

大 葉 大 學

電機工程學系碩士班

碩士論文

新型太陽能充放電控制器之研製
The design of a Novel Photovoltaic
Charge/Discharge controller

研 究 生：葉名財

指 導 教 授：鍾翼能

中 華 民 國 九 十 三 年 六 月

大葉大學電機工程學系碩士班

葉名財碩士論文

新型太陽能充放電控制器之研製

The design of a Novel Photovoltaic
Charge/Discharge controller

經考試合格特此證明

學位考試委員_____

指導教授_____

(簽章)

中華民國 九十三年 六月 十八 日

博碩士論文授權書

(國科會科學技術資料中心版本 91.2.17)

本授權書所授權之論文為本人在大葉大學(學院)電機工程系所
系統與能源組九十二學年度第二學期取得碩士學位之論文。

論文名稱：新型太陽能充放電控制器之研製

同意 不同意 (政府機關重製上網)

本人具有著作財產權之論文全文資料，授予行政院國家科學委員會科學技術資料中心、國家圖書館及本人畢業學校圖書館，得不限地域、時間與次數以微縮、光碟或數位化等各種方式重製後散布發行或上載網路。

本論文為本人向經濟部智慧財產局申請專利(未申請者本條款請不予理會)的附件之一，申請文號為：_____，註明文號者請將全文資料延後半年再公開。

同意 不同意 (圖書館影印)

本人具有著作財產權之論文全文資料，授予教育部指定送繳之圖書館及本人畢業學校圖書館，為學術研究之目的以各種方法重製，或為上述目的再授權他人以各種方法重製，不限地域與時間，惟每人以一份為限。

上述授權內容均無須訂立讓與及授權契約書。依本授權之發行權為非專屬性發行權利。依本授權所為之收錄、重製、發行及學術研發利用均為無償。上述同意與不同意之欄位若未鈎選，本人同意視同授權。

指導教授姓名：鍾翼能

研究生簽名：

學號：E9103024

(親筆正楷)

(務必填寫)

日期：民國 93 年 6 月 18 日

1. 本授權書 (得自 <http://nr.stic.gov.tw/theses/html/authorize.html> 下載) 請以黑筆撰寫並影印裝訂於書名頁之次頁。
2. 授權第一項者，請確認學校是否代收，若無者，請個別再寄論文一本至台北市(106-36)和平東路二段 106 號 1702 室 國科會科學技術資料中心 王淑貞。(本授權書諮詢電話:02-27377746)
3. 本授權書於民國 85 年 4 月 10 日送請內政部著作權委員會(現為經濟部智慧財產局)修正定稿，89.11.21 部份修正。
4. 本案依據教育部國家圖書館 85.4.19 台(85)圖編字第 712 號函辦理。

中文摘要

本論文提出一具有能量箝位電路與提昇電壓之高效率高壓昇壓轉換器，此昇壓轉換器功能猶如一箝位器，可抑制當功率開關截斷的瞬間所生之電壓突波，其架構是串接昇壓式轉換器的輸出端與返馳式轉換器的輸出端，藉由耦合電感以獲得高電壓增益輸出，並可降低開關元件之電壓應力，如功率開關、功率二極體等。論文所提之架構能適用在太陽能電力的應用上，在能量處理方面，不僅可利用太陽能電力與耦合電感之激磁能量對蓄電池充電，亦藉由輸出迴路執行放電功能，同時配合單晶片微處理控制器執行正弦脈波寬度調變控制技術，以獲得正弦波輸出電壓，且利用電腦模擬與實驗測試以驗證所提架構之特性與其效率之表現。

關鍵字：高壓昇壓轉換器，主動箝位電路，電壓應力，正弦脈波寬度調變。

ABSTRACT

In this thesis, a high-efficiency high step-up converter, which consists of an energy clamp circuit and a voltage boost, is proposed. The boost converter functions as an active clamp circuit to suppress the voltage spike on power switch during the turn-off transient period. The boost converter output terminal and flyback converter output terminal are serially connected to increase the output voltage gain with the coupled inductor, a high voltage gain is achieved with less voltage stress on the power device, such as power MOSFETs and power diodes. The proposed scheme can easy to apply in photovoltaic applications. The battery can be charged through solar energy power and the magnetizing current which from the magnetizing inductance, and discharge to the load through the output terminal. A Sinusoid pulse width modulation (SPWM) AC output converter, which control by microcontroller, will simulation and experimental results is presented to demonstrate the performance. It shows that the proposed converter has high efficiency output.

Key Words : high step-up converter, active clamp circuit, voltage stress, Sinusoid pulse-width-modulation (SPWM).

誌 謝

本論文得以順利完成，首先感謝指導教授鍾翼能老師與曾國境老師，在此，謹致以最誠摯之謝意。同時也感謝胡永柵老師與王中行老師對於本論文的指正與建議，使得內容更加完整與嚴謹，亦致以誠摯的謝意。

在學習過程中，承蒙恩師的熱心教導與傳授，使學生在專業知識與理論研究上，獲得許多寶貴的學習經驗與研究方向的導引，然因學生資質不足又努力不夠，無法完整達成論文的研究目標，實有愧於恩師的教誨，願日後繼續學習不怠，並將所學能呈現於工作與研究成果上，以不負師長之期許。

在這段學習期間，幸得建廷同學對於課業上的協助與討論，以及系辦秀明的多方幫助，還有政威學弟與芝雅學妹在實驗與生活上的幫忙，於此同表謝意。也感謝好友陳德旺與劉寶足夫婦的熱情關懷與協助，以及公司的諒解及支持，同事 Danny、Judy、Nancy、Cindy 的持續加油打氣，使得以順利完成學業，感恩之情難以言表。

感謝家人的關切及配合，母親與小兒守恆、丞恩不斷的精神鼓舞。衷心感謝親友們的幫助與鼓勵！

目錄

封面內頁	
簽名頁	
授權書.....	iii
中文摘要.....	iv
英文摘要.....	v
誌謝.....	vi
目錄.....	vii
圖目錄.....	x
表目錄.....	xiii
第一章 緒論.....	1
1.1 研究動機.....	1
1.1.1 新能源的開發.....	2
1.1.2 太陽能電力(Photovoltaic)之研究.....	2
1.1.3 半導體(Semiconductor)元件之改良.....	3
1.1.4 電力電子(Power Electronics)技術提昇.....	3
1.1.5 微處理控制器(Microcontroller)之應用.....	3
1.2 系統架構.....	4
1.3 內容大綱簡介.....	5
第二章 切換式電源轉換器.....	7
2.1 切換式電源轉換器.....	7

2.2 脈波寬度調變.....	9
2.2.1 Pulse-width modulation (PWM).....	9
2.2.2 Pulse-frequency modulation (PFM)	11
2.3 電源轉換器之導通模式.....	12
2.4 降壓式轉換器(Buck Converter).....	13
2.5 昇壓式轉換器(Boost Converter).....	14
2.6 昇降壓式轉換器(Buck-Boost Converter).....	15
2.7 返馳式轉換器(Flyback Converter).....	17
2.8 順向式轉換器(Forward Converter)	18
2.9 推挽式轉換器(Push-Pull Converter)	19
2.10 半橋式轉換器(Half Bridge converter)	20
2.11 全橋式轉換器(Full Bridge converter).....	21
2.12 討論.....	21
第三章 系統架構說明.....	24
3.1 架構介紹.....	24
3.2 傳統轉換器拓樸(topology).....	26
3.2.1 傳統之昇壓式/返馳式(<i>boost/flyback</i>)轉換器.....	26
3.2.2 箝位模式電磁耦合昇壓轉換器.....	29
3.3 高效率返馳式高壓壓昇壓轉換器.....	30
3.4 昇壓式-返馳式(<i>Boost-Flyback</i>)轉換器之應用.....	31
3.5 返馳式昇壓轉換器之輸出應用.....	32
第四章 返馳式昇壓轉換器之原理說明.....	34

4.1 工作原理.....	34
4.2 穩態分析.....	38
第五章 返馳式昇壓轉換器之控制設計.....	46
5.1 PWM 控制電路.....	46
5.2 全橋式換流器.....	48
5.3 SPWM 控制電路.....	48
5.4 單晶片控制 PWM 與 SPWM 電路.....	51
5.5 單晶片微處理器.....	56
第六章 模擬與實驗結果.....	62
6.1 昇壓轉換器之模擬與實驗結果.....	62
6.2 SPWM 之模擬與實驗.....	66
6.3 輸出負載之模擬與實驗結果.....	75
6.4 系統運作.....	78
第七章 結論與未來研究方向.....	80
7.1 結論.....	80
7.2 未來研究方向.....	80
參考文獻.....	82

圖目錄

圖 2.1 切換式電源轉換器方塊圖.....	8
圖 2.2 PWM 控制與輸出之電壓波形.....	10
圖 2.3 PFM 控制與輸出之電壓波形.....	11
圖 2.4 降壓型轉換器電路.....	13
圖 2.5 昇壓型轉換器電路.....	14
圖 2.6 昇降壓型轉換器電路.....	16
圖 2.7 返馳式轉換器電路.....	18
圖 2.8 順向式轉換器電路.....	19
圖 2.9 推挽式轉換器電路.....	20
圖 2.10 半橋式轉換器電路.....	21
圖 2.11 全橋式轉換器電路.....	22
圖 3.1 電路中含有電感銅阻之非理想昇壓式轉換器.....	27
圖 3.2 昇壓式轉換器之增益特性曲線.....	28
圖 3.3 箝位模式電感耦合昇壓式轉換器.....	29
圖 3.4 高效率 DC 昇壓轉換器.....	30
圖 3.5 高效率返馳式高壓昇壓轉換器.....	31
圖 3.6 以太陽能電池為輸入之高壓昇壓轉換器.....	32
圖 3.7 返馳式昇壓轉換器之換流輸出.....	33
圖 4.1 返馳式昇壓轉換器等效電路.....	34
圖 4.2 轉換器在連續模式下之輸出波形.....	36
圖 4.3 完整開關切換週期下之拓樸模式.....	38
圖 4.4 開關 S_1 切換動作之等效電路.....	40

圖 4.5 理想之電壓增益與工作週期比曲線圖.....	42
圖 4.6 耦合電感包含繞線電阻 r_{L1} 與 r_{L2} 之等效電路.....	43
圖 4.7 轉換器耦合電感含銅損之電壓增益與工作週期曲線圖.....	43
圖 4.8 傳統轉換器與論文架構轉換器之電壓增益與導通週期曲線比較圖.....	44
圖 4.9 以本研究之拓樸架構所設計之高輸出電壓應用電路.....	45
圖 5.1 昇壓式-返馳式轉換器之 PWM 控制電路.....	46
圖 5.2 昇壓式-返馳式轉換器之 PWM 控制時序.....	47
圖 5.3 全橋式換流器之基本架構.....	48
圖 5.4 SPWM 調變控制電路.....	49
圖 5.5 雙極性電壓切換之 SPWM 輸出波形.....	50
圖 5.6 昇壓式-返馳式轉換器之 SPWM 控制電路.....	51
圖 5.7 返馳式昇壓轉換器以單晶片微控器之控制電路.....	52
圖 5.8 單晶片之 SPWM 驅動電路.....	54
圖 5.9 以單晶片產生之模擬訊號.....	54
圖 5.10 經 SPWM 驅動電路後之輸出波形.....	55
圖 5.11 單相全橋式換流器電路架構.....	55
圖 5.12 EM78P458 之內部暫存器功能方塊圖.....	59
圖 5.13 EM78P458 之 PWM 控制器方塊圖.....	59
圖 5.14 EM78P458 之 PWM 輸出時序圖.....	60
圖 5.15 主程式及中斷副程式之流程圖.....	61
圖 6.1 忽略繞線電阻時 i_{d1} 與 i_{d2} 電流之模擬波形.....	63
圖 6.2 忽略繞線電阻時 i_{c1} 與 i_{c2} 電流之模擬波形.....	63
圖 6.3 電腦模擬 i_{d1} 及 i_{d2} 電流與輸出電壓 V_O	64

圖 6.4 實驗量測之 i_{d1} 及 i_{d2} 電流與輸出電壓 V_o	64
圖 6.5 實驗量測之 V_{ds} 、 i_l 、 i_{d1} 及 i_{d2} 波形.....	64
圖 6.6 功率開關 S_l 之電壓與電流應力.....	65
圖 6.7 輸出整流二極體 D_l 之電壓與電流應力.....	66
圖 6.8 傳統昇換器與本論文轉換器之效率比較圖.....	66
圖 6.9 SPWM 及互補之控制訊號.....	68
圖 6.10 全橋轉換器之 SPWM 驅動訊號.....	68
圖 6.11 SPWM 基本工作訊號.....	69
圖 6.12 SPWM 正負全波連續驅動訊號.....	70
圖 6.13 SPWM 正半波驅動訊號.....	71
圖 6.14 SPWM 負半波驅動訊號.....	72
圖 6.15 濾波前之輸出脈波波形.....	73
圖 6.16 濾波後之輸出電壓波形.....	74
圖 6.17 加載後之輸出電壓與電流波形(40W)	76
圖 6.18 加載後之輸出電壓與電流波形(60W)	77
圖 6.19 系統之雛型製作.....	78
圖 6.20 系統運作圖之一.....	78
圖 6.21 系統運作圖之二.....	79
圖 6.22 系統運作圖之三.....	79

表目錄

表 5.1 昇壓式-返馳式轉換器之PWM控制時序表.....	47
表 6.1 系統規格表.....	75

第一章 緒論

1.1 研究動機

科技的發展使得人類的生活日益獲得改善，但也因過度的開發使得地球上的資源日漸缺乏，自然界的生態環境也遭遇嚴重破壞，能源危機、綠色環保與再生能源的開發意識，已是二十一世紀及未來人類永續生存的重要課題[7]。然而與我們生活中息息相關的就是電力的使用，為了滿足日常用電需求，利用水力發電、火力發電或核能發電以提供足夠的電力供應量，也是目前主要的電力供應來源。雖然水力發電是最傳統且環保的發電方式，但若遇到缺水季節時則會有供電不足的情況發生；火力發電不僅耗費油料資源外，並會造成空氣污染，對於環境品質亦是負面影響；核能發電雖是目前效率較好的發電方式，然因其所產生之核廢料具有放射性元素，對於人類及地球生態又是更深一層的迫害，且貽害千年。因此，尋找其他的替代能源或新能源，以輔助電力能源的不足，且新能源的開發必須顧及能改善與維持地球的生態環境，並可減少溫室效應的影響[5,6,9]。所以新能源的開發與電力效能的提升，是為當前學習及研究之要務，因此由新能源的開發認識、太陽能電力之研究、半導體元件的應用、理論的探討及微處理控制器等方面的綜合研討，提出一省能與高效率的電路架構，以期獲得能源應用的追求目標。以下將依據本論文之需求，提出有關之研究方法：

1.1.1 新能源的開發

目前可利用的新能源概可包括下列三部分[27]：

1.再生能源(Renewable Energy)[7]

如：太陽能、水力能、風能、海洋能、地熱等

2.回收能源(Recycled Energy)

如：工廠廢熱能、廢棄物能

3.智慧能源(Innovative Energy)

如：汽電共生、燃料電池

新能源的開發中，以太陽能電力的應用最簡便，僅需以太陽能電池作為能源的轉換，因此本研究以太陽能電力為主要之研究方向。

1.1.2 太陽能電力(Photovoltaic)之研究[8]

將光能轉化成電能的物理現象稱為光電伏效應(Photo Voltaic Effect)。太陽能電池(Solar Cell)是具備將光能轉換為電能的半導體元件，此種可作為光能轉換成電能的媒介物質之裝置即稱為光電轉換器(Photovoltaic Converter)。以矽為原料之太陽能電池，依結晶構造的不同可區分為：單晶矽、多晶矽與非晶矽太陽電池等三種，其中以單晶矽太陽能電池的光電轉換效率最好但成本也最高，而非晶矽太陽能電池的光電轉換效率較差但成本也最低[5]。成本與效率是太陽能電池最基本的考量因素，其效率亦會因時間而逐漸衰退。本研究則以單晶矽之太陽能電池為主要的能源輸入應用元件。

1.2.3 半導體(Semiconductor)元件之改良[28]

近年來由於半導體技術不斷的提升與進步，功率半導體元件在容量及開關切換速度方面均有大幅的改良，使得電力電子元件諸如：閘流體、功率二極體、切換式功率晶體、PWM 控制器…等，在電子電路上的應用更為便利，同時也能提昇效能，耐電壓、耐電流量也大為提高，並使系統體積減小，重量減輕，易於擴充等優勢，功率密度也大為提高。本研究是以 MOSFET 作為開關元件，而以功率二極體作整流輸出。

1.1.4 電力電子(Power Electronics)技術提昇[28,40]

因半導體技術的不斷提昇，隨之而起各種新的控制理論也接續被提出討論與實現，例如：適應控制(Adaptive Control)、最佳控制(Optimal Control)、模糊控制(Fuzzy Control)、類神經網路(Neural Control)、PID 控制…等。而控制理論則又成為電力電子領域中原理應用最重要部分。本研究則應用模糊控制原理，用以處理部份電壓漂浮區域的數據之分析判別。

1.1.5 微處理控制器(Microcontroller)之應用[30]

由於單晶片製造技術持續的改進，微處理控制晶片的硬體功能

亦一再加強，對於電力控制方面的需求，如 PWM 控制輸出、A/D 與 D/A 轉換器、計時計數器、數位信號處理器(DSP)…等。這些硬體功能不僅可簡化電路的複雜性，減少硬體空間，同時若配合模擬軟體，更可縮短軟硬體的設計時間。本研究採用國產之義隆公司的八位元單晶片控制器，因其內含兩組 PWM 控制器與八通道之類比數位轉換電路，符合研究中之需求。

1.2 系統架構

本論文主要是探討適用於太陽能電力為輸入之高壓昇壓轉換系統，並利用其電路特性執行充電與放電動作，在低成本、高效率、小體積、及快速響應之要求下，採用以 Boost-Flyback 架構組成之高壓昇壓轉換電路[38]，利用單晶片微處理器執行 PWM 控制，同時藉由微處理器的有效管理流程來解決複雜的控制程序，可將太陽能電力經由 Boost-Flyback 電路完成高壓昇壓轉換動作，並可把多餘的電力回充至蓄電池，以有效提升能源的利用率；同時利用蓄電池在串接返馳式昇壓轉換器的輸出電壓，而達到高電壓輸出。在輸出端的管控上，亦搭配了 SPWM 的正弦脈波寬度調變技術，更可提升不同負載電抗性的適用率，且加以電壓回授處理，力求電路之穩定。論文中將對整體架構進行動作原理分析與設計，並經由電路之模擬與實作，以驗證其正確性及可行性。

1.3 內容大綱簡介

本論文主要分為七章，各章節之概略簡介如下：

第一章 緒論

說明本論文之研究背景與動機，並對論文所提之系統架構作一簡要之說明。

第二章 電力電源轉換器

略述脈波寬度調變控制方法與各種電力轉換器之基本架構及其特性，並分訴電路之電壓轉移函數，以作為設計之參考；而由基本架構的衍生，提出了新型昇壓轉換器之設計概念。

第三章 系統架構說明

就目前國內外所提類似之昇壓轉換器作一分析說明與比較，纏訴各電路拓樸之優缺點，並以傳統之昇壓式轉換器(Boost converter)，在最簡單的電路下，考慮其繞線內阻、電壓轉換比、整體效率、切換元件之電壓應力及抑制 EMI 等條件，與論文所提之電路拓樸以演算及圖表方式，相互比較兩者之特性與功能說明。

第四章 返馳式昇壓轉換器之原理說明

詳細解說高壓昇壓轉換器之工作原理，考慮操作在電流連續導通模式(CCM)下，其等效電路及各時間點之操作模式與輸出波形，在一完整開關切換週期下之拓樸模式，作詳細之動作說明及電路分析，

包括功率元件之電壓、電流應力分析及電壓轉移函數之推導，穩態分析之演算，電壓增益與導通週期之比較曲線等，以作為電路設計之依據。

第五章 返馳式昇壓轉換器之控制設計

說明操作原理中之 PWM 控制時序與方法，以及輸出端之全橋式換流器配合正弦脈波寬度調變(SPWM)的控制程序，此部份工作均由單晶片微處理控制器完成，文中說明了如何使用單晶片控制器同時執行 PWM 與 SPWM 控制流程，同時亦可降低成本、簡化電路、縮小體積，對於日後的功能追加及維修較為方便且容易，並依此方法，設計一台高壓昇壓轉換器之實驗雛型。

第六章 實作驗證與分析檢討

針對論文所提之高壓昇壓轉換器以電腦模擬之結果，與實作電路之實驗結果相比對，以驗證此電路架構之正確性及可行性。

第七章 結論與未來方向

論文之結論及未來研究方向。

第二章 切換式電源轉換器

2.1 切換式電源轉換器

一般而言，切換式電源轉換器可分為基本型轉換器與衍生型(隔離型)轉換器兩大類[40][45]。基本型是指轉換器與輸出端之間並無電器隔離，而電路中僅有一個主動功率元件，此主動元件即是以功率晶體作為切換開關之用；常用的功率開關元件有雙極性電晶體(Bipolar Junction Transistor, BJT)、金屬氧化物半導體場效電晶體(Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor, MOSFET)與絕緣閘雙極性電晶體(Insulated Gate Bipolar Transistor, IGBT)等[41]。

切換式電源轉換器常應用於高頻場合，其工作頻率大部份介於20KHz~200KHz 之間。在電路中之開關元件，如電晶體(BJT)或是金屬氧化物半導體場效電晶體(MOSFET)皆工作於飽和區或截止區，切換損失較低。而傳統的線性式電壓調整器通常工作於線性區域，當輸入電源或負載電壓突然變動時，開關切換元件所消耗的損失也隨之增加，因此使整個系統的效率下降。切換式電源轉換器並不是工作於線性區域，因此即使輸入電源或負載電壓變化時，仍可有效的控制在預期的電壓輸出，使得系統效率優於傳統式電源供應器。圖 2.1 為切換式電源轉換器方塊圖，依方塊圖可知，系統是由下列所組成[28]：

- (1) 直流截波器(DC Chopper)
- (2) 輸出濾波器(Filter)

(3) PWM 控制電路(PWM controller)

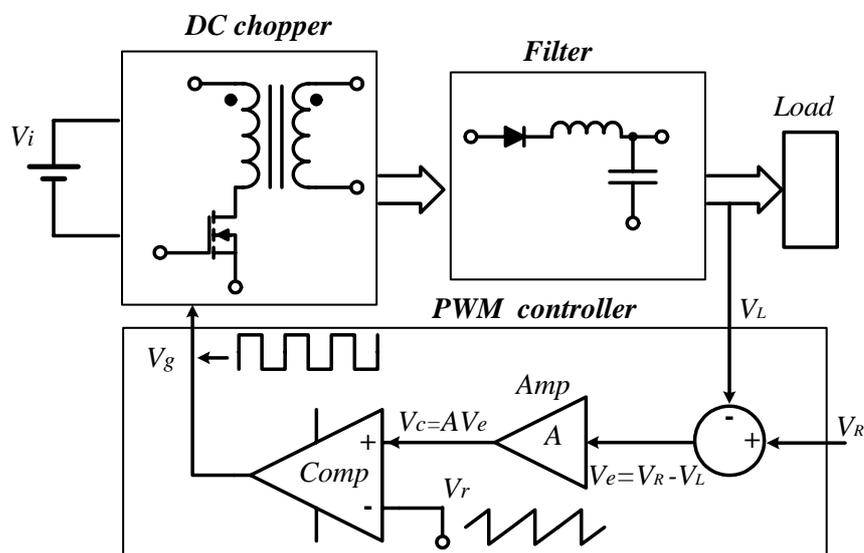


圖 2.1 切換式電源轉換器方塊圖

以 PWM 控制直流截波器的儲存能量，將能量轉換出來的脈動電壓經由輸出濾波器濾除漣波成份，再從輸出端分壓取得回授值 V_L 與參考電壓 V_R 比較後產生誤差訊號 V_e ，此 V_e 經放大器將誤差訊號放大 A 倍後可得一控制訊號 $V_c (=AV_e)$ 。而 V_c 再與鋸齒波電壓信號 V_r 相比較，以產生直流截波器之 PWM 控制信號 V_g ，達到電壓調整的功能。

基本型轉換器包括降壓式(Buck)轉換器與昇壓式(Boost)轉換器，而其他轉換器則是由這兩種轉換器的衍生型拓樸(topology)結構 [40]，主要是其等效電路均可由降壓式或昇壓式轉換器推導出來。而昇降壓式轉換器(Buck-Boost Converter)的電路特性，則是採取降壓型的輸入電流為不連續的脈波形式與昇壓型的輸出為不連續的

脈波電流所組成的電路架構。Ćuk Converter 的電路架構是取昇降壓式的特性，輸入端與輸出端之間使用同一鐵心之變壓器，可達到降低漣波輸出的效果[40]。

隔離型轉換器則是指輸入端與輸出端之間有電氣隔離的特性，而電路中的主動元件至少要一個或多個功率開關，其架構亦是由降壓式、昇壓式轉換器或昇降壓式轉換器組成，包括順向式轉換器(Forward converter)、返馳式轉換器(Flyback converter)、推挽式轉換器(Push-Pull converter)、半橋式轉換器(Half Bridge converter)與全橋式轉換器(Full Bridge converter)等[40,41]。

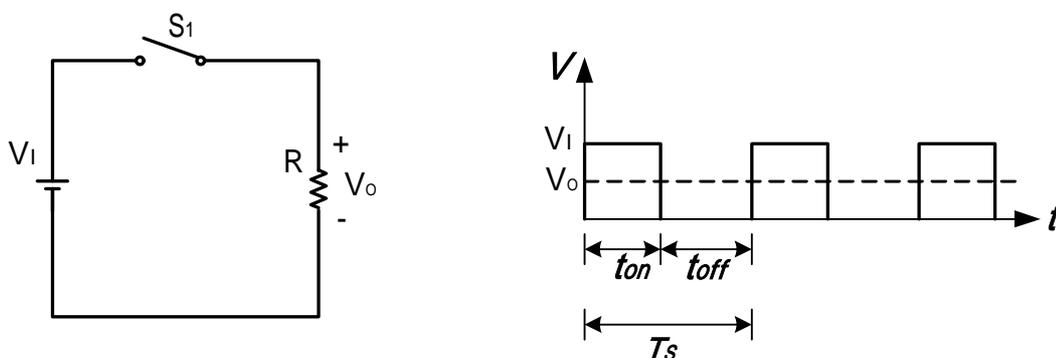
2.2 脈波寬度調變

切換式電源轉換器中，在已知的輸入電壓條件下，藉由控制功率開關的導通時間 t_{on} 與截止時間 t_{off} ，便可以達到控制其平均輸出電壓的目的；而以脈波寬度調變的控制方式又可分為脈波寬度調變 PWM 及脈波頻率調變 PFM 兩種[28]：

2.2.1 Pulse-width modulation (PWM)

此模式就是在固定的切換週期下($T_S=t_{on}+t_{off}$)，輸出電壓的平均值 V_o 是由 t_{on} 和 t_{off} 的時間長短比例來決定，因此只要調整功率開關

的導通時間 t_{on} ，就可以控制其平均輸出電壓的大小，此種控制方式即稱為脈波寬度調變 PWM。



(a) 切換式電壓轉換器之等效電路 (b) 輸出端之電壓波形圖

圖 2.2 PWM 控制與輸出之電壓波形

圖 2.2 是以脈波寬度調變方法控制之切換式電壓轉換器之等效電路及所輸出的波形圖，因此可把功率開關的導通週期(duty cycle) D 定義為功率開關導通的時間 t_{on} 與切換週期 T_s 的比值，而輸出電壓的高低就與功率開關的導通時間成比例關係，導通週期愈大輸出電壓就愈高；反之，若縮短導通週期則可使輸出電壓下降。功率開關的導通週期可定義為：

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} \quad (2.1)$$

其輸出電壓則為：

$$V_o = D \cdot V_I \quad (2.2)$$

因其控制範圍大且明確，所以普遍被採用於一般電壓轉換器中。

2.2.2 Pulse-frequency modulation (PFM)

此種調變方法則是以改變切換週期(頻率)的方式，也就是將導通週期(duty cycle)固定，藉由不同的頻率來達到控制輸出電壓的大小；當切換頻率降低時則會使輸出電壓減少，相反的，提高切換頻率則會使輸出電壓升高，圖 2.3 即為 PFM 在不同頻率下與輸出電壓之波形。但若為了獲得低電壓而降低切換頻率時，將會加大輸出漣波電流，並在負載上造成功損與熱；而為提升輸出電壓須加快切換頻率，卻又會提升元件之切換損失，其衍生而出的諧波干擾亦多，使得濾波器設計上較為困難。因此，PFM 調變方式甚少應用在一般之電力轉換器上[28]。

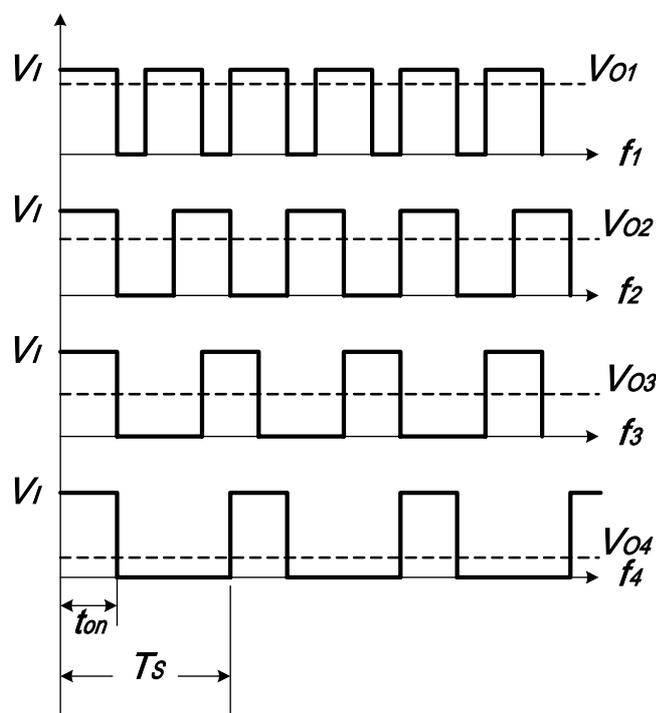


圖 2.3 PFM 控制與輸出之電壓波形

2.3 電源轉換器之導通模式

電源轉換器其操作之情形主要是依電感 L 上所儲存之磁通交連與復原之磁通交連之間的關係，來決定電感上之電流的導通模式。一般可分為兩種操作模式[40,44]：

(1) 連續導通模式(Continuous-Conduction Mode, CCM)：

由法拉第定理(Faraday's Law)得知，於整個週期中，跨於電感兩端的電壓其平均值應為零，也就是根據電感器達到伏特秒平衡(volt-second balance)，來決定電感上的電流是否為連續狀態，以劃分轉換器的電流模式。在一個切換週期結束時，電感電流的最小值不降為零($i_L > 0$)而保持連續狀態，稱之為連續導通模式，有時也稱為重載模式(Heavy load mode)；若以降壓型(Buck)轉換器為例，其關係式可表示為

$$[V_I - V_O] \cdot DT_S = V_O [1 - D] \cdot T_S \quad (2.3)$$

(2) 不連續導通模式(Discontinuous-Conduction Mode, DCM)：

若一個切換週期結束時，電感電流的最小值會降為零($i_L = 0$)而無法保持電流的連續狀態，稱之為不連續導通模式，有時也稱為輕載模式(Light load mode)，其關係式可表示為

$$[V_I - V_O] \cdot DT_S < V_O [1 - D] \cdot T_S \quad (2.4)$$

2.4 降壓式轉換器(Buck Converter)

降壓式轉換器是基本的轉換器之一，其平均輸出電壓小於輸入電壓($V_o < V_i$)，並可提供單極性的輸出電壓與單向輸出電流，其電路架構如圖 2.4 所示。輸入直流電壓經由功率開關的切換動作轉換成方波型式，再經由電感與電容組成的濾波電路，而得到所要求的直流輸出，輸出電壓的大小則由導通週期 D 決定[40]。其電壓轉移函數可表示為

$$\frac{V_o}{V_i} = D \quad ; \quad D = \frac{t_{on}}{T_S} \quad (2.5)$$

所以 $V_o = D \cdot V_i$ (2.6)

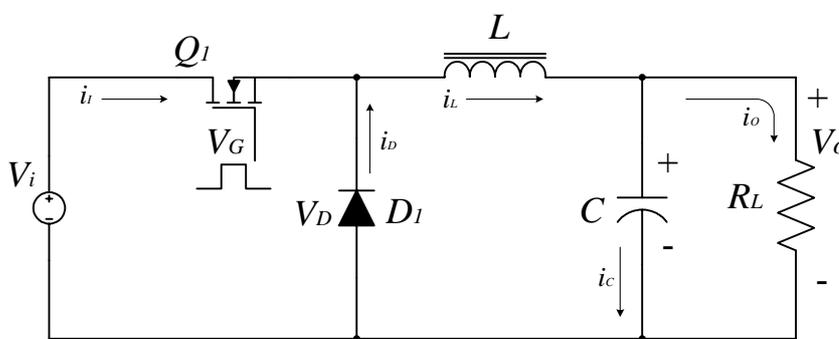


圖 2.4 降壓型轉換器電路

降壓式轉換器之特性歸納如下[44]：

- (1) 只須一個功率開關晶體，構造簡單，轉換效率高。
- (2) 負載電流變化率 di/dt ，可由輸出電感 L 所限制與保護。
- (3) 輸入電流呈不連續現象，此脈動電流(pulsating current)乃是造成

高壓漣波之主要原因，將導致嚴重之傳導與輻射之電磁干擾 (EMC 及 EMI)。

2.5 昇壓式轉換器(Boost Converter)

昇壓式轉換器是由一個功率開關 Q_1 、二極體 D_1 、輸入電感 L 、濾波電容 C 與負載所組成，一般應用於將低準位的輸入電壓轉換為較高準位的輸出電壓，且輸入與輸出端不須完全隔離的情況下，其電路架構如圖 2.5 所示。昇壓型轉換器所產生的平均輸出電壓大於輸入電壓 ($V_o > V_i$)，由於流過功率開關的電流較小，在功率元件上的導通損失也較少，轉換效率高，且輸入端具有平滑與連續電流的特性，可降低雜訊與電磁干擾的影響程度；一般常設計在高功因要求的電源供應器與電子安定器電路中[44]。其電壓轉移函數可表示為：

$$\frac{V_o + V_D}{V_i} = \frac{1}{1 - D} \quad (2.7)$$

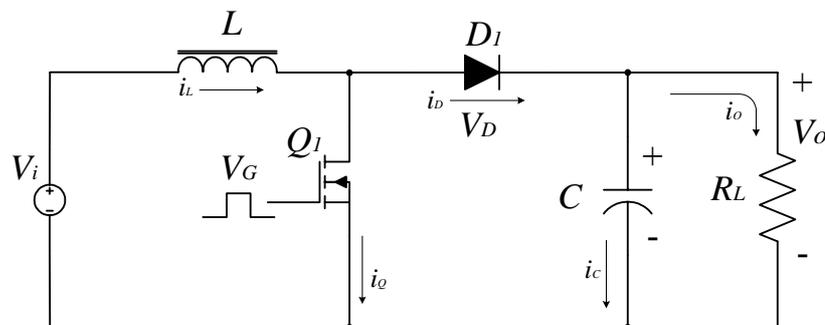


圖 2.5 昇壓型轉換器電路

當輸出電壓 V_o 的準位遠大於 5V 時，二極體的順向電壓 V_D 可以忽略不計，電壓轉移函數值可以改寫為

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1-D} \quad (2.8)$$

由(2.8)式中可知，若是功率開關持續保持截止的狀態，即導通週期 D 為零，則輸出電壓等於輸入電壓；若是導通週期 D 由零開始逐漸增加，則輸出電壓對輸入電壓的比值會愈來愈大，使得輸出電壓恆大於輸入電壓，達到昇壓的目的。

昇壓式轉換器之特性歸納如下[44]：

- (1) 只須一個功率開關晶體即可提昇輸出電壓，效率佳。
- (2) 輸入電流連續波形，但輸入電流對導通週期 D 的變化十分敏感， D 值選擇不可過低。

2.6 昇降壓式轉換器(Buck-Boost Converter)

昇降壓式轉換器是由降壓型及昇壓型轉換器所衍生的架構，如圖 2.6 所示。當功率開關 Q_1 在導通期間，輸入電流會流經電感 L ，並將能量儲存於其中，此時由於電壓極性之關係，二極體 D_1 是處於逆向偏壓狀態；若功率開關 Q_1 在截止狀態時，在電感 L 上的能量則因會被釋放出來，並經二極體 D_1 整流及電容 C 濾波後，提供輸出電流予負載需求[40]。其電壓轉移函數可表示為：

$$V_I D T_S = V_O (1 - D) T_S \quad (2.9)$$

$$\frac{V_O}{V_I} = \frac{D}{1 - D} \quad (2.10)$$

由(2.10)式中可得知，輸出電壓及導通週期 D 與輸入電壓之間的變化情況。當 $D > 0.5$ 時，則輸出電壓將大於輸入電壓，也就是昇壓轉換(step-up)；當 $D < 0.5$ 時，則輸出電壓將小於輸入電壓，也就是降壓轉換(step-down)。

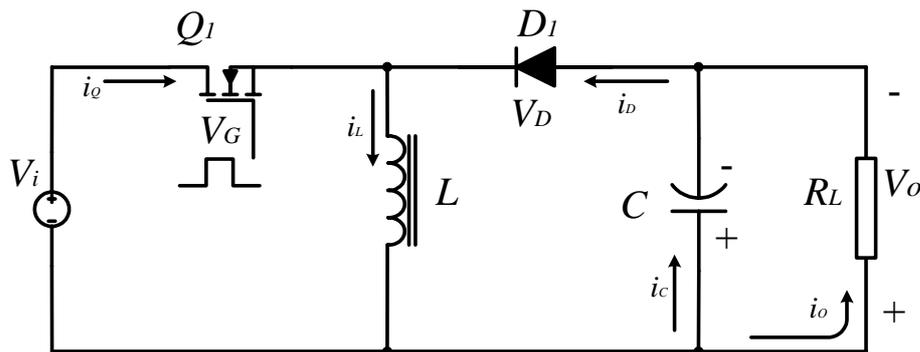


圖 2.6 昇降壓型轉換器電路

昇降壓式轉換器之特性歸納如下[44]：

- (1) 只用一個功率開關晶體，既可昇壓，又可降壓。
- (2) 輸入電流呈不連續現象，流經輸出二極體之電流係為脈動電流，所以輸出電流漣波較大，會產生嚴重之 EMI 問題。

2.7 返馳式轉換器(Flyback Converter)

返馳式轉換器是具有隔離特性的昇降壓型之電力轉換電路，如圖 2.7 所示。其磁性元件的特性不是變壓器，而是利用電磁耦合達到能量轉換的目的，亦稱為振鈴扼流圈轉換器(Ringing choke converter)；整個電路的設計重點在於磁性元件的充電與放電之控制，亦即磁能的儲存與釋放。返馳式轉換器具有成本低、電路成熟與架構簡單的特點，並且容易設計成多組獨立相同或不同電壓的輸出，因此常被用在輔助電源的設計，以供應整個系統的電源需求 [40]。其初級圈電感電流 i_p 之變化率可表示為

$$\frac{di_p}{dt} = \frac{V_i}{L_p} \quad (2.11)$$

輸入電流之變化率 Δi_Q 為

$$\Delta i_Q = \frac{V_i}{L_p} t_{on} \quad (2.12)$$

若二極體的順向電壓 V_F 忽略不計，其電壓轉移函數為：

$$\frac{V_o}{V_i} = n \cdot \frac{D}{1-D} \quad , \quad n = \frac{N_2}{N_1} \quad (2.13)$$

其中 n 為次級圈 N_2 與初級圈 N_1 之匝數比。因電感之初級圈與次級圈的極性剛好相反 180 度，致使能量的轉移是發生在功率開關在 OFF 的狀態(t_{off})，也是磁性元件能量的釋放(返馳)時間內。

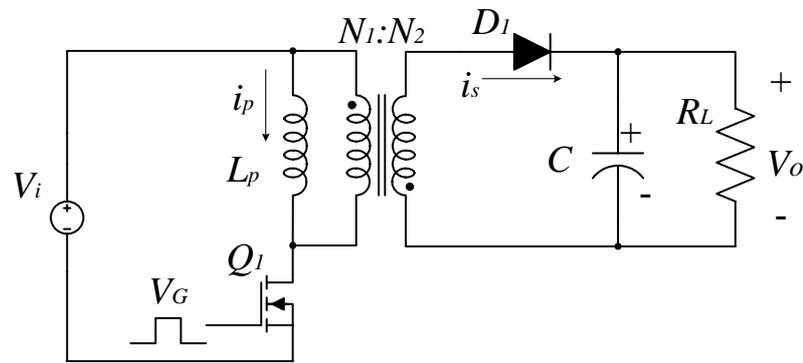


圖 2.7 返馳式轉換器電路

2.8 順向式轉換器(Forward Converter)

圖 2.8 順向式轉換器是由降壓型轉換器(如圖 2.6 所示),加上高頻變壓器所衍生出來的電氣隔離型轉換器。為完成能量轉移的功能,在輸出端必須要有電感器,作為二次側感應的能量儲存元件。而變壓器的初級繞組 N_1 與次級繞組 N_2 有相同的極性,因此,當功率開關在導通時刻(t_{on}),可將能量從初級側轉移至次級側,並經由二極體 D_1 , 與輸出電感 L_o , 然後傳送到負載端[44]。

當功率開關被截止時,也就是在 OFF 狀態(t_{off}),此時因變壓器的次級側繞組極性會反轉,並使得 D_1 二極體處於逆向偏壓而不導通,但 D_2 飛輪二極體(flywheel diode)則在導通狀態,且將 L_o 、 C_o 所儲存的能量供應至負載端;因此電感 L_o 與電容 C_o 不僅是儲能元件,也作為低通濾波器(Low pass Filter)之用。其電壓轉移函數為

$$\frac{V_o}{V_i} = n \cdot D \quad , \quad n = \frac{N_2}{N_1} \quad (2.14)$$

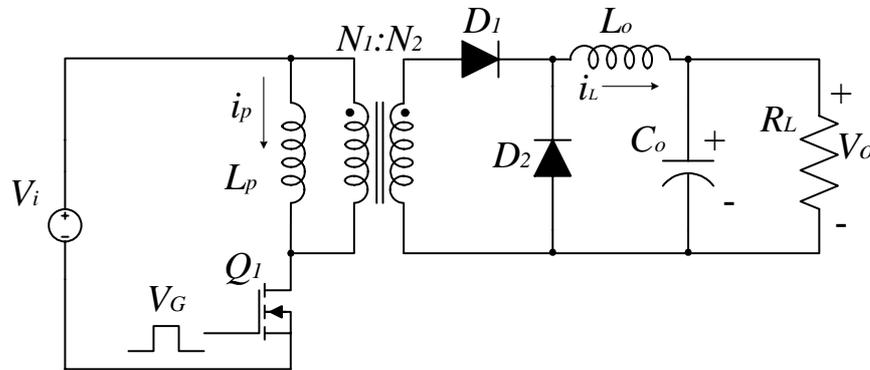


圖 2.8 順向式轉換器電路

2.9 推挽式轉換器(Push-Pull Converter)

推挽式轉換器之電路架構實際上可視為由兩個順向式轉換器所組成，如圖 2.9 所示。功率開關 Q_1 與 Q_2 會處於交互導通之狀態，使變壓器初級繞組 N_1 的能量轉移至次級繞組 N_2 ，再經由 D_1 至 D_4 橋式整流及 C_o 的濾波電路，以獲得所需之直流輸出； Q_1 與 Q_2 之最大導通週期不可以超過 0.5，但因功率晶體須承受兩倍的輸入電壓值，所以大都應用於昇壓轉換器。而其漣波頻率為工作頻率之兩倍，但漣波值較低於順向式電力轉換器[40]。其電壓轉移函數為：

$$\frac{V_o}{V_i} = 2D \cdot n \quad , \quad n = \frac{N_2}{N_1} \quad (2.15)$$

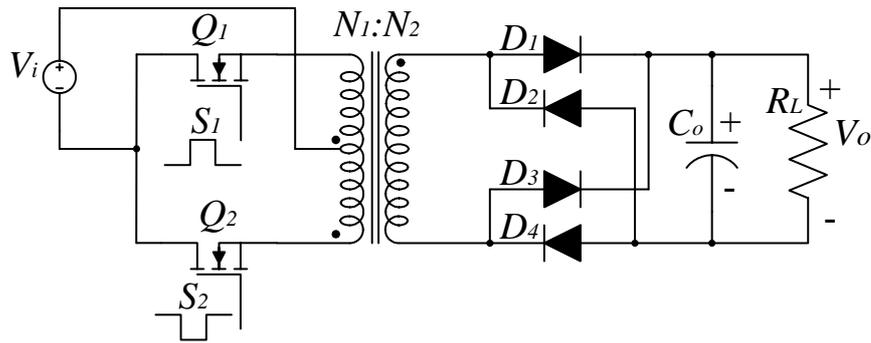


圖 2.9 推挽式轉換器電路

2.10 半橋式轉換器(Half Bridge converter)

半橋式轉換器是由降壓型轉換器衍生而來的電路架構，一般應用在高電壓轉換為低電壓輸出之需求，並且輸入與輸出必須隔離的場合，如圖 2.10 所示。此架構與推挽式不同之處在於上橋開關需要隔離驅動，使得驅動電路較為複雜，而功率開關只須承受一倍的輸入直流電壓，但卻須要有兩倍輸入電流的耐流量。輸入直流端的兩個電解電容，各承受一半的輸入電壓值，可同時達到穩壓濾波與儲能的作用；但當負載增大時，漣波電壓也會提高，則須加大電容值以為對應[40]。其電壓轉移函數為：

$$\frac{V_o}{V_i} = n \cdot D \quad ; \quad n = \frac{N_2}{N_1} \quad (2.16)$$

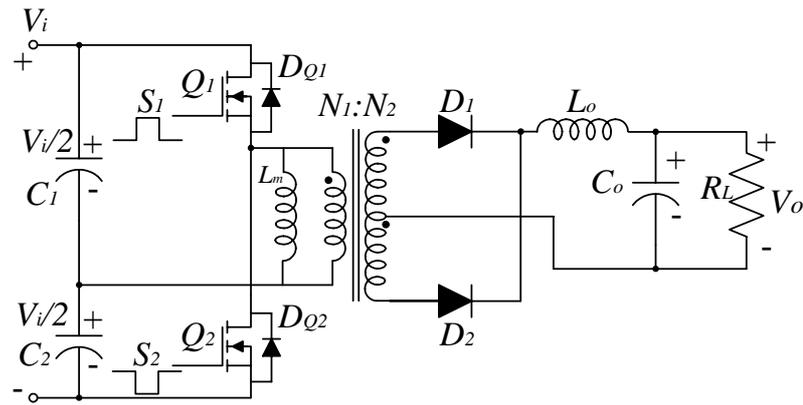


圖 2.10 半橋式轉換器電路

2.11 全橋式轉換器(Full Bridge converter)

全橋式轉換器是半橋式轉換器之演變，如圖 2.11 所示。其架構差異在於輸入端移除了輸入電容器，而改用另兩個功率開關，也使得每個功率開關僅須承受一倍的輸入電壓值與電流值；輸出之漣波頻率為工作頻率的兩倍，並使鐵心工作於 B-H 曲線的正負半週上，可提高變壓器之利用率。在實務應用上與半橋式轉換器類似，適用於降壓型電力轉換電路[40]。其電壓轉移函數為：

$$\frac{V_o}{V_i} = 2D \cdot n \quad ; \quad n = \frac{N_2}{N_1} \quad (2.17)$$

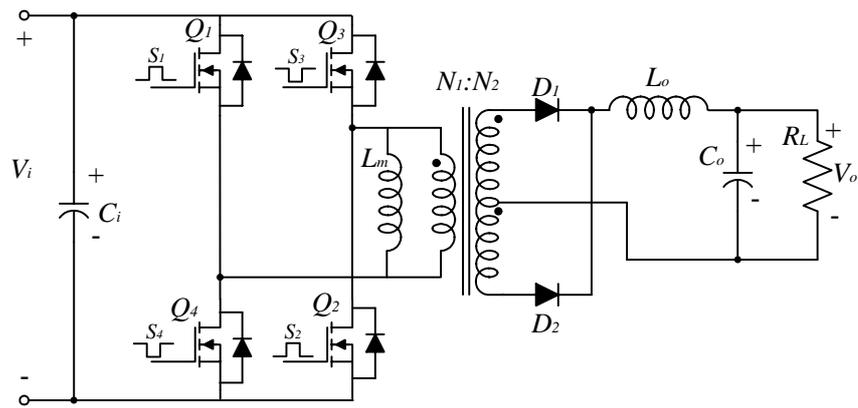


圖 2.11 全橋式轉換器電路

2.12 討論

由以上各類轉換器之分析，欲利用太陽能電池電力設計一昇壓器，可考慮選用的有：昇壓式轉換器(Boost converter)、返馳式轉換器(Flyback converter)、順向式轉換器(Forward converter)、與推挽式轉換器(Push-Pull converter)等；但以昇壓式轉換器與返馳式轉換器之效率及電路架構最簡單，然而 Boost converter 的輸出電壓因受導通週期(duty cycle)與切換損失(switching loss)的限制，無法提供高電壓輸出。Flyback converter 雖可利用電磁耦合的圈數比，使輸出電壓高於輸入電壓十數倍，但因電路須承受漏磁能量的電壓應力，使得功率開關的耐壓額定值增高，對於元件的選用趨於嚴格，且增加成本負擔[40,41,44]。

本研究論文旨在如何設計出一高效率且低成本之昇壓轉換

器，其電路架構簡單而不複雜，因此考慮將 Boost converter 與 Flyback converter 電路架構相結合，因兩者均用到磁性電感，只在後者多出了電磁耦合的圈數比，可使輸出電壓提昇至所預期的高壓值，且電路之激磁能量亦得以適當的被循環利用，在太陽能電力應用上會是一個極佳的電路安排設計[38]。下一章將詳細分析此架構之原理及電路特性。

第三章 系統架構說明

3.1 架構介紹

高壓昇壓直流對直流轉換器已有許多的應用實例，其普遍應用於以蓄電池為前端電壓源的電路，如 UPS 直流備用電力系統及太陽能電力應用系統等。理論上，傳統的昇壓轉換器是利用較大的電壓增益及較長的導通週期以滿足負載需求；然而實際上，昇壓轉換器的電壓增益將受電路中的電感、濾波電容、開關元件與整流二極體等元件之損失因素所限制[11-13]。當整流器在高速切換頻率下卻工作於較長的導通週期時，將會造成嚴重的反向恢復電壓問題(reverse-recovery)，及增加整流二極體的額定電壓值。整流二極體在高速下之切換截止損失(the switch-off lose)會使得轉換效率降低，亦會造成嚴重的 EMI(electromagnetic interference)干擾問題。為了提升轉換效率與電壓增益，國內外已有許多改善昇壓器轉換效率的架構提出[14-17]。雖然部分改良式昇壓轉換器利用較高的電壓增益以避免較長的導通週期率，但因電磁耦合的漏磁將感應較大的電壓突波，因而降低了系統轉換效率。

另一種高轉換效率、高壓昇壓直流/直流轉換器，其操作則類似於提供一相對之主動箝位(clamp)電路[20,21]，利用初級繞組與次級繞組的電感比例組成高轉換效率的高壓輸出。返馳式轉換器雖是利用電磁耦合電感以達到高電壓增益，但因漏電感使得系統轉換效

率變差。傳統的 RCD 箝位緩震器(clamp snubber)雖可降低箝位電壓，但又會導致較高的功率損失。為維持能量再生，許多無損耗的緩震設計電路被提出[23-25]：如加上主動箝位器，並將變壓器漏感所產生的能量迴授，則可減低開關元件的電壓應力(stress)與切換損失[23]。另一種改善方式則是利用零電壓切換脈寬調變(ZVS-PWM)轉換器作為主動箝位電路，以克服傳統主動箝位模式轉換器的缺點[24]。而以低成本的被動元件所組成之能量再生箝位電路，則可使得箝位電壓更低於傳統的 RCD 箝位器，其可改善電壓調整率並提升能量效率[26]。Ćuk 與 Middlebrook 所提出以簡易的變壓器結構所組成的切換式轉換器，則儘可能以極小、極輕且高效率的方式，亦可達成極佳的昇壓特性要求[27]。

本論文則提出一昇壓轉換器，其可解決上述所提各種高壓昇壓轉換器所遭遇的問題。架構中，昇壓器(Boost)輸出端與返馳式轉換器的輸出端串接一起，利用電磁耦合方式可提升輸出電壓增益；當切換開關截止時，昇壓轉換器作用猶如一主動箝位器，可將激磁電流導入輸出電容與負載端，達到能量的有效轉移。此電路架構的優點有：

- 適用低於 50%的導通週期電流模式 PWM 控制電路。
- 激磁能量可被循環利用至輸出端。
- 主功率開關(MOSFET)之電壓應力(voltage stress)小於輸出電壓。
- 使用低導通內阻 $r_{ds(on)}$ 與較低額定電壓值之功率切換元件即可完成低成本、高效率的轉換器。
- 依此之設計概念可很容易擴展成其他相似之廣輸入電壓之直流/

直流轉換器，或直流交流換流器。

此新轉換器之電路架構，除能達到高電壓轉換比、高整體效率外，且能減少切換元件之電壓應力，並可抑制 EMI 至最小程度。

3.2 傳統轉換器拓樸(topology)

傳統的昇壓式轉換器，在低輸出電壓增益(小於 2)時，可達到很高的效能，但當電壓增益比提高時，卻又造成相對的切換損失。返馳式轉換器雖可提供較高的電壓增益，但其效率卻會因漏磁問題而降低。

3.2.1 傳統之昇壓式/返馳式(*boost/flyback*)轉換器

昇壓式轉換器較適用於低導通損失及簡易之昇壓電路上，此種轉換器的主要問題在於整流二極體之逆向恢復電壓；二極體在轉換電路中會造成很大的切換損失，及在高電流與電壓迴轉率(*slew rate*)下的逆向恢復過程會引起 EMI 問題。圖 3.1 所示則為考慮昇壓式轉換器中的磁性元件帶有銅損時的等效電路。

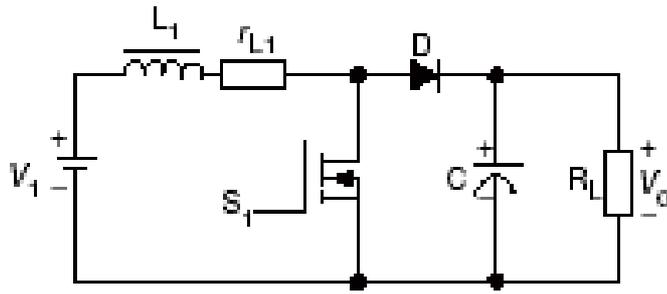


圖 3.1 電路中含有電感銅阻之非理想昇壓式轉換器

在顧及電路中電感器之串聯電阻時，其輸出電壓增益比與效率值，可表示為[11]：

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1-D} \times \frac{1}{\left(1 + \frac{r_{L1}}{(1-D)^2 \cdot R_L}\right)} \quad (3.1)$$

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{r_{L1}}{(1-D)^2 \cdot R_L}} \quad (3.2)$$

從(3.1)與(3.2)式中，由不同的 r_{L1} 值可繪出轉換器之增益特性曲線如圖 3.2a，其效率曲線如圖 3.2b 所示。因此，昇壓式轉換器若欲獲得高電壓增益，則將伴隨著使電路承受過重的導通週期條件，其將導致在電感器上的線繞電阻之損失，因過大的導通週期會逐漸降低轉換器效能[11-13]。

採用返馳式轉換器則可在不加重導通週期的情況下，可獲得較高的電壓增益比，因為電壓增益可藉由變壓器匝數比的設計來提升。若忽略變壓器的串聯電阻效應，則返馳式轉換器之電壓增益比可表示為：

$$\frac{V_o}{V_i} = N \cdot \frac{D}{1-D} \quad (3.3)$$

V_o 是輸出之電壓值， V_i 是輸入電壓之平均值， D 是轉換器之導通週期比， N 為返馳變壓器之匝數比。

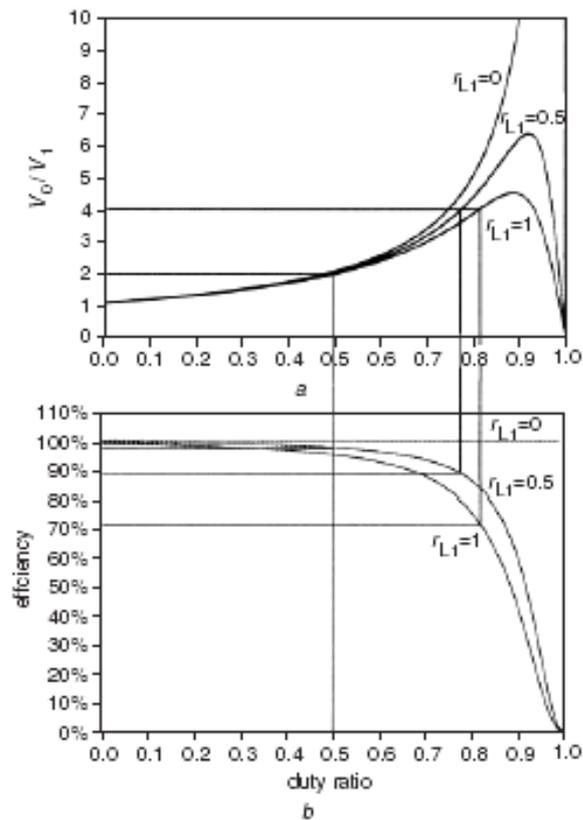


圖 3.2 昇壓式轉換器之增益特性曲線

- a. 電壓增益對導通週期比
- b. 在不同 r_{L1} 下效率與導通週期曲線

雖然返馳式轉換器可達成高壓昇壓轉換功能，但也使得開關元件面臨高壓突波應力(high voltage spike stress)的問題，且輸出整流二極體會因漏磁與逆向恢復問題等損失而造成低效率。含有中間抽

頭電感器之昇壓式轉換器雖有較高的電壓增益，但在主切換開關之高電壓應力及漏磁的損失下，會明顯降低系統效率。

3.2.2 箝位模式電磁耦合昇壓轉換器

昇壓式/返馳式轉換器應用在高電壓增益時有其缺點，而箝位模式電磁耦合電路則可改良昇壓轉換器的缺點[21,22]，圖 3.3 為箝位模式電磁耦合昇壓轉換器電路架構。使用箝位模式電磁耦合電路可改善高電壓增益昇壓轉換器，以符合許多特殊應用的需求，如使用於汽車高密度放電燈 (HID) 之 ballast 及直流對直流高壓昇壓轉換器。緩震電路中使用二極體 D_C ，電容器 C_C ，與漏磁能量再循環利用的耦合電感；經由增加一只二極體和一個小電容在緩震電路中，其結果則可逐漸提昇轉換效率，但功率開關 S 的額定電壓卻須承受較高的電壓值[21]。

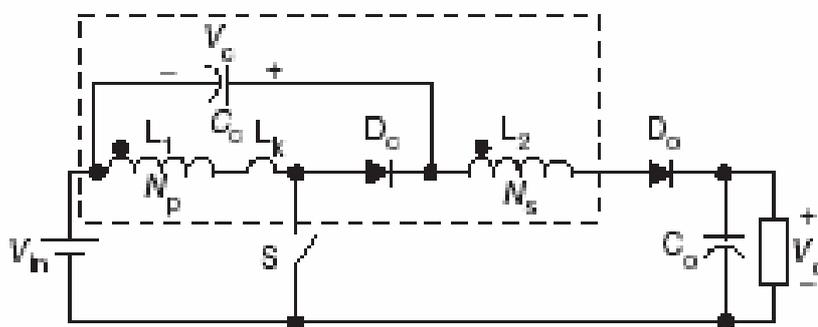


圖 3.3 箝位模式電感耦合昇壓式轉換器[11]

一個相似的高壓昇壓轉換拓樸如圖 3.4，亦可達到高效率與高壓昇壓的需求[22]；此高壓昇壓轉換器的主要結構是，使用緩震電容以限制 MOSFET 的電壓迴轉率(slew rate)，緩震器電路上的電容 C_S 將須承受很高的電壓，同時，此高壓昇壓轉換器在功率開關、整流二極體、緩震電容與輸出電容上均會有較高電壓應力。

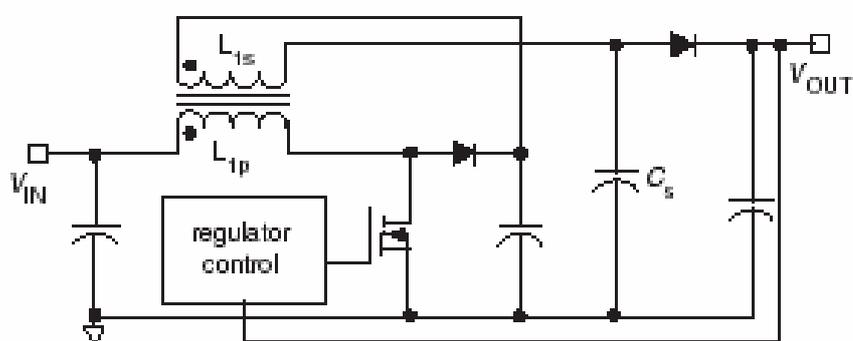


圖 3.4 高效率 DC 昇壓轉換器[22]

3.3 高效率返馳式高壓壓昇壓轉換器[38]

圖 3.5 為本文所提之新型高效率返馳式高壓昇壓轉換器，相較於傳統昇壓轉換器，此電路是在昇壓式的電感上多出次級繞組、整流二極體 D_2 、與濾波電容 C_2 。轉換器是串聯了昇壓式與返馳式轉換器，而以整體之電磁耦合來提昇系統效率及輸出電壓增益。藉由昇壓式轉換器之輸出電壓 V_{C1} 串接返馳式轉換器之輸出電壓 V_{C2} ，可很容易獲得高電壓輸出 V_O 。此外，相較於傳統昇壓式轉換器，此電路架構之功率開關與二極體及輸出電容僅須較低的電壓應力

的好處，下端之電容 C_1 有輸出濾波與緩震之功能，當 S_1 開關截止瞬間時可抑制突波電壓，並循環電磁耦合之激磁能量，因此功率開關 S_1 僅須承受較低的額定電壓，不僅可減低導通損失，且造成整體效率的實質改善。

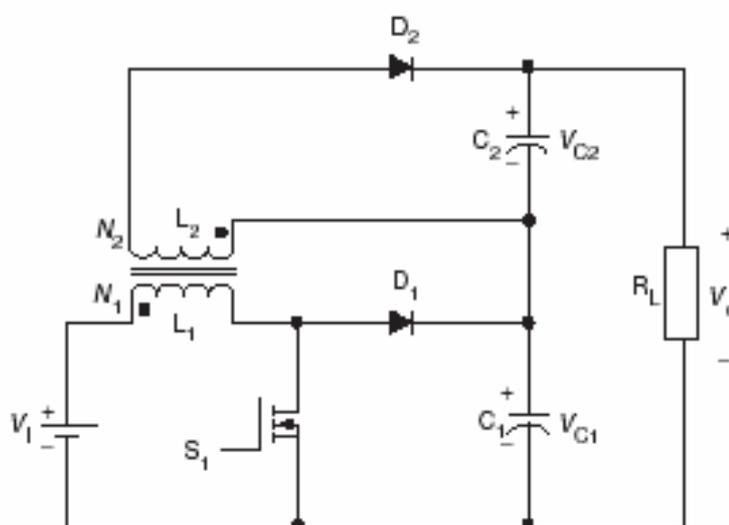


圖 3.5 高效率返馳式高壓昇壓轉換器

3.4 昇壓式-返馳式(Boost-Flyback)轉換器之應用

若將圖 3.5 新型高效率壓昇壓轉換器中之 V_1 改用太陽能電池，且將 C_1 改為蓄電池，則電路架構立即成為一充電器與昇壓器，不僅可利用太陽能電力執行昇壓轉換(Boost)，亦可經由耦合電感之初級/次級匝數比，利用返馳電路(Flyback)將循環電磁耦合之激磁能量，不僅可對蓄電池充電，再把蓄電池與輸出電容 C_2 串接後提供輸出電流至負載。圖 3.6 即為昇壓轉換器以太陽能電力 V_{PV} 為輸入，

經由 S_1 控制昇壓轉換，並同時對蓄電池 B_1 充電，且在返馳時間將電磁的能量轉移至 C_2 上，再串級 V_{C_2} 與 V_B 後產生 V_O 之輸出。此架構在太陽能電力充足時，不僅可直接將電力能量提供至負載端，亦可將多餘的能量留存於蓄電池中，以有效發揮能源應用。

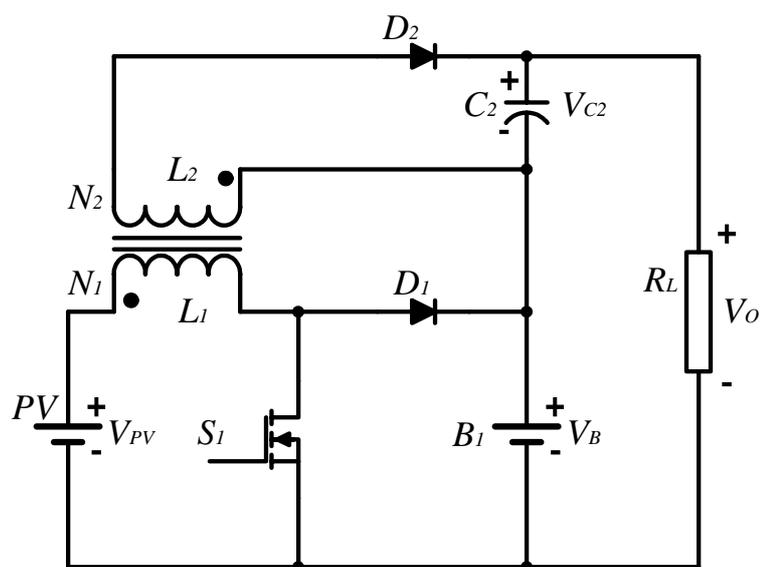


圖 3.6 以太陽能電池為輸入之高壓昇壓轉換器

3.5 返馳式昇壓轉換器之輸出應用

在返馳式昇壓轉換器之實物應用，除可使用其所提供之直流輸出外，亦可在輸出端加上全橋式之換流器(Inverter)，搭配正弦脈波寬度調變(SPWM)控制，即可獲得可用之交流功率輸出，圖 3.7 為返馳式昇壓轉換器之換流輸出電路架構。本論文則以單晶片控制方式，由前級端之昇壓-返馳式轉換器 (Boost-Flyback converter) 的

PWM 控制，再配合後級的全橋式換流器之 SPWM 控制，僅利用一顆單晶片控制器，即完成整體電路之控制程序，並對輸出電壓與電流執行監控，達到電路安全之管理要求。

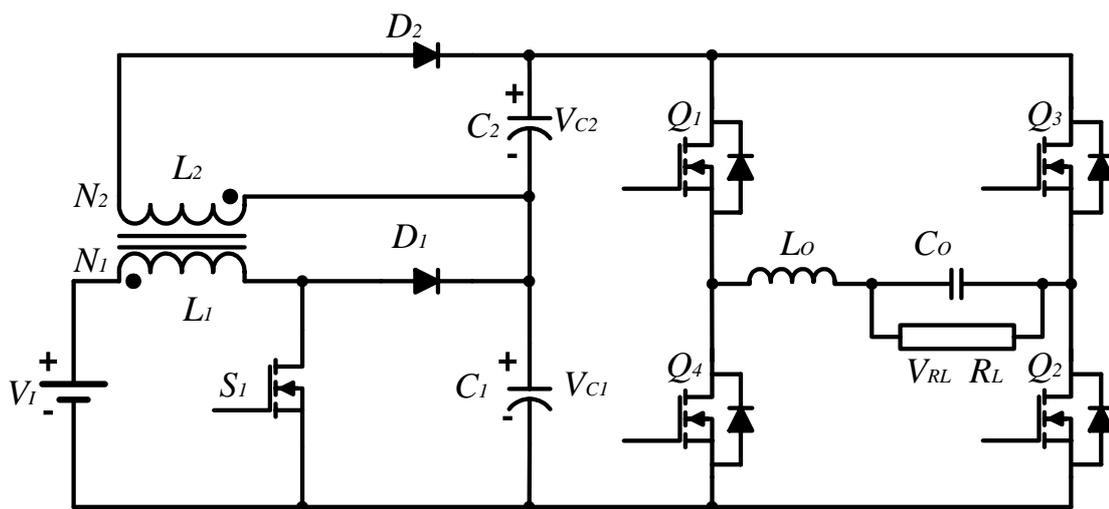


圖 3.7 返馳式昇壓轉換器之換流輸出

第四章 返馳式昇壓轉換器之原理說明

4.1 工作原理

本論文之返馳式昇壓轉換器是考慮操作在電流連續導通模式 (CCM)，其等效電路如圖 4.1。電路分析上，將能量儲存之電磁耦合部份等效為磁化電感 L_m 、漏電感 L_{k1} 、 L_{k2} 及一個匝數比為 N_2/N_1 之理想變壓器[38]。轉換器在連續導通模式下之開關切換程序與輸出波形如圖 4.2 所示。

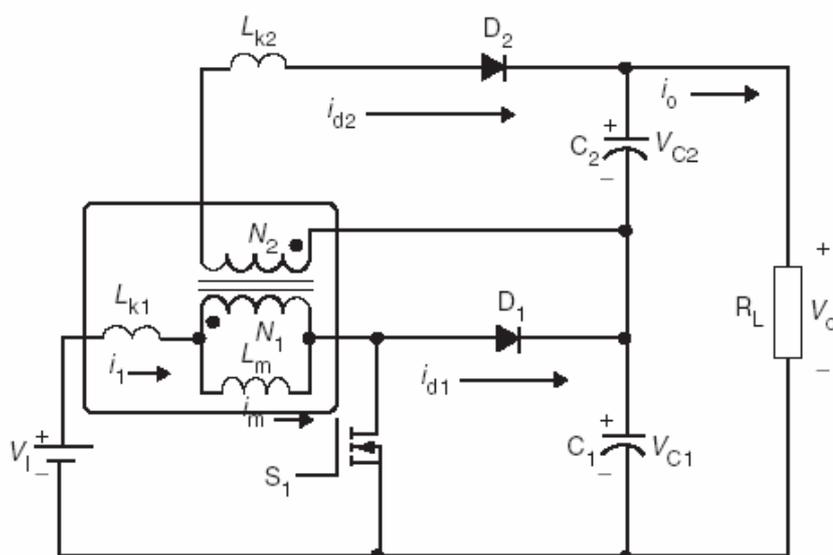


圖 4.1 返馳式昇壓轉換器等效電路

圖 4.2 所列為轉換器在 CCM 模式下，轉換器等效電路於一完整開關週期內之狀態，輸出電容器 C_1 與 C_2 是假設有足夠大的電容量，致使在完整開關週期內跨接其上之輸出電壓 V_{C1} 與 V_{C2} 可考慮

成常數，因而行成了 $V_O = V_{C1} + V_{C2}$ 。轉換器等效電路之五種操作模式簡述如下：

模式一 $[t_0-t_1]$ ：開關 S_1 在 t_0 時導通，激磁電感上將承受輸入電壓 V_I ，激磁電流則隨 $V_I / L_m (L_m \gg L_{K1})$ 的線性變化而增加，輸出二極體 D_1 與 D_2 處於逆向截止，此時 C_1 與 C_2 會提供能量給負載。在 t_1 瞬間，開關 S_1 截止導通，而激磁電流則到達峰值。

模式二 $[t_1-t_2]$ ：在這週期中，激磁電流將對 MOSFET 之雜散電容 C_0 充電， V_{C0} 則逐漸增加直至時間 t_2 ，在 t_2 時二極體 D_1 與 D_2 因順向偏壓而開始導通。

模式三 $[t_2-t_3]$ ：當二極體 D_1 開始導通，一巨量的激磁電流將流向主動箝位電路電容器 C_1 ，導致激磁電流流往輸出迴路上，因此 i_{d1} 電流持續減少而 i_{d2} 持續增加，在 i_{d1} 電流遞減的同時 i_{d2} 電流隨之遞增，兩者變化量呈互補關係。在圖 4.2 中之電流波形 i_{d1} 與 i_{d2} 之斜線陰影部份，表示在這期間內電容 C_1 與 C_2 的充放電電流狀態。

模式四 $[t_3-t_4]$ ：在 t_3 時， i_{d2} 變為正，表示 i_{d2} 不僅提供額定電流至輸出端，並對 C_2 充電。而 C_1 經由 i_{d1} 充電，同時亦提供電流予負載。

模式五 $[t_4-t_5]$ ：在 t_4 時， i_{C1} 逐漸減至零， C_1 放電的能量則提供電流至負載，電流 i_{d2} 向 C_2 充電同時亦提供電流至負載。

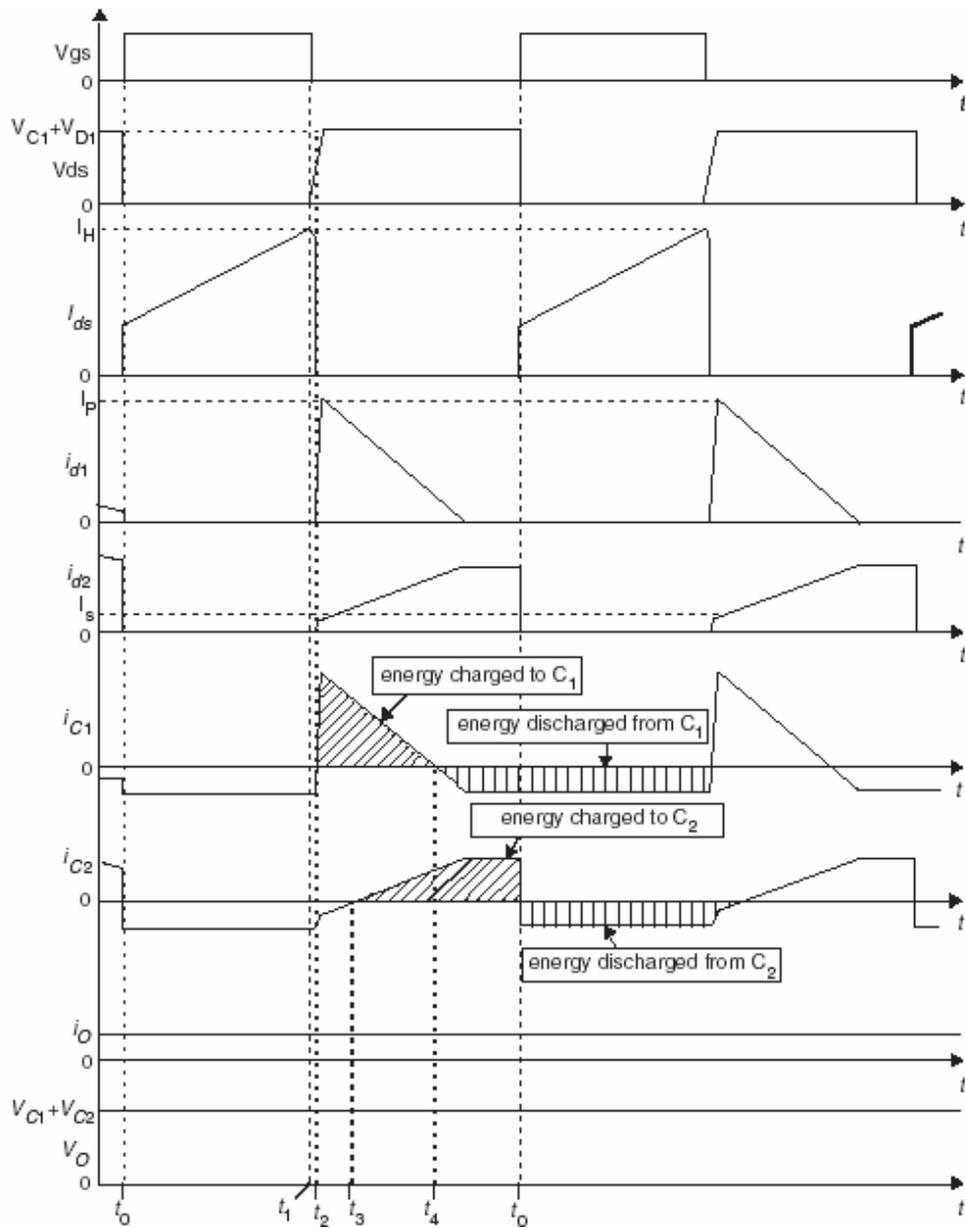
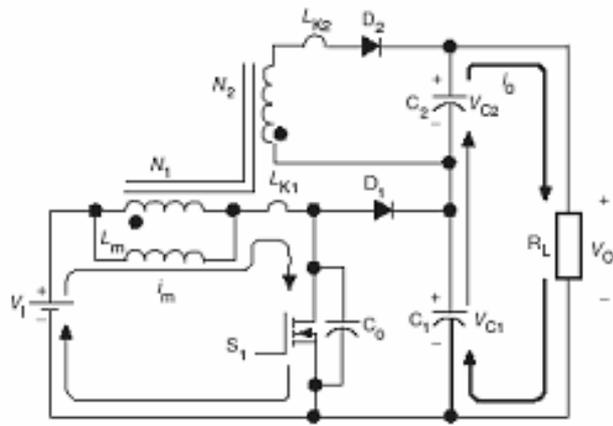
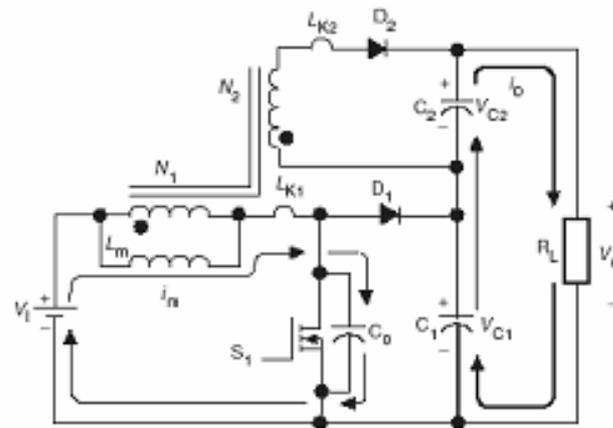


圖 4.2 轉換器在連續模式下之輸出波形

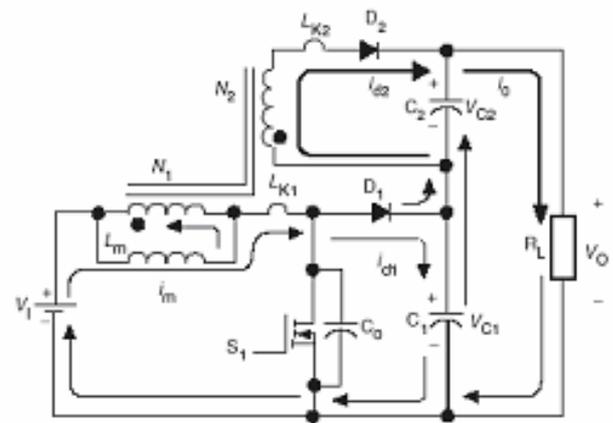
圖 4.3 為返馳式昇壓轉換器在完整開關切換週期下之拓樸模式，其每一階段時間的電流與電壓變化情況，則與圖 4.2 之輸出波形相對應；激磁電流隨著開關切換動作，形成不同的電流迴路， i_{d1} 與 i_{d2} 分別對電容 C_1 與 C_2 執行充電，而 C_1 與 C_2 的放電則對負載提供電流迴路。



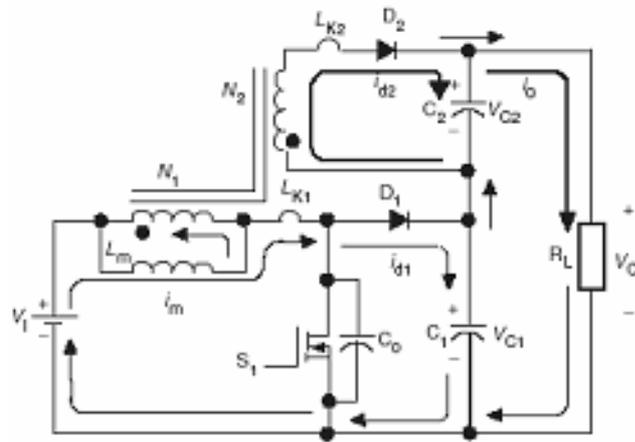
a. 模式一 $[t_0-t_1]$



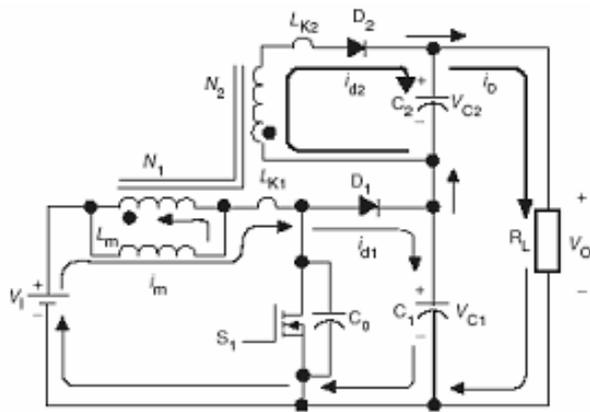
b. 模式二 $[t_1-t_2]$



c. 模式三 $[t_2-t_3]$



d. 模式四 $[t_3-t_4]$



e. 模式五 $[t_4-t_5]$

圖 4.3 完整開關切換週期下之拓樸模式

4.2 穩態分析

為分析轉換器在連續導通模式(CCM)之穩態特性，則先忽略漏磁、繞線電阻、與 MOSFET 之暫態特性；電磁耦合則等效為一理想之電力元件磁化電感 L_m ，輸出電容器 C_1 與 C_2 的容量足夠大，以

確保輸出電壓為一常數值。開關 S_1 切換動作之等效電路如圖 4.4 所示[38]。

在 $[t_0-t_1]$ 的週期內，開關 S_1 是處於導通狀態，其等效電路如圖 4.4a，由圖中可導出激磁電壓為：

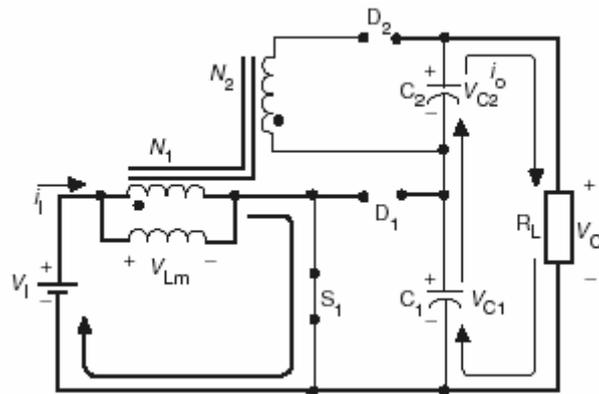
$$V_{Lm} = V_I \quad (4.1)$$

電流的變化值為

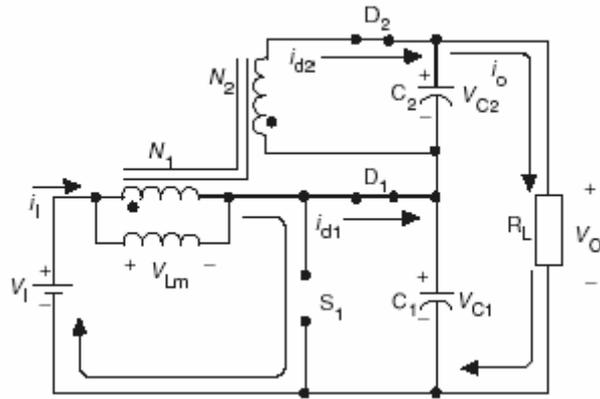
$$i_I(t) = \frac{V_I}{L_m}t + i_I(0) \approx i_m, 0 \leq t \leq DT_s \quad (4.2)$$

此處 V_I 是轉換器的輸入直流電壓，而在 t_1 瞬間之最大激磁電流為：

$$i_{m,peak} = i_{I(peak)}(T_{ON}) = I_H = \frac{V_I}{L_{K1} + L_m} \cdot T_{ON} + i_I(0) \quad (4.3)$$



a. 導通期間



b.截止期間

圖 4.4 開關 S_1 切換動作之等效電路

在結束 $[t_0-t_1]$ 狀態後，二極體 D_1 與 D_2 開始導通，其等效電路如圖 4.4b，其電壓與電流之變化為：

$$V_{Lm} = V_{C1} - V_I \quad (4.4)$$

$$V_{C2} = V_{N2} = \frac{N_2}{N_1}(V_{C1} - V_I) \quad (4.5)$$

電流 i_{d1} 與 i_{d2} 可表示為

$$i_{d1} = -\frac{V_{C1} - V_I}{L_m}t - \frac{N_2}{N_1}i_{d2} + I_{d1}(t_1) \quad (4.6)$$

$$i_{d2} = \frac{\frac{N_2}{N_1}(V_{C1} - V_I)}{L_{K2}}t + I_{d2}(t_1) \quad (4.7)$$

在此

$$I_{d1}(t_1) = \frac{L_{K2}}{L_{K1} + L_{K2}} I_H \quad (4.8)$$

$$I_{d2}(t_1) = \frac{L_{K1}}{L_{K1} + L_{K2}} \frac{N_1}{N_2} I_H \quad (4.9)$$

$L_{K1}/(L_{K1}+L_{K2})$ 是次級繞組激磁電流之分流因素， $L_{K2}/(L_{K1}+L_{K2})$ 是初級繞組激磁電流之分流因素， N_1/N_2 是變壓器電流轉換比。在穩態下，初級繞組的電磁耦合電壓 V_{Lm} 於完整週期內應為零，所以

$$V_{Lm} = \frac{1}{T} \int_0^{T_s} V_{Lm} dt = 0 \quad (4.10)$$

$$\Rightarrow \int_0^{T_{ON}} V_I dt + \int_{T_{ON}}^{T_s} (V_{C1} - V_I) dt = 0 \quad (4.11)$$

因此，輸出電壓 V_{C1} 、 V_{C2} 與 V_O 為：

$$V_{C1} = \frac{V_I}{1-D} \quad (4.12)$$

$$V_{C2} = \frac{N_2}{N_1} \frac{D}{1-D} V_I \quad (4.13)$$

$$V_O = V_{C1} + V_{C2} \quad (4.14)$$

$$\begin{aligned} & 1 + \frac{N_2}{N_1} D \\ &= \frac{1 + \frac{N_2}{N_1} D}{1-D} V_I \end{aligned} \quad (4.15)$$

所以返馳式昇壓轉換器的理想電壓增益比為：

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1 + D \frac{N_2}{N_1}}{1 - D} \quad (4.16)$$

由式(4.16)中顯示，高輸出電壓增益是可藉由耦合電感的匝數比獲得，圖 4.5 為理想的電壓增益對導通週期比的曲線圖。

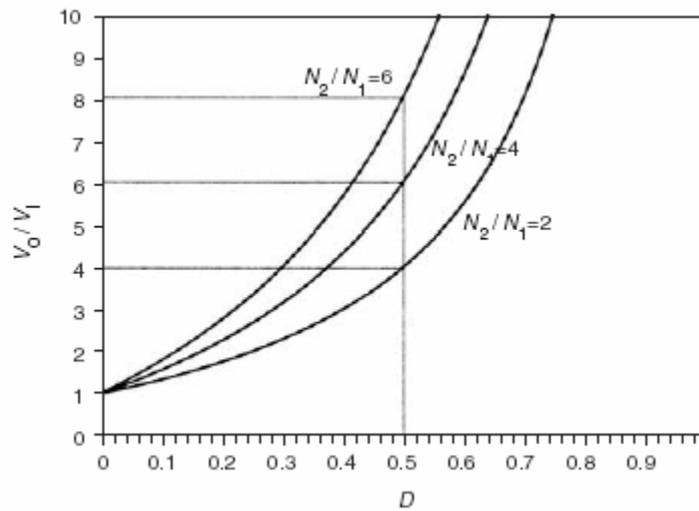


圖 4.5 理想之電壓增益與導通週期比曲線圖

若考慮耦合電感的繞線電阻 r_{L1} 與 r_{L2} ，如圖 4.6 所示，其電壓轉換比為[38]：

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1 + \frac{N_2}{N_1} \cdot D}{(1 - D)} \times \frac{1}{1 + \left(1 + \frac{N_2}{N_1}\right)^2 \cdot D \cdot \frac{r_{L1}}{(1 - D)^2 \cdot R_L} + \frac{r_{L2}}{(1 - D) \cdot R_L}} \quad (4.17)$$

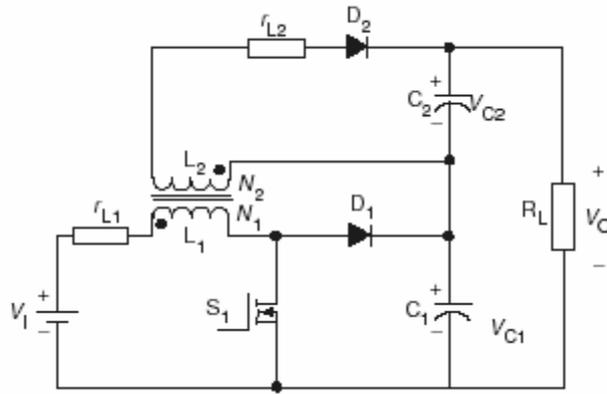


圖 4.6 耦合電感包含繞線電阻 r_{L1} 與 r_{L2} 之等效電路

輸出電壓與輸入電壓關係比所繪出的圖形如圖 4.7。設 r_{L1} 導通電阻為 0.5，而耦合電感的匝數比分別為 2 與 4，最大輸出電壓是被電感的繞線電阻 r_{L1} 與 r_{L2} 所牽制，而增加變壓器的匝數比即可提高輸出電壓。

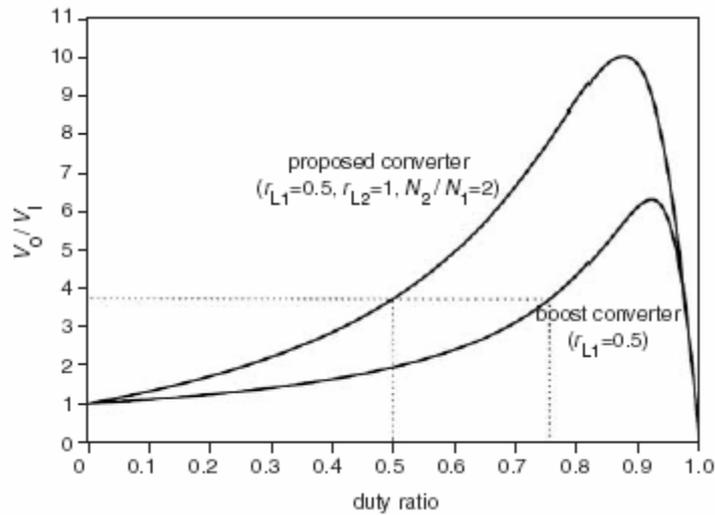


圖 4.7 轉換器耦合電感含銅損之電壓增益與導通週期曲線圖

圖 4.8 為傳統昇壓轉換器與本論文所提之昇壓轉換器兩者間之

轉換特性比較圖。從圖中可得知新的轉換器架構在不須增加導通週期的情況下，以改變變壓器的匝數比即可實質的改善昇壓增益，因此可以較低的導通週期比以獲得較高的電壓輸出，並能簡化 PWM 控制電路。

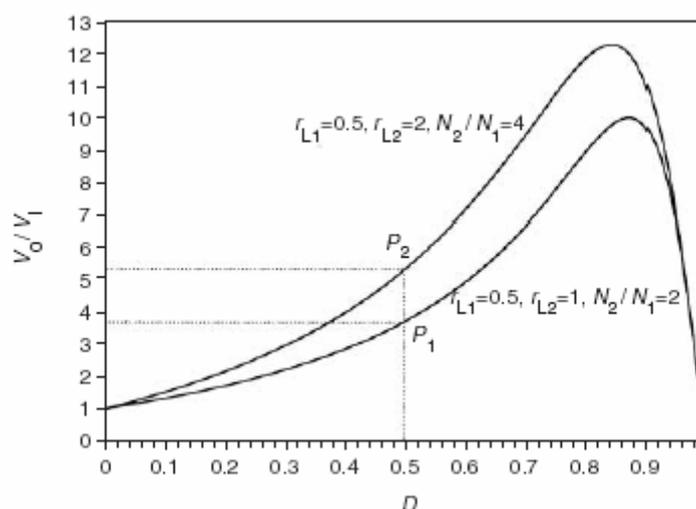


圖 4.8 傳統轉換器與論文架構轉換器之電壓增益與導通週期曲線比較圖

若欲獲得更高電壓時，則串聯多組返馳式轉換器的輸出組合就可達到所需之輸出電壓要求，如圖 4.9。而電路中所使用之二極體與電容器，僅須承受較低的額定電壓值，因此亦可減少切換損失進而改善轉換效率[38]。

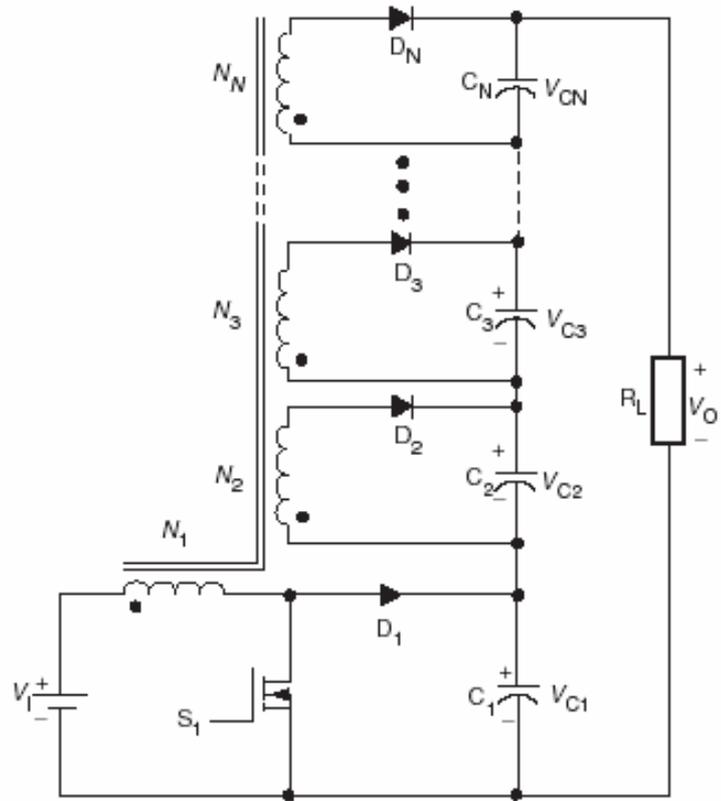


圖 4.9 以本研究之拓樸架構所設計之高輸出電壓應用電路

第五章 返馳式昇壓轉換器之控制設計

5.1 PWM 控制電路

本論文所提之昇壓轉換器，其初級為昇壓式(Boost)轉換電路與次級之返馳式(Flyback)昇壓電路，因此必須利用一組 PWM 控制器，作為切換開關(MOSFET)之驅動訊號，以有效控制輸出電壓值。圖 5.1 為昇壓式-返馳式轉換器之 PWM 控制電路。由(4.16)式得知，其電壓轉移函數中之導通週期 D 是使用相同的係數，差別僅在返馳式轉換中多了儲能電感之初級與次級的匝數比，所以只需使用一組 PWM 控制器，即可完成轉換的工作[38,40]。

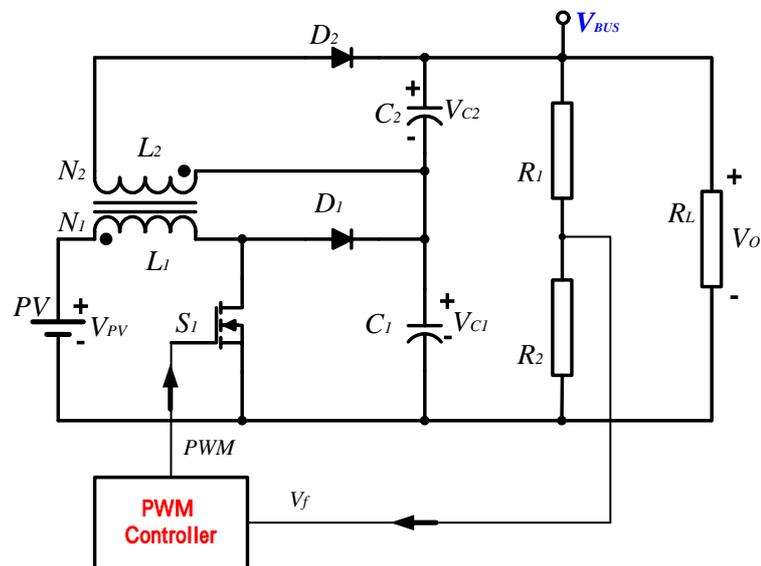


圖 5.1 昇壓式-返馳式轉換器之 PWM 控制電路

圖 5.2 所示為昇壓式-返馳式轉換器之 PWM 控制時序圖，在 T_{ON} 期間，PWM 控制器送出 Hi 訊號至切換開關 S_1 使之導通；在

T_{OFF} 期間，PWM 控制器送出 Low 訊號以截止 S_1 導通，此時因激磁能量的極性改變，促使 D_1 、 D_2 均處於順向偏壓而開始導通，使得儲存在電感的能量得以向 C_1 、 C_2 及負載釋放。由 PWM 控制時序表 5.1 可看出，主要的控制程序在於 S_1 的動作需求，而 D_1 、 D_2 的導通與截斷則由硬體電路自動切換。

在圖 5.1 的控制電路中，輸出端 R_1 與 R_2 組成的分壓迴授電路，則將回授電壓 V_f 送至 PWM 控制器，經控制器內部之誤差放大器處理後，用以修正 PWM 的導通時間，以達到電壓調整之目的。

表 5.1 昇壓式-返馳式轉換器之 PWM 控制時序表

Switch \ Time	T_{ON}	T_{OFF}
S1	ON	OFF
D1	OFF	ON
D2	OFF	ON

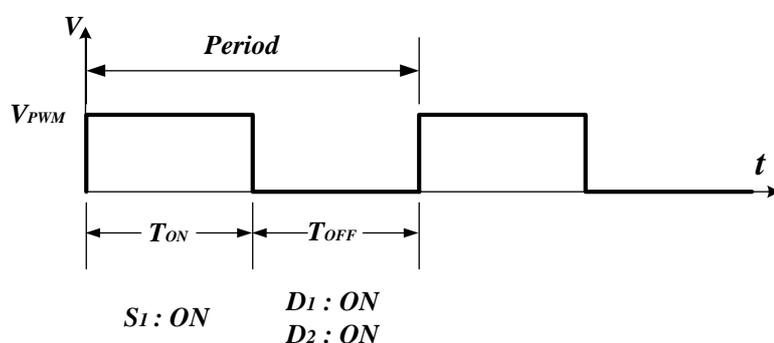


圖 5.2 昇壓式-返馳式轉換器之 PWM 控制時序

5.2 全橋式換流器[5,9,27]

換流器(Inverter)又稱變流器，其主要功能是將前級轉換器所提供的直流電壓(V_{bus})轉換成為交流輸出電壓(V_{AC})。圖 5.3 是全橋式換流器之基本架構，由 Q_1 、 Q_2 與 Q_3 、 Q_4 配對交互導通，使得輸入電壓 V_{bus} 可在輸出端上產生正負電流交替方向的交流電壓 V_{AC} [28]。換流器依控制方式的不同，可分為方波輸出與正弦波交流輸出。方波交流輸出電路較為簡單，但其只輸出正負向的方塊波形，故僅適用於非電抗性的負載使用。正弦波交流輸出則為一般市電所使用之電力形式，因此，本論文將以正弦波輸出為設計目標。

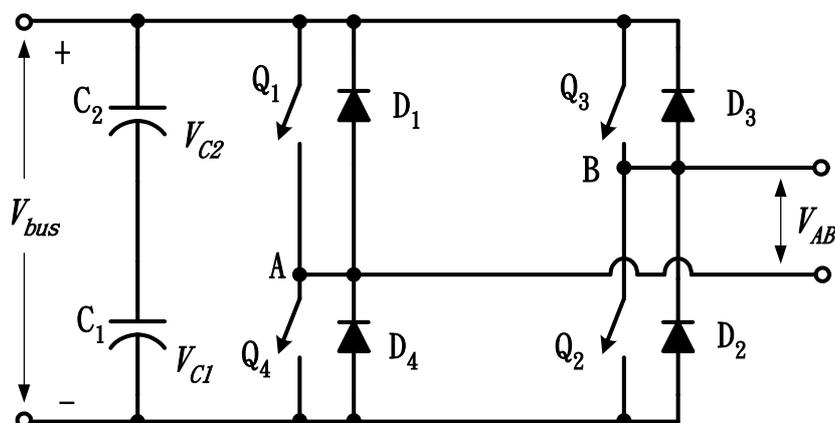


圖 5.3 全橋式換流器之基本架構

5.3 SPWM 控制電路

為使輸出端獲得正弦波電壓，因此並須將欲輸出之頻率的正弦信號與另一三角波比較信號互相調變，以獲得所需之 SPWM 驅動

信號，圖 5.4 即為 SPWM 調變控制電路，正弦波控制信號經三角波調變後，即成為寬度不一之脈波訊號[5,27]。

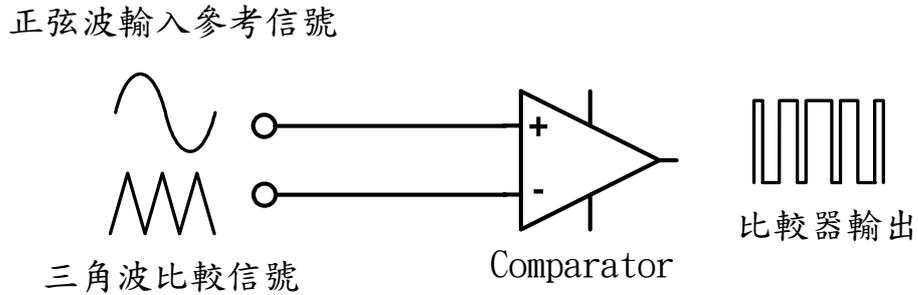


圖 5.4 SPWM 調變控制電路

圖 5.5 所示，為雙極性電壓切換之 SPWM 全週期的輸出波形，圖 5.5(a)之三角波將正弦信號調變為 5.5(b)之方波。其中 V_{tri} (又稱載波)之振幅為 \hat{V}_{tri} ，頻率為 f_c ，其決定換流器功率開關之切換頻率；而 $V_{control}$ (又稱調變信號)之振幅為 $\hat{V}_{control}$ ，頻率為 f_m ，其決定了換流器之輸出電壓頻率，而 $\hat{V}_{control}$ 則決定換流器輸出電壓之大小。振幅調變指數 m_a 之定義為

$$m_a = \frac{\hat{V}_{control}}{\hat{V}_{tri}} \quad (5.1)$$

而頻率調變指數 m_f 則定義為

$$m_f = \frac{f_c}{f_m} \quad (5.2)$$

振幅調變指數 m_a 必須小於 1，以避免因過調變而使輸出無法使用。頻率調變指數 m_f 大，即 f_c 增大，取樣頻率增高，則可使輸出電壓

波形更趨近於輸入控制波形 $V_{control}$ 之基本波(圖 5.5b 以虛線表示)，但此切換動作頻率亦須考慮功率切換開關及電路之切換損失。

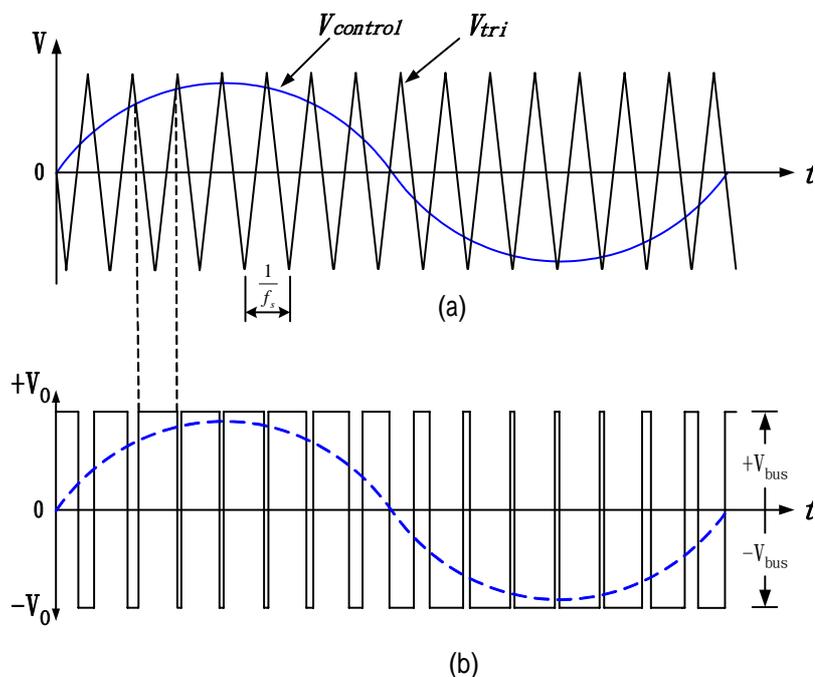


圖 5.5 雙極性電壓切換之 SPWM 輸出波形

(a) 調變前之調變信號與參考信號之波形

(b) 調變後之雙極性 SPWM 信號

為達成 SPWM 控制輸出，除了前級之昇壓 PWM 控制(圖 5.1)外，尚須增加一組 SPWM 控制電路，如圖 5.6 所示。此電路中必須有基本波(調變信號)產生器、三角波(載波)產生器、比較器、與邏輯控制電路，以提供全橋式換流器之 SPWM 驅動訊號。因此，若結合前級的 PWM 控制電路與後級的 SPWM 控制電路與驅動電路，將使整體電路過於複雜，體積加大，且亦造成電路間相互干擾的問題。

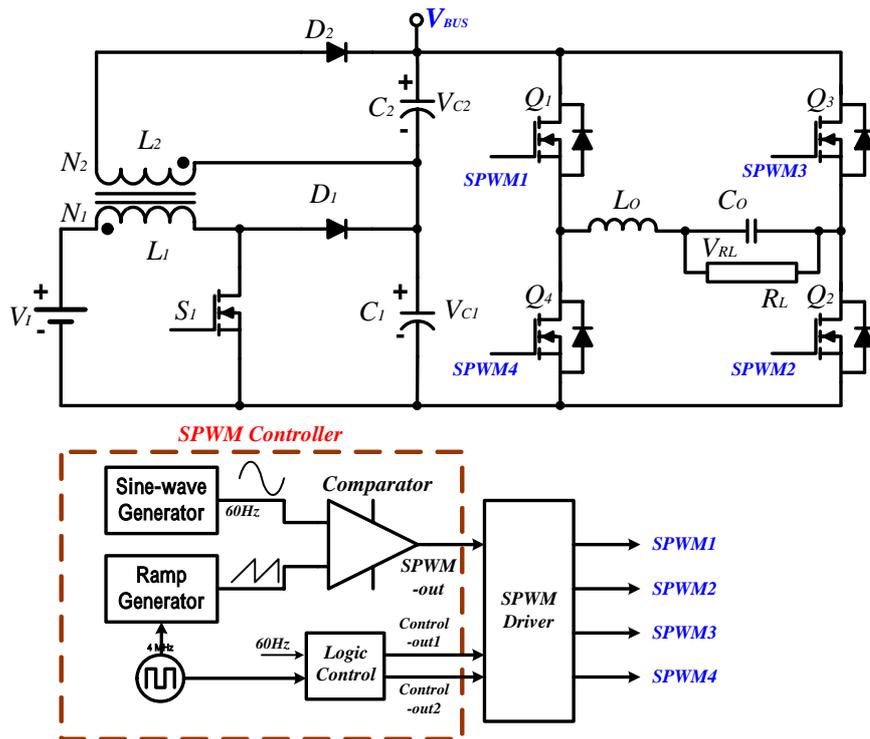


圖 5.6 昇壓式-返馳式轉換器之 SPWM 控制電路

5.4 單晶片控制 PWM 與 SPWM 電路[29-32]

為有效簡化電路，縮小體積，減少干擾，所以本論文架構將以單晶片微處理器來執行 PWM、SPWM 與電壓迴授監控之類比數位轉換(ADC)等功能。圖 5.7 所示為返馳式昇壓轉換器以單晶片微控制器設計之控制電路，前端之昇壓式-返馳式轉換電路所需之 PWM 控制訊號，直接由單晶片微處理器之 PWM 輸出提供，且在輸入端又加入一組類比數位轉換(ADC)輸入，先偵測輸入電壓狀態 V_{E2} ，以決定是否啟動電路動作程序。而另一類比數位轉換輸入 V_{E1} ，則迴授 V_{BUS} 之電壓狀態，以修正 PWM 的導通週期(duty cycle)時間，進

而穩定輸出電壓 V_{BUS} 的準位。此部份電路幾乎簡化成三支輸出入 (I/O) 腳，只須在 PWM 輸出端接一只電晶體以驅動功率開關 S_1 ，即完成前端所需之控制迴路。

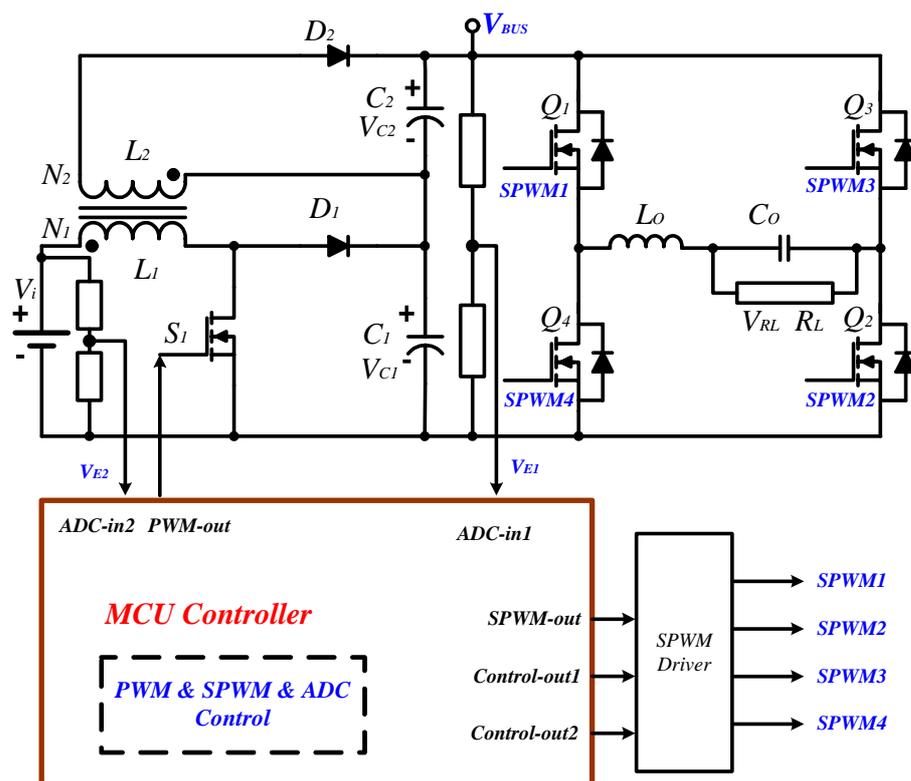


圖 5.7 返馳式昇壓轉換器以單晶片微控器之控制電路

為達成換流器(inverter)輸出為弦波形式，本系統利用單晶片微處理器完成全橋式單極性切換所需之正弦脈波寬度調變控制 (SPWM)，因此軟體上必須模擬出 SPWM 之近似脈波輸出。以正弦波而言，在任一單位時間點上的電壓值是如此正弦信號之峰值與弦波函數值之成積，其關係示為：

$$e = V_P * \text{Sin } \omega t \quad (5.3)$$

V_P : 輸出電壓峰值

ωt : 角頻率

其中 e 則是輸出電壓峰值隨時間成正弦函數變化的電壓值，根據弦波信號在各時間點均有不同之電壓變化，可以計算出其相對應之電壓值，然後將之與輸出峰值電壓 V_{BUS} 換算成比數值，再將此比數值與切換頻率之時間轉成相對之時間值，並依序予以建表排列，以作為微處理器 PWM 計時的資料，最後即可獲得 SPWM 輸出脈波，此轉換程序即是將正弦波信號數值化的處理過程。

為了輸出 60Hz(約 16.6ms)之正弦電壓，首先以半週期(約 8.3ms)平均分割成 64 階(step)來取樣，則每個取樣週期時間約為 130us，因此導通週期必須依此時間參數計算；用 64 階的取樣，可使得輸出的波形更趨近於正弦波信號，而不遜色於硬體 SPWM 電路。由於正負半週之 SPWM 脈波變化是重複但反相，所以僅需輸出一組 SPWM，然後搭配正負半週的控制訊號，再傳送至 SPWM 驅動電路，即可完成所需之輸出變化值。而這些複雜的程序均只在軟體中執行，並不須增添硬體電路，使得原來的電路可被簡化，電路更為簡潔，又能有效提升效率，並降低成本。

圖 5.8 是單晶片之 SPWM 驅動電路，圖 5.9 則是以單晶片產生之 SPWM 模擬訊號，圖 5.9a 中在正負半週的 SPWM 訊號是相似的，即其弦波函數變化值相同，因此是每半週的重複輸出；圖 5.9b 則為輸出切換開關 Q_1 、 Q_2 的控制訊號，圖 5.9c 則為輸出切換開關 Q_3 、 Q_4 的控制訊號，這些訊號在經圖 5.8 之 SPWM 驅動電路處理後，即可獲得圖 5.10 之輸出驅動訊號，以驅動 Q_1 、 Q_2 、 Q_3 與 Q_4 。

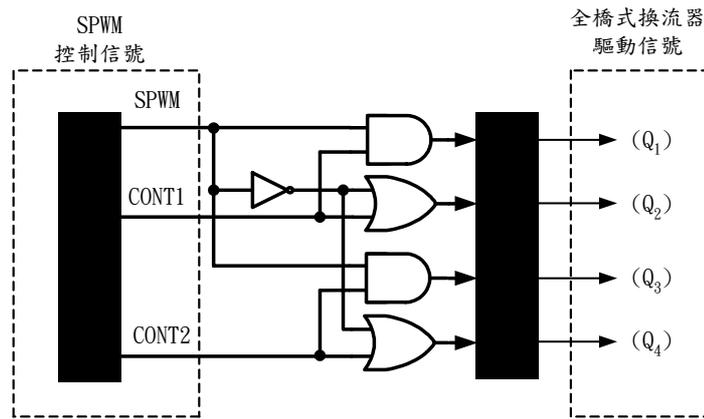


圖 5.8 單晶片之 SPWM 驅動電路

雖然採用 64 階的取樣使得波形較為平滑，卻也使得連波頻率提高，不過只要再輸出端加上適當的濾波電路，將此連波訊號予以去除，圖 5.11 即為單相全橋式換流器含有輸出濾波電路的架構。

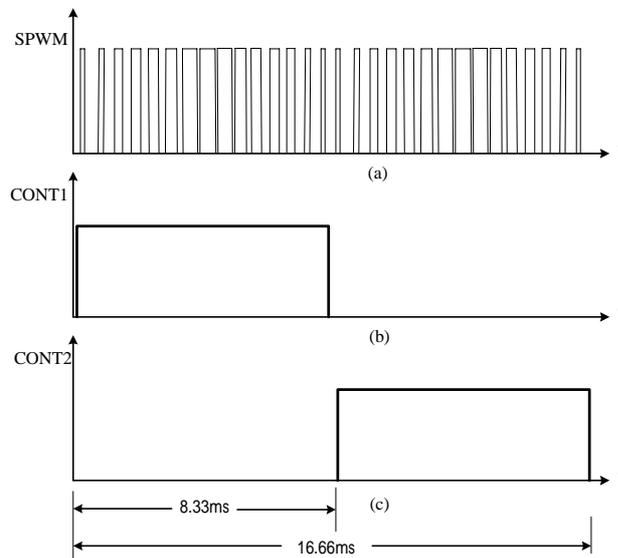


圖 5.9 以單晶片產生之模擬訊號

(a) 全週期時間內之 SPWM 訊號

(b) 全橋式轉換器 Q_1 、 Q_2 輸出控制訊號

(c) 全橋式轉換器 Q_3 、 Q_4 輸出控制訊號

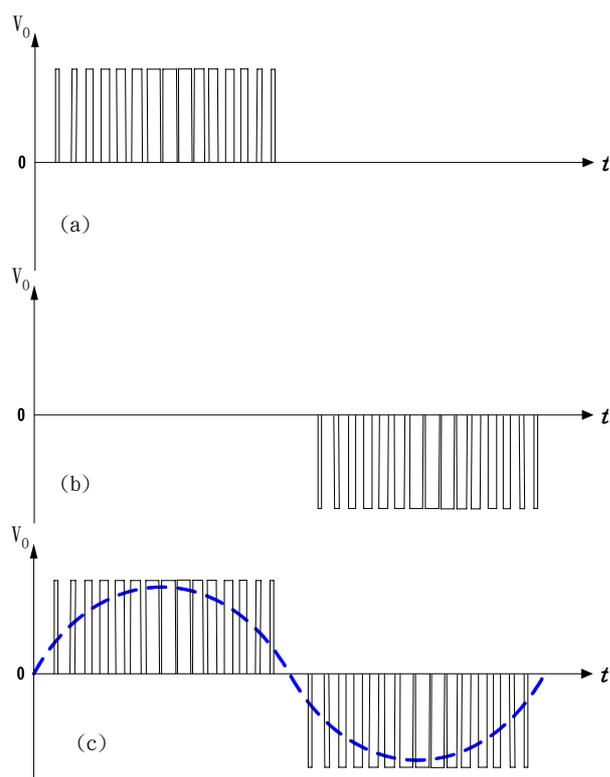


圖 5.10 經 SPWM 驅動電路後之輸出波形

(a) 全橋式轉換器 Q_1 之驅動波形

(b) 全橋式轉換器 Q_3 之驅動波形

(c) 全橋式轉換器未經濾波器之輸出波形

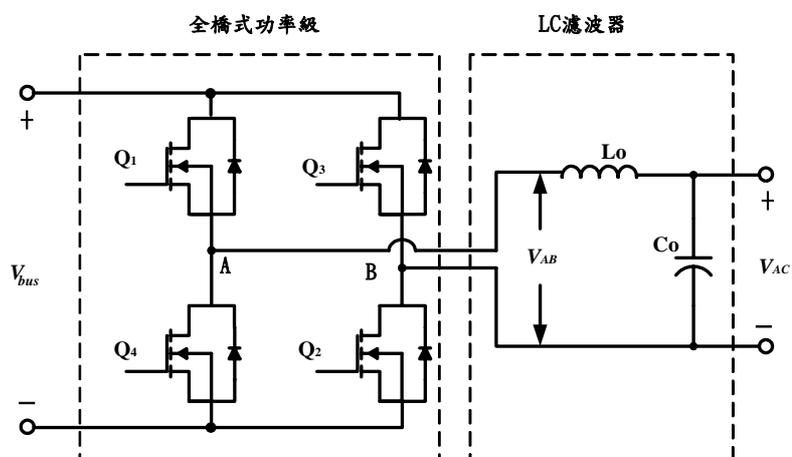


圖 5.11 單相全橋式換流器電路架構

考慮濾波器的頻率範圍時，可以(5.4)式求得：

$$10 \cdot f_s \leq \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \leq \frac{f_c}{10} \quad (5.4)$$

f_s 是基本頻率 60Hz， f_c 則是取樣頻率 7.69KHz(130us)。

5.5 單晶片微處理器

在系統控制部份，是採用義隆公司所出產之八位元單晶片微處理器(EM78P458)，其特色為指令部分採取精簡指令集(RISC)架構，因此指令週期短執行速度快，內部並具有兩組脈波寬度調變(PWM)及八通道類比數位轉換器(A/D Converter)功能，在本論文架構上正可充分運用。在振盪頻率上採用 3.58MHz，利用晶片內部脈波寬度調變(PWM)控制器以驅動昇壓式-返馳式轉換器(Boost-Flyback Converter)作 DC-DC 的昇壓處理，並利用 ADC 輸入來監控 V_{BUS} ，以維持直流輸出電壓的穩定；其工作週期(Period)為 26us,頻率為 38KHz。再利用另一組脈波寬度調變(PWM)控制器搭配查表法的方式來驅動全橋式換流器，以獲得正弦波交流輸出，而其工作週期(Period)為 130us,頻率為 7.69KHz。

EM78P458 晶片之特性[31][32]：

1. 寬廣的工作電壓範圍：2.2V ~ 6.0V。
2. 有效的溫度範圍：0^oC ~ 80^oC。
3. 工作頻率範圍：DC ~ 16MHz。
4. 低功率消耗：

- 於 5V / 4MHz，為 1.5mA
 - 於 3V / 32KHz ,典型值為 15uA
 - 於睡眠模式期間，典型值為 1uA
5. 4096*13 位元之晶片內建 ROM(OTP-ROM)。
 6. 96*8 位元晶片內建之暫存器(SRAM)。
 7. 兩個雙向 I/O 埠。
 8. 八階層之堆疊，可供多層之巢狀副程式呼叫。
 9. 8 位元即時時鐘/計數器(TCC)，可選擇信號來源與觸發信號，並且具有溢位中斷。
 10. 八通道之類比對數位(A/D)轉換器，解析度可達 13 位元。
 11. 兩組脈波寬度調變(pulse width modulation，PWM)，解析度可達 10 位元。
 12. 兩組類比比較器。
 13. 省電模式(睡眠模式)。
 14. 具有六個中斷來源
 - TCC 溢位中斷
 - 輸入埠狀態改變之中斷(可自睡眠模式來喚醒單晶微電腦)
 - 外部的中斷
 - ADC 完成之中斷
 - PWM 週期比對相同之中斷
 - 比較器輸出為高態準位之中斷
 15. 可規劃之自行運作之看門狗計時器(WDT)。
 16. 八支可規劃為拉降(pull-down)功能之 I/O 接腳。
 17. 八支可規劃為提升(pull-up)功能之 I/O 接腳。

18. 八支可規劃為開汲極式之 I/O 接腳。
19. 每個指令週期都有兩個時脈週期。
20. 99.9%之指令為單指令週期之指令。
21. 具有電源接通之電壓偵測($2.0V \pm 0.15V$)之功能。

圖 5.12 為 EM78P458 之內部暫存器功能方塊圖，圖 5.13 則為其中一組之 PWM 控制暫存器方塊圖。在 PWM 處理過程中，首先設定 T1P1、T1P0(或 T2P1、T2P0)之除頻輸入，然後將工作週期(Period)的資料存入 PRD1(或 PRD2)暫存器內，再將導通週期(duty cycle)的資料放入 DT1H、DT1L(或 DT2H、DT2L)，啟動 TIMER1(T1EN)或 TIMER2(T2EN)，即開始執行計時動作。當 TIMER 值到達 duty 值時($TMR1H+TMR1L=DT1H+DT1L$)，硬體將結束 PWM 的輸出；而 TIMER 繼續計數至 period 值時($(TMR1H+TMR1L)/4=PRD1$)，硬體才會終止一個週期時間，並重新自動開啟下一個週期的執行。PWM 輸出之時序，如圖 5.14 所示。

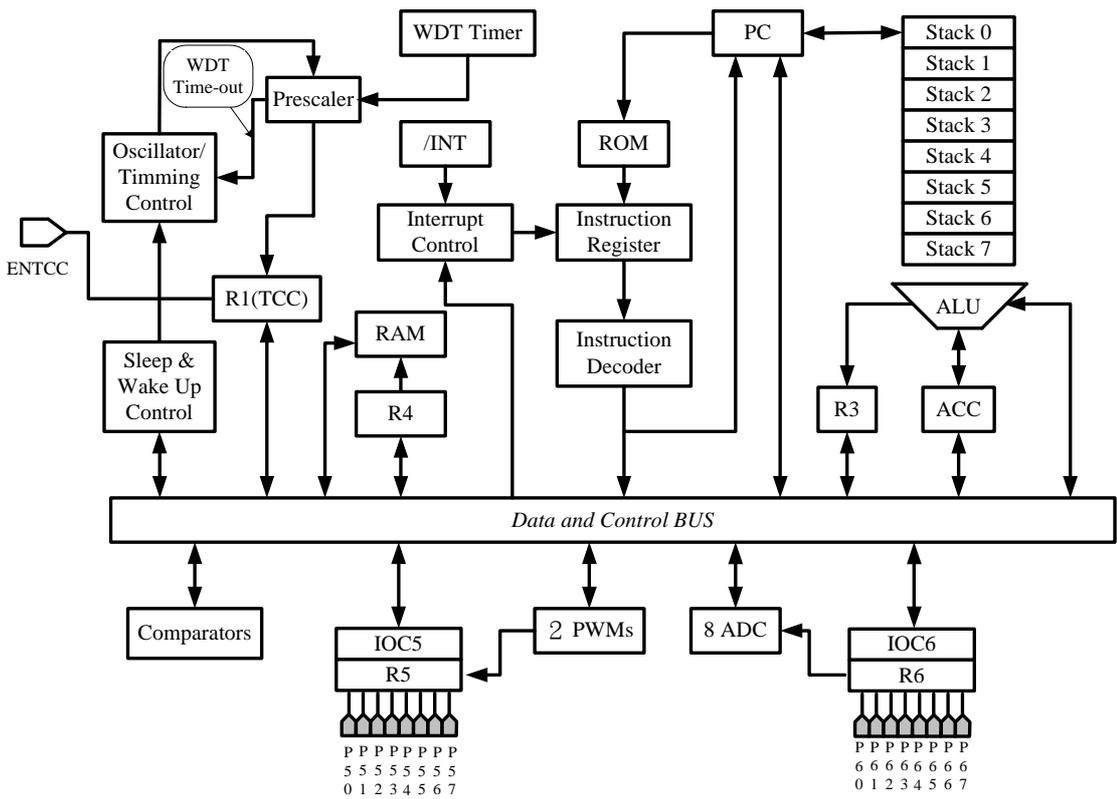


圖 5.12 EM78P458 之內部暫存器功能方塊圖

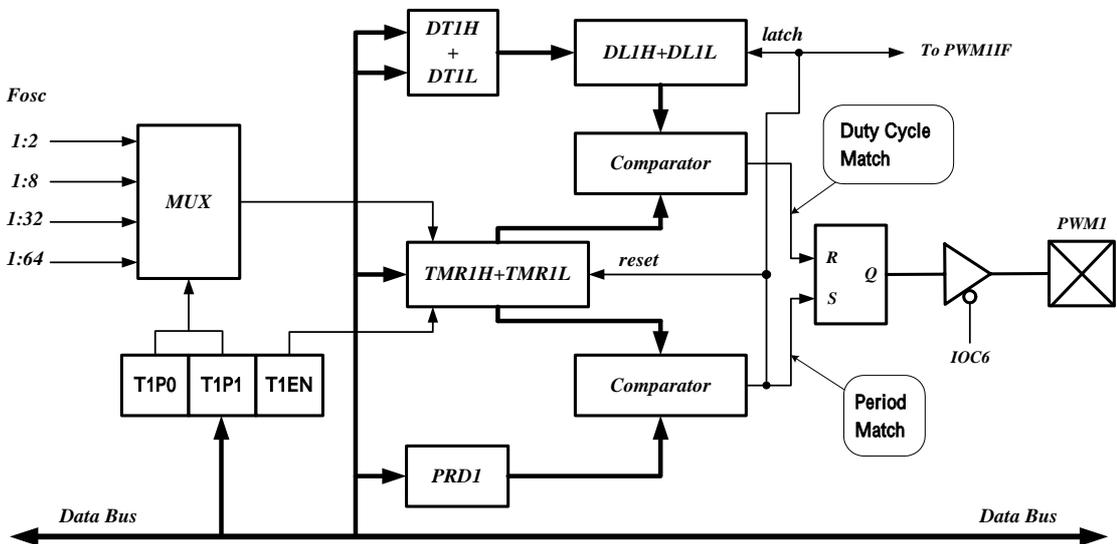


圖 5.13 EM78P458 之 PWM 控制器方塊圖

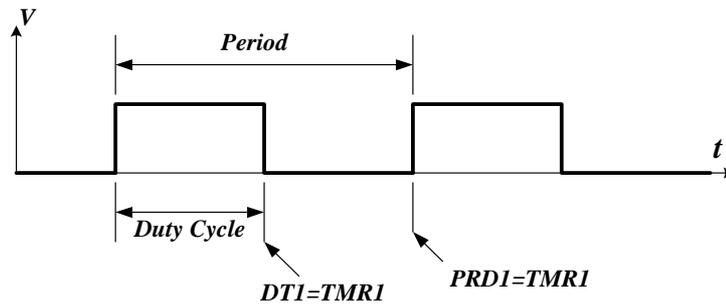
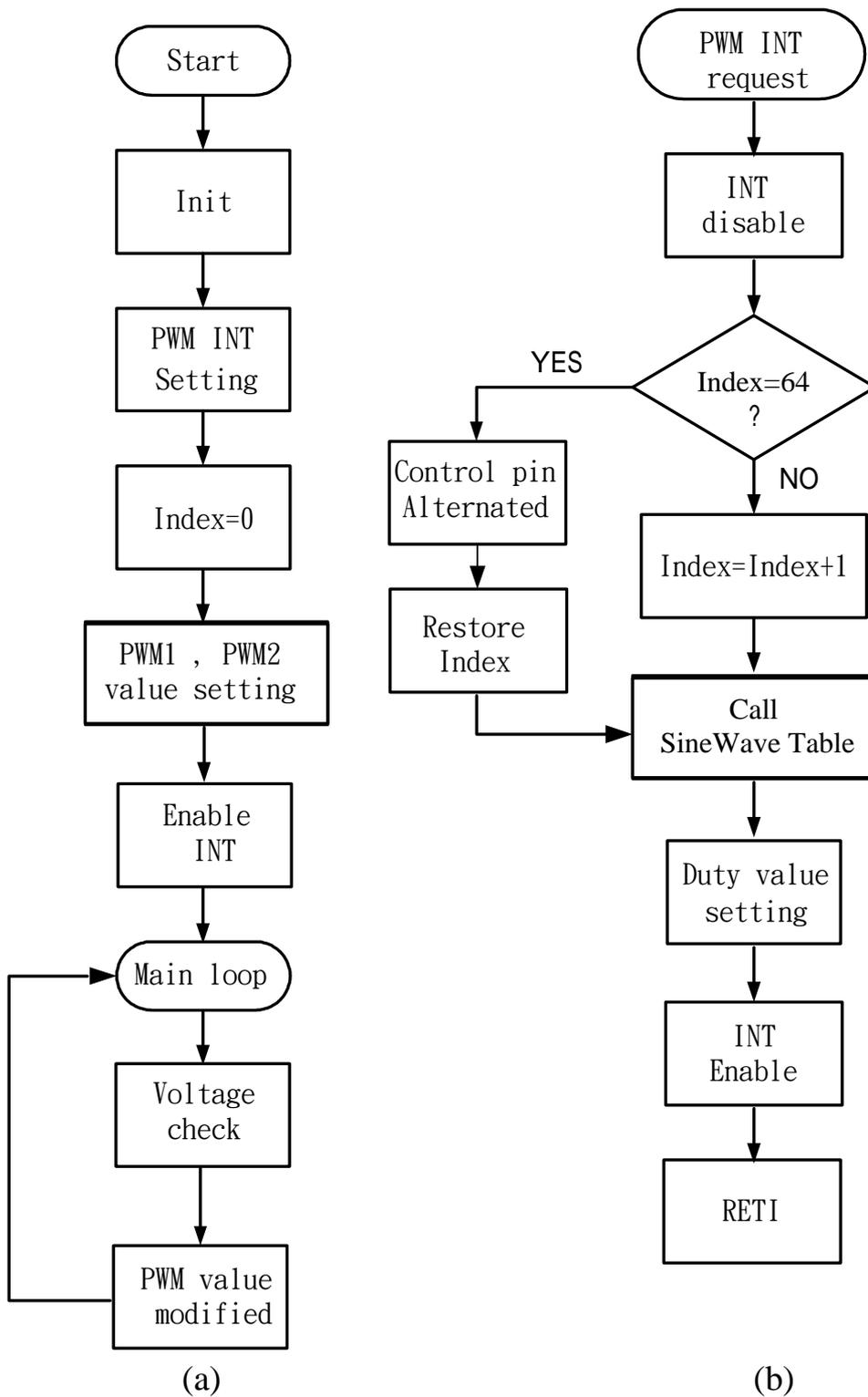


圖 5.14 EM78P458 之 PWM 輸出時序圖

圖 5.15 為主程式及中斷副程式之流程圖，程式開始時先清除內部暫存器，然後設定各參數及 PWM 之初值條件，再啟動中斷與計時器 TIMER，當計時當中，主迴路會偵測輸出電壓，並對前級端所使用之 PWM1 作適當修正，以調整電壓值為預設值；而 PWM2 則作為 SPWM 之脈波控制，因此每 130us 就要執行一次變化，每 64 次的變化後，就要改變 CONTROL1 與 CONTROL2 的輸出狀態，因兩者相差 180 度，也就是交互動作，而主程式仍持續的監測輸出值，若有負載變動時，則立即修正調整 PWM1 的 duty 值[31]。



(a)主迴路之流程圖

(b)PWM 中斷副程式之流程圖

圖 5.15 主程式及中斷副程式之流程圖

第六章 模擬與實驗結果

6.1 模擬與實驗結果

為確認本論文所提返馳式昇壓轉換器之特性，將以模擬與實驗來驗證其結果。電路規格為：

輸入電壓 = 12V DC

輸出電壓 = 42V DC

負載電流 = 0.1 – 0.8A

開關頻率 = 38KHz

若 PWM 控制器之導通週期(duty-ratio) D 接近 0.5 時，圖 6.1 所示為忽略繞線電阻的條件下， i_{d1} 與 i_{d2} 電流之模擬波形，圖 6.2 則為忽略繞線電阻的條件下， i_{c1} 與 i_{c2} 電流充電與放電狀態之模擬波形。圖 6.3 所示，當功率開關 S_1 截止時，二極體 D_1 與 D_2 之電腦模擬波形；從圖中可得知二極體電流以指數形式上升與下降的現象，符合了考慮耦合電感內所含之繞線電阻的理論分析。圖 6.4 則列舉了當功率開關 S_1 截止時，二極體 D_1 與 D_2 之實驗波形；二極體電流以指數形式上升與下降的現象，在考慮耦合電感內包含繞線電阻的變化情況與電腦模擬的電流波形相符合。圖 6.5 所示之實驗波形是功率開關 S_1 的電壓功率開關 V_{DS} ，耦合電感初級圈之輸入電流 i_l ，以及二極體 D_1 與 D_2 之電流 i_{d1} 與 i_{d2} 。輸入電流 i_l 是等於輸入電壓源 V_1 的線性充電激磁電流 i_m ，功率開關 S_1 所承受的電壓大約等於

輸出電容器 C_1 的電壓 V_{C1} 。圖 6.6 則繪出傳統的昇壓轉換器與本論文之昇壓轉換器在功率開關 S_1 上所承受電壓應力的比較圖，圖 6.7 則繪出傳統的昇壓轉換器與本論文之昇壓轉換器在輸出整流二極體 D_1 上所承受電壓應力的比較圖[38]。從圖 6.6 與圖 6.7 的參考中，可適當的選擇出元件使用的額定功率值。圖 6.8 顯示了傳統的昇壓轉換器與本論文之昇壓轉換器之效率特性比較圖。

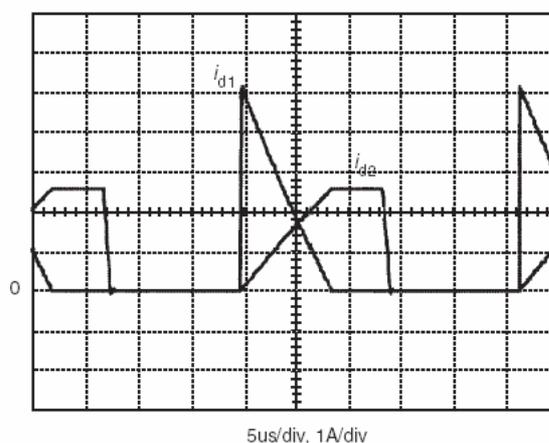


圖 6.1 忽略繞線電阻時 i_{d1} 與 i_{d2} 電流之模擬波形

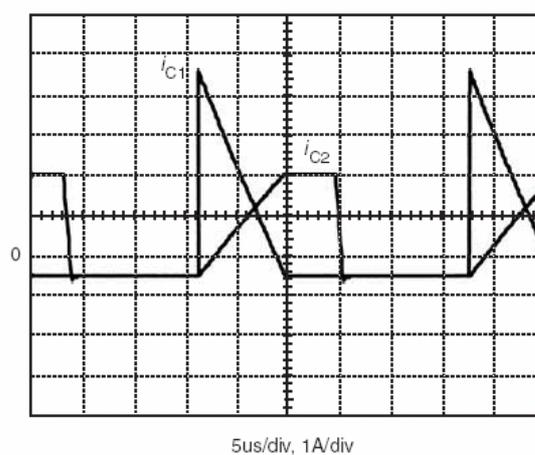


圖 6.2 忽略繞線電阻時 i_{c1} 與 i_{c2} 電流之模擬波形

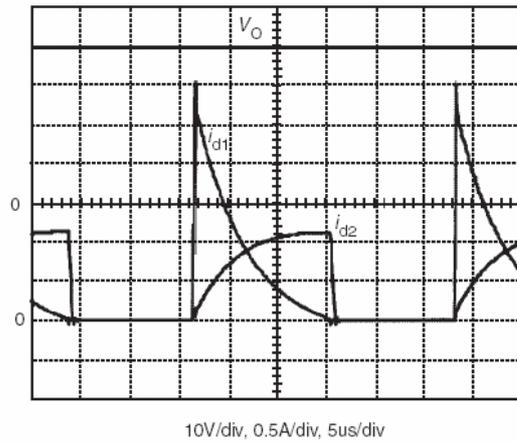


圖 6.3 電腦模擬 i_{d1} 及 i_{d2} 電流與輸出電壓 V_O

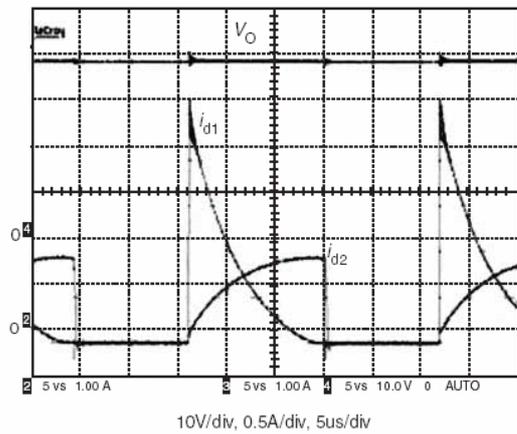


圖 6.4 實驗量測之 i_{d1} 及 i_{d2} 電流與輸出電壓 V_O

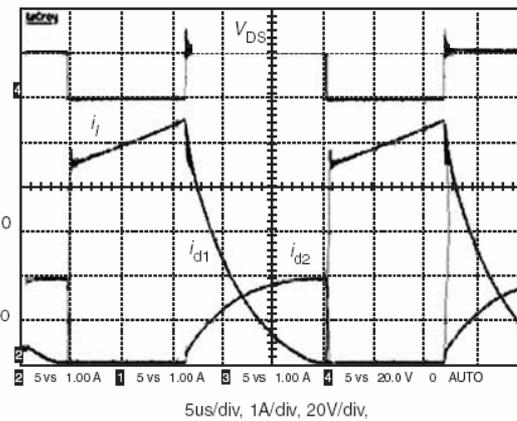
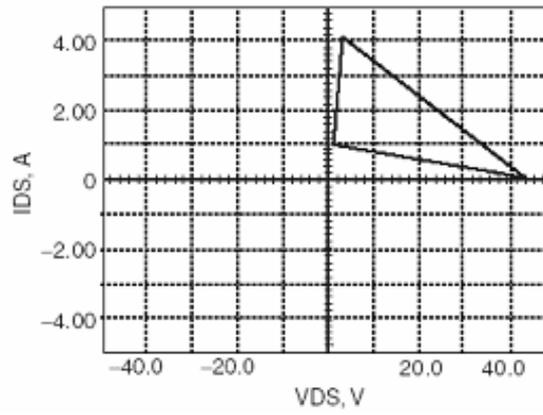
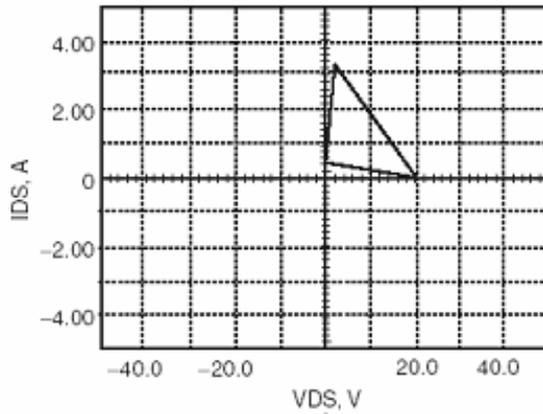


圖 6.5 實驗量測之 V_{ds} 、 i_I 、 i_{d1} 及 i_{d2} 波形

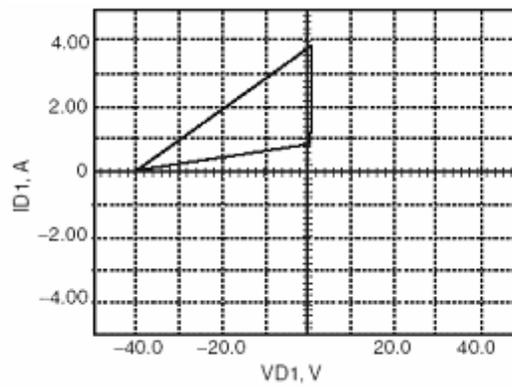


a.傳統昇壓轉換器

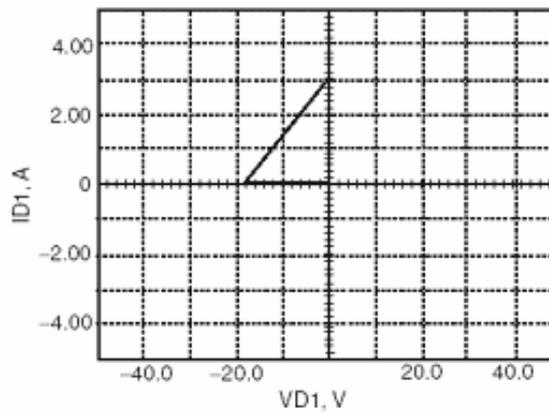


b.本研究之昇壓轉換器

圖 6.6 功率開關 S_1 之電壓與電流應力比較圖



a.傳統昇壓轉換器



b.本研究之昇壓轉換器

圖 6.7 輸出整流二極體 D_1 之電壓與電流應力比較圖

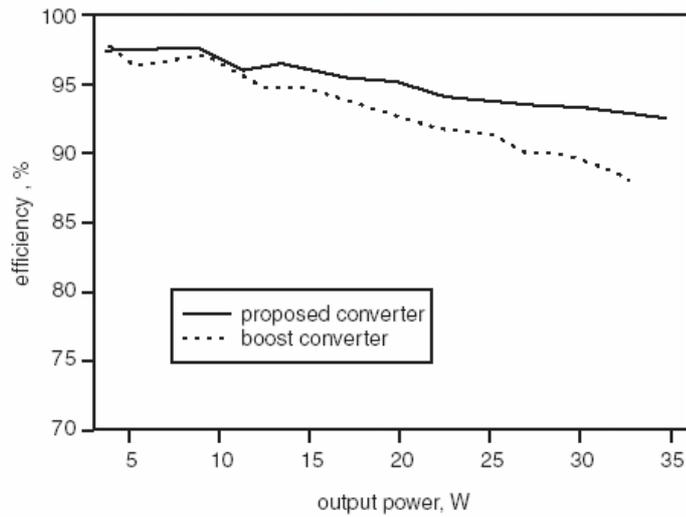


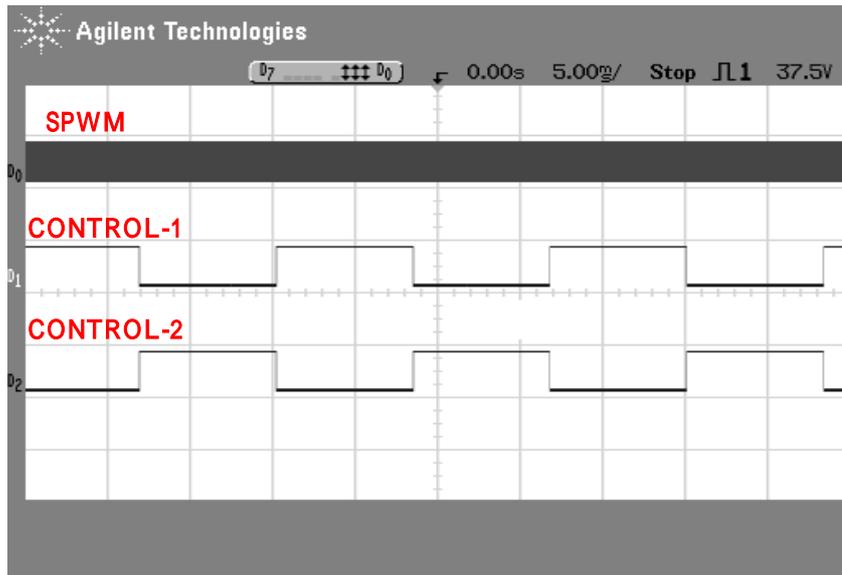
圖 6.8 傳統昇換器與本論文轉換器之效率比較圖

6.2 SPWM 之模擬與實驗

系統在昇壓式-返馳式轉換器的功能完成後，輸出端搭配正弦

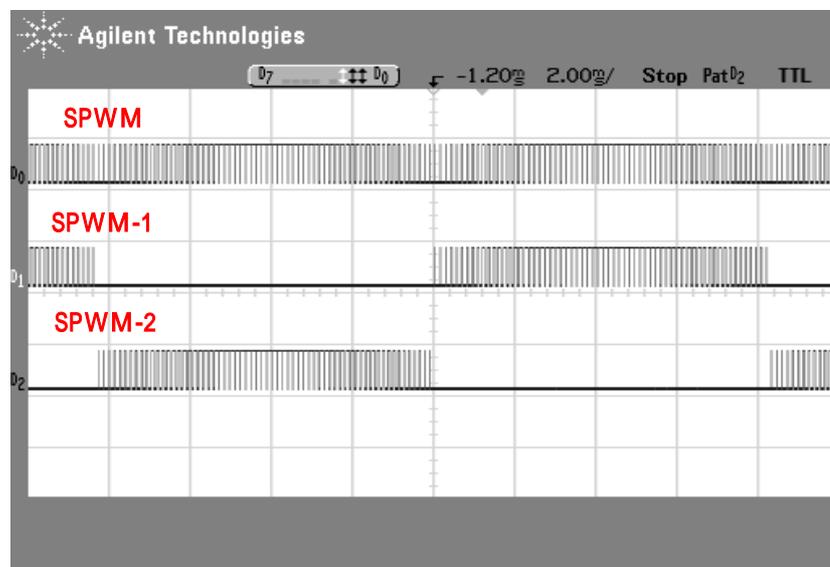
脈波寬度調變 SPWM 控制時，為簡化整體電路，因此將前端之昇壓轉換與後端的 SPWM 控制均規劃在同一個單晶片微處理控制器內，使得電路極為簡單而容易製作。系統所使用之單晶片微處理器有兩組 PWM 輸出，其中一組被前端昇壓轉換器所使用，另一組則用來作為 SPWM 的輸出控制，雖然全橋式換流器之輸出架構，需利用兩對功率開關分別交替切換動作，方能端獲得正弦波電壓輸出，但因正負半週內所執行的脈波寬度調變方式是一樣的，所以系統只需要設計一組正弦脈波調變訊號，並配上一對交替互補之控制訊號，再經邏輯組合與驅動電路後，即可驅動全橋式換流器。

圖 6.9 所示為 SPWM 及互補之控制訊號，圖中之正弦調變訊號的頻率為 7.69KHz，而另兩組控制訊號頻率則為 60Hz。圖 6.10 是正弦調變訊號經邏輯組合後所獲得之兩組 SPWM 訊號，SPWM-1 與 SPWM-2 用以分別驅動換流器之 Q1 與 Q3。圖 6.11 則為正弦調變訊號與相配對之控制訊號之模擬與實測波形。圖 6.12 是全橋式換流器正負全波連續驅動訊號之模擬與實測波形。圖 6.13、圖 6.14 則分別顯示正負半波驅動訊號動作之模擬與實測波形。而濾波前之輸出脈波波形則如圖 6.15 所示，圖 6.16 所示為濾波後之模擬與實測波形。



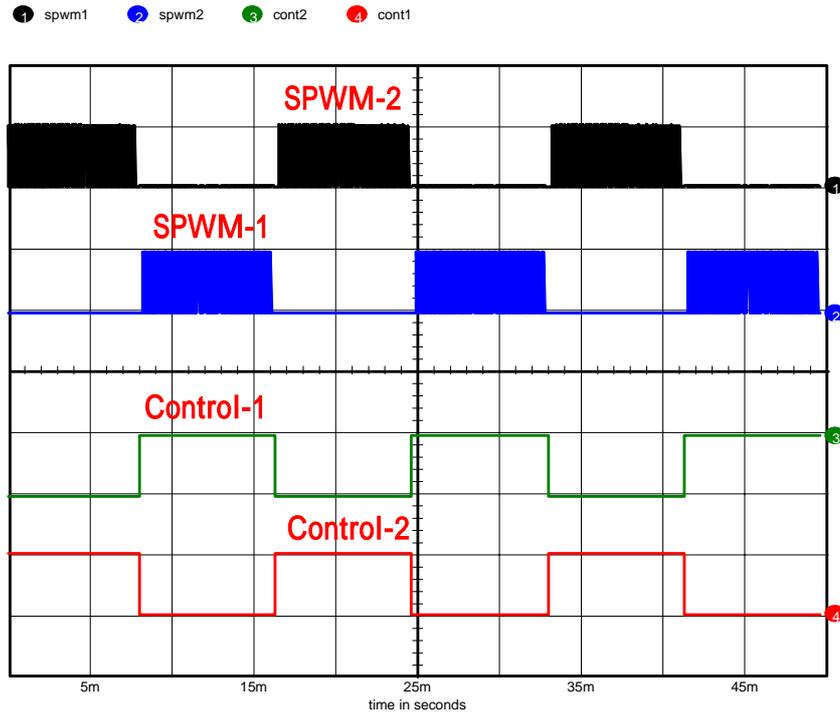
(5V/div ; 5ms/div)

圖 6.9 SPWM 及互補之控制訊號

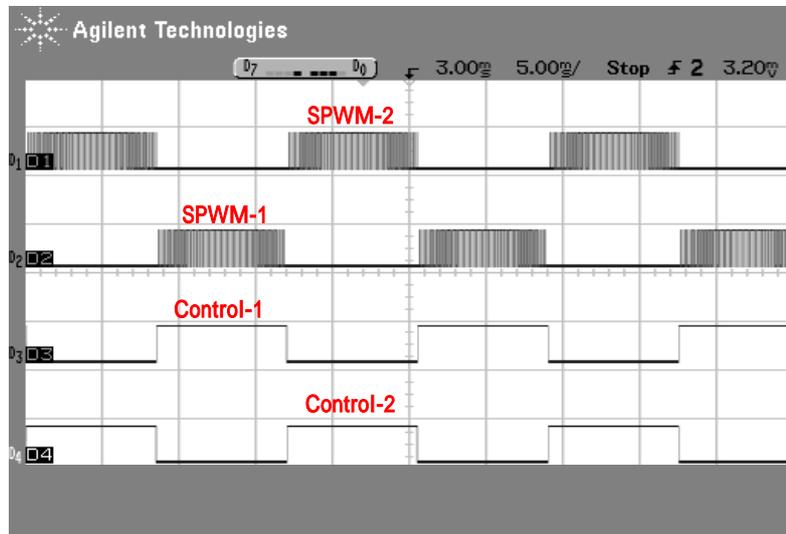


(5V/div ; 5ms/div)

圖 6.10 全橋轉換器之 SPWM 驅動訊號

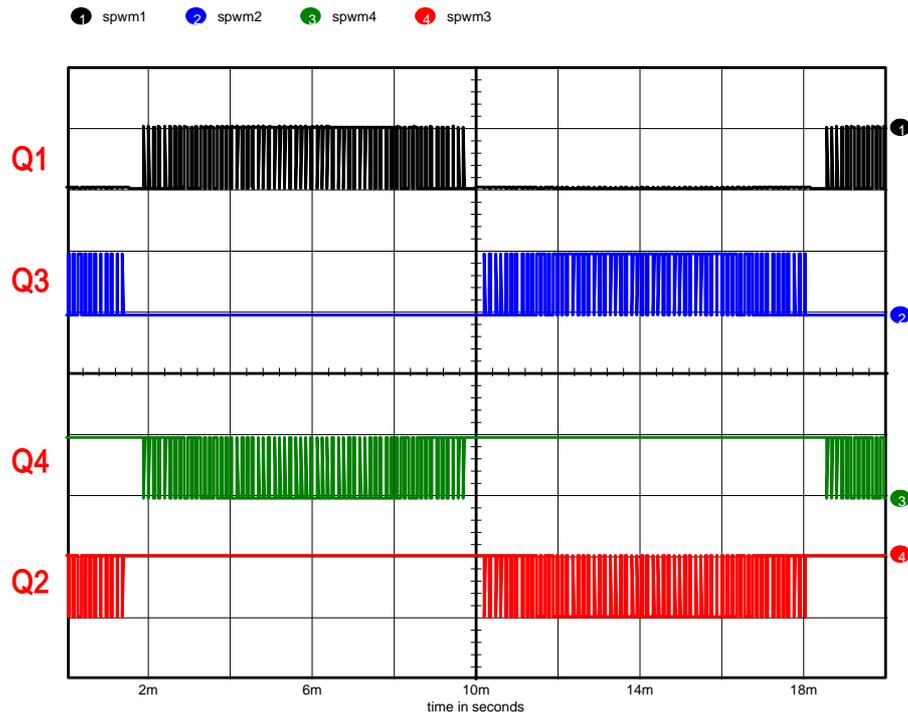


(a) IsSpice 模擬圖 (5V/div ; 5ms/div)

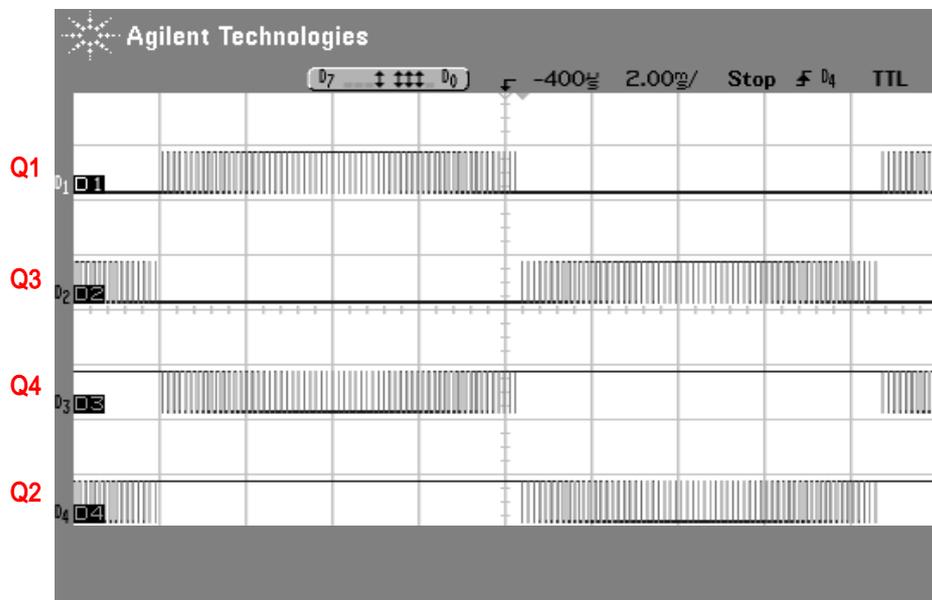


(b) 實測波形圖 (5V/div ; 5ms/div)

圖 6.11 SPWM 基本工作訊號

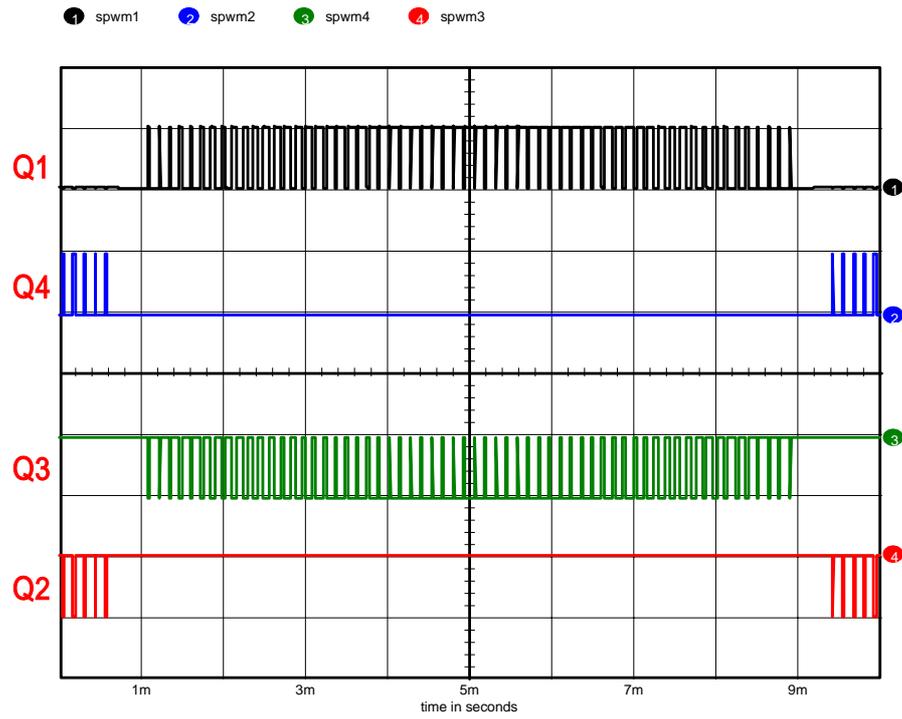


(a) IsSpice 模擬圖(5V/div ; 2ms/div)

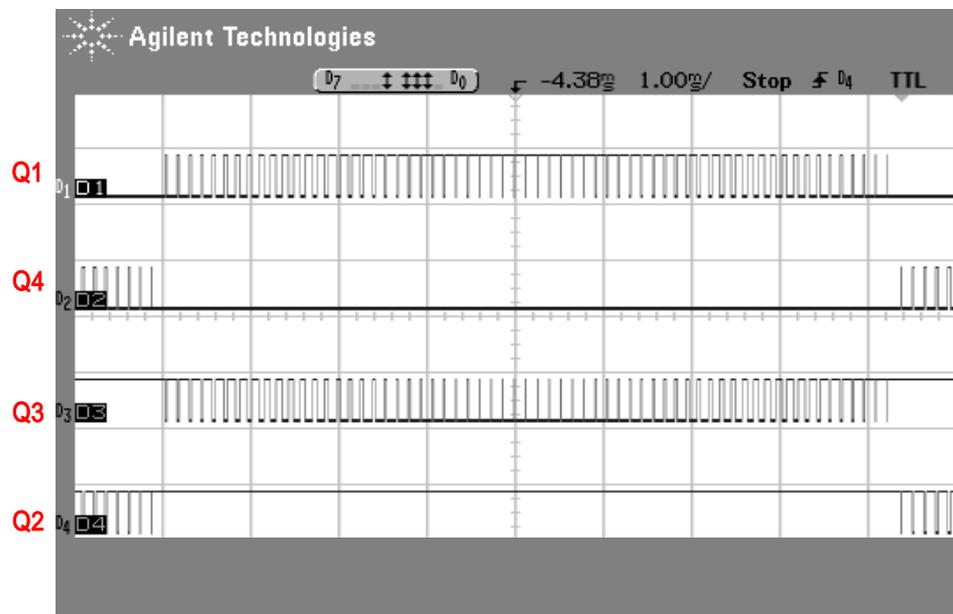


(b)實測波形圖(5V/div ; 2ms/div)

圖 6.12 SPWM 正負全波連續驅動訊號

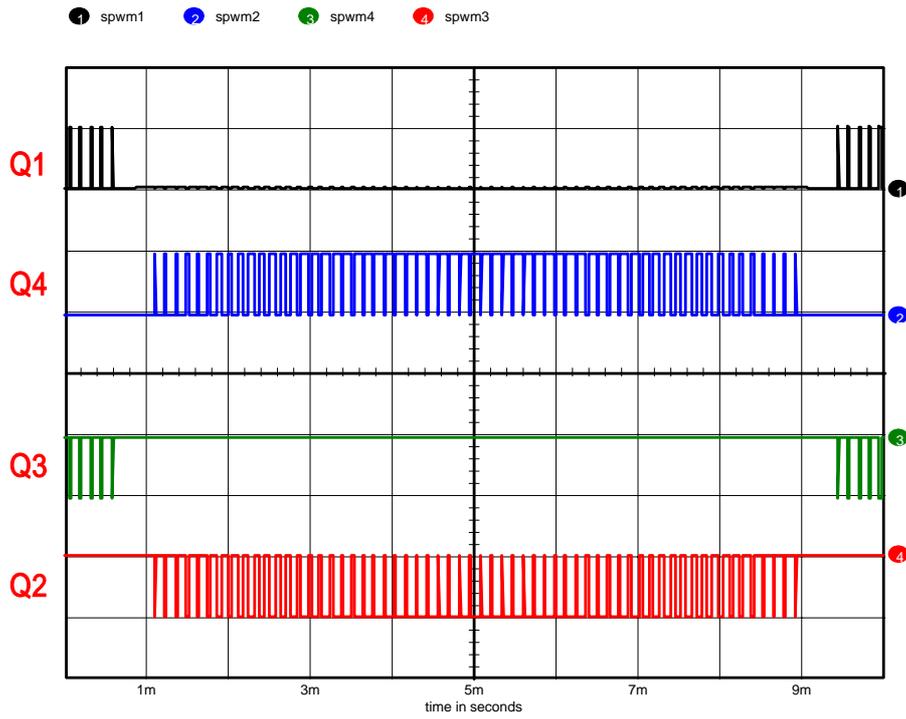


(a) IsSpice 模擬圖 (5V/div ; 1ms/div)

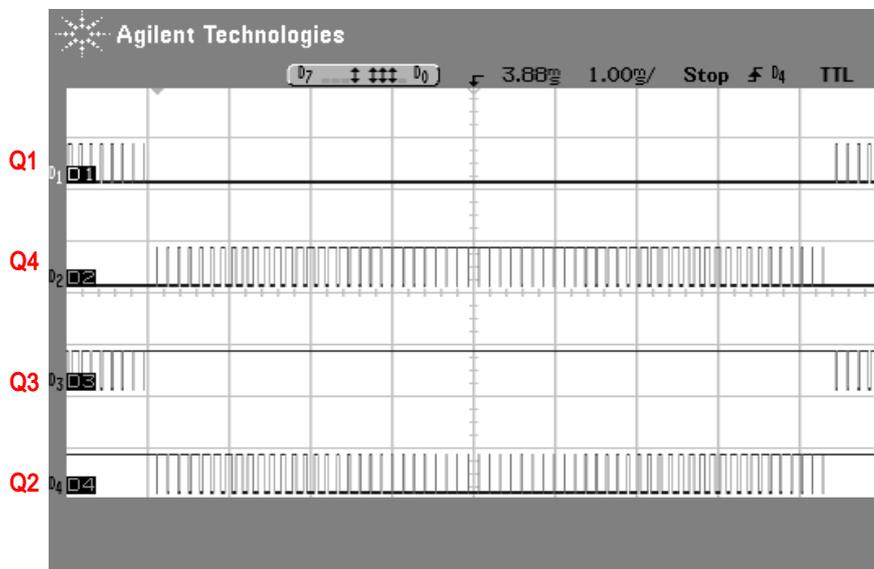


(b) 實測波形圖 (5V/div ; 1ms/div)

圖 6.13 SPWM 正半波驅動訊號

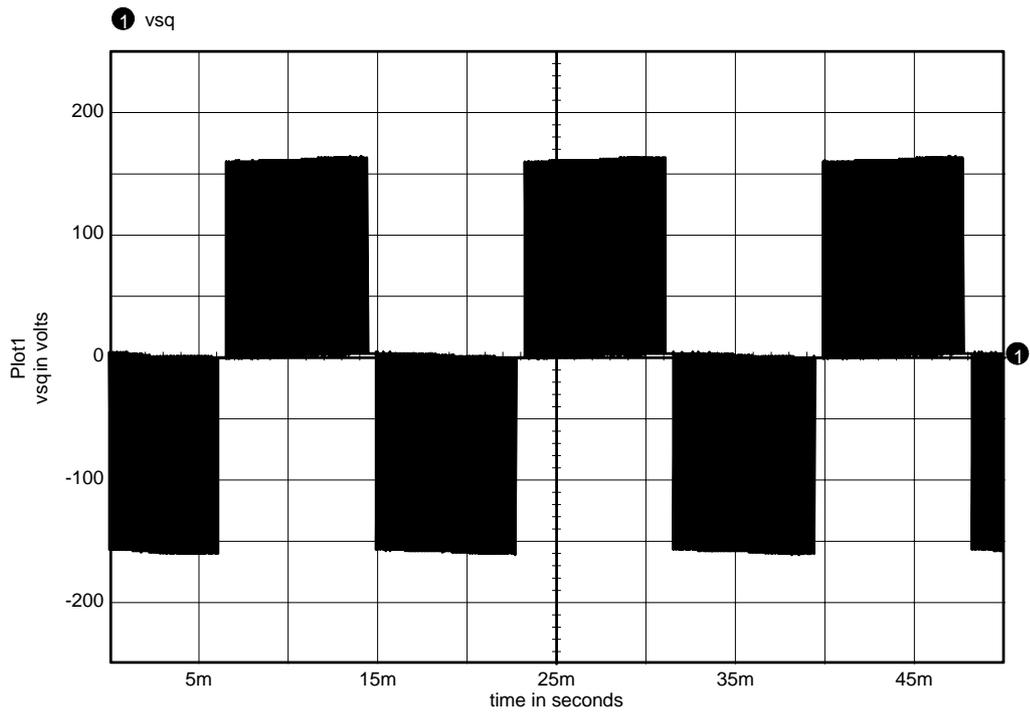


(a) IsSpice 模擬圖(5V/div ; 1ms/div)

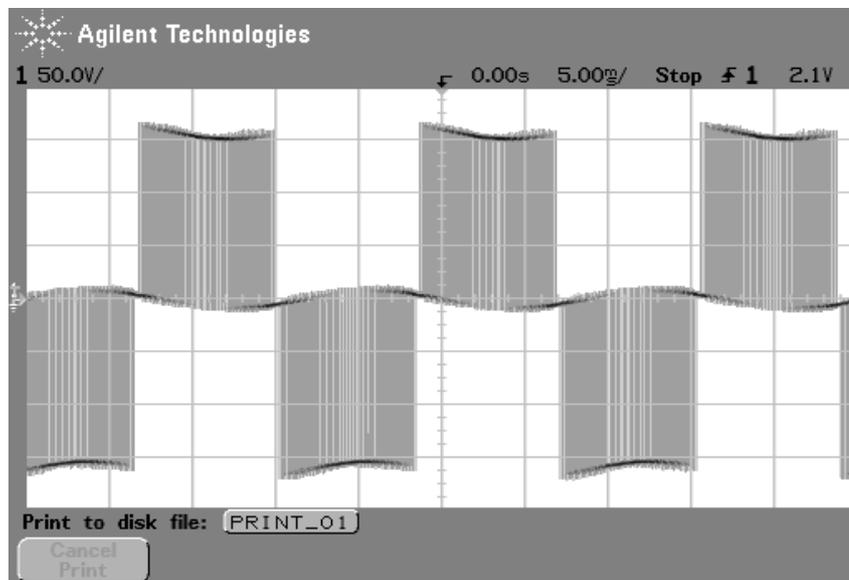


(b) 實測波形圖(5V/div ; 1ms/div)

圖 6.14 SPWM 負半波驅動訊號

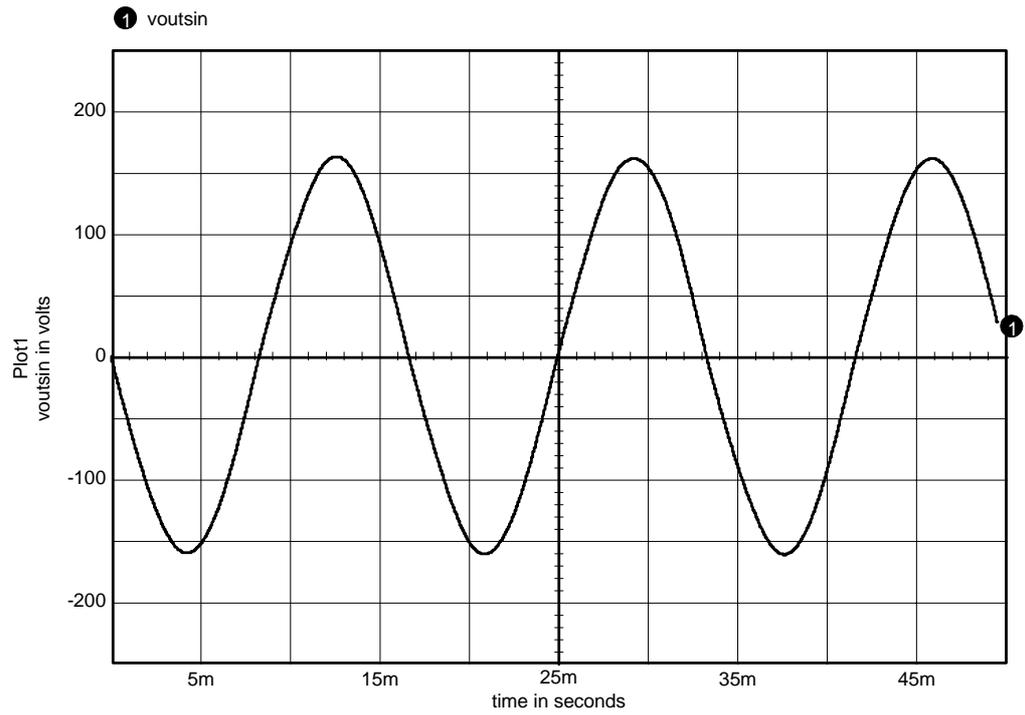


(a)IsSpice 模擬圖(50V/div ; 5ms/div)

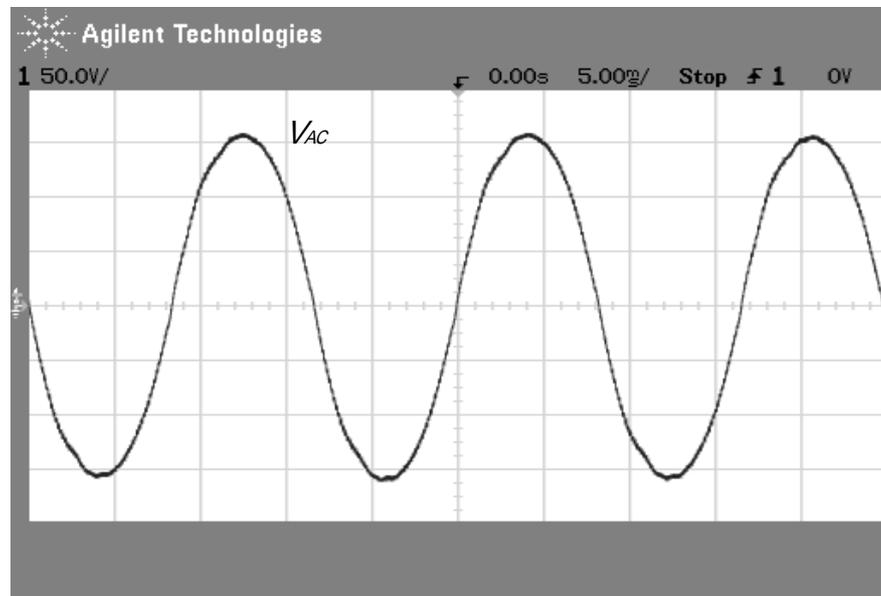


(b)實測波形圖(50V/div ; 5ms/div)

圖 6.15 濾波前之輸出脈波波形



(a) IsSpice 模擬圖(50V/div ; 5ms/div)



(b) 實測波形圖(50V/div ; 5ms/div)

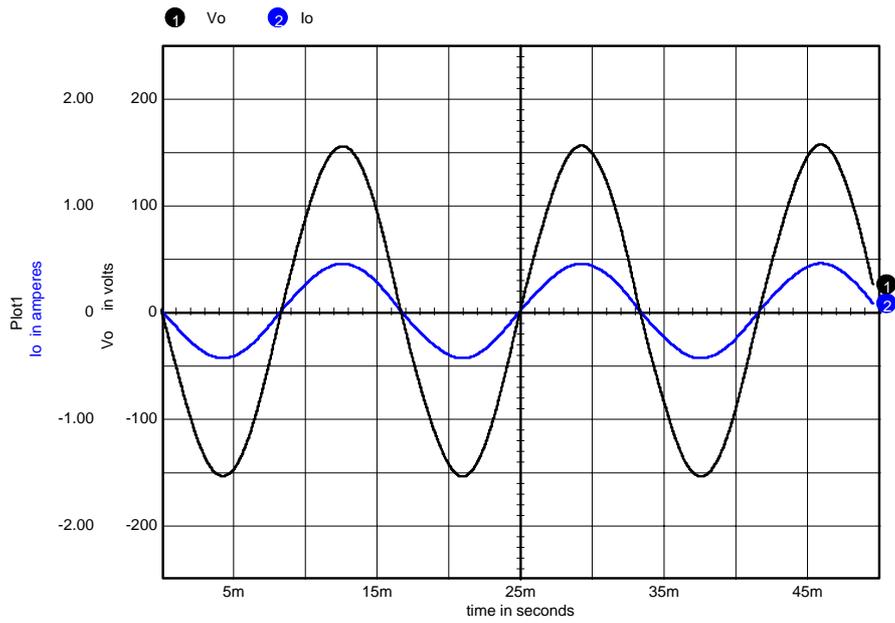
圖 6.16 濾波後之輸出電壓波形

6.3 輸出負載之模擬與實驗結果

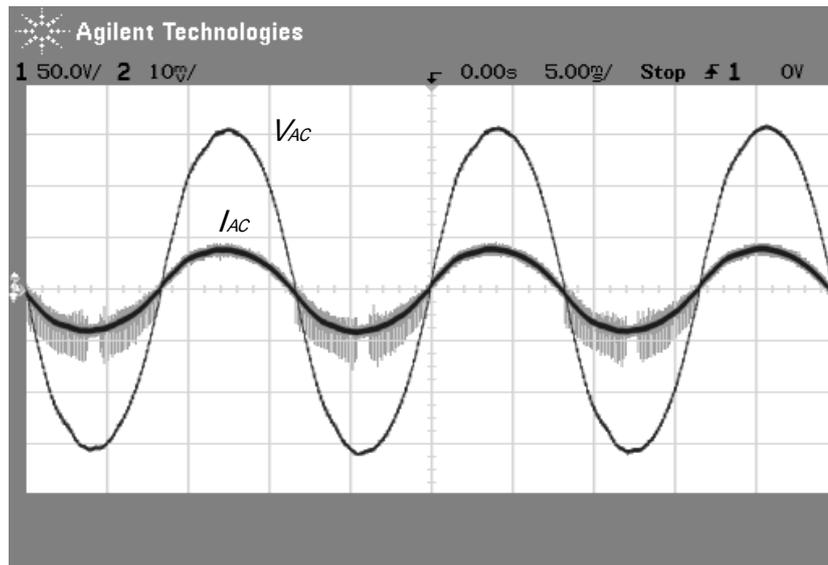
在實物製作與量測上，則以表 6.1 之系統規格為依據，分別以 40W 與 60W 之燈泡為負載，對轉換器作實際之測量：

表 6.1 系統規格表

系統規格	輸出功率	80W
	輸入電壓	18V (DC 直流輸入)
	輸出電壓	110V (60Hz 交流正弦輸出)
	效率	>80%
昇壓式-返馳式 轉換器	開關元件	MOSFET RFP50N06 (50A/60V)
	PWM 切換頻率	38KHz
	輸出濾波電容	100uF/250V
	高頻變壓器匝數比	1 : 11
	開關元件	MOSFET IRF630 (9A/200V)
全橋式轉換器	SPWM 切換頻率	7.69KHz
	輸出濾波電容	2uF
	輸出濾波電感	8mH

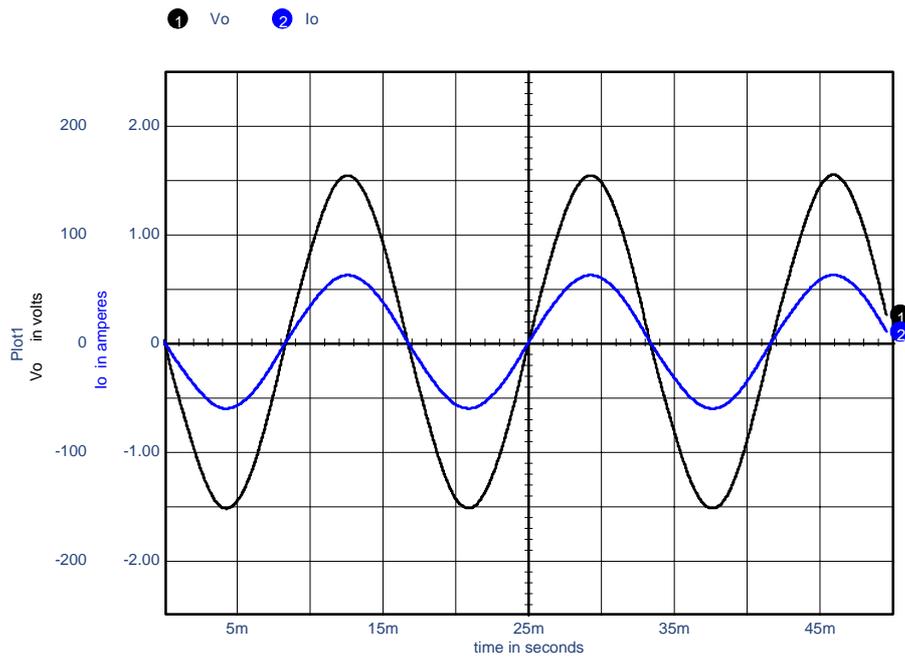


(a) IsSpice 模擬圖 (50V/div ; 0.5A/div ; 5ms/div)

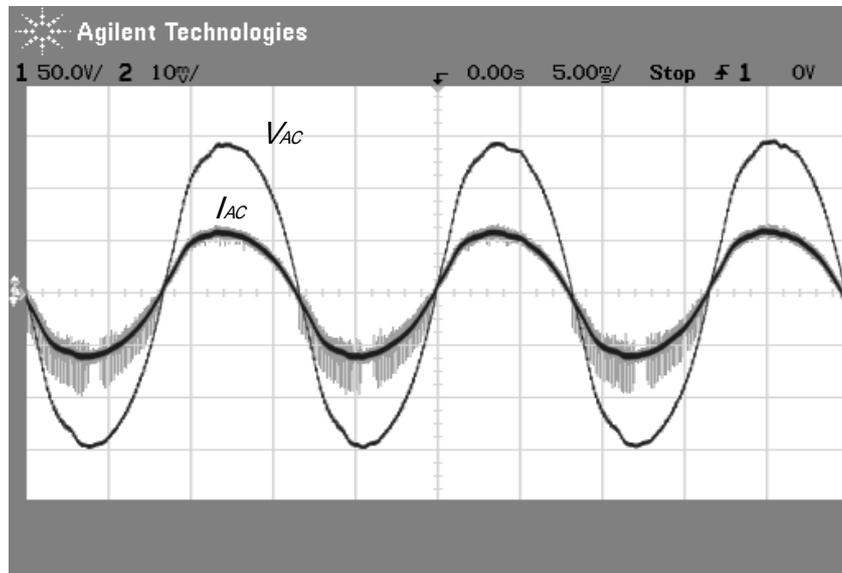


(b) 實測波形圖 (50V/div ; 0.5A/div ; 5ms/div)

圖 6.17 加載後之輸出電壓與電流波形 (40W)



(a) IsSpice 模擬圖(50V/div ; 0.5A/div ; 5ms/div)



(b) 實測波形圖(50V/div ; 0.5A/div ; 5ms/div)

圖 6.18 加載後之輸出電壓與電流波形(60W)

6.3 系統運作

圖 6.19 是系統之雛型製作，圖 6.20、圖 6.21、圖 6.22 則是系統運作中。

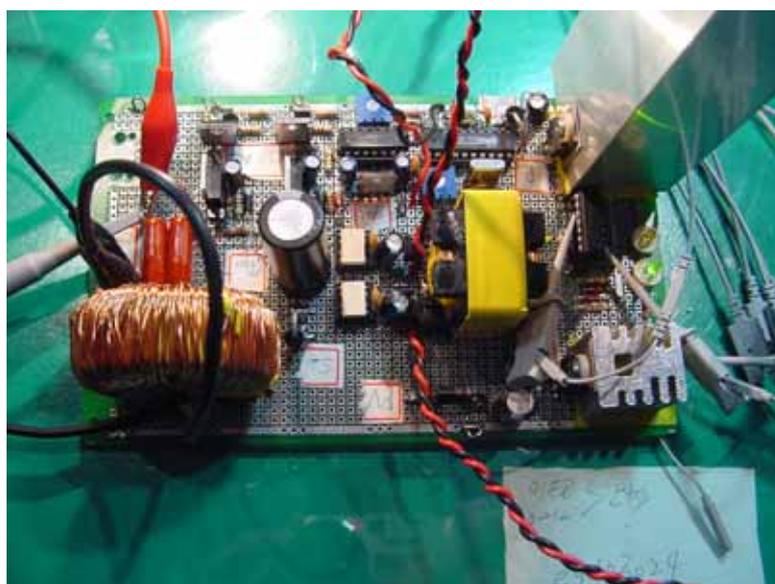


圖 6.19 系統之雛型製作

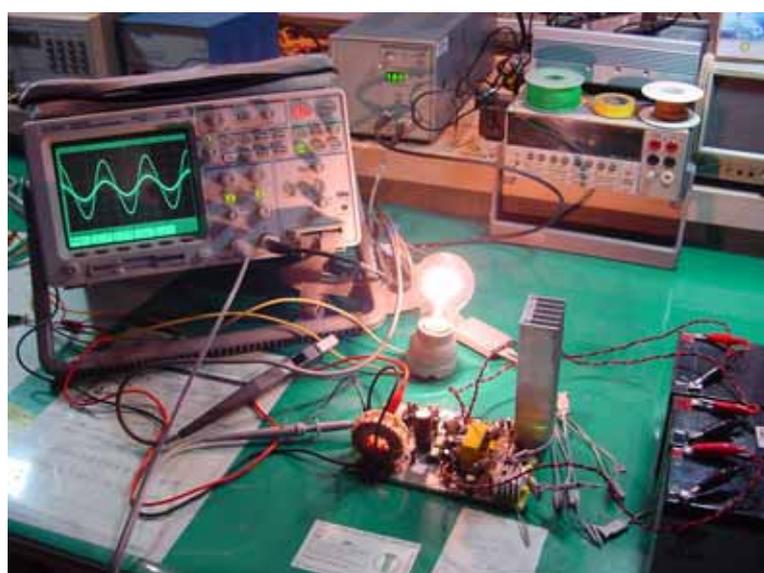


圖 6.20 系統運作圖之一

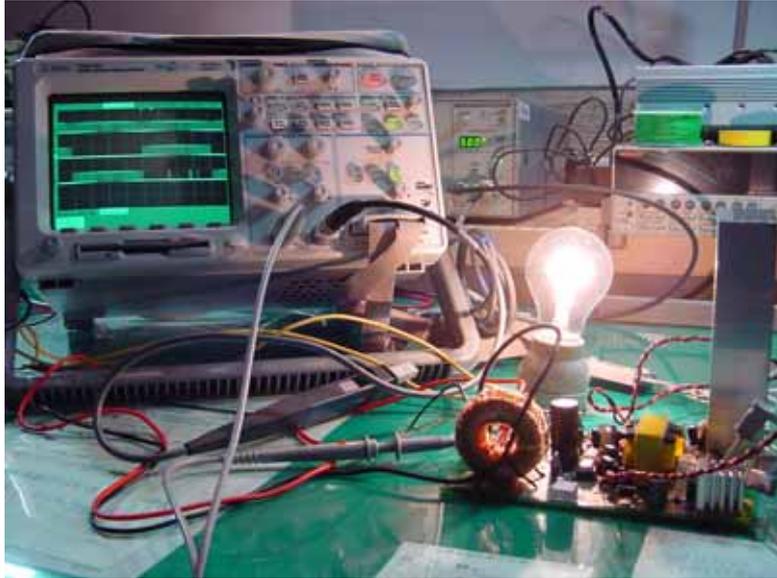


圖 6.21 系統運作圖之二

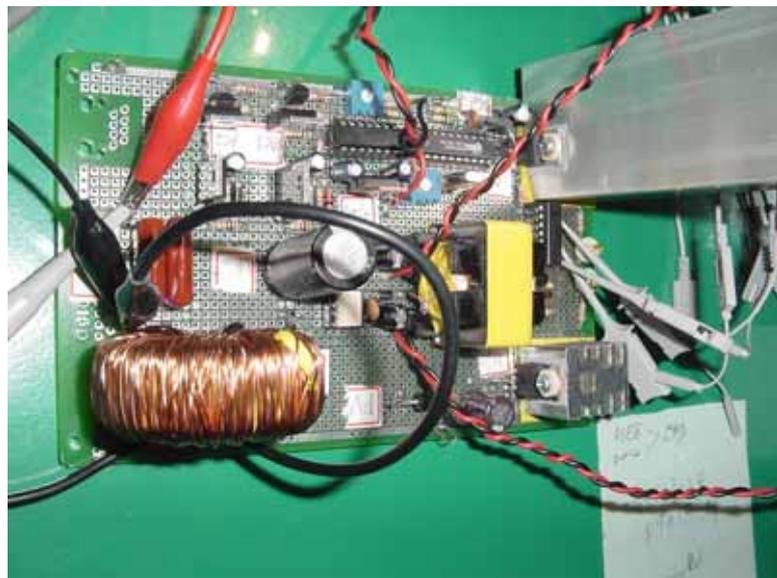


圖 6.22 系統運作圖之三

第七章 結論與未來研究方向

7.1 結論

本論文完成了一新型高效率、高壓電磁耦合昇壓式-返馳式轉換器(Boost-Flyback converter)，其工作原理相似於一含有主動箝位之返馳式轉換器，漏磁能量可再循環利用於輸出端，並有效減低開關元件之額定值，適用於低功率之電力應用。電路作用中，太陽能電力是利用第一階段之昇壓轉換迴路以提供蓄電池充電的能量，而在第二階段，則將次級圈之返馳能量的電力提供一高壓至輸出端，而初極圈所含之太陽能電力與激磁能量，將向蓄電池執行充電，並串接次級圈所生之能量，產生一高壓電力。轉換器的特性呈現了高效率，高電壓增益，且減低功率元件之電壓應力之架構，同時因採用單晶片微處理控制器，電路上與一般之電力轉換器[39,42,43]，需用 PWM 控制專用 IC 及其他相關之複雜電路則精簡了很多，但在效率上卻不因此而降低。

7.2 未來研究方向

提高效率是節約能源的方法之一，電力轉換器之發展與應用不但要有成本考量，亦要有效改善且提昇轉換效率，因此除了在架構上的改良，同時在控制電路的設計與處理亦要相對的配合，如利用高速的數位信號處理器(DSP)晶片來監控系統，使得系統的反應速

度更快，且正確可靠；另對於同步整流技術的探討，以及高功因之功率轉換器，並符合高效率及高功率密度之需求，使得轉換器之輸出能量可達市電並聯使用的目標，以期在太陽能電力之應用上能獲得更理想的效能應用。

參考文獻

- [1] 鄭振東編譯，“交換式電源手冊”，全華科技圖書股份有限公司，90年12月。
- [2] 謝沐田編著，“高低頻變壓器設計”，全華科技圖書股份有限公司，91年2月。
- [3] 鄭大森編著，“Pspice 視窗版 Design Center 在電力電子上的應用”，全華科技圖書股份有限公司，91年10月。
- [4] 鄭培睿編著，“電力電子分析與模擬”，全華科技圖書股份有限公司，91年11月。
- [5] 吳財福、張健軒、陳裕愷，“太陽能供電與照明系統綜論”，全華圖書有限公司，92年2月。
- [6] 莊嘉琛，“太陽能工程-太陽電池篇”，全華科技圖書股份有限公司，92年3月。
- [7] 黃秉鈞，“生生不息的再生能源”，科學發展 2002年7月，355期。
- [8] 張品全，“太陽電池”，科學發展 2002年1月，349期。
- [9] 吳財福，“太陽能電源系統及應用”，電子月刊第三卷第十一期。
- [10] 吳財福、吳永駿、余德鴻，“調光電子安定器”，全華圖書有限公司，87年5月。
- [11] Erickson, R.W., and Maksimović, D.: ‘Fundamentals of power electronics’, 2nd Edn. (John Wiley, New York, USA, 1950), pp. 39-55.
- [12] Mohan, N., Undeland, T.M., and Robbins, W.P.: ‘Power

electronics', 2nd Edn. (John Wiley & Sons Inc., New York, USA, 1995), pp. 172-178.

- [13] Hart, D.W.: 'Introduction to power electronics', (Prentice-Hall, New York, USA, 1964), pp. 212-214 .
- [14] Zhao, Q., Tao, F., Lee, F.C., Xu, P., and Wei, J.: 'A simple and effective method to alleviate the rectifier reverse-recovery problem in continuous-current-mode boost converters', IEEE Trans. Power Electron., 2001, 16, (5), pp. 649-658.
- [15] Wang, J., Dunford, W.G., and Mauch, K.: 'A comparison of modified boost converters with continuous inductor current mode and ripple free input current with conventional converters'. IEEE Industry Applications Conf., New York, NY, USA, 1996, pp. 878-885.
- [16] Cheng, D.K.W., Liu, X.C., and Lee, Y.S.: 'A new improved boost converter with ripple free input current using coupled inductors'. IEE Int. Conf. on Power electronics and variable speed drives, London, UK, 1998, pp. 592-599.
- [17] Wang, J., Dunford, W.G., and Monrad, K.: 'Analysis of a ripple-free input-current boost converter with discontinuous conduction characteristics'. IEEE Trans. Power Electron., 1997, 12, pp. 684-694.
- [18] Wang, J., Dunford, W., and Mauch, K.: 'Modified boost converter with continuous inductor current mode and ripple free input current'. IEEE Power Electronics Specialists Conf., New York,

NY, USA, 1996, pp. 390-396.

- [19] Zhao, Q., Tao, F., and Lee, F.C.: 'A front-end DC/DC converter for network server applications'. IEEE Power Electronics Specialists Conf., Piscataway, NJ, USA, 2001, pp. 1535-1539.
- [20] Zhao, Q., Hu, Y., Lee, F.C., Sabate, J.A., and Li, F.: 'A high efficiency DC/DC converter as the front-end stage of high intensity discharge lamp ballasts for automobiles'. Power Electronics and Motion Control Conf. (PIEMC 2000), Beijing, China, 2000, 2, pp. 752-756.
- [21] Zhao, Q., Tao, F., Hu, Y., and Lee, F.C.: 'Active-clamp DC/DC converters using magnetic switches'. Applied Power Electronics Conf. (APEC 2001), Piscataway, NJ, USA, 2001, 2, pp. 946-952.
- [22] Cople, E.J., and Heights, A.: 'High Efficiency DC Step-up Voltage Converter'. US Patent'. 5 929 614, July 1999.
- [23] Lee, Y.S., and Lin, B.T.: 'Adding active clamping and soft switching to boost-flyback single-stage Isolated power factor corrected power supplies', IEEE Trans. Power Electron., 1997, 12, (6), pp. 1017-1027.
- [24] Duarte, C.M.C., and Barbi, I.: 'An improved family of ZVS-PWM active-clamping DC-to-DC converters', IEEE Trans. Power Electron., 1997, 117, (1), pp. 1-7.
- [25] Finney, S.J., Williams, B.W., and Green, T.C.: 'RCD subber revisited', IEEE Trans. Ind. Appl., 1996, 32, pp. 155-160.
- [26] Jieee, C., Smith, K.M., Smedly, K.M., and King, K.: 'Cross

- regulation in flybak conveters: analytic model and solution', IEEE Trans. Power Electron., 2001, 16, pp. 231-239.
- [27] Ćuk, S., and Middlebrook, R.D.: 'Coupled-inductor and other extensions of a new optimum topology switching DC-to-DC converter', Presented at Conf. on Advances in switched-mode power conversion, Pasadena, CA, USA, 2, pp. 331-347.
- [27] 張誌彰, "家用型太陽能供電系統", 國立臺灣大學電機工程學系研究所 碩士論文, 民國 89 年 6 月。
- [28] Mohan • Undeland • Robbins 原著 3th edition, 江炫樟編譯, "電力電子學", 全華科技圖書股份有限公司, 92 年 7 月。
- [29] 柯廷明, "EM-78 系列單晶片原理與實例應用", 旗標出版股份有限公司, 1996。
- [30] 王宜楷, "單晶片為控制器 EM78x56", 宏友圖書開發股份有限公司, 1998。
- [31] 曾清標, "單晶微電腦 EM78P458/EM78P459 實作入門與應用", 儒林圖書公司, 2003。
- [32] <http://www.emc.com.tw/twn/products.htm>
- [33] <http://www.pvproject.com.tw/index.html>
- [34] 林志一、曾龍圖, "IsSpice Version 8 交談式電路模擬分析與應用", 全華科技圖書股份有限公司, 1998。
- [35] Guichao Hua, Ching-Shan Leu, Yimin Jiang, and Fred C.Y.Lee 'Novel Zero Voltage Transition PWM Converters', IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 9, NO.2, MARCH 1994.

- [36] TSAI-FU WU,CHIEN-HSUAN CHANG,YONG-JING WU, 'Single-Stage Converters for PV Lighting System with MPPT and Energy Backup', IEEE TRANSACTIONS ON AEROSPACE AND ELECTRONIC SYSTEMS VOL. 35,NO.4 OCTOBER 1999.
- [37] Chin-Chiang Hua, Meng-Yu Lin 'Study of Fast Characteristics of Battery for Electric Vehicle and Implementation of Charging Monitoring System', 中華民國第二十一屆電力工程研討會。
- [38] K.C. Tseng and T.J. Liang 'Novel high-efficiency step-up converter', IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 151, No 2, March 2004.
- [39] 曾國境，“新型高效率電力轉換器之研製”，大葉大學電機工程研究所碩士論文，民國88年6月。
- [40] 梁適安，“交換式電源供給器之理論與務設計”，全華圖書有限公司，90年9月。
- [41] George C. Chryssis 原著梁適安譯，“高頻交換式電源供應器原理與設計”，第二版，全華科技圖書股份有限公司，84年。
- [42] 余森桂，“太陽能多功能充放電控制器之研究”，大葉大學電機工程研究所碩士論文，民國91年6月。
- [43] 李政勳，“小型太陽光電能能量轉換系統之研製”，國立中山大學電機工程學系研究所 碩士論文，民國91年6月。