io2, Io3, Io4 之間的差異為

0.2-0.33mA。

實驗 4. 燈管極性為 Io1(-), Io2(+), Io3(-), Io4(+)

頻率與燈管電流測試數據如表 5-5 所示，圖 5-22 所示：

表 5-5 燈管輸出電流為 Io1(-), Io2(+), Io3(-), Io4(+)

I _{max} -I _{min}	Freq	Io1(-)	Io2(+)	Io3(-)	Io4(+)
0.29	46	4.88	4.95	5.12	4.83
0.3	47	4.95	5.03	5.23	4.93
0.29	48	5.04	5.11	5.33	5.04
0.25	49	5.14	5.21	5.39	5.15
0.2	50	5.23	5.3	5.43	5.24

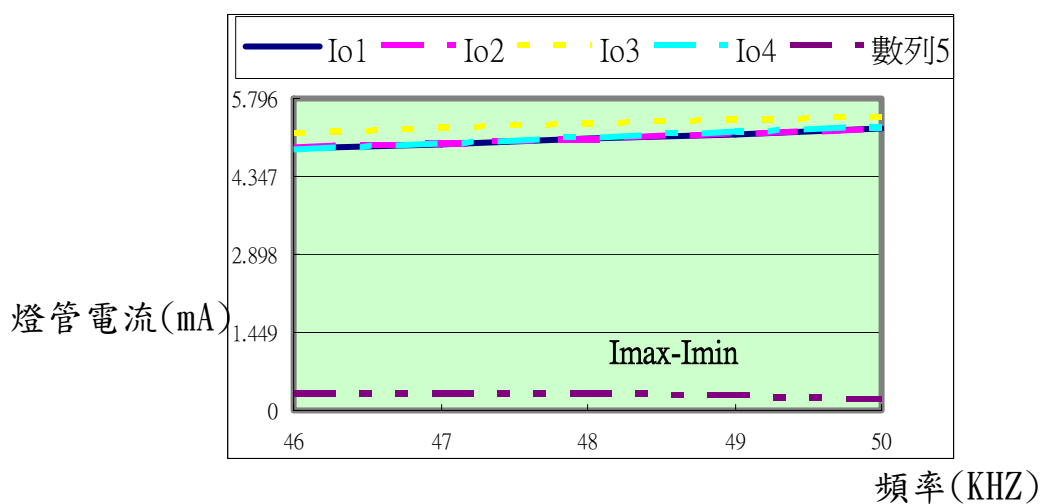


圖 5-22 燈管輸出電流曲線

從表 5-5 比較燈管輸出電流為 Io1, Io2, Io3, Io4 之間的差異為 0.2-0.3mA。

綜合以上實驗 1-4 比較如表 5-6 所示

表 5-6 燈管電流比較

	$I_{max}-I_{min}$
實驗 1. 燈管極性為 $I_{o1}(+)$, $I_{o2}(+)$, $I_{o3}(+)$, $I_{o4}(+)$	0.5-1.21mA
實驗 2. 燈管極性為 $I_{o1}(+)$, $I_{o2}(+)$, $I_{o3}(-)$, $I_{o4}(-)$	0.34-0.63mA
實驗 3. 燈管極性為 $I_{o1}(+)$, $I_{o2}(-)$, $I_{o3}(+)$, $I_{o4}(-)$	0.2-0.33mA
實驗 4. 燈管極性為 $I_{o1}(-)$, $I_{o2}(+)$, $I_{o3}(-)$, $I_{o4}(+)$	0.2-0.3mA

只需將輸出電壓的極性做改變，來降低高壓所造成的電場，可以增加各燈管之間的平衡性。表 5-6 從燈管差距 0.5-1.21mA 經由改變輸出極性，得到改善成 0.2-0.3mA。

第六章結論與未來展望

6.1 結論

本篇論文針對傳統 Push-Pull 雙極諧振式 Inverter 驅動冷陰極管，由於需產生高壓使得變壓器匝數比變大，同時漏感變大造成電晶體開關因切換時的突波變高，電晶體的變壓額定須加大，使得效率非常低(大約 70-75%)，更造成較大的 EMI 干擾。

使用全橋相移式 Inverter 採用 02 Micro International 所提出新型的高效率背光面板 CCFL Inverter 控制 IC，可以相位角度控制輸出瓦特數，可由適當的參數達成零電壓切換 ZVS (zero voltage switching) 功能，提供足夠的點燈電壓以及穩定的 AC 電壓供給 CCFL 燈管，效率可以達到 80-83%。

要解決各燈管之間的平衡性就必須增加控制 IC 的數量，電流回授數增加，平衡變壓器的運用，高壓電感平衡等方法來達成。這些運用都必須增加成本來達到燈管的平衡性。

在不增加成本的考量下，本論文只需要變更輸出電壓的極性，使正高壓與負高壓之間所形成了虛中性接地面，使得燈管之間的漏洩情形因虛接地面而得到改善，只需將輸出電壓的極性做改變，來降低高壓所造成的電場，可以增加各燈管之間的平衡性。經由改變輸出極性，可以得

到良好的平衡效果，從燈管差距 0.5-1.21mA 經由改變輸出極性，得到改善成 0.2-0.3mA。

改變極性優點如下：

1. 節省成本。
2. 線路的設計上更為簡單。
3. 背光模組電場強度減小。
4. 同樣也使用在直立式背光模組。
5. 減低輻射干擾。
6. 可以改善因電場干擾產生的水紋波現象。

6.2 未來展望

本文的研究與實際運用上，尚有一些未達周祥之處，可再進一步做研究及探討：

1. 由於背光模組的尺寸越來越大，冷陰極管也越來越長，內部的阻抗分佈差異變大，各燈管之間的平衡更加的不好控制。
2. 各燈管之間的平衡性，會跟隨變壓器漏感以及串聯的電容而改變。
3. 由於只有 1 條電流回授，此回授包括了正與負極的回授電流，若考慮四支燈管回授相角時，回授總合可能為零，而不能實際反應各燈管

的電流大小。

4. 因正高壓與負高壓之間的耐壓絕緣距離須加大 2 倍，可能使得機構的尺寸上無法縮小。

針對以上缺點，未來由於背光模組的尺寸變大下，燈管驅動線路容許的機構相對的增加，可以針對回授方式做些改善，可增加低壓回授數，再加上極性上的修正，改變各組之間的相位角度(如 45 度、60 度、90 度…)，以求對平衡性方面有進一步深入了解。

參考文獻

- [1] 拓璞科技，掌握TFT LCD產業發展新契機，拓璞產業研究所，中華民國九十四年三月。
- [2] electronicjournal, ZAULaS, electronicjournal.co, 中華民國九十四年三月。
- [3] 柯育甫，背光模組產業概況，臺灣科技大學電子工程學院光電所，中華民國九十二年三月。
- [4] 楊明仁，PDP 電視市場規模，台灣工業銀行，中華民國九十二年六月。
- [5] 楊明仁，LCD 背光模組產品介紹，台灣工業銀行，中華民國九十一年九月。
- [6] 黃松輝、洪誌瑋、李姵嫻，LED 光源運用於背光模組之介紹，自強工業科學基金會，中華民國九十四年五月。
- [7] 鄭宏良，單級高功因降升壓式螢光燈電子安定器，碩士論文，中山大學，民國九十年。
- [8] 葉朝陽，可操作多燈管之單級高功因電子安定器的設計與研製，碩士論文，雲林科大，民國九十一年。
- [9] 黃世宏，單級高功因E類共振換流器之螢光燈電子安定器，碩士論文，中山大學，民國九十一年。
- [10] 林昌賢，單晶式螢光燈電子安定器，碩士論文，台灣大學，民國八十九年。
- [11] 吳財福，余德鴻，電子安定器綜論，全華書局，民國八十四年。
- [12] 吳財福，余德鴻，劉原全，單級高功因電子安定器，全華書局，民國八十六年。
- [13] 洪金泉，串聯諧振並聯負載調光安定器之分析與設計，碩士論文，中正大學，民國八十五年。
- [14] 吳振源，含日光燈模型電子式安定器之電路模擬分析，碩士論文，台灣科技大學，民國八十七年。
- [15] 蘇誌盈，調頻調光電子安定器之設計與研製，碩士論文，中正大學，民國九十年。
- [16] 林長華，螢光燈電子安定器之預熱起動與消除輝紋控制策略，碩士論文，台灣科技大學，民國八十七年。
- [17] N. Onishi, T. Shiomi, A. Okude, and T. Yamauchi, A fluorescent lamp model for high frequency wide range dimming electronic, in Proceedings of IEEE APEC' 99, pp. 1001-1005, 1999.

- [18]梁從主，諧振電路之設計與分析，國立成功大學電機系
- [19]Guan-Chyun Hsieh; Chin-Hung Lin; Chang-Hua Lin; Hung-I Hsieh;
 Primary-side charge-pump dimming controller for the cold-cathode fluorescent lamp ballast, *Electrical and Electronic Technology, 2001. TENCON. Proceedings of IEEE Region 10 International Conference on, Volume: 2, 19-22 Aug. 2001, Pages: 717 - 723 vol. 2*
- [20]Cosby, M.C., Jr.; Nelms, R.M.; A resonant inverter for electronic ballast applications, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on , Volume: 41 , Issue: 4 , Aug. 1994, Pages:418 - 425.*
- [21]Nelms, R.M.; Jones, T.D.; Cosby, M.C., Jr.; “A comparison of resonant inverter topologies for HPS lamp ballasts,” *Industry Applications Society Annual Meeting, 1993., Conference Record of the 1993 IEEE , 2-8 Oct. 1993, Pages:2317 - 2322 vol. 3*
- [22]Abraham I. Pressman ; *Switching Power Supply Design, second edition, Mc Graw Hill.*
- [23]Alonso, J.M.; Blanco, C.; Lopez, E.; Calleja, A.J.; Rico, M., Analysis, design, and optimization of the LCC resonant inverter as a high-intensity discharge lamp ballast, *Power Electronics, IEEE Transactions on, Volume: 13, Issue: 3, May 1998, Pages: 573 - 585*
- [24]Sabate, J. A. ; Jovanovic, M. M. ; Lee, F. C. ; Gean, R. T. ; Analysis

- and design-optimization of LCC resonant inverter for high-frequency AC distributed power system, *Industrial Electronics, IEEE Transactions on, Volume: 42, Issue: 1, Feb. 1995, Pages: 63 - 71*
- [25] Jordan, M.; O'Connor, J.A.; Resonant fluorescent lamp converter provides efficient and compact solution, *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1993. APEC '93. Conference Proceedings 1993. Eighth Annual, 7-11 March 1993, Pages: 424 - 431*
- [26] 02 Micro International Limited; "Inverter controller OZ960," *OZ960 data sheet Rev. 1.6, 2000, Jan.*
- [27] 吳永駿，電子安定器於低壓氣體放電燈之應用與實務考量，碩士論文，中正大學，民國九十年。
- [28] 張晉嘉，相移式零電壓切換直流電源供應器之研製，台灣大學，民國八十七年。
- [29] 黃正雄，高壓燈電力驅動器之改進設計，碩士論文，交通大學，民國八十八年。
- [30] 廖益弘，壓電式螢光燈電子安定器之研製，碩士論文，中正大學，民國八十八年。
- [31] 吳財福、吳永駿、余德鴻，調光電子安定器，全華書局，民國八十七年。
- [32] 楊瑞錶，高性能電子式安定器之研製，台灣工業技術學院，民國八十四年。
- [33] 周威任，全橋相移諧振式冷陰極燈管驅動電路之設計與分析，中原大學，中華民國九十三年
- [34] 馬文，陰極冷光燈（CCFL）轉換器設計技術，台灣工業技術學院，民國八十四年。
- [35] 王明山，數位調光電子安定器之設計與研製，中原大學，中華民國九十三年。
- [36] 謝冠群教授，LCD-TV 背光電源電路原理及設計，臺灣科技大學電

- 子工程學院，中華民國九十二年四月。。
- [37]林長華，背光電源電路設計，自強工業科學基金會，中華民國九十三年五月。