

國立中央大學

電機工程學系

碩士論文

具主動功因調節之 LED 驅動器研製

Analysis and Implementation of LED Driver

with Active Power Factor Correction

研究生：黃衍晨

指導教授：林法正 博士

中華民國一百零二年六月



國立中央大學圖書館 碩博士論文電子檔授權書

(101 年 9 月最新修正版)

本授權書授權本人撰寫之碩/博士學位論文全文電子檔(不包含紙本、詳備註 1 說明)，在「國立中央大學圖書館博碩士論文系統」。(以下請擇一勾選)

同意 (立即開放)

同意 (請於西元 _____ 年 _____ 月 _____ 日開放)

不同意，原因是：_____

在國家圖書館「臺灣博碩士論文知識加值系統」

同意 (立即開放)

同意 (請於西元 _____ 年 _____ 月 _____ 日開放)

不同意，原因是：_____

以非專屬、無償授權國立中央大學、台灣聯合大學系統圖書館與國家圖書館，基於推動「資源共享、互惠合作」之理念，於回饋社會與學術研究之目的，得不限地域、時間與次數，以紙本、微縮、光碟及其它各種方法將上列論文收錄、重製、與利用，並得將數位化之上列論文與論文電子檔以上載網路方式，提供讀者基於個人非營利性質之線上檢索、閱覽、下載或列印。

研究生簽名：葉衍晨 學號：975301010

論文名稱：具主動功因調節之 LED 驅動器研製

指導教授姓名：林法正

系所：電機 所 博士班 碩士班

備註：

1. 本授權書之授權範圍僅限電子檔，紙本論文部分依著作權法第 15 條第 3 款之規定，採推定原則即預設同意圖書館得公開上架閱覽，如您有申請專利或投稿等考量，不同意紙本上架陳列，須另行加填聲明書，詳細說明與紙本聲明書請至 <http://thesis.lib.ncu.edu.tw/> 下載。
2. 本授權書請填寫並親筆簽名後，裝訂於各紙本論文封面後之次頁（全文電子檔內之授權書簽名，可用電腦打字代替）。
3. 請加印一份單張之授權書，填寫並親筆簽名後，於辦理離校時交圖書館（以統一代轉寄給國家圖書館）。
4. 讀者基於個人非營利性質之線上檢索、閱覽、下載或列印上列論文，應遵守著作權法規定。

國立中央大學碩士班研究生
論文指導教授推薦書

電機工程學系/研究所 黃衍晨 研究生所

提之論文

具主動功因調節之 LED 驅動器研製

係由本人指導撰述，同意提付審查。

指導教授 林法正 (簽章)

102 年 6 月 13 日

國立中央大學碩士班研究生
論文口試委員審定書

電機工程學系碩士在職專班 黃衍晨 研究生所提之論文 具主動功因調節之 LED 驅動器研製
經本委員會審議，認定符合碩士資格標準。

學位考試委員會召集人 江炫霖
委員 李壽康
吳明熙
黃仲欽
林法正

中華民國 102 年 7 月 15 日

摘要

本文主要針對 LED TV 背光設備研發設計一個照明用的電源轉換器，此電源轉換器的特色是具備主動功因、高效率 AC/DC 轉換及定電流 LED 驅動器。電路架構為升壓轉換器和半橋式 LLC 諧振轉換器之組合並操作於不連續導通模式下，二次側再加上定電流電路使得 LED 模組達到恆流，並加上調光的控制使其輸出亮度可以調整。本論文所使用的主動式 PFC 轉換器操作在邊界模式，它將 90V~264V 的交流電轉換成 390V 的直流電，再搭配高效率的半橋轉換器將電壓轉換成 70V 電壓供給 LED 燈管，在二次側使用定流電路將 LED 電流恆流，使其達到高效率低耗能定電流的 LED 驅動電路。確定整個電路架構後，對轉換器做數學式動作推導並計算出元件參數，然後與實際結果做其驗證，並確定其可行性。最後，依據本論文之操作原理及分析設計，製作一組六燈管之 LED 驅動電路，其規格為 $V_i=90\sim 264\text{Vac}$ ， $V_{\text{LED}}=70\text{V}$ ， $I_{\text{LED}}=240\text{mA}$ ，測量該電路之相關波形及數據來驗證本文之理論。

關鍵詞:主動式功率因數，半橋 LLC 諧振轉換器，恆流 LED 驅動器

Abstract

This thesis is mainly developed and focused on a power converter for LED TV backlight lightening. Its feature is possessing active power factor and high efficiency AC-DC converter and constant current LED driver. The circuit architecture combines boost converter with LLC half bridge resonant converter and it works under the model of discontinuous conduction mode as well. Moreover, its secondary stage has constant current circuit which provides constant current for LED modules. Furthermore, the illumination can be adjusted by dimmer. An active PFC and operation in boundary mode is used in this study. It converts AC 90V~264V to DC 390V and follows convert voltage to 70V for LED light bar by high efficiency half bridge converter. In secondary side, it is used by a constant current circuit to provide LED current with high efficiency and low power dissipation and constant current. In addition, mathematical calculation is used to derive and extract the parameters of this converter. Finally, a six-light-bar-LED demo board is realized for this study. The main spec are $V_i=90\sim 264\text{Vac}$, $V_{\text{LED}}=70\text{V}$, $I_{\text{LED}}=240\text{mA}$. Waveforms and related data are measured to verify and support this study.

Keywords: Active power factor, LLC half-bridge resonant converter, Constant current LED driver

誌 謝

本論文得以順利完成，承蒙了許多老師、同學以及同事的幫忙，本人心中有著無限的感恩。首先感謝林法正教授這幾年來的細心指導，除了課業上的指導外，也會與我分享做事的一些技巧與態度，多年來不斷的一路引領我朝正確的方向前進，於此特別感謝老師的辛勞與栽培，其次感謝口試委員江炫樟教授、李嘉猷教授、黃明熙教授及黃仲欽教授參與本次的論文口試並提供許多寶貴的意見與耐心的指導，讓本論文更嚴謹與完備。

就讀專班這幾年來不斷來回奔波公司與學校，身心煎熬的我與專班同學之間的互相鼓勵，回憶起來格外的溫馨與感動，還有實驗室的同学林祐諄與柯廷翰，對我的論文也指教良多，在此特別感謝。

另外也要感謝公司的海爾46吋電視開發團隊同事吳麟晉、蔡佩好及達方公司的古必廣合作完成產品，並在繁重的事業下適時的扶我一把，讓我不會課業與事業蠟燭兩頭燒，在工作閒暇之餘，可以有足夠的時間去完成學業。

最後要感謝我的父母與家人，親人的關心與支持是我最大的動力，常常在我最煎熬的時刻扶持我、關心我，使我無後顧之憂的完成學業。除此之外，要感謝的人真的太多了，在此本人願將此論文成果與所有幫助過我的人共同分享這份榮耀與喜悅，謝謝你們。

目 錄

摘 要	v
誌 謝	vii
目 錄	viii
圖目錄	xi
表目錄	xiv
第一章 緒論	1
1.1 前言	1
1.2 研究背景	1
1.3 研究動機與目的	3
1.4 論文大綱	4
1.5 本文貢獻	5
第二章 LED 特性分析	6
2.1 LED 簡介	6
2.2 LED 發光原理	6
2.3 LED 特性	8
2.3.1 LED 電氣特性	8
2.3.2 LED 熱學特性	10
2.3.3 LED 光學特性	11
2.4 白光 LED	14
2.5 LED 的發展	16

第三章 功率因數修正.....	19
3.1 概論.....	19
3.2 功率因數之定義.....	19
3.3 功率因數修正電路之控制方法簡介.....	23
3.4 基本電力轉換器之功因比較.....	30
3.4.1 降壓型轉換器(buck converter).....	31
3.4.2 升壓型轉換器(boost converter).....	33
3.4.3 升降壓型電力轉換器(buck-boost converter).....	37
3.5 PFC IC 介紹.....	39
3.6 PFC 之實際電路與電路動作說明.....	42
第四章 半橋 LLC 諧振轉換器與恆流器架構.....	44
4.1 半橋 LLC 諧振轉換器基本結構.....	44
4.2 半橋 LLC 諧振轉換器工作原理.....	45
4.2.1 直流特性分析.....	51
4.2.2 操作區域之分析.....	53
4.3 驅動 IC 之介紹.....	54
4.4 恆流電路.....	58
4.5 恆流 IC 之介紹.....	59
4.6 驅動與恆流器之實際電路圖與電路動作說明.....	62
第五章 電路元件規格設計與實作量測.....	66
5.1 產品規格書.....	66
5.2 主動功因 LED 驅動器元件規格參數設計.....	66

5.3 主動功因 LED 驅動器實作波形量測	75
5.4 EMI 量測	81
第六章 結論與未來展望	86
6.1 結論	86
6.2 未來展望	86
參考文獻	87

圖 目 錄

圖 1.1	傳統 LED 保護電路架構圖	5
圖 2.1	LED 發光原理示意圖	7
圖 2.2	電流電壓特性曲線	9
圖 2.3	LED 的正向伏安特性	10
圖 2.4	LED 光波長分布圖	12
圖 2.5	白光 LED 的產生方式	16
圖 2.6	白光 LED 應用領域	16
圖 2.7	白光 LED 應用產品類型	17
圖 2.8	白光 LED 發展趨勢	18
圖 3.1(a)	電容性負載電壓與電流波形關係	19
圖 3.1(b)	電感性負載電壓與電流波形關係	19
圖 3.2	電壓/電流波形與相移因數及畸變因數之關係	23
圖 3.3	乘法器控制法	25
圖 3.4	磁滯電流控制電路	26
圖 3.5	磁滯電流	26
圖 3.6	峰值電流控制電路	27
圖 3.7	峰值電流	27
圖 3.8	平均電流控制電路	28
圖 3.9	平均電流	29
圖 3.10	電壓隨耦法控制電路	30
圖 3.11	電壓隨耦法電流	30
圖 3.12	濾波前後之輸入電流波形	31
圖 3.13	降壓型轉換器	31
圖 3.14	降壓型轉換器在不連續導通模式下的電壓電流波形	33

圖 3.15	降壓式轉換器之輸入特性曲線圖.....	34
圖 3.16	升壓型轉換器.....	34
圖 3.17	升壓型轉換器在不連續導通模式下的電壓電流波形.....	36
圖 3.18	升壓式轉換器之輸入特性曲線圖.....	37
圖 3.19	升降壓型轉換器.....	37
圖 3.20	升壓型轉換器在不連續導通模式下的電壓電流波形.....	38
圖 3.21	升降壓式轉換器之輸入特性曲線圖.....	39
圖 3.22	FAN6961 IC 內部方塊圖.....	40
圖 3.23	PFC 電路圖.....	42
圖 4.1	主動功因 LED 驅動器之架構.....	44
圖 4.2	LLC 諧振式轉換器電路圖.....	44
圖 4.3	半橋轉換器波形.....	46
圖 4.4(a)	狀態(t0 ~ t1).....	47
圖 4.4(b)	狀態(t1 ~ t2).....	47
圖 4.4(c)	狀態(t2 ~ t3).....	48
圖 4.4(d)	狀態(t3 ~ t4).....	48
圖 4.4(e)	狀態(t4 ~ t5).....	49
圖 4.4(f)	狀態(t5 ~ t6).....	50
圖 4.4(g)	狀態(t6 ~ t7).....	50
圖 4.4(h)	狀態(t7 ~ t8).....	51
圖 4.5	諧振式轉換器等效電路圖.....	51
圖 4.6	LLC 諧振轉換器 ZVS 與 ZCS 區間.....	52
圖 4.7	L6599 IC 內部方塊圖.....	55
圖 4.8	恆流電路.....	58
圖 4.9	回授機制之均流電路.....	59

圖 4.10	DFN3411 IC 內部方塊圖	60
圖 4.11(a)	DC/DC 電路圖	63
圖 4.11(b)	LED current balance 電路圖	63
圖 4.12	單顆 LED 短路保護電路圖	65
圖 5.1	MOSFET 跨壓波形	68
圖 5.2	鐵芯規格圖	72
圖 5.3	主動功因 LED 驅動器點燈圖	75
圖 5.4	主動功因 LED 驅動器實體圖	76
圖 5.5	功率計儀器圖	77
圖 5.6	輸入電壓為 90V 時之輸出電流與電壓波形	77
圖 5.7	輸入電壓為 110V 時之輸出電流與電壓波形	78
圖 5.8	輸入電壓為 220V 時之輸出電流與電壓波形	79
圖 5.9	輸入電壓為 265V 時之輸出電流與電壓波形	80
圖 5.10	頻譜分析儀儀器圖	82
圖 5.11	傳導性 EMI 雜訊量測系統架構圖	82
圖 5.12	Neutral 傳導干擾圖	83
圖 5.13	Line 傳導干擾圖	83
圖 5.14	典型輻射干擾測試架構	84
圖 5.15	Horizontal 輻射干擾	85
圖 5.16	Vertical 輻射干擾	85

表 目 錄

表 2.1	LED 的種類與應用	6
表 2.2	白光 LED 與其他光源之特性比較	8
表 2.3	白光 LED 與其他光源之優缺點	15
表 5.1	重薄膜絕緣磁線規格表	69
表 5.2	實作數據量測	80

第一章 緒論

1.1 前言

發光二極體 (Light Emitting Diode, LED) 產業已在台灣發展20年，與現今的液晶面板業同屬光電產業中之重要子產業。目前LED是此世代的新興光源，其相對於傳統螢光燈源冷陰極燈管(CCFL)及熱陰極燈管(HCFL)可以提供更有效率及環保的發光模式。LED由於具有高亮度、低耗電、反應速度快、壽命長、體積小等優點，更重要的一點是不含汞(Hg)，是目前最被看好的環保發光元件。因此近年來LED市場規模大幅提升，應用範圍廣闊，例如顯示器、背光源、汽車照明、路燈及室內照明等[1,2]。

科技的進步使得人類對於生活的品質要求越來越高，相對電器產品電源受到諧波的污染也越來越嚴重，造成電力系統網路的供電品質降低，因此影響了供電網路的傳輸能力及穩定度。目前先進國家均制定相關法規來規範電子設備的諧波標準，例如歐盟訂出EN 61000-3-2來限制諧波大小，對於功率高於75W的交換式電源供應器，必須合乎電流諧波規範才可販售，由於歐盟的要求使得功因修正(Power Factor Control, PFC)對於電流諧波的調節技術獲得快速的發展[3]。所以為了改善電源的供電品質來提高電源的使用率，必須在產品中加上PFC的功能，來有效的提高功率因數及降低輸入電流諧波。

1.2 研究背景

功率因數修正可分為主動式(Active)功率因數修正與被動式(Passive)功率因數修正兩種。被動式功因修正器是由被動元件組成，包括：電感與電容組成的LC濾波電路及其它濾波電路和被動開關(二極體)

的組成，其優點為電路結構簡單、成本低廉。但缺點為體積很大、效率和功因不理想，功因值在最好的情況下也只能達到0.7而已，在嚴格的功因要求規範下並不適用。而主動式電路是利用主動元件與脈寬度調變(Pulse Width Modulation, PWM)技術組合而成的，根據電感電流的操作模式，又可分成不連續導通模式(Discontinuous Conduction Mode, DCM)與連續導通模式(Continuous Conduction Mode, CCM)兩種。CCM PFC技術大多被廣泛地應用在超過250W以上的產品；DCM PFC則被運用在電源少於250W時的中小功率裝置，而且現今的DCM PFC多具有自動電流跟隨的能力，所以其控制架構可以更簡化[4]。

而在功率因數修正電路的類比電流迴路裡，類比電流比較器為了抑制雜訊的影響，大都會加入磁滯比較區間(Hysteresis band)，但是磁滯比較區間過大會導致系統輸入線電流失真；另外，由於AC-DC轉換器中開關以及二極體的寄生效應，會使得在切換過程會中產生高頻振盪，因此零電流偵測比較器之參考電壓大小會影響開關導通時間，進而影響輸入電流的諧波失真[5]。而本文所使用的PFC IC是使用邊界模式(Boundary Conduction Mode)，可應用於中低功率電子設備，其內部的判斷信號為混和訊號控制，其中電流與電壓迴路使用類比方式實現，內部迴路則以數位方式實現。使系統輸出電壓可達到最佳動態特性且仍可使輸入電流具備低總諧波失真(Total Harmonic Distortion, THD)以及高功率因數。另外在IC內部加入優化THD功能於電壓迴路，以提升系統的動態響應並且使線電流不受輸出電壓連波的影響。

1.3 研究動機與目的

目前一般基本交換式電源轉換器，可分為非隔離型與隔離型轉換器兩大類。非隔離型轉換器是指轉換器在直流電輸入端與直流電輸出

端之間有電氣共地的性，此類轉換器包含升壓式轉換器(Boost Converter)與降壓式轉換器(Buck Converter)；而隔離型轉換器是指轉換器在直流電輸入端與直流電輸出端之間無電氣共地的性，包含反馳式轉換器(Flyback Converter)、順向式轉換器(Forward Converter)、推挽式轉換器(Push-Pull Converter)、半橋式轉換器(Half-Bridge Converter)、全橋式轉換器(Full-Bridge Converter)[6]。

本論文為中小功率LED驅動電路之開發，主要使用在液晶電視的LED背光驅動電路，目前市售產品依照等級區別，一般白牌市場普遍多為功因低及效率差、體積大等問題。為了改善這些問題，目前此類型電路最常採用的架構為非隔離型的降壓式(Buck)轉換器，其電路簡單且價格也最便宜，且效率更比隔離型反馳式(Flyback)轉換器為佳，但有壽命方面的缺失[7]。雖然目前安全規範並未對此類電路之功率因數做嚴格之限制，但趨勢是對高效率兼具功率因數者佳。此外有些產品使用單級高功因(Single stage)之結構，單相高功因且為單級之電路會從市電汲取二倍頻之虛功，所以輸出電壓會產生二次漣波，造成影響LED輸出電流亦有二次漣波，會對LED造成傷害[8]。還有部分設計者使用非隔離交錯式(Interleaved)降壓架構，雖然可以減少轉換器所產生的漣波電流進而減少使用輸出電容，但其架構複雜，而且IC昂貴，周邊偵測電路元件亦須為單一降壓模式的兩倍，以成本考量來看，不符合經濟效益[9]。

針對上述隔離型與非隔離型LED驅動電路限制，本論文提出一個主動功因高及效率電路的控制方法，不僅具備高功因高效率亦同時解決LED電流精確度的問題，進一步的解決LED電流之漣波。在LED恆流電路部分，運用尼克森公司開發之IC，採用單一訊號輸入去同步控制多顆IC輸出，亦即擴充2N的倍數燈管來使用，適用32吋(2燈管)、40/42

吋(4燈管)、46/50吋(6燈管)等中大型尺寸之LED TV之架構，所以用在多燈管照明設備上，成本也比現有多級式電路架構來得低。

1.4 論文大綱

本文架構共分為六個章節，主要探討高功因高效率轉換器的架構、動作原理與元件參數的設計，再加上恆流電路的設計使其LED照明設備的亮度能均勻分布，其各章節內容概述如下：

第一章 說明本論文的背景、動機和目的。

第二章 說明LED發光原理與特性。

第三章 說明功因定義與功因修正原理，並比較各基本轉換器的功因，並介紹IC及動作原理。

第四章 說明主動功因LED驅動器的架構、動作原理與IC的動作流程。

第五章 設計主動功因LED驅動器的各元件參數值、產品規格，與實驗數據做驗證，並做EMI的量測探討是否合乎規範值。

第六章 結論與未來加強的研究方向，並做EMI的量測並將所有量測數值加以討論。

1.5 本文貢獻

本論文所使用的架構為主動式PFC並操作在DCM邊界模式，搭配高效率的半橋切換將電壓轉換成70V直流電供給LED使用，在二次側搭配電壓控制式恆流電路，使其達到高效率低耗能定電流的LED驅動電路。

另外次電路設計及硬體layout佈線皆為實際應用設計，並且介紹其中的電路硬體設計參數及技術，以及實際實驗測試數據作為佐證本論

文。並改良LED短路時的保護機制，如圖1.1所示為傳統的LED保護偵測電路，當短路時，電路僅能偵測動作異常而保護，卻無法判斷LED短路的顆數來決定是否需要保護。本論文改良了單顆LED短路保護問題，搭配IC DFN3411外加單顆LED偵測電路，以達到單顆LED短路時，其LED驅動器仍能正常動作，不會因單顆異常而整機保護。

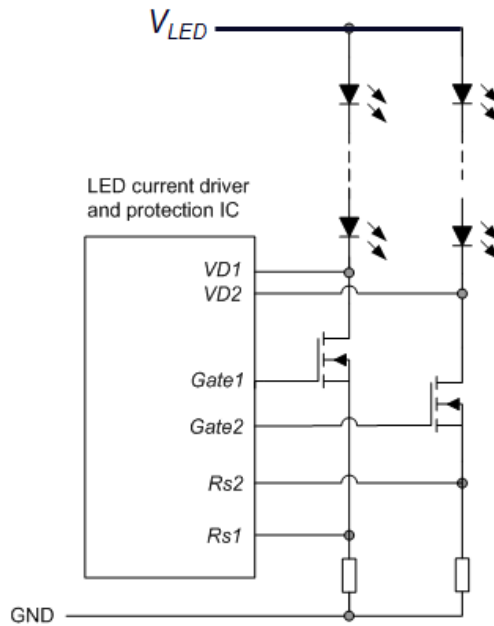


圖1.1 傳統LED保護電路架構圖

第二章 LED 特性分析

2.1 LED 簡介

發光二極體(Light Emitting Diode)簡稱 LED，是由半導體所製成的光源，在 1950 年代被開發出來，1962 年通用電氣公司開發出實際應用可見光 LED，直到 1992 年日亞化學(Nichia)成功開發藍光 LED 技術後，LED 才逐漸走向全彩化。由於它的體積小及重量輕的特性，符合現今消費性產品微小化的需求，而且 LED 也較其他光源省電，在能源短缺且環保意識抬頭的年代，LED 將取代傳統照明光源。如表 2.1 所示，LED 和生活上的應用息息相關，已是現代照明不可或缺的要素。

表2.1 LED的種類與應用[13]

分類		應用波長範圍	主要材料	主要應用
可見光	紅、橘、黃光	550~700nm	AlGaAs、GaAsP、GaP (一般亮度)	資訊、家電等之指示燈
			AlGaInP (高亮度)	顯示看板、背光源、交通號誌、車用指示燈
	藍、綠、紫光	400~550nm	InGaN	顯示看板，背光源、交通號誌、車用指示燈、照明
不可見光	紫外光	<380nm	AlGaN	殺菌燈、照明
	紅外光	850~950nm	GaAlAs、GaAs	遙控器、IrDA模組

2.2 LED 發光原理

LED 是一種將電能轉換成光能的半導體元件，是由 III-V 族元素化

合物半導體製成，即是由Ⅲ族(AL、Ga、In...)與Ⅴ族元素(N、P、As...)結合而成，如圖 2.1 所示在半導體材料中一半是三價雜質原子形成的 P 型半導體，一半是五價雜質原子形成的 N 型半導體，其核心是 PN 接面，因此它具有一般 PN 接面的電流-電壓特性，就是正向導通、反向截止以及崩潰特性。利用外加的順向電壓，將使 N 區的電子則向 P 區移動，而 P 區的電洞往 N 區移動，使得電子與電洞在 PN 接面進行復合，復合之後會將能量以光的形式釋放出來，此為 LED 的發光原理。半導體可分直接能帶隙與間接能帶隙二種，高亮度的發光元件都以直接能隙材料為主，不同的半導體材料會因為能隙值不一樣，而發出不同的波長，也就會看到不同顏色的光及光輻射，純度如表 2.2 所示，發光的波長或頻率取決於半導體材料的能隙值 E_g ，單位為電子伏(ev)[10-12]：

$$E_g = \frac{hv}{q} = \frac{hc}{\lambda q} \quad (2-1)$$

$$\lambda = \frac{hc}{qE_g} = \frac{1240}{E_g} \quad (2-2)$$

上式中： q 為載子帶電荷， h 為普朗克常數(Plank's，值為 $6.626 \times 10^{-34} j \cdot s$)， v 為電子運動速度， c 為光速， λ 為發光波長，單位為奈米(nm)。若能產生可見光，則半導體材料之 E_g 值應在1.63~3.26V之間。

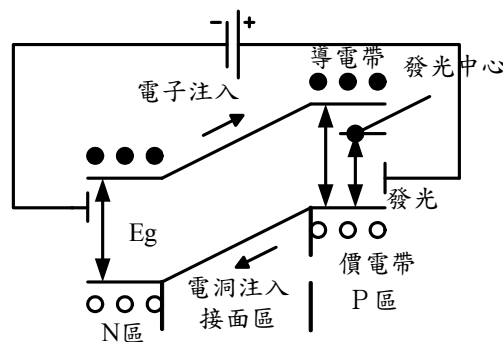


圖2.1 LED發光原理示意圖[12]

表2.2 LED材料波長光色表[12]

基板材料	發光層材料	波長 λ (nm)	光色
Gap	Gap	700	紅
		570	黃綠
		565	黃綠
	GaAsP	650	紅
		630	橙
		590	黃
GaAs	AlGaAs	660	紅
		660	紅
	AlGaInP	635~644	紅
		612~615	橙 紅
		590	黃
Sapphire	GaN	525	綠
		450	藍

2.3 LED 特性

2.3.1 LED 電氣特性

電流-電壓特性是 LED PN 接面性能的主要參數。LED 的電流-電壓

特性具有非線性和單向導電性，因此加正偏壓時表現為低電阻，加反偏壓時為高電阻，如圖 2.2 所示。

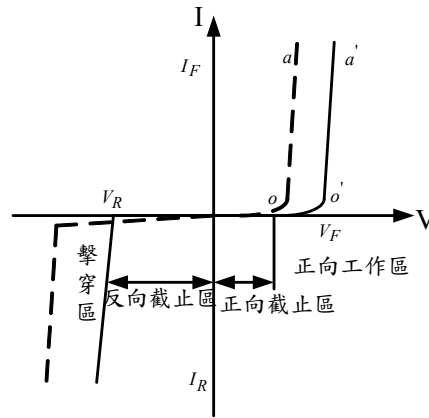


圖2.2 電流電壓特性曲線[12]

當工作在正向工作區時，工作電流 I_F 與外加電壓成指數關係：

$$I_F = I_S (e^{\frac{qV_F}{KT}} - 1) \quad (2.3)$$

式中： I_S 為反向飽和電流。

在 $V > V_F$ 的正向工作區， I_F 隨 V_F 的增大呈指數規律上升：

$$I_F = I_S e^{\frac{qV_F}{KT}} \quad (2.4)$$

LED 的正向工作電壓 V_F 為 1.4V~3.0V，在環境溫度上升時，正向工作電壓 V_F 會下降。而在正向電壓小於某一值時，電流極小，LED 不發光。當正向電壓超過某一值後，正向電流隨電壓迅速增加，LED 發光。LED 的正向電流電壓特性如圖 2.3 所示。LED 的電流電壓特性模型可用下式表示：

$$V_F = V_{turn-on} + R_s I_F + \left(\frac{\Delta V_F}{\Delta T} \right) (T - 25) \quad (2.5)$$

R_s 為電流電壓特性曲線的斜率；式中 $V_{turn-on}$ 為 LED 的啟動電壓； T 為環境溫度； $\frac{\Delta V_F}{\Delta T}$ 為 LED 正向電壓的溫度係數，對於多數 LED 而言，其典型值為 $-2V/^\circ C$ 。

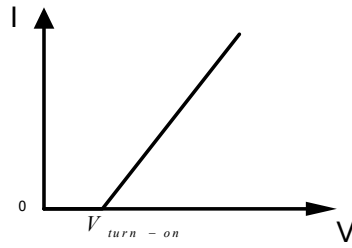


圖2.3 LED的正向伏安特性

從 LED 的電流電壓特性曲線及模型看，LED 在正向導通後其正向電壓的細小變動將引起電流的很大變化，另外環境溫度與老化時間等因素也將影響 LED 的電氣性能。

2.3.2 LED 熱學特性

LED 的熱學特性與 PN 接面溫度有很大的關係，操作在小電流下且長時間連續點亮時，LED 的溫升並不明顯。若溫度升高，LED 主波長則會漂移，色溫也會些微變化，造成初始亮度下降，所以溫升將嚴重影響 LED 的可靠度與穩定性。下列為 LED 的主波長與溫度關係式：

$$\lambda_p \cdot T_2 = \lambda_0 \cdot T_1 + \Delta T_g \times 0.1 \text{ nm}/^\circ\text{C} \quad (2.7)$$

$$\Delta T_g = T_2 - T_1 \quad (2.8)$$

式中 λ_0 為 LED 初始波長、 λ_p 為 LED 溫升後波長、 T_1 為環境溫度、 T_2 為接面溫度。由上式可知，當接面溫度升高 10°C 時，波長將漂移 1nm，使得 LED 發光的均勻性與一致性皆變差，這對於照明用的燈具設計來說，應選用散熱良好的燈具外殼或散熱片來散熱，以確保 LED 能長期穩定工作。

隨著白光 LED 發光效率的技術不斷提升，未來將廣泛應用在各種照明市場上，用在照明的燈具光源要求小型化、密集排列以提高單位面積的光通量、光強度與光亮度的設計，但除了材料特性以及封裝技術的瓶頸外，最棘手的問題還是散熱，因為輸入 LED 的功率中約有 20% 左右轉換成光源，其餘則轉換成熱量，這些熱量將使 LED 產生下列幾

個問題：

1、金線斷裂：因為 LED 內部各元件的熱膨脹係數皆不同，會因封裝材料的環氧樹脂與 LED 晶片或金線間，因熱膨脹係數不同而產生應力累積，最後將造成金線斷裂 LED 損毀不發光。

2、封裝材料變黃：散熱設計不良時，會造成工作溫度過高，此時封裝材料高分子會斷鏈，劣化的封裝材料會產生黃化現象而造成光輸出的衰減。

傳統的 LED 封裝結構中，一般用銀膠將 LED 晶片黏貼在金屬腳座的反射杯中，再藉由焊線機連接鋁線或金線，完成 LED 元件的內外正負極連接，最後用環氧樹脂封裝而成，雖然封裝程序簡單，但熱阻值非常的高。目前散熱技術均是利用 LED 晶片底座下面的金屬腳座散去熱量，金屬腳座都選擇高導熱係數的材料組成，如鋁、銅或陶瓷等材料。對 LED 而言，最重要的就是光通量及光強度，所以 LED 發光源必定不能遮光，但目前所使用的環氧樹脂幾乎都是不導熱材質，LED 會因為散熱不良導致晶片內部溫度上升，造成 LED 元件加速老化及環氧樹脂材質劣化，造成光亮度衰減或並燒毀失去發光功能等現象。因此只要能有效降低 LED 晶片介面溫度就能有效降低熱阻值，除了利用增大的 LED 晶片面積，提高工作電流使光電轉換效率提高外，亦可改變 LED 結構設計，外加反射器與光學透鏡，來提升 LED 發光效率，及改進螢光粉的成份以增加螢光轉換效率等方法。現在也有新型的 LED 設計是採用覆晶結構來提高晶片的光效率，並改善 LED 晶片的散熱特性來降低熱[13]，或增加 LED 散熱鰭片的面積與對流值。

2.3.3 LED 光學特性

LED 有可見光與非可見光兩個系列，非可見光系列 LED 可用輻射

度來測量光學特性，而可見光系列可用光度學來測量光學特性(波長介於 390~750nm)。

LED 發光並非單一波長，其波長基本上如圖 2.4 所示分布[14]。其光譜分布曲線都有一個相對光強度，最強處也就是光輸出最大值時，與之相對應有一個波長，此波長叫峰值波長，而只有單色光才有峰值波長，另外不同材料所製成的 LED 都有各自獨立的光波長分布圖。

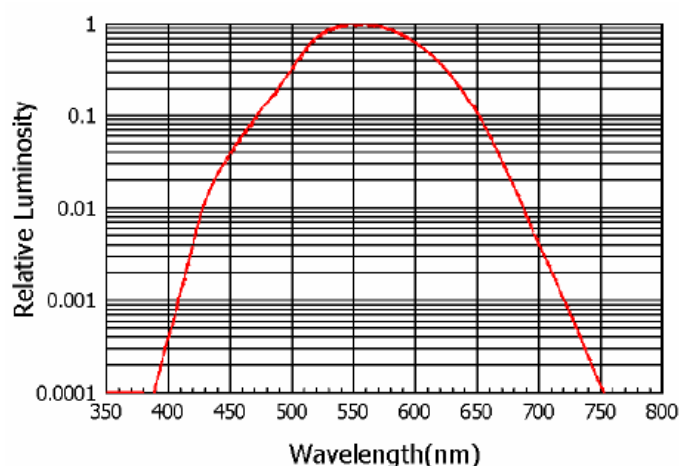


圖2.4 LED光波長分布圖[14]

LED做為一種照明光源新產品，可以從幾個衡量光源特性的指標，來描述光的特性，這幾個常見的衡量指標包括光通量、光強度、照度、輝度、色溫、演色性、發光效率、光衰值與光源壽命[15,16]。

(1) 光通量(Luminous flux)

光通量是一種表示光的功率的單位，是指光源在單位立體角內所發出的光亮，符號是 Φ 單位為流明(lm)。簡單說光通量為 LED 各個方向發光的能量之總和，它與工作電流直接相關，隨著工作電流的增加，其光通量也逐漸增大。定義為：一流明等於一燭光之均勻點光源放射於一立徑之立體角範圍內之光通量($1 \text{ lm}=1 \text{ cd} \cdot \text{sr}$)。

(2) 光強度(Luminous intensity)

光強度用於表示光源給定方向上單位立體角內發光強弱程度的物

理量。其SI公制單位中光強度以燭光(candela, cd)為測量單位，1979年第16屆國際計量大會決議，定義一燭光等於頻率 $540 \times 10^{12} \text{ Hz}$ 的單色輻射源在給定方向上的發光強度，該方向上的輻射強度為 $1/683 \text{ W/sr}$ 。

(3) 輝度(Luminance)

輝度是衡量發光性能的重要參數，具有很強的方向性，描述眼睛對光源認知的強度，單位為nit (cd/m^2)，定義為：單位面積在特定方向上的光度值。代表一光源或發光面，對人眼所造成的視覺效果。

(4) 照度(Illuminance)

照度是每單位面積所接收到的光通量，以lux(lx)為量測單位。定義為：光線在一定的距離時，散佈在單位面積上的光量，一勒克斯等於一流明之光通量垂直照射在一平方公尺平面之光照度($1 \text{ lx}=1 \text{ lm}/\text{m}^2$)，其照度大小與距離有關係，因為同一光源所發出的流明值是固定的，隨著距離的增加，球體的面積也跟著增加，相對的單位面積上所分配到的流明數便隨之減少，即所謂的「平方反比定律」，即：

$$E = \frac{I}{D^2} \quad (2.6)$$

式中：E為照度，D是受光面距點光源的距離，I則為點光源亮度。

(5) 色溫(Color Temperature)

色溫是LED產品中一項重要的規格，這關係到LED燈光照明產品所顯示的顏色特性。色溫高低計量單位是以KelvinScale，也就是以 $^{\circ}\text{K}$ 為單位，一開始是凱氏於鋼鐵廠內觀察到溶解金屬開始至最高溫度時，金屬發光所呈現的顏色不同，而以數據單位記錄下來，後來就產生色溫的規格表。其定義為：用絕對溫度 $^{\circ}\text{K}$ 來表示，即把標準黑體加熱，當溫度升高到一定程度時，該黑體顏色開始深紅-淺紅-橙黃-白-藍逐漸改變，某光源與黑體的顏色相同時，就把黑體當時的絕對溫度稱為該光源的色溫。

(6) 演色性(Color rendering Index , CRI)

演色性為光源對物體色彩表現的程度，也就是顏色的逼真程度，演色性高的光源對顏色的表現越好，對於人眼所見的顏色就越接近自然原色，定義為：光源照射彩色物體時，色彩與陰天晝光所見色彩相同的程度。光源的演色性以平均演色性指數(general color rendering index, Ra)表示之，越接近 100 表示演色性越好，相對的 Ra 值越低，所呈現之顏色失真越高。

(7) 發光效率

發光效率也稱作光視效率，是最常用來衡量光源效能的指標，定義為光源每消耗一瓦特的電功率所輸出的光束值，就是光源的發光效率，單位是流明/瓦(lm/w)，光源的發光效率越高則越省電。

(8) 光衰值

光衰是指發光體經使用一段時間後，發光效率出現下降之現象，燈具標準是按 1000 小時計算光衰，也就是說累計或持續工作 1000 小時後發光效率下降的百分比。若以光源壽命 70%的全光束輸出值為參考值，目前白光 LED 的光衰值為 35%，也就是說當白光 LED 的壽命為 10,000 小時，經過 3,000 小時後，白光 LED 的全光束輸出值僅剩 65%。

(9) 光源壽命

光源壽命常因材料與發光機制的不同，而有不同的定義。以往 LED 曾用 mean-time-before-failure (MTBF) 的觀念定義壽命，而目前通常是用流明數衰減 (lumen depreciation) 的程度來定義。通常選擇流明數衰減至原來 50%或 70%所需的時間，做為 LED 光源的壽命指標。

2.4 白光 LED

白光是由多種顏色混合而成的光，如三原色(紅、綠、藍)混合或互補色混合成為白光，目前白光LED可由三種方式來製作如圖2.5所示，

第一種是利用三原色原理將RGB三種超高亮度LED組成一個像素混合成白光，優點是不需螢光粉轉換，可避免轉換損失而得到較佳的發光效率，另可分開控制紅、綠、藍的發光強度，達成全彩的變色效果，再由LED的波長及強度的選擇得到較佳的演色性，但其缺點為混光困難、驅動電路設計複雜化、成本高、三原色發光效率不均造成熱源散熱更是其他形式的三倍。第二種方式以藍光LED加上黃色螢光粉，螢光粉被激發後產生的黃光再與原先用於激發的藍光互補而產生白光，是目前較成熟的白光LED技術，優點為成本低、電路設計簡單，但是這種方式也存在著一些缺點，就是均勻度不佳、白光色溫偏高、演色性偏低、受限於螢光粉其發光效率低等問題。第三種是利用紫外光或紫光(300~400nm)LED加上RGB螢光粉，此原理與日光燈類似但是比日光燈的性能優越，優點為演色性佳但同樣的有發光效率低、封裝材料被紫外光照射易產生老化、白光不夠均勻、穩定性差、光輸出衰減較大的缺點[17-19]。根據上述整理表2.3為各種白光形式優缺點比較。

表2.3 白光LED與其他光源之優缺點

白光產生方法	優點	缺點
三原色 (紅、綠、藍)	1. 發光效率高 2. 可動調整色溫	1. 設計成本高 2. 混色性不佳 3. 成本高
藍光LED加上黃色 螢光粉	1. 電路架構簡單 2. 成本低	1. 發光效率低 2. 演色性不佳 3. 發光不均勻
紫光LED加上RGB 螢光粉	1. 演色性佳	1. 易老化、壽命短 2. 發光效率低 3. 發光不均勻

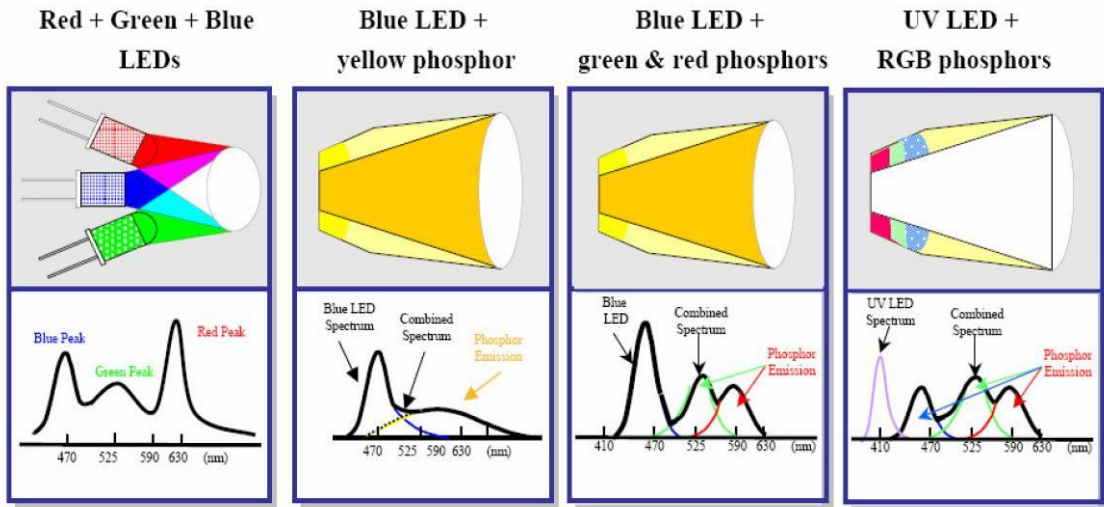


圖2.5 白光LED的產生方式[19]

2.5 LED 的發展[20,21]

白光 LED 具有許多優點，已被業界看好未來幾年內替代傳統照明設備的商品，未來白光 LED 成本降低及照明應用領域陸續開發的情形下，將會有更可觀的市場規模。如圖 2.6 所示白光 LED 應用範圍相當廣，由早期手機、小型裝置等，到近年因白光 LED 出現應用範圍擴大到汽車、照明、戶外大型顯示器等產品。

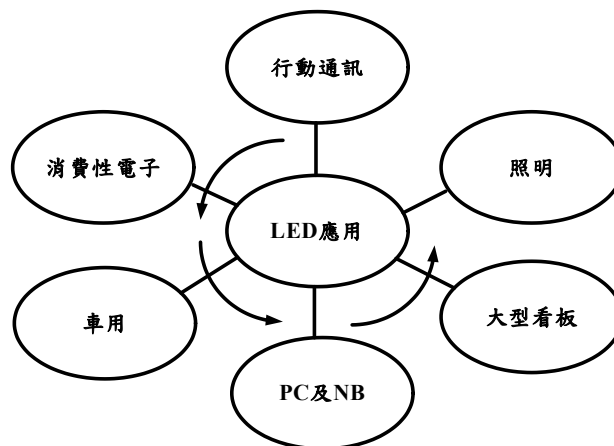


圖2.6 白光LED應用領域[21]

如圖 2.7 所示不同的白光 LED 用於不相同的產品上，起初 LED 剛發展出來時因為亮度不夠，都用來做儀表的指示光源、電腦顯示器、電視機錄影機的遙控器、數碼手錶等，後來開始應用文字點陣顯示器、背景圖案用的燈柵和線條圖陣列，當技術又提升時才應用在交通信號燈、汽車的停車燈、標示燈等。LED 顏色多樣化有助 LED 在景觀燈、裝飾燈市場發展，主要以街道、廣場或公共場所裝飾照明為主。

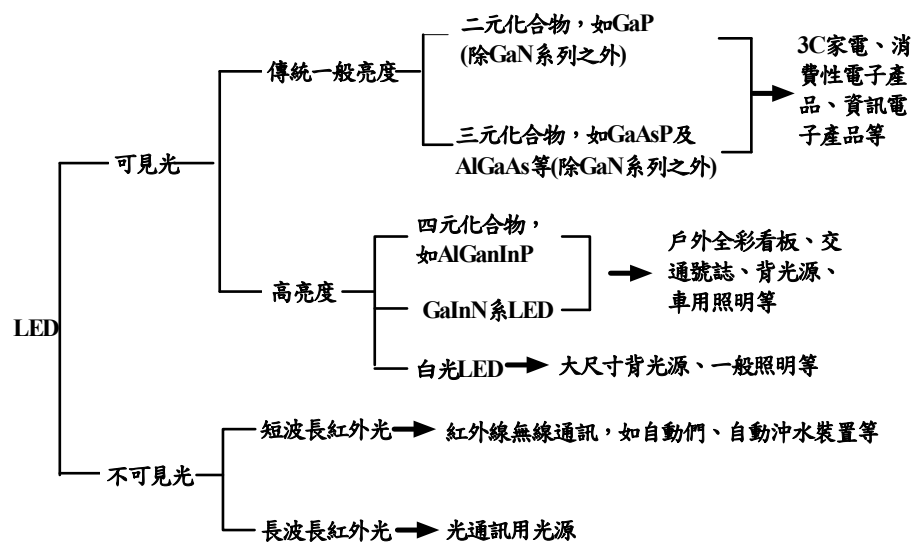


圖2.7 白光LED應用產品類型[21]

如圖 2.8 所示為未來預估白光 LED 的發展趨勢，由於 LED 應用在顯示光源及背光源具有快速啟動、高色彩飽和度、無汞及壽命長等優點，也因為高階手機採用白光 LED 當背光源後，現今白光 LED 最看好應用在大吋的平面顯示器市場，尤其是在桌上型電腦螢幕與液晶電視螢幕應用白光 LED 做背光的比例逐漸提高，相較於 CCFL 更能賦予液晶面板更高的附加價值，提供人們更佳的視覺享受。而中小尺寸產品如：車用導航、數位相框、筆記型電腦、液晶投影機等產品需求明顯成長的帶動下，使白光 LED 能成為平面顯示器的背光源，市場產值將大幅成長。而白光 LED 若要普及到一般室內照明，仍需要一段時間，原因是目前發光效率低、散熱性不好、價格昂貴、LED 照明產品通用

標準的規範制定問題及光學、機構與電路控制等系統整合，目前皆以戶外照明、交通號誌或景觀燈為主，但LED的材料生產技術及發光效率慢慢提升下，及整體考量使用白光LED增加壽命、省電效率和環保節能等因素，未來將更能應用在室內照明市場中，所以LED被譽為21世紀新光源。

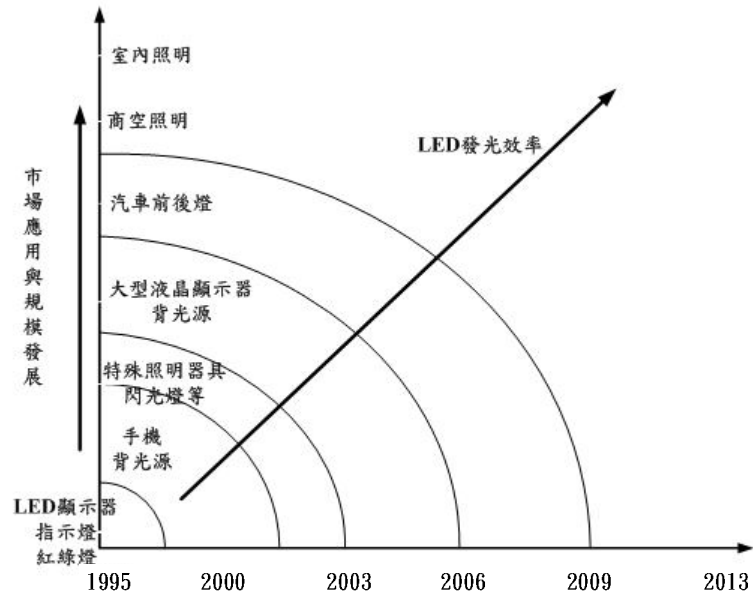


圖2.8 白光LED發展趨勢[21]

第三章 功率因數修正

3.1 概論

為了提供電路所需的直流電壓，一般電路使用的轉換器大多利用二極體橋式整流電路將市電的交流電源轉換成直流電壓。而為了獲得穩定的直流電壓，需在直流側並聯一個大電容來降低直流電壓的漣波成分，由於大電容把直流電壓維持在固定的準位，使得整流電路的二極體只有在交流電源的電壓高於直流電壓時才會導通，導通時電路阻抗很低，因此會有很大的脈波狀湧入電流，且導通時間非常短，這種脈波電流波形含有大量諧波（Harmonic），導致極低的功率因數[22,23]，亦會造成輸入電壓波形的失真變形，交流端之輸入功率因數則僅有約0.6左右。

3.2 功率因數之定義[24]

一般線性負載可分為電感性、電容性與電阻性三種。圖3.1(a)與(b)所示，分別為電容性及電感性負載之電壓及電流波形的相對關係；由圖可知在電容性負載下，電流波形則會領先電壓一個角度 θ ，而在電感性負載下，電流波形會落後電壓波形一個角度 θ 。

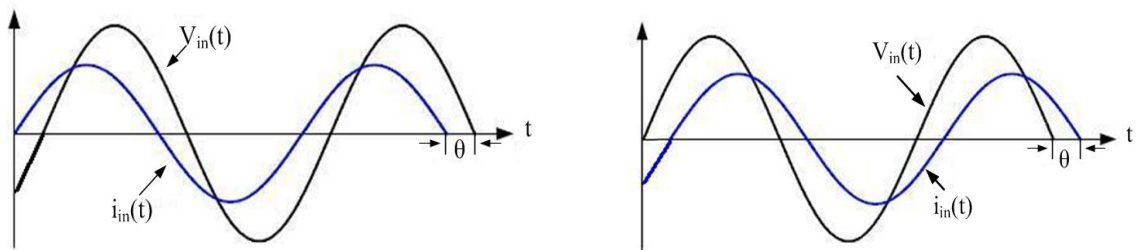


圖3.1 (a)電容性負載電壓電流波形關係 (b)電感性負載電壓電流波形關係

因此，就以上兩種情形而言，輸入的平均功率(P)皆可表示為

$$P = V_{rms} I_{rms} \cos \theta \quad (3.1)$$

式中， V_{rms} = 輸入電壓的有效值； I_{rms} = 輸入電流的有效值； θ 為電抗元件造成的領先或落後的相角。

在線性負載中 $\cos \theta$ 稱為功率因數。對一電阻性而言 $\theta = 0$ 亦即 $\cos \theta = 1$ ，所以可以把功率因數看做是一負載接近電阻性的程度，亦為所消耗的實功率(P ：Real power)與視在功率(S ：Apparent power)之比值，其中實功率為在單一週期內，瞬時電流 $i(t)$ 與瞬時電壓 $v(t)$ 之乘積對時間積分的平均值，又稱為平均功率(Average power)。視在功率式(3.5)為電流與電壓之均方根值(Root-Mean-Square Value) 的乘積，而式(3.3)與式(3.4)分別為電流有效值 I_{rms} 與電壓有效值 V_{rms} ，即是均方根值。倘若負載為電容性或電感性時， $\cos \theta$ 將小於1，致使能量會部份回送至電源傳輸線，增加傳輸線上的損耗，並降低電力設備的使用率。

$$P = \frac{\int_T v(t)i(t)dt}{T} \quad (3.2)$$

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{\int_T i(t)^2 dt}{T}} \quad (3.3)$$

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{\int_T v(t)^2 dt}{T}} \quad (3.4)$$

$$S = V_{rms} I_{rms} \quad (3.5)$$

但隨著技術的迅速發展，電子產品大多為非線性負載，故功率因數的降低不只是輸入電流與輸入電壓之相位差的問題，還起因於輸入電流產生畸變所造成的影響，其非線性負載功率因數定義須修正如下：

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{\frac{1}{T} \int_T v(t)i(t)dt}{V_{rms} I_{rms}} \quad (3.6)$$

式中： T 為線電壓週期。

假設電流與電壓為週期性的非弦波波形，可以利用傅立葉(Fourier)分析，將輸入電流及電壓分解成各次諧波，則輸入電流及電壓可以表示成

$$v(t) = V_o + \sum_{n=1}^{\infty} V_n \sin(n\omega t + \phi_n) \quad (3.7)$$

$$i(t) = I_o + \sum_{n=1}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \phi_n) \quad (3.8)$$

上式中， V_o 和 I_o 為輸入電壓、電流之直流成分。將式(3.7)和(3.8)代入(3.6)式中，可得

$$P = \frac{1}{T} \int_T [V_o + \sum_{n=1}^{\infty} V_n \sin(n\omega t + \phi_n)] [I_o + \sum_{n=1}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \phi_n)] dt \quad (3.9)$$

利用三角函數中的積化和差公式代入(3.9)式中，經過運算後因為直流項乘積之平均值為 $V_o I_o$ ，相同頻率下的電流與電壓的乘積之平均值為 $V_{n,rms} I_{n,rms} \cos(\phi_n - \theta_n)$ ，不同頻率的電流與電壓的乘積之平均值為零，可得非弦波之週期電流與電壓之平均功率為

$$P = V_o I_o + \sum_{n=1}^{\infty} V_{n,rms} I_{n,rms} \cos(\phi_n - \theta_n) \quad (3.10)$$

式中， $V_{n,rms} = \frac{V_n}{\sqrt{2}}$ ， $I_{n,rms} = \frac{I_n}{\sqrt{2}}$ ， V_n 為峰值電壓， I_n 為峰值電流。將(3.10)

式代回(3.6)式中，可得功率因數為

$$PF = \frac{V_o I_o + \sum_{n=1}^{\infty} V_{n,rms} I_{n,rms} \cos(\phi_n - \theta_n)}{V_{rms} I_{rms}} \quad (3.11)$$

就一般的情況而言，電力用戶端多為非線性的負載，輸入市電電壓保持為正弦波 $v(t) = V_m \sin \omega t$ ，但會造成輸入電流造成畸變，則可用傅利葉

分析表示輸入電流為 $i(t) = I_o + \sum_{n=1}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \phi_n)$ ，並應用於式(3.10)可得

$$P = (0)(I_o) + \frac{V_m I_1}{2} \cos(0 - \theta_1) + \sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{(0) I_n}{2} \right) \cos(0 - \theta_n)$$

$$= \frac{V_m I_1}{2} \cos \theta_1 = V_{rms} I_{1,rms} \cos \theta_1 \quad (3.12)$$

將式(3.12)代入式(3.6)中，可得

$$PF = \frac{I_{1,rms}}{I_{rms}} \cos \theta_1 = \text{畸變因數} \times \text{相移因數} \quad (3.13)$$

式中，電流基本波有效值

$$I_{1,rms} = \frac{I_1}{\sqrt{2}} \quad (3.14)$$

$$I_{rms} = \sqrt{I_o^2 + \frac{I_1^2}{2} + \frac{I_2^2}{2} + \dots} \quad (3.15)$$

對一畸變非正弦電流波形，通常以總諧波失真(Total Harmonic Distortion, THD)來表示波形失真及扭曲程度。THD為所有非基本波有效值與基本波有效值之比：

$$THD = \sqrt{\frac{I_{rms}^2 - I_{1,rms}^2}{I_{1,rms}^2}} \quad (3.16)$$

根據(3.15)式及(3.16)式將可得功率因數與總諧波失真兩者之間的關係式為

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1 + THD^2}} \cos \theta_1 \quad (3.17)$$

由式(3.13)可知，功率因數主要有兩個因素，一是相移因數(Displacement factor)，由 $\cos \theta_1$ 所決定；另一是畸變因數(Distortion factor)，由 $I_{1,rms}$ 與 I_{rms} 的比值決定。因為非線性負載之故，輸入電流發生畸變會產生諧波，使得 $I_{1,rms}$ 與 I_{rms} 的比值小於1；又由於電流基波與電壓相位的不同，使得 $\cos \theta_1$ 小於1。因此要改善功率因數，就要盡量使得相移因數與畸變因數趨近於1，也就是要使輸入電流與輸入弦波電壓之波形成比例且相位相同，圖3.2為電壓波形、電流波形、相移因數及畸變因數之關係。

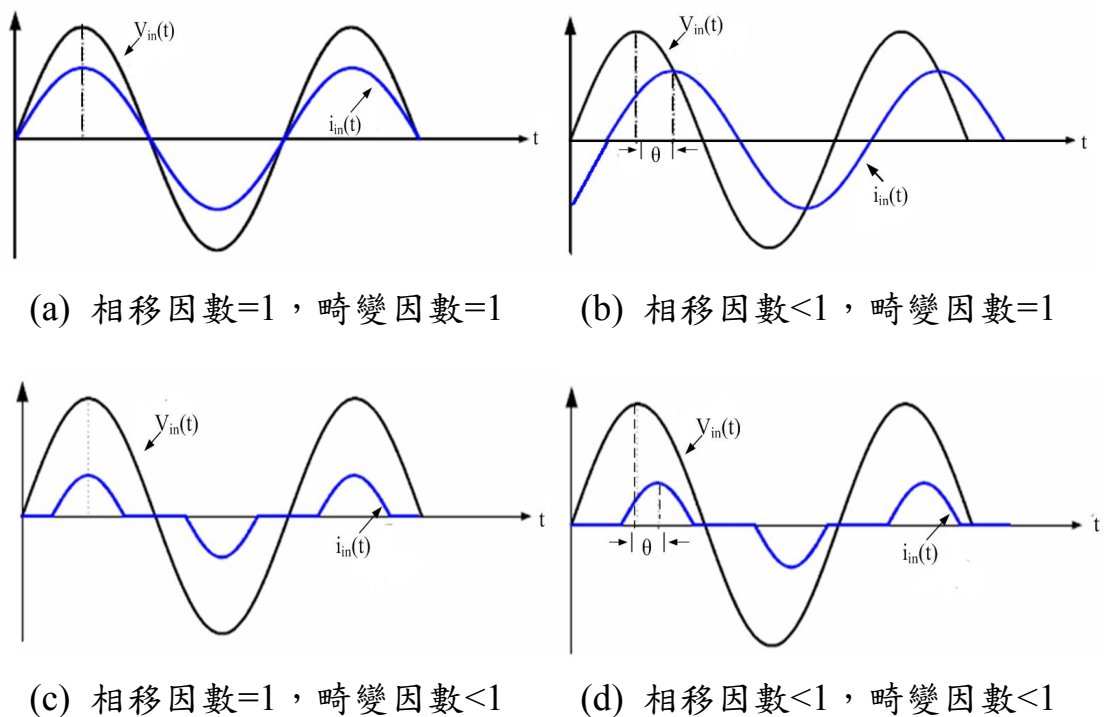


圖3.2 電壓/電流波形與相移因數及畸變因數之關係

3.3 功率因數修正電路之控制方法簡介[25-27]

功率因數修正器的主要功能是讓電流與電壓的相位相同，且使負載近似於電阻性，因此在電路設計上有很多種作法，其中依使用的元件來分類，可分為主動式功率因數修正器和被動式功率因數修正器兩種。被動式功率因數修正器是由被動元件組成，包括：電容、電感和被動開關(二極體)，利用電感/電容具有的電流相位落後/領先電壓相位之特性，改變輸入電流流入直流濾波電容的路徑與時間，來改善輸入電流的相位和波形，設計適當的電路參數可以達成一定程度的功因修正功能。其優點為電路結構簡單、成本低。然而，被動式濾波電路工作頻率與市電相同，其構成的元件必須體積大顯得笨重，且功因值在最好的狀況下也只能達到0.7而已，在嚴格的功因(0.9)要求規範下並不適用。

主動式功因修正電路由切換開關元件、儲能元件及控制電路組成。

控制電路主要是驅動開關元件作高頻切換，並偵測輸入與輸出電壓，在不同功率負載的需求下，來控制主動開關切換的時機，使儲能電感進行能量儲存與釋放，以改變輸入功率與電流波形，達到功因修正及穩壓的功能。目前，已有多種電路架構被應用於主動式功因修正電路，如(Buck、Boost、Buck-Boost、Flyback converter等，均可將功因提高至接近1，總諧波失真可被抑制到10%以下，功因修正的效果非常好。其功率因數校正之控制方法，根據流經電感電流的連續與否，可分為連續導通模式和不連續導通模式。分述如下：

(1)連續導通模式(CCM)

連續導通模式是表示儲能電感上的電流是連續性的，即電感電流波形在一個切換週期內，電流不會降到零，能量未完全釋放。其優點為儲能電感上的電流為連續，所以電磁干擾濾波器設計比較小。連續導通模式經常使用於大功率的場合，因為在連續導通電流模式，儲能電感值需較大，所繞線圈數比較多，體積上也較為龐大。另外無法達到零電流切換，必須考慮二極體返向恢復(Reverse recovery)問題。為了輸入電流波形能夠追隨輸入電壓波形，則採取乘法器控制法圖3.3所示，利用乘法器(Multiplier)去做電流模式的PWM控制。將輸入電壓與控制電壓相乘，作為輸入電流所欲追隨的訊號。其閉迴路系統可分為內迴路與外迴路兩部分。內迴路：藉由乘法器將輸入電壓與控制電壓相乘，做為輸入電流追隨之控制訊號，以達到功因校正的目的，此迴路屬於電流控制。外迴路：藉由輸出電壓控制器產生控制電壓訊號，改變開關責任比(Duty)以穩定輸出電壓，此迴路屬於電壓控制。

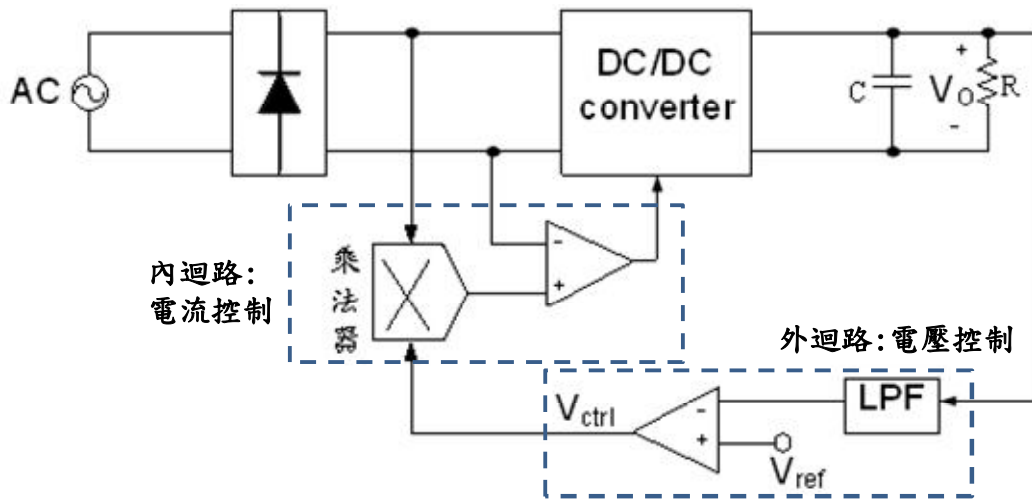


圖3.3 乘法器控制法[25]

依據電流控制方式，乘法器控制法又可再細分成三種：

(a) 磁滯電流控制(Hysteresis Current Control)

磁滯電流控制法(如圖3.4與圖3.5)主要是以誤差比較的一種控制方法，利用設定正負誤差邊界的上下限來降低誤差。其操作方式是控制電感電流，使其追蹤正弦波的電流參考信號，並控制電感電流上限值($I_{P,ref}$)及電感電流下限值($I_{V,ref}$)在磁滯區間(Hysteresis band)內切換，當電感電流低於參考訊號時，功率開關導通使得電感電流上升；當電感電流高於參考訊號時，功率開關截止使得電感電流下降，整個過程確保電感電流追隨命令電流，其優點為使得電路簡單易實現，輸入電流失真較低且具有不需斜率補償，而缺點為系統需在變頻下操作，且存在著輸入EMI濾波器的設計較複雜。

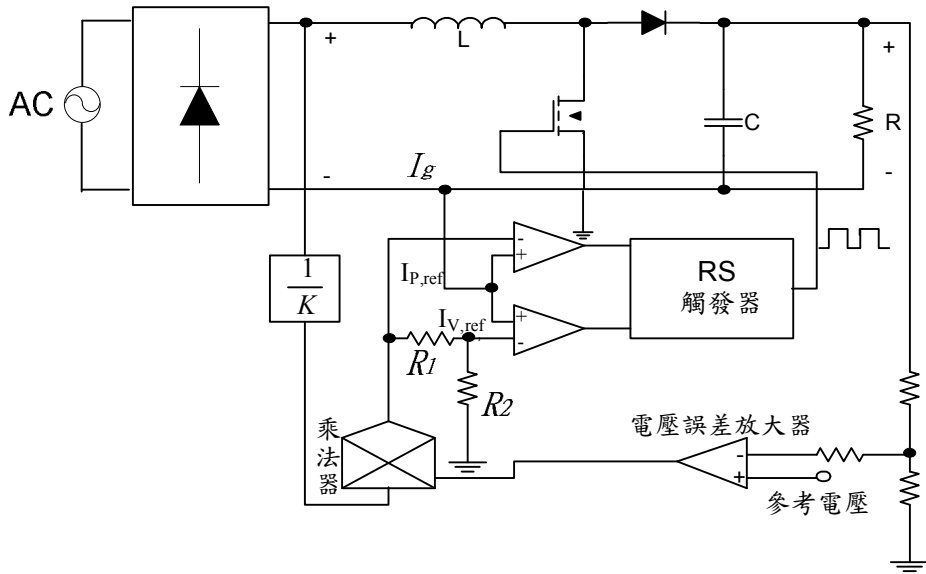


圖3.4 磁滯電流控制電路[25]

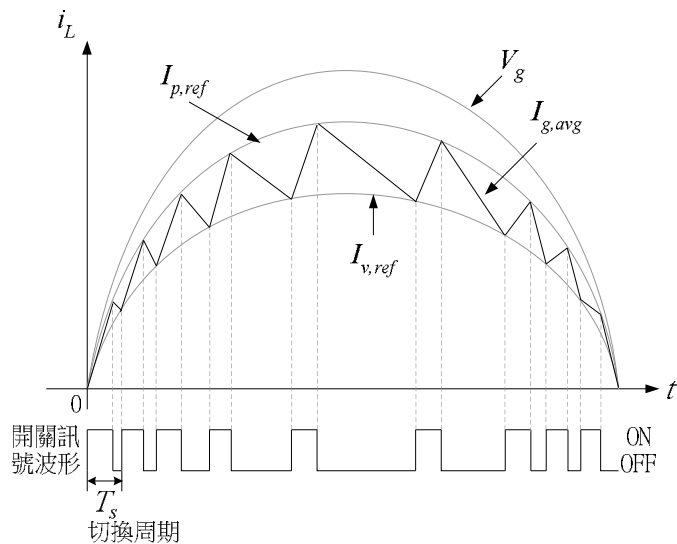


圖3.5 磁滯電流

(b) 峰值電流控制(Peak Current Control)

峰值電流控制法(如圖3.6與圖3.7)主要是操作在定頻控制模式下，此方式是利用電感電流的峰值追隨命令電流。其控制原理是將輸出電壓誤差信號和輸入電壓波形信號相乘後得到一個參考信號(I_g^*)，再將此參考信號和開關電流作比較，得到的結果再經由RS觸發器得到所需之開關控制訊號。其優點為電流控制迴路設計容易，輸入電流具有前饋

效應，減少輸入電壓變化時對輸出穩壓造成浮動。缺點在於電感電流的平均值於零交越點附近會有零交越失真的現象，需要斜率補償(Ramp Compensation)，且輸入電流失真較大，另外當工作週期超過50%時，可能會造成系統的不穩定，且輸入電流之尖峰電流諧波量增加，導致功因值降低。

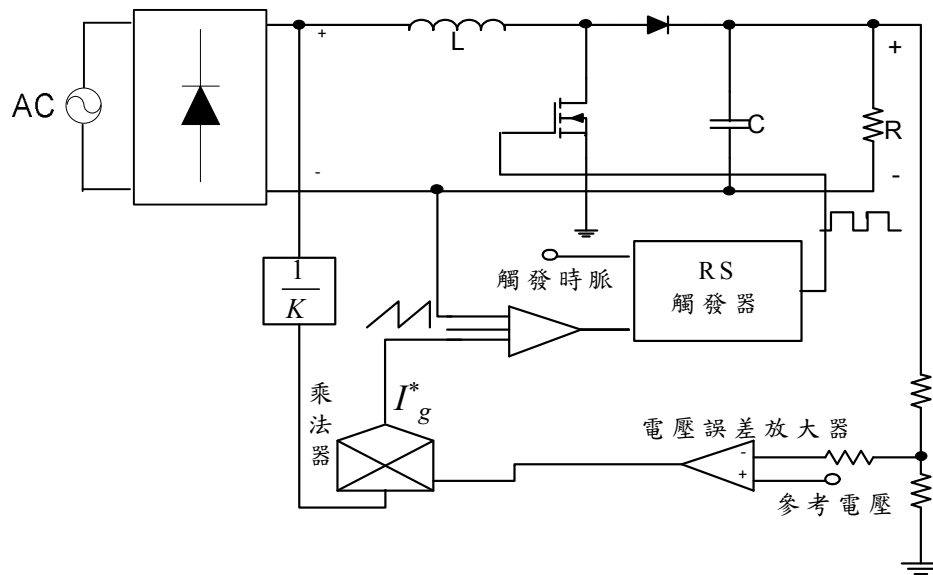


圖3.6 峰值電流控制電路[25]

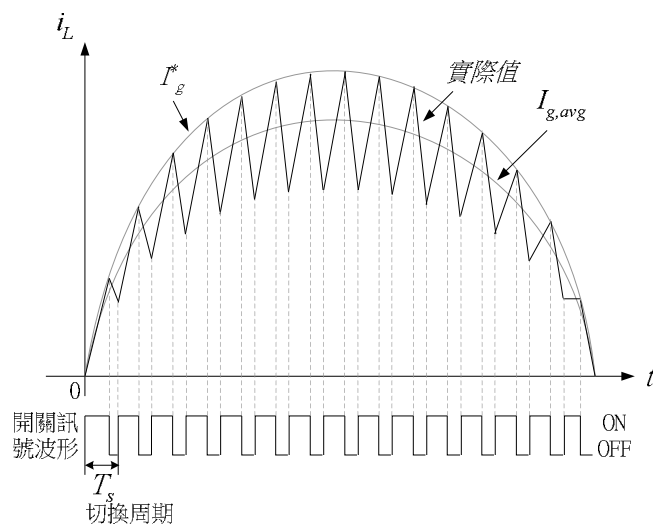


圖3.7 峰值電流

(c) 平均電流控制(Average Current Control)

平均電流控制(如圖3.8與圖3.9)主要是操作在定頻控制模式下，其

電路設計原理和峰值電流控制法大致相同，其主要差別在於電流迴路的設計。平均電流控制法採用電阻或是霍爾元件來取得所需之電感電流信號，將此電感電流信號與輸出電壓誤差信號及輸入電壓波形信號相乘後之參考信號送入電流誤差放大器中，其結果再和脈寬調變器之振盪電壓作一比較，得到功率開關之脈寬調變訊號。其優點為輸入電流失真較低，比峰值電流控制有更低的切換雜訊，不需斜率補償。缺點為電流感測器的設計較為複雜，且輸入電壓瞬間變動時，較不能即時反應，需要乘法器及電流感測器，使得電路設計較為困難。

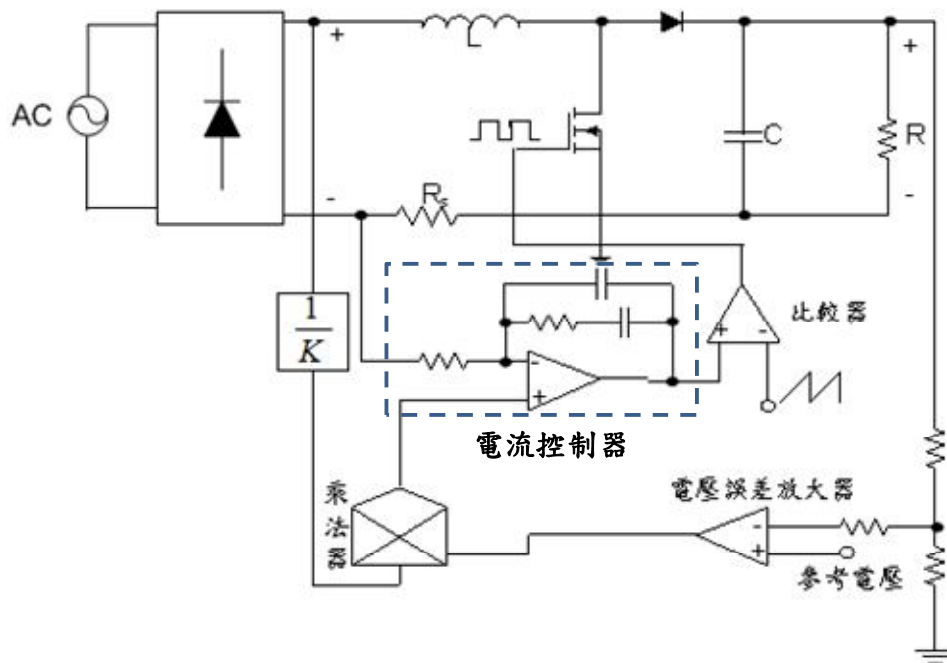


圖3.8 平均電流控制電路[25]

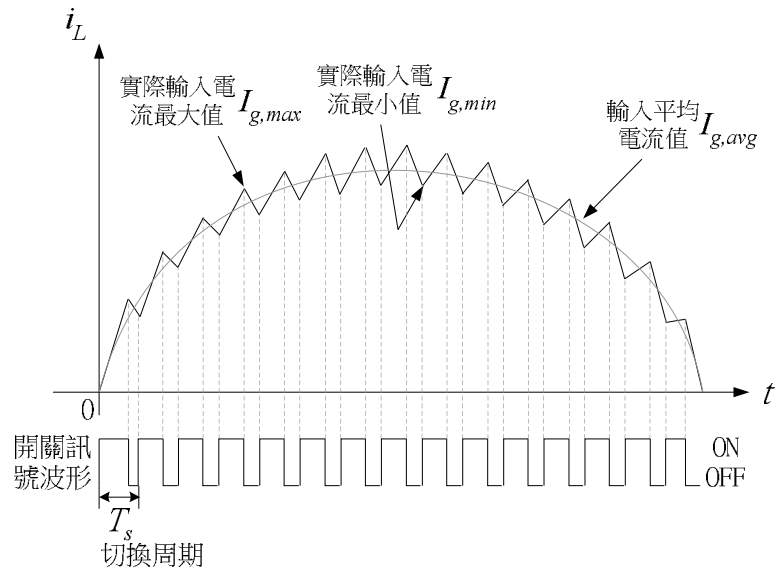


圖3.9 平均電流

(2)不連續導通模式(DCM)

不連續導通模式(DCM)較常用於低功率的產品，可使用在定頻或變頻控制。這模式最常使用在邊界(Boundary)模式或稱電壓隨耦法(Voltage Follower Approach)的方式來實現如圖3.10，主要是將電感電流操作在不連續導通模式如圖3.11。在電壓回授的控制下，導通時間是由誤差放大器的輸出所決定。將誤差放大器的迴路響應設計在60Hz以下，相對於線電壓的變化，導通時間可視為固定的，有了固定的導通時間和電感，電感電流就會自動追隨輸入電壓，達到功因校正的目的。

不連續導通模式的電感電流表示儲能電感上的電流，在一個切換週期內降到零，在下一個切換週期則是由零開始上升，能量得到完全釋放。因為電流為不連續導通模式，儲能電感可用較小之感值，這樣可減少線材銅損。因為在一個切換週期內會下降到零，所以可以達到零電流切換，所以沒有二極體反向恢復的問題。另外此模式優點為電路設計較乘法器控制法簡單，不需要用到乘法器或電流感測器。根據上述描述，本論文採取不連續導通之邊界模式為功率因數控制的主要工作模式。

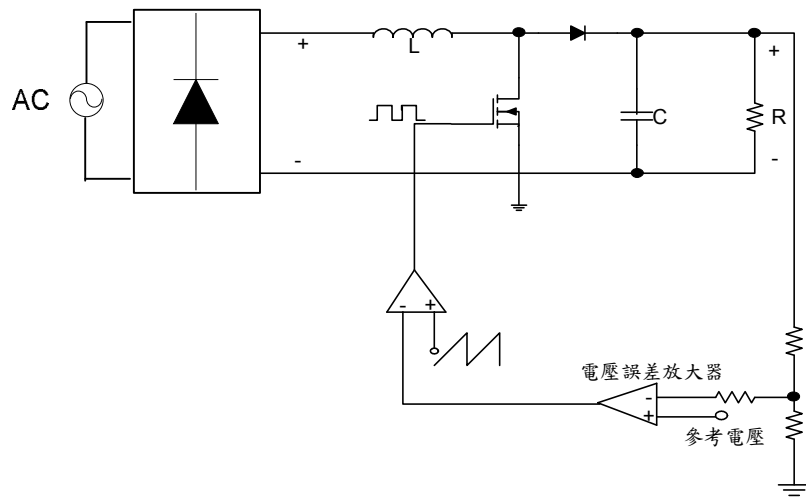


圖3.10 電壓隨耦法控制電路[25]

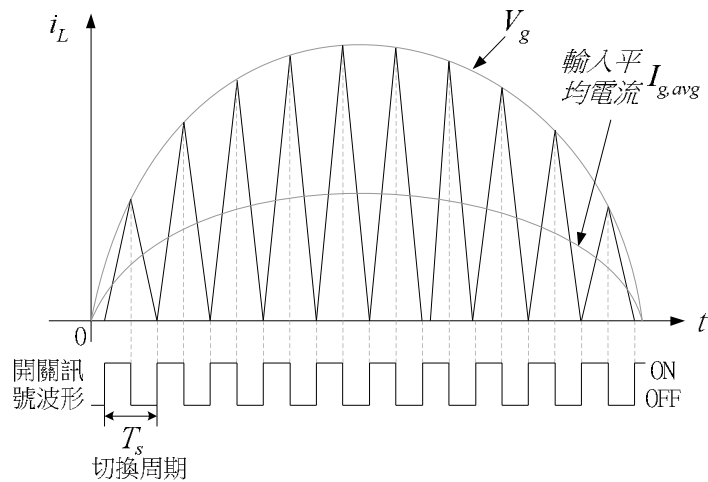


圖3.11 電壓隨耦法電流

3.4 基本電力轉換器之功因比較

所有的DC/DC轉換器都操作於不連續導通模式下具有功率因數校正功能，與市電相互連結置於橋式整流器與穩壓電路之間，並且提供較高的功率因數，如此便不需額外的電流回授補償以改善功率因數。然而需在橋式整流器之前加入線濾波器(Line filter)，因為操作在不連續導通模式下，於線電壓週期 T_L ，輸入電流是一連串的三角波，線濾波器具有平均的作用，可將脈波輸入電流(Pulsating input current)整形為平滑的波形，其波形關係如圖3.12所示。所以以下將來探討buck、boost

及buck-boost三種基本電力轉換器操作在不連續導通模式的功因校正之能力。

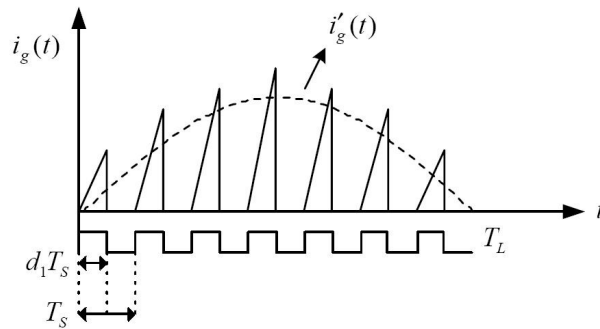


圖3.12 濾波前後之輸入電流波形

開始分析之前，先作以下假設：(1)切換開關及二極體均視為理想；(2)不考慮電感及電容之內電阻；(3)切換頻率(Switching frequency)遠大於線電壓頻率，因此在一個切換週期中可將線電壓視為常數；(4)在穩態時，開關切換速率遠大於濾波電容電壓的變化率，故在一個切換週期中可將濾波電容電壓視為定值。

3.4.1 降壓型轉換器(Buck Converter)

圖3.13為降壓型轉換器之電路圖，操作於不連續導通模式(DCM)中，轉換器電路在一個切換週期中有三種操作情況，其電路動作概述如下：

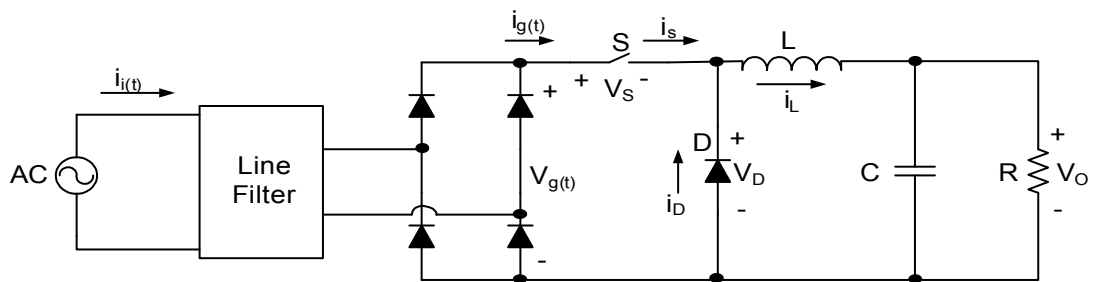


圖3.13 降壓型轉換器[27]

(1) 當切換開關S導通，二極體D截止期間， $0 \leq t \leq d_1 T_s$ ：

此時電感L兩端電壓

$$V_L = V_g(t) - V_o \quad (3.18)$$

若 V_L 為負值，因橋式整流器二極體之故，輸入電流 $i_g(t)$ 只能單向流通，所以 $i_L(t) = i_g(t) = 0$ ；若 V_L 為正值，電感電流 $i_L(t)$ 呈線性上升而電感電流 $i_L(t)$ 等於輸入電流 $i_g(t)$ 其斜率

$$m = \frac{V_g(t) - V_o}{L} \quad (3.19)$$

(2) 當切換開關S截止，二極體D導通期間， $d_1 T_s \leq t \leq d_2 T_s$ ：

此時電感L兩端電壓 $V_L = -V_o$ ，故電感電流 $i_L(t)$ 呈線性下降其斜率

$$m = \frac{-V_o}{L} \quad (3.20)$$

(3) 當切換開關S及二極體D均截止期間，其時間為 $d_2 T_s \leq t \leq d_3 T_s$ ：

此時電感L兩端電壓為 $V_L = 0$ ，電感電流 $i_L(t)$ 為 0。

DCM情況下其各點之電壓電流的波形，如圖3.16所示。其輸入的平均電流可利用輸入電流 $i_g(t)$ 的波形與時間軸所圍成的三角形面積來求得，其求得之值為

$$\langle i_g(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \left[\frac{1}{2} (d_1 T_s)^2 \frac{V_g(t) - V_o}{L} \right] = \frac{d_1^2 T_s}{2L} V_g(t) - \frac{d_1^2 T_s}{2L} V_o \quad (3.21)$$

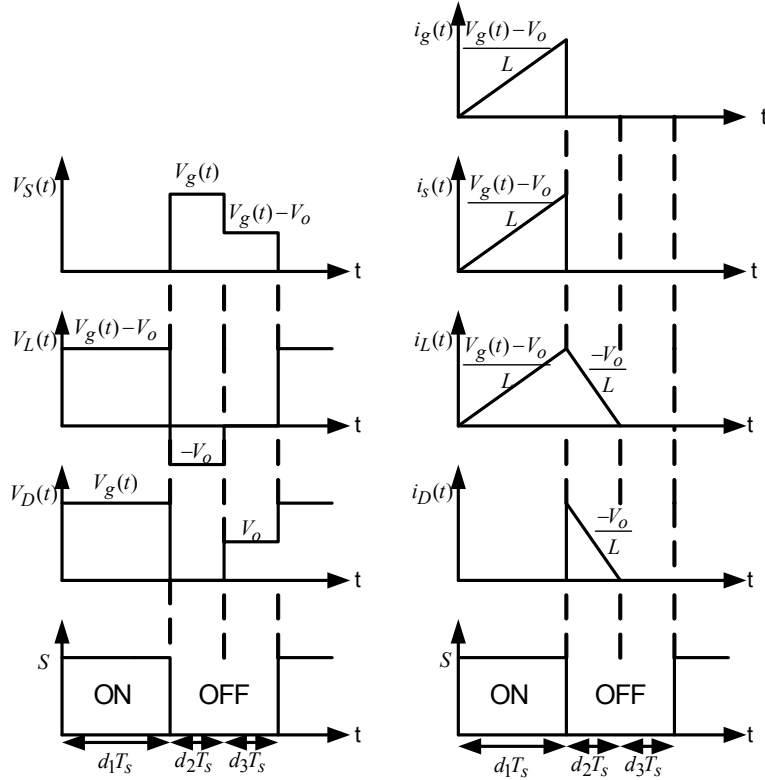


圖3.14 降壓型轉換器在不連續導通模式下的電壓電流波形

由於 $V_g(t)$ 及 $\langle i_g(t) \rangle_{T_s}$ 為經過整流的電壓及平均電流信號，所以市電電壓及其平均電流可以分別表示成

$$|V_i(t)| = V_g(t) \quad (3.22)$$

$$\langle i_i(t) \rangle_{T_s} = \begin{cases} +\langle i_g(t) \rangle_{T_s} & \text{for } V_i(t) \geq V_o \quad V_g(t) = V_i(t) \\ -\langle i_g(t) \rangle_{T_s} & \text{for } V_i(t) \leq -V_o \quad V_g(t) = -V_i(t) \\ 0 & \text{for } -V_o \leq V_i(t) \leq V_o \end{cases} \quad (3.23)$$

由式(3.23)可繪成市電端之輸入電壓 $V_i(t)$ 及輸入平均電流 $\langle i_i(t) \rangle_{T_s}$ 特性曲線圖，如圖3.15所示。由特性曲線圖可以了解，在 $|V_i(t)| > V_o$ 時，輸入平均電流才會流動，而 $|V_i(t)|$ 介於 $-V_o$ 與 V_o 之間時，輸入平均電流為零，並產生死帶(Dead-band)，所以導致輸入平均電流波形失真，因此降壓型轉換器操作在不連續導通模式下並非理想的功因校正電路。

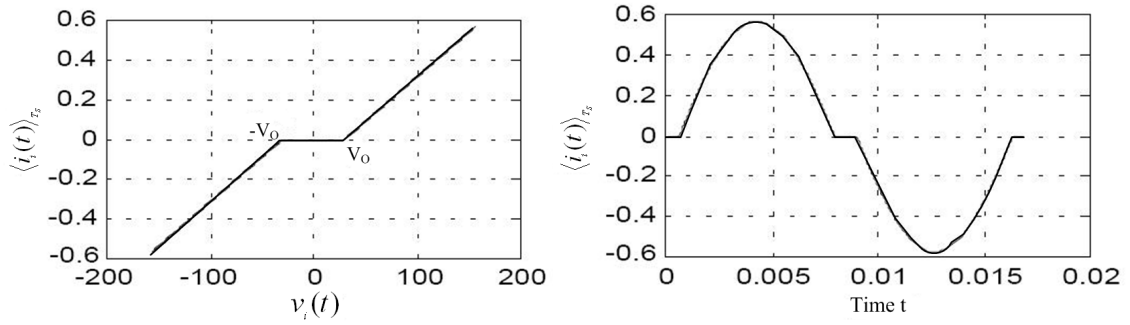


圖3.15 降壓式轉換器之輸入特性曲線圖

3.4.2 升壓型轉換器(Boost Converter)

圖 3.16 為升壓型轉換器之電路圖，操作於不連續導通模式(DCM)中，此時轉換器電路在一個切換週期中有三種操作情況，其電路動作概述如下：

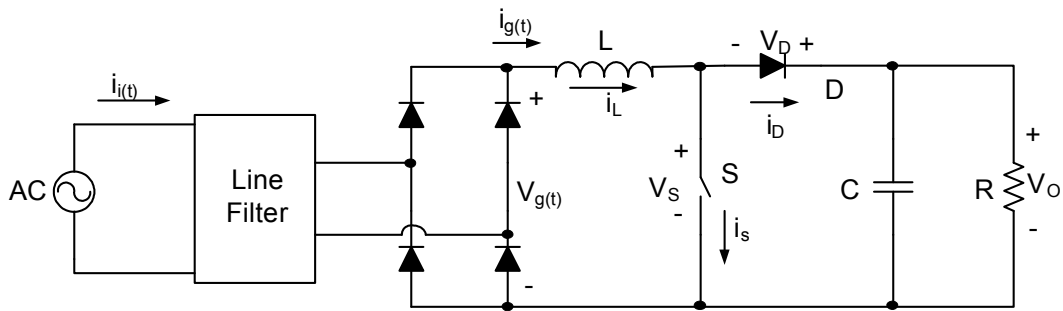


圖3.16 升壓型轉換器[27]

(1) 當切換開關 S 導通，二極體 D 截止期間， $0 \leq t \leq d_1 T_s$ ：

此時電感 L 兩端電壓為 $V_L = V_g(t)$ ，由於 $V_g(t)$ 為正值，電感電流 $i_L(t)$ 呈線性上升，此時，輸入電流 $i_g(t)$ 等於電感電流 $i_L(t)$ ，其斜率為

$$m = \frac{V_g(t)}{L} \quad (3.24)$$

(2) 當切換開關 S 截止，二極體 D 導通期間， $d_1 T_s \leq t \leq d_2 T_s$ ：

此時電感 L 兩端電壓

$$V_L = V_g(t) - V_o \quad (3.25)$$

因為升壓型轉換器之輸出電壓大於輸入電壓，所以 V_L 為負值，故電

感電流 $i_L(t)$ 呈線性下降，此時，輸入電流 $i_g(t)$ 等於電感電流 $i_L(t)$ 其斜率為

$$m = \frac{V_g(t) - V_o}{L} \quad (3.26)$$

(3) 當切換開關S及二極體D均截止期間，其時間為 $d_2 T_s \leq t \leq d_3 T_s$ ：

此時電感 L 兩端電壓為 $V_L = 0$ ，電感電流 $i_L(t)$ 為 0。

DCM 情況下其各點之電壓電流的波形，如圖 3.17 所示。其輸入的平均電流可利用輸入電流 $i_g(t)$ 的波形與時間軸所圍成的三角形面積來求得，其求得之值為

$$\langle i_g(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \left[\frac{1}{2} (d_1 T_s)^2 \frac{V_g(t)}{L} + \frac{1}{2} (d_2 T_s)^2 \frac{V_o - V_g(t)}{L} \right] \quad (3.27)$$

又因

$$\frac{V_g(t)}{L} d_1 T_s = \frac{V_o - V_g(t)}{L} d_2 T_s \quad (3.28)$$

$$d_2 = \frac{V_g(t)}{V_o - V_g(t)} d_1 \quad (3.29)$$

所以將式(3.29)代入式(3.27)中可得

$$\langle i_g(t) \rangle_{T_s} = \frac{d_1^2 T_s}{2L} \frac{V_o V_g(t)}{V_o - V_g(t)} \quad (3.30)$$

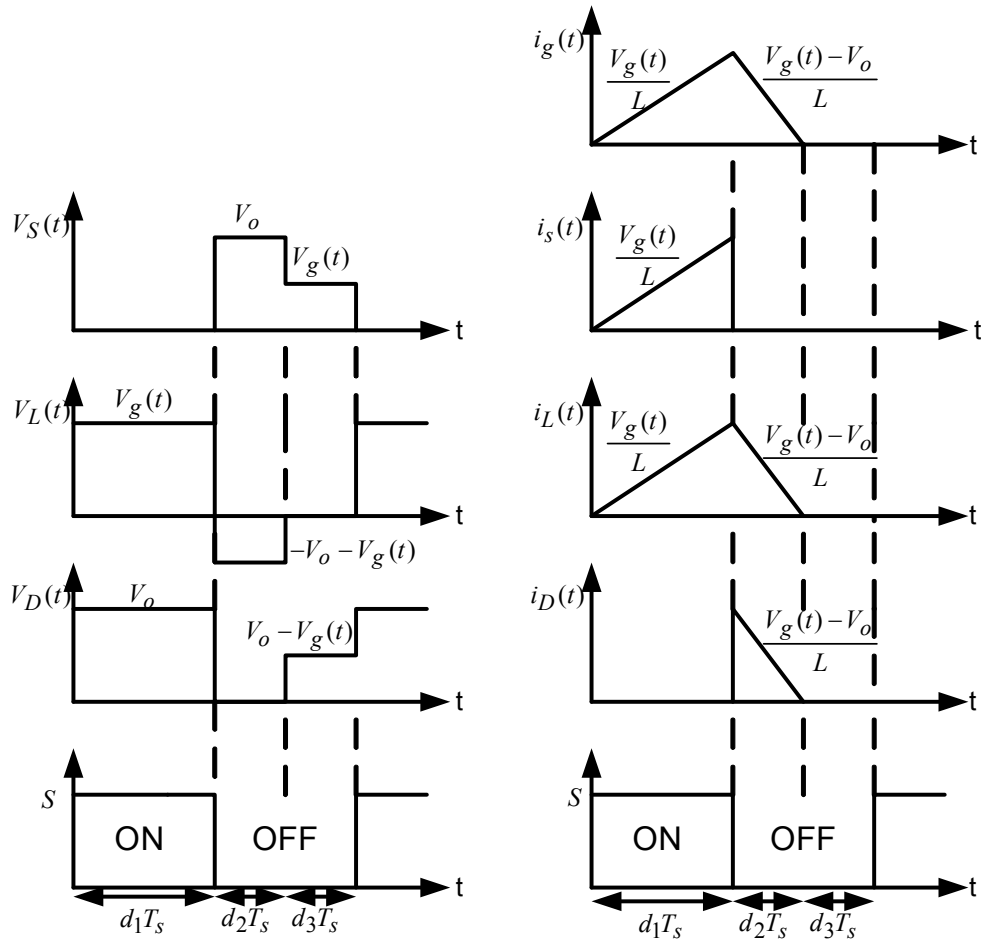


圖3.17 升壓型轉換器在不連續導通模式下的電壓電流波形

由於 $V_g(t)$ 及 $\langle i_g(t) \rangle_{T_s}$ 為經過整流的電壓及平均電流信號，所以市電電壓及其平均電流可以分別表示成

$$|V_i(t)| = V_g(t) \quad (3.31)$$

$$\langle i_i(t) \rangle_{T_s} = \begin{cases} +\langle i_g(t) \rangle_{T_s} & \text{for } V_i(t) \geq 0 \quad V_g(t) = V_i(t) \\ -\langle i_g(t) \rangle_{T_s} & \text{for } V_i(t) \leq 0 \quad V_g(t) = -V_i(t) \end{cases} \quad (3.32)$$

由式(3.32)可繪成市電端之輸入電壓 $V_i(t)$ 及輸入平均電流 $\langle i_i(t) \rangle_{T_s}$ 特性曲線圖，如圖3.18所示。從特性圖可以知道，此曲線為非線性情況下， $\langle i_i(t) \rangle_{T_s}$ 與 $V_i(t)$ 不是呈線性比例關係。根據式(3.27)可知，這是由於 d_2T_s 階段所造成的，因此若能降低 d_2 ，則可以增加曲線的線性度。並由式(3.29)可知，輸出電壓必須提高其 d_2 之值必降低，減少輸入平均電流波

形的失真，故當升壓型轉換器操作在不連續導通模式下，且輸出為高電壓時，亦不失為具有高功因之校正電路。

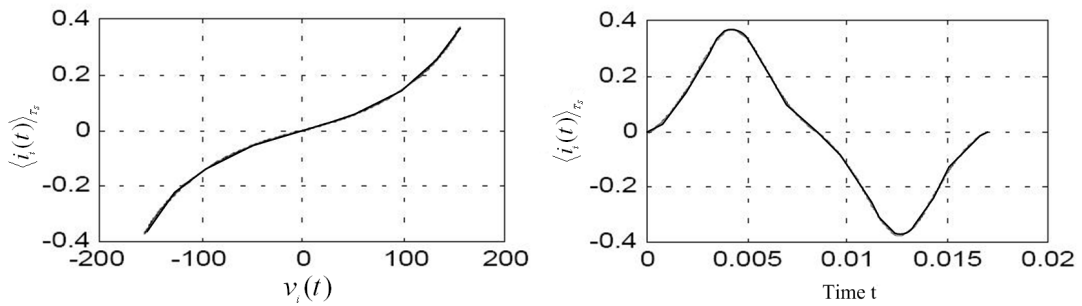


圖3.18 升壓式轉換器之輸入特性曲線圖

3.4.3 升降壓型電力轉換器(Buck-Boost Converter)

圖 3.19 為升降壓型轉換器之電路圖，操作於不連續導通模式(DCM)中，此時轉換器電路在一個切換週期中有三種操作情況，其電路動作概述如下：

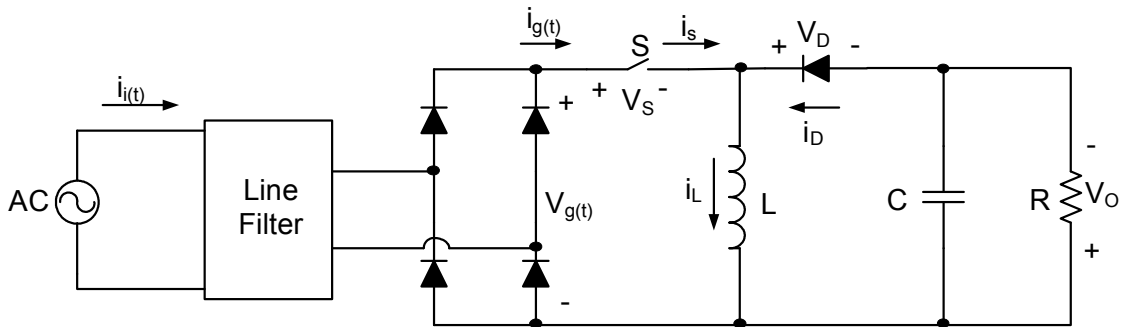


圖3.19 升降壓型轉換器[27]

(1) 當切換開關 S 導通，二極體 D 截止期間， $0 \leq t \leq d_1 T_s$ ：

此時電感 L 兩端電壓為 $V_L = V_g(t)$ 由於 $V_g(t)$ 為正值，電感電流 $i_L(t)$ 呈線性上升，此時，輸入電流 $i_g(t)$ 等於電感電流 $i_L(t)$ ，其斜率為

$$m = \frac{V_g(t)}{L} \quad (3.33)$$

(2) 當切換開關 S 截止，二極體 D 導通期間， $d_1 T_s \leq t \leq d_2 T_s$ ：

此時電感 L 兩端電壓

$$V_L = -V_o \quad (3.34)$$

故電感電流 $i_L(t)$ 呈線性下降其斜率

$$m = \frac{-V_o}{L} \quad (3.35)$$

(3) 當切換開關 S 及二極體 D 均截止期間，其時間為 $d_2T_s \leq t \leq d_3T_s$ ：

此時電感 L 兩端電壓為 $V_L = 0$ ，電感電流 $i_L(t)$ 為 0。

DCM 情況下其各點之電壓電流的波形，如圖 3.20 所示。其輸入的平均電流可利用輸入電流 $i_g(t)$ 的波形與時間軸所圍成的三角形面積來求得，其求得之值為

$$\langle i_g(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \left[\frac{1}{2} (d_1 T_s)^2 \frac{V_g(t)}{L} \right] = \frac{d_1^2 T_s}{2L} V_g(t) \quad (3.36)$$

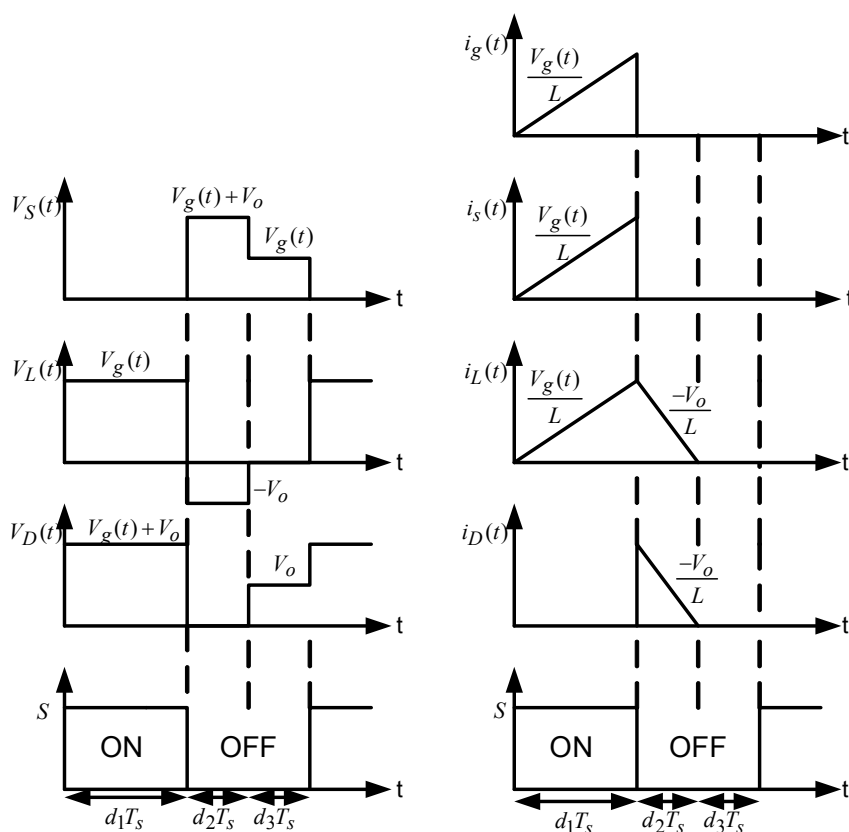


圖3.20 升壓型轉換器在不連續導通模式下的電壓電流波形

由於 $V_g(t)$ 及 $\langle i_g(t) \rangle_{T_s}$ 為經過整流的電壓及平均電流信號，所以市電電壓

及其平均電流可以分別表示成

$$|V_i(t)| = V_g(t) \quad (3.37)$$

$$\langle i_i(t) \rangle_{T_s} = \begin{cases} +\langle i_g(t) \rangle_{T_s} & \text{for } V_i(t) \geq 0 \quad V_g(t) = V_i(t) \\ -\langle i_g(t) \rangle_{T_s} & \text{for } V_i(t) \leq 0 \quad V_g(t) = -V_i(t) \end{cases} \quad (3.38)$$

由式(3.38)可繪成市電端之輸入電壓 $V_i(t)$ 及輸入平均電流 $\langle i_i(t) \rangle_{T_s}$ 特性曲線圖，如圖3.21所示，特性圖中顯示輸入平均電流與輸入電壓呈線性比例關係，即輸入平均電流波形可以自動地完全追隨輸入電壓波形。因此，升降壓型轉換器操作在不連續導通模式下，則具有極佳的功因校正能力。

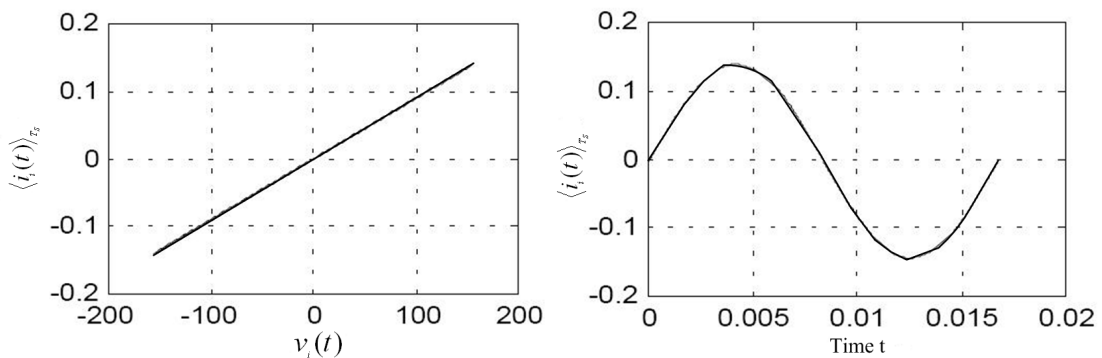


圖3.21 升降壓式轉換器之輸入特性曲線圖

綜合上述三種基本轉換器之分析，在不連續操作模式下，其都可以做為功率因數校正的轉換器，但降壓式轉換器其功率因數效果較差，而升壓式和升降壓式轉換器天生就具有極佳之功因校正能力，故本文選用升壓式當作 AC/DC 轉換器之功因校正級，以提高功率因數。

3.5 PFC IC 之介紹

本論文的PFC控制IC是採用Fairchild公司出產的FAN6961[31]，此IC是8隻腳邊界模式PFC控制IC，能精準調整輸出的DC電壓，從而達到功率因素修正。該元件的電源電壓高達25V，起動電流低於25uA，工作電流可降低到6mA以下，可以進行零電流檢測和逐個周期限流。

FAN6961常用於AC/DC開關電源轉換器以及帶ZCS/ZVS的反激電源轉換器。

FAN6961內部方塊圖如3.22所示，而其接腳功能與作用如下所述：

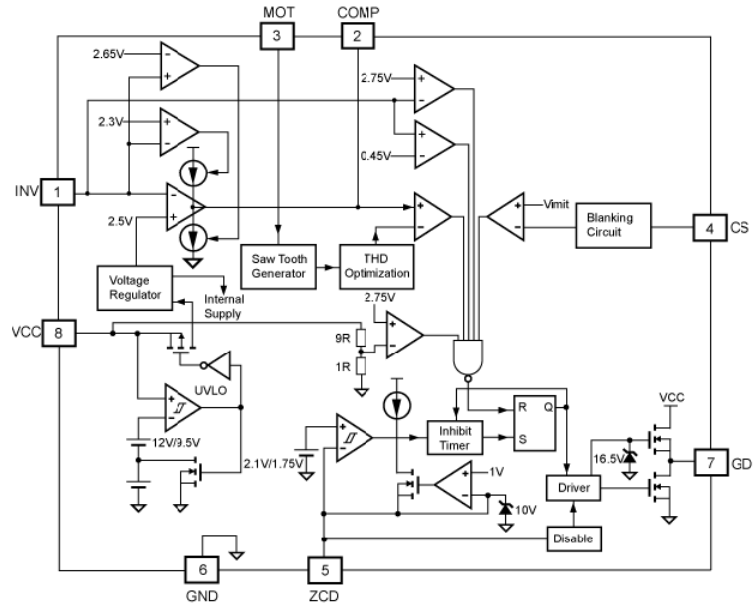


圖3.22 FAN6961 IC內部方塊圖

第1腳(INV)：

誤差放大器(E/A)反向端輸入，系統回授電壓輸入端可形成PI調節與作為動、靜態性能補償；內部誤差放大器(E/A)之非反相輸入端有2.5V的參考電壓，做內部OVP、OLP位準比較。

第2腳(COMP)：

為E/A輸出端，同時亦為乘法器的輸入之一，於此腳並接一個電容形成補償電路，提供低頻率極點和高直流增益，並藉此補償網路減小頻寬以避免系統的干擾。

第3腳(MOT)

為乘法器的另一個輸入，經由輸入端分壓電阻取得整流後之輸入弦波電壓當成參考信號。

第4腳(CS)

為電流感測比較器的反相輸入端，經由此腳FAN6961可以得知瞬時電感電流，並藉一外部感測電阻 R_s 將之轉換為一等比例的電壓。當此腳的訊號超過由乘法器輸出所設定的臨界電壓，PWM的栓鎖就被重置並截止MOSFET。在PWM栓鎖還未被ZCD訊號設定之前，MOSFET都會在導通的狀態。

第5腳(ZCD)

此腳為零電流偵測電路的輸入腳，經由一限流電阻連接到升壓電感的輔助繞組。零電流偵測電路為負緣觸發，當此腳的電壓低於1.75V時PWM栓鎖設定、MOSFET導通。然而，在此之前電路需先被防護，亦即在此腳位電壓下降到1.75V之前，需先有一個由MOSFET截止所造成的2.1V正緣觸發。

第6腳(GND)

此腳作為訊號內部電路電流及閘極驅動電流的返回路徑，與主電路地線相接。

第7腳(GD)

為totem-pole驅動器的輸出。為了避免晶片的電壓低於UVLO的臨界準位時產生洩漏電流，而造成外部MOSFET多餘的導通，內部的電路將使此腳位保持為低準位。此電路保證在當 $V_{cc} > 3V$ 時，此腳位的最大電壓為0.3V，如此可以不必於閘極與源極間加電阻。為了避免MOSFET驅動信號振盪，於PIN7與閘極間需串接一電阻。

第8腳(Vcc)

為系統電源的供應腳位，此腳位與外部的啟動電路(經由一個電阻連接到主電源上)和自供電路連接。不論自供應系統的架構為何，一定有一個電容連接於此腳位與地端。

3.6 PFC 之實際電路與電路動作說明

本論文電路的PFC實體電路如圖3.23所示。

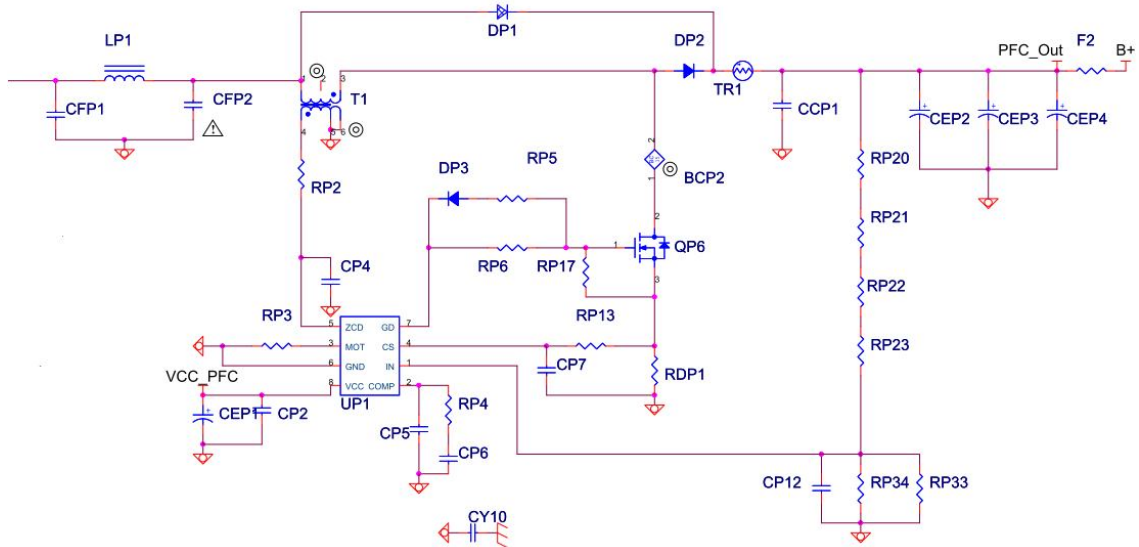


圖3.23 PFC電路圖

此電路動作原理如下：

1. 此電路一開始由IC的第8隻腳(Vcc)與外部的啟動電路和自供電路連接，提供一個系統電源供IC使用，並透過內部的乘法器送出一個觸發訊號，使其MOS導通。
2. MOS導通後，電感電流開始上升，此時IC的第4隻腳(CS)會透過感測電阻RDP1取樣並轉換為一個等比電壓，與內部的電流感測比較器做比較，並輸出一個參考訊號至IC內部的乘法器。
3. 當CS腳位輸出內部參考訊號後，第1隻腳(INV)透過分壓電阻R20、R21、R22、R23、R33、R34取得回授電壓並與內部的兩個比較器(2.75V與0.45V)做比較，確認是否OVP、OLP並將訊號送

至乘法器。

4. 同時第2隻腳(COMP)及第3隻腳(MOT)透過外部電阻RP3、RP4及外部電容CP5、CP6構成補償電路並產生參考電壓，與第1腳(INV)的補償準位做比較，並輸出最後一個參考電壓至乘法器。
5. 乘法器獲取上述腳位訊號後，用來決定MOSFET的Turn on及Turn off，但在PWM栓鎖還未被ZCD訊號設定之前，MOSFET都會在導通的狀態。
6. 第5隻腳(ZCD)為零電流偵測腳位，由輔助繞組T1及限流電阻RP2構成零電流取樣電路，將其偵測訊號提供給IC內部做比較，當此腳的電壓低於1.75V時(零交叉點)PWM栓鎖設定、使其內部RS正反器重置，一個新的切換週期啟動。然而，在此之前電路需先被防護，亦即在此腳位電壓下降到1.75V之前，需先有一個由MOSFET截止所造成的2.1V正緣觸發。
7. 如此周而復始的偵測比較去控制第7腳(GD)的輸出訊號，使MOSFET導通或截止，讓L1不斷的進行儲能、將整流後的電壓提升到400V左右，經電容CEP2、CEP3、CEP4濾波，輸出到下一級電路。

第四章 半橋 LLC 諧振轉換器與恆流器架構

本論文所製作之主動功因LED驅動器其架構如圖4.1所示，具有功因修正之轉換器及LED照明所需之定電流電路。其高功因電路主要由PFC IC來控制功率因數修正，並提供一穩定直流電壓給半橋LLC諧振轉換器轉換LED所需之壓降，後級加上恆流電路，使LED模組上的電流都能均流，進而達成均亮的特性。本章節將對半橋轉換器動作原理做介紹。

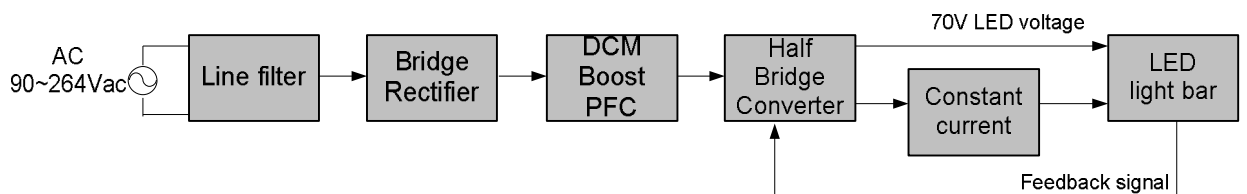


圖4.1 主動功因LED驅動器之架構圖

4.1 半橋 LLC 諧振轉換器基本結構

半橋LLC諧振式轉換器電路架構如圖4.2，此架構中的虛線方塊為諧振電路，由諧振電容(C_r)、變壓器一次側內部的漏感(L_r)與激磁電感(L_m)所組成。此轉換器是採用兩功率開關接近50%的工作週期及頻率調變的方式達到輸出電壓穩定，並且由功率開關的寄生電容與二極體使得功率開關達到零電壓切換之功能[28]。

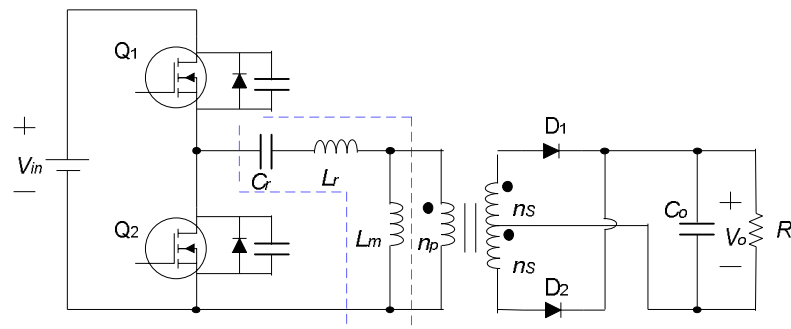


圖4.2 LLC諧振式轉換器電路圖[29]

此諧振電路具有兩個諧振頻率，第一個諧振頻率由變壓器一次側的漏感(L_r)與諧振電容(C_r)所組成，第二個諧振頻率由激磁電感(L_m)、漏感(L_r)與諧振電容(C_r)所組成。這兩種諧振頻率由下列數學方程式表示：

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (4.1)$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_r + L_m)C_r}} \quad (4.2)$$

當輕載或輸入電壓過高時，切換頻率將高於諧振頻率 f_1 ，則輸出對輸入的增益將會降低，此狀態電路特性會與串聯諧振電路特性相似，並且操作在零電壓切換區間。當負載為重載或輸入電壓過低時，此時切換頻率將會逐漸降低以提高增益，並滿足負載和需求。若是在一般輸入電壓情況下，其切換頻率將會操作於諧振頻率 f_1 附近，以維持適當的增益。

4.2 半橋 LLC 諧振轉換器工作原理

半橋轉換器可分為八個步驟來分析如圖 4.3 所示。每個狀態的電路動作圖如圖 4.4 (a)~(h)所示，分析時將假設電路上的元件都為理想。

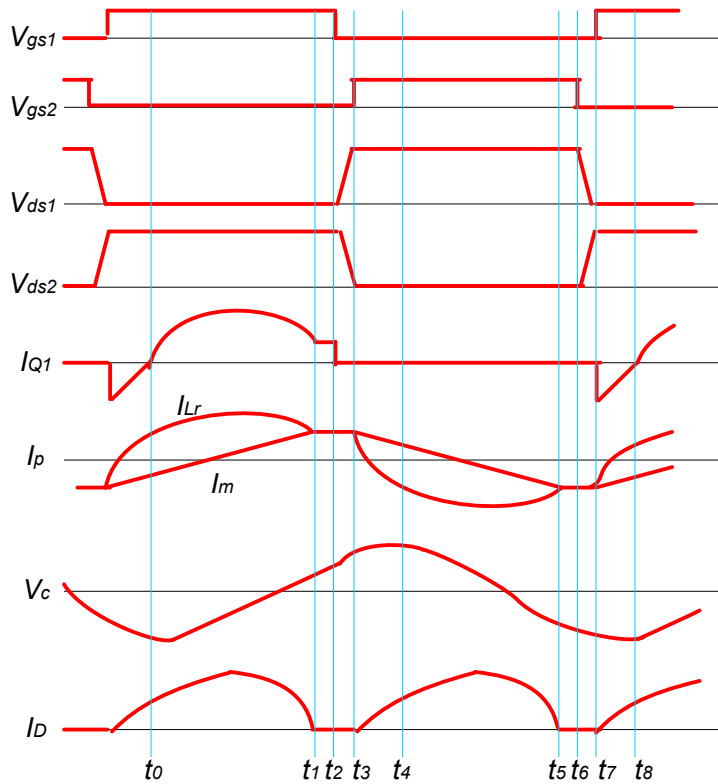


圖4.3 半橋轉換器波形[29]

LLC 諧振式轉換器八個狀態如下：

狀態($t_0 \sim t_1$)：此狀態的等效電路圖，如圖4.4(a)所示，在時間 t_0 時，功率開關 Q_1 導通 Q_2 截止。此時開關已經達到零電壓切換，其諧振電流 I_{Lr} 將會流經 Q_1 並以弦波的形式慢慢增加，激磁電感上的電流 I_m 線性上升，且經過變壓器將能量傳遞到二次側。此狀態激磁電感之電壓被輸出電壓所箝制，所以只有諧振電容 C_r 與漏感 L_r 串聯產生諧振，其諧振頻率為 f_1 ，且諧振電流大於激磁電感上的電流，所以 $I_{Load} = I_{Lr} - I_m$ ，且經由變壓器匝數比，成為通過二極體的電流 I_{D1} 。在時間 t_1 時，諧振電流 I_{Lr} 與激磁電感上的電流 I_m 相等。

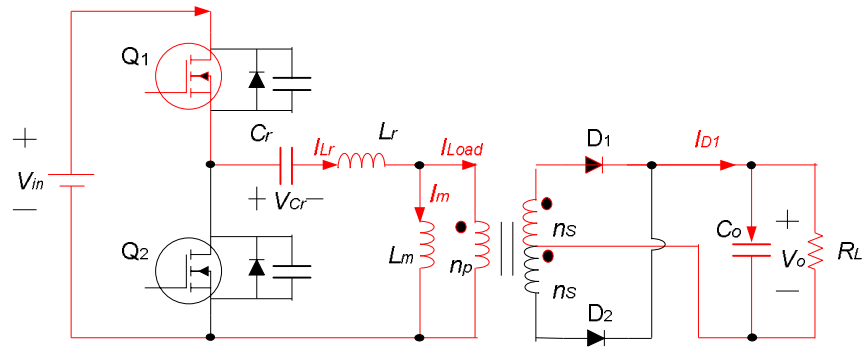


圖 4.4(a) 狀態($t_0 \sim t_1$)

狀態($t_1 \sim t_2$)：此狀態的等效電路圖，如圖4.4(b)所示。在此狀態功率開關 Q_1 持續導通，功率開關 Q_2 依然維持截止。在時間 t_1 時，諧振電流 I_{Lr} 與激磁電感上的電流 I_m 已經相等，所以變壓器無能量轉移，且流經二極體的電流 I_{D1} 將會下降到零，整流二極體在零電流狀態下關閉，因此無反向恢復電流之問題，此時負載將是藉由輸出電容提供能量。由於一次側諧振電流 I_{Lr} 等於激磁電感上的電流 I_m ，激磁電感之電壓將不會被輸出電壓箝制住，所以在此狀態激磁電感將會參與諧振，此時的諧振頻率為 f_2 。然而此諧振週期將會比上一狀態諧振週期來得長，在此狀態激磁電感上的電流 I_m 將視為定電流源。當此狀態結束，功率開關 Q_1 將會截止。

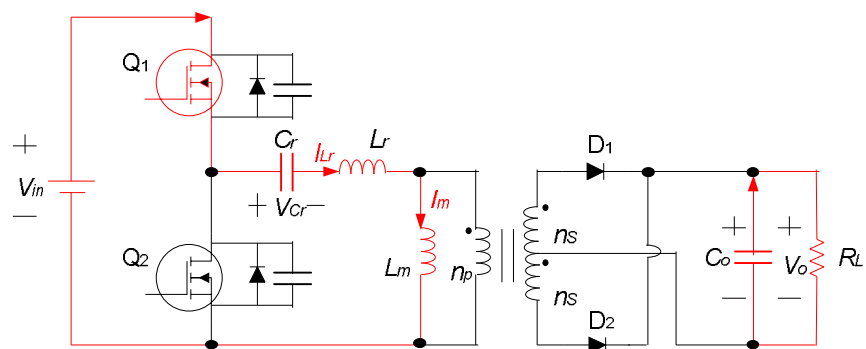


圖 4.4(b) 狀態($t_1 \sim t_2$)

狀態($t_2 \sim t_3$)：此狀態的等效電路圖，如圖4.4(c)所示。此狀態中，兩功率開關都已經截止，但是一次側諧振電流與激磁電感上的電流依

然維持相等，所以變壓器仍無能量轉移，負載還是藉由輸出電容提供能量。此時功率開關 Q_1 的寄生電容將會被充電，使得電壓上升到 V_{in} ，功率開關 Q_2 的寄生電容將呈現放電的狀態，將寄生電容上的電壓降為零。此狀態結束，功率開關 Q_2 的寄生二極體將會導通。

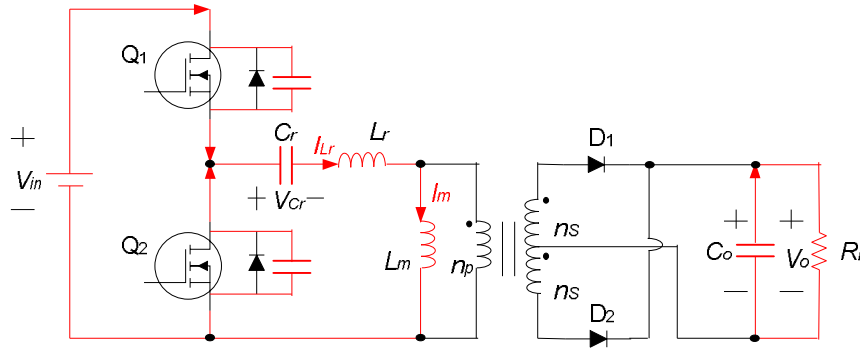


圖 4.4(c) 狀態($t_2 \sim t_3$)

狀態($t_3 \sim t_4$)：此狀態的等效電路圖，如圖4.4(d)所示。此狀態兩功率開關依然保持截止狀態，但是功率開關 Q_2 的寄生二極體將會先被導通，使得下個狀態的功率開關 Q_2 能夠達到零電壓切換。此時激磁電感上的電壓將反向，且二次側整流二極體 D_2 將會導通。一次側上的諧振電流將會通過激磁電感與功率開關的寄生二極體，而諧振電流 I_{Lr} 將會低於激磁電感上的電流 I_m 。此狀態的諧振頻率為 f_l ，且在時間 t_4 時功率開關 Q_2 導通。

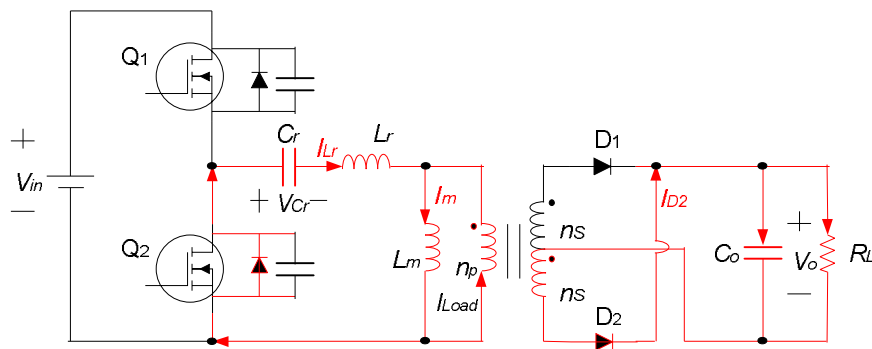


圖 4.4(d) 狀態($t_3 \sim t_4$)

狀態($t_4 \sim t_5$)：此狀態的等效電路圖，如圖3.3(e)所示。在時間 t_4 時，

已經達到零電壓切換，功率開關 Q_1 截止 Q_2 導通。在此狀態的諧振頻率為 f_1 ，一次側的諧振電流(I_{Lr})將會弦波的方式負向增加，激磁電感上的電流 I_m 將會呈線性下降，但是激磁電感上的電流將會高於諧振電流 I_{Lr} ，所以 $I_{Load} = I_m - I_{Lr}$ ，此電流經由變壓器的匝數比，成為流過輸出二極體的電流 I_{D2} 。當在 t_5 時的諧振電流將會與激磁電感上的電流相等，此狀態將結束。

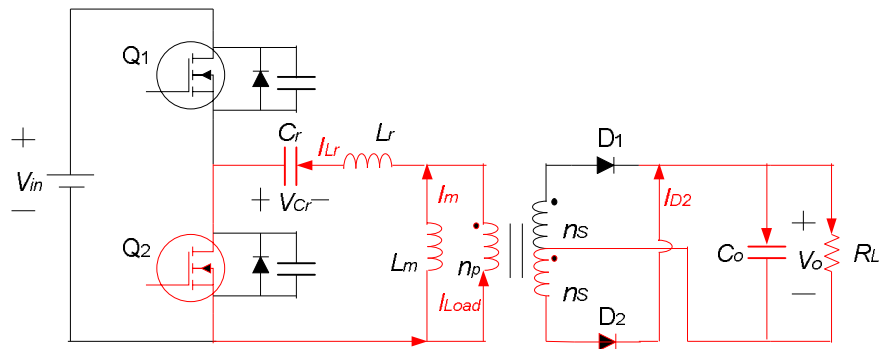


圖 4.4(e) 狀態($t_4 \sim t_5$)

狀態($t_5 \sim t_6$)：此狀態的等效電路圖，如圖4.4(f)所示。功率開關 Q_2 仍然導通，功率開關 Q_1 保持截止狀態。因為 t_5 時諧振電流 I_{Lr} 與激磁電感上的電流 I_m 相等，此時變壓器二次側將無輸出，整流二極體 D_2 將會在無電流下截止，因此二極體 D_2 達到零電流切換。此時負載將藉由輸出電容提供能量。因為諧振電流 I_{Lr} 與激磁電感上的電流 I_m 相等，激磁電感之電壓將不會被輸出電壓箝制住，因此將會參加諧振，所以此狀態的諧振頻率為 f_2 ，此狀態與 $t_1 \sim t_2$ 相同，激磁電感上的電流 I_m 將視為定電流源。在時間 t_6 時功率開關 Q_2 截止，此狀態結束。

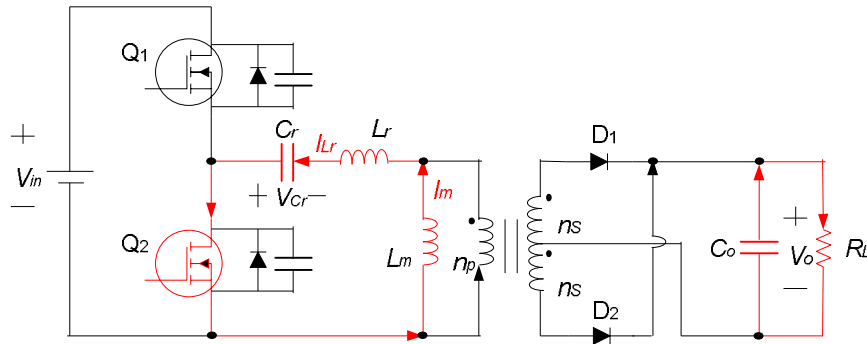


圖 4.4(f) 狀態($t_5 \sim t_6$)

狀態($t_6 \sim t_7$)：此狀態的等效電路圖，如圖4.4(g)所示。此狀態兩功率開關都已經截止，但是一次側諧振電流與激磁電感上的電流依然維持相等，所以變壓器仍無能量轉移，負載還是藉由輸出電容提供能量。功率開關 Q_2 的寄生電容呈現充電的狀態，其電壓將會從零上升到 V_{in} ，功率開關 Q_1 的寄生電容呈現放電的狀態，其電壓將會由 V_{in} 下降到零。

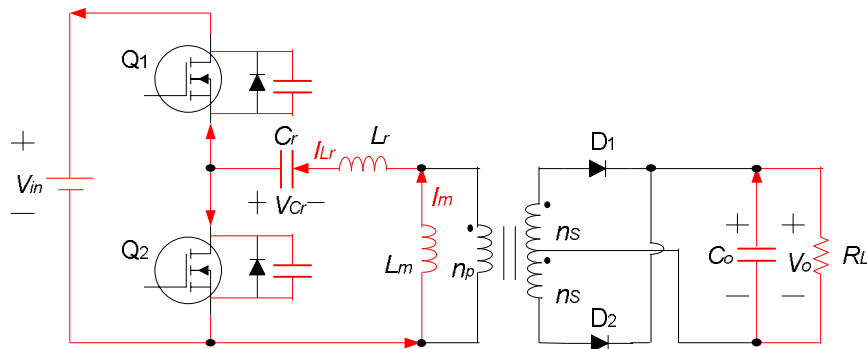


圖 4.4(g) 狀態($t_6 \sim t_7$)

狀態($t_7 \sim t_8$)：此狀態的等效電路圖，如圖4.4(h)所示。此狀態兩功率開關依然在截止的狀態，但是功率開關 Q_1 的寄生二極體將會導通，在新的週期開始前，讓功率開關 Q_1 能夠達到零電壓切換。諧振電流 I_{Lr} 將會經由功率開關 Q_1 的寄生二極體且逐漸增加，而激磁電感的電流 I_m 逐漸上升並儲能，整流二極體 D_1 將會導通，將能量經過變壓器傳送至負載。此時狀態的諧振的頻率為 f_1 ，在時間 t_8 時諧振電流由負為正。下一個狀態回到時間 t_0 。

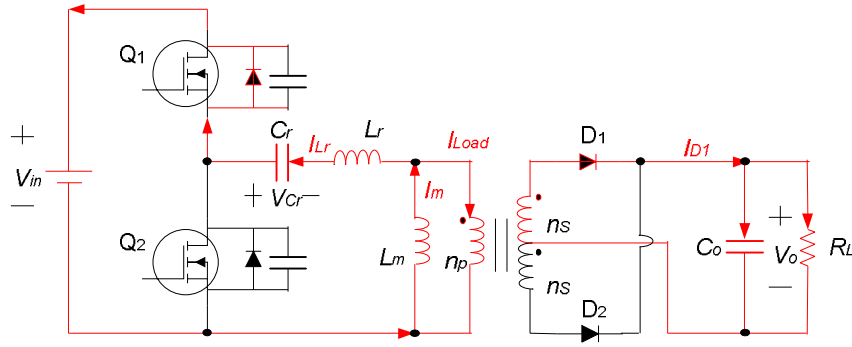


圖 4.4(h) 狀態($t_7 \sim t_8$)

4.2.1 直流特性分析

LLC諧振式轉換器是利用各百分之五十的工作週期驅動兩功率開關，因此在中性點將會產生0到 V_{in} 的方波，因此為了探討LLC諧振式轉換器的特性，所以將諧振式轉換器轉換為圖4.5所示的交流等效電路。

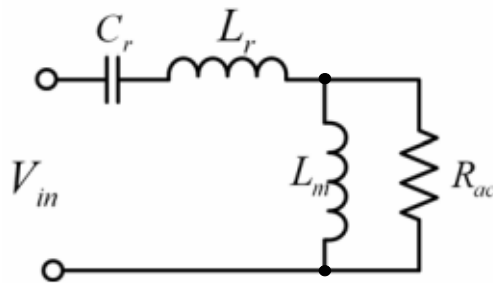


圖4.5 諧振式轉換器等效電路圖

輸入端假設為方波電壓的基本波，諧振元件分別為變壓器一次側漏電感(L_r)、變壓器的激磁電感(L_m)與諧振電容(C_r)，負載端(R_{ac})為變壓器二次側負載等效到變壓器一次側的交流負載阻抗，可以用下列數學方程式表示，其中 N 為變壓器匝數比， R_L 為變壓器二側負載電阻：

$$R_{ac} = N^2 \frac{8}{\pi^2} R_L \quad (4.3)$$

由等效電路將能夠得到串聯諧振頻率與品質因數：

$$\omega_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (4.4)$$

$$Q = \frac{\omega_r L_r}{R_{ac}} \quad (4.5)$$

兩諧振電感的比例關係為

$$K = \frac{L_m}{L_r} \quad (4.6)$$

藉由等效電路求出轉移函數，進而求得等效電路的輸出對輸入電壓增益，其數學方程式如下列所示[29]：

$$G(s) = \frac{K \left(\frac{s}{\omega_r} \right)^2}{QK \left(\frac{s}{\omega_r} \right)^3 + (1+K) \left(\frac{s}{\omega_r} \right)^2 + QK \left(\frac{s}{\omega_r} \right) + 1} \quad (4.7)$$

$$G(f) = \frac{K \left(\frac{f}{f_r} \right)^2}{\sqrt{\left((1+K) \left(\frac{f}{f_r} \right)^2 - 1 \right) + \left(QK \left(\frac{f}{f_r} \right) \left(\left(\frac{f}{f_r} \right)^2 - 1 \right) \right)^2}} \quad (4.8)$$

利用4.8式得到直流特性曲線圖。在某一特定的 K 下取一系列不同的 Q 值，畫出 $G(f)$ 隨 F 變化的曲線就可以得到諧振的直流特性區間圖，如圖4.6所示。

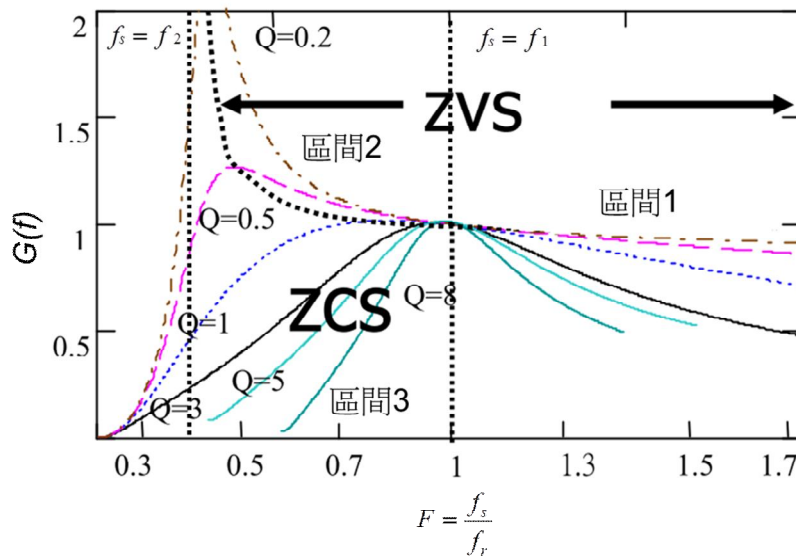


圖4.6 LLC諧振轉換器ZVS與ZCS區間[29]

4.2.2 操作區域之分析

LLC諧振式轉換器主要分別操作在兩個不同的區域如，分別為零電流切換(Zero Current Switching, ZCS)區域與零電壓切換(Zero Voltage Switching, ZVS)區域。若是切換頻率 f_s 大於 f_1 為則開關處於ZVS區域；而操作頻率介於 f_1 與 f_2 之間或小於 f_2 則開關處於ZCS；若是操作頻率在 f_1 與 f_2 之間，須視負載條件決定在ZVS或ZCS區間。當品質因數越小其操作範圍愈廣且增益越大，若品質因數 Q 越大則反之。因為品質因數與負載有關，所以在不同負載下會造成操作範圍不同。當負載電流增加時，使得切換頻率逐漸降低，其品質因數也變大；當負載電流減少時，將會操作於諧振頻率的右半邊，其品質因數也將會變小。

在區域1中，切換頻率將會高於諧振頻率 f_1 ，此時的諧振頻率是由諧振電感(L_r)與諧振電容(C_r)所組成，由於激磁電感被輸出電壓所箝制，所以將不參與諧振。此區域的電壓的增益將會低於1，並功率開關能夠達到ZVS，二次側的整流二極體會操作在連續電流模式。若是負載變動範圍使得轉換器操作此區域將能確保功率開關達到ZVS之效果。

在區域2中，切換頻率會介於 f_1 與 f_2 之間，表示激磁電流與諧振電流相同，激磁電感將不會被輸出電壓所箝制，然而激磁電感將會參與諧振，且此區域的增益較高。若LLC諧振式轉換器操作在此區域，則功率開關一樣能夠達到ZVS，整流二極體的電流將會降到零，因此能夠達到ZCS。由於切換頻率操作在 f_1 與 f_2 之間，因此有可能在重載或輸入電壓較低的情況下，導致LLC諧振式轉換器操作在ZCS區域的可能性。然而此區域的功率開關不但能夠達到ZVS，並且功率開關截止時所通過的電流為激磁電感上的電流。因此可藉由調整激磁電感的感值來控制通過功率開關上的電流，因此能夠降低功率開關的切換損失。

當LLC諧振式轉換器處於區域3且為ZCS區域時，電壓增益斜率為

正，且電路呈現電容性負載，而功率開關能夠達到ZCS，但是會失去ZVS之功能。將造成兩功率開關在導通時會有較大的導通損失，且會產生電流突波，將會導致功率開關毀壞。若LLC諧振式轉換器處於區域3且在ZVS區間，其電壓增益斜率都為負，且負載特性呈現電感性負載。若LLC諧振式轉換器操作在此區間則開關將具有ZVS之功能，可降低切換損失，進而讓二次側的整流二極體達到ZCS之功能，ZVS區域將能夠為兩個區域，分別為高於諧振頻率或切換頻率介於 f_1 與 f_2 之間。

4.3 驅動 IC 之介紹

本論文的DC/DC部分的控制IC則是採用ST公司出產的L6599[30]，是專門為串聯諧振半橋拓撲設計的雙端控制IC。支援高頻開關最高達500kHz，能效高，電磁干擾(EMI)低，而兩個閘極驅動器提供一個流出電流(I_{source})0.6A和灌入電流(I_{sink})1.2A的典型峰值電流處理能力。此IC還有一個可控製的突發模式操作，能夠大幅度降低在輕負載和無負載條件下的開關損耗，使設計人員甚至可以在功率校正系統內滿足節能要求。L6599內部方塊圖如4.7所示，而其接腳功能與作用如下所述：

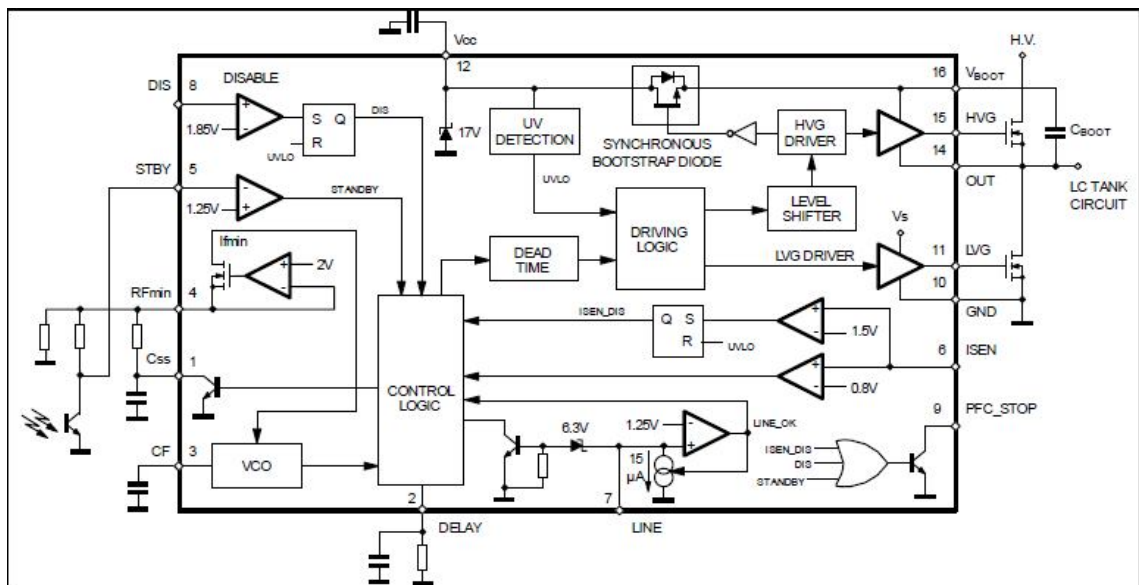


圖4.7 L6599 IC內部方塊圖

第1腳(Css)：

軟啟動端。此腳與地(GND)間接一只電容C_{ss}，與4腳(RF_{min})間接一只電阻R_{ss}，用以確定軟啟動時的最高工作頻率。當V_{cc}(12腳)<UVLO(低電壓閉鎖)，LINE(7腳)<1.25V或>6V，DIS(8腳)>1.85V(禁止端)，ISEN(6腳)>1.5V，DELAY(2腳)>3.5V，以及當ISEN的電壓超過0.8V並長時間超過0.75V時，IC關閉，電容器C_{ss}通過IC內部開關放電，以使再啟動過程為軟啟動。

第2腳(DELAY)：

過載電流延遲關斷端。此端對地並聯接入電阻R_d和電容C_d各一只，設置過載電流的最長持續時間。當ISEN腳的電壓超過0.8V時，IC內部將通過150uA的恆流源向C_d充電，當充電電壓超過2.0V時，IC輸出將被關斷，軟啟動電容C_{ss}上的電也被放掉。電路關斷之後，過流信號消失，芯片內部對C_d充電的3.5V電源被關斷，C_d上的電通過R_d放掉，至電壓低於0.3V時，軟啟動開始。這樣，在過載或短路狀態下，芯片周而復始地工作於間歇工作狀態。(R_d應不小於2V/150uA=13.3kΩ。R_d越大，允許過流時間越短，關斷時間越長。)

第3腳(CF)：

定時電容。對地間連接一只電容CF，和4腳對地的RF_{min}配合可設定振盪器的開關頻率。

第4腳(RF_{min})：

最低振盪頻率設置。第4腳提供2V基準電壓，並且從4腳到地接一只電阻RF_{min}，用於設置最低振盪頻率。從4腳接一只電阻RF_{max}，通過回授控制的光耦接地，將用於調整交換器的振盪頻率。
$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}}$$

第5腳(STBY)：

待機模式。5腳受回授電壓控制，和內部的1.25V基準電壓比較，如果第5腳電壓低於1.25V的基準電壓，則IC處於靜止狀態，並且只有較

小的靜態工作電流。當5腳電壓超過基準電壓50mV時，IC重新開始工作。這個過程中，軟啟動並不起作用。當負載降到某個準位之下（輕載）時，通過RFmax和光耦（參見結構圖），這個功能使IC進入待機模式。

第6腳(ISEN)：

電流檢測信號輸入端。透過檢測電路檢測主回路中的電流，當電壓超過0.8V門檻，第1腳的軟啟動電容器就被IC內部放電，工作頻率增加以限制功率輸出。在主電路短路的情況下，這通常使得電路的峰值電流幾乎恆定。考慮到過流時間被第2腳設置，如果電流繼續增大，儘管頻率增加，當電壓超過另一比較器的基準電壓（1.5V）時，驅動器將閉鎖關閉，能量損耗幾乎回到啟動之前的水準。檢測信息被閉鎖，只有當電源電壓Vcc低於UVLO時，IC才會被重新啟動。

第7腳(LINE)：

輸入電壓檢測。此端由分壓電阻取樣交流或直流輸入電壓（在系統和PFC之間）進行保護。檢測電壓低於1.25V時，關閉輸出並解開軟啟動電容器。電壓高於1.25V時重新軟啟動。這個比較器具有遲滯作用：如果檢測電壓低於1.25V，內部的15uA恆流源被打開。該腳電壓被內部的齊納二極體所限，6.3V齊納二極體的導通使得IC的輸出關斷（非閉鎖）。

第8腳(DIS)：

驅動閉鎖關閉。該腳內部連接一只比較器，當該腳電壓超過1.85V時，IC閉鎖式關機，只有當將IC工作電壓Vcc降低到UVLO門檻之下時，才能夠重新開始工作。

第9腳(PFC_STOP)：

此腳位的開放，是為了停止PFC控制器的工作，以達到保護目的或

待機模式。當IC DIS > 1.85V、ISEN > 1.5V、LINE > 6V 和 STBY < 1.25V關閉時，第9腳輸出被拉低。當DELAY端電壓超過2V，且沒有回復到0.3V之下時，該端也被拉低。

第10腳(GND)：

接地端。所有相關的地都應該和這個腳連通，並且要跟脈沖控制回路分開。

第11腳(LVG)：

下臂開極驅動輸出。該腳能夠提供0.3A的輸出電流和0.8A的sink峰值電流驅動半橋電路的低端MOS。

第12腳(VCC)：

IC電源的供應腳位。可接一只小的濾波電容(0.1uF)有利於IC得到一個干淨的偏壓。

第13腳(NC)：

空腳，增大12和14腳間間距，並且使得在PCB上能夠滿足安全規程(漏電距離)的要求。

第14腳(OUT)：

該腳位為上臂開極驅動電流提供電流返回回路。

第15腳(HVG)：

上臂開極驅動輸出。該腳能夠提供0.3A的輸出電流和0.8A的sink峰值電流驅動半橋電路的上端MOS。

第16腳(VBOOT)：

上臂開極驅動端浮動電源。在16腳(Vboot)與14腳(OUT)間連接一只電容Cboot，被IC內部的一個Body Diode與下臂開極驅動器同步驅動。

4.4 恆流電路

恆流電路是利用電壓控制電流源來達成恆流功能，如圖4.8所示，此電路不受DC電壓擾動的影響，可以得到一穩定且可調光的輸出電流，但是此電路對 V_{REF} 有太高的敏感性，當 V_{REF} 有稍微的雜訊變動，電流就會產生很大的震盪，而如此不穩定的輸出特性，是不被允許的，因此需要一個電壓控制電流源具有回授機制，可以降低輸出電流對 V_{REF} 雜訊的敏感性。

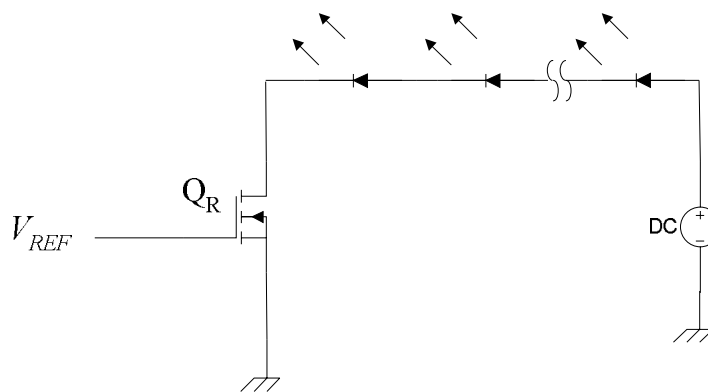


圖4.8 恆流電路

此回授機制之電壓控制電流源如圖4.9，即是運用功率放大器，金屬氧化場效電晶體，恆流電阻所組成，如圖4.6所示。此運算放大器回授電壓控制電流源更可以穩定負載的LED上的電流，其推導如下所示：

$$V_D = \frac{1}{1 + \frac{1}{A\beta}} \frac{V_{REF}}{\beta} \cong \left(1 - \frac{1}{A\beta}\right) \frac{V_{REF}}{\beta} \quad (4.3)$$

其中 A =誤差放大器的增益、 $\beta = \frac{R_1}{R_1 + R_F}$ 為回授因子

當 $A \rightarrow \infty$ 且 $R_1 = 0$ 時，可以得到 $V_D = V_r = V_{REF}$ ，則

$$i_F = \frac{V_D}{R_F} = \frac{V_{REF}}{R_F} \quad (4.4)$$

由上式可以得知，輸出電流不受DC電壓擾動的影響而只完全受 V_{REF} 控制，而此時當 V_{REF} 發生微小的雜訊，輸出電流也是產生微小的雜訊，因

此可得到一低敏感性的電壓控制電流源。

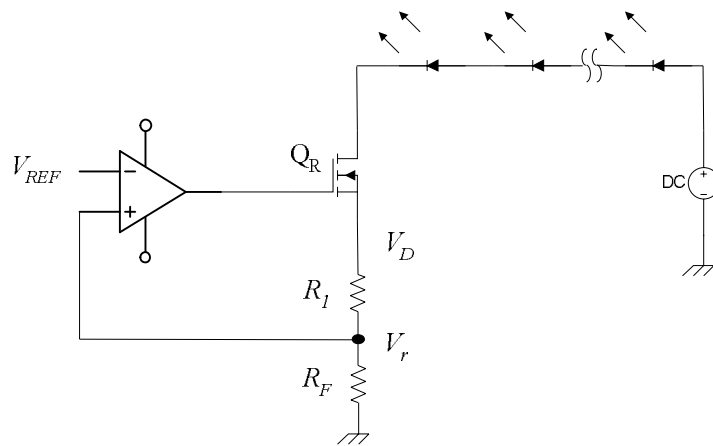


圖4.9 回授機制之均流電路

4.5 恆流 IC 之介紹

本文在恆流電路方面所使用的IC是克森的DF3411恆流IC，是尼克森微電子與達方電子合作開發的一顆可調整電流的控制器IC。他有4個輸出port，透過使用外部Power MOS和回授偵測電阻來均流，並內建電壓偵測保護功能，設計人員可依照不同的電壓需求來設定MPRT腳位電壓，達到保護IC的功能。

DFN3411內部方塊圖如4.10所示，而其接腳功能與作用如下所述：

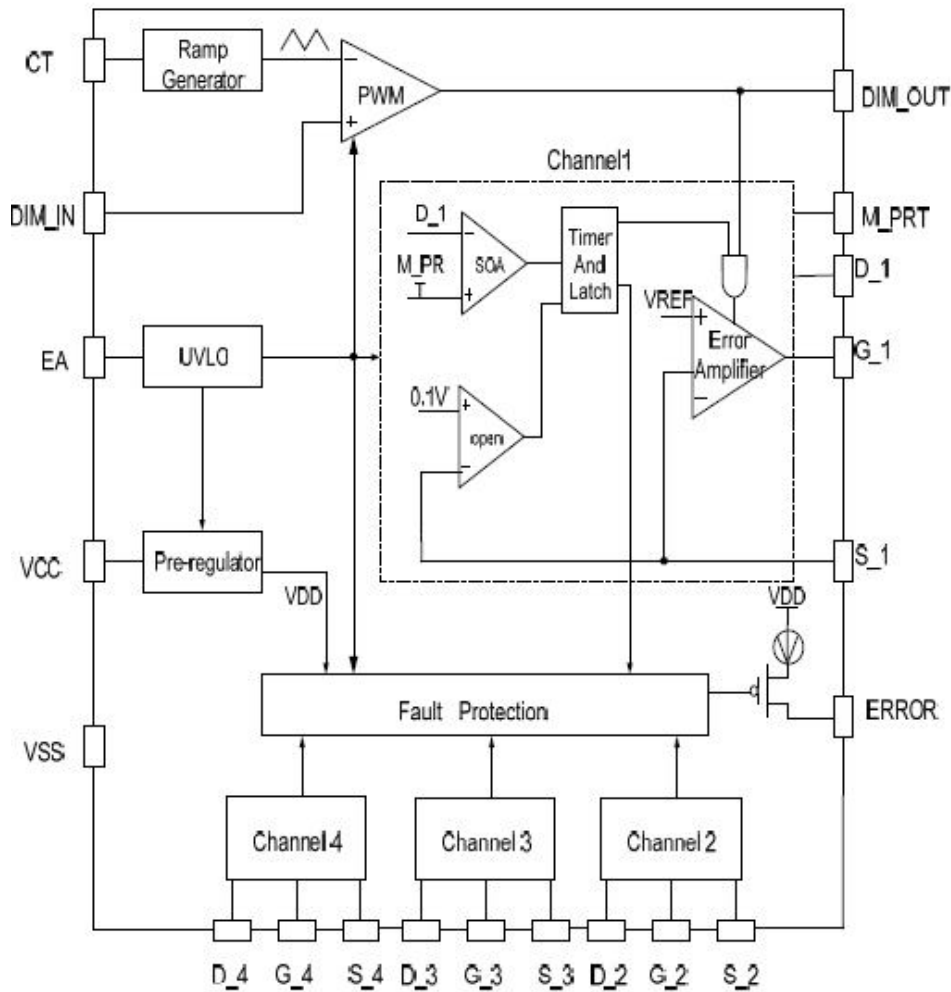


圖4.10 DFN3411 IC內部方塊圖

第1腳(G₁)：

此腳位為port 1的外接gate端，連接外部NMOS的gate端。

第2腳(S₁)：

此腳位為port 1的source端，連接外部NMOS的source端，且串接一顆電阻到地來設定第一串LED的電流

第3腳(G₂)：

此腳位為port 2的外接gate端，連接外部NMOS的gate端。

第4腳(S₂)：

此腳位為port 2的source端，連接外部NMOS的source端，且串接一顆電阻到地來設定第二串LED的電流。

第5腳(D_2)：

此腳位為port 2的drain端，連接外部NMOS的drain端，並接到第二串LED的陰極來偵測第二串LED的電壓。

第6腳(D_3)：

此腳位為port 3的drain端，連接外部NMOS的drain端，並接到第三串LED的陰極來偵測第三串LED的電壓。

第7腳(G_3)：

此腳位為port 3的外接gate端，連接外部NMOS的gate端。

第8腳(S_3)：

此腳位為port 3的source端，連接外部NMOS的source端，且串接一顆電阻到地來設定第三串LED的電流。

第9腳(G_4)：

此腳位為port 4的外接gate端，連接外部NMOS的gate端。

第10腳(S_4)：

此腳位為port 4的source端，連接外部NMOS的source端，且串接一顆電阻到地來設定第四串LED的電流。

第11腳(D_4)：

此腳位為port 4的drain端，連接外部NMOS的drain端，並接到第四串LED的陰極來偵測第四串LED的電壓。

第12腳(M_PRT)：

此腳位的功能為偵測LED電壓準位。若NMOS的drain腳位電壓高於M_PRT的設定電壓，則IC內部會產生一個error訊號。

第13腳(VCC)：

IC電源的供應腳位。可接一只小的濾波電容(0.1uF)有利於IC得到一個干淨的偏壓。

第14腳(EN)：

控制IC打開/關閉的腳位。

第15腳(VSS)：

IC的接地端。所有相關的地都應該和這個腳連通。

第16腳(CT)：

調光頻率的設定腳位。外接一個電容來決定調光頻率。計算公式如

$$F_{PWM} = \frac{K_F}{C_{CTPWM}}, \text{ 其中 } K_F = 4.4e-6$$

第17腳(DIM_IN)：

此腳位為外部調光訊號輸入腳位。由脈波訊號來控制Duty大小。

第18腳(DIM_OUT)：

此腳位為同步訊號的輸出腳位。由脈波訊號來控制第二IC的Duty大小。

第19腳(Error)：

當M_PRT產生IC內部error訊號時，此腳位會輸出一個High準位。

第20腳(D_1)：

此腳位為port 1的drain端，連接外部NMOS的drain端，並接到第一串LED的陰極來偵測第一串LED的電壓。

4.6 驅動與恆流器之實際電路圖與電路動作說明

本論文電路的實體電路如圖4.11所示

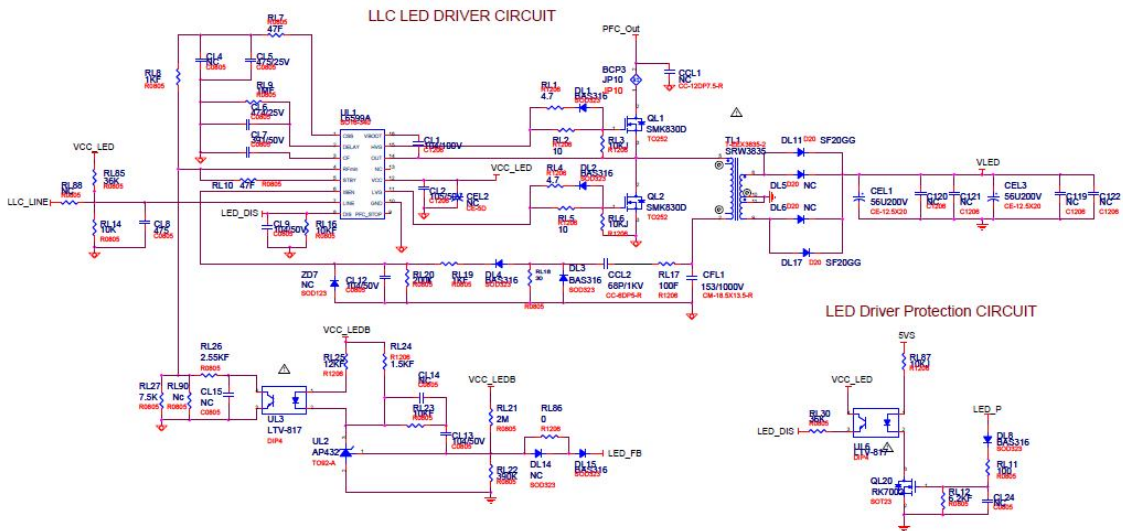


圖4.11(a) LLC電路圖

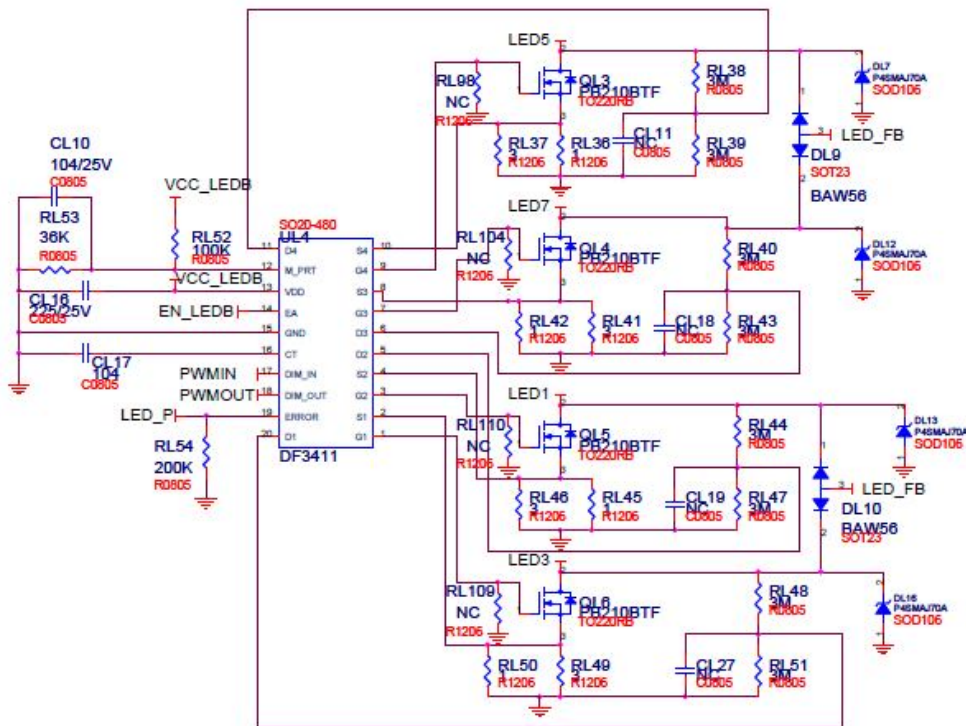


圖4.11(b) LED constant current電路圖

此電路動作原理如下：

1. 電路一開始由外部電源加壓到UL1的第12隻腳(Vcc)後，UL1開始工作，此時會從UL1的第11隻腳(LVG)和第15隻腳(HVG)輸出

脈沖信號去控制QL1和QL2輪流導通和截至。當QL1導通的時候，QL2截至。此時PFC輸出的400V電壓流過QL1後進入TL1的第5腳再從第2腳腳流出，經過CFL1到地。在QL1截止，QL2導通的時候，CFL1上的電進入TL1的第2隻腳從第5隻腳流出後再經過QL2到地。在QL1和QL2的輪流導通和截至過程中，TL1的次級側感應到電流，在經過整流得到70V電壓供LED燈管使用。

2. 當QL1導通QL2截止的時候，PFC的電壓經過QL1流入TL1的第5腳從第2腳流出，此時第5腳為正，第2腳為負，在TL1的次級同名端的電位相同，此時DL11導通，給後續提供工作電壓，當QL1截止，QL2導通的時間，TL1的第2腳為正，第5腳為負，此時DL17導通，給後續電路供電，即正負半周都在提供能量。
3. 電路運作後，透過回授電阻RL21、RL22對LED電壓取樣，然後將這個取樣得到的信號送到光耦合器UL2的第1腳，從而控制UL2的第1、2腳的流過的電流，再經過光耦的耦合作用去控制流過UL2第3、4腳的電流。UL2的第4腳連接到UL1的第4腳(RFmin)，通過反饋環來調整振蕩頻率去調整變換器的輸出。從而穩定輸出 V_{LED} 。
4. 電路正常工作的時候：UL6、QL20和DL8處於截至狀態。當LED電壓中出現過壓的情況時，始DL8導通經過RL11、RL12分壓到QL20的G極，這個電壓使QL20進入導通狀態，於是將RL87上的5V電壓拉至光耦合器UL6的第1腳，此時UL6開始動作使一次側的第3、4腳流過電流，再透過RL30將UL1的第8隻腳(DIS)拉高到超過1.85V，再與內部比較器作比較，輸出一個切斷信號將第9隻腳(PFC_STOP)拉到低電位，因此機器進入待機狀態。
5. 恆流IC UL4、UL5在接收到第17隻腳(DIM)訊號，會與內部的三

角波訊號作比較，來決定調光訊號的Duty，進而控制LED電流的大小。

6. 而三角波的頻率則由第16隻腳(CT)的外接電容決定。
7. 當LED開路時，透過偵測電阻 R_{49} 、 R_{50} 的跨壓會降低，此電壓連接至IC的第2隻腳(S_1)與內部的差動放大器作比較，送出一個Latch訊號，使MOSFET的Gate腳為低電位，進而關閉LED。
8. 當LED短路時，透過偵測電阻 R_{48} 、 R_{51} 的跨壓會升高，此電壓連接至IC的第20隻腳(D_1)與MPRT設定電阻 R_{52} 、 R_{53} 所分出來的電壓做比較，此設定電壓可設定單顆或兩顆以上的LED短路電壓，並送出一個Error訊號，使內部控制訊號關閉PWM輸出，如圖4.12所示。

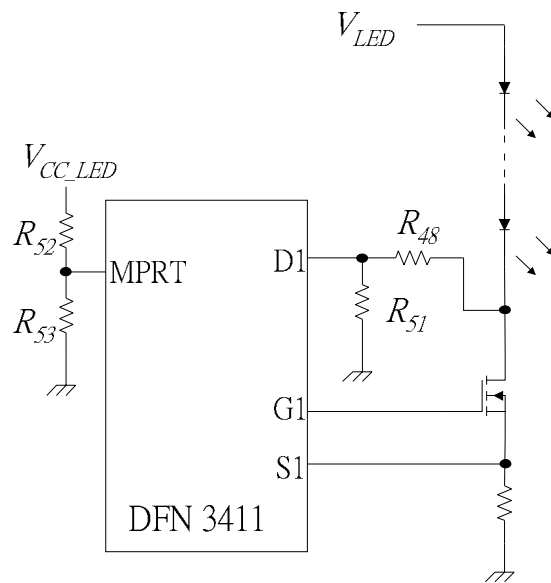


圖4.12 單顆LED短路保護電路圖

第五章 電路元件規格設計與實作量測

本章節將對主動功因 LED 驅動器的各元件規格做參數設計並製作，並量測實作的波形驗證其功能性，最後將高功因定電流 LED 驅動器做 EMI 量測。

5.1 產品規格書

Input Requirements

List		Requirements Input Range
正常輸入電壓		AC100V~AC240V
最大正常輸入電壓		AC90V~AC264V
PFC 輸出電壓		DC380V~DC400V
市電頻率	正常頻率	50Hz-60Hz
	變動範圍頻率	47Hz-63Hz

Output Requirements

NO	Items	Sign	Condition	Min	Type	Max
1	燈管輸出電流(mA)	Io,max	Vin=390V	228	240	252
2	外部調光週期比(%)	Edim	Vin=390V	10	-	100
3	LED 調光訊號頻率(Hz)	Fpwm	Vin=390V	100	180	240
4	輸出工作電壓(Vrms)	Vo	Vin=390V	60	68	72

5.2 主動功因驅動器元件規格參數設計

本論文所研製主動功因 LED 驅動器之電氣規格如下：

主電路輸入電壓 V_{irms} ：90~264 Vac

輸入電源頻率 f_i ：60 Hz

直流輸出電壓 V_o : 68~72 V

直流輸出電流 I_o : 1.44 A

額定輸出功率 P_o : 100.8 W

轉換效率 η : > 0.8

針對驅動器一一介紹各個元件的規格：

1.) 輸入電源保險絲 F_1

考慮最大輸入電流並給予一個安全(Derating 70%)的範圍。

$$I_{F(\max)} = \sqrt{2} \frac{P_{in,\max}}{V_{in,rms(\min)}} \frac{1}{0.7} = 2.828 \text{ A} \quad (5.1)$$

2.) 輸入橋式整流器

考慮最大輸入電流、最大峰值逆向電壓、突波電流輸入，所以採用四顆整流二極體 1N5406 組成橋式整流器。

$$V_{RM} = \sqrt{2} V_{in,rms(\max)} = V_{BDpeak} \quad (5.2)$$

3.) 輸入濾波電容

輸入電容設計的方式如 5.3 式所示。

$$C_{in} \leq \frac{I_{in,rms}}{2\pi f_{sw} r V_{i,rms(\min)}} \leq \frac{1.264}{2\pi(45K)(0.1)(90)} \leq 0.497 \text{ uF} \quad (5.3)$$

其中 f_{sw} 為切換頻率， $I_{in,rms}$ 為輸入電流有效值， r 為漣波電壓通常是電容抑制於最小輸入額定電壓的 1%到 10%之間，即 $r=0.01\sim 0.1$ ，在此採取 10%。但大容量之濾波電容會使 PF 值下降，導致諧波失真增加。所以要選擇一個適合的輸入電容。本文選用低 ESR 的 0.47uF/630V 的鉭質電容。

4.) 輸出電容

輸出電容與輸出功率和期望的輸出漣波有關，可以下列公式求得：

$$C_o > \frac{2P_{out,pfc} t_{hold}}{\eta(V_{in,\max}^2 - V_{in,\min}^2)} > \frac{2(107)(0.025)}{0.94(264^2 - 90^2)} > 92.4 \text{ uF} \quad (5.4)$$

其中 t_{hold} 為市電 264V 掉至 90V 所需要的維持時間，設計內規為 25ms。

5.) 功率 MOSFET 開關

功率 MOSFET 開關的選擇應考慮元件導通損失 $P_{Q,on} = I_{DS}^2 R_{DS}$ ，以及切換損失(Switching Loss)。操作於邊界模式下功率開關之切換損失，主要是由開關截止時電壓與電流交越所造成：

$$P_{cross} = V_O I_{DS} f_{sw} t_{fall} \quad (5.5)$$

上式中的 t_{fall} 是開關截止時的交越時間(Crossover Time)。接著根據最大突波電壓及安全餘裕度等因素考量 MOSFET 之耐壓需求，如下式：

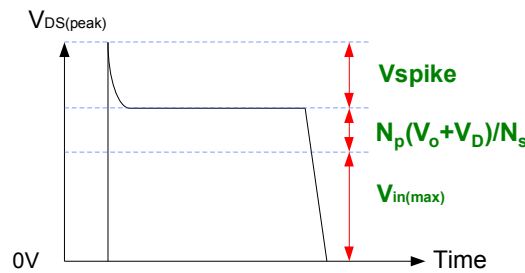


圖 5.1 MOSFET 跨壓波形

1. 未考慮 Spike Voltage

$$V_{DS,max} = V_{in(max)} + \frac{N_p}{N_s} (V_o + V_D) \quad (5.6)$$

2. 考慮 Spike Voltage

$$V_{DS(peak)} \geq \frac{V_{DS,max}}{0.9} \geq \frac{390}{0.9} \geq 433.3 \text{ V} \quad (5.7)$$

所以本文使用了 Fairchild 公司的產品 FDPF16N50，耐壓規格為 500V 的功率 MOSFET 開關。

6.) 整流二極體

此為一飛輪二極體，需採用快速型的蕭特基(Schottky)二極體，考慮主輸出整流二極體與輔助電源二極體，其跨壓近似於兩倍的輸出電壓加上二極體順向導通電壓，如下式：

$$V_{RRM} \geq 2V_o + V_F + V_{in(max)} \frac{N_s}{N_p} \geq 319.5 \text{ V} \quad (5.8)$$

所以本文使用了 DIODES 公司的產品 SF20GG，耐壓規格為 400V 的蕭特基整流二極體。

7.) PFC 變壓器設計

本論文的 PFC 變壓器設計流程如下。

步驟一：一次側峰值電流計算

$$I_{L,peak} = \frac{2\sqrt{2}P_{out,pfc}}{\eta V_{in,min}} = \frac{2\sqrt{2}(107)}{0.94(90)} = 3.58 \text{ A} \quad (5.9)$$

$$I_{L,rms} = \frac{2}{\sqrt{3}I_{in,rms}} = 0.913 \text{ A} \quad (5.10)$$

步驟二：線圈繞組電感計算

為確保系統操作於邊界模式其切換頻率需使用系統最低的切換頻率，這裡 $f_{sw,min}$ 為最低切換頻率。

$$L_b \leq \frac{\eta V_{in,rms,min}^2 (V_o - V_{in,rms,min})}{4P_{out,pfc} V_o f_{sw,min}} = \frac{0.94(90)^2 (390 - 90)}{4(107)(390)(45K)} = 304 \text{ uH} \quad (5.11)$$

步驟三：一次側線徑選擇

$$A_{pcm} = I_{L,peak} d = (3.58)(400) = 1432 \text{ c.m.} \quad (5.12)$$

由表 5.1 得知，可取 AWG#18，電流密度為 1624c.m./A，最大線徑為 0.0437 in.，相當於直徑 0.11m.m.的導線。

表5.1 重薄膜絕緣磁線規格表[34]

AWG	含蓋絕緣的直徑 (英寸)		標稱的圓 密爾面積	電阻值 /1000ft	在 1000c.m./A 的毫安培電流 容量
	Min. .	Max.			
8	0.130	0.133	16510	0.6281	16510
9	0.116	0.119	13090	0.7925	13090
10	0.104	0.106	10380	0.9985	10380
11	0.0928	0.0948	8230	1.261	8226
12	0.0829	0.0847	6530	1.588	6529
13	0.0741	0.0757	5180	2.001	5184
14	0.0667	0.0682	4110	2.524	4109
15	0.0595	0.0609	3260	3.181	3260
16	0.0532	0.0545	2580	4.020	2581
17	0.0476	0.0488	2050	5.054	2052
18	0.0425	0.0437	1620	6.386	1624
19	0.0380	0.0391	1290	8.046	1289
20	0.0340	0.0351	1020	10.13	1024
21	0.0302	0.0314	812	12.77	812.3
22	0.0271	0.0281	640	16.20	640.1
23	0.0244	0.0253	511	20.30	510.8
24	0.0218	0.0227	404	25.67	404
25	0.0195	0.0203	320	32.37	320.4
26	0.0174	0.0182	253	41.02	252.8
27	0.0157	0.0164	202	51.44	201.6
28	0.0141	0.0147	159	65.31	158.8
29	0.0127	0.0133	128	81.21	127.7
30	0.0113	0.0119	100	103.7	100

步驟四：鐵芯的選擇

$$A_e A_c = \frac{(0.68 P_{out} d) 10^3}{f_{sw} B_{max}} \text{cm}^4 \quad (5.13)$$

其中 A_e : 有效的鐵芯面積，單位 cm^2

A_c : 捲線軸的繞線面積，單位 cm^2

P_{out} : 變壓器所需之最大瓦特數，單位 W

d : 繞線的電流密度，單位 c.m./A

f_{sw} : 切換頻率，單位 Hz

B_{max} : 峰值操作的磁通密度，單位 G

由於大多數陶鐵磁鐵芯的 B_{sat} (鐵芯磁通密度原始設定值) 值一般都介於 3000G 至 5000G 左右，依出廠公司的材質不同而有所不同，本論文是使用 DARFON 公司所生產的鐵芯，在溫度 25°C 時它的磁通密度約為 4600G 左右。為使鐵芯遠離飽和狀態發生，故 B_{sat} 的選擇一般都取二分之一的 B_{sat} ，於此將設定 $B_{sat} = 2300\text{G}$ 。本電路選擇的變壓器鐵芯尺寸大小可由 5.14 式推得如下：

$$A_e A_c = \frac{(0.68 P_{out} d) 10^3}{f_{sw} B_{max}} = \frac{0.68(107)(400)(10)^3}{45(2300)(10)^3} = 0.2812 \text{cm}^4 \quad (5.14)$$

因考量共用性，故將以現有產品的鐵芯設計該變壓器，其鐵芯規格圖為圖 5.2 所示，量出的鐵芯參數為 $A_e = 1.45 \text{cm}^2$ ， $A_c = 2F(E - \phi D) \cong 0.5 \text{cm}^2$ ，所以可得 $A_e A_c = 0.725 \text{cm}^4$ 。由於 $0.725 \text{cm}^4 > 0.2812 \text{cm}^4$ ，故選擇其鐵芯為可行。

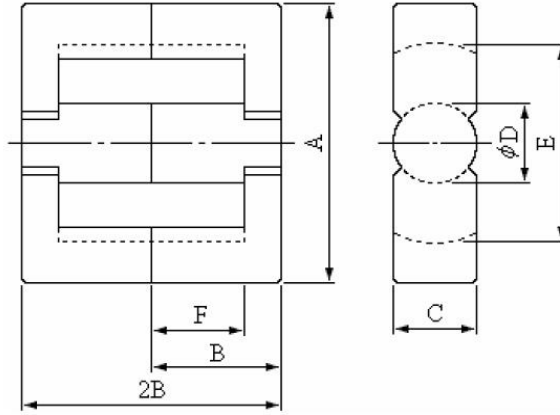


圖5.2 鐵芯規格圖

步驟六：一次側匝數

$$N_{b.min} = \frac{L_b I_{L.pk}}{B_{max} A_e} 10^8 = \frac{304(10)^{-6} (3.58)}{2300(1.45)} 10^8 = 32.6 \quad (5.15)$$

步驟七：二次側匝數

$$N_{s.min} \geq \frac{V_{ZCD} 1.2}{V_o - \sqrt{2} V_{in_rms.max}} N_b = \frac{1.75(1.2)}{390 - \sqrt{2}(264)} 33 \geq 4.17 \quad (5.16)$$

所以將二次側匝數取整數為 5 匝。

步驟八：鐵芯之空氣間隙計算

$$l_g = \frac{(0.4\pi L_b I_{Peak}^2) 10^8}{A_e B_{max}^2} = \frac{0.4\pi (304)(10)^{-6} (3.58)^2 (10)^8}{1.45(2300)^2} \cong 0.063 \text{ cm} \quad (5.17)$$

加入空氣間隙設計的主要用意是防止鐵芯進入飽和狀態，便可使磁滯迴路較為平坦。[32-34]

7.) 半橋變壓器設計

本論文的半橋變壓器選用鐵芯方式同 PFC，所以鐵芯選用形式為 PQ3230， $A_e = 1.67 \text{ cm}^2$ ， $A_c = 2F(E - \phi D) \cong 0.47 \text{ cm}^2$ 其參數設計流程如下。

步驟一：一次側匝數

當輸出電壓為 70V 時，一次側繞組與二次側繞組匝數比 n 為

$$n = \frac{N_p}{N_s} = \frac{2V_{in} D_1 D_2}{V_o} \quad (5.18)$$

其中 n : 一次側繞組與二次側繞組之圈數比

N_p : 一次側圈數

N_s : 二次側主輸出繞組圈數

V_{in} : 輸入直流電壓

D_1 : 主開關工作周期

D_2 : 輔助開關工作周期

代入 $V_o = 70\text{ V}$, $V_{in} = 390\text{ V}$, D_1 及 D_2 為 0.45 於式(5.19)計算後可得 $n = 2.256$, 接著計算一次側圈數 N_p , 依據安培定律與法拉第定律 , 取 $\Delta B = 2300\text{ G}$, 工作頻率 $f_{sw} = 75\text{ KHz}$, 經由公式(5.20)可得

$$N_p = \frac{V_{in} D(1-D)}{A_e \Delta B f_{sw} 10^{-8}} = \frac{390(0.45)(0.55)}{1.67(2300)(75)(10)^{-11}} = 46.23 \quad (5.19)$$

步驟二：二次側匝數

取一次側圈數為 47 匝 , 跟著計算二次側圈數 N_s , 帶入 5.18 式得

$$N_s = \frac{N_p}{n} = 20.82 \quad (5.20)$$

所以將二次側匝數取整數為 21 匝。

步驟三：線圈繞組電感計算

考慮動作時要能達到零電壓切換 , 使得切換損失降低 , 因此變壓器需磨間隙 , 以適時增加激磁電流 (ΔI_m) , 又考量變壓器的磁損會過大 , 所以依據變壓器設計之經驗值 , 我們假設 $\Delta I_m \leq 3I_{in,rms}$, 則

$$I_{in,rms} = \frac{P_o}{\eta V_{in}} = \frac{101}{0.94(390)} = 0.2755\text{ A} \quad (5.21)$$

所以 ΔI_m 為三倍的 $I_{in,rms}$, 其值為 0.826A , 有了上述數據後跟著就可以計算變壓器的電感值 L [35]。

$$L = \frac{N_p \Delta B A_e 10^{-8}}{\Delta I_m} = \frac{47(2300)(1.67)(10)^{-8}}{0.826} = 219\text{ uH} \quad (5.22)$$

8.) LLC 諧振槽設計

首先需要設定 LLC 諧振式轉換器之規格，其規格如下：

V_{in} ：輸入電壓，即 PFC 的輸出電壓 390V

V_{out} ：輸出電壓，即 LED 的電壓 70V

I_{out} ：輸出總電流，即六支 LED 燈管的電流 1.5 A

f_r ：諧振頻率 100KHz

K ：兩諧振電感之間的比例值

N ：變壓器匝數比 2.26

利用輸出功率與輸出電壓的關係計算出負載阻抗在不同輸出功率下的大小，如下列所示：

$$R_L = \frac{V_O}{I_{o,max}} = \frac{70}{3} = 23.3\Omega \quad (5.23)$$

將 R_L 帶回 4.3 式，得到轉換到變壓器一次側的交流負載阻抗為 96 歐姆，相對的，將利用輸出電壓與輸入電壓之間的關係，而計算出此轉換器的增益值大小，如下列所示：

$$G = 2N \frac{V_O}{V_{in,min}} = 4.6 \frac{70}{300} = 1.07 \quad (5.24)$$

如此就能夠計算在邊界模式下的品質因數的大小，如下列所式：

$$Q = \frac{1}{KG} \sqrt{K + \frac{G^2}{G^2 - 1}} \cong 0.55 \quad (5.25)$$

因此將可以計算出最低的切換頻率：

$$f_s = \frac{f_r}{\sqrt{1 + K \left(1 - \frac{1}{G^2}\right)}} \cong 75 \text{ KHz} \quad (5.26)$$

所以就能夠利用許多關鍵的數值計算出諧振電容(C_r)、諧振電感(L_r)，如下列所示：

$$C_r = \frac{1}{2\pi f_r R_{ac} Q} = \frac{1}{2\pi(100K)(96)0.55} \cong 29.8 \text{ nF} \quad (5.27)$$

$$L_r = C_r R_{ac}^2 Q^2 = 29.8(10)^{-9} (96)^2 (0.55)^2 \cong 84.8 \text{ uH} \quad (5.28)$$

$$L_m = L_r K = 6(84.8)(10)^{-6} \cong 508.8 \text{ uH} \quad (5.29)$$

利用上述所設計的參數值得到輸入電壓 300V 及滿載條件下，所得到的最大品質因數為 0.55，其所對應到切換頻率為 75KHz，並且此時所應需要的增益為 1.07。當輸入電壓在 390V，切換頻率將操作於諧振頻率的右半邊，而品質因數將操作於 0.55 以下，並且實際 LLC 諧振式轉換器在負載變化時，將導致品質因數的改變，讓切換頻率會隨著負載變化而變動。因此將設定最低的切換頻率以 75KHz 為主，以避免 LLC 諧振式轉換器操作於零電流區域。

5.3 主動功因 LED 驅動器實作波形量測

本論文實體電路乃依據前一節所設計各元件參數來完成，其實體電路完成圖如圖 5.4 所示，其負載為 46 吋 6 燈管的 LED TV，所以本章節所有量測的數據與波形，皆以 LED 燈管為其輸出負載的依據。



圖5.3 主動功因LED驅動器點燈圖

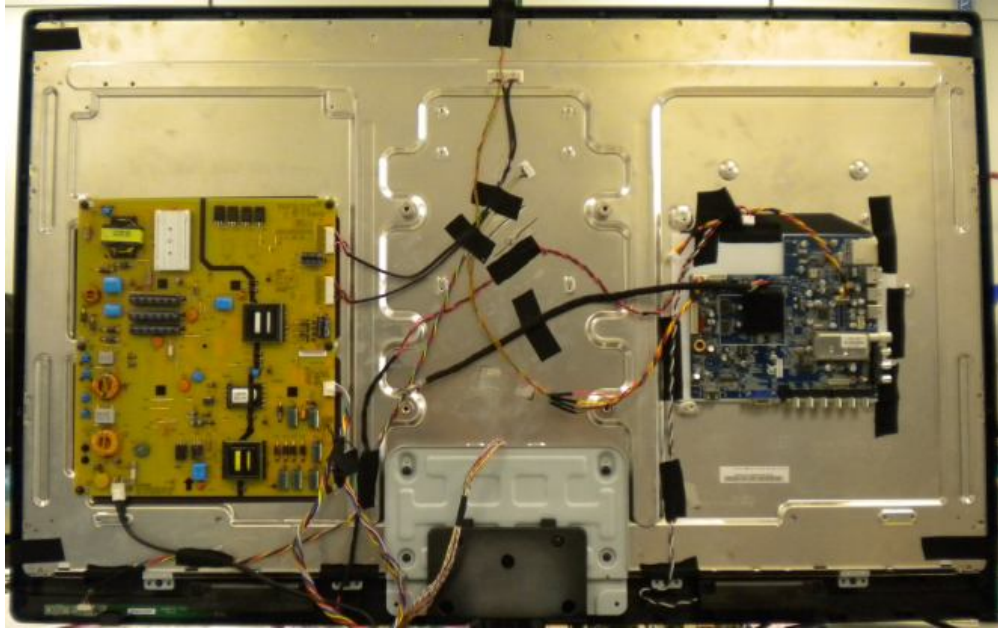


圖5.4 主動功因LED驅動器實體圖

首先，本文量測方式是將輸入電壓從 90V 到 265V 作其改變，而量得輸出電壓與輸入電流的變化，並利用 YOKOGAWA 公司所出產的功率計型號為 WT210 如圖 5.5 所示，量測其功率因數與輸入電壓與電流的數據。如圖 5.6 所示，當輸入電壓為 90V 時，輸出電壓為 70.4V，輸出電流為 240mA，功率因數值為 0.9953，效率為 84.99%，這些數據皆符合一開始的預期，呈現定電流與高功因的狀態。當輸入電壓為 110V 時如圖 5.7 所示，輸出電壓為 70.4V，輸出電流為 240.6mA，功率因數值為 0.9918，效率為 85.23%，此一量測範圍也符合定電流與高功因的狀態。當輸入電壓為 220V 時如圖 5.8 所示，輸出電壓為 70.4V，輸出電流為 241mA，功率因數值為 0.987，效率為 85.44%，此一量測範圍雖然定電流還是符合預期，且功率因數的結果仍是理想的。當輸入電壓為 265V 時如圖 5.9 所示，輸出電壓為 70.4V，輸出電流為 243.9mA，功率因數值為 0.976，效率為 86.13%。綜合上述的數據整理成表 5.2 所示，根據這些數據可知，電路整體的效率與功率因數皆可符合高功因與高效率的情況。



圖5.5 功率計儀器圖

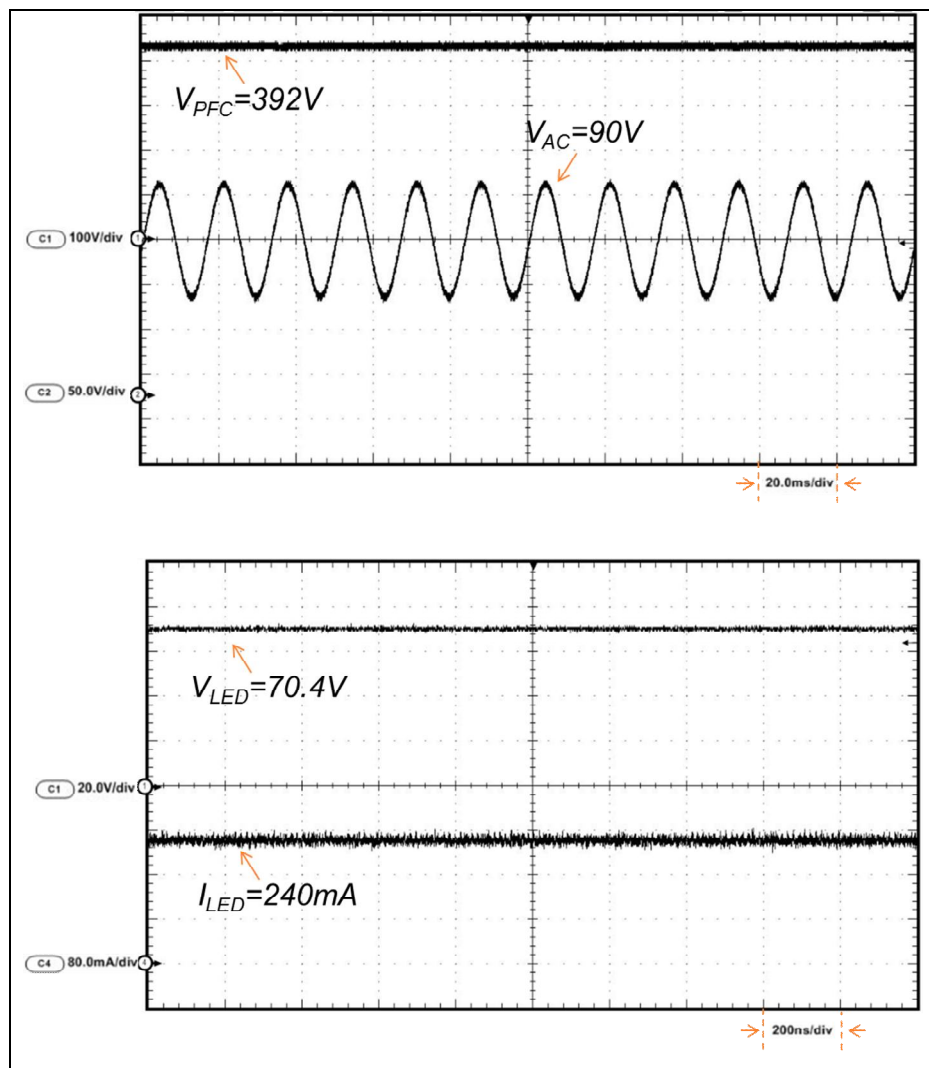


圖5.6 輸入交流電壓為90V時之輸出電流與電壓波形

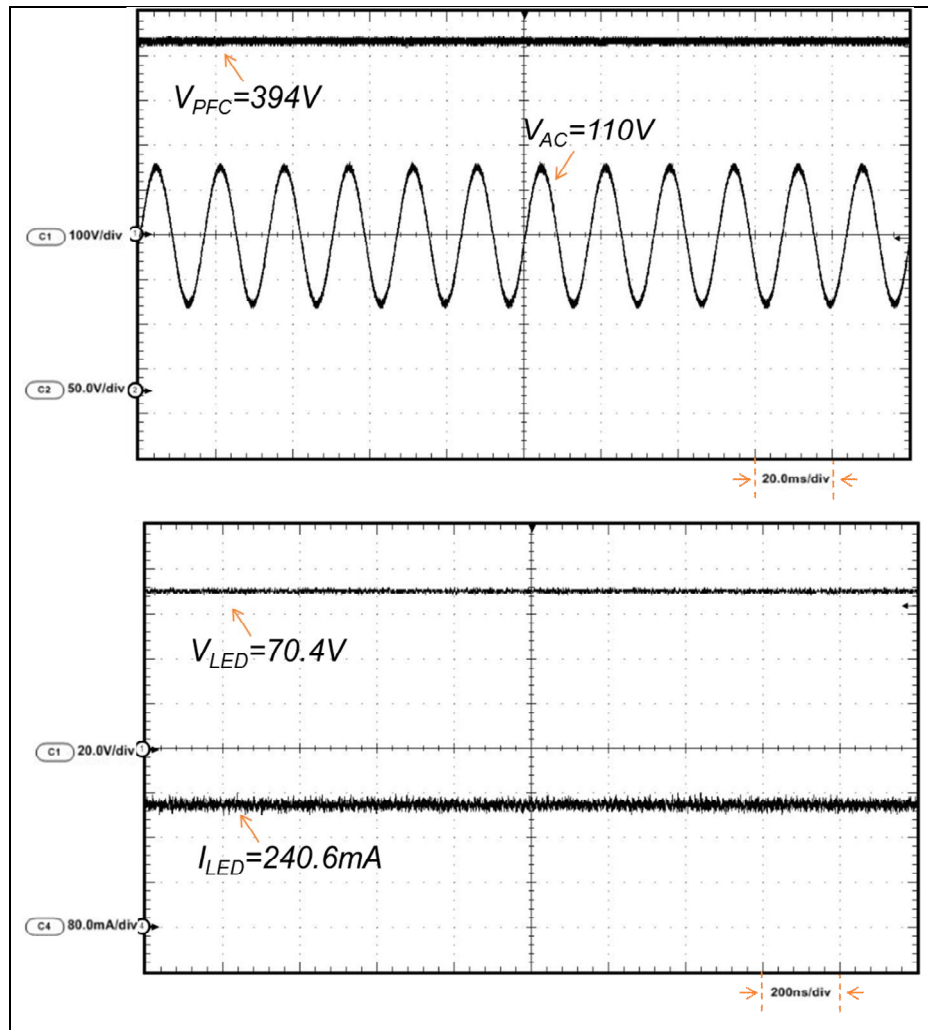


圖5.7 輸入交流電壓為110V時之輸出電流與電壓波形

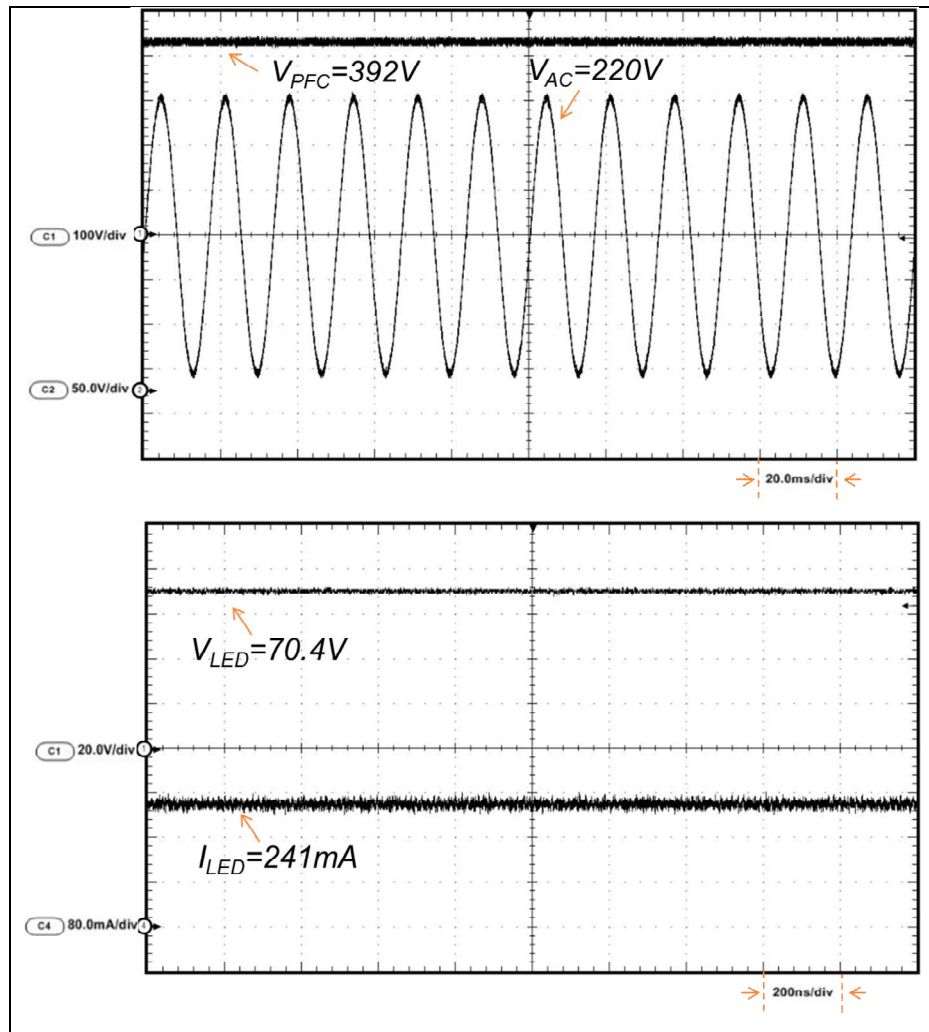


圖5.8 輸入交流電壓為220V時之輸出電流與電壓波形

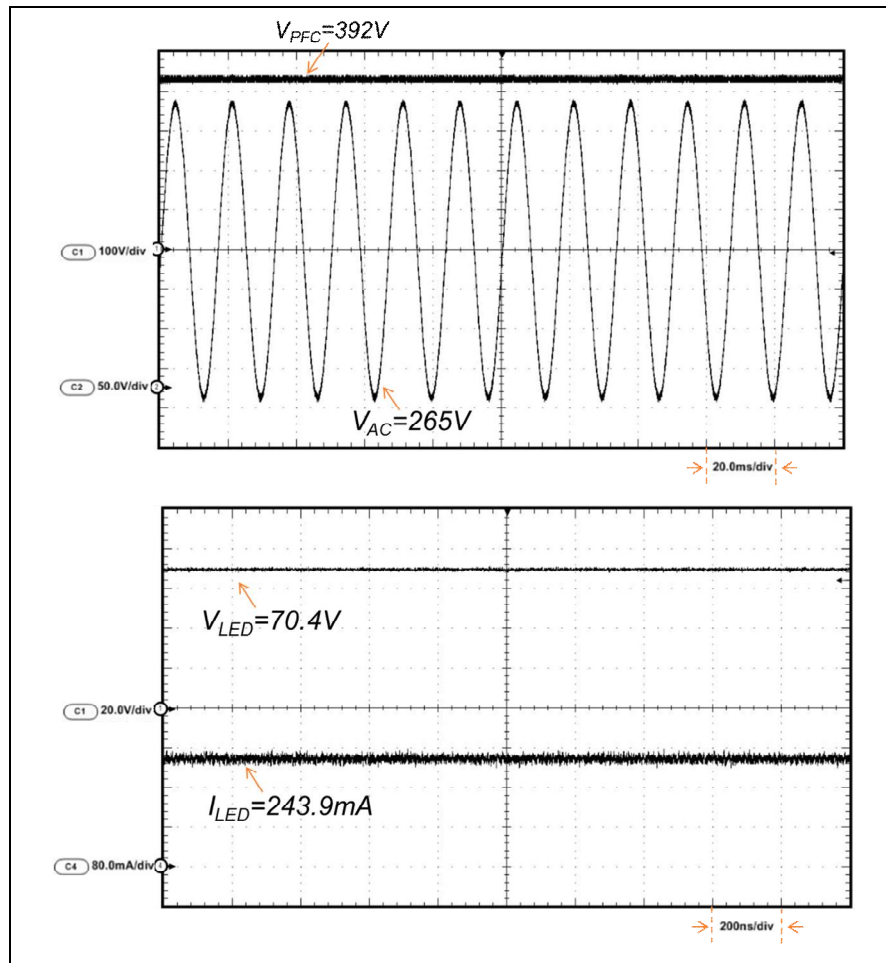


圖5.9 輸入交流電壓為265V時之輸出電流與電壓波形

表5.2 實作數據量測

輸入電壓 量測單位	90V	110V	220V	265V
I_o (A)	(0.24)*6	(0.2406)*6	(0.241)*6	(0.2439)*6
V_o (V)	70.4	70.4	70.4	70.4
P_o (W)	101.376	101.63	101.798	103.023
V_i (V)	90.16	110.2	220.72	264.95
I_i (A)	1.323	1.082	0.5398	0.4514
P_i (W)	119.281	119.236	119.145	119.613
PF	0.9953	0.9918	0.987	0.976
η (%)	84.99	85.23	85.44	86.13

5.4 EMI 量測

具備功因修正的轉換電路中，通常需要一主動開關作為切換元件。由於開關的切換頻率，經常從數十kHz到數百kHz；而陡峭的上升及下降電流與電壓波形，內含相當多的高頻成分，此為造成嚴重諧波及電磁干擾問題的主因。這些高頻訊號會透過線路本身或元件寄生效應所形成的途徑傳遞出去，這樣會對鄰近電器設備及自身電路干擾，因而對電路產生誤動作特性或造成其它影響。所以EMI濾波器的設計，旨在降低雜訊傳導途徑效率，阻絕雜訊電流向外傳遞。而電磁干擾(ElectroMagnetic Interferences；EMI)，可區分成兩種干擾形式，分別為輻射干擾(Radiated Emission)與傳導干擾(Conducted Emission)[36-38]。

傳導干擾雜訊包含差模雜訊(Differential noise)與共模雜訊(Common noise)兩個分量，此兩個雜訊分量分別是由差模雜訊電流與共模雜訊電流所造成。差模電流指的是直接流經L和N兩線之間而不流經地線之雜訊電流分量，主要是由高頻的開關切換電流經由整流二極體以及漣波濾波電容形成回路所造成；而共模雜訊電流指的是直接流經L(Line)、N(Neutral)兩線相對於接地線G(Ground)之雜訊電流分量，主要是由高頻的切換電壓在開關元件或變壓器，甚至線路上的寄生電容形成的充放電流所致。傳導型電磁雜訊量測必須使用傳輸線阻抗穩定網路(Line Impedance Stabilization Network, LISN)，其主要功能為提供待測物工作電源、阻絕外部雜訊，並提供一固定阻抗以攫取待測物雜訊，以利頻譜分析儀(Spectrum Analyzer)(圖5.10)讀取雜訊大小值，量測電路的配置如圖5.11所示。量測準則同樣以EN 55022 Class B 資訊產品類做為量測標準，量測頻率則是介於0.15MHz至30MHz之間，實際量測結果可由圖5.12至圖5.13所示。

從量測結果分析可知，當從圖5.12與圖5.13可知量測訊號在0.15與0.75MHz之間，有一個突波的尖波，這可能是IC L6599的切換頻率75KHz的倍頻及多倍頻所引起的，雖然在電路前級加入EMI防護措施(Line filter及X, Y電容)，但仍有一些導通雜訊竄過，這表示EMI防治上的一些阻抗值沒有設定好造成使EMI防治沒有完全阻擋的效果，所以在未來應再探討與研究EMI防治的設計。



圖5.10 頻譜分析儀儀器圖

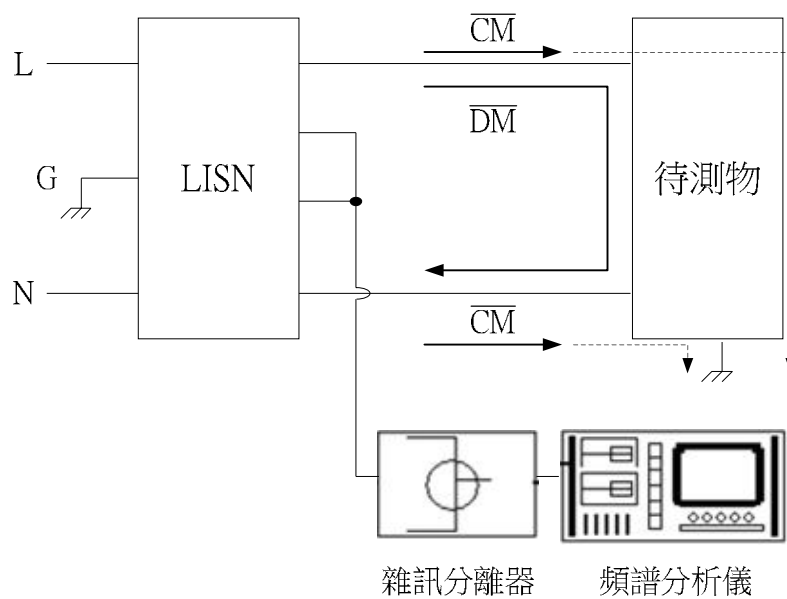


圖5.11 傳導性EMI雜訊量測系統架構圖[39]

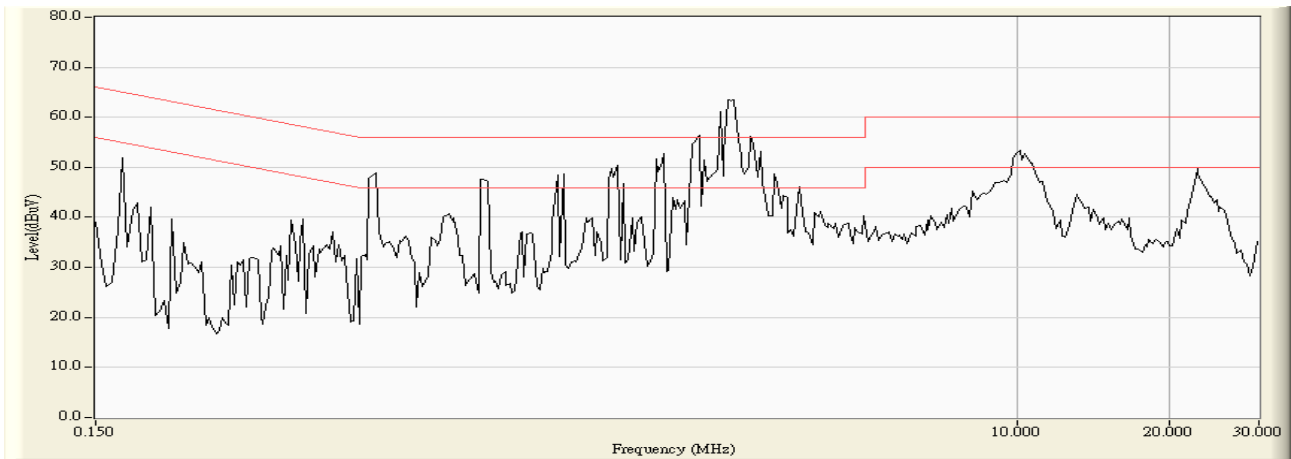


圖5.12 Neutral傳導干擾圖

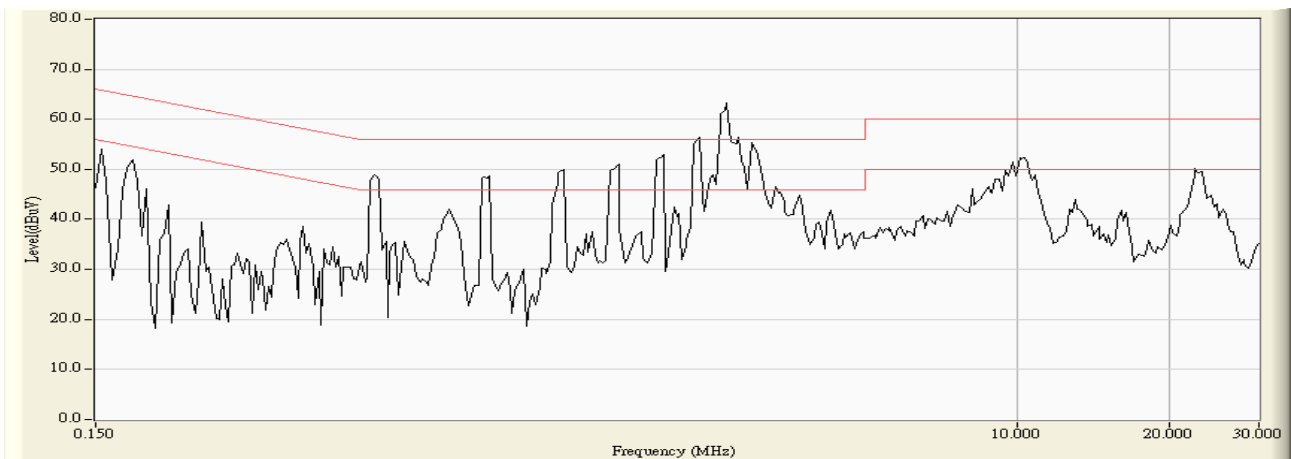


圖5.13 Line傳導干擾

在輻射干擾量測是模擬自由空間中之電磁場對產品所造成之影響，於量測準則中將選擇EN 55022 Class B資訊產品類做為量測標準。其試驗是在一電波暗室中，由發射天線所產生在距離1.3公尺到10公尺之間地方聚集一面均勻場強，頻率介於30MHz至300MHz之間，強度在每一頻率的間隔駐留時間至少2~3秒鐘，所發射的天線位置需擺放水平(Horizontal)極化和垂直(Vertical)極化位置，而待測物亦需旋轉四個方向以確認那一個位置在量測過程中會產生變化，同時監測待測物功能是

否正常，量測架構如圖5.14所示，其量測結果如圖5.15與5.16所示。

從量測結果分析可知，不管水平輻射干擾或者垂直輻射干擾皆超出規範值，這可能是由於元件位置未放置得宜，或者是接地處理沒有處理很成功，導致雜訊干擾，必須把主電路的接地與控制電路的接地依序地接到主電源端，又或者利用電容來隔離，所以在未來接地處理或元件放置位置必須更審慎的處理，這也是未來必須更加研究與改善的目標。

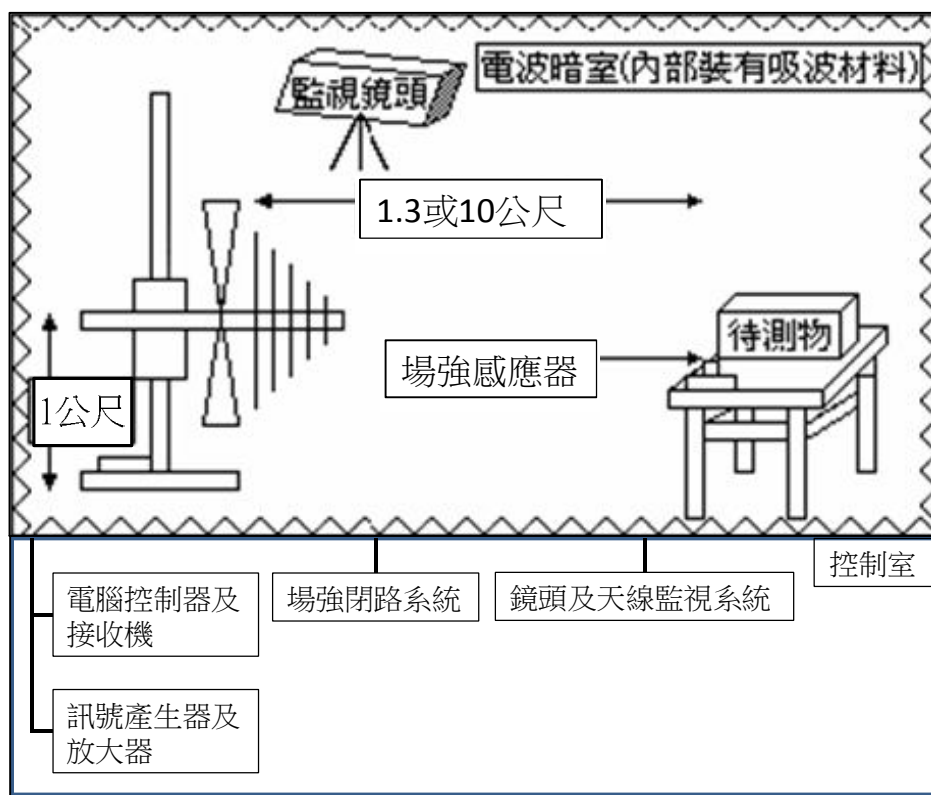


圖5.14 典型輻射干擾測試架構[40]

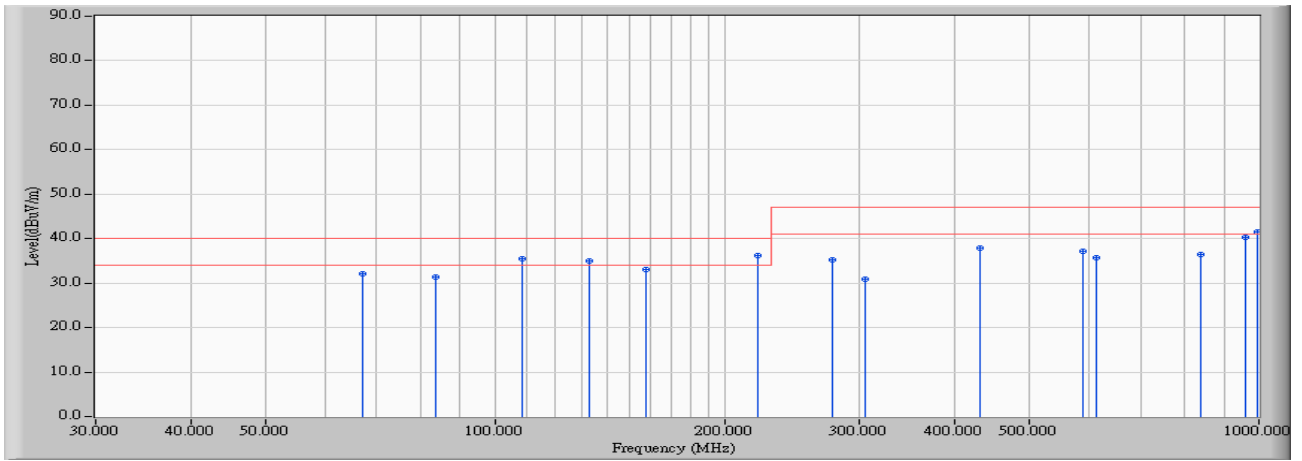


圖5.15 Horizontal輻射干擾

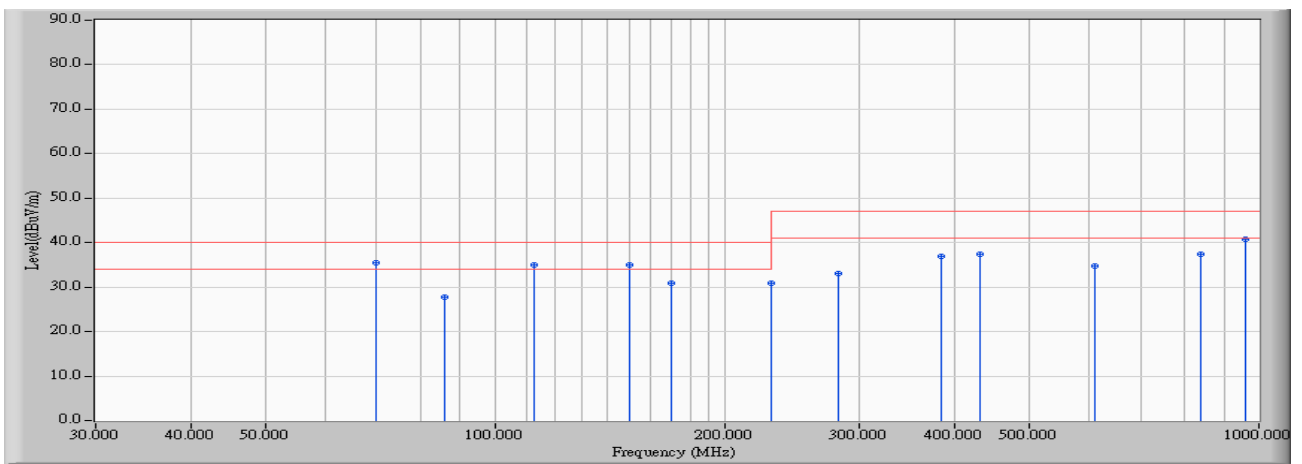


圖5.16 Vertical輻射干擾

第六章 結論與未來展望

6.1 結論

本文主要針對 LED 照明設備實現一個高功因又具有恆流特性之 LED 驅動器，而其電路架構是利用 IC FAN6961 及 L6599 作轉流，再搭配 DF3411 做恆流來完成整個電路動作。本文也針對此電路各參數探討並設計與分析，並與實際結果作其驗證，也驗證了其性能。以下針對本文研究貢獻，分析如下：

- (1) 本文雖使用多顆驅動器來達到換流穩壓及恆流功能，但可以降低電路設計的複雜度使電路簡單化，大幅提高整體效率，達到節能之要求。
- (2) 因應電路輸出為一恆定的電流源，當假設負載變動超出範圍或負載斷路時，很容易導致元件損壞，所以本文的恆流 IC 有過電壓過流保護，以增加電路的可靠度。並且可偵測單顆 LED 短路使其保護。

6.2 未來展望

高功因定電流 LED 驅動器後續可朝下列幾個方向探討：

- (1) 在 EMI 的量測上，可發現不管輻射與傳導的量測，皆有稍稍的不理想，故在未來必須針對 EMI 的防治與 EMI 的零件規格設計作其研究與改善。
- (2) 在恆流的電路裡，其驅動晶體為 TO-220 包裝之 MOSFET，可朝向更換小包裝 TO-252 架構實現，但整體之效率及溫昇需要重新設計。

參考文獻

- [1] J. Y. Tsao, “Solid-state lighting: lamp, chips and materials for tomorrow,” *IEEE Circuit and Devices Magazine*, pp. 28-37, 2004.
- [2] D. Ibrahim and M. Beasley, “The benefits of LED traffic lights in London and the pilot test sites,” *IEEE, Road Transport Information and Control*, pp. 172-176, 1998.
- [3] C. L. Sirio, “Analysis of line current harmonics for single-phase PFC converters,” *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 1291-1297, 2007.
- [4] J. Sebastian, M. Jaureguizar, and J. Uceda, “An overview of power factor correction in single-phase off-line power supply systems,” *IEEE Industrial Electronics, Control and Instrumentation*, Vol. 3, pp. 1688-1693, Sept. 1994.
- [5] L. Huber, B. T. Irving, and M. M. Jovanovic, “Line current distortions of DCM/CCM boundary boost PFC converter,” *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 702-708, Feb. 2008.
- [6] G. Spiazzi and P. Mattavell, “Design criteria for power factor preregulators based on sepic and Cuk Converters in Continuous Conduction Mode,” *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, pp. 1084-1089, 1994.
- [7] 莫清賢，液晶顯示器RGB-LED背光源之區塊模組化設計，行政院國家科學委員會輔助專題研究計畫成果報告，2007。
- [8] 黃于珈，高功因無電解質電容LED驅動電路之研製，國立東華大學電機工程學系，碩士論文，2011。
- [9] R. Gules, L. L. Pfitscher, and L. C. Franco, “An interleaved boost

- DC-DC converter with large conversion ratio,” *IEEE Industrial Electronics*, Vol. 1, pp. 411-416, June 2003.
- [10] W. R. Young, Jr. and W. Wilson, “Efficient electric vehicle lighting using LEDs,” *Southcon/96*, pp. 276-280, June 1996.
- [11] M. Shirakura and S. Okubo, “Bright white LED lights up new application,” *Nikkei Electronics Asia*, June 2003.
- [12] 周志敏，周紀海，紀愛華，*LED 驅動電路設計與應用*，五南圖書 2008。
- [13] 鮑友南，姚柏宏，林育正，孫翊庭，*LCD 背光模組之現況與未來*，微積電技術專輯，機械工業雜誌，第 257 期，pp. 139-155.
- [14] HT-R178BPU Datasheet，宏齊科技 HARVATEK。
- [15] 許招墉編譯，*照明設計*，全華科技圖書，1999。
- [16] 魏依玲，*我國白光(LED)照明產品商機之研究*，工業技術研究院產業經濟與資訊服務中心，2001。
- [17] 朱正之，*適用於 LCD TV 之 LED 背光電源電路之研製*，國立台灣科技大學電子工程系，碩士論文，2006。
- [18] 楊俊彬，*適用於 LCD-TV 之脈波寬調變 LED 背光電源電路之研製*，國立台灣科技大學自動化及控制研究所，碩士論文，2006。
- [19] *RGB 與白光 LED 技術分析報告*，哈爾濱晨怡熱管技術有限公司，2008。
- [20] 林志勳，*高亮度發光二極體市場發展趨勢與展望*，工業技術研究院(ITRI)，2004。
- [21] 林志勳，*白光 LED 新興市場機會與材料發展趨勢*，產業技術資訊服務推廣計畫(ITIS)，經濟部技術處，2005。
- [22] J. S. Subjak and J. S. Mcquilkin, “Harmonics-causes, effects, measurements, and analysis: an update,” *IEEE Transactions on Industry*

- Applications*, Vol. 26, No. 6, pp. 1034-1042, Nov./Dec. 1990.
- [23] R. P. Stratford, "Harmonic Pollution on Power Systems-A Change in Philosophy," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 16, No. 5, pp. 617-623, Sep./Oct. 1980.
- [24] 王順忠編譯，電力電子學，東華書局，2002。
- [25] 張銘智，嶄新單級隔離式高功因電力轉換器之分析與控制器之設計，國立成功大學工程科學系，碩士論文，2002。
- [26] 鄭凱方，主動式功因修正電路模型建立與設計，國立中山大學工程科學系，碩士論文，2005。
- [27] 吳財福、余德鴻，電子安定器綜論，全華科技圖書股份有限公司，1997。
- [28] B. Yang, F. C. Lee, A. J. Zhang, and G. Huang, "LLC Resonant Converter for Front End DC/DC Conversion," *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, Vol. 2, pp. 1108-1112, 2002.
- [29] 黃偉銓，具前級功因調整器之半橋 LLC 諧振式電源轉換器研製，私立大同大學電機工程研究所，碩士論文，2009。
- [30] Datasheet L6599 取自網頁資料：www.ST.com。
- [31] Datasheet FAN6961 取自網頁資料：www.fairchildsemi.com。
- [32] 趙世文、王志浩，電子變壓器及電路，全華科技圖書股份有限公司，1997。
- [33] 梁適安編譯，交換式電源供給器之理論與實務設計，全華科技圖書，2004。
- [34] 梁適安編譯，高頻交換式電源應供應器原理與設計，全華科技圖書，2005。
- [35] "Reference design : wide range 200W L6599-based. HB LLC resonant converter for LCD TV & flat panels," ST Microelectronics, AN2393,

2006.

- [36] 宋自恆、林慶仁，*切換式電源供應器的EMI 濾波器設計方法*，新電子科技雜誌第187期，2001。
- [37] 蔡懷進，*EMI濾波器與功因修正電路整合設計*，國立中山大學電機工程學系，碩士論文，2000。
- [38] 蘇建華，*LED投光燈之電源供應器研製*，國立雲林科技大學電機工程研究所，碩士論文，2009。
- [39] 宋自恆、林慶仁，*傳導性EMI量測系統的架構及原理*，新電子科技雜誌第186期，2001。
- [40] 李煥松，*電磁相容性(EMC)測試*，取自網頁資料：
<http://www.quatek.com.tw/service/application/EMC/EMC.htm>