國立臺灣師範大學應用電子科技學系

碩士論文

指導教授：呂藝光 博士

獨立充電儲能系統設計

Design of A Stand Alone Energy Harvesting System

研究生：李 承 洲 撰

中 華 民 國 一 百 零 一 年 七 月

獨立充電儲能系統設計

學生：李 承 洲　　指導教授：呂藝光 博士

國立臺灣師範大學應用電子科技學系碩士班

摘　　要

本論文主要利用超級電容當作獨立充電儲能系統，硬體系統不需要連接任何外部電源裝置及電池供電，除此之外自充電/自供電電路有自動關閉概念，本論文電路設計概念主要以自主性、低成本和低汙染構想為出發點，本論文採用前饋式充電，可以省略電壓/電流迴授電路，降低整體電路複雜度及成本，由於前饋式充電系統與自充電/自供電電路都與輸出電壓特性有相關，所以本論文會詳細探討兩者系統參數特性，最後本論文也會使用數學模擬及實驗數據來驗證。

關鍵字：綠色能源，升壓轉換器，超級電容

Design of A Stand Alone Energy Harvesting System

Student：Cheng-Chou Li　　Advisors：Dr. Yih-Guang Leu

Institute of Applied Electronics Technology
National Taiwan Normal University

ABSTRACT

This thesis deals with a stand-alone super capacitor charging system. The stand-alone system contains a self starting /self powering circuitry which allows the system power to be turned off while not in use. This proposed system does not use batteries or have a connection to a main power utility; it constitutes a true stand-alone, low maintenance and pollution free system. Additionally, it proposes a feed forward charging scheme to eliminate the needs of using voltage feedback, current feedback, or both, and hence reduces electronic complexity and cost of the charger. A detailed analysis of the feed forward charger, and the self-starting/self power circuitry was carried out to obtain the relationship between the system parameters and the outputs of the system. This thesis also presents simulation results and experimental data to reveal performance of the charger and the self-starting /self powering circuitry.

Keywords: Green Power, Step-up Converter, Super Capacitor

誌　　謝

從大學到研究所六年求學期間，非常感謝我的指導教授呂藝光博士，謝謝呂老師專業指導及個人經驗分享，呂老師曾說過每一句重要人生哲理，學生在台師大求學過程受益良多，在面對各種人生瓶頸或待人處事，都變得更成熟，還要感謝華夏技術學院的黃棟洲老師與何昇運老師，在碩班期間擔任共同指導，以專業細心指導學生，所以本論文得以順利完成，也感謝口試委員李永勳老師、曹昭陽老師、張原彰老師和王偉彥老師對本論文的教導與指正，使論文更加完善。

最後謝謝家人不斷給予支持及鼓勵，無論物質或心理都默默給予肯定，也要感謝在碩班求學過程中學長高嘉良、楊皓程、邵皓勇、林正義、呂偉誠、李政霖、潘建宏、陳弼廣；同學黃克勤、汪志宇、林育正；學弟林裕勝、黃嘉煒、陳碩甫、溫彥侯、陳拱北、李典融的幫忙及建議，若文章有忘記感謝曾經幫助我的人，謹以此論文獻給所有關心我的人。

目　　錄

圖　目　錄

表 目 錄

第一章　緒 論

本章節主要說明可攜式電子產品外觀設計以輕、小、薄為主軸，所以電子產品的電源裝置也跟隨市場需求改變，再加上現今能源短缺，而許多國家紛紛投入開發綠色產業響應環保意識，本論文主要研究獨立充電系統，透過再生能源的振動能結合零污染超級電容當作儲能系統，所以在本章節會簡易介紹振動能基本特性，最後描述硬體架構工作流程、詳細電路理論分析與硬體實驗結果會在第三章與第四章分別詳細說明。

1.1 研究背景與動機

現今科技時代可攜式電子產品(Portable Electronics Devices)不斷推陳出新，例如：智慧型手機、隨身碟、平板電腦等，可攜式電子產品外觀設計以重量輕、體積小、厚度薄當作追求目標，除此之外可攜式電子產品軟硬體功能也不斷提升，例如：衛星定位、行動通訊、文書處理等，所以在電源裝置設計成為值得探討問題，目前可攜式電子產品都使用一次性或充電性的電池當作供給電力，但是電池內部含有電解質會造成環境汙染，而電源裝置如何設計達到外觀需求、穩定供電給多餘耗電的元件及符合環保意識，目前許多國家面對能源缺乏問題及環保意識時成立專案小組，並且規範廢電池棄置條例和長時間投入尋找無汙染的潔淨能源，潔淨能源指在無任何電源或電池裝置系統時，採集生活周遭自然能源轉換成電能，即稱為綠色能源，例如：走路壓電能、自然光太陽能、揮手振動能等，再進一步提高能量轉換效能。

本論文能量採集使用振動能方式，振動能發電可以分靜電式、電磁式、壓電式三種，在一個平衡系統受外力干擾，產生回復力造成物體來回運動，即稱為振動現象，振動能以壓電材料當作轉換電力的媒介，壓電材料具有重量輕、雜訊小、產出能量大的優點，故已經廣泛應用光電、電子、醫療、通訊等相關領域如表 1-1[1][2]，而基本能量採集系統架構可以分成四個主要部分，含有能源採集裝置、自然能源轉換電能系統、電能控制系統、負載接收系統，透過採取生活周遭能源中間過程能源轉換電路，再經過控制器調整輸出電壓供給負載如圖 1-1[3]，由於振動能採集技術是近幾年才提升，相關振動能電源管理的研究，已有許多專

家紛紛投入探討，所以本論文系統設計除了振動能採集電路也結合以超級電容為主的儲存系統。

表 1-1. 振動能發電產業[2]

壓電式	靜電式	電磁式
Soundpower	OMROW	M2E Power
IMEC	村田	Enocean
Cedrat	三洋電機	Perpetuum
Volture	Sanyo Electric	

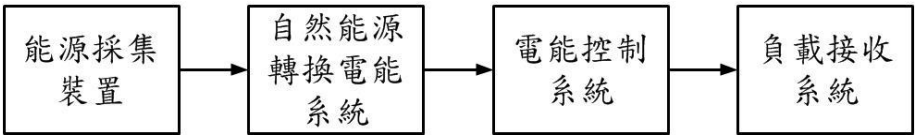


圖 1-1. 基本能量採集系統架構圖[3]

超級電容擁有快速充放電特性且不會造成環境汙染，適用於低負載的可攜式 3C 電子產品，超級電容容量是一般電容的 200 倍，且充放電率比鋰離子電池高，除此之外安全性佳、循環壽命及保存期限長，隨著產品需求與研發技術進步，發展出高導電固態電容，具備低成本、製作簡單、結晶性好，可以解決在高溫使用會有揮發或爆漿的問題[4]，所以超級電容可以應用在惡劣環境，故本論文提出一個獨立充電的儲能系統，設計概念以綠色能源構想為主，利用超級電容取代汙染性電池，達到符合環境保護意識。

1.2 研究方法

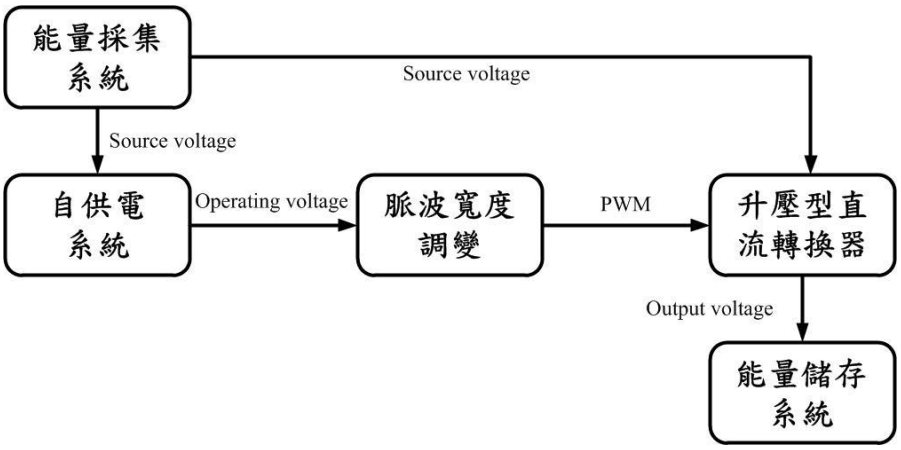


圖 1-2. 獨立自我充電的超級電容儲能電路架構圖

本論文電路設計以前饋型方式且減少使用元件達到降低電路複雜度為主構思，其整體系統架構主要可以分成四大部分，含有能量採集系統、自供電系統、脈波寬度調變電路、升壓型直流轉換器組成如圖 1-2，所以本論文先對自供電系統及脈波寬度調變電路做相關研究，並且比較搜尋到相關電路的複雜度及操作電壓範圍，最後以複雜度較低的電路作為本論文系統設計參考，本論文振動能發電採用小型手壓發電機提供電力，再透過整流及濾波訊號處理產生直流電壓，當作自供電系統與升壓型直流轉換器電源來源，所以本系統不需要靠任何外部電源或電池裝置供應，除此之外自供電系統也含有簡易儲存電路，其功能維持脈波寬度調變電路的操作電壓，所以本系統整體有兩個能量儲存電路，而自供電系統是被動電路，即跟隨能量採集系統關閉，減少不必要元件的功率消耗，本論文先做電路整體分析及模擬，再依據獲得數據資訊設計及實現硬體電路，最後會根據量測數據執行資料驗證及比較，可以使工作電壓與電留在超級電容允許工作範圍內。

1.3 章節簡述

本論文總共分為五個章節，主要內容包括：

第一章　緒論：

說明本論文的研究背景、動機、方法及章節簡述。

第二章　綠色能源發電與儲能系統：

介紹綠色能源發電原理及綠色產業發展趨勢，除此之外介紹超級電容儲能特性及應用。

第三章　電壓轉換於儲能裝置的應用：

介紹基本直流轉換器特性，並且針對直流轉換器與儲能系統結合技術作說明。

第四章　自我充電的超級電容儲能系統：

介紹本論文所提出方法與硬體架構，並且針對理論與實驗兩者作為探討。

第五章　研究結論與未來展望：

總結本論文的研究並提出未來研究發展方向及目標。

第二章　綠色能源發電與儲能系統

由於目前能源面臨困乏的危機，紛紛許多國家投入研究綠色能源採集技術，所以本章節會先引導說明綠色產業發展趨勢及目前政府推動綠能政策，而常見能量儲存裝置的能量來源主要由再生能源的太陽能、風力、振動能因為生活周遭容易取得，所以本章節會分別介紹太陽能、風力、振動能三種發電系統架構、能量採集困難處及儲能效益，儲能裝置種類多樣而新型儲能裝置以電池儲能系統、高階電容器兩者為主，所以會在本章節最後探討超級電容、電解電容、充電電池三者差別。

2.1 綠色產業

因為全球各國能源短缺，而各國紛紛陸續推動綠色能源政策與節能減碳方針，所以綠色能源產業成為這幾年新興產業，而我國本身天然資源貧乏，所以在能源使用易受國際情勢影響，為了解決能源短缺問題，政府相關各單位擬定落實穩定國內能源供應需求方針，除此之外也推動再生能源及綠色能源各項方案。

我國規劃重點研究綠能產業含有太陽光電、LED 照明光電、風力發電、生質燃料、氫能與燃料電池、能源資通訊及電動車輛等，訂定 2015 年綠色能源產業產值可以達到兆元目標，且政府通過「國家節能減碳總計畫」[5][6]，主要是希望可以透過各單位力量及彼此互相協調，增加台灣在國際綠能產業的競爭力，也提升國內綠能產業的相關就業機會。

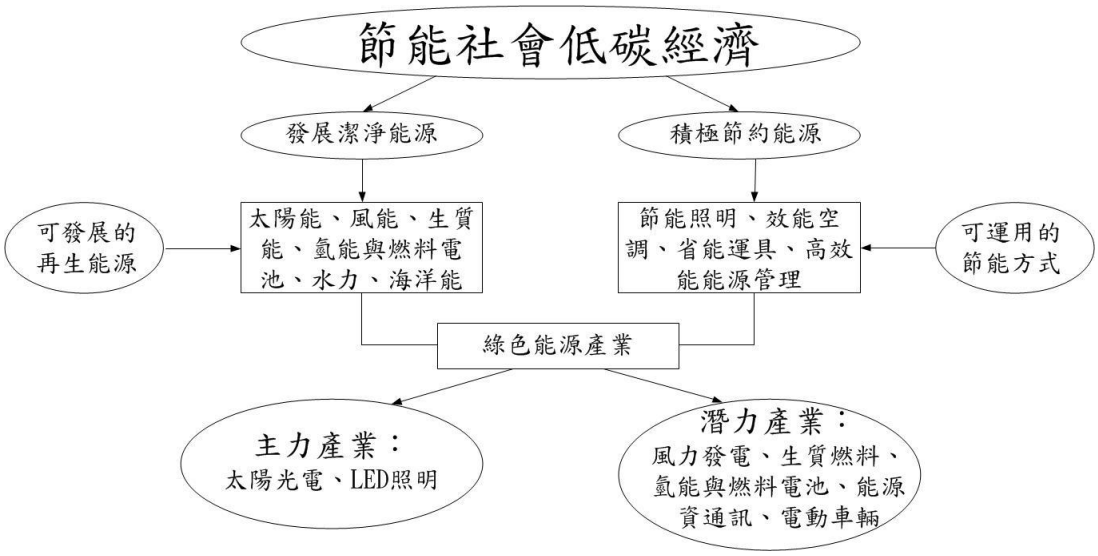


圖 2-1.我國綠色能源產業發展布局[6]

政府 87 年 05 月邀集相關領域專家成立新能源及潔淨能源研究所開發規畫小組，且每年編列新台幣三十億元輔助潔淨能源及綠能產業發展如圖 2-1，在全國經濟發展會議，針對綠能不同使用方式、保護潔淨能源開發，作為研發、應用，於 90 年 5 月持續進行提升能源生產力，而每年達 1.2%目標產值，經過政府過去規劃國家節能減碳總計畫內 18 項標竿，完成幾項目標[5] [6]：

(1) 太陽光電電池產量全球第三大、LED 產業產值全球第二大。

(2) 發展綠能產業，提升我國 5.4%產業新生命力。

(3) 2011 年領先亞洲各國完成大型太陽光電電廠建造。

(4) 2009 年建立 AMI 基礎架構，開創智慧節能時代。

2.2 太陽能發電

目前國內外對風力發電相關研究，可以從 1800 年追溯由柏克萊氏發現光電效應開始，1954 年貝爾實驗室不斷改良矽晶體材料，生產太陽能電池模組，1976 美國 CA 公司將太陽能電池廣泛應用於計算機、手錶等電子產品，由於太陽能發電成本比其他再生能源還要貴，所以近十年來政府在政策上給予資助，促進太陽能發電發展及降低成本[7]。

太能發電儲能系統主要功能將多餘產生能量儲存及維持供電穩定，所以儲能技術有兩個重要課題：1、如何將太陽能有效轉換成電能；2、如何減少能量轉換過程中損失，以最大功率追蹤控制方法為最有效儲能控制方法，其技術主要是依據太陽能不同工作環境能夠自動調整輸出，最大功率追蹤控制方法有增量電導法、滯環比較法、擾動觀察法等，其儲能系統架構圖如圖 2-2[8]。

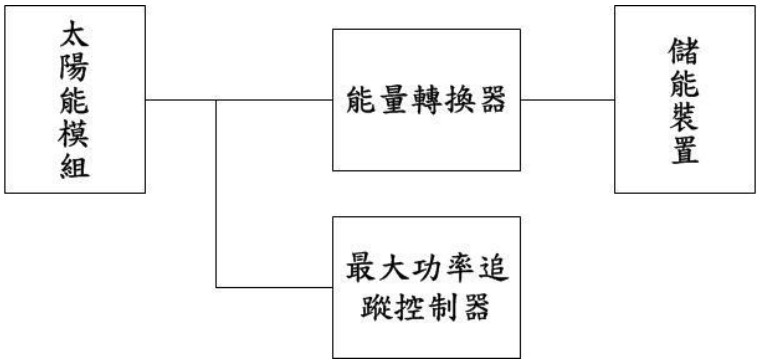


圖 2-2.最大功率追蹤儲能系統架構圖[8]

最大功率追蹤器可以根據不同照度及溫度調整輸出電壓與電流，而能量轉換器再將能量轉換給負載端或儲能裝置，其具有追蹤太陽能板最大功率點功能，如圖 2-3 太陽能模組特性曲線圖，其中V_{OC}是開路電壓、I_{SC}是短路電流、P_{MAX}是最大功率點，當照度強度提高時，短路電流和開路電壓上升，所以在設計太陽能板需要考慮操作環境變化[9][10]。

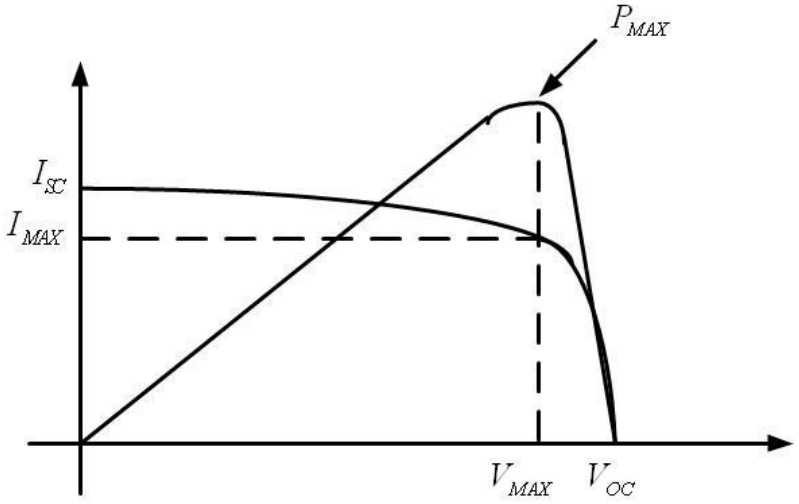


圖 2-3.太陽能模組特性曲線圖[9][10]

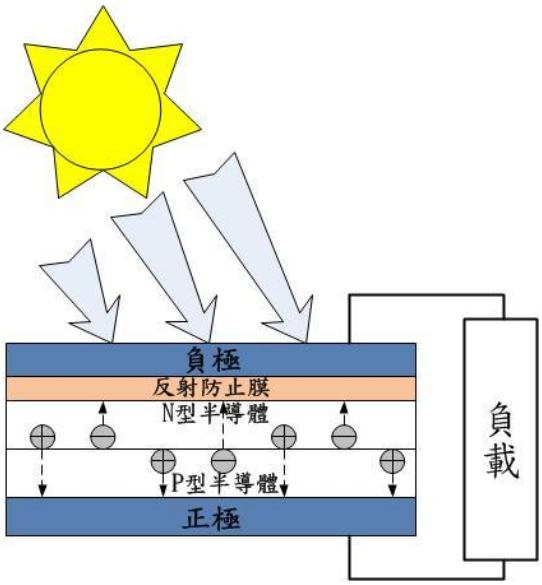


圖 2-4.太陽能電池示意圖[4]

太陽能發電系統主要由太陽能電池模板、電力調節器、儲能系統三個組成，原理透過太陽直射後把光能量轉成電能，所以光電能量越高則獲得電能越多，如圖 2-4 [7][4]，而太陽電池研究至今已經發展許多種類，以下是太陽能發電優點：

(1) 不受地域限制：

由於太陽能是屬於分散型發電，所以適用於海島型、高山型的地理位置。

(2) 清潔能源：

因為太陽距離地球約$1.5\times10^{8}km$，所以不受有害放射線影響，沒有溫室效應問題。

(3) 提供無窮能源：

由於太陽能不受地域性限制，所以是無所不在的能源。

太陽能發電系統分成獨立型(stand-alone)、並聯型(grid-connected)、混合型(hybrid)三種：

(1) 獨立型發電：

不需要和額外發電網路系統連結，可以獨立輸出電壓對蓄電池充放電，獨立型太陽能發電系統架構圖如圖 2-5[9][11]：

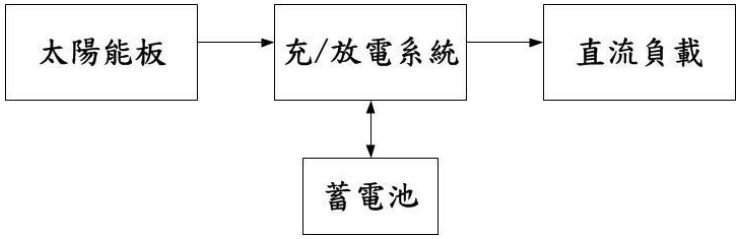


圖 2-5. 獨立型太陽能發電系統架構圖[11]

(2) 並聯型發電：

結合發電配電網路輸出電力，不需要儲能裝置，且供電可靠度較高，並聯型太陽能發電系統架構圖如圖 2-6[9][11]：

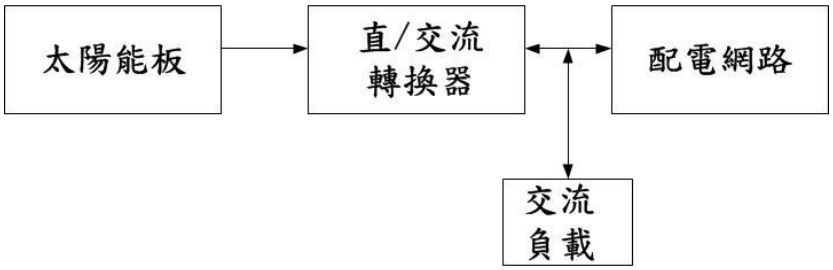


圖 2-6. 並聯型太陽能發電系統架構圖[11]

(3) 混合型發電：

系統架構類似獨立型，不同之處是由多種能源組成發電系統，能源可以包含光電、風力、水力等，而產生電壓儲存於蓄電池，混合型太陽能發電系統架構圖如圖 2-7[9][11]

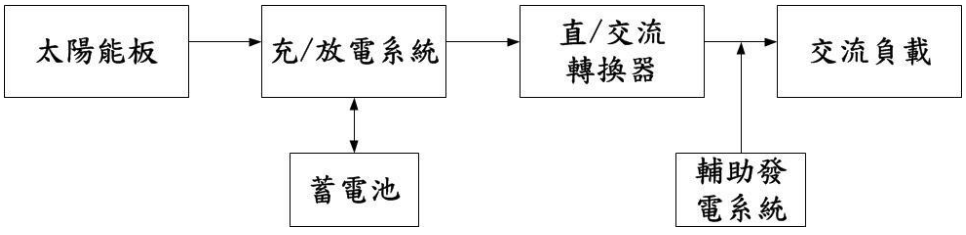


圖 2-7. 混合型太陽能發電系統架構圖[11]

發展綠色能源在環境保護也是重要課題，而根據統計使用太陽能發電每年可以減少 9 公斤的氧化硫、16 公斤的氧化亞氮、2300 公斤的二氧化碳，所以太陽能發電可以改善地球暖化問題[10]

2.3 風力發電

全球風力發電投資金額從2007年的277億美元到2010年增加到425億美元，全球風力發電發展趨勢以離岸式大型機組風力發電為主，主要是因為海上風況較穩定及平均風速較高，2006~2011 年離岸式大型機組風力發電市場成長率提高68%，而政府近幾年促成國內系統商進行國際合作，以提高關鍵元件開發技術、抗颱耐震利基開發技術及系統整合技術，完成自主性離岸式大型機組風力發電系統[12]。

由於風力特性是時有時無所以儲能技術設計概念將超過量儲存於儲能裝置且維持供應,風力發電較常使用儲存方式有二次電池、電解儲存、壓縮空氣儲能，以壓縮空氣儲能方式擷能效率較高及能量轉換損失低，其原理根據風機動力學結合壓縮機理論組合，系統架構由風機、空氣壓縮機及儲存裝置組合如圖 2-8，整體能量轉換只需要經過兩次可以降低風力耗損，且壓力氣瓶比市面電力儲存裝置價格低，所以壓縮空氣儲能擁有成本低、效率高的優點[13]。

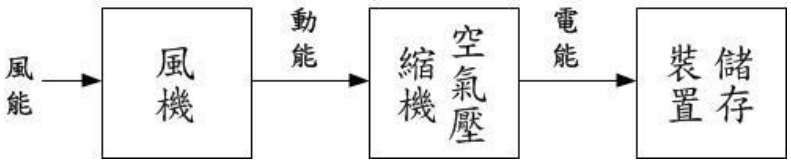


圖 2-8.壓縮空氣儲能系統[13]

風力發電主要由風力輪機、發電機、電力控制/轉換器三個設備組成如圖 2-9，透過組件將風的動能轉換成葉片的機械能再經由電力轉換轉成電能，而風力發電大多會與發電網路做並聯結合，風力發電可以從輸出功率分兩大種類，大型風力發電輸出功率範圍於數百萬瓦到兆瓦,而輸出功率範圍於幾百瓦到萬瓦是小型風力發電機[13]，風力發電適用場合，例如：農場、家庭、路燈，且在離島擁有穩定的風力，所以風力發電在離島最常見。

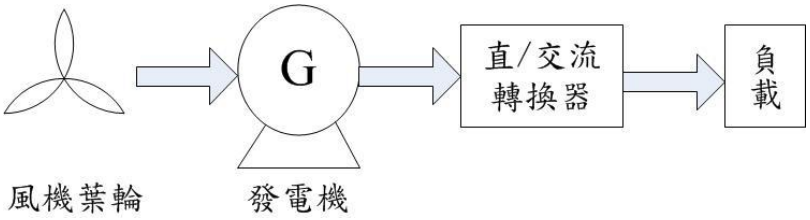


圖 2-9. 風力發電系統基本架構[13]

風力發電系統也可分成獨立型(stand-alone)、並聯型(grid-connected)、混合型(hybrid)三種：

(1) 獨立型發電：

獨立電源供應給直/交流負載,不需要和電力公司的配電網路作結合，優點是架設簡單及成本低,但是系統需要大容量蓄電池當作輔助儲能裝置，而獨立型適用於山區或離島地區，獨立型風力發電系統架構圖如圖 2-10[14][15]：

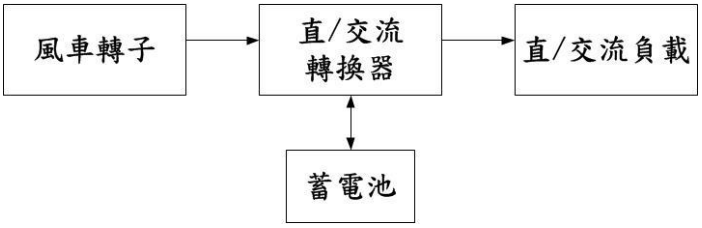


圖 2-10. 獨立型風力發電系統架構圖[14]

(2) 並聯型發電：

與電力公司的配電網路作並接結合,優點是輸出效率高且投資效益也高，並聯型風力發電系統架構圖如圖 2-11[14][15]：

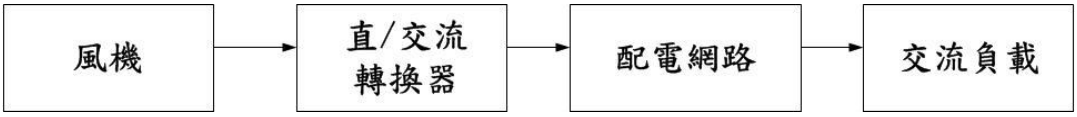


圖 2-11. 並聯型風力發電系統架構圖[14]

(3) 混合型發電：

是獨立型和並聯型結合，所以系統中擁有輔助發電裝置，最常使用太陽能輔助發電裝置,當平時風力發電對蓄電池充電,則利用自動轉換開關，

切換負載電力來源，優點可以降低蓄電池容量、二氧化碳排碳量，且當電力公司跳電時系統仍然不會斷電，但是混合型系統是三者成本最高的，混合型風力發電系統架構圖如圖 2-12[14][15]：

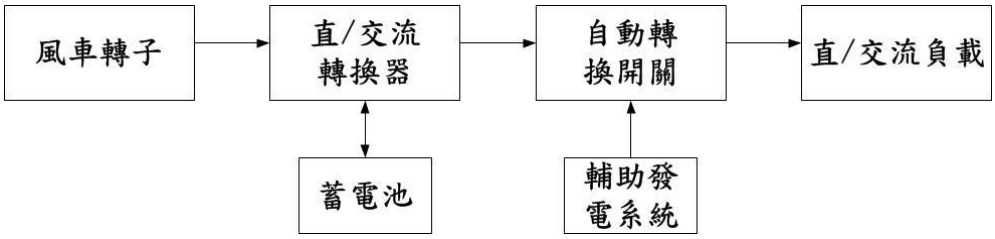


圖 2-12. 混合型風力發電系統架構圖[14]

風力發電產業雖然國內起步較慢，但是經過政府這幾年努力，完成風力產業基本雛型，從原材料、系統設備、營運規劃都分工很明確，政府積極推動幾項風力能源發展及兩岸合作政策，使我國成為全球第八大型風力製造國家，根據能源局的統計資料，至 2012 年 5 月底台灣風力發電總計安裝容量達到 584.8MW(台灣電力公司 286.8MW、民間 298MW)，共計 25 個風場、297 風力發電機組，排名全球第 23，每年約可產生電力 14.04 億度電，可供 35.96 萬戶家庭用電，減少 85.73 萬噸的二氧化碳排放[5]。

2.4 振動能發電

目前國內外對振動能相關研究從各式不同觀點思考提高振福、發電功率等，例如：2001 年由 Glynne-Jones 等人使用相同材料改變不同激發振福，而整體發電功率也跟隨提高[16]，2003 年 Lu 等人觀察不同壓電材料的發電功率，並且統計出最佳電阻值[17]，而根據研究數據結果已經廣泛應用生活產品，在 1988 年 Kymissis 等人應用於鞋子，利用壓電材料因外力造成變形產生電能[18]，在 2004 年 Roundy 等人利用無線發送器產生振動能量，採集此部分能量[19]，在 2008 年 Swallow 等人應用於手套上，也是透過壓電材料變形產生電能[20]。

由於振動能產生的能量是不穩定電壓，而儲能系統為了達到固定電壓充電，

所以振動能發電大部分儲能電路由整流電路、濾波電容、直流轉換器組成如圖2-13[21]，讓低電壓輸入作升壓，高電壓輸入作降壓，調整到額定電壓作充電，而振動能在低功率範圍廣，從數百 *μW* 到數十 *mW* 都有，所以選擇直流轉換器當作主架構較適合。

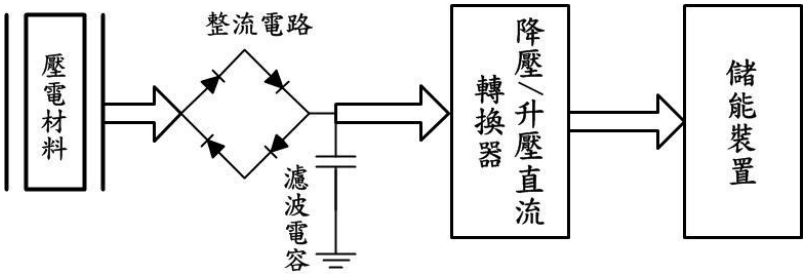


圖 2-13.振動能儲能系統[21]

振動能量其實相當龐大，但是在過去採集技術不夠成熟，所以可以利用率和轉換率相當低，隨著科技進步採集技術在效率、發電等其他特性有明顯提升，振動能依產生能量方式可以分靜電能(Electrostatic)、電磁能(Electromagnetic)、壓電能(Piezoelectric)三種[22][23]：

(1) 靜電能發電：

使用振動方式改變電容兩極電荷之間的距離，即間接透過位能轉換成電能，所以靜電型發電執行前需要外力供電輔助，靜電能發電示意圖如圖2-14[24]，當間距越小、力量越大，則產生電能較大，優點是製造容易、容易控制、材料選擇多樣化，但是相對在間距設計精準要求較高，而當外力太小產生位能量也跟隨變小，故產出電能也較低。

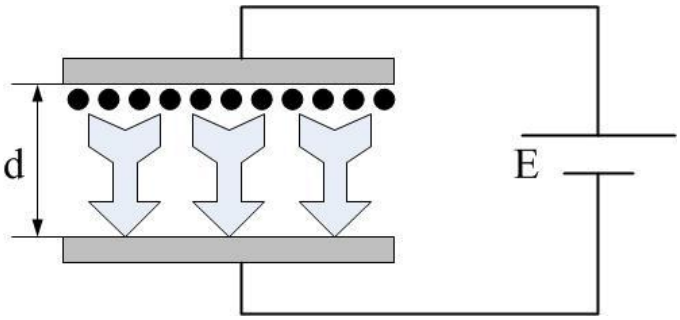


圖 2-14. 靜電能發電示意圖[24]

(2) 電磁能發電：

利用磁場當作為能量轉換的媒介，所以利用振動力量改變磁通量變化，使線圈產生電流變化，即透過振動方式讓線圈產生相對應位移變化，輸出感應電流，電磁能發電示意圖如圖 2-15[24]，優點是能量密度較大、適用於惡劣工作環境，但是相對電流控制困難且電能損耗高。

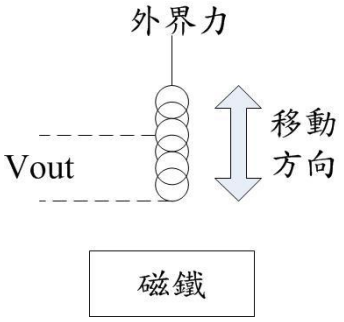


圖 2-15. 電磁能發電示意圖[24]

(3) 壓電能發電：

利用振動改變壓電材料的形狀，也造成電場產生電流，所以壓電能發電是機械能和電能互相轉換，若壓電材料因受力產生電壓，即機械能變成電能稱為正壓電效應，若壓電材料因給予電壓造成壓電材料變形，即電能變成機械能稱為逆壓電效應，壓電能發電系統主要由振動子、直/交流轉換、阻抗匹配組成，壓電能發電示意圖如圖 2-16[24]，振動能轉換成電能的振動子經過直/交轉換器作電壓調整，而為了避免受系統阻值影響，所以透過阻抗匹配電路改善。

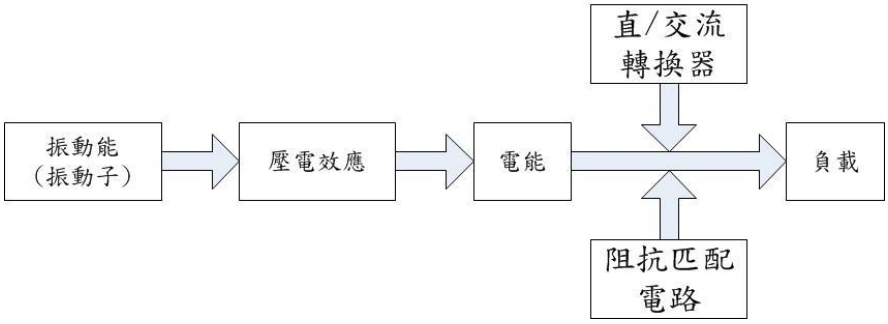


圖 2-16. 壓電能發電示意圖[24]

振動能開發在現今科技幫助下，已經漸漸應用於生活上，例如：利用雨滴落

下振動來發電、壓電衣服透過外出周遭聲音轉換電力等，所以現在處處可見行動發電機，根據研究統計東京高速公路的總振動量可以產生 4GW 電力，足夠東京40%電力需求量，還有以色列科學家在柏油路測試，一公里的馬路約每小時可以產生 500kw 的電力，由此可知能利用身邊的位能、動能變化產生電壓，而振動能源大小決定於頻率及振幅兩個主要因素，相關研究單位的振動發電裝置比較表如表 2-1[25][26]。

表 2-1. 相關研究單位的振動發電裝置比較表[25][26]

研究單位	振動能發電方式	頻率	發電量
喬治亞理工學院	壓電效應	1 *Hz*	500 *mW*
IMEC	壓電效應	500 *Hz*	60 *uW*
M2E Power	磁場感應	1~2 *Hz*	數十 *mW*
OMRON	靜電容變化	數 *Hz*	60 *uW*
Soundpower	壓電效應	1~2 *Hz*	0.5W
Sanyo Electric	靜電容變化	2 *Hz*	40 *uW*
Perpetuum	磁場感應	14.7 *Hz*	3 *mW*

2.5 儲能裝置

近年來儲能裝置技術進步發展，所以已經被廣泛應用於電力系統上，當作穩定供電或備用電源，提升電力的品質，主要種類可以分成超導磁儲能系統(Superconducting Magnetic Energy Storage System)、電池儲能系統(Battery Energy Storage System)、高階電容器(Advanced Capacitors)、飛輪儲能(Flywheel Energy Storage)四種，而應用範圍可以從一般住宅到偏遠地區，表 2-2 為儲能裝置適合應用場合[27][28][29][30]。

表 2-2. 儲能裝置適合應用場合[27]

主要作用	發電功能	輔助供電	微電網系統應用
應用方式	能源管理、負載調節、尖峰發電	頻率調整、長期備用電源	與再生能源結合提高系統可靠度
使用優勢	提高發電設備利用率，減少對系統總裝機容量的要求	降低輔助設備成本	提高微電網中設備利用率，延緩新增投資

由於現今電子產品設計概念以輕、小、薄三大主軸為主，所以在新型儲能裝置以電池儲能系統、高階電容器兩者為主且朝重量輕、體積小、高儲能容量且零汙染的目標方向發展，而超級電容是高階電容器當中主要使用為儲能裝置研究對象，超級電容的能量密度比一般電解質電容還要高，且功率密度比充電性電池還要高，所以超級電容特性介於兩者之間[31]，以下我們將區別電解電容、充電電池及超級電容三者不同的地方：

(1) 電解電容：

電解電容主要由電蝕箔、化成箔、電解液、隔熱紙四項組成，電荷儲存於金屬化表面，電解液功能是離子導電的介質，所以電解電容是透過極板物理方式來充電儲存能量,但是由於受限容量限制及充電方法非化學性，所以造成功率密度高才會有充放電速度快特性,只適用短時間的能量儲存與釋放[31]。

(2) 充電電池：

充電電池以化學能轉成電能,可以重複充電而為了減少環境汙染且考慮製程成本，以鉛酸電池、鎳鎘電池、鋰離子電池種類為常見，充電方式透過化學反應，由正極產生鋰離子氧化反應，轉移至負極還原鋰原子，能量就由化學能變成電能如圖 2-17，目前充電次數技術大約 500~1000 次，充電時間由 1 小時~12 小時，依電池類型而決定，而充電電池功率密度低

所以電子轉移速度慢、體積比超級電容小，所以無法產生大的輸出電流及工作可耐溫度範圍比較小，近幾年來已經有相關研究發展液態電解質固體化技術，提高電池的安全性、高功率、高容量等優點[4]。

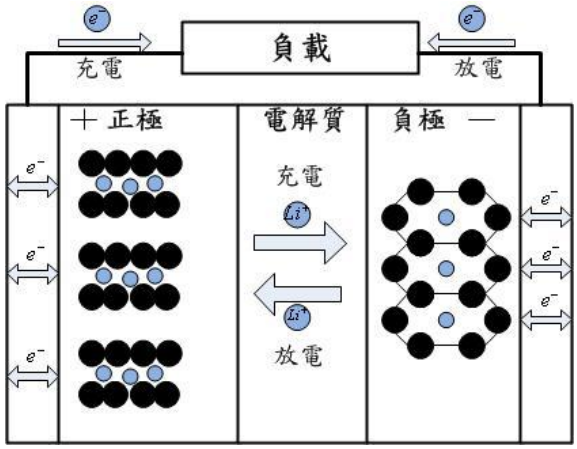


圖 2-17. 充電電池示意圖[4]

(3) 超級電容：

基本主要由活性碳質電極、電解液及隔離層組成，透過大的電極材料且電荷間距很小具有高能量密度特性，經過隔離層電荷分離與氧化還原反應儲存電能如圖 2-18，除此之外隔離層屬於多孔性對離子具有高的滲透性，由於超級電容生產成本高，所以選擇電極材料是很重要研究課題，目前已經有相關研究發展出固態電解質，例如：二氧化錳海膽狀奈米材料、奈米碳管薄膜電極材料，具備成本低、結晶好、不易揮發等優點[32][33]。

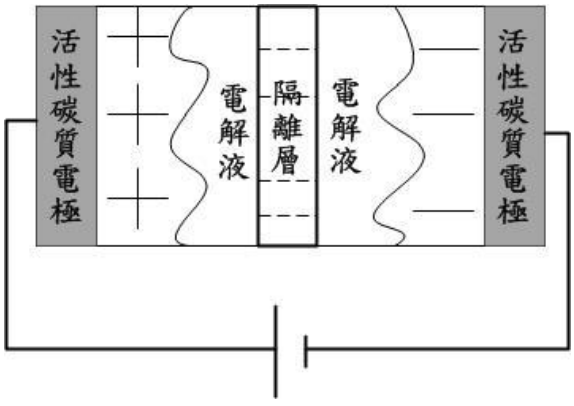


圖 2-18. 超級電容示意圖[32]

超級電容基本架構可以分成電雙層電容(Electric Double-Layer Capacitor)與電化學電容(Electrochemical Capacitor)兩種，電雙層電容當充電時，電解液的正負離子各別移動到正負極板，形成電雙層架構及產生電容效應，由於電雙層電容單位表面積增加、間距縮小所以電容值比電解電容大數十倍以上，而電化學電容架構與電雙層電容相似，只差別於電極材料不同，電化學電容改用導電高分子活性物質，可以提升電極吸附強度、氧化還原反應、電容值的特性，由此可知超級電容架構與電解電容不同，具有高能量密度、串聯電阻小、可以輸入及輸出大電流，重要的是隨著使用時間增加時，基本性能並不會太大變化，所以超級電容適用不同工作環境[34]。

經由上述描述可以知道超級電容有寬廣工作溫度範圍、低等效串聯電阻、較長充電壽命，以下針對中低端可攜式電子產品以超級電容與電池當作電源裝置差異如表 2-3[35]：

表 2-3. 超級電容與充電電池比較表[35]

	超級電容	充電電池
能量單位/時間	瓦特/秒	瓦特/小時
充電方法	橫越兩埠的電壓	電流和電壓
功率曲線	線性或指數衰減及增加	維持恆定電壓
充/放電時間	毫秒~秒	小時
體積	小	大
重量	1~2g	>10kg
能量密度	1~5Wh/kg	8~600Wh/kg
功率密度	>4,000W/kg	100~3,000W/kg
壽命	>10 萬個週期	150~1,500 個週期
工作溫度	-40~85°C	-20~65°C

超級電容市場從 2005 年 1.9 億美元到 2011 年 5.6 億美元，應用市場主要分成啟動瞬間與恆時儲能兩大類如圖 2-19[30]，啟動瞬間的儲能設備重視瞬間充放電及安全性，適用電源關閉或故障時當作暫時供電角色，而恆時儲能重視穩定供電需求，適用混合電源系統作為電池輔助，也可以提高充電電池壽命。

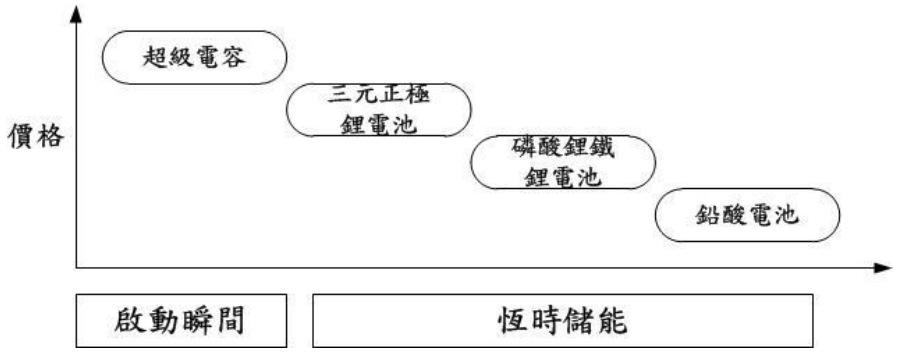


圖 2-19. 超級電容應用市場[30]

第三章　電壓轉換於儲能裝置的應用

在第二章已經介紹再生能源發電及儲能裝置技術，本論文供電來源使用振動能的手搖發電機，儲能裝置採用超級電容，而第二章提到目前為了提高振動能能量轉換效率，大部分使用直流轉換器技術，所以本章節主要介紹基本直流轉換器的工作原理及操作模式，由於本論文自充電/自供電系統有使用 Charge Pump 相關技術，所以本章節最後會介紹 Charge Pump 轉換器操作原理。

3.1 轉換器與儲能裝置結合

目前綠色能源從發電系統到儲存裝置都是獨立設施，再將全部系統整合起來，這樣會造成能量轉換過程大量損失，使轉換效率低、儲能容量少，且發電系統前端有不穩定、間歇性發電特性，為了提高儲能容量則儲存裝置需要完整系統規劃，所以建置儲能裝置需要符合下列特點[36][37]：

(1) 放電深度高：

若儲能裝置電源管理達到 90%以上，對於不穩定的再生能源來說，當遇見環境惡劣因素仍可以維持供電。

(2) 生命週期高：

根據統計風力發電或太陽能發電系統平均使用壽命約五年左右，所以若儲能裝置可使用年限約五年~七年，可以降低維護成本。

(3) 低自放電率：

由於發電系統有些是獨立型或供電對象是偏離住宅，所以自放電率高低會影響到儲能裝置的備援時間長短。

(4) 輕量化：

由於現今電子產品設計概念以輕、小、薄三大主軸為主，所以儲能裝置設計也跟隨重量輕、體積小的方向發展。

(5) 綠色產品：

過於使用儲能裝置在生產或回收過程中，都會造成環境汙染，所以許多國家對於廢電池棄置訂下規範及尋找零污染綠色材質。

儲能裝置前置作業需要將採集能源經過簡單整流及濾波電路，讓輸入訊號變成穩定直流電壓，而每種儲能裝置依不同應用對象，則規格上有不同工作電壓，目前較常使用直流對直流轉換器將不穩定電壓轉換固定工作電壓範圍內，讓低電壓輸入作升壓，高電壓輸入作降壓，才對儲能裝置進行充電如圖 3-1[21][34]。

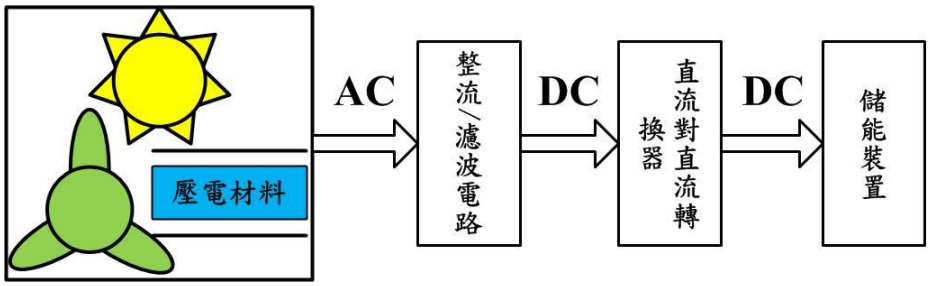


圖 3-1.儲能裝置系統架構[21]

直流電源轉換器(DC to DC Converter)根據技術模式大致可分為線性調整(Linear Regulator)與切換調整(Switch Regulator)兩大類，線性調整透過比例調整電路的電阻改變，達到理想輸出電壓值，電路設計方面比切換式簡單，而電路中未含有電感零件，所以線性式特性擁有低雜訊與電磁干擾的優點，但是線性式操作範圍比切換式小，在轉換效率及應用範圍相對比較低[36]，切換式的操作模式可以分成兩種模式：電壓模式、電流模式，以電壓模式發展歷史最永久，本章節主要介紹電壓模式轉換器，電壓模式透過開關導通時間或切換頻率擇其之一來調整輸出電壓[39]：

(1) 定頻操作(Constant Frequency Operation)：

直流轉換器的切換頻率為固定值，改變開關導通時間(t_{on})，而脈波寬度也跟隨改變，此方法是脈波寬度調變(Pulse Width Modulation)控制。

(2) 變頻操作(Variable Frequency Operation)：

直流轉換器的導通時間固定(t_{on})，改變開關切換頻率，而頻率需要在

很大範圍內變動才可以完全輸出電壓，此方法是頻率調變(Frequency Modulation)控制。

轉換器在能量轉移過程中負載端會產生諧波，直流轉換器電路中已含有 RLC 二階濾波電路，所以此諧波可以透過濾波電路減少，因為變頻操作過程也會造成可變諧波，所以在濾波器電路設計部分困難度會變複雜，大部分仍採用定頻操作可以針對不同需求調整切換模式。

3.2Buck/Boost 轉換器基本工作原理

直流轉換器的種類多樣化，以降壓式(Step-down/Buck)和升壓式(Step-up/Boost)兩種為基本轉換器，電路架構主要包含開關電路及 RLC 二階電路組成如圖 3-2，以下分別說明兩種電路工作原理與基本訊號特性[34][40]：

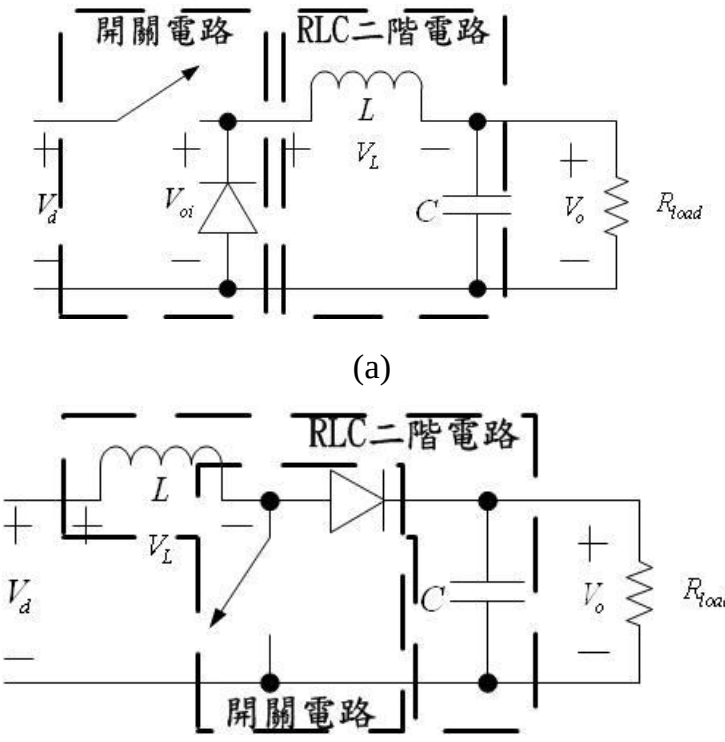
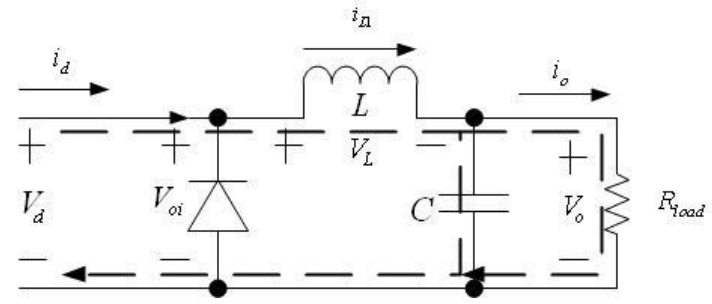


圖 3-2. 基本直流轉換電路：(a)降壓式；(b)升壓式[39]

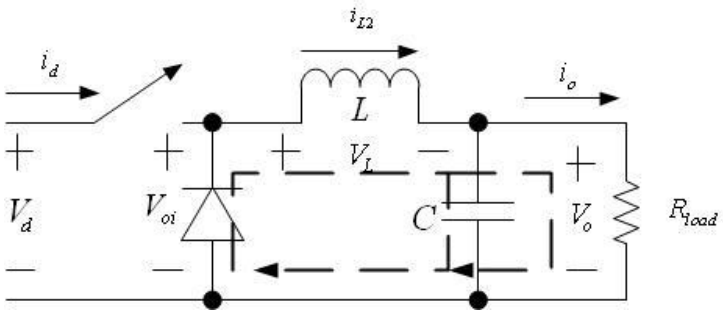
(1) 降壓式：

A. 開關導通時二極體因為反向偏壓而截止，輸入電壓(V_d)開始對電感儲存能量及對負載(R_{load})供給電壓，如圖 3-3-(a)。

B. 開關截止時電感電流(i_{L2})對二極體是順向偏壓，所以電路形成迴路，將電感儲能釋放給負載，如圖 3-3-(b)。



(a)



(b)

圖 3-3. 降壓式直流轉換電路：(a)開關導通狀態；(b)開關截止狀態

由圖 3-3 降壓式轉換器工作原理根據克希荷夫電壓定則，可以探討輸入電壓(V_d)、輸出電壓(V_o)及工作週期(D)三者關係[38]，當開關導通(DT)時電感電壓(V_L)，如式 3-1

$$V_L = V_d - V_o = L\frac{di_{L1}}{dt} \tag{3-1}$$

式 3-1 經過整理方程式，則

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{\Delta i_{L1}}{\Delta t} = \frac{\Delta i_{L1}}{DT} = \frac{V_d - V_O}{L}$$

而電感電流變化(Δi_{L1})，如式 3-2

$$\Delta i_{L1} = \left(\frac{V_d - V_o}{L} \right) \times D \times T \tag{3-2}$$

當開關截止($(1-D)T$)時電感電流對二極體是順向偏壓，電感電壓(V_L)如式 3-3

$$V_L = -V_o = L \frac{di_{L2}}{dt} \tag{3-3}$$

式 3-3 經過整理方程式，則

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{\Delta i_{L2}}{\Delta t} = \frac{\Delta i_{L2}}{(1-D)T} = \frac{-V_O}{L}$$

而電感電流變化(Δi_{L2})，如式 3-4

$$\Delta i_{L2} = \frac{-V_o}{L} \times (1-D) \times T \tag{3-4}$$

依據能量守恆由式 3-2 與式 3-4 代入，如式 3-5

$$\Delta i_{L1} + \Delta i_{L2} = 0$$

$$\left(\frac{V_d - V_o}{L} \right) \times D \times T + \left(\frac{-V_o}{L} \times (1-D) \times T \right) = 0 \tag{3-5}$$

經過展開運算，則

$$\frac{V_d \times D \times T}{L} - \frac{V_o \times D \times T}{L} - \frac{V_o \times T}{L} + \frac{V_o \times D \times T}{L} = 0$$

輸出電壓(V_o)數學整理後，如式 3-6

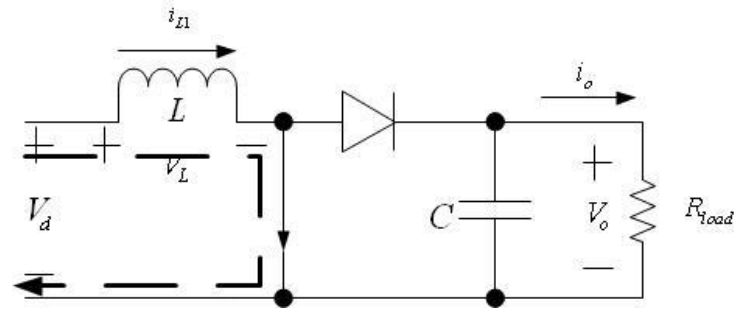
$$V_o = V_{in} \times D \tag{3-6}$$

由式 3-5 得知電壓增益小於 1，則降壓式主要功用將高準位輸入電壓轉換成低準位輸出電壓。

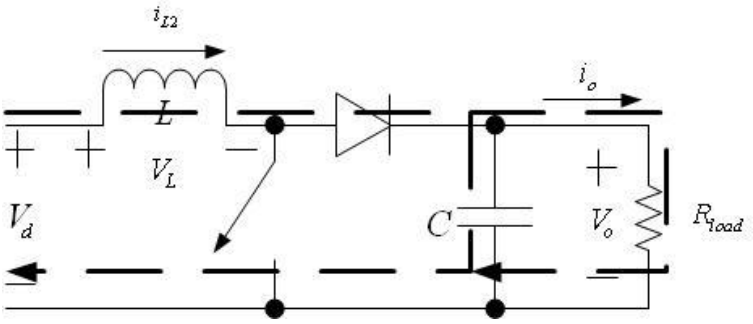
(2) 升壓式：

A. 開關導通時二極體反向偏壓，輸入電壓(V_d)儲存於電感，如圖 3-4-(a)。

B. 開關截止時電感電壓(V_L)為輸入電壓與輸出電壓(V_o)的電壓差，且電感儲存能量釋放給負載(R_{load})及輸入電壓對負載供給電能，如圖 3-4-(b)。



(a)



(b)

圖 3-4. 升壓式直流轉換電路：(a)開關導通狀態；(b)開關截止狀態

由圖 3-4 升壓式轉換器工作原理根據克希荷夫電壓定則，可以探討輸入電壓(V_d)、輸出電壓(V_o)及工作週期(D)三者關係[16]，當開關導通(DT)時電感電壓(V_L)等於輸入電壓，如式 3-7

$$V_L = V_d = L\frac{di_{L1}}{dt} \tag{3-7}$$

式 3-7 經過整理方程式，則

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{\Delta i_{L1}}{\Delta t} = \frac{\Delta i_{L1}}{DT} = \frac{V_d}{L}$$

而電感電流變化(Δi_{L1})，如式 3-8

$$\Delta i_{L1} = \frac{V_d}{L} \times D \times T \tag{3-8}$$

當開關截止($(1-D)T$)時，電感電壓(V_L)等於輸入電壓和輸出電壓的電壓差，如式 3-9

$$V_L = V_d - V_o = L\frac{di_{L2}}{dt} \tag{3-9}$$

式 3-9 經過整理方程式，則

$$\frac{di_{L2}}{dt}=\frac{\Delta i_{L2}}{\Delta t}=\frac{\Delta i_{L2}}{(1-D)T}=\frac{V_d-V_O}{L}$$

而電感電流變化(Δi_{L2})，如式 3-10

$$\Delta i_{L2}=\left(\frac{V_d-V_o}{L}\right)\times(1-D)\times T \tag{3-10}$$

根據能量守恆由式 3-8 與式 3-10 代入，如式 3-11

$$\Delta i_{L1}+\Delta i_{L2}=0$$

$$\left(\frac{V_d}{L}\times D\times T\right)+\left(\frac{V_d-V_o}{L}\times(1-D)\times T\right)=0 \tag{3-11}$$

經展開運算，則

$$\frac{V_d}{L}\times D\times T+\frac{V_d}{L}\times(1-D)\times T-\frac{V_o}{L}\times(1-D)\times T=0$$

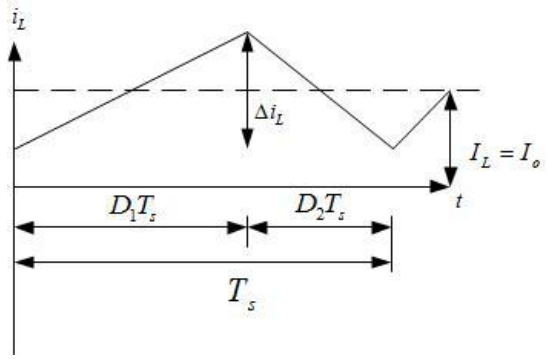
輸出電壓(V_o)數學整理後，如式 3-12

$$V_o=\frac{V_{in}}{1-D} \tag{3-12}$$

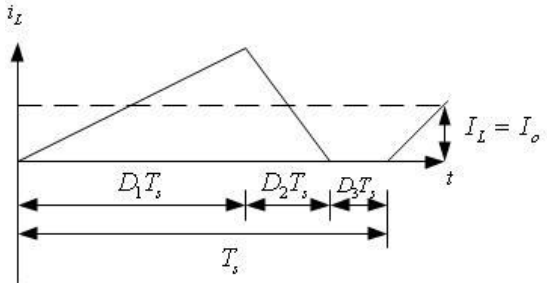
由式 3-12 得知電壓增益大於 1，則升壓式主要功用將低準位輸入電壓轉換成高準位輸出電壓。

3.3 連續模式與非連續模式操作條件

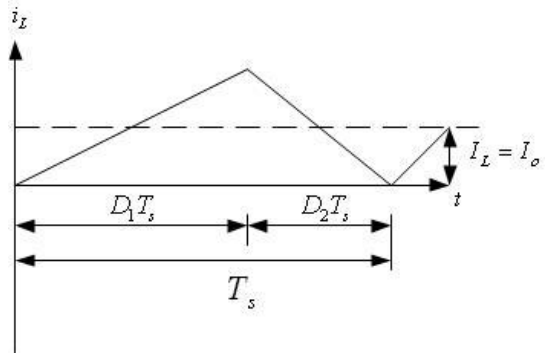
直流轉換器的操作模式可以分成三種：連續模式(Continuous Current Mode)、非連續模式(Discontinuous Current Mode)及邊界模式(Boundary Mode)，主要由電感電流主導，當電感電流最小值大於零，即為連續模式如圖 3-5-(a)；當電感電流最小值等於零，即為非連續模式如圖 3-5-(b)；而邊界模式是一個週期電感電流降為零如圖 3-5-(c)，電感電流與零件數值選擇有關，以下分別說明降壓式和升壓式的操作模式條件[40][41]：



(a)



(b)



(c)

圖 3-5. 直流轉換器工作狀態：(a)連續模式；(b)非連續模式(c)邊界模式

(1) 降壓式：

由於電容在穩態時電流為零，所以電感平均電流(I_L)等於負載電流(I_o)，如式 3-13

$$I_L = I_o = \frac{V_o}{R_{load}} \tag{3-13}$$

根據式 3-4 可以推導電感電流最大值$I_{L(\max)}$與最小值$I_{L(\min)}$，如式 3-14、3-15

$$I_{L(\max)} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_o}{R_{load}} + \frac{1}{2}\left[\frac{V_o}{L}(1-D)T\right] = V_o\left[\frac{1}{R_{load}} + \frac{(1-D)}{2Lf}\right] \tag{3-14}$$

$$I_{L(min)} = I_L - \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_o}{R_{load}} - \frac{1}{2}\left[\frac{V_o}{L}(1-D)T\right] = V_o\left[\frac{1}{R_{load}} - \frac{(1-D)}{2Lf}\right] \quad (3\text{-}15)$$

由式 3-15 臨界值我們可以知道降壓式操作模式條件：

A. 邊界模式：

$$I_{L(\min)} = V_o\left[\frac{1}{R_{load}} - \frac{(1-D)}{2Lf}\right] = 0$$

經數學整理，則

$$\frac{1}{R_{load}} = \frac{(1-D)}{2Lf}$$

電感參數值條件，如式 3-16

$$L = \frac{(1-D)R_{load}}{2f} \quad (3\text{-}16)$$

B. 連續模式：

$$I_{L(\min)} = V_o\left[\frac{1}{R_{load}} - \frac{(1-D)}{2Lf}\right] > 0$$

經數學整理，則

$$\frac{1}{R_{load}} > \frac{(1-D)}{2Lf}$$

電感參數值條件，如式 3-17

$$L > \frac{(1-D)R_{load}}{2f} \quad (3\text{-}17)$$

C. 非連續模式：

$$I_{L(\min)} = V_o\left[\frac{1}{R_{load}} - \frac{(1-D)}{2Lf}\right] < 0$$

經數學整理，則

$$\frac{1}{R_{load}} < \frac{(1-D)}{2Lf}$$

電感參數值條件，如式 3-18

$$L < \frac{(1-D)R_{load}}{2f} \quad (3\text{-}18)$$

(2) 升壓式：

由於電容穩態電流為零，且根據能量守恆輸入功率(P_{in})等於輸出功率(P_o)，如式 3-19

$$V_d I_L = \frac{V_o^2}{R_{load}} = \frac{\left(\frac{V_d}{1-D}\right)^2}{R_{load}} \tag{3-19}$$

經數學整理之後，如式 3-20

$$I_L = \frac{V_d}{(1-D)^2 R_{load}} \tag{3-20}$$

根據式 3-8 可以推導電感電流最大值$I_{L(\max)}$與最小值$I_{L(\min)}$，如式 3-21、式 3-22

$$I_{L(\max)} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_d}{(1-D)^2 R_{load}} + \frac{V_d DT}{2L} \tag{3-21}$$

$$I_{L(\min)} = I_L - \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_d}{(1-D)^2 R_{load}} - \frac{V_d DT}{2L} \tag{3-22}$$

由式 3-22 臨界值我們可以知道升壓式操作模式條件：

A. 邊界模式：

$$I_{L(\min)} = \frac{V_d}{(1-D)^2 R_{load}} - \frac{V_d DT}{2L} = 0$$

經數學整理，則

$$\frac{V_d}{(1-D)^2 R_{load}} = \frac{V_d DT}{2L}$$

電感參數值條件，如式 3-23

$$L = \frac{D(1-D)^2 R_{load}}{2f} \tag{3-23}$$

B. 連續模式：

$$I_{L(\min)} = \frac{V_d}{(1-D)^2 R_{load}} - \frac{V_d DT}{2L} > 0$$

經數學整理，則

$$\frac{V_d}{(1-D)^2 R_{load}} > \frac{V_d DT}{2L}$$

電感參數值條件，如式 3-24

$$L > \frac{D(1-D)^2 R_{load}}{2f} \tag{3-24}$$

c、 非連續模式：

$$I_{L(\min)} = \frac{V_d}{(1-D)^2 R_{load}} - \frac{V_d DT}{2L} < 0$$

經數學整理，則

$$\frac{V_d}{(1-D)^2 R_{load}} < \frac{V_d DT}{2L}$$

電感參數值條件，如式 3-25

$$L < \frac{D(1-D)^2 R_{load}}{2f} \tag{3-25}$$

3.4Charge Pump 轉換器基本工作原理

直流轉換器中有一種不用使用電感儲存能量，而將能量儲存於電容再將能量轉移給輸出端，其方法稱為 Charge Pump 轉換器，但是因受到電子產品體積規格限制及零件高度問題，所以只適用於低功率電子產品，Charge Pump 典型電路由一個振盪器、互鎖電路、開關電路及兩個電容組成如圖 3-6[42]。

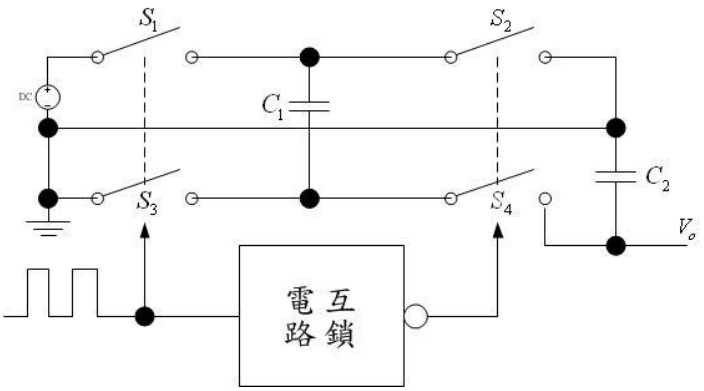


圖 3-6. 典型 Charge Pump 電路[42]

假設輸入訊號低準位代表導通狀態;高準位代表截止狀態,其動作原理如下，動作流程圖如圖 3-7[42]：

(1) 若輸入訊號為低準位時，則 S_1、S_3 處於閉合狀態；S_2、S_4 處於打開狀態，直流電源對 C_1 電容充電。

(2) 若輸入訊號為高準位時，則 S_1、S_3 處於打開狀態；S_2、S_4 處於閉合狀態，C_1 電容儲存電荷轉移至 C_2 電容，即可以透過控制輸入訊號的導通時間獲得穩定輸出電壓。

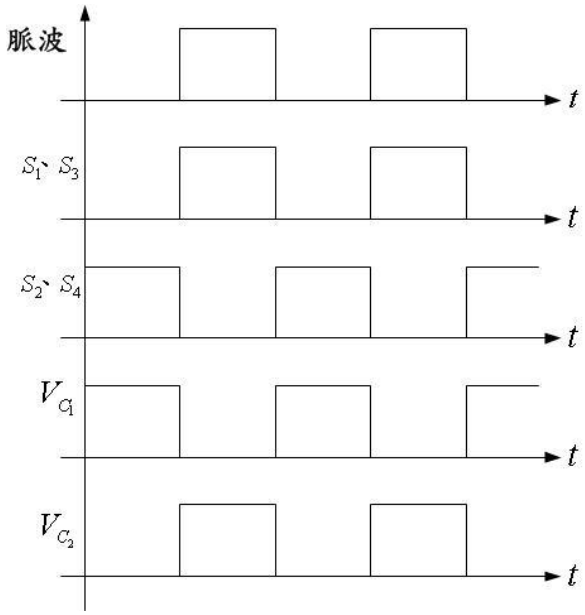


圖 3-7.Charge Pump 動作流程圖

Charge Pump 依不同應用對象可以分類許多不同特性，大約可以分成倍壓電路、Dickson Charge Pump、New Charge Pump、CCTS 電路、Heap Pump 五種 Charge Pump 能量轉換電路，整體電路架構以倍壓電路、Dickson Charge Pump 兩者為基礎再衍生發展，提高效能與電壓增益，以下就分別介紹倍壓電路、Dickson Charge Pump 兩者基本工作原理：

(1) 倍壓電路：

倍壓顧名思義就是輸出電壓大於輸入電壓，其電路架構由一個電容和三個開關組成如圖 3-8，當 S_1、S_3 處於閉合狀態，則電容 C 上跨壓等於輸入電壓 V_D 如式 3-26，下一次週期時 S_1、S_2 處於閉合狀態，則輸出電壓 V_{out} 等於電容原儲存電荷再加上電容跨壓差電荷如式 3-27[43]。

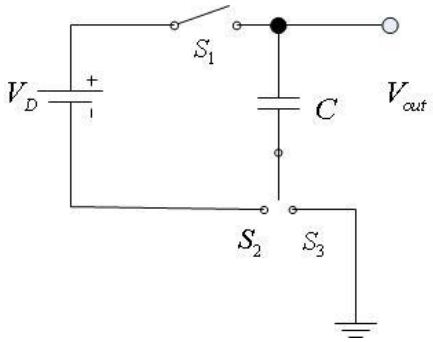


圖 3-8. Charge Pump 簡易電路[43]

$$V_C = V_D \tag{3-26}$$

$$C \times V_{out} = C \times V_c + C \times (V_{out} - V_D) \tag{3-27}$$

$$V_{out} = V_C + (V_{out} - V_D)$$

經數學整理，則輸出電壓(V_{out})如式 3-28

$$V_{out} = 2V_D \tag{3-28}$$

(2) Dickson Charge Pump：

由上述倍壓電路得知想要獲得更高電壓，則 Cockcroft 和 Walton 提出

電容串接方法，但是在設計上不符合成本且會造成電路體積龐大，所以 Dickson 改善 Cockcroft-Walton 方法，開關設計使用 CMOS Charge Pump 為基礎架構如圖 3-9，第一個週期狀態，則電容C_1上跨壓等於輸入電壓V_{in}如式 3-29，下一個週期狀態第一個節點電壓V_1為兩倍輸入電壓如式 3-30，依此類推輸出電壓V_o為(N+1)倍輸入電壓如式 3-31[43]。

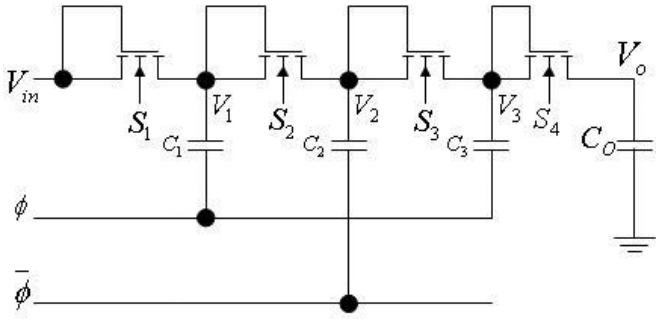


圖 3-9. Dickson Charge Pump[43]

$$V_{C_1} = V_{in} \tag{3-29}$$

$$V_1 = 2V_{in} \tag{3-30}$$

$$V_o = (N+1)V_{in} \tag{3-31}$$

根據上述說明可以知道 Charge Pump 非常容易操作，且由圖 3-6、3-8、3-9 得知 Charge Pump 在輸出端會並接電容，則連波訊號比線性調整轉換器較小有達到濾波效果，但是 Charge pump 振盪部分由電壓方式控制，所以在電源輸入端仍有漣波的影響，以下就探討針對 Charge Pump 降低漣波訊號[44][45]：

(1) 並聯電容：

輸入端並聯較多電容，可以有效降低電容內部等效串聯電阻，若並聯 N 顆電容則漣波降低 1/N。

(2) 加入 LC 濾波器：

輸入端與 Charge Pump 之間加入 LC 濾波器，可以減少彼此之間壓降，

且 LC 是二階濾波器電路較簡單。

由上述介紹 Charge Pump 可以歸納電路以下優點：

(1) 電路簡單：

根據圖 3-6、3-8、3-9 說明，可以知道 Charge Pump 僅需要開關電路及電容零件。

(2) 效率高：

因受到電路零件僅使用電容無電感，所以受體積規格限制，只適用於低功率，而工作範圍位於低電壓時效率比線性調整轉換器較高。

(3) 成本低：

由於電路都是使用電容零件，且可以選擇成本較低的陶瓷電容。

(4) 電磁干擾及漣波較小：

輸出端都並接電容且電路中沒有電感，所以電路的電磁干擾較小且有濾波效果。

第四章　自我充電的超級電容儲能系統

本論文獨立自我充電儲能系統主要架構由 Charge Pump 轉換器、前饋式升壓型轉換器和脈波寬度調變電路組成，而由於儲能裝置使用超級電容，所以本章節將探討有外部電源裝置輔助(理想模式)和只有 Charge Pump 維持供電(非理想模式)其兩者電路特性，將工作操作條件控制於超級電容最大容許電壓及輸出漣波電流之下，最後利用理論分析、數學推導和實驗數據作相對應驗證。

4.1 電路系統設計概念介紹

根據第二章與第三章的再生能源與儲能裝置結合介紹說明，我們可以知道超級電容擁有體積小、功率密度高、低汙染及易充/放電的特性，適用當作儲能裝置材料，所以近年來超級電容被應用於可攜式電子相關產品，而將超級電容當作儲能裝置需要考慮超級電容最大承受工作電壓及溫度，其兩者是受漣波電流及內部電解質因素影響，當漣波電流越大工作溫度越高，或者超過工作電壓則電解質會變質，都會減少超級電容使用壽命，所以大部分儲能裝置系統會加入迴授電路，有效控制超級電容的輸出充電電壓及漣波電流，但是其會增加系統複雜度，所以本論文硬體系統採用前饋式的充電系統，除此之外可以減少電路複雜度及有效控制最大充電電壓與超級電容漣波電流。

本論文設計一個簡單且穩定充電系統，利用前饋式直流升壓轉換器控制充電電壓及漣波電流，可以省略複雜度較高的迴授電路，因此硬體電路達到簡單、低成本目的，除此之外獨立自我充電系統不需要依靠外部電源裝置或電池來維持供電，電壓來源完全由再生能源提供先經過整流與濾波電路，讓輸入訊號由交流電壓轉變成直流電壓，其直流電壓是供應給本論文設計自供電與自充電電路，自供電電路主要維持脈波寬度調變電源，自充電系統將輸入電壓經升壓轉換器轉移給超級電容儲能裝置，所以本論文硬體架構擁有兩個儲能裝置特點，分別是自供電電路有維持系統工作電壓功能及自充電電路結合超級電容當作儲能裝置，則本論

文硬體架構主要可以分成升壓型轉換器、Charge Pump 轉換器、脈波寬度調變電路組成，而本論文設計充電系統目的可以取代電池且達到低成本、零汙染的獨立系統，本論文硬體電路架構圖如圖 4-1。

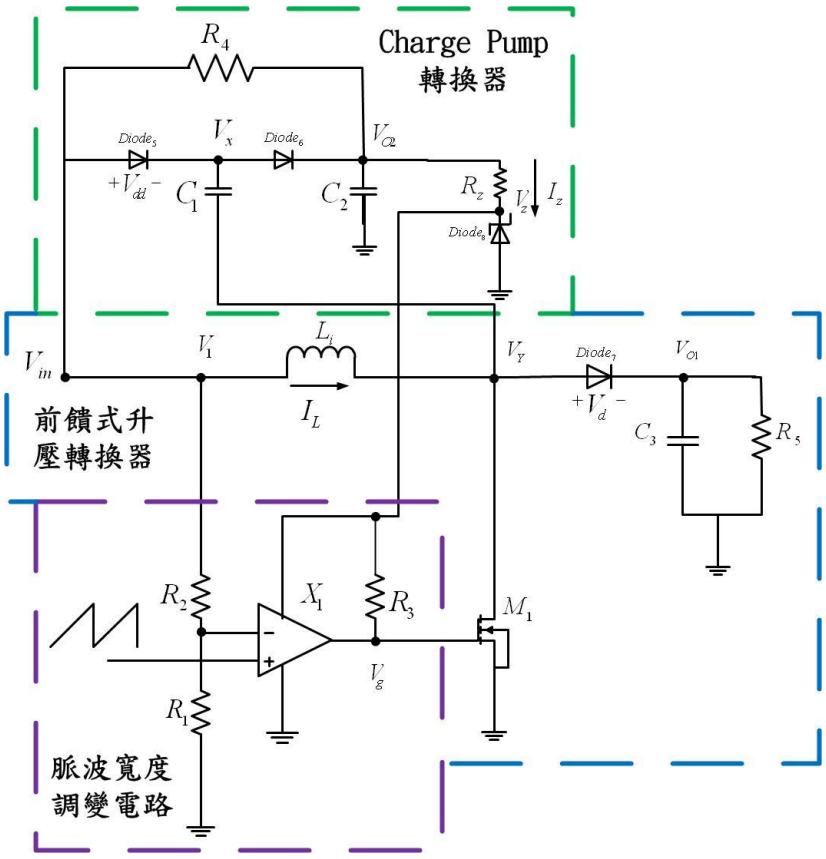


圖 4-1. 獨立充電儲能系統電路圖

本論文研究進行步驟如下：

(1) 第一階段：

主要針對本論文提出獨立充電儲能系統理論計算，分析直流轉換器及 Charge Pump 轉換器電路原理，計算本論文硬體電路設計參數，並利用 Pspice 與 Matlab 模擬驗證推導出方程式結果。

(2) 第二階段：

主要完成各區塊電路設計及實驗電路量測，針對先前預設本論文硬體電路設計參數，套用實際硬體電路設計最優化電路系統，藉由零件選擇與電路結構同時進行研究以解決功率損耗與系統穩定性問題。

(3) 第三階段：

主要進行系統整合、測試，根據硬體電路量測數據進行統計及分析，並且針對不同再生能源輸入來源觀察實驗結果。

4.2 電路特性分析

根據圖 4-1 硬體電路圖可以知道本論文系統可以分成 Charge Pump 轉換器、升壓型轉換器、脈波寬度調變電路三個區塊組成，本章節依其分類說明各別區塊電路動作原理及電路特性：

(1) Charge Pump 轉換器

根據 3-4 章節先前有簡單說明 Charge Pump 基本動作原理，而 Charge Pump 轉換器在本論文硬體電路主要扮演維持脈波寬度調變工作電壓，所以 Charge Pump 電路內含有儲能裝置，透過輸入電壓經過整流及濾波將直流電壓儲存於電容供給負載，圖 4-2 是加上負載的 Charge Pump 轉換器基本動作原理[43]。

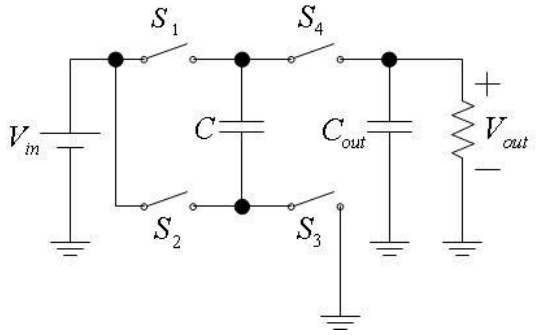


圖 4-2.Charge Pump 轉換器負載電路圖[43]

A. 當 S_1、S_3 閉合，S_2、S_4 打開時，電容(C)跨壓等於輸入電壓如式 4-1 及儲存電荷如式 4-2。

$$V_C = V_{in} \tag{4-1}$$

$$Q = C \times V_{in} \tag{4-2}$$

B. 當S_1、S_3打開，S_2、S_4閉合時，電容(C_{out})跨壓等於輸入電壓再加上電容(C)跨壓為輸出與輸入電壓差$(V_{out}-V_{in})$，如式 4-3

$$V_{Cout}=V_{in}+V_c \tag{4-3}$$

C. 根據能量守恆定律，輸入能量等於輸出能量，如式 4-4

$$C\times V_{in}=C_{out}\times V_{out}+C\times(V_{out}-V_{in}) \tag{4-4}$$

$$2\times C\times V_{in}=V_{out}(C_{out}+C)$$

輸出電壓(V_{out})經數學整理，如式 4-5

$$V_{out}=2\times V_{in}\times\frac{C}{C_{out}+C} \tag{4-5}$$

根據上述說明可以對應本論文硬體電路,開關動作由脈波寬度調變電路產生訊號控制，其訊號有固定頻率稱為工作週期($D=T_{on}/T$)，初始期間充電電壓需要先經過R_4、C_2充電路徑，當C_2電容電壓達到硬體電路最小工作電壓，其電壓為自充電/自供電電壓來源，則脈波寬度調變電路產生鋸齒波與驅動 MOSFET 開關,則自供電電路的C_1對C_2充電,當開關導通(T_{on})時V_x節點電壓等於輸入電壓(V_{in}),當開關截止(T_{off})時V_x節點電壓等於輸入電壓再加上輸出電壓(V_{out})，而根據能量守恆定律 Charge Pump 輸出電壓(V_{o2})如式 4-6。

$$\begin{aligned}V_{o2}(n+1)=V_{o2}(n)+\frac{1}{C_2}\big(&C_1(V_{in}-V_{D5})-C_1(V_{o2}(n+1)+V_{D6}-V_{o1})\\&-(\frac{(V_{o2}(n)-V_z)\times T}{R_z})+(\frac{(V_{in}-V_{o2}(n))\times T}{R_4})\big)\end{aligned} \tag{4-6}$$

其中$C_1(V_{in}-V_{D5})-C_1(V_{o2}(n+1)+V_{D6}-V_{o1})$是$C_1$電容電荷增加量即$C_1$電容傳給$C_2$電容電荷量,$\frac{(V_{o2}(n)-V_{D8}-V_z)\times T}{R_z}$是 Charge Pump 負載($R_z$)平均充電電荷，

$\frac{(V_{in}-V_{o2}(n))\times T}{R_4}$ 是 R_4 電阻平均充電電荷。

(2) 脈波寬度調變電路

本論文脈波寬度調變電路由振盪電路、鋸齒波電路和比較器三者組成，透過振盪電路產生固定頻率及利用脈波驅動 MOSFET 開關，而本論文鋸齒波電路採用基本 RC 充/放電電路，取得線性訊號部分，其電路圖如圖 4-3。

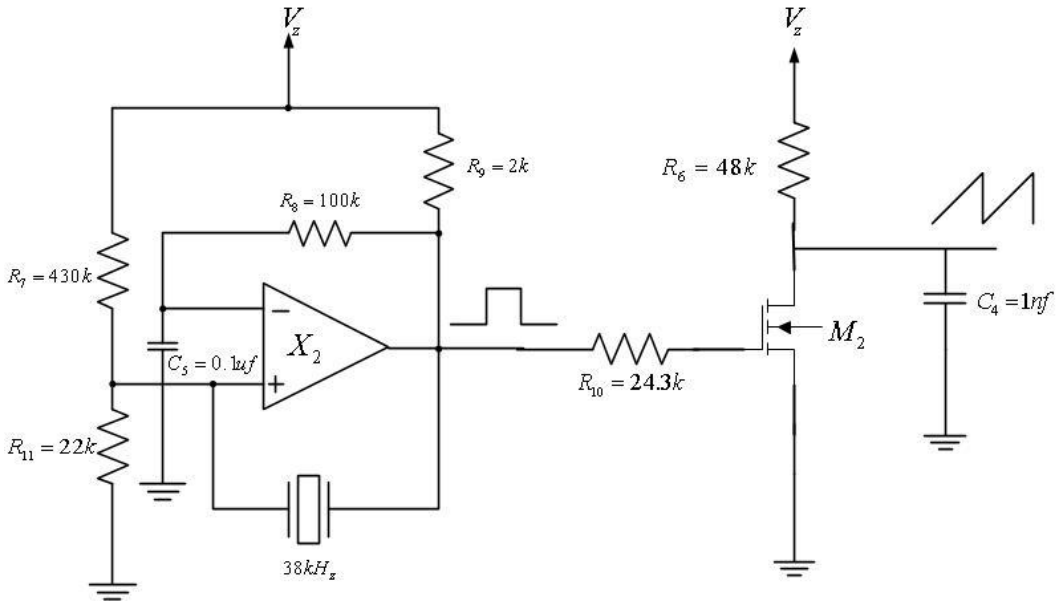


圖 4-3.振盪電路與鋸齒波電路

其中本論文振盪電路頻率採用 $38KH_z$ 石英震盪器，比較器使用 LM393 IC，而 V_z 是比較器工作電壓即 Charge Pump 轉換器崩潰電壓為 4V，鋸齒波峰值(V_s)是 1.2V，脈波寬度調變(PWM)的工作週期隨著輸入電壓不同而變化如圖 4-4，實驗訊號量測結果圖如圖 4-5。

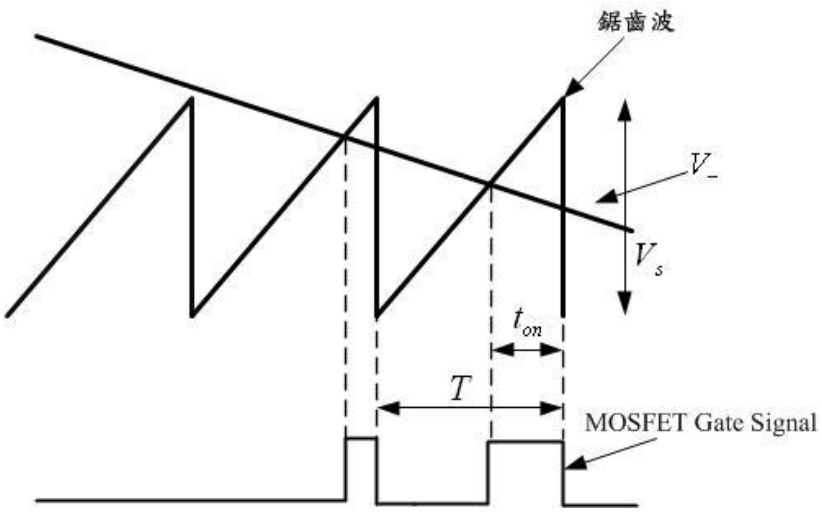
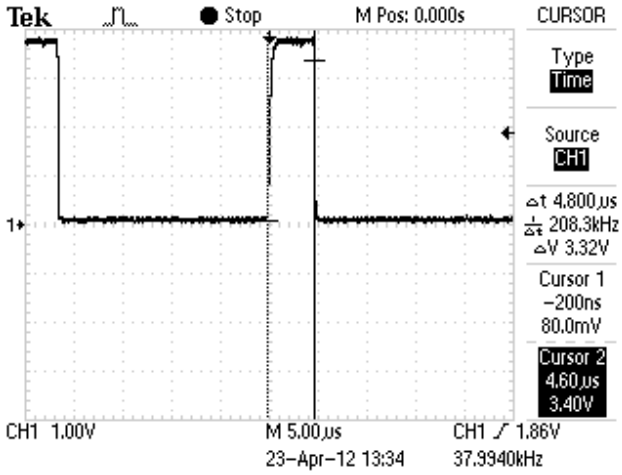
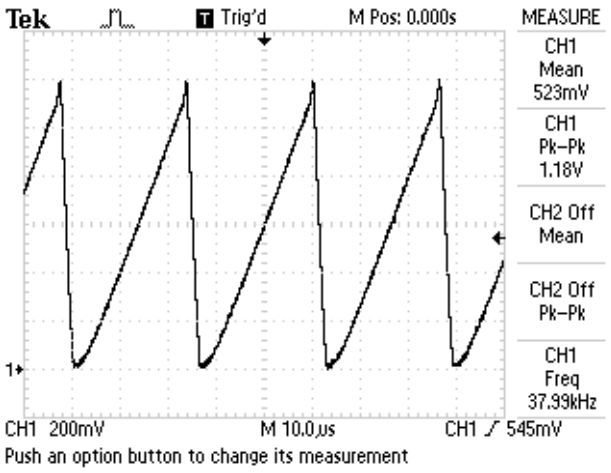


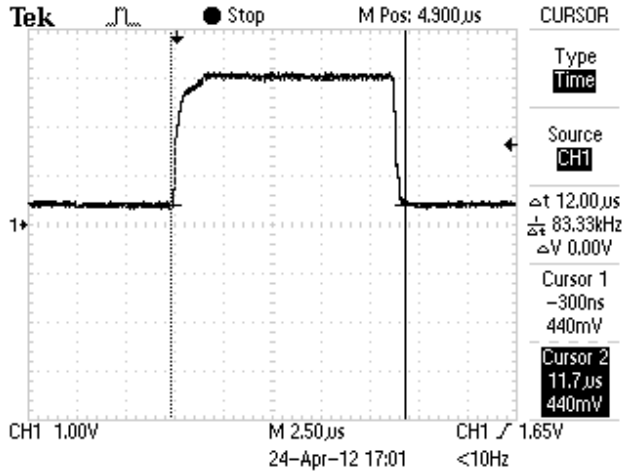
圖 4-4.工作週期變化圖



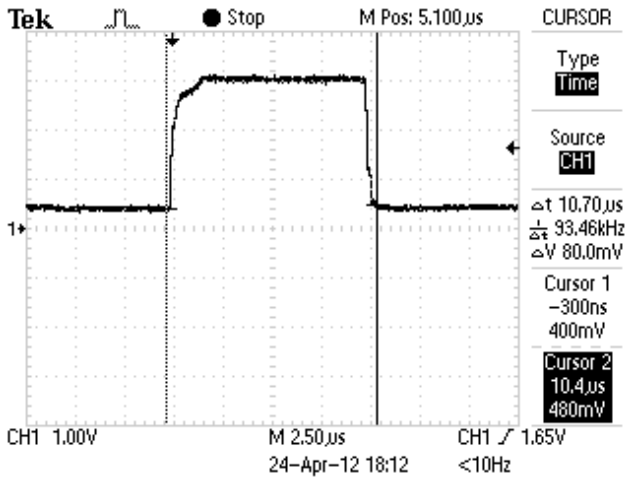
(a)



(b)



(c)

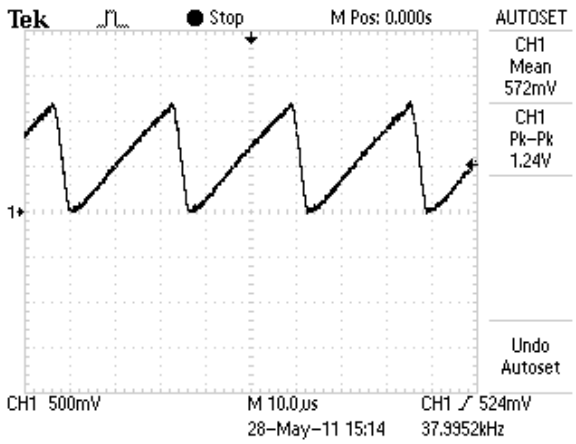


(d)

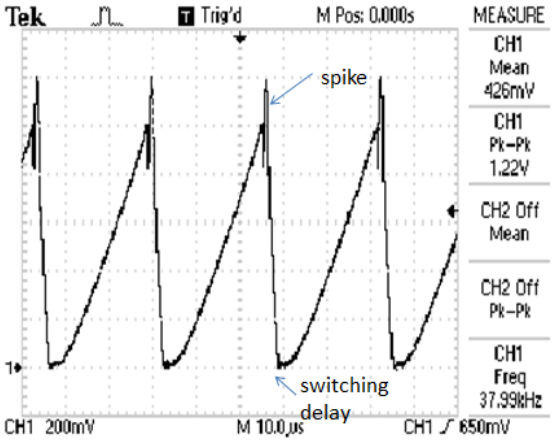
圖 4-5.脈波寬度調變實驗訊號：(a)脈波訊號；(b)鋸齒波訊號；(c)輸入電壓為 3.5V、工作週期為 46%；(d) 輸入電壓為 4V、工作週期為 40%

其中圖 4-4 的V_-代表參考電壓，其電壓為輸入電壓經比例電阻(R_1、R_2)分壓，由此圖我們可以觀察到工作週期會跟隨輸入電壓變化而調整，圖 4-5-(a)脈波訊號可以知道導通時間為 4.8 μs，其時間為C_4電容放電時間，而鋸齒波電路使用 MOSFET 開關控制 RC 充放電的電壓峰值即時間常數的特性，圖 4-5-(b)顯示鋸齒波訊號趨近於理想鋸齒波訊號，圖 4-5-(c)、圖 4-5-(d)是工作週期跟隨輸入電壓變化實驗結果，經過數次實驗可以發現鋸齒波電路的開關改換成 BJT 電晶體時換延長電容放電時間如圖

4-6-(a)，或則 $R_6 < R_{10}$ 會因為旁路電容效應產生突波現象如圖 4-6-(b)。



(a)



(b)

圖 4-6.鋸齒波實驗訊號：(a)BJT 電晶體開關鋸齒波訊號；(b) $R_6 < R_{10}$ 鋸齒波訊號

根據圖 4-6 實驗結果得知開關的特性會影響鋸齒波訊號，由於 BJT 電晶體因為是電流操作模式，所以在反應速度比 MOSFET 開關慢，除此之外開關旁路電容外部串接電阻太大也會造成鋸齒波異常。

(3) 前饋式升壓型轉換器

根據 3-2、3-3 章節先前已經探討過直流轉換器操作模式，本論文升壓型轉換器操作於非連續模式如圖 4-7，透過直流轉換器將採取微小振動能轉移於超級電容，且根據電路分析及理論計算輸出充電電壓、輸出漣波

電流、非連續工作模式條件，將超級電容控制於最大承受參數範圍內，接下我們先探討理想模式(無 Charge Pump 電路)升壓型轉換器特性，再討論本論文提出前饋式升壓型轉換器特性，即非理想模式。

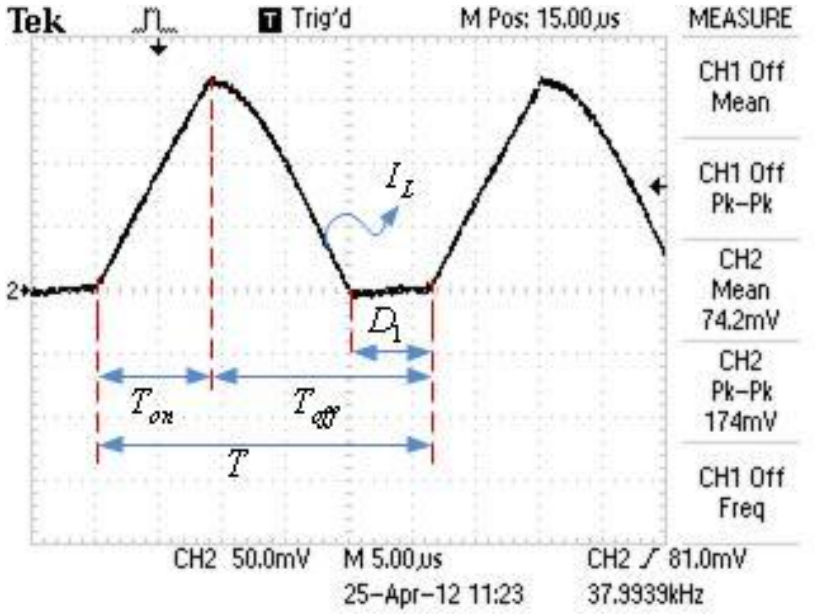


圖 4-7. 輸入電壓是 4V，$D = T_{ON} / T = 38\%$，電感電流操作非連續模式圖

A. 理想模式：

a、 輸出電壓(V_{o1})方程式

根據[38]相關文獻我們可以從電感電流的操作非連續模式波形如圖 4-8，推導輸出電壓方程式

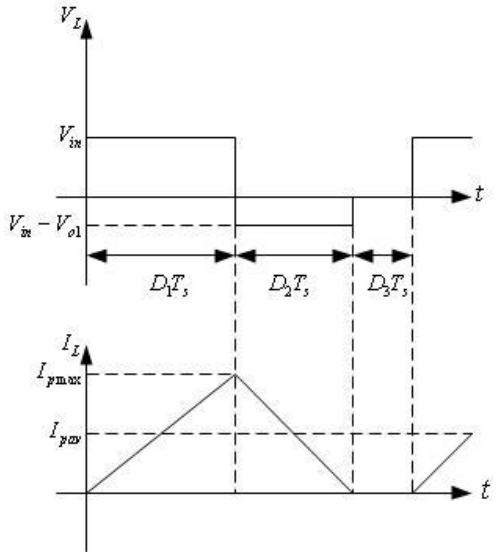


圖 4-8. 電感電流非連續模式

根據能量守恆定律，一個週期電感能量可表示如式 4-7

$$D_1 V_{in} + D_2 \left(V_{in} - V_{o1} \right) + 0 = 0 \tag{4-7}$$

其中 D_1 是電感充電期間則電感電壓為輸入電壓、D_2 是電感放電期間則電感電壓是輸出電壓與輸入電壓兩者電壓差、D_3 是電感能量為零由濾波電容供電給負載則電感電壓為零，式 4-7 經過基本數學運算後 D_2 可以表示式 4-8，輸出電壓(V_{o1})如式 4-9

$$D_2 = D_1 \frac{V_{in}}{V_{o1} - V_{in}} \tag{4-8}$$

$$V_{o1} = V_{in} \frac{D_1 + D_2}{D_2} \tag{4-9}$$

平均電感電流利用積分表示，如式 4-10

$$I_{p(av)} = \frac{1}{T_s} \int_0^t i_p dt \tag{4-10}$$

$$I_{p(av)} = \frac{1}{T_s} \left(\frac{1}{2} \times I_{p\max} \times D_2 T_s \right)$$

其中 $I_{p\max} = \frac{V_{in}}{L_1} D_1 T_s$，平均電感電流經數學整理，如式 4-11

$$I_{p(av)} = \frac{V_{in} D_1 D_2 T_s}{2 L_1} = \frac{V_{o1}}{R_5} \tag{4-11}$$

將式 4-9 代入式 4-11，則

$$\frac{2L_1}{R_5 T_s} = \frac{V_{in} D_1^2 \dfrac{V_{in}}{V_{o1} - V_{in}}}{V_{o1}}$$

假設 k 代表式 4-12，則經數學整理如式 4-13

$$k = \frac{2L_1}{R_5 T_s} \tag{4-12}$$

$$k V_{o1} \left(V_{o1} - V_{in} \right) = V_{in}^2 D_1^2 \tag{4-13}$$

$$k {V_{o1}}^2 - k V_{o1} V_{in} - V_{in}^2 D_1^2 = 0$$

$$ {V_{o1}}^2 - V_{o1} V_{in} - \frac{V_{in}^2 D_1^2}{k} = 0$$

利用二元一次解方程式，求輸出電壓解，如式 4-14

$$V_{o1}=\frac{V_{in}\pm V_{in}\sqrt{1+\frac{4D_1^2}{k}}}{2} \tag{4-14}$$

假設$M=\frac{V_{o1}}{V_{in}}$，則簡化如式 4-15

$$M=\frac{V_{o1}}{V_{in}}=\frac{1\pm\sqrt{1+\frac{4D_1^2}{k}}}{2} \tag{4-15}$$

而根據圖 4-4 鋸齒波與工作週期等比例關係圖如圖 4-9，可以推導輸入電壓(V_{in})

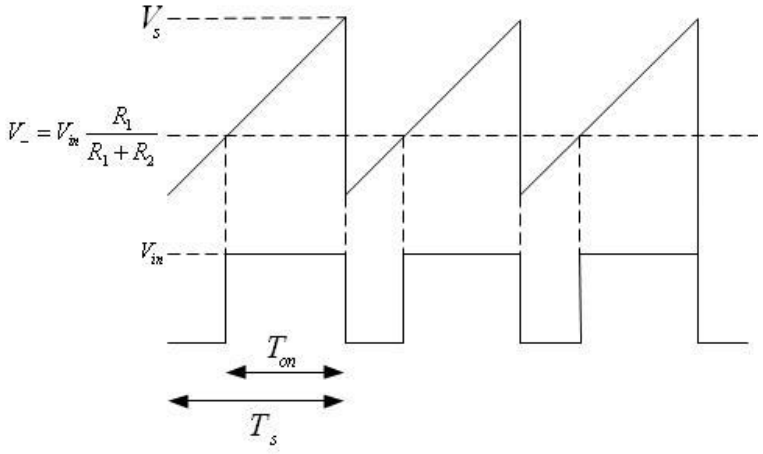


圖 4-9. 鋸齒波與工作週期等比例關係圖

利用數學三角形等比例關係，如式 4-16

$$\frac{V_s-V_-}{V_s}=\frac{T_s-T_{on}}{T_s} \tag{4-16}$$

$$V_-=V_s(1-D)$$

輸入電壓經整理之後，如式 4-17

$$V_{in}=V_s(1-D)\frac{R_1+R_2}{R_1} \tag{4-17}$$

再將式 4-17 代入式 4-14，則輸出電壓如式 4-18

$$V_{o1}=[\frac{(1+\sqrt{1+\frac{4D^2}{K}})}{2}]\times V_s\times(1-D)\times\frac{R_1+R_2}{R_1} \tag{4-18}$$

b、 輸出漣波電流(ΔI_p)方程式

根據式 4-11、式 4-17 可推導非連續模式漣波電流，假設$T_{on}=D\times T$，如式 4-19

$$\Delta I_p=\frac{V_{in}}{L_1}\times T_{on}=\frac{T}{L_1}\times V_s\times D\times(1-D)\times\frac{R_1+R_2}{R_1} \tag{4-19}$$

c、 非連續模式工作條件

根據[39]相關文獻可以從T_{off}結束時電感電流降為零的邊界模式如圖 4-10，可以推導非連續模式工作條件

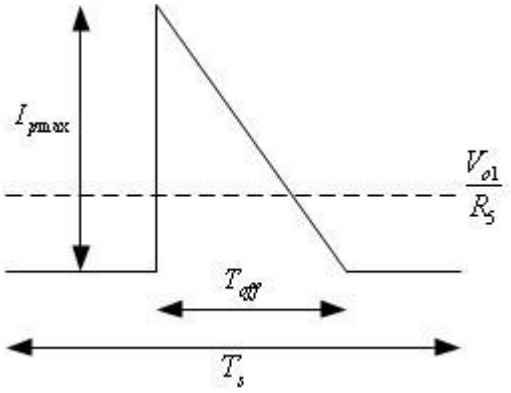


圖 4-10. T_{off} 時電感電流放電圖

電感平均電流如式 4-8，透過電感能量累積則電感平均電流可表示如式 4-20

$$\frac{1}{2}I_{p\max}\frac{T_{off}}{T}=\frac{V_{o1}}{R_5} \tag{4-20}$$

其中$I_{p\max}=\frac{V_{in}}{L_1}T_{on}$，則

$$\frac{1}{2}\frac{V_{in}}{L_1}T_{on}\frac{T_{off}}{T}=\frac{V_{o1}}{R_5}$$

$$\frac{1}{2}\frac{V_{in}}{L_1}T\frac{T_{on}}{T}\frac{T-T_{on}}{T}=\frac{V_{o1}}{R_5}$$

根據$D=\frac{T_{on}}{T}$簡化，如式 4-21

$$\frac{1}{2}\frac{V_{in}}{L_1}TD(1-D)=\frac{V_{o1}}{R_5} \tag{4-21}$$

經數學運算，則

$$\frac{V_{in}}{V_{o1}}D(1-D)=\frac{2\times L_1}{R_5\times T}$$

將式 3-12 代入，則邊界模式條件、非連續模式工作條件如式 4-22、4-23

$$D(1-D)^2 = \frac{2L_1}{R_5 T} \tag{4-22}$$

$$D(1-D)^2 > k \tag{4-23}$$

B. 非理想模式：

本論文獨立充電系統最消耗功率是自充電/自供電的部分，所以我們將圖 4-1 簡易化如圖 4-11，再進一步討論非理想模式下前饋式升壓型轉換器特性。

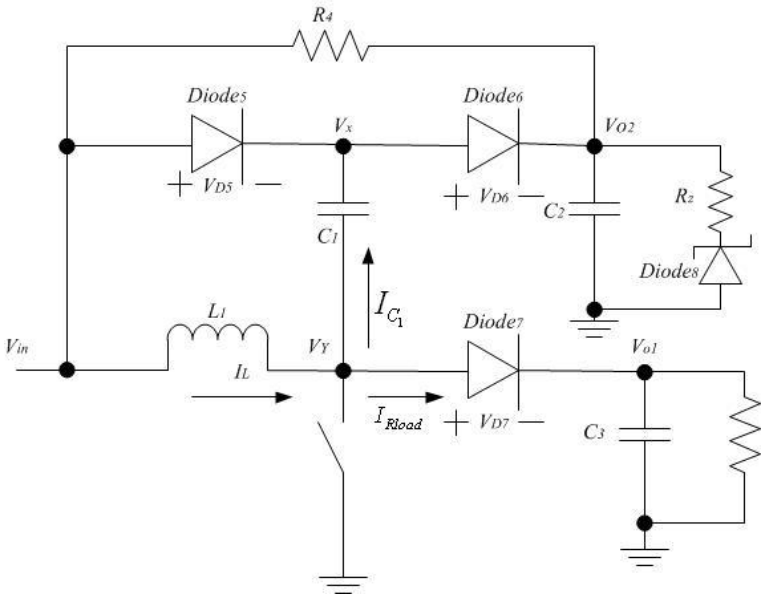


圖 4-11. 獨立充電儲能系統簡易圖

a、 輸出電壓(V_{o1})方程式

從V_Y節點利用 Kirchoff's 電流定律分析，當開關閉合時電感平均電流如式 4-24，當開關打開時L_1與C_1分別對C_3與C_2充電即為平均負載電流與平均充電電流，如式 4-25、4-26，根據能量守恆輸出電壓可表示式 4-27

$$I_{L_1(\text{av})} = \frac{1}{2} I_{L_1} \frac{T_{off}}{T} \tag{4-24}$$

$$I_{Rload} = \frac{V_{o1}}{R_5} \tag{4-25}$$

$$I_{C_1} = \frac{C_1\left(\left(V_{in} - V_{D5}\right) - \left(V_{o2} + V_{D6} - V_Y\right)\right)}{T} \tag{4-26}$$

$$I_{L_1(av)} = I_{Rload} + I_{C_1}$$

$$\frac{1}{2} I_{L_1} \frac{T_{off}}{T} = \frac{V_{o1}}{R_5} + \frac{C_1\left(\left(V_{in} - V_{D5}\right) - \left(V_{o2} + V_{D6} - V_Y\right)\right)}{T} \qquad (4\text{-}27)$$

其中 $I_L = \frac{V_{in}}{L_1} D_1 T$ ，則

$$\frac{1}{2} \times \frac{V_{in}}{L_1} D_1 T \times \frac{T_{off}}{T} = \frac{V_{o1}}{R_5} + \frac{C_1\left(\left(V_{in} - V_{D5}\right) - \left(V_{o2} + V_{D6} - V_Y\right)\right)}{T}$$

根據 $D_2 = \frac{T_{off}}{T}$ ， $T = \frac{1}{f}$ 則

$$\frac{V_{in}}{2L_1 f} D_1 D_2 = \frac{V_{o1}}{R_5} + \frac{C_1\left(\left(V_{in} - V_{D5}\right) - \left(V_{o2} + V_{D6} - V_Y\right)\right)}{T}$$

其中 $D_2 = D_1 \frac{V_{in}}{V_Y - V_{in}}$ ，則輸出電壓如式 4-28

$$\frac{D^2}{2L_1 f} \times \frac{V_{in}^2}{\left(V_{o1} + V_{D7} - V_{in}\right)} = \frac{V_{o1}}{R_5} + \frac{C_1\left(\left(V_{in} - V_{D5}\right) - \left(V_{o2} + V_{D6} - V_Y\right)\right)}{T} \quad (4\text{-}28)$$

假設 $A = \frac{D^2}{2L_1 f}$ ， $f = \frac{1}{T}$ ， $V_Y = V_{o1} + V_{D7}$ ， $V_{dd} = V_{D5} = V_{D6} = V_{D7}$ ，經過簡化如下

$$A \times \frac{V_{in}^2}{\left(V_Y - V_{in}\right)} = \frac{\left(V_Y - V_{dd}\right)}{R_5} + fC_1\left(V_{in} - 2V_{dd} - V_{o2} + V_Y\right)$$

$$AR_5 V_{in}^2 = \left(V_Y - V_{dd}\right)\left(V_Y - V_{in}\right) + fC_1 R_5\left(V_{in} - 2V_{dd} - V_{o2} + V_Y\right)\left(V_Y - V_{in}\right)$$

假設 $x_1 = fC_1 R_5$ ，則

$$AR_5 V_{in}^2 = \left(V_Y{}^2 - V_{in}V_Y - V_{dd}V_Y + V_{dd}V_{in}\right) + V_Y x_1\left(V_{in} - 2V_{dd} - V_{o2} + V_Y\right) - V_{in}x_1\left(V_{in} - 2V_{dd} - V_{o2} + V_Y\right)$$

經數學移位運算，則

$$V_Y{}^2\left(1 + x_1\right) + V_Y\left(-V_{in} - V_{dd} - 2x_1 V_{dd} - x_1 V_{o2} - x_1 V_{in}\right) + \left(V_{dd}V_{in} - x_1 V_{in}{}^2 + 2x_1 V_{in}V_{dd} + x_1 V_{in}V_{o2} - AR_5 V_{in}^2\right) = 0$$

其中假設 $x_2 = 1 + x_1$ ，則

$$V_Y^2 + V_Y \times \left[\frac{-V_{in} - V_{dd} - 2 \times x_1 \times V_{dd} - x_1 \times V_{o2} - x_1 \times V_{in}}{x_2}\right] + \left[\frac{V_{in} \times \left(V_{dd} + 2 \times x_1 \times V_{dd} + x_1 \times V_{o2}\right) - V_{in}^2 \times \left(x_1 + A \times R_5\right)}{x_2}\right] = 0$$

其中假設

$$\alpha = \frac{V_{in} + V_{dd} + 2 \times x_1 \times V_{dd} + x_1 \times V_{o2} + x_1 \times V_{in}}{1 + x_1}$$

$$\beta = \frac{V_{in}\left(V_{dd} + 2 \times x_1 \times V_{dd} + x_1 \times V_{o2}\right) - V_{in}^2\left(x_1 + A \times R_5\right)}{1 + x_1}$$

根據二元一次解方程式且數學簡化表示，則輸出電壓如式 4-29

$$V_{o1} = \frac{1}{2}\left(\alpha + \sqrt{\alpha^2 - 4 \times \beta}\right) \tag{4-29}$$

b、 輸出漣波電流(ΔI_p)方程式

根據圖 4-11 利用 V_Y 節點利用 Kirchoff's 電流定律分析 $I_L = I_{C_1} + I_{Rload}$ ，則輸出漣波電流(ΔI_p)如式 4-30

$$\Delta I_p = I_L - I_{C_1} \tag{4-30}$$

將式 4-24 與 4-26 代入，則

$$\Delta I_p = \frac{V_{in}}{L_1} DT - \frac{C_1\left(\left(V_{in} - V_{D5}\right) - \left(V_{o2} + V_{D6} - V_{o1}\right)\right)}{T}$$

將式 4-17 代入，輸出漣波電流如式 4-31

$$\Delta I_p = \left(\frac{T}{L_1}\right) \times V_s \times D(1-D)\left(\frac{R_1 + R_2}{R_1}\right) - \left(\frac{C_1(V_{in} - V_{D5}) - C_1(V_{o2} + V_{D6} - V_{o1})}{T}\right) \tag{4-31}$$

c、 非連續模式工作條件

如同輸出漣波電流推導過程，利用 V_Y 節點利用 Kirchoff's 電流定律分析，如式 4-32

$$\frac{1}{2} I_{L_1} \frac{T_{off}}{T} = \frac{V_{o1}}{R_5} + \frac{C_1\left(\left(V_{in} - V_{D5}\right) - \left(V_{o2} + V_{D6} - V_{o1}\right)\right)}{T} \tag{4-32}$$

其中 $I_{L1} = \frac{V_{in}}{L_1} T_{on}$ ，則

$$\frac{1}{2} \frac{V_{in}}{L_1} T \frac{T_{on}}{T} \frac{T - T_{on}}{T} = \frac{V_{o1}}{R_5} + \frac{C_1\left(\left(V_{in} - V_{D5}\right) - \left(V_{o2} + V_{D6} - V_{o1}\right)\right)}{T}$$

其中 $D = \frac{T_{on}}{T}$ 簡化，如式 4-33

$$\frac{1}{2}\frac{V_{in}}{L_1}TD(1-D)=\frac{V_{o1}}{R_5}+fC_1\left((V_{in}-V_{D5})-(V_{o2}+V_{D6}-V_{o1})\right) \quad (4\text{-}33)$$

經過數學基本移項運算，則

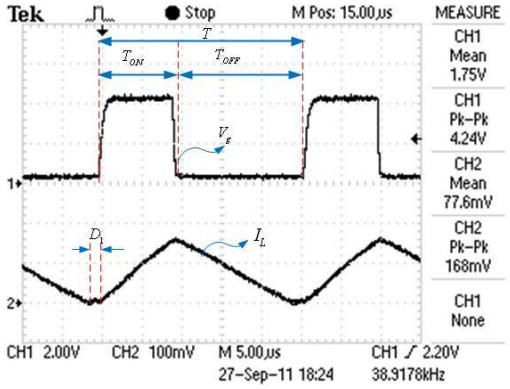
$$D(1-D)=\frac{2L_1}{R_5T}\times\frac{V_{o1}}{V_{in}}+2L_1C_1f^2\frac{\left((V_{in}-V_{D5})-(V_{o2}+V_{D6}-V_{o1})\right)}{V_{in}}$$

其中 $K=\frac{2L_1}{R_5T}$ ，則非連續工作模式條件如式 4-34

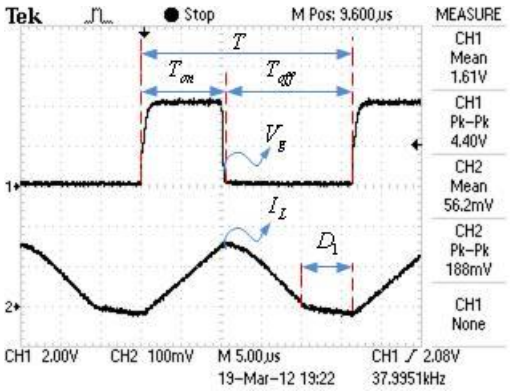
$$D\times(1-D)>(K\times\frac{V_{o1}}{V_{in}})+2L_1C_1f^2(\frac{V_{in}-V_{D5}-V_{D6}+V_{o1}-V_{o2}}{V_{in}}) \quad (4\text{-}34)$$

4.3 系統模擬與實驗分析

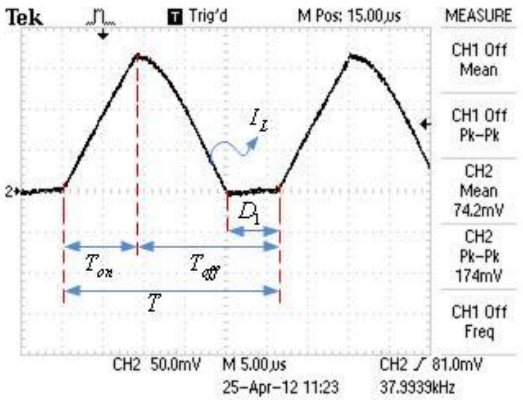
根據 4-2 章節推導輸出電壓及漣波電流方程式，主要目的是為了有效操作於超級電容最大允許工作範圍內，所以本章節利用式 4-18、4-19、4-28、4-30 進行模擬，解析最大輸出電壓及漣波電流模擬結果圖，最後將實驗數據與模擬結果作相對比較，本論文主要操作於非連續模式，所以從式 4-33 可以觀察到當負載變大或則 Charge pump 的 C_1 變小比較容易進入非連續模式，如圖 4-12。



(a)



(b)



(c)

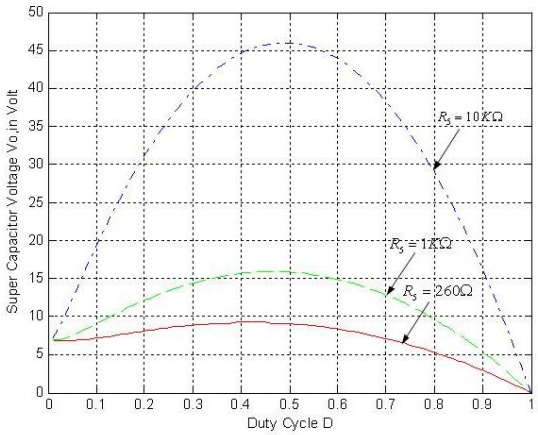
圖 4-12.實驗量測電感電流非連續模式：

(a) $V_{in}=4.5V, R_5=50K\Omega, C_1=0.39\mu f, D_1T=2\mu s$ ；

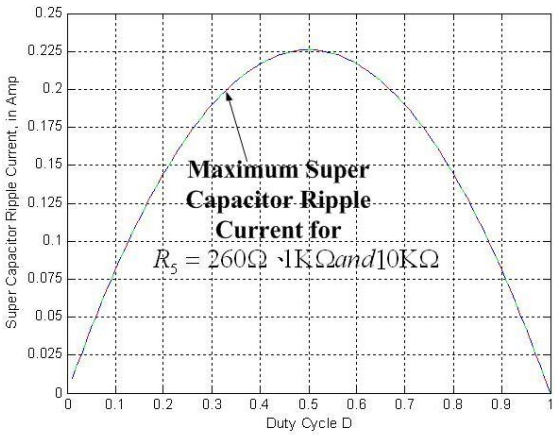
(b) $V_{in}=4.5V, R_5=50K\Omega, C_1=0.2\mu f, D_1T=7\mu s$ ；

(c) $V_{in}=4.5V, R_5=10K\Omega, C_1=0.2\mu f, D_1T=6.5\mu s$

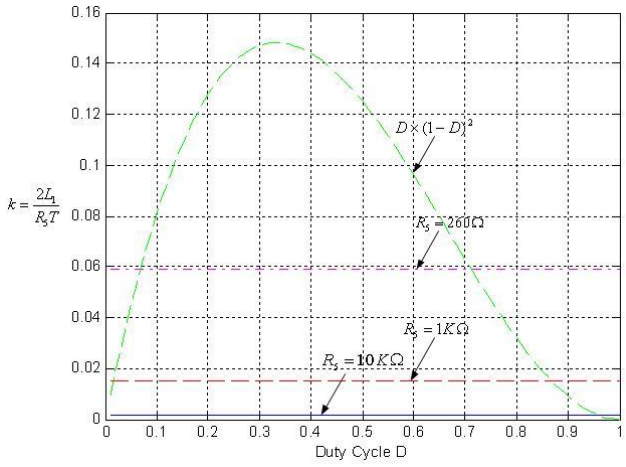
其中V_{in}是輸入電壓、R_5是負載、C_1是 Charge Pump 電容、D_1是電感電流降為零由濾波電容供電給負載時間,由圖 4-12 電感電流實驗結果圖可以驗證式 4-34，在相同參數唯有改變負載與C_1情況下，當C_1變小時D_1區間變大如圖 4-12-(a)與圖 4-12-(b)，當負載變大時D_1區間變大如圖 4-12-(b)與圖 4-12-(c)，我們也可以觀察到改變C_1效果較佳，本論文使用硬體參數及模擬參數都相同，電感值(L_1)是 200 μH 、週期(T)是 26 μs、鋸齒波峰值(V_s)是 1.2V，本論文在理想模式使用不同負載(260Ω、1$k\Omega$、10kΩ)情況下模擬升壓型轉換器的輸出電壓(V_{o1})、漣波電流(ΔI_p)、工作模式的特性，如圖 4-13。



(a)



(b)



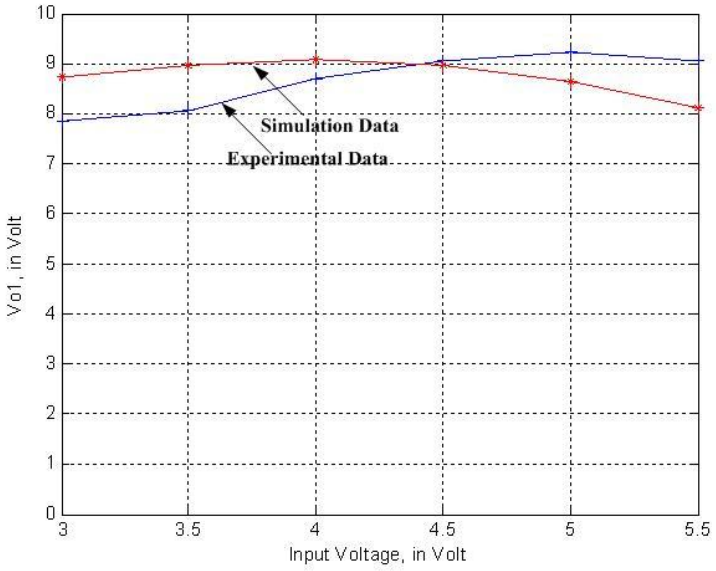
(c)

圖 4-13. 理想模式升壓型轉換器特性：(a)工作週期與輸出電壓關係圖；(b) 工作週期與漣波電流關係圖；(c)連續與非連續模式操作條件圖

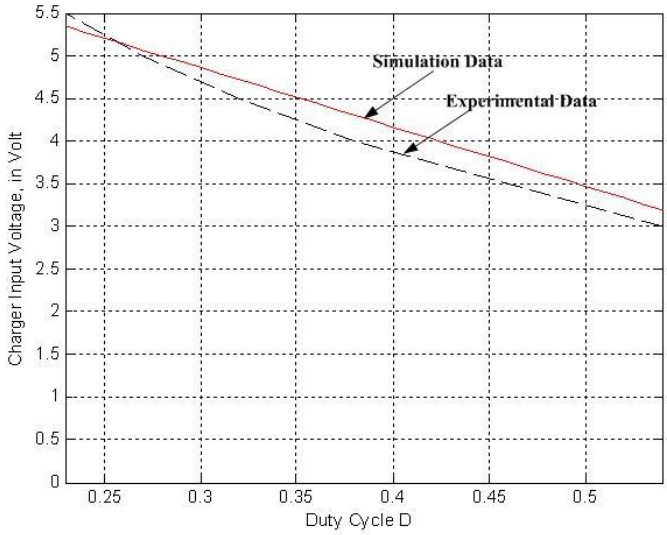
由圖 4-13 模擬結果圖可以知道最大輸出電壓與漣波電流發生於工作週期是 0.5 時，根據式 4-17 得知輸入電壓越小工作週期越大，所以根據模擬結果可以選擇適合超級電容工作範圍內，本論文硬體負載選擇$10k\Omega$實驗數據進行非理想模式升壓型轉換器特性驗證，如表 4-1、圖 4-14、4-15。

表 4-1.實驗數據表

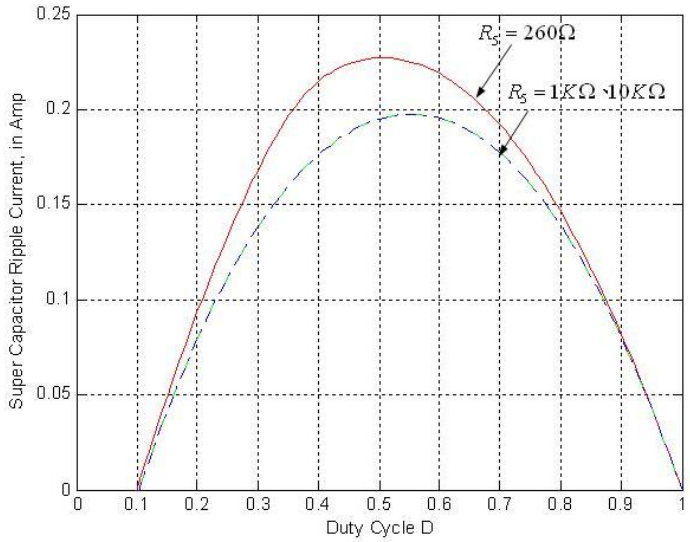
D	**0.54**	**0.46**	**0.38**	**0.32**	**0.27**	**0.23**
V_{in} **(V)**	3	3.5	4	4.5	5	5.5
V_{o2} **(V)**	7.6	7.75	8.19	8.82	9.31	9.41
I_Z **(mA)**	24.5	28.6	29.1	32.1	35.9	37.1
V_{o1} **(V)**	7.85	8.05	8.69	9.04	9.22	9.04



(a)

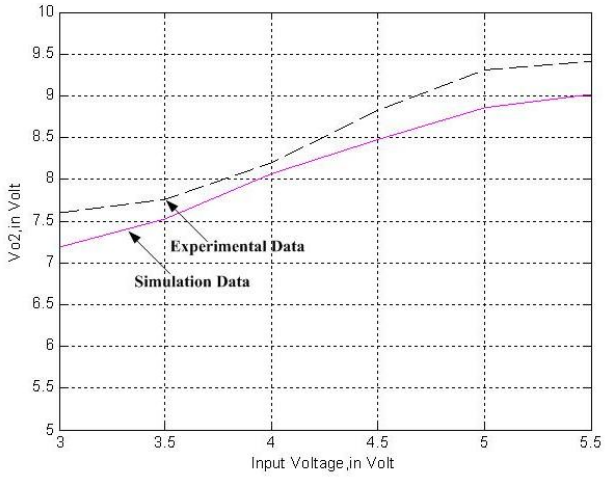


(b)

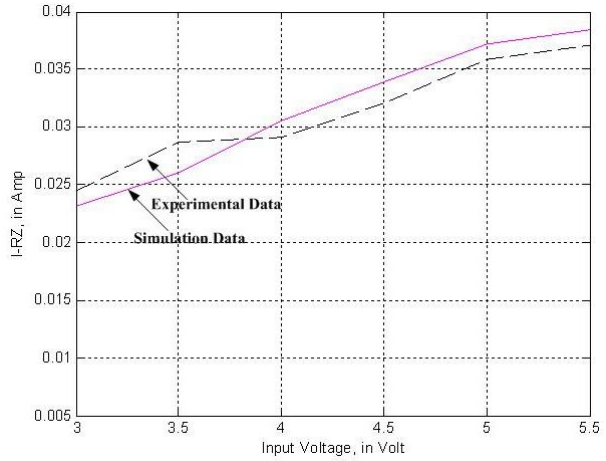


(c)

圖 4-14.非理想模式升壓型轉換器特性：(a)輸入電壓與輸出電壓關係圖；(b) 工作週期與輸入電壓關係圖；(c) 工作週期與漣波電流關係圖



(a)



(b)

圖 4-15 非理想模式自充電/自供電電路特性：(a)輸入電壓與 Charge Pump 輸出電壓關係圖；(b) 輸入電壓與 Charge Pump 負載電流關係圖

我們可以從圖 4-14-(c)觀察到最大漣波電流介於工作週期是 0.5 跟 0.6 之間，所以可以由此圖選擇最佳工作參數，由於本論文輸入電源由手壓發電機提供，最大電壓峰對峰值是 12V，前級經過整流與濾波後最大輸入直流電壓是 6V，且脈波寬度調變最小工作電壓是 2V，所以實驗數據統計範圍從 3V 到 5.5V，經過數學方程式驗證後誤差範圍位於 5%內，如圖 4-14、圖 4-15。

第五章 研究結論與未來展望

5.1 研究結論

本論文經過實驗數據與理論方程式模擬相對驗證如圖 4-14、4-15，證實本論文硬體電路不需要靠外部電源裝置或電池供電，可以透過振動能手壓發電機的微小能量提供能源，其利用自充電/自供電電路與前饋式升壓型轉換器結合，完成能量轉換及獨立充電系統，本論文電路架構如圖 4-1 根據理論推導參數工作模式可以操作非連續模式如圖 4-7，量測數值與數學方程式推導結果誤差範圍於 5%內，所以本論文獨立自充電儲能系統可以達到下列主要兩個優勢：

(1) 硬體電路體積小、低成本，操作參數可以跟隨不同超級電容作調整，維持超級電容使用壽命。

(2) 自充電/自供電電壓來源可以從生活中自然能源取得。

5.2 未來展望

本論文已經設計一套優化充電電路，適用於振動能發電機，未來希望可以增加適用對象，可以針對以下特點作為改善目標：

(1) 增加系統穩定性：

縮短 Charge Pump 初始充電時間，即減少暫態響應時間。

(2) 提高能量轉換效率：

考慮非理想模式的啟動狀態與穩態能量消耗。

(3) 降低電路功率損耗：

由於功率損耗大部分來自脈波寬度調變電路，所以針對此電路作為改善目標。

(4) 增加適用對象，提升儲能裝置容量：

目前適用振動能充電，希望未來可以在生活週遭自然能源隨手採取進行充電儲能，且提高儲能裝置容量增加供電時間。

參考文獻

[1] 賴騰憲,聲波致動式微型發電機於手機能源系統之應用，逢甲大學自動控制工程學系碩班論文,6 月 2006 年.

[2] Tetsuo Nozawa, “從廢熱、振動採集能源,” NIKKEI ELECTRONICS TAIWAN EDITION, pp34-42, February 2009.

[3] Tony Armstrong, “能量採集商品化在望 感測器網路迎接免插電時代,” *綠能產業山頭林立雜誌*, 10 月 2010 年.

[4] 韋光華, “綠色能源-發電與儲能,” *科學發展*, 451 期, pp26-31,7 月 2010 年.

[5] 行政院, “綠色能源產業旭升方案,” 3141 次為議通過, 四月 2009 年

[6] 行政院, “國家節能減碳總計畫,” 五月 2010 年

[7] 馮垛生, 太陽能發電原理與應用, 五南出版社,九月 2010

[8] 陳良瑞 “1Kw 高效率太陽光電儲能系統之研製,”國科畫結案報告, 八月 2006 年

[9] A. Kitamura, M. Okamoto, F. Yamamoto, K. Nakaji, H. Matsuda, and K. Hotta,“Islanding Phenomenon Elimination Study at Rokko Test Center,” *Conference Record of IEEE Photovoltaic Specialists Conference*, vol.1, pp.759-762, 1994.

[10] 行政院, “公共工程或公有建築物設置再生能源發電設備設計參考原則,” 經濟部報告, 十月 2009 年

[11] Bo-Xiang Huang, I-Chang Liu,“Photovoltaic Power Generating System,” tpetube report, Nov. 2009

[12] 游啟聰, “台灣風力發電發展現況與未來,” 工業技術研究院技術報告, 十二月 2008 年

[13] 蕭永嘉 周協議 張寬裕, “風力壓縮空氣儲能系統”

[14] 嚴以誠, “風力發電介紹,” 三聯科技股份有限公司技術報告, pp. 8-10

[15] D. Candusso, L. Valero and A. Walter, “Modeling, control and simulation of a fuel

cell based power supply system with energy management," *IECON* , vol. 2, pp. 1294-1299, Nov. 2002.

[16] P. Glynne-Jones, S.P. Beeby, and N.M. White, "Toward Piezoelectric Vibration-Powered Microgenerator," *IEEE Proceeding Science, Measurement and Technology*, Vol. 148, No. 2, pp. 68-72, 2001.

[17] F. Lu, H.P. Lee, and S.P. Lim, "Modeling and Analysis of Micropiezoelectric Power Generators for Micro-Electromechanical-Systems Applications," *Smart Materials and Structures*, Vol. 13, pp. 57-63, 2004.

[18] J. Kymissis, C. Kendall, J. Paradiso, N. Gershenfeld, "Parasitic Power Harvesting in Shoes," *Presented at the Second IEEE International Conference on Wearable Computers*, pp. 132-139, 1998.

[19] S. Roundy, and P.K. Wright, "A Piezoelectric Vibration Based Generator for Wireless Electronics," *Smart Materials and Structures*, Vol. 13, No. 5, pp. 1131-1142, 2004.

[20] L.M. Swallow, J.K. Luo, E. Siores, I. Patel, and D. Dodds, "A Piezoelectric Fiber Composite Based Energy Harvesting Device for Potential Wearable Applications," *Smart Materials and Structures*, Vol. 17, 2008.

[21] M. J. Guan and W. H. Liao, "On the efficiencies of piezoelectric energy harvesting circuits towards storage device voltages," *Smart Materials and Structures*, vol. 16, pp. 498-505, 2007.

[22] 林蕙君、舒貽忠, "壓電振能擷取簡介," 力學學會技術報告, 2011

[23] 陳致凱,黃崇恩、蔡慧駿, "振動能源採集系統探討與製作," 國科畫結案報告, 2011 年

[24] 楊啟榮, "微致動氣原理與應用技術," 國立臺灣師範大學機電系教材

[25] 吳國光、張育誠、焦鴻文, "行動發電廠——淺談振動能源," 經濟部能源局, 六月 2010 年

[26] Tetsuo Nozawa, “振動發電裝置,” NIKKEI ELECTRONICS TAIWAN EDITION, pp34-42, 二月 2009 年.

[27] 黃永福, “儲能系統所適合應用場合,” 工業技術研究院技術報告, 二月 2012 年

[28] 黃靖智, “分散式電源串聯型併聯模組之均載控制策略,” 中山大學電機工程系碩士論文, 七月 2008 年

[29] P. P. Barker and R. W. De Mello, “Determining the impact of distributed generation on power systems. I. Radial distribution systems,” *Proceedings of IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*, Vol. 3, pp. 1645-1656, 2000.

[30] P. F. Ribeiro, B. K. Johnson, M. L. Crow, A. Arsoy, and Y . Liu, “Energy storage systems for advanced power applications,” *Proceedings of IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*, Vol. 89, Issue 12, pp. 1744-1756, Dec. 2001.

[31] 川能公司, “超電容兼具電池與電容特質的下世代儲能元件,” 技術報告, 五月 2009 年

[32] 王證誌, “質子交換膜燃料電池應用於混合動力車輔助電力的探討,” 成功大學系統及船舶機電工程學系碩士論文, 七月 2007 年

[33] A. G. Pandolfo, A. F. Hollenkamp, “Carbon properties and their role in supercapacitors,” *Journal of Power sources*, vol. 157, pp. 11-27, 2006.

[34] 周以軒, “低功率儲能系統之回授式升壓型轉換器設計與實現,” 交通大學電機與控制工程系碩士論文, 六月 2009 年

[35] Steve Knoth, “兼具小尺寸/長壽命優勢 超級電容拓展中/高功率應用,” *技術前瞻*, 119 期, 一月 2011 年

[36] AITgroup Report, “太陽能、風能再生能源電力儲存系統”

[37] E. Lefeuvre, D. Audigier, C. Richard, and D. Guyomar, “Buck-Boost Converter for Sensorless Power Optimization of Piezoelectric Energy Harvester,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, pp. 2018-2025, 2007.

[38] C.Simpson,"Linear and Switching Voltage Regulator Fundamentals" *Technical Staff Power Management Applications,* National Semiconductor

[39] Muhammad H. Rashid, Power Electronics Circuits, And Applications, Third Edition 2004

[40] Mohan Undeland Robbins, Power Electronics Converters, Applications, and Design, Third Edition 2003

[41] 廖昱奇, "風力發電機之電源轉換器研製," 雲林科技大學電機工程系碩士論文, 六月 2008 年

[42] MAXIM Report, "DC-DC Conversion Without Inductors," July 2009

[43] Louie Pylarinos, "Charge Pumps:An Overview," *IEEE Transactions on International Symposium on Circuits and Systems,*2003

[44] 宋自恆, "剖析可攜式電源管理電路的工作原理及 IC 介紹," 品佳股份有限公司技術報告

[45] Andy Fewster, "降低 charge pump 漣波增加 LC 濾波器於輸入電容最有效," *技術前瞻,* 47 期, 一月 2005 年