

國立交通大學

電機學院 電機與控制學程
碩士論文

驅動高壓發光二極體之高功率因子積體電路

High Voltage Integrated Circuit for LED Lighting Control
and Driving

研究生：羅青松

指導教授：歐陽盟 教授

謝正雄 教授

中華民國一百零二年十二月

驅動高壓發光二極體之高功率因子積體電路

High Voltage Integrated Circuit for LED Lighting Control
and Driving

研究生：羅青松 Student : Ching-Sung Lo

指導教授：歐陽盟 Advisor : Mang Ou-Yang

謝正雄

Jin-Shown Shie

國立交通大學

電機學院 電機與控制學程

碩士論文

A Thesis

Submitted to College of Electrical and Computer Engineering
National Chiao Tung University

in partial Fulfillment of the Requirements
for the Degree of
Master of Science

in

Electrical and Control Engineering
2013

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國一百零二年十二月

驅動高壓發光二極體之高功率因子積體電路

學生：羅青松

指導教授：歐陽盟

謝正雄

國立交通大學 電機學院 電機與控制學程 碩士班

摘 要

在傳統 LED (Light Emitting Diode) 照明的驅動電路之解決方法裡，最為人詬病的問題有三項：首先是使用低電壓高電流，必須使用高功率 LED，其該 LED 之散熱封裝成本高；其次是應用變壓器以降低橋式整流後的直流電壓，該變壓器占用相當多的空間；最後是使用大容量有極性的電解電容，長時間使用下，該元件壽命通常在兩年以下；而且在零下 20 度 C 以下的環境中，電解電容會失去電容功能。本論文目的是在探討於不使用變壓器及電解電容的情況下，如何利用高壓半導體製程設計出適用於 LED 照明應用之 LED 控制與驅動積體電路，並且評估其實用性與優缺點。經過各項電路模擬與設計計算，本論文提出以高電壓低電流之 LED 發光體為主體的控制與驅動概念，並且設計一款能直接承受高電壓的 LED 控制與驅動之積體電路，以驗證此設計概念。實際的量測數據顯示高電壓低電流為主體的 LED 控制與驅動電路可大幅提高功率因子在 95% 以上，能量轉換效率 (Efficiency) 約在 90%，而使用 90 lm/W 的冷白 LED 燈珠時，其整體功效 (Efficacy) 約為 80lm/W。雖然人眼無法察覺，但是此種設計方法會有 120Hz 的頻閃問題，因此如何在維持高功率因子的情況下又可以解決頻閃問題是未來可以探討的課題。

High Voltage Integrated Circuit for LED Lighting Control and Driving

Student: Ching-Sung Lo

Advisors: Dr. Mang Ou-Yang
Dr. Jin-Shown Shie

Degree Program of Electrical and Computer Engineering
National Chiao Tung University

ABSTRACT

Conventional LED lighting drivers suffer three main drawbacks: (1). using low-voltage high-current LEDs with costly heat sink, (2). filtering rectified AC voltage by using a high capacity electrolytic capacitor which cannot work at very low temperature and has limited life time, and (3). employing a bulky transformer as energy converter. Here, we present a design scheme which includes a high-voltage integrated circuit controlling and driving high voltage, low current power LEDs without using electrolytic capacitor and transformer. To evaluate the feasibility, we design a prototype of the proposed high voltage integrated circuit to drive high voltage, low current LEDs. The experiment data demonstrate that: the power factor can reach more than 95%, the power efficiency is around 90%, overall efficacy is about 80lm/W in the case of using 90lm/W LEDs, and though, not visible by human eyes, 120Hz flickering of the LED light due to the intrinsic characteristic of the proposed design scheme is observed. Under the condition of no electrolytic capacitor and no transformer being used, the flickering problem is deserved further investigation in the future study.

誌 謝

首先要感謝的是指導教授歐陽盟博士與謝正雄博士，由於老師們的學識廣闊，使學生有任何學術上的疑問時，能得到適當的解答，不論是專業學識或是待人處世方面，都讓我獲益良多。

在研究的過程中，感謝公司的全體員工，給予學生相當大的幫助。感謝公司長官在研究方面給予學生正確的研究方向，使得本論文得以順利完成。亦感謝同仁就樣品製作與量測方面的協助，使學生能順利的取到實驗數據。

感謝實驗室的夥伴，黃庭緯博士，學長吳盈鋒、廖元雍，同學謝金兆、劉正忠、李豪斌的協助。在三年的研究生涯中，不論日常生活的相互扶持，或是課業上的疑難解惑，研究中的相互砥礪，都讓學生備感溫馨。讓學生在這三年的研究生活過得多姿多采，充滿美好的回憶。

最後將此論文獻於我的家人以及曾幫助我的朋友，在求學的過程中給我關懷與鼓勵，讓學生在學業上能全心全意的學習與研究，使學生能順利完成此論文。

目	錄	
中文提要		i
英文提要		ii
誌謝		iii
目錄		iv
表目錄		vi
圖目錄		vii
一、	緒論	1
1.1	研究背景	1
1.2	研究動機	2
1.3	文獻回顧	3
1.3.1	市場可行性分析	4
1.3.2	專利競爭力分析	5
1.3.3	性能競爭力分析	6
1.3.4	技術性分析	7
二、	電路設計	11
2.1	傳統 LED 照明的驅動電路	11
2.1.1	動作原理	12
2.2	積體電路設計流程	13
2.2.1	規格定義	13
2.2.2	製程選擇	14
2.2.3	電路設計、模擬、佈局及驗證	14
2.3	積體電路樣品設計	16
2.3.1	系統方塊圖說明	17
三、	積體電路樣品試製	21
3.1	樣品試製	21
3.2	接腳定義	21
3.3	積體電路特性量測	23
3.3.1	外部輸入 VREF 電壓 (驅動電流設定)	25
3.3.2	驅動端電流輸出 (Driving Current)	26
3.3.3	耗電流 (Power Consumption)	27
四、	照明系統應用實驗	28
4.1	3 段、2 串應用模式之實驗電路	28
4.1.1	電源保護區塊	30
4.1.2	LED 燈串及驅動 IC 區塊	31
4.1.3	高電壓白光 LED 製作方式	32
4.2	照明系統實驗電路樣品特性量測與分析	33

4.2.1	總諧波失真(T.H.D.)與功率因子(P.F.)的關係	34
4.2.2	特性量測與分析	36
4.2.3	實際量測波形	39
五、	結論與未來展望	39
5.1	結論	40
5.2	未來展望	41
參考文獻		42
著作		45



表 目 錄

表 1.	光源性能比較表	7
表 2.	節能比較表	7
表 3.	技術性分析比較表	10
表 4.	傳統 LED 照明與本論文比較表	11
表 5.	規格定義	13
表 6.	接腳定義	22
表 7.	測試流程、測試條件及允收標準	24
表 8.	最大額定值 (Maximum Rating)	28

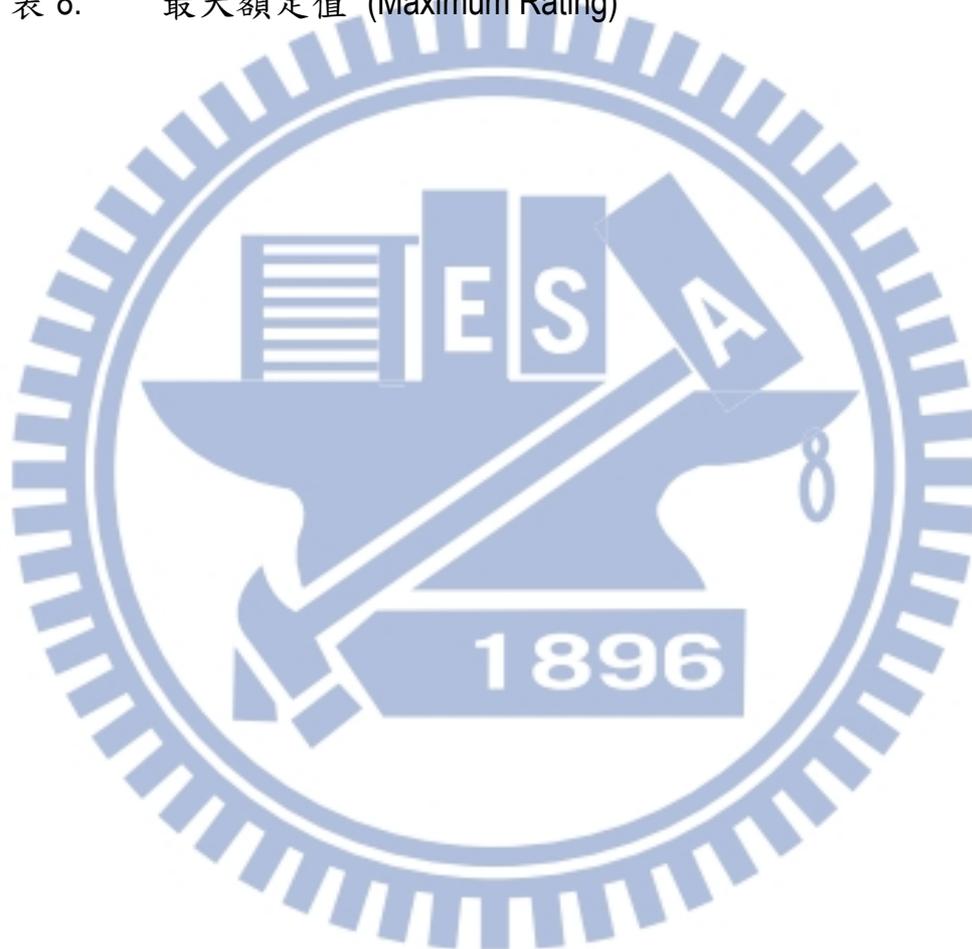


圖 目 錄

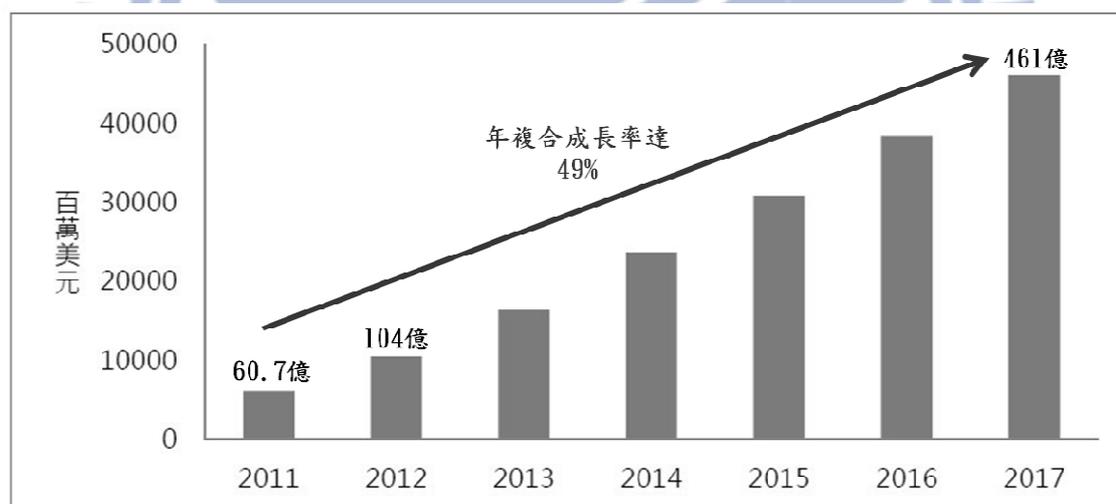
圖 1-1.	2011~2017 LED 照明市場規模分析	1
圖 1-2.	美國專利 AC/AC 變流器 (US7489068 B2)	5
圖 1-3.	準半橋式 LC 串聯諧振電路	8
圖 1-4.	PFM 控制方塊圖	8
圖 1-5.	SPWM 控制技術之變流器電路圖	9
圖 1-6.	相位角控制應用電路	9
圖 1-7.	直接 AC 電源輸入、AC 輸出電路示意圖	10
圖 2-1.	傳統 LED 照明方塊圖	12
圖 2-2.	電路設計流程	15
圖 2-3.	系統方塊圖	16
圖 2-4.	限電流與電流偵測示意圖	18
圖 2-5.	驅動電流開關控制邏輯電路	19
圖 2-6.	驅動電流開關控制時序圖	20
圖 2-7.	輸入電壓與總負載耗電流波形圖	20
圖 3-1.	佈局圖	21
圖 3-2.	試製樣品	21
圖 3-3.	SOP8 腳位圖	23
圖 3-4.	測試電路圖	23
圖 3-5.	IC 實際量測環境	25
圖 3-6.	驅動電流與參考電壓關係圖	25
圖 3-7.	驅動電流與驅動端電壓 (D1) 關係圖	26
圖 3-8.	驅動電流與驅動端電壓 (D2~D6) 關係圖	26
圖 3-9.	耗電流與參考電壓關係圖	27
圖 4-1.	3 段, 2 串應用模式之 LED 照明系統電路	29
圖 4-2.	3 段, 2 串應用模式圖示	30
圖 4-3.	電源保護電路	31
圖 4-4.	LED 燈串及驅動 IC 區塊	32
圖 4-5.	高電壓 LED 組裝圖	32
圖 4-6.	高電壓 LED 的 I-V 特性曲線圖	33
圖 4-7.	照明系統實驗電路樣品	33
圖 4-8.	照明系統實驗樣品量測環境	34
圖 4-9.	照明系統實驗樣品之照度量測儀器	34
圖 4-10.	照明系統實驗樣品特性關係圖	37
圖 4-11.	總諧波失真與功率因子關係圖	38
圖 4-12.	實際量測波形圖	39
圖 5-1.	驅動電壓與驅動電流關係圖	40



一、緒論

1.1 研究背景

LED 具有省電、輕薄及環保等優點，LED 照明更被認為是次世代最省電之照明技術，全球各國產、官、學、研莫不積極投入人力及資源，發展此項綠色光電產業。近年來由於 LED 價格不斷下滑、發光效率不斷提高，使得 LED 得以進入照明市場，但仍受限於 LED 價格較高、產業標準未定，以及光型、壽命、可靠度等技術問題尚未解決。參考(圖 1-1)之 McKinsey 2012 年資料，2011 年 LED 照明市場僅 60.7 億美元左右。不過 2012 年因 LED 價格持續下滑以及政府政策支持之下，LED 照明市場規模持續成長，預估 2012 年 LED 照明市場規模達 104 億美元左右。未來在 LED 特性提升、價格下滑以及節能政策推動之下，將持續帶動 LED 照明市場成長，預估 2017 年將成長至 461 億美元左右，2011-2017 年複合成長率達 49%，市場成長相當快速。



資料來源：McKinsey(2012)；工研院 IEK 整理(2013/01)

圖 1-1. 2011~2017 LED 照明市場規模分析

國內在 LED 照明產業發展上其中一項待突破的問題即是專利問題，國內業者受限於國外許多大廠專利的阻礙，難以在市場及產品開拓上突圍。AC (Alternating Current) LED 為我國自主研發之技術，並無上述之專利智權問題，相關技術發展逐漸受到重視。國內在 AC LED 技術的發展上，由於起步較早，自有技術及專利基礎可協助業者快速發展

應用產業。

1.2 研究動機

相較於 DC (Direct Current) LED，AC LED 除了具有自主專利之外，AC LED 更具有可以直接 AC 電源驅動之優勢，於是 AC LED 技術發展逐漸受到重視。然而，正因 AC LED 為直接接於交流電源，AC 交流電源之有效值及頻率變化將直接影響 AC LED 輸出光電特性，且 AC 電源端之干擾，如突波等衝擊，亦會對 AC LED 直接造成傷害。由於 AC LED 為多顆 LED 晶片，採用 IC (Integrated Circuit) 製程方式排列而成，晶片顆數決定了 AC LED 的導通 (Cut in) 電壓，當輸入 AC 交流電源高於導通電壓，AC LED 開始導通電流，AC 交流電源愈高，其電流愈大，功率因數亦會同時增加。當 AC LED 電流大到高於其元件最大溫升限制時，AC LED 壽命將會大幅減短。目前最簡單的解決方式就是串聯限流電阻，限制 AC LED 在高 AC 交流電源時的電流。但加入限流電阻的方式，只能抑制電流，無法徹底改善 AC LED 輸出光電特性受 AC 交流電源有效值及頻率變化影響之問題，而且限流電阻上的功率損失更會降低轉換效率，故 AC LED 電控電路研究成為必然的趨勢。

AC LED 電控電路必須要克服上述之限流電阻衍生之問題，又要同時兼顧 AC LED 無需電源轉換器之優勢，而且 AC LED 為直接接於 AC 電源，無法採用相當多可應用之直流電路，因此 AC LED 之電控電路有必要作一重新思考。在本論文中，將針對 AC LED 專用電控電路進行技術可行性之評估，評估重點為在輸入電壓變動之情形下，AC LED 電控電路仍然具有穩定之光輸出之效用。AC LED 無需電源轉換優點除了效率高之外，另外就是體積輕薄短小。為了符合這些要求，電控電路技術的另一項評估重點指標就是電路架構、元件之簡單化程度，以及直接交流高壓輸入之技術可行性，以朝向電路積體化目標邁進，作為下一步發展 AC LED 驅動 IC 之基礎。

目前關於 AC LED 相關專利、技術文獻等，大都只有提到光源技術，在電路方面探討寥寥無幾，產業界亦只會使用串聯限流電阻方式。至於 AC LED 驅動 IC 方面，目前尚未有任何相關技術、專利或產品推出。

本論文將進行 AC LED 電控電路之技術評估及設計，並進行電控電路積體化之先期研究，以充分發揮 AC LED 之優勢，推廣 AC LED 應用普及化。

1.3 文獻回顧

AC LED 的概念存在已久，早在西元 1982 年，日本西澤潤一教授就在 US4,329,625 專利中提出類似 AC LED 的概念。之後，台灣工研院及韓國首爾半導體紛紛發表由多顆晶片以 IC 製程方式構成之 AC LED 研究成果。AC LED 為我國自主研發之技術，工研院於西元 2008 年 10 月聯合 LED 台廠晶電、光寶、福華、鼎元等 19 家廠商，組成「AC LED 應用研發聯盟」，希望能為台灣 LED 產業締造另一高峰。晶片方面，晶圓光電及鼎元光電都已投入生產，西元 2004 年晶電開始投入 AC LED 晶片生產，目前正朝向生產大型號晶片目標邁進 (AC LED 晶片每面長度為 55mil，而一般 1W DC LED 每面長度為 40mil)；封裝技術方面，福華電子已經佈局兩年之久，西元 2008 年 11 月 AC LED 封裝產品正式出貨。而目前市售應用產品，大都只是小功率的應用，如小夜燈、神明燈、檯燈或燈泡等，像是愛爾莎公司於西元 2008 年 9 月發表 4W 200Lm 之 MEPP AC LED 燈泡，並採用液體散熱專利；福華電子發表 5W 單體結構之 AC LED，可應用於檯燈、背光源等設計。在國外，韓國首爾半導體公司是最早提出 AC LED 產品的公司，西元 2009 年 1 月發表交流 Acriche 照明設備，並安裝在國家博物館文化中心內書店和紀念品商店，最長壽命號稱可以達到 3~4 萬小時。

AC LED 的基本概念為「無需交流/直流轉換器，只要用一顆限流電阻，就可以直接用交流電驅動，免去交流/直流轉換器的 15%~30%額外損失」。在理想的操作條件下，AC LED 確實可以做到 95%以上的高效率表現，但實際上很難實現。達到高效率最主要的技巧就是串聯很多顆 LED 晶片，同時減少限流電阻。可是串聯很多顆 LED 晶片的結果是電流導通角度變得很窄。功率因數有可能掉到 0.50 以下，無法通過美國能源部 Energy Star 的規範。更糟糕的是，減少限流電阻，將使得 AC LED 在高交流電源時容易燒毀；在交流電壓偏低時，卻有亮度不足的問題，光輸出不穩定現象隨即浮現。目前國內外產業界大都採取保守

的解決策略，以高阻值限流電阻來維持 AC LED 電流波動不要太大，在 AC LED 出產時，同時提供客戶相對應之電阻值表，方便客戶直接應用。如此一來，限流電阻的功率損失增加，造成電路效率降低。這樣的結果，將使 AC LED 失去原本的優勢。為了能符合規範，又要保有 AC LED 高效率之優勢，發展 AC LED 專用之電控電路成為必然趨勢。

2009 年美國 Lynk Labs 公司首先發表一連串 AC LED 之交流驅動模組及光引擎，包括 Tesla™、XyLite™及 SnapBrite™等系列 AC LED 模組產品，以及大功率之 AC LED 專用電源供應器 BriteDriver™，並發表專利 (US 7489086)。AC LED 具有之無需電源轉換器優勢，應用於小功率產品，更能發揮其效益，因為小功率產品必須具備體積小、輕薄之條件，這正是 AC LED 最佳應用場合。於是，AC LED 專用之電控電路必須同時兼顧電路可積體化、效率高以及符合規範之要求，在電路架構設計上，就得重新思考。而 AC LED 驅動 IC 需考慮電源問題，直接高壓電源輸入 IC 是可行的，但高壓製程技術困難度高，投片成本高，廠商跨入門檻相對高很多。況且 AC LED 為直接交流高壓輸入，在 IC 線路設計及製程上更加難行，目前沒有任何 AC LED 驅動 IC 相關技術被發表。

1.3.1 市場可行性分析

在檯燈、燈泡、背光源或神明燈等低功率應用場合中，市面上常用的光源不外乎白熾燈泡、省電燈泡及 DC LED 等光源，與這些光源相比，AC LED 更可以發揮其優勢。在節能考量上，AC LED 發光效率遠高於白熾燈泡，可以直接取代白熾燈泡；與省電燈泡相比，由於功率愈低，燈絲所佔之消耗功率比例相形愈重，更不利於低功率省電燈泡，因此 AC LED 發光效率是足以與省電燈泡抗衡的。另外，由於省電燈泡為自激式電子安定器驅動，電路控制上不易調光，而 AC LED 具備之容易調光優勢，在電路成本及功能上，是可以勝出的；與 DC LED 相比，雖然發光效率尚有一段差距，但從應用端角度來看，由於 DC LED 所需之交流/直流電源轉換器在低功率時，轉換效率低，拉低了 DC LED 最後應用端的發光效率，這樣一來一往之下，在低功率應用產品中，AC LED 逐漸拉近與 DC LED 之間的差距。在外型體積要求精緻之低功率應用中，AC LED 有很大的發揮空間，也是目前 AC LED 最佳的應用

場合。相較於目前現有之 AC LED 驅動方式，具備可積體化、高轉換效率及光輸出穩定之電控電路，將可加速 AC LED 普及化發展。再進一步，可積體化的電控電路發展成 AC LED 專用驅動 IC，無論是成本、體積以及設計彈性上，更能大大提高市場競爭力。

1.3.2 專利競爭力分析

AC LED 為我國自主研發之技術，可以克服 DC LED 所面臨之專利問題，大大地提升 AC LED 在整個國際市場的競爭力。在 AC LED 電控電路部份，目前專利寥寥無幾，只有美國 Lynk Labs 公司發表一項專利，如(圖 1-2)所示，兩級電路架構，且使用磁性元件，其電路結構複雜、元件數多，無法積體化，只適用於大功率應用，對於低功率應用，成本過高；而台灣目前只有一項專利正在申請中，但專利中所敘述之方法，對於 AC LED 性能改善非常有限。本論文研究之目標即是完成性能及成本更優於現有專利之電控電路技術之評估分析，且所欲建立之積體化技術基礎更是全世界僅有，可以創造更高之價值。

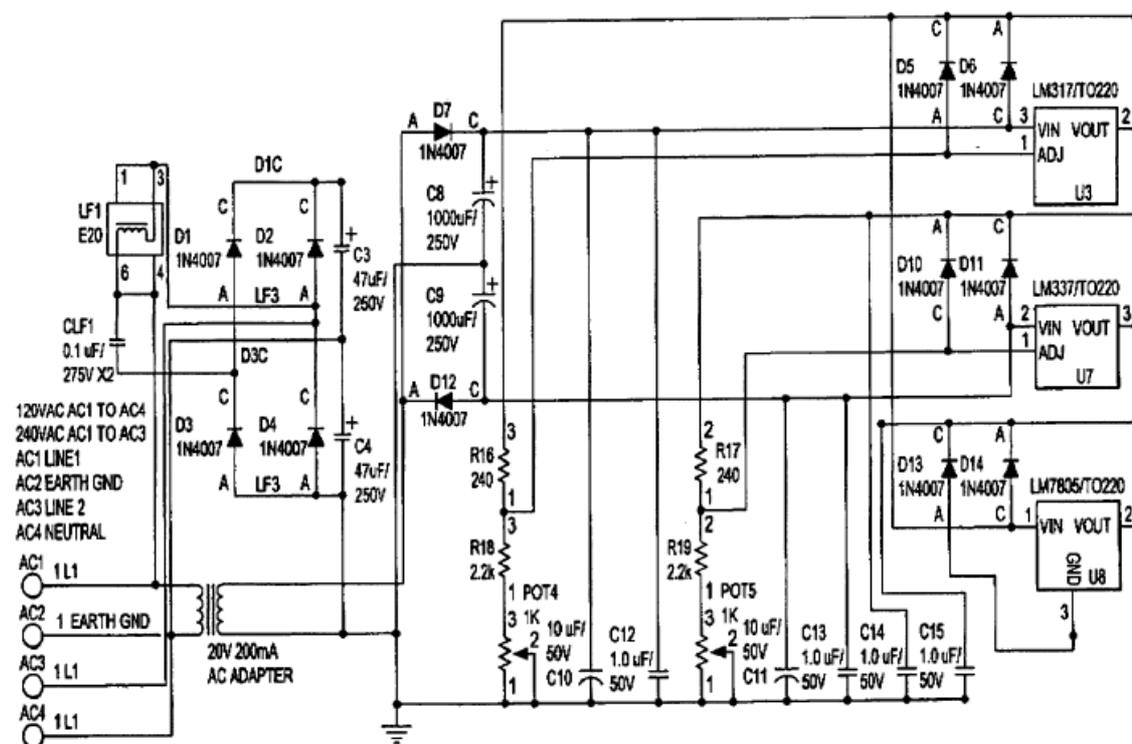


圖 1-2. 美國專利 AC/AC 變流器 (US7489068 B2)

1.3.3 性能競爭力分析

AC LED 及其電控電路在性能方面的競爭力分析，可以從表 1 及表 2 中得知，分析如下：

與白熾燈泡相比：白熾燈泡為燃燒發光原理，價格低廉，且調光控制簡單，只要電阻或是 TRIAC 等元件，即可進行控制。但其發光效率極差，壽命短，將逐漸被淘汰。

與省電燈泡相比：省電燈泡與螢光燈原理相同，在計算其發光效率時，必須將流過燈絲之電流所造成之功率損耗列入考慮，功率愈低之省電燈泡，其燈絲之功率損耗比例佔的愈重。而 AC LED 由於晶片利用率及出光效率逐漸提高，以 5W 的 AC LED 為例，現在發光效率已經可以做到 40Lm/W 以上，與低功率之省電燈泡不相上下。但由於省電燈泡為自激式電子安定器驅動，調光電路設計更複雜，往往需增加額外的成本。

與 DC LED 相比：目前市售的 1W DC LED，如美國 Cree，發光效率已經提升到 100Lm/W 以上；而 5W 的 DC LED (PHILIPS K2)，發光效率亦有 50Lm/W 以上的水準，發光效率高於 AC LED。但以電力電子角度來看，小功率 DC LED 所需之交流/直流轉換器，其轉換效率皆不高，約介於 70~80% 不等，視各家廠商技術而定。而 AC LED 之電控電路，電路簡單且轉換效率高，雖然 DC LED 光源本身發光效率優於 AC LED，但在考慮驅動電路之轉換效率後，AC LED 尚有競爭空間。

與現有策略相比：目前業界或專利佈局上普遍的策略都是串/並聯一元件，作為穩壓或是保護功能。此元件可以為電阻、電容、稽納二極體或是突波吸收器等等，這些元件各有其優缺點，但無法同時兼顧所有性能需求。加入主動電路之設計，例如功因修正器 PFC 加變流器 Inverter 之兩級電路，或直接交流/交流變流器等，可以有效提升 AC LED 之性能，但其電路結構及控制複雜度提升許多，不符合 AC LED 之精神，(表 2)所示為節能比較表。

表 1. 光源性能比較表

光源型式	AC LED	DC LED	省電燈泡	白熾燈泡
光輸出流明	250Lm	250Lm	200Lm	240Lm
電氣規格	AC 5W	AC 5W	AC 5W	AC 25W
光源發光效率	55Lm/W	50Lm/W	50Lm/W	9.6Lm/W
功率因子	85~95%★	30~70%	60~80%	100%
驅動電路效率	>90%★	70~80%	70~85%	100%
壽命	50khrs	50khrs	3~6khrs	0.8~1khrs

註：接近之光輸出流明條件下進行比較(參考資料來源:工研院電子與光電研究所)

表 2. 節能比較表

	60W白熾燈泡	23W螺旋燈泡	10W LED燈泡	LED燈泡好處
消耗瓦數(度)*1	52,560	20,148	8,760 ★	節能80%
電費(NT)*2	\$236,520	\$90,666	\$39,420 ★	節省電費6倍
壽命(月)	2	8	24 ★	壽命長12倍
CO2排放量(KG)*3	33,480	12,834	5,580 ★	減碳6倍
需種樹(顆)*4	302	116	50 ★	少種252顆樹

1.3.4 技術性分析

本論文驅動高壓發光二極體之高功率因子積體電路，強調電路需為可積體化，在此訴求之下，又必須達到光輸出穩定及高轉換效率目的，因此在電路的設計上，除了滿足特性要求之外，還需考量採用可積體化之元件及線路。在電路結構設計方面，目前評估可行的技術略述如下：

LC 諧振技術：利用切換電路搭配 LC 諧振方式，可輸出弦波電壓給負載；控制 AC LED 電流之頻率，即可控制 AC LED 電流大小，以維持光輸出穩定。以(圖 1-3)所示之串聯諧振電路為例，該電路係利用準半橋電路切換直流電源，以產生脈波電壓，再藉由 LC 串聯諧振電路轉成弦波電壓輸出；藉由控制準半橋電路之切換頻率，可控制 AC LED 電流大小，以維持光輸出穩定。此電路為目前螢光燈電子安定器最普

遍之應用電路，技術相當成熟。

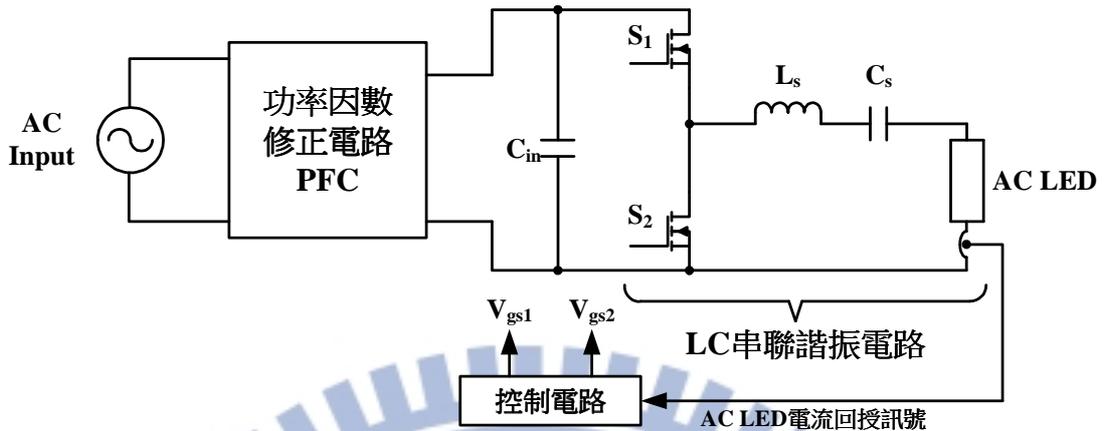


圖 1-3. 準半橋式 LC 串聯諧振電路

PFM 控制技術：PFM(脈波頻率調變)技術為控制脈波訊號之頻率大小，而改變 AC LED 電流，控制光輸出穩定。如(圖 1-4)所示之 PFM 控制方塊圖，當輸出電壓 V_o 高於參考電壓 V_{ref} 時，即負載電流過大，則控制訊號關閉；反之，當輸出電壓 V_o 低於參考電壓 V_{ref} 時，即負載電流太低，則輸出端送出控制訊號。此控制方法應用於輕載之場合，可以有效提高轉換效率。

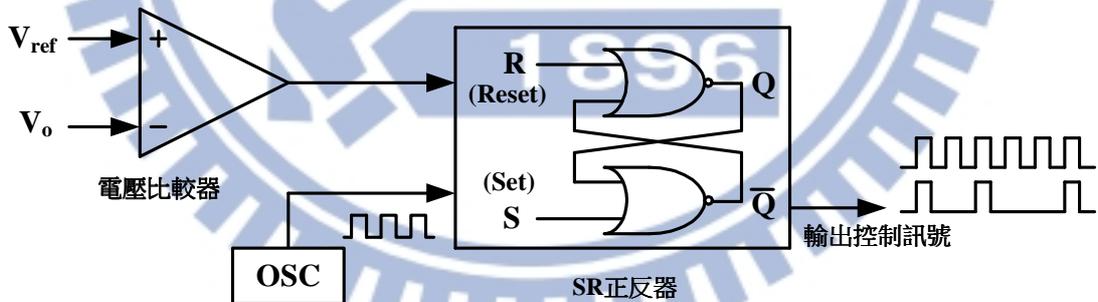


圖 1-4. PFM 控制方塊圖

PWM 控制技術：脈波寬度調變 PWM 技術為藉由調變控制訊號之導通時間與週期時間之比值，亦即責任週期，改變 AC LED 之電流，達到光輸出穩定目的。如(圖 1-5)所示之變流器，既採用 SPWM(正弦波脈波寬度調變)控制技術。藉由改變功率開關之責任週期，以調變輸出正弦波之大小，可控制 AC LED 電流，進而穩定光輸出。此電路控制手法與

上述(圖 1-2)之美國專利 AC/AC 變流器雷同。

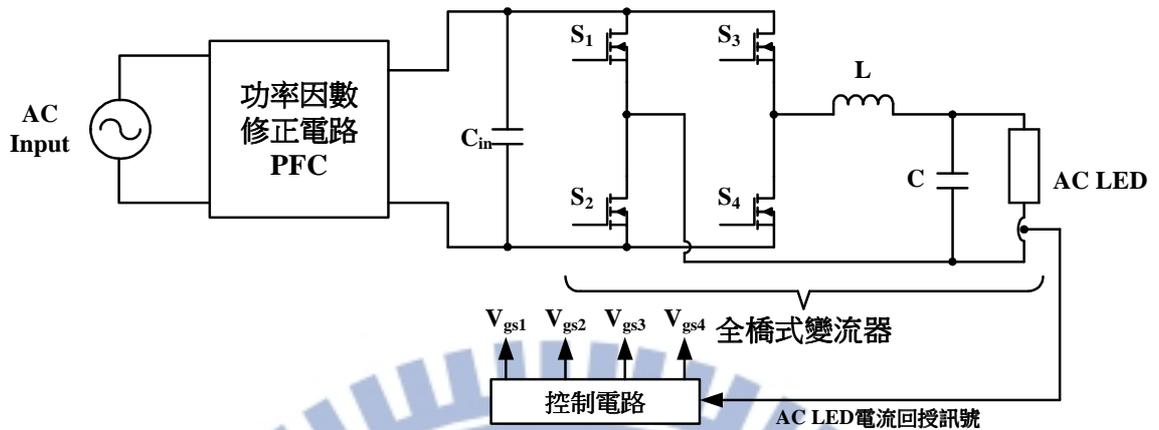


圖 1-5. SPWM 控制技術之變流器電路圖

相位角控制技術：藉由控制 AC 電源之導通角大小，改變流過 AC LED 之電流，讓 AC LED 電流維持固定，降低光變動率。如(圖 1-6)所示電路，使用交流矽控半導體開關 TRIAC 作為相位角控制元件，依據輸入電壓高低改變 TRIAC 導通角，進而控制 AC LED 電流。此電路常用於直接交流輸入之控制電路，如白熾燈調光等。

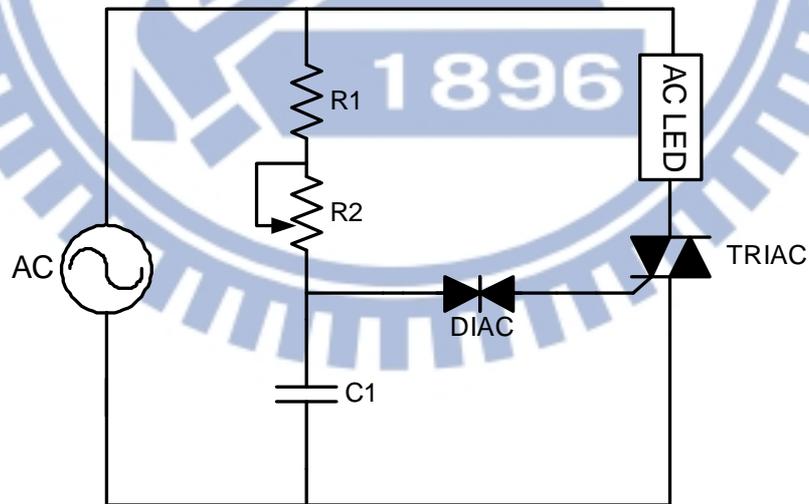


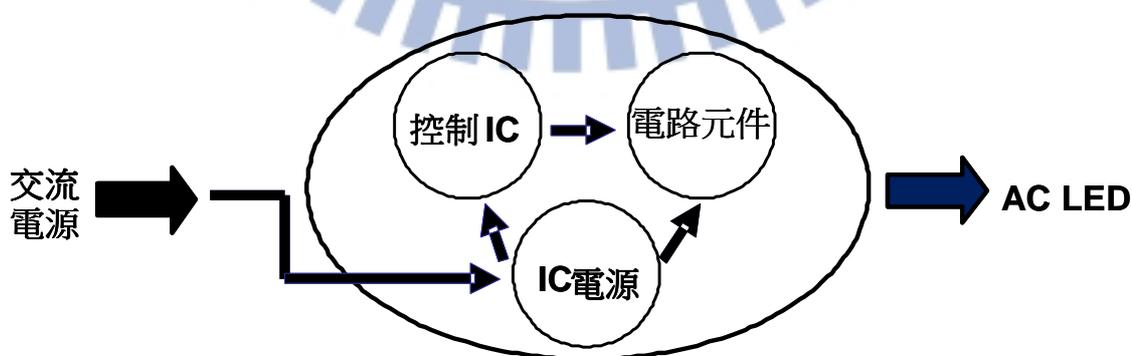
圖 1-6. 相位角控制應用電路

上述四種控制策略皆有發展出若干相關應用電路，且發展成熟。其中高頻交流 LC 串聯諧振電路、低頻交流 PFM 及 PWM 變流器皆是先將 AC 電源轉成可調變 DC 電源，DC 電源再轉成可調變之 AC 電源型式

之兩級電路；而 TRIAC 開流體之相位角控制電路則是直接 AC 輸入、AC 輸出之電路。對於電路可積體化之要求，如(圖 1-7)所示之直接 AC 電源輸入、AC 輸出之設計模式將是最適合的選擇，但此設計亦必須兼顧高轉換效率及光穩定特性。另外，由於 AC LED 為直接 AC 電源輸入，無法提供驅動 IC 所需之直流電源，所以直接交流高壓輸入供應驅動 IC 為本論文重點。在本論文中，將針對上述之控制策略逐一分析其可行性如表 3 所示，並再研究其他執行策略，找出最匹配之 AC LED 控制策略及電路架構，並完成雛型電路之製作測試。而在整個電路之設計過程中，所有元件選擇及線路佈局必須以積體化為基本考量，同時進行直接交流高壓輸入，提供 AC LED 驅動 IC 電源之技術以及交流高壓線路設計、IC 製程之可行性評估，為驅動高壓 LED 之高功率因子電路邁向積體化之方向打下穩定基礎。

表 3. 技術分析比較表

照明技術	LC諧振	PFM控制	PWM控制	相位角控制	本論文研究
轉換效率	25%	50%	50%	80%	90%★
安定器/ 啟動器	額外耗電/ 易老化	額外耗電/ 易老化	額外耗電/ 易老化	無	無★
功率因子 修正電路	有	有	有	無	無★
功率因子	25%~50%	25%~50%	25%~50%	90%	>95%★
IC化	無	無	無	無	可★



直接交流電源輸入 / 交流輸出電路

圖 1-7. 直接 AC 電源輸入、AC 輸出電路示意圖

二、 電路設計

在傳統 LED 照明的驅動電路之解決方法裡 (例如 iWatt 的產品, iW3620), 其最為人詬病的問題有三: 首先是採低電壓高電流設計原則, 必須使用高功率的 LED, 其散熱封裝所需成本較高, 而且需要二次光學才能解決眩光的問題。其次是使用大體積的變壓器轉能, 占用電路板面積, 且不易將變壓器積體化。最後是使用有極性的高壓電解電容, 長時間使用下, 其元件壽命急遽縮短, 容易造成樣品可靠度問題; 而且在低溫度下, 電解電容會失效。

為了解決上述傳統 LED 照明驅動電路的缺點, 本論文擬探討一種能夠不使用高電壓電解電容, 且不需要變壓器轉能, 並且能夠以接近定電流方式驅動 LED 的方法, 其比較如表 4 所示, 此方法將儘可能積體化成單一晶片, 以降低外接元件個數, 可節省電子元件所占的空間。

表 4. 傳統 LED 照明與本論文比較表

	iW3620	本論文研究	備註
變壓器	有	無★	30%成本
LED型式	高功率LED	低功率LED★	10%成本
電解電容	有	無★	10%成本及可靠度問題
功率因子	50%~80%	>95%★	不須功率因子修正電路
IC化	無	可★	定電流驅動

2.1 傳統 LED 照明的驅動電路

傳統 LED 照明的方塊圖, 如(圖 2-1)所示: 由輸入整流濾波電路、轉換器、控制電路及驅動電路所組成。整流濾波電路通常包含橋式整流器, 高電壓電解電容, X1/Y1 電容, 保險絲。

轉換器主體是隔離式變壓器。控制電路為閉迴路定電流控制系統, 通常包含採樣電路 (通常是一個分壓器)、誤差放大 (error amp) 脈衝寬度調制器 (PWM) 和驅動電路。

此控制電路系統控制量 (V_f) 與基準參考電壓值 (V_{ref}) 比較，誤差放大器放大誤差信號給脈衝寬調制器 (PWM) 和驅動電路控制轉換器。

功率處理的部分轉換能量，把控制信號轉為對輸出電流的控制，經濾波器濾波後，使輸出達到定電流控制的要求。

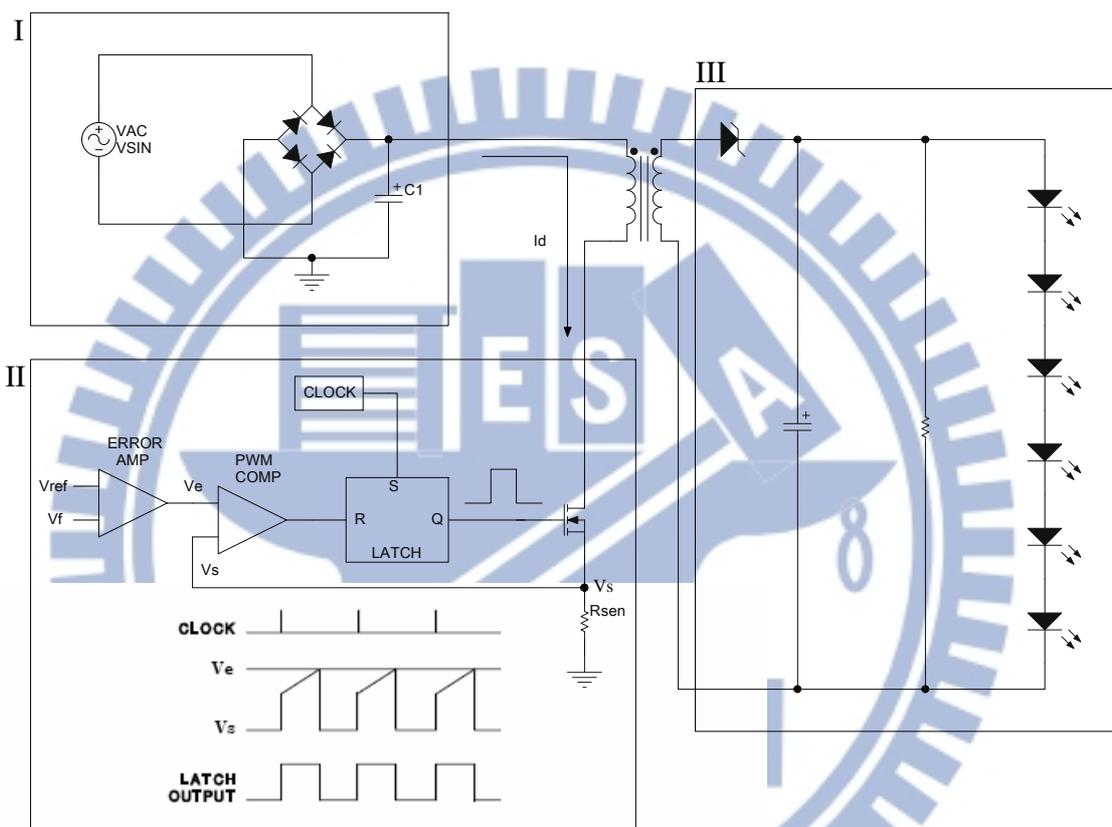


圖 2-1. 傳統 LED 照明方塊圖

2.1.1 動作原理

電流控制模式的電路結構如(圖 2-1)之 II 所示，使用雙回授線路來控制功率電子開關的導通與截止。一個電阻值甚小的精密電阻 R_{sen} 串接於功率 MOSFET 開關的源極，檢測其電流的大小。藉由輸出電壓與電感電流兩個參數值，決定電子開關 MOSFET 的導通時間。電流模式控制法的回授信號 V_f 與參考電壓 V_{ref} 比較所得到誤差信號 V_e ，並不直接控制功率電子開關，而是作為電流預定到達之目標值，以固定時脈設定 RS 正反器輸出高電位，驅動功率電子開關開始導通，變壓器一次側

(電感) 電流增加。當電流在感知電阻 R_{sen} 上的電壓 V_s 達到 V_e 時，亦即電感電流到達預定值，比較器轉態使 RS 正反器重置，主開關電晶體關閉，直到下一個時脈再由 RS 正反器驅動電晶體導通。

電流模式控制法係逐個脈衝來檢測和調節電流。峰值電流的上限，經由誤差信號來確立，能夠準確的限制電感電流和功率電子開關的電流，保證轉換器確實的運作。當電源或負載發生變化時，能迅速反應、調整。例如輸入電壓升高，則電感電流增加，對電流模式控制而言，電流只要達到 V_e ，比較器即動作關閉電流，改變工作週期 (duty cycle)，並保證電壓的穩定，不必等輸出電壓的改變被偵測到才反應。電流控制模式的輸出電壓，係跟隨著被調制的電流脈衝改變，在變壓器的一次側的平均波形是電流 (I_d) 而非電壓波形，變壓器二次側的輸出可視為一個由電壓控制的恆流源。

2.2 積體電路設計流程

積體電路的設計步驟大致可分為：規格定義、製程選擇、電路設計、電路模擬、佈局設計、佈局驗證、佈局後模擬、可靠度分析...等等。

2.2.1 規格定義

若無特別說明規格定義如(表 5)，測試條件為：室溫 25°C ， 220V_{AC} 全波整流電源。

表 5. 規格定義

項次		說明	最小	典型	最大	單位
操作電壓 (全波整流前 電源)	V_{AC}	6 段 1 串應用模式 (SEL 浮接) ^{[1][2][4]}	0	220	260	Vrms
		3 段 2 串應用模式 (SEL 接地) ^{[1][2][4]}	0	220	260	Vrms
耗電流	I_{CC}	$V_{\text{AC}}=40\text{V}_{\text{DC}}, V_{\text{REF}}=15\text{V}_{\text{DC}}$	-	0.1	0.2	mA
驅動電流	ID1	$V_{\text{REF}} = 15\text{V}_{\text{DC}}$	16	18	20	mA
	ID2~6	$V_{\text{REF}} = 15\text{V}_{\text{DC}}$	32	36	40	mA
驅動電流溫 度係數	TC	$V_{\text{REF}} = 15\text{V}_{\text{DC}}$	-	-0.3	-	%/ $^{\circ}\text{C}$

驅動端漏電流	I_{leak}	$V_{REF} = 0 V_{DC}$, $V(D1 \sim D6) = 40V_{DC}$	-	-	0.1	μA
VREF 輸入阻抗	Z_{IN}		100	-	-	$M\Omega$
過電壓保護	V_{OVP}	D6 端的電壓 ^[3]	150	180	200	Volt
過電壓保護響應	t_{OVP}		-	-	0.1	μS
驅動端切換之電流偵測點	I_{SW}		-	10	-	mA

說明：

[1]. 最大正常操作電壓 V_{ACmax} 依下列公式計算(以均方根 rms 表示之):

$$V_{ACmax} = (\text{總低電壓 LED 串接個數} \times \text{LED 順向電壓 } V_f + 150V) / 1.414$$

[2]. 當瞬間電源電壓超過最大正常操作電壓時，積體電路會啟動內部的過電壓保護功能，自動減低流經 LED 的平均電流，使得 LED 的平均發光亮度 (流明數) 降低，以避免積體電路驅動晶片因為過載 (over-loaded) 而燒毀。

[3]. 過電壓保護的偵測點在 D6 端。

[4]. 應用模式有兩種 (圖 2-3 之 F)，其模式是依據 SEL 接腳的接法來做區分，若 SEL 浮接即為 6 段 1 串應用模式；若 SEL 接地則為 3 段 2 串之應用模式。

2.2.2 製程選擇

積體電路之最大操作電壓為 260 Vrms，故須選擇高壓製程 (0.8 μ m BCD 500V 2P2M Psub) 來符合其電性規格，於選定製程後，需取得製程之相關技術文件資料以利設計之進行，設計資料包含：製程特性參數、製程電性參數、佈局規則、可靠度設計參考規範、佈局驗證檔... 等等。

2.2.3 電路設計、模擬、佈局及驗證

電路設計流程及過程中所使用的 EDA (Electronic Design Automation) 工具如(圖 2-2)所示。Cohesion 為電路繪製階段所使用之工具，電路完成後所產生之 Netlist 檔可為後續 Hspice 模擬所用；Hspice 為電路模擬

階段所使用之工具，過程中需與 Cohesion 搭配使用，確保電路設計參數與模擬值是否符合規格定義；Laker 為電路佈局階段所使用之工具，主要功用是將前段所設計之電路轉成實體佈局，此工具尚提供 DRC (Design Rule Check) 的驗證機制；Calibre 為電路佈局之驗證工具，其 DRC 及 LVS (Layout V.S.Schematic) 驗證的依據是由設計文件的規範所製訂，其中 LPE (Layout Parasitic Extraction) 可將佈局後的寄生電阻與電容抽取出來，以便於佈局後模擬；最後是可靠度的部分，其 I/O (Input/ Output) 部分需作靜電放電 (Electrostatic Discharge, ESD) 防護電路，確保通過人體放電模式 (Human Body Mode, HBM)、機器放電模式 (Machine Mode, MM)。待上述各階段功能性完成，即可下線至晶圓廠進行晶圓的製作。

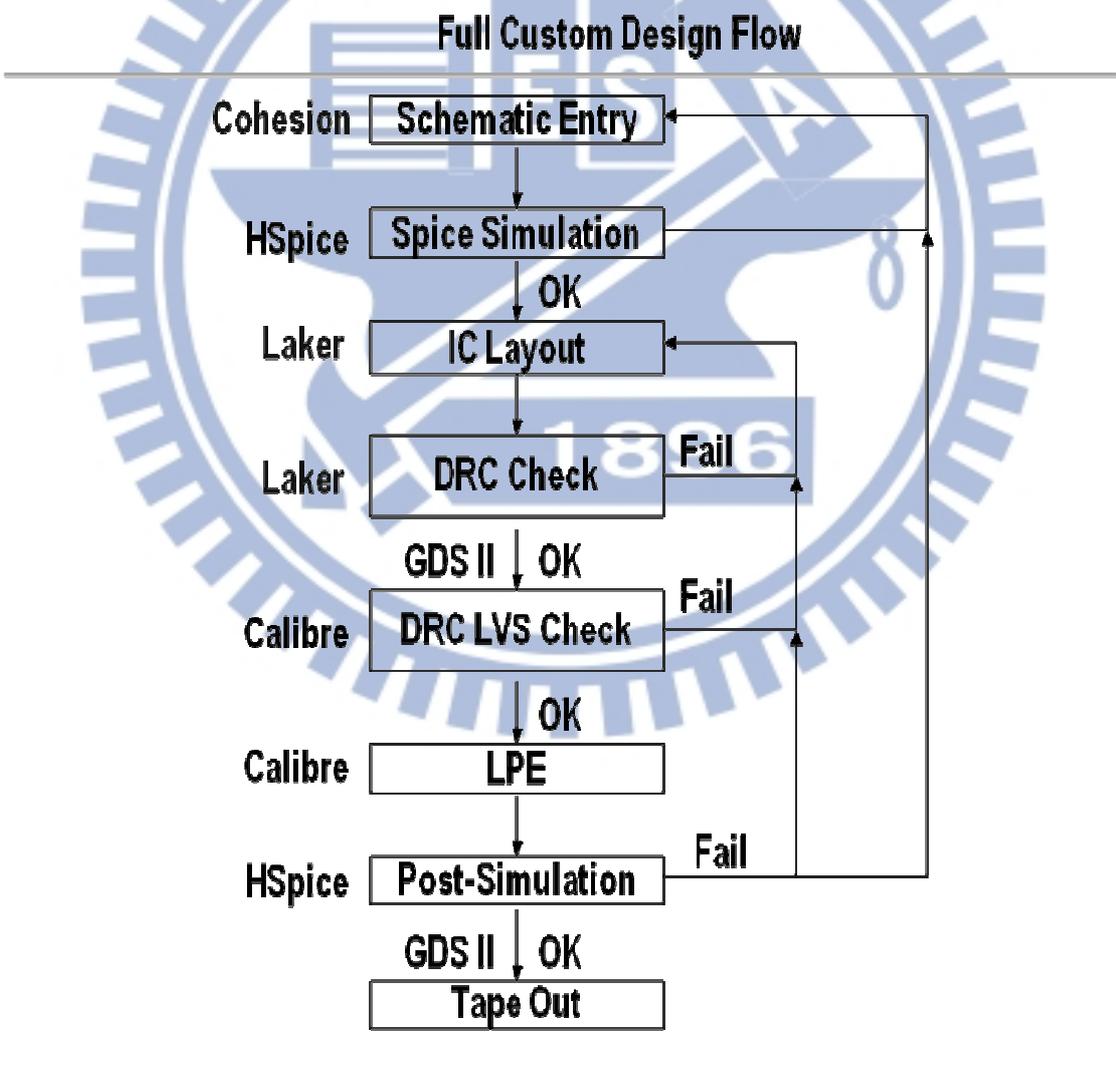


圖 2-2. 電路設計流程

2.3 積體電路樣品設計

系統電路是以低電流 (20~40mA) 的方式分段驅動高電壓之發光二極管串列。如(圖 2-3)所示，虛線內為積體電路之功能方塊圖，虛線外為外部應用電路。外部元件有三：橋式整流器 (圖 2-3 之 A)，參考電壓輸入 (圖 2-3 之 V_{REF})，與六組高電壓白光 LED (圖 2-3 之 B)。

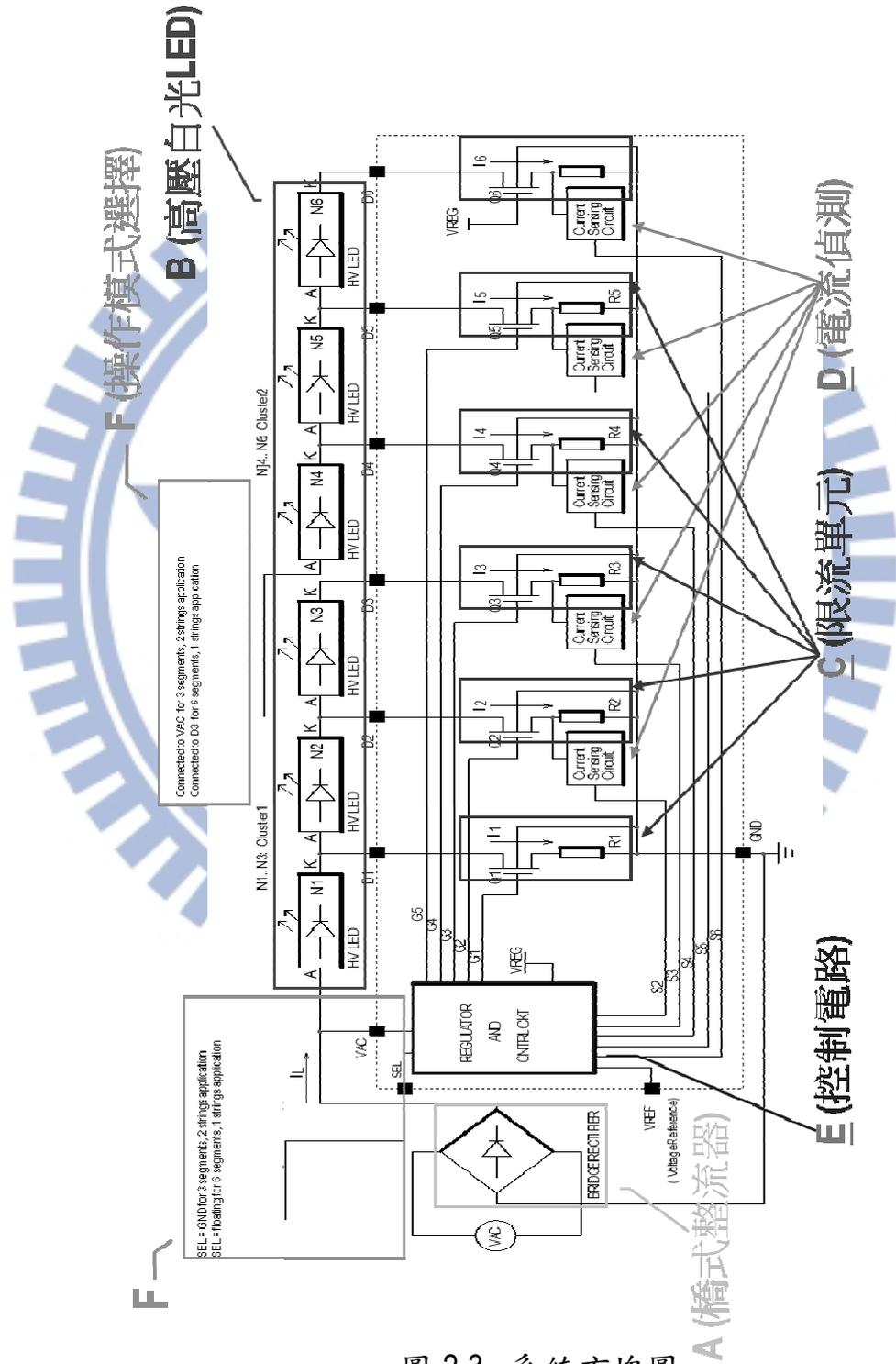


圖 2-3. 系統方塊圖

2.3.1 系統方塊圖說明:

橋式整流器 (圖 2-3 之 A):

將交流電源 (AC Power) 做全波整流 (full wave rectification)，也就是將負半週的電壓轉為正半週電壓。在 220 伏特之交流電源的應用中，全波整流後之電壓峰值為 311 伏特。由於未經濾波 (filter) 與穩壓 (regulation)，因此電源的電壓變動範圍很大。整流後之電源提供給本電路使用。

LED 堆疊 (圖 2-3 之 B):

由數個 LED 的堆疊串聯起來，就形成可以耐高電壓的 LED 串列。串聯的每個節點與最後一個 LED 堆疊之陰極 (Cathode) 連結於相對應之限電流驅動單元。請參考(圖 2-3)之系統方塊圖 (functional block diagram)。

六組限流驅動單元 (圖 2-3 之 C):

每組限電流值依內設之限流電阻之不同而有所差異。細部電路請參考(圖 2-4)之 Current Clamping 電路；每一個限電流驅動單元由一個 NMOS 電晶體 (Q_n) 與一個接於源極 (source) 端的回饋電阻 (R_n) 所構成。該 NMOS 電晶體之汲極 (Drain) 端連接到 LED 堆疊串列中的相對應接點。該 NMOS 電晶體之閘極有一相對應之控制線 (G_n)，此控制線設定在固定之高電壓準位時 (以邏輯狀態 "1" 表示)，該 NMOS 電晶體處於導通狀態，而流經該 NMOS 電晶體之電流由閘極 (Gate) 與源極 (Source) 之間的電壓 (V_{GS}) 與回饋電阻 (R_n) 之主值 (nominal value) 所控制，而該導通電流也經過回饋電阻 (R_n)，當電流升高時，回饋電阻的跨壓也會升高， V_{GS} 的電壓就會被縮減，因此限定了流經該 NMOS 電晶體之最大電流。而最大電流的限定值由回饋電阻值與 V_G 之電壓準位決定。當 V_G 設定在接近 0 伏特的低電壓準位時 (以邏輯狀態 "0" 表示)。在本電路的應用中需要數個 (6 個) 限電流驅動單元，每個驅動單元的限電流值均不同，其目的在調整功率因子 (power factor) 使其接近於 1 (100%)。

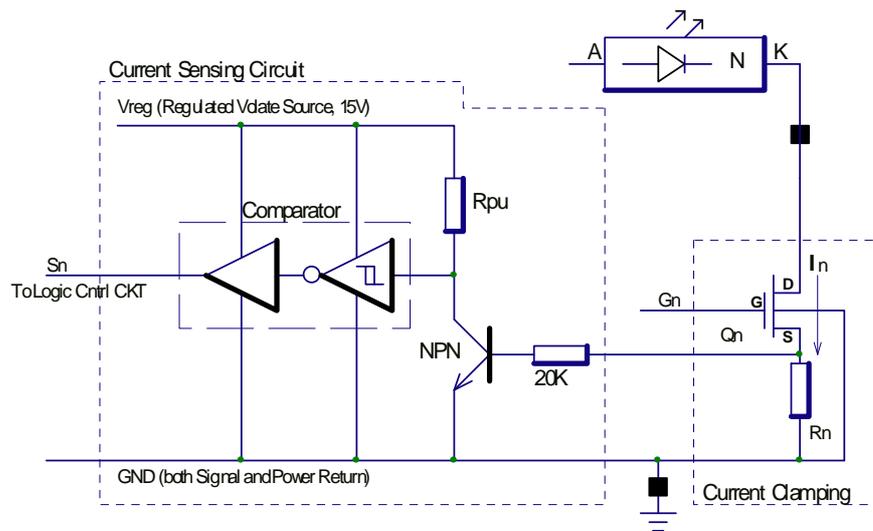


圖 2-4. 限電流與電流偵測示意圖

五組電流偵測單元 (圖 2-3 之 D):

偵測限流電路是否有電流通過，並將偵測結果輸送給控制電路。限流電路的第一級不需要電流偵測電路，所以只有五組電流偵測電路。請參考(圖 2-4)之 Current Sensing Circuits，除了 LED 堆疊串列的第一個堆疊外，每一個限電流驅動單元均有一個電流偵測單元與之相連。電流偵測的方式為偵測流過回饋電阻之跨壓，當電流大於某個預設之電流值時，回饋電阻上的跨壓就會啟動 (turn-on) 一個 NPN 電晶體，該 NPN 電晶體之集極 (collector) 連接到一個上拉電阻 (pull-up resistor) 以放大電壓信號。該集極電壓信號通過一個具有遲滯 (hysteresis) 輸入之邏輯反向器 (inverter) 當作是簡易比較器，該反向器又連接到一個信號反向器，以調整其信號相位。因此，當有足夠電流通過回饋電阻時，電流偵測單元會輸出高邏輯準位 (High logic level, "1")；當流過回饋電阻的電流低時，電流偵測單元會輸出低邏輯準位 (Low logic level, "0")。

穩壓與控制電路 (圖 2-3 之 E):

穩壓電路提供直流穩壓電源 (+9V) 給內部控制電路。控制電路與時序如(圖 2-5)、(圖 2-6)所示。此控制電路接受各電流偵測單元的邏輯信號 (S2~S6)，經過預定的邏輯運算後，輸出固定電壓的邏輯控制信號

(G1~G5)，該邏輯控制信號控值連接到相對應的限電流驅動單元 (Q1~Q6)；其中，Q1 的電流不需要偵測，而 Q6 的閘極 (Gate) 固定在高邏輯準位 (G6="1")。典型的邏輯控制電路 (圖 2-5)。控制信號之時序圖 (圖 2-6)。

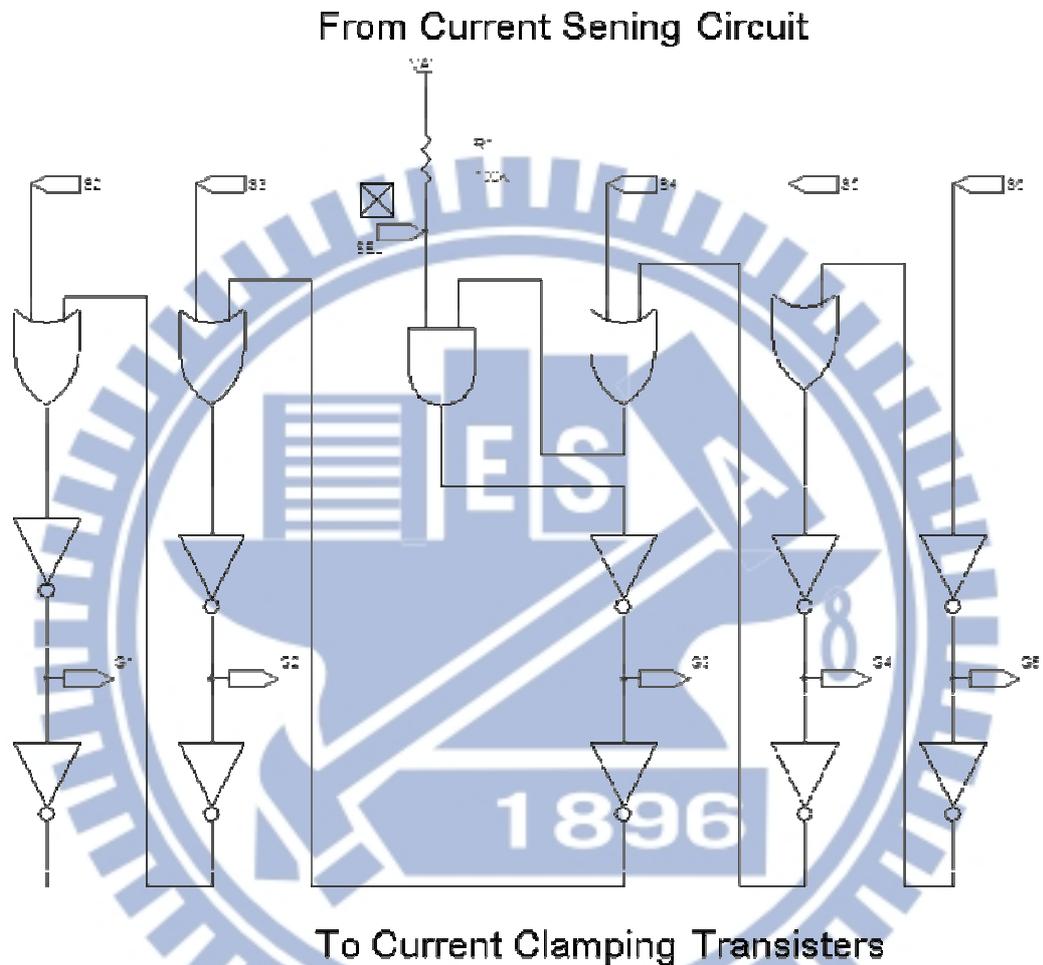


圖 2-5. 驅動電流開關控制邏輯電路

系統方塊圖 (如圖 2-3) 之輸入為全波整流未穩壓的電源，當輸入電源之電壓波形上升/下降時，積體電路會依(圖 2-6)所示之時序關閉/開啟相關的驅動輸出端，而判斷某個驅動端之關閉/開啟的基準在於後一個驅動端的負載電流，當後一個驅動端的負載電流超過某個預定之電流值時(譬如 10mA)，積體電路就會關閉前一個驅動端。積體電路之電流驅動與電流偵測機制 (圖 2-4)。

三、積體電路樣品試製

電路設計完成後，即可進行 IC 佈局階段，佈局的過程中需考慮到元件及 ESD 防護元件的擺放，這關係到 IC 上系統時的可靠度問題，確保其能不受外在環境的干擾，正常的運作。

3.1 樣品試製

IC 佈局圖 (圖 3-1) 驗證完成後即可下線委工晶圓廠製作樣品 (圖 3-2)，其尺寸為 1230um x 1726um。

佈局圖的配置可分為 Driver 驅動端、穩壓區塊、控制區塊、電流偵測、雷擊保護、接腳腳位及 ESD 防護元件。其中雷擊保護及 ESD 防護元件是確保 IC 上系統 (圖 2-3) 後，還能正常的運作，不受外部環境電壓或電流的干擾，而導致功能失效。

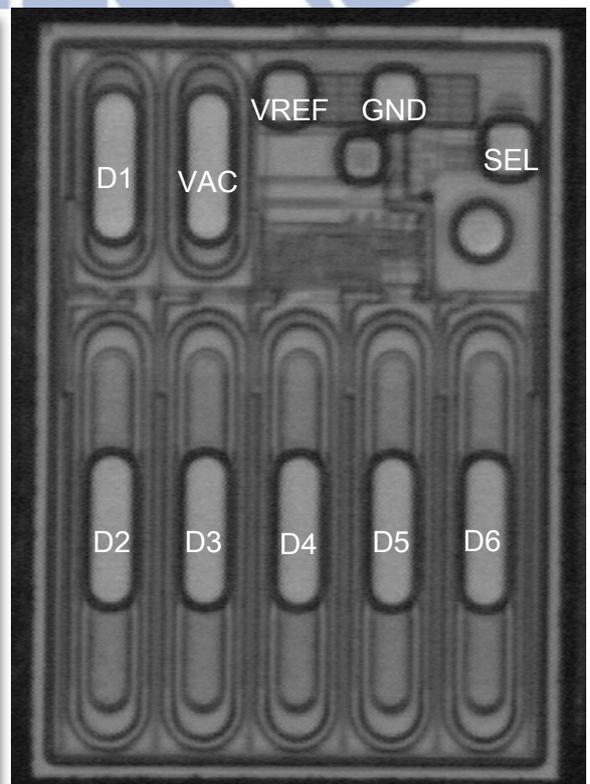
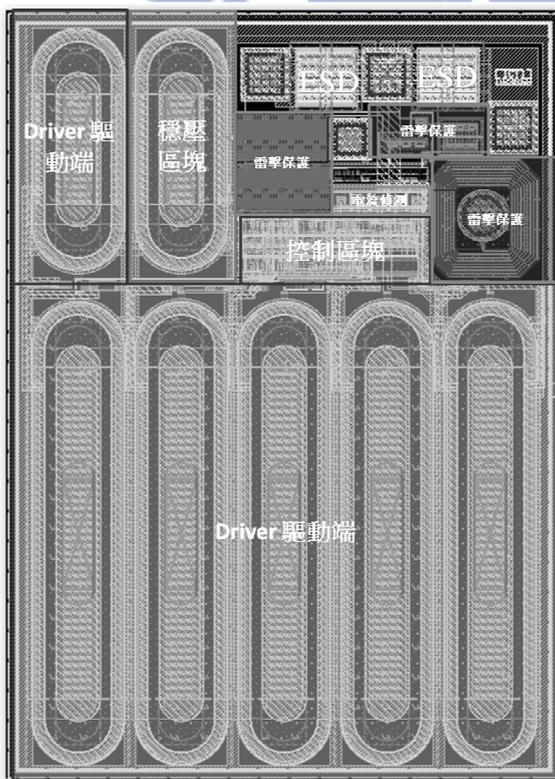


圖 3-1. 佈局圖

圖 3-2. 試製樣品 (接腳定義如表 6)

3.2 接腳定義

IC 採 SOP (Small Out-Line Package) 的封裝型式，其主要功能與目的在於提供 IC 晶片散熱路徑、保護 IC 晶片不受外力的破壞及避免溼氣

滲透到 IC 內部。因接腳定義的多寡得以選擇適當的腳位數目，就本晶片而言選擇 SOP8 (表 6) 的封裝型式即可。

雖然 IC 採負溫度係數設計，可以操作在 125 度 C 的條件下，但是良好的散熱設計，除了可以大幅降低 IC 的溫度外，還可以有效提升 IC 的電流驅動效率，延長產品的使用壽命。IC 的封裝品之腹部都有大面積散熱鋁墊(Exposed Thermal Pad)，在設計印刷電路板(PCB)時，務必要考慮到 IC 的散熱問題。除此之外，也要注意散熱鋁墊與積體電路的 GND 是電性相連，此 GND 不可與金屬性的機殼接觸到，以免造成漏電，感電等產品安全性問題。

表 6. 接腳定義

腳位名稱	說明	封裝品腳位號碼 (Pin number)	
		SOP8-2	SOP8-1
VAC	整流後之交流電源	1	1
GND	電源迴路也是控制信號參考準位	散熱鋁墊 (在腹部)	散熱鋁墊 (在腹部)
SEL	選擇 3 段，2 串或者 6 段，1 串應用 SEL 接地(GND)時，設定為 3 段，2 串應用。 SEL 浮接(floating)時，設定為 6 段，1 串應用。	X 內部接地	X 內部浮接
VREF	外部輸入之參考電壓，此電壓設定驅動電流大小	8	8
D1	第一段電流驅動 (第一串 第一段, SEL = GND)	2	2
D2	第二段電流驅動 (第一串 第二段, SEL = GND)	3	3
D3	第三段電流驅動 (第一串 第三段, SEL = GND)	4	4
D4	第四段電流驅動 (第二串 第一段, SEL = GND)	5	5
D5	第五段電流驅動 (第二串 第二段, SEL = GND)	6	6
D6	第六段電流驅動 (第二串 第三段, SEL = GND)	7	7

3.3 積體電路特性量測

封裝打線完成後的 SOP8 腳位圖(圖 3-3) 即可進行電性量測，其設計驗證的目的在於與規格定義(表 5) 作一個比較，看其電性是否與當初的設計值相符，若量測值與設計值有差異，則可以利用當初於佈局圖預留的假性圖案 (Dummy Pattern) 來調整電性，使其量測值可以與設計值吻合。

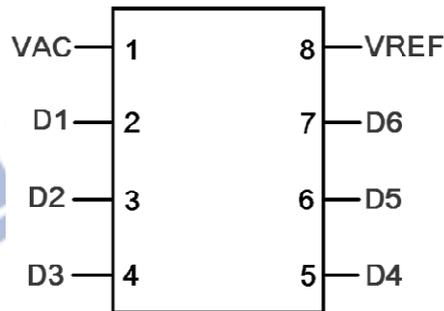


圖 3-3. SOP8 腳位圖

特性量測的測試電路(圖 3-4)，其電路接腳定義(表 6)，在量測特性前需先針對各接腳進行 Open/ Sort 測試，此測試只需測每一個接腳對地 (GND) 有一個反向的 Diode 特性，因而得知封裝打線是否確實連接至內部 IC 接腳。

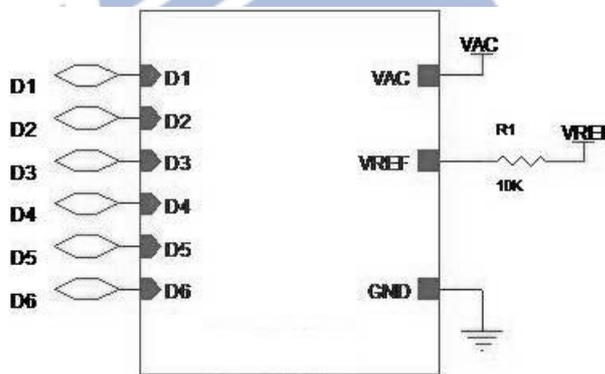


圖 3-4. 測試電路圖

通過上述測試項次之後即可進行特性量測(表 7)。若通過流程 1 至 5 項，可於最後一個流程判定 IC 特性為良品，也就可以應用於照明系統。

表 7. 測試流程、測試條件及允收標準

流程	測試項目	測試條件	允收標準
1	O/S	REXT =OPEN FIMV: Force I=200uA, (GND to ALL) Measure V	0.4V ~ 0.8V
2	IDC	VAC=OPEN, VREF=10V	-0.1uA < I (VREF) < 0.1uA
		VAC=400V, VREF=18V	195uA < I(VAC) < 267uA
3	Leakage	VREF=0V Force 400V, Measure I (D1~D6), I(VAC)	I(VAC) < 1uA I(D1~D5) < 1 uA 30uA < I(D6) < 80uA
4.1	Surge	VAC= OPEN VREF=3.0V V(D6) = 200V V(D5,D4,D3,D2,D1)=OPEN	10uA < I(VREF) < 255uA
4.2	Surge	VAC= OPEN VREF=3.0V V(D6) = 150V V(D5,D4,D3,D2,D1)=OPEN	-0.1uA < I(VREF) < 0.1uA
5.1	I(D6)	VAC= 300 V, VREF=18V V(D6) = V(D5) = 60 VDC V(D4, D3, D2, D1) = OPEN	44.0mA < I(D6) < 60.0mA
	I(D5)		I(D5) < 1 uA
5.2	I(D5)	VAC= 300 V, VREF=18V V(D5) = V(D4) = 60 VDC V(D6, D3, D2, D1) = OPEN	44.0mA < I(D5) < 60.0mA
	I(D4)		I(D4) < 1 uA
5.3	I(D3)	VAC= 300 V, VREF=18V V(D3) = V(D2) = 60 VDC V(D6, D5, D4, D1) = OPEN	44.0mA < I(D3) < 60.0mA
	I(D2)		I(D2) < 1 uA
5.4	I(D2)	VAC= 300 V, VREF=18V V(D2) = V(D1) = 60 VDC V(D6, D5, D4, D3) = OPEN	44.0mA < I(D2) < 60.0mA
	I(D1)		I(D1) < 1 uA
5.5	I(D1)	VAC= 300 V, VREF=18V V(D1) = 60 VDC V(D6, D5, D4, D3,D2) = OPEN	27.0mA < I(D1) < 34.0mA
			N/A
5.6	I(D4)	VAC= 300 V, VREF=18V V(D4) = V(D3) = 60 VDC V(D6, D5, D2, D1) = OPEN	44.0mA < I(D4) < 60.0mA
	I(D3)		44.0mA < I(D3) < 60.0mA
6	Pass	--	--

IC 特性實際量測環境(圖 3-5)，主要儀器有示波器型號為 Agilent DSO-X 3054A、變頻電源供應器型號為 GW APS-9501。

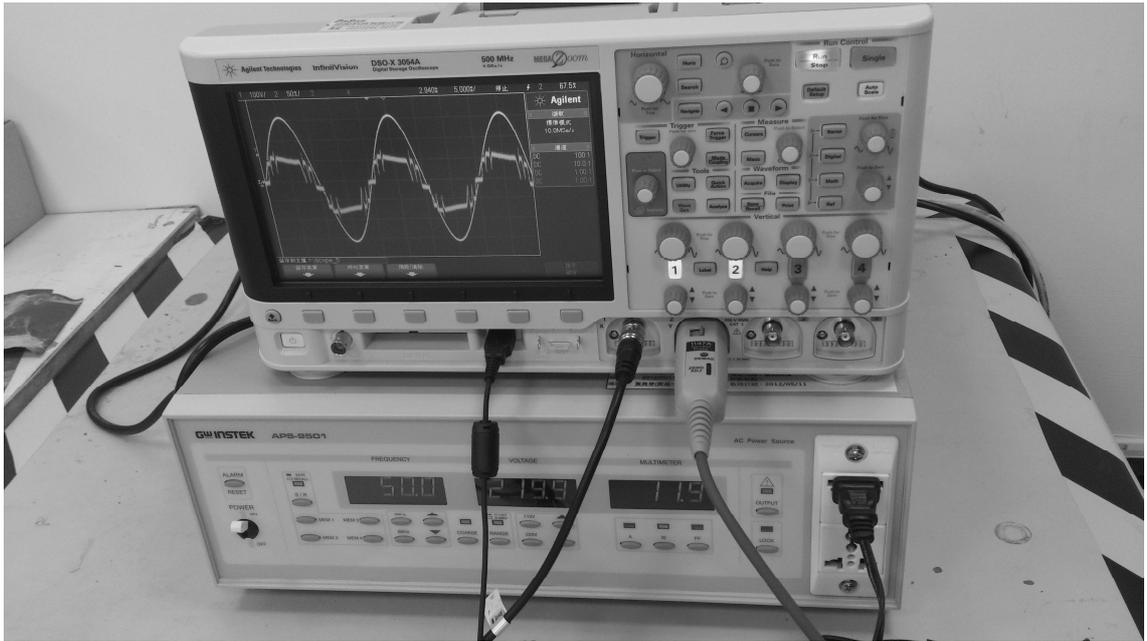


圖 3-5. IC 實際量測環境

3.3.1 外部輸入 VREF 電壓 (驅動電流設定)

VREF 提供一個穩定參考電壓給驅動器，以便內部可以產生一個穩定直流電壓源給內部控制電路，這個穩定的直流電源之電位同時也是內部限電流 MOSFET 閘極 (G1~G6) 的電位。因此，調整 VREF 輸入電位，也會調變 D1~D6 端的驅動電流值。VREF 與 D1~D6 端之驅動電流的關係 (圖 3-6)。

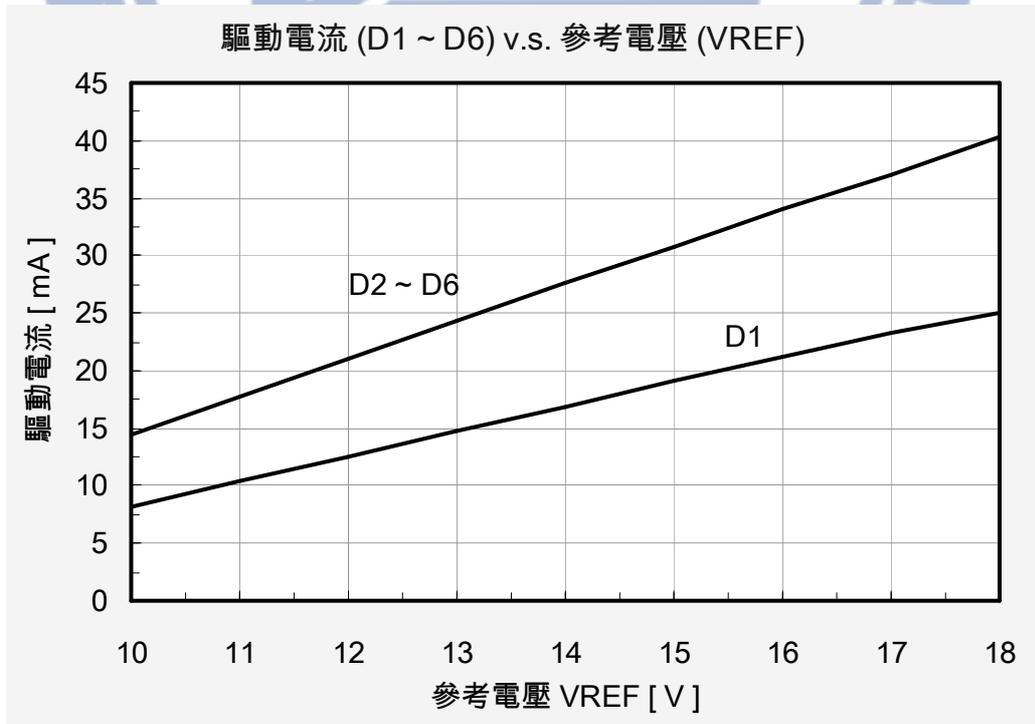


圖 3-6. 驅動電流與參考電壓關係圖

(圖 3-6)中的曲線是在積體電路熱平衡後所量測的。其中 D1 端驅動電流約為 D2~D6 端的一半，且所有的電流驅動端 (D1~D6) 均偏壓在 40VDC。

在電壓突波(surge)保護啟動時，此點(VREF)會被強制拉到低電位，所以此點不可以給予電壓源型式的控制信號。如果一定要使用電壓源型式的信號，必須在中間安插一個 10K 歐姆的電阻。

3.3.2 驅動端電流輸出 (Driving Current)

D1 的驅動電流特性(圖 3-7)，D2~D6 端的驅動電流如(圖 3-8)。當輸入參考電壓 (VREF) 越小，驅動的電流就越小，而且讓該驅動 MOSFET 提早進入飽和區 (定電流現象)。

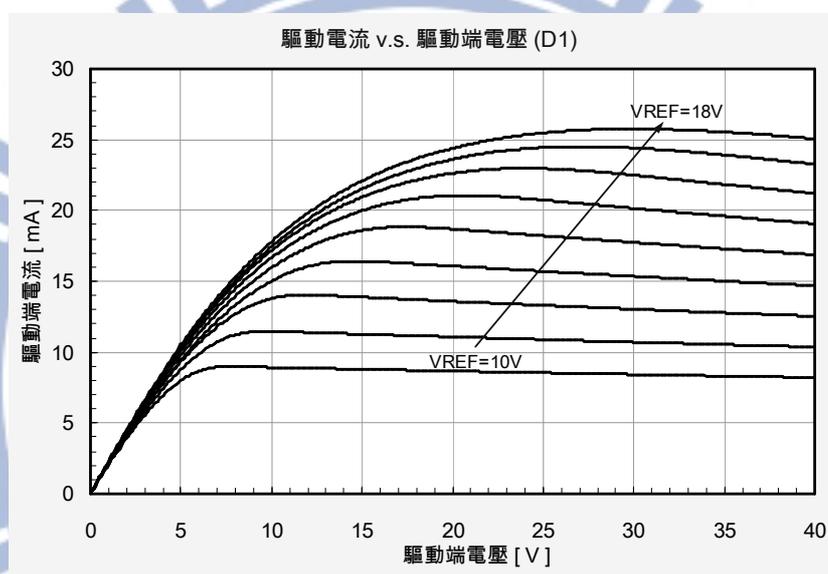


圖 3-7. 驅動電流與驅動端電壓 (D1) 關係圖

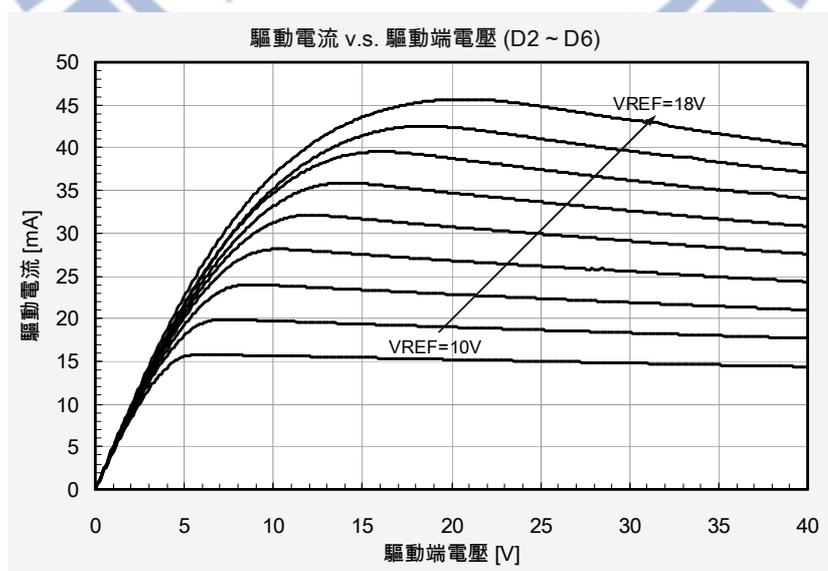


圖 3-8. 驅動電流與驅動端電壓 (D2~D6) 關係圖

考慮到樣品的可靠度問題，驅動電流採負溫度係數設計，這種負溫度係數的設計可以避免樣品『熱燒毀』(Thermal Run Away)的現象發生。驅動端的偏壓越低，表示驅動器本身所耗的功率越小，產生的熱也越小，溫度上升也比較少，所以該驅動端的驅動電流受負溫度係數設計的影響比較小(驅動電流比較高)；反之，如驅動端的偏壓高，本身所耗的功率越大，產生的熱也越大，溫度上升也比較多，所以該驅動端的驅動電流受負溫度係數設計的影響比較大，驅動電流相對也比較小。

3.3.3 耗電流 (Power Consumption)

驅動器本身的耗電流 (VAC 端的直流耗電流) 與參考電壓 (VREF) 成線性關係如(圖 3-9)。雖然(圖 3-9)中耗電流曲線是在 VAC 端加 24VDC 的情況下量測的，但是驅動器的內部控制電路採定電流偏壓設計，所以當 VAC 端電壓升高至 340VDC (240VAC 的峰值電壓) 時，其耗電流與 VAC 端電壓在 24VDC 的情況下是相同的。

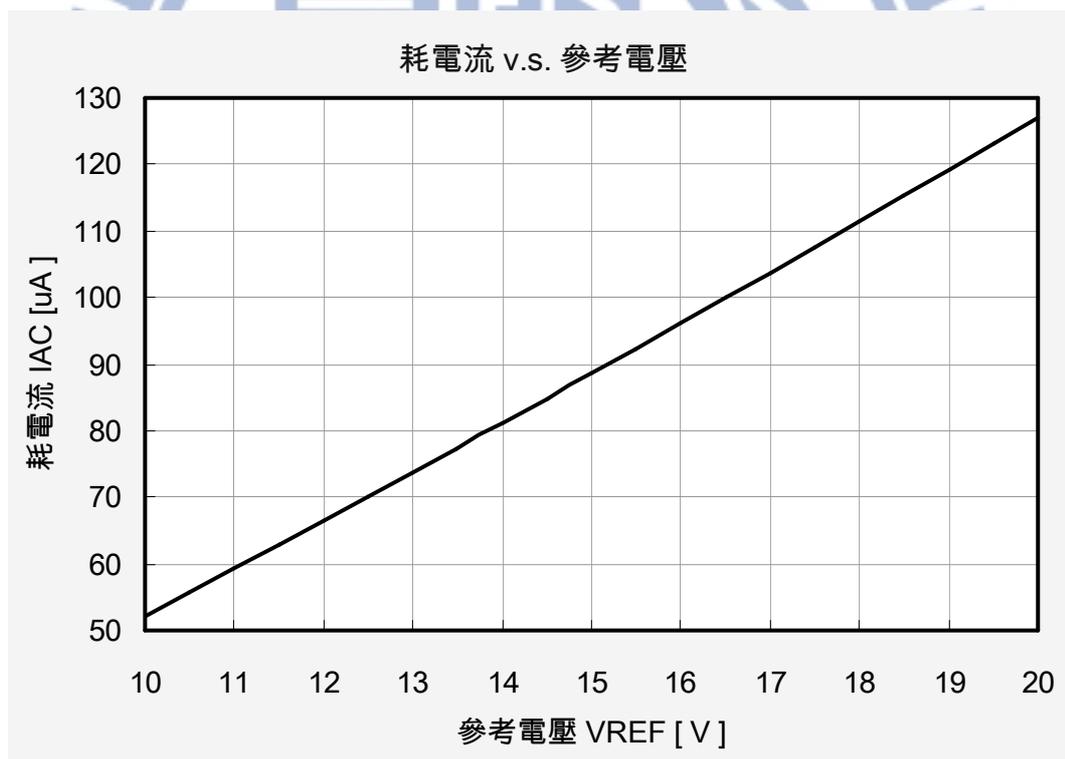


圖 3-9. 耗電流與參考電壓關係圖

積體電路的特性量測值均予定義規格相符，其中驅動電流因採負溫度係數設計的關係，因輸入電壓升高而慢慢降低，可降低熱燒毀的可靠度問題。

四、照明系統應用實驗

IC 階段的特性量測完畢後，即可上照明系統應用電路，其系統規格定義如(表 8)所示。若無特別說明，測試均在室溫(25°C)環境下進行，電源為 220VAC 之全波整流輸出。

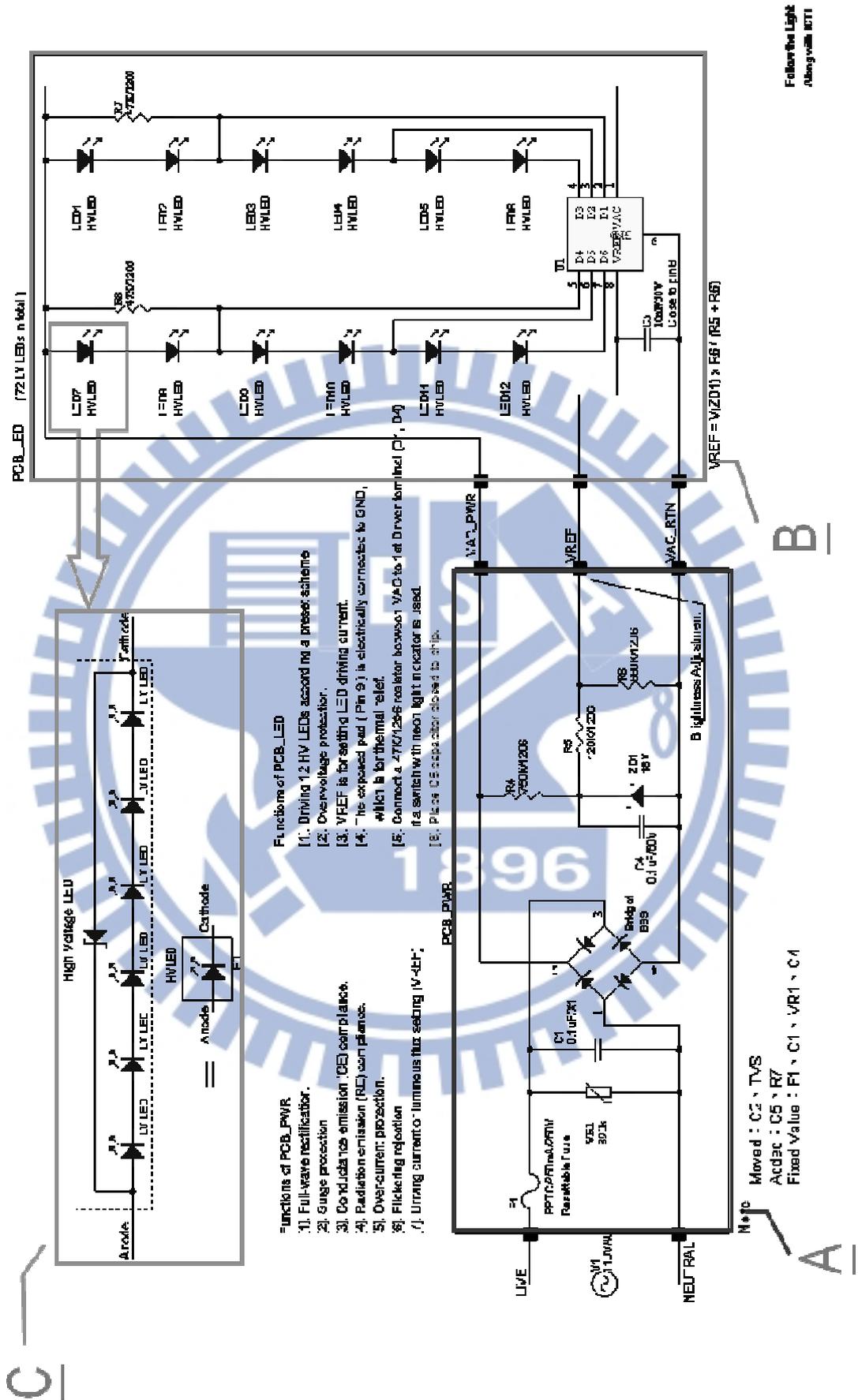
表 8. 最大額定值 (Maximum Rating)

項次	說明	最小	最大	單位
儲存溫度		-40	125	°C
操作溫度		-40	125	°C
操作電壓	整流前的交流輸入 (50 / 60Hz)	-	350	Vrms
各電流驅動端漏電流 (D1 ~ D6)	VREF = 0, 驅動端電壓 = 40VDC	-	0.1	uA
各電流驅動端耐壓 (D1 ~ D6)	無驅動電流 (VREF=0V)	-	500	Volt
各電流驅動端負載能力 (D1 ~ D6)	瞬間最大功率 (瞬間端點電壓 x 瞬間驅動電流)	-	4.0	Watt
	平均功率	-	0.4	Watt
參考電壓輸入 (VREF)	直流電壓輸入	-0.3	20	Volt
操作電壓選擇 (SEL)	限定輸入方式為接地或者浮接	-0.3	-	Volt
封裝熱阻 (R θ JA)	SOP8 封裝	35	-	°C/W
靜電耐受度(ESD)	人體模式 (human body mode)	+/-1200V, Class 1C		
	機械模式 (machine mode)	+/-300V, Class M3		
雷擊耐受度(Surge)	測試相位 90 度	500	-	Volt
栓鎖耐受度 (Latch-up)	栓鎖觸發電流(> 150mA)	Class I, Level A		

4.1 3 段，2 串應用模式之實驗電路

因 IC 的 SEL 接腳接地 (GND)，故設定為 3 段，2 串應用模式(圖 4-2)之實驗電路 (圖 4-1)；3 段是依據 HV LED 的段數來區分、2 串是依照電流路徑來作區分，主要目的在於驅動電流可由 40mA 提升至 80mA。

實驗電路可分成電源保護 (圖 4-1 之 A)、LED 燈串及驅動 IC (圖 4-1 之 B)兩個區塊；而電源保護區塊就功能性而言，可分成橋式全波整流及 VREF 的選定得已設定驅動電流或光通量。另外 LED 燈串區塊就功能性可分為 12 顆高壓 LED 照明燈串、IC 內建過電壓保護、VREF 可設定驅動電流、SOP8 的封裝 IC。



Follow the Light
Along with RTI

圖 4-1.3 段，2 串應用模式之 LED 照明系統電路

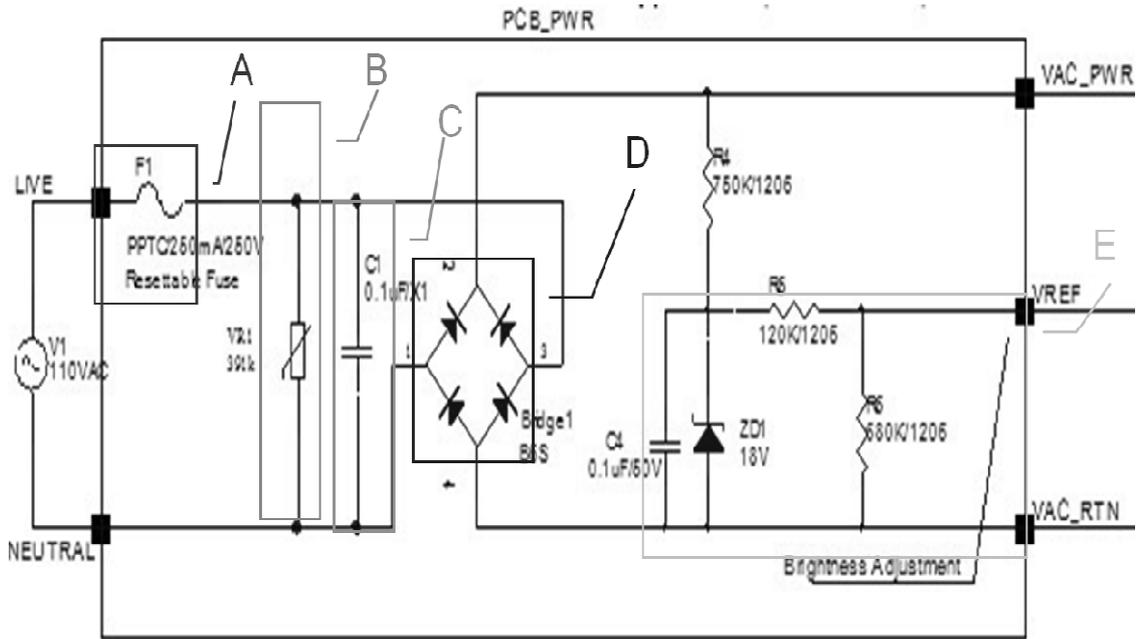


圖 4-3. 電源保護電路

4.1.2 LED 燈串及驅動 IC 區塊 (圖 4-1 之 B)

利用電源保護區塊 (圖 4-3 之 E) 的 VREF 來設定 HV LED 燈串 (圖 4-4 之 A) 的驅動電流, 如此驅動 IC (圖 4-4 之 B) 方可驅動 12 顆的 HV LED 燈串, 使其達到照明的功能;

驅動 IC 除了驅動 HV LED 之外還內建過壓保護功能, 其散熱機制是利用封裝的腹部來達成;

R7 電阻 (圖 4-4 之 C) 串接再 VAC 及 D1 之間, 主要是預防開關切換時其霓虹指示燈 (Neon Indicator Light) 產生微亮的情況發生;

C5 濾波電容 (圖 4-4 之 D) 主要是把高頻雜訊濾除, 確保能提供驅動 IC 一個穩定的 VREF。

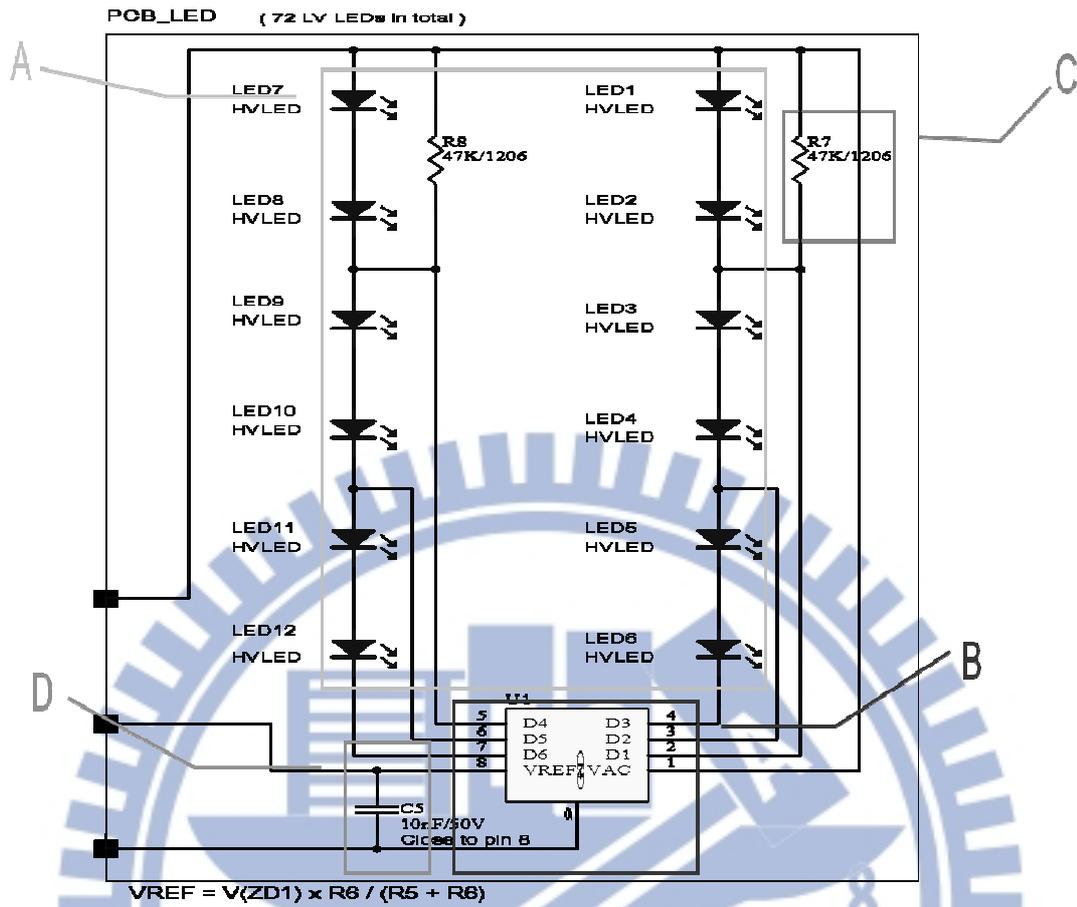


圖 4-4. LED 燈串及驅動 IC 區塊

4.1.3 高電壓白光 LED 製作方式 (圖 4-1 之 C)

高電壓 LED 是由 6 個低電壓 LED 串聯而成 (圖 4-5)。

SYMBOL of a High Voltage (HV) LED STACK

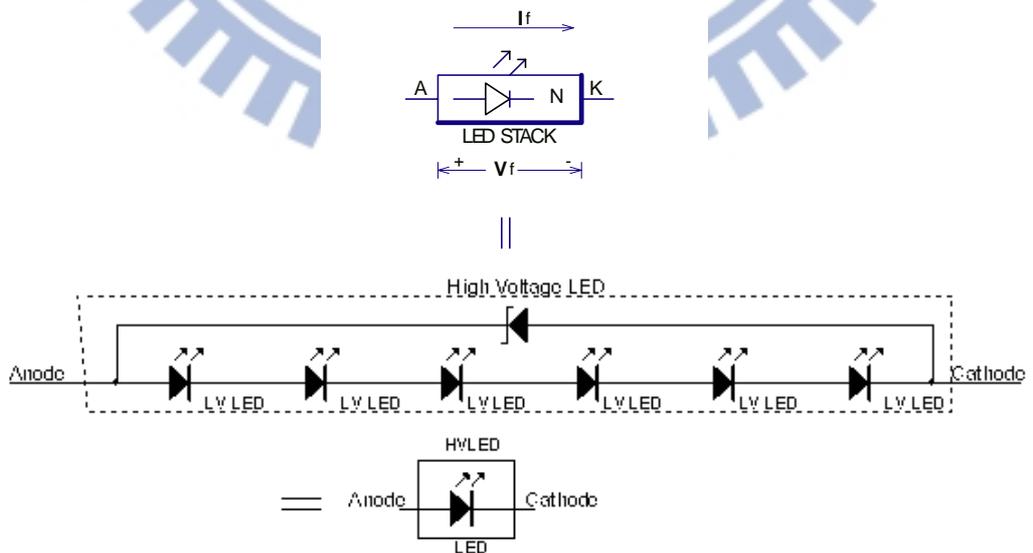


圖 4-5. 高電壓 LED 組裝圖

其順向電壓 (V_f) 與順向電流 (I_f) (圖 4-6) : (以 $I_f=30\text{mA}$, $V_f=3.7\text{V}$, $\text{cut-in}=3.4\text{V}$, 串 6 顆 LED 為例)。

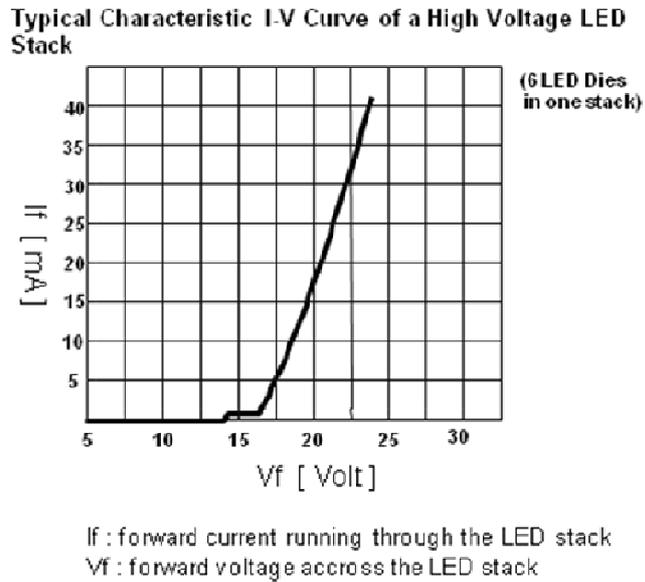


圖 4-6. 高電壓 LED 的 I-V 特性曲線圖

4.2 照明系統實驗樣品特性量測與分析

照明系統實驗電路樣品 (圖 4-7)大致分成電源保護、LED 燈串、散熱底座；而其量測環境 (圖 4-8 及圖 4-9)。在製作過程中，主要考量 LED 的散熱問題，故將 LED 燈板利用散熱膏貼附固定於散熱器上，以利於長時間量測數據及照明使用。

樣品特性的量測與分析其關係圖有：輸入電壓與輸入電流、輸入電壓與輸入功率、輸入電壓與照度、輸入電壓與功率因子、輸入電壓與總諧波失真。

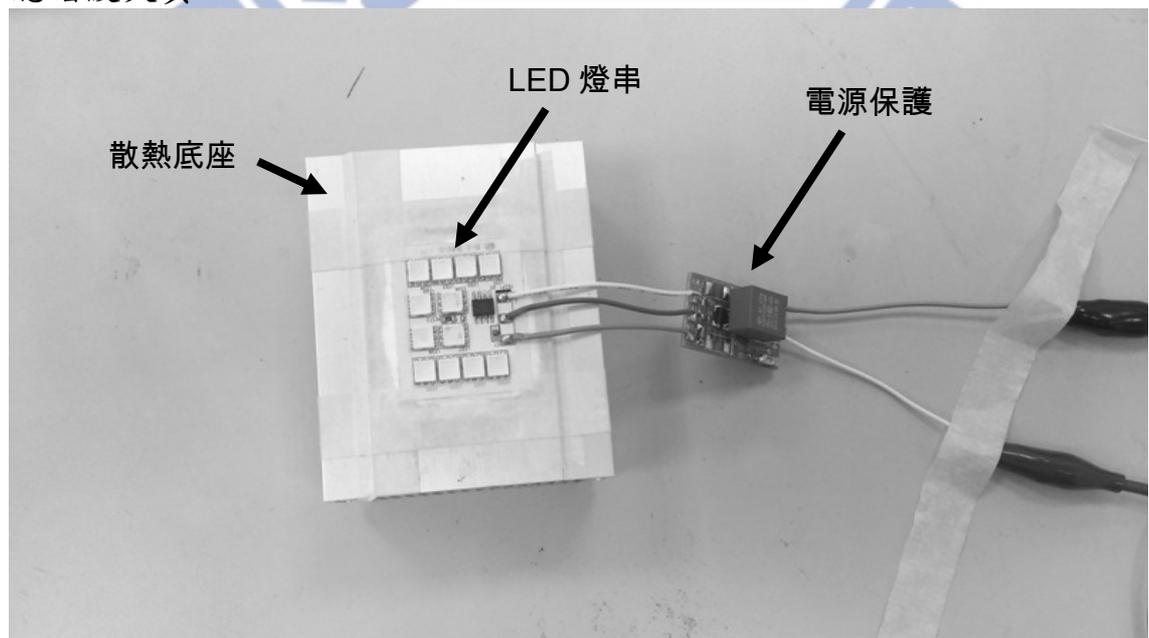


圖 4-7. 照明系統實驗電路樣品

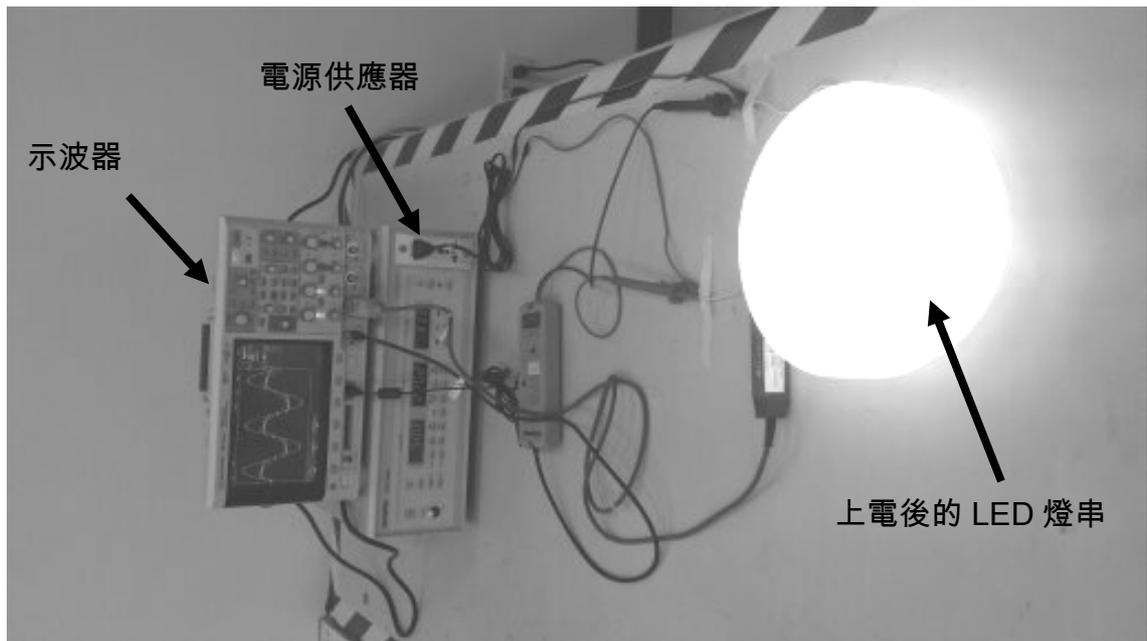


圖 4-8. 照明系統實驗樣品量測環境



圖 4-9. 照明系統實驗樣品之照度量測儀器 (T-10)

4.2.1 總諧波失真 (Total Harmonic Distortion, THD) 與功率因子的關係

對於LED驅動電源輸入電流產生失真的非正弦波，須用傅立葉 (Fourier) 級數描述。根據傅立葉變換原理，瞬間輸入電流 $i(t)$ 可表為(1)式：

$$i(t) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin(n\omega t) + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \cos(n\omega t) \dots \dots \dots (1)$$

式中， n 是諧波次數，傅立葉係數 a_n 和 b_n 式分別表為：

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i(t) \sin(n\omega t) d(\omega t) \dots \dots \dots (2)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i(t) \cos(n\omega t) d(\omega t) \dots \dots \dots (3)$$

每一個電流諧波，通常會有一個正弦或餘弦周期， n 次諧波電流有效值 I_n ，可用下式計算：

$$I_n = \frac{1}{2} \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \dots \dots \dots (4)$$

而輸入總電流有效值

$$I_{rms} = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_n^2} \dots \dots \dots (5)$$

上式根號中， I_1 為基波電流有效值，其餘的 I_2 、 I_3 分別代表 2、3、... n 次諧波電流有效值。用基波電流百分比表示的電流總諧波含量叫總諧波失真 (THD)，總諧波含量反映了波形的失真特性，因此也叫總諧波失真率。定義如下：

$$THD = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_n^2}}{I_1} \times 100\% \dots \dots \dots (6)$$

根據功率因數PF的定義，功率因數PF是指交流輸入的實際消耗功率P與輸入視在功率S之比值，即

$$PF = P / S = \frac{U \times I_1 \cos \phi_1}{U \times I_{rms}} = \frac{I_1 \cos \phi_1}{I_{rms}} \dots \dots \dots (7)$$

其中， U 為輸入電源電壓； $\cos \phi_1$ 叫相移因數，它反映了基波電流 I_1 與電壓 U 的相位關係， ϕ_1 是基波相移角；輸入基波電流有效值 I_1 與輸入總電流有效值 I_{rms} 的百分比即 $K = I_1 / I_{rms}$ 叫輸入電流失真係數。上式表明，在 LED 驅動電源等非線性的開關電源電路中，功率因數PF不僅與基波電流 I_1 電壓 U 之間的相位有關，而且還與輸入電流失真係數 K 有關。將式 (6) 代入式 (7)，則功率因數PF 與總諧波失真THD 有如下關係：

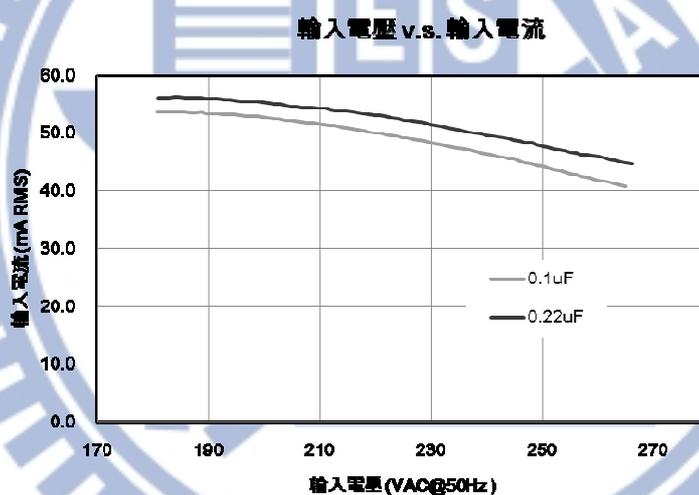
$$PF = \frac{\cos \phi_1}{\sqrt{1 + THD^2}} \dots \dots \dots (8)$$

上式說明，在相移因數 $\cos\phi$ 不變時，降低總諧波失真 THD，可以提高功率因數 PF；反之也能說明，PF 越高則 THD 越小。

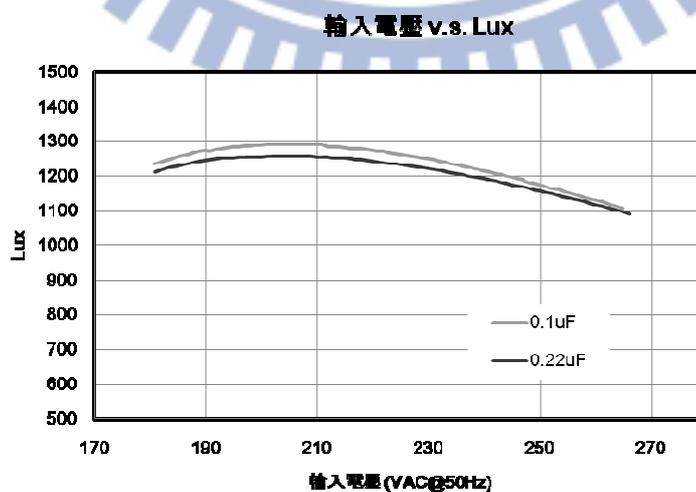
4.2.2 特性量測與分析

照明系統實驗樣品的量測均以 220VAC 為額定輸入電壓，環境溫度為一穩態的情況下、以及變更 X1 電容值 (圖 4-10 之 C) 所量測的數據再加以分析得之。此情況下 (圖 4-10 之 a) 電源輸入電壓有 +/-20% 的變動量，而驅動電流的變異為 -20%/+10%，驅動電流變異的最大原因來自於驅動 IC 本身的溫度升高 (負溫度係數) 所致。

LED 發光亮度幾乎與驅動電流成正比關係 (圖 4-10 之 b)，不過隨著輸入電壓的增加，驅動 IC 的溫度也隨之上升、驅動電流亦隨之下降，因而導致發光亮度也跟著下降；光亮度的變動率僅有 10%。

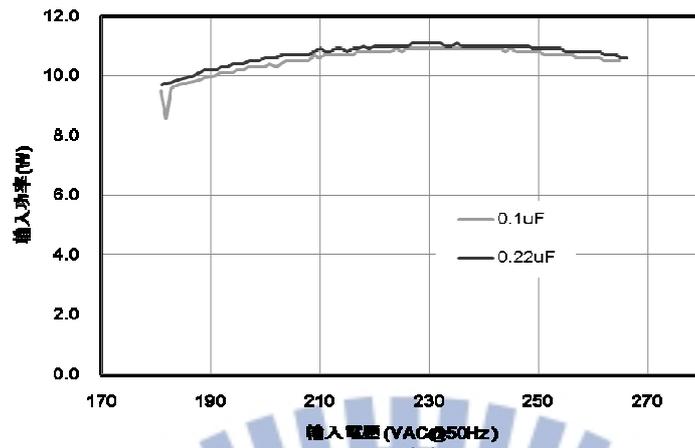


(a)



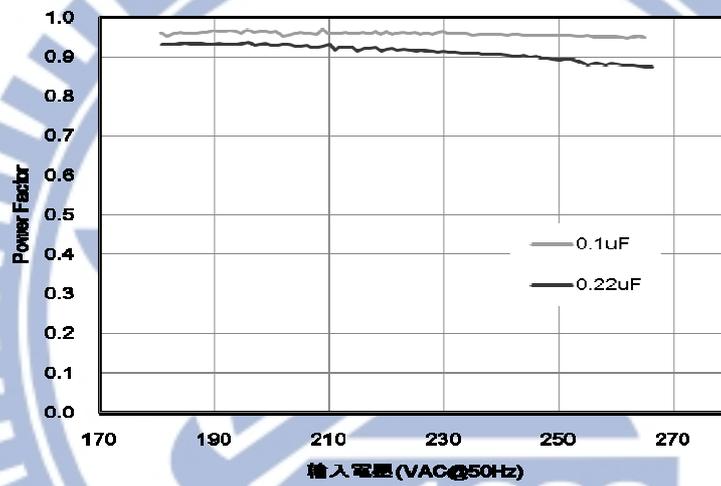
(b)

輸入電壓 v.s. 輸入功率



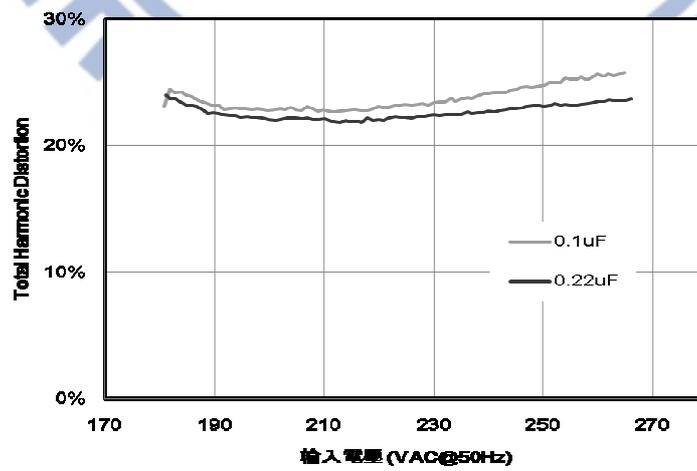
(c)

輸入電壓 v.s. P.F.



(d)

輸入電壓 v.s. T.H.D.



(e)

圖 4-10. 照明系統實驗樣品特性關係圖

(圖 4-10 之 c) 在低電壓時，IC 溫度較低，輸入功率會隨輸入電源之電壓升高而升高，而在高電壓時，受驅動電流負溫度係數之影響，輸入功率基本維持一致，其變動率約為 10%。

(圖 4-10 之 d) 使用 0.1uF 之 X1 電容 (安規電容: 耐壓 >2.5kV, ≤4.0kV), 功率因子約為 95%左右, 使用 0.22uF 之 X1 電容, 功率因子較低, 而且會隨電源電壓之升高而下降。使用高主值 (nominal value) 之 X1 電容, 負載電流相位會提前, 因此造成功率因子下降。

(圖 4-10 之 e) 總諧波失真介於 20%~30%之間, 符合照明規範要求小於 33%。

利用模擬軟體 (Hspice) 所得到的值, 將其帶入公式(1)可得到 T.H.D. (圖 4-11) 約為 23.8%; 再將其帶入公式(2)計算即可得到 P.F.。

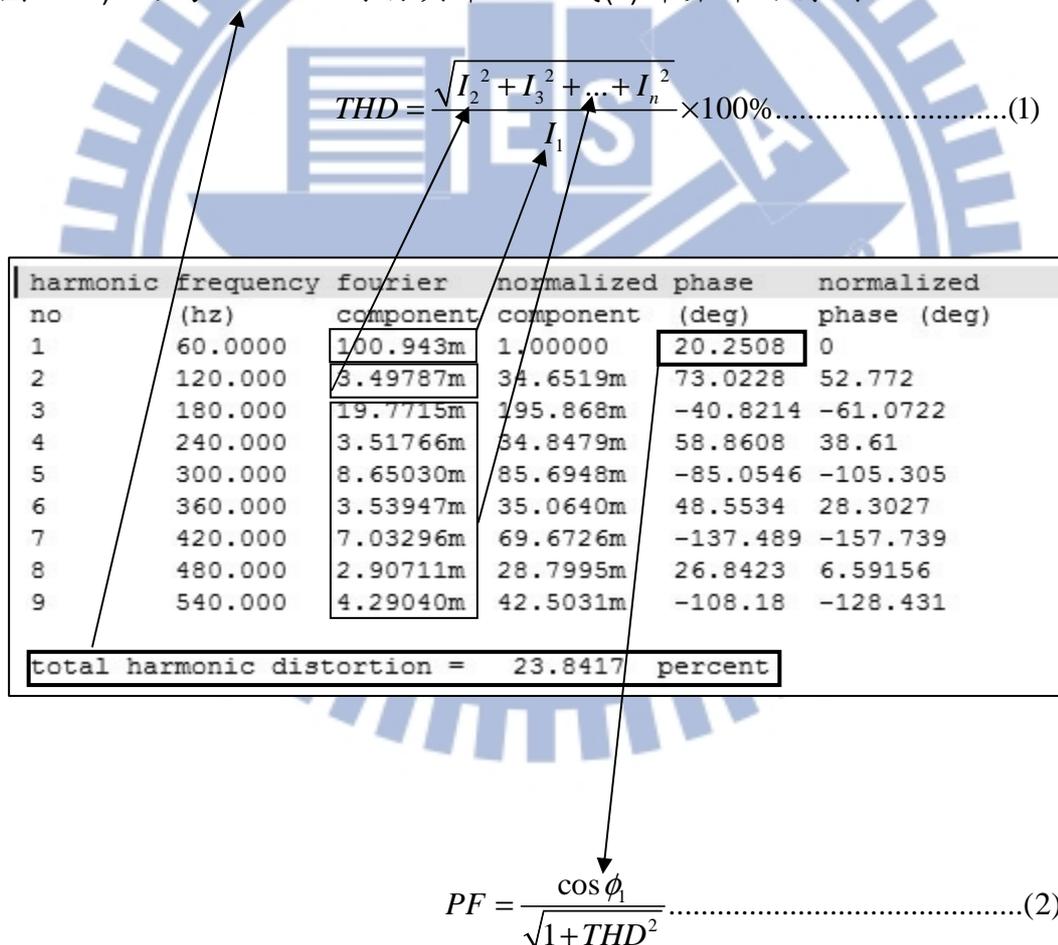


圖 4-11. 總諧波失真與功率因子關係圖

4.2.3 實際量測波形

(圖 4-12)為實際量測波形圖，黃色為輸入端電源電壓，綠色為輸入端電流，粉紅色為輸入功率；因黃色波形與綠色波形相位差異很小，故其 P.F.大約 95%。

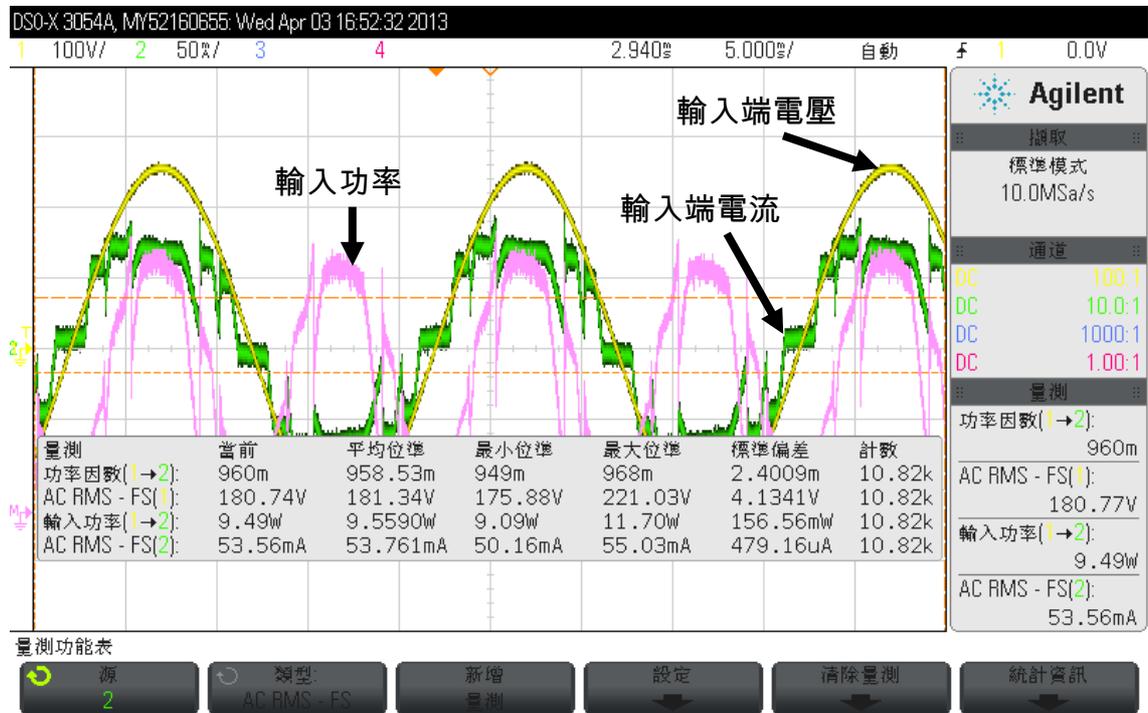


圖 4-12. 實際量測波形圖

照明系統應用電路的特性均以驅動電流成正比關係，其中照度與輸入功率的變動率為 10%，而功率因子在積體電路階段為 99%，因 C.E. 安規要求須外加安規電容 X1，使得功率因子降為 95%。

此外，再相位因子 $\cos \phi_1$ 不變的情況下，降低總諧波失真 T.H.D.，可以提高功率因子 P.F.；反之，P.F.越高則 T.H.D.越小。

五、 結論與未來展望

5.1 結論

本論文擬探討一種能夠不使用高電壓電解電容，不需要變壓器轉能，高功率因子，並且能夠以定電流方式驅動 LED 的驅動方法，此方法將儘可能積體化成單一晶片，以降低外接元件個數，可節省電子元件所占的空間。考慮到樣品的可靠度問題，驅動電流採負溫度係數設計，這種負溫度係數的設計可以避免樣品『熱燒毀』(Thermal Run Away)的現象發生。

實驗數據顯示高電壓低電流為主體的 LED 控制與驅動電路可大幅提高功率因子在 95% 以上，而輸入電壓與負載電流的關係與理論及模擬結果相符，兩者關係有著輸入電源電壓 $\pm 20\%$ ，動電流變異為 $-20\% / +10\%$ ；此外輸入電壓與光亮度及輸入功率的變動率為 10%。

另外提供系統層面的安全性防護機制，如突波、過壓及雷極保護... 等等，確保系統能正常運作。

5.2 未來展望

若將照明系統應用模式將由 3 段 2 串改為 6 段 1 串，以下是利用 Hspice 所模擬的特性結果；驅動電流由 40mA 降為 20mA、功率因子約為 96%(圖 5-1)、總諧波失真由 23.8%降為 11.5%(圖 5-2)。

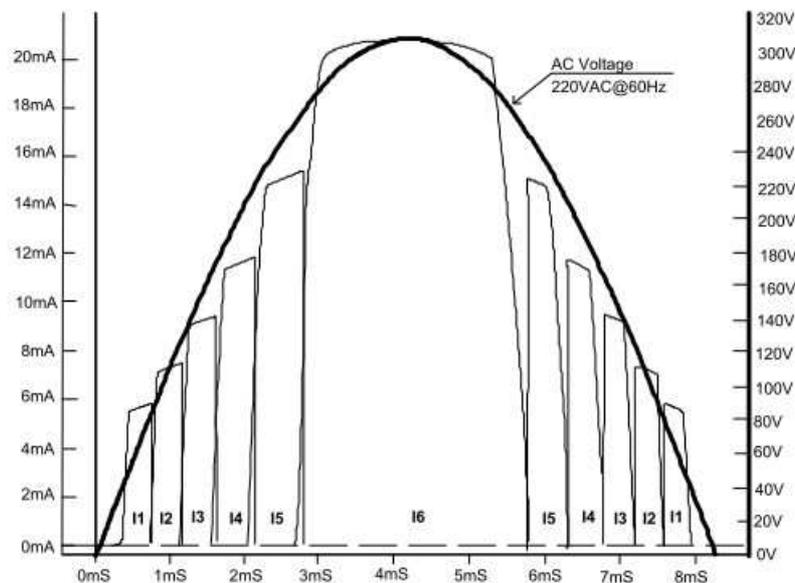


圖 5-1. 驅動電壓與驅動電流關係圖

而能量轉換效率為 90.5%、光電功效為 104(lm/W)，其中發光二極體之發光效率為 115(lm/W)。

```

1 ***** HSPICE --2002.2.2 (20021106) 15:40:53 02/02/2010 pont *****
*main control card ***** tnom= 25.000 temp= 25.000 *****

fourier components of transient response (IL)
dc component = -4.370D-05

harmonic  frequency  fourier      n ormalized  phase  normalized
no        (hz)         component    component    (deg)  phase (deg)
1         60         19.6453m    1.0000      1.8169  0.
2         120        1.4166u    72.1037u    938.0744m -878.7768m
3         180        1.6608m    84.5338m    -157.2321 -159.0489
4         240        57.0877u    2.9058m     92.5736  90.7567
5         300        1.2628m    64.2765m    -7.3948  -8.2117
6         360        20.9954u    1.0687m    -45.2084 -47.0253
7         420        555.2872u  28.2642m    42.7007  40.8838
8         480        52.1020u    2.6520m    -9.0228  -10.8396
9         540        660.6297u    33.6261m   -153.2084 -155.0253

total harmonic distortion = 11.4994 percent

```

圖 5-2. 總諧波失真模擬圖



參 考 文 獻

- [1] Jae M. Park, Teck-Gyu Kang, "Solid state lighting device." U.S. Patent 20060038542, Feb. 23, 2006.
- [2] Anatoly Shteynberg, Harry Rodriguez, "System and method for driving LED." U.S. Patent 20080129220, Jun. 5, 2008.
- [3] Bernd Clauberg, Robert A. Erhardt, "Light emitting diode driver." U.S. Patent 20030122502, Jul. 3, 2003.
- [4] Alan Michael Rooke, Ibraim S. Kandah, "Closed loop current control circuit and method thereof." U.S. Patent 6 798 152, Sep. 28, 2004.
- [5] Tetsuo Tanabe, "LED power supply device." U.S. Patent 7 135 825, Nov. 14, 2006.
- [6] Michael Miskin, James N. Andersen, "AC light emitting diode and AC LED drive methods and apparatus." U.S. Patent 7 489 086, Feb. 10, 2009.
- [7] Alan R. Ball, "LED control system." U.S. Patent 7 528 551, May. 5, 2009.
- [8] Bi-Hsien Chen, Han-Yu Chao, Shin-Chang Lin, "Light source driving circuit." U.S. Patent 7 592 755, Sep. 22, 2009.
- [9] Subramanian Muthu, Chin Chang, Gert Bruning, "White LED luminary light control system." U.S. Patent 6 441 558, Aug. 27, 2002.
- [10] Alois Biebl, Stefan Hackenbuchner, Gunther Hirschmann, Reinhard Weitzel, "Illumination system having at least two light source, and a method for operating such an illumination system." U.S. Patent 7 288 900, Oct. 30, 2007.
- [11] Daniel Chevalier, Alain Martel, "Lighting Device." U.S. Patent 20020140379, Oct. 3, 2002.
- [12] Paolo Giovanni Cusinato, Pierre Michel Carbou; Philippe Lucien Perney. "Unbalanced plural string LED driver with common return resistor." U.S. Patent 7 642 725, Jan. 5, 2010.
- [13] LEE Chung, SPECK James S., KIM Hong San, KIM Jae Jo, KIM Sung Han, LEE Jae Ho, "Light emitting device for AC power operation." W.O. Patent 2007001116, Jan. 4, 2007.
- [14] 施敏 原著, 黃調元 譯, 半導體元件物理與製作技術, 第二版, 國立交通大學出版社, pp. 286-303, 2001.

- [15] Behzad Razavi, "Design of Analog CMOS Integrated Circuit." McGraw Hill, International Editio, 2001.
- [16] R. J. Baker, "CMOS Circuit Design, Layout and Simulation." John Wiley and Sons, Inc., 2010.
- [17] David A. Johns, Kenneth W. Martin, "Analog Integrated Circuit Design." John Wiley and Sons, Inc., 1997.
- [18] Phillip E. Allen, "CMOS Analog Circuit Design." Oxford University Press, 2002.
- [19] Ned Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robbins, "Power Electronics: Converters, Applications and Design." John Wiley and Sons, Inc., pp. 40-43, 2002.
- [20] W. Grabinski, B. Nauwelaers and D. Schreurs, "Transistor Level Modeling for Analog/RF IC Design." Springer, 2006.
- [21] Neil H. E. Weste and David Money Harris, "Integrated Circuit Design." Addison-Wesley, 2010.
- [22] J. Plummer, M. D. Deal, and P. B. Griffin, "Silicon VLSI Technology." Prentice Hall Inc., 2000.
- [23] Xiao Hong, "Introduction to Semiconductor Manufacturing Technology." Prentice Hall, 2012.
- [24] S. M. Sze, "Semiconductor Devices Physics and Technology." J. Wiley and Sons, Inc., 2002.
- [25] Robert W. Erickson, "Fundamentals of Power Electronics." Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [26] Keng C. Wu, "Switched-Mode Power Converters: Design and Analysis." Elsevier Ltd., 2006.
- [27] Christophe Basso, "Switched-Mode Power Supplies Spice Simulation and Practical Design." McGraw-Hill, 2008.
- [28] N. Weste, David Harris, "CMOS VLSI Design: A Circuits and System Perspective." Addison-Wesley Pub., 2005.
- [29] J. M. Rabaey, "Digital Integrated Circuits." Prentice-Hall, 2003.
- [30] Paul R. Gray, Paul J. Hurst, Stephen H. Lewis, and Robert G. Meyer, "Analysis and Design of Analog Integrated Circuits." John Wiley & Sons, Inc.,

2010.

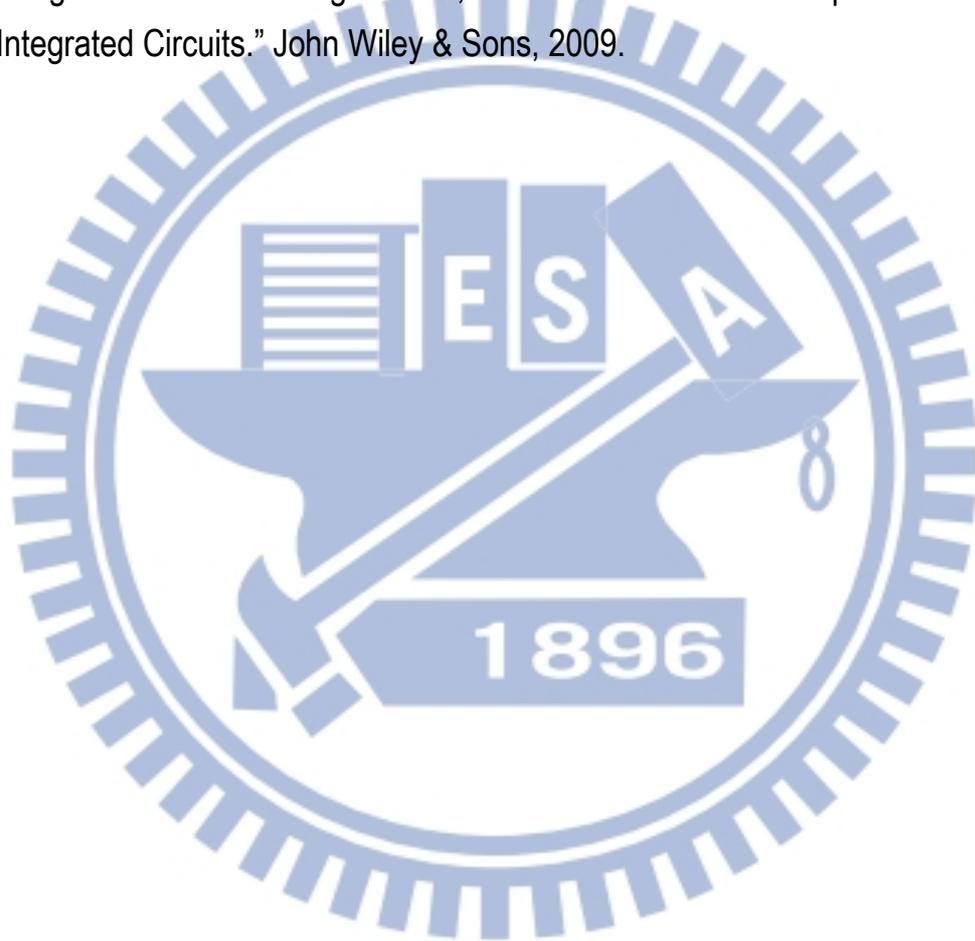
[31] A. Amerasekera and C. Duvvury, "ESD in Silicon Integrated Circuits.", John Wiley & Sons, 2002.

[32] S. Dabral and T. Maloney, "Basic ESD and I/O Design." John Wiley & Sons, 1988.

[33] S. Voldman, "ESD : Circuits and Devices." John Wiley & Sons, 2006.

[34] A. Wang, "On-Chip ESD Protection for Integrated Circuits." Kluwer, 2002.

[35] Ming-Dou Ker and Sheng-Fu Hsu, "Transient-Induced Latchup in CMOS Integrated Circuits." John Wiley & Sons, 2009.



著 作

1. Wei-Chen FU; Bo-Wen Hou; Wen-Cen Li; Wei-Chen Liang; Ching-Sung Lo. "Integrated circuit for driving high-voltage LED lamp." U.S. Patent 8 305 005, Nov. 6, 2012.
2. 傅偉宸；梁偉成；李文岑；侯博聞；羅青松。“驅動高電壓發光二極管燈泡的集成電路。”C.N. Patent 102905413, Jan. 30, 2013.
3. 傅偉宸；梁偉成；李文岑；侯博聞；羅青松。“驅動高壓發光二極體燈泡之積體電路。”T.W. Patent 201134293, Oct. 1, 2011.

