

國立交通大學

電機與控制工程學系

碩士論文

獵能系統之升壓型電荷泵轉換電路設計與實現

Design and Implementation of Boost Charge Pump
Circuit of Energy Harvesting System



研究 生：張建智

指導 教授：林錫寬 博士

中華民國九十八年六月

獵能系統之升壓型電荷泵轉換電路設計與實現
Design and Implementation of Boost Charge Pump
Circuit of Energy Harvesting System

研究 生：張建智

Student : Chien-Chih Chang

指導教授：林錫寬 博士

Advisor : Dr. Shir-Kuan Lin

國立交通大學
電機與控制工程學系
碩士論文



Submitted to Department of Electrical and Control Engineering
College of Electrical Engineering
National Chiao Tung University
in partial Fulfillment of the Requirements
for the Degree of
Master
in

Electrical and Control Engineering

June 2009

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十八年六月

獵能系統之升壓型電荷泵轉換電路設計與實現

研究生：張建智

指導教授：林錫寬 博士

國立交通大學電機與控制工程研究所

摘要

本文針對獵能系統研製出以電荷泵式直流對直流轉換器為主架構的儲能電路。首先介紹獵能系統，包含獵能源、交流對直流轉換器、直流對直流轉換器及儲能元件，回顧現有的文獻，了解應用產品的電壓和功率使用的範圍，以數個 mW 到數十個 mW 等級的能量規格，按照此目標進行設計。

電荷泵是一種不含電感元件的升壓型電路，又稱為無電感交換式直流對直流轉換器，在可攜式電源的設計中占有很重要的地位，本文中先敘述電荷泵的原理與設計方法，再以電路模擬軟體模擬後，依此理論與規格實現一個輸出電壓為輸入電壓兩倍的獵能系統，以硬體電路的方式來完成，其實體的長寬尺寸為 32mm×32mm。

實驗過程分為閘極驅動量測、電壓轉換量測和獵能系統量測。由閘極驅動量測可知電晶體驅動 IC 能夠得到正確的驅動波形和避免導通狀態重疊；由電壓轉換量測可知電荷泵式直流對直流轉換器的電路充電動作；獵能系統量測首先使用直流電源來驗證，分為一般輸入電壓和低輸入電壓的情況，再利用手搖式發電機當作輸入獵能源，經過轉換電路後在儲能元件中儲存，在本實驗中藉由電路的分析和電晶體開關導通的穩定控制中，得到良好的儲能效果：當輸入電壓大於 4V 時，獵能系統的效率超過 67%，而當輸入電壓為低電壓時，電荷泵式直流對直流轉換器的效率約有 98%。

Design and Implementation of Boost Charge Pump Circuit of Energy Harvesting System

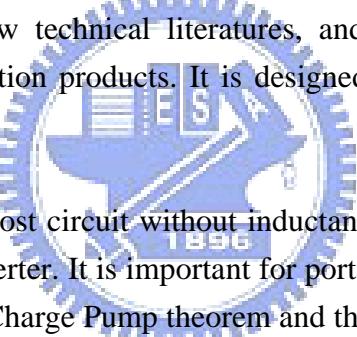
Student : Chien-Chih Chang

Advisor : Dr. Shir- Kuan Lin

Submitted to Department of Electrical and Control Engineering
National Chiao Tung University

ABSTRACT

The paper presents an Energy Harvesting System based on Charge Pump DC/DC converter. At the beginning, introduce to the Energy Harvesting System, including an Energy Source, an AC/DC converter, a DC/DC converter and an Energy Storage. Review technical literatures, and realize the voltage and the power range of application products. It is designed from several mW to tens of mW.



Charge Pump is a boost circuit without inductance, also called non-inductance switching DC/DC converter. It is important for portable power supply design. The paper firstly states the Charge Pump theorem and the design method. Then use the power simulation software to simulate the circuit. Implement the output voltage is twice of the input voltage in the Energy Harvesting System by hardware circuit. The dimension is 32mm×32mm.

The experiment divides into three parts: the gate driver measurement, the voltage transfer measurement, and the Energy Harvesting System measurement. We know MOSFET driver IC exports correct waveforms and avoids cross-conduction in the gate driver measurement. We know the charge process of Charge Pump DC/DC converter in the voltage transfer measurement. The Energy Harvesting System measurement divides into normal input voltages and low input voltages by DC power supply. Then use a hand generator as an Energy Source and Energy is stored in the storage device through the converting circuit. By the circuit analysis and the stable control of MOSFET switches, we can obtain the good storage efficiency: When input voltages are greater than 4V, the efficiency of Energy Harvesting System exceeds 67%. When input is low voltages, the efficiency of Charge Pump DC/DC converter is about 98%.

誌謝

非常感謝指導教授林錫寬博士，在研究所的兩年生涯中，給予我很多意見與指導，您豐富的學識以及堅持的研究精神，都是我所效法的對象。其次非常感謝林法正教授和趙昌博教授，在百忙之中來幫我進行論文口試，也感謝各位老師對本論文的建議和指正，以及對我個人的勉勵。

感謝亞力電機公司研發處副處長方志行博士、博士班王超民學長和林資程學長，碩士班羅振國學長、吳昱錚學長和呂宜釗學長在我研究過程中的指導與建議，並感謝同窗好友以軒、淑婷，與學弟元亨、家振、千綬、宗德、威志陪伴我在實驗室做研究的日子，給我的鼓勵和支持，使我在研究所這兩年獲益良多。

最後，我更要感謝我的家人，奶奶、爸媽、叔叔與姑姑們，在這段期間內不會間斷的鼓勵和關懷，讓我可以堅持下去，另外也感謝女友絲穎的陪伴與支持。在此謹以本份論文的結果獻給我的家人、女友與其他關心、幫助過我的師長及朋友，願將這份喜悅與你們分享。



目 錄

書名頁	i
中文摘要	ii
英文摘要	iii
誌謝	iv
目錄	v
表目錄	viii
圖目錄	ix
第 1 章 緒論	1
1.1 研究動機與目的	1
1.2 研究範圍與方法	1
1.3 論文章節概述	3
第 2 章 獵能系統回顧	5
2.1 獵能系統介紹	5
2.2 獵能系統架構	5
2.2.1 獵能源	7
2.2.2 轉換電路	10
2.2.2.1 交流對直流轉換器	10
2.2.2.2 直流對直流轉換器	11
2.2.3 能量儲存裝置	12
2.3 文獻回顧	13
2.3.1 壓電材料振動獵能的最佳化	13
2.3.2 低能量消耗的獵能電路	16
2.3.3 低功率的獵能系統	17
2.3.4 微感測器的獵能系統和能源管理	18

2.3.5 使用壓電材料對電池充電	19
2.4 獵能系統應用	19
2.4.1 自發電無線滑鼠	19
2.4.2 汽車胎壓監測系統	20
2.4.3 手電筒	20
2.4.4 無線網路模組	20
2.5 應用產品功率範圍	21
2.5.1 100mW 以上	21
2.5.2 50mW~100mW	21
2.5.3 1 mW~50mW	22
2.5.4 1 mW 以下	23
第 3 章 電荷泵發展技術	25
3.1 Cockcroft-Walton 電荷泵	25
3.2 Dickson 電荷泵	26
3.3 Wu 電荷泵	28
3.4 Makowski 電荷泵	31
3.5 Kormann 電荷泵	32
第 4 章 電路分析與設計	35
4.1 電路理論與設計方法	35
4.1.1 二極體橋式整流器	35
4.1.2 電荷泵式直流對直流轉換器	36
4.2 設計範例	42
第 5 章 硬體電路實現	46
5.1 元件選用	46
5.2 閘極驅動方法	47

5.3	包含驅動方法之升壓型電荷泵轉換電路	49
5.4	電路模擬	49
5.5	電路圖的規劃	51
5.6	實驗量測結果	53
5.6.1	閘極驅動量測	53
5.6.2	電壓轉換量測	54
5.6.3	獵能系統量測	55
5.6.3.1	實驗一	55
5.6.3.2	實驗二（輸入為低電壓）	57
5.6.3.3	實驗三（手搖式發電機）	60
第 6 章	結論與未來展望	62
6.1	結論	62
6.2	未來展望	62
參考文獻	63

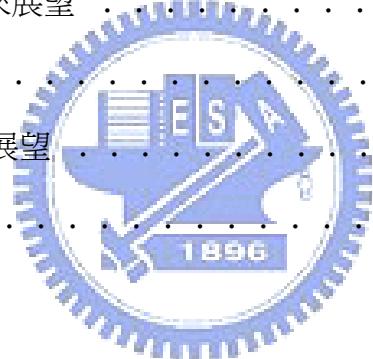


表 目 錄

2.1 Energy source 的能量密度[2]	8
2.2 常見應用產品的規格	23
2.2 文獻獵能系統的應用	24
4.1 規格設計步驟 (輸入電壓 $V_i = 4V$)	42
4.2 格設計步驟 (輸入電壓 $V_i = 3V$)	43
4.3 規格設計步驟 (輸入電壓 $V_s = 0.9V$)	44
4.4 規格設計步驟 (輸入電壓 $V_s = 0.5V$)	45
5.1 IR2111 腳位敘述	48
5.2 輸入直流電壓實驗結果	56
5.3 輸入低電壓 (0.9V) 實驗結果	58
5.4 輸入低電壓 (0.5V) 實驗結果	59



圖 目 錄

1.1	直流對直流電力轉換器分類樹狀圖	3
2.1	獵能系統	6
2.2	第一級結構的獵能系統	6
2.3	第一級結構的獵能系統硬體電路[1]	7
2.4	第二級結構的獵能系統	7
2.5	自動上發條手錶[3]	9
2.6	節能鞋示意圖[4]	9
2.7	Perpetuum 的能量收集微發電機[5]	9
2.8	二極體橋式整流器	10
2.9	加入濾波電容的充放電情形	10
2.10	直流對直流轉換器[11]	11
2.11	直流轉直流轉換器的開關利用率[11]	12
2.12	壓電元件和交流對直流整流器[6]	13
2.13	壓電元件和交流對直流整流器的電壓和電流波形[6]	13
2.14	Ottman 等人提出的能力收集電路[6]	14
2.15	傳統的 SSHI 電路[7]	16
2.16	Makihara 等人提出的 SSHI 電路[7]	16
2.17	SSHI 機械作用示意圖[7]	17
2.18	T.S.Paing 等人提出的 buck-boost 電路[8]	18
2.19	T.S.Paing 等人使用 DC 電源和理論的效率比較[8]	18
2.20	Sadano 充電電路[10]	19
2.21	自發電無線滑鼠[12]	19
2.22	太陽能能量收集無線嵌入式系統[2]	20
3.1	Cockcroft-Walton 電荷泵[20]	25

3.2	Dickson 電荷泵[21]	26
3.3	四階層 Dickson 電荷泵[21]	27
3.4	電壓變動[20]	27
3.5	Wu 電荷泵 (NCP-1) [20]	28
3.6	CTS 電壓變動[20]	29
3.7	Wu 電荷泵 (NCP-2) [22]	30
3.8	Makowski 電荷泵[24]	31
3.9	Kormann 電荷泵[26]	32
3.10	改善之輸出波形 (A) 單級倍壓器 (B) 推挽式倍壓器[26]	32
3.11	Kormann 3 倍壓電荷泵[26]	33
3.12	Kormann 1.5 倍壓電荷泵[26]	33
4.1	升壓型電荷泵轉換電路架構	35
4.2	克西和夫電荷定律	36
4.3	電荷轉移後重新分配	37
4.4	電荷泵式直流對直流轉換器電路動作	37
4.5	電荷泵式直流對直流轉換器穩態輸出電壓波形	38
4.6	電荷泵式直流對直流轉換器電路動作-考慮電晶體開關的內阻	40
5.1	IR2111 腳位	47
5.2	輸入和輸出時序圖	48
5.3	包含驅動方法之升壓型電荷泵轉換電路	49
5.4	PowerSIM 模擬圖	49
5.5	輸入電壓 $V_i=4V$ 的模擬結果	49
5.6	電容 C_s 情形	50
5.7	手搖式發電機的模擬結果	51
5.8	Protel 99SE 規畫之電路圖	51

5.9	Protel 99SE 規畫之 PCB 圖	52
5.10	實體的獵能裝置之升壓型電荷泵轉換電路	52
5.11	四組閘極的驅動波形	53
5.12	停滯時間與導通時間波形	54
5.13	電容 C_s 充電情形	54
5.14	獵能裝置方塊圖	55
5.15	輸出電壓波形 (輸入電壓 $V_i=4V$)	56
5.16	輸出電壓波形 (輸入電壓 $V_i=3V$)	56
5.17	系統效率 η_s 對輸入電壓 V_i 關係	57
5.18	輸出電壓波形 ($V_s=0.9V$)	57
5.19	轉換器效率 η_c 對整流器功率 P_s 關係 ($V_s=0.9V$)	58
5.20	輸出電壓波形 ($V_s=0.5V$)	59
5.21	轉換器效率 η_c 對整流器功率 P_s 關係 ($V_s=0.5V$)	59
5.22	實體的手搖式發電機	60
5.23	手搖式發電機空載之電壓波形	60
5.24	手搖式發電機經由獵能裝置儲能波形	61

第 1 章 緒論

1.1 研究動機與目的

隨著時代的進步，科技的發展日新月異，生活周遭充滿著各式各樣的電子產品，包含個人電腦、影音設備、手持式行動電話以及家庭電器等等，帶給了我們快速的資訊和休閒娛樂，成為我們生活中不可或缺的一部分，而科技產業蓬勃發展的同時也造成市場上激烈的競爭，於是產品的價格、數量與品質就越來越受到重視。

由於電子產品的大量使用，導致能源的消耗劇增，而地球上的資源有限，於是科學家便投入如何降低能源消耗和取得自然能源的方法，使得獵能（Energy Harvesting）技術獲得很多的研究，從周圍環境的自然能源，如太陽能、風能、熱能、光能、機械震動能中獵取能量，經由電力轉換器收集並儲存於儲能元件中，提供無線式產品和可攜式產品的使用電源。

各種的電子產品都需要不同規格的電源輸入，使它們能夠穩定的運作，故電力轉換器的設計就成為了重要的課題，隨著電子產品不斷的小型化，複雜度也在提高，於是電源提供的使用壽命、元件的體積、功率的消耗成為主要的設計考量，近年來的趨勢也朝向、體積小、效率高、成本低的方向發展，其中切換式電力轉換器可達成此目標。

1.2 研究範圍與方法

本文主要探討獵能系統和各種電力轉換器，並實現升壓型電荷泵轉換電路。在現今的電力系統中，我們需要將未經調整的交流輸入電壓透過電力轉換器輸出穩定的直流電壓，以提供精密的電子產品使用。而電力轉換系統分為兩級結構，第一級結構是交流對直流（AC/DC）整流器，第二級結構是直流對直流（DC/DC）轉換器，最後經由儲能元件儲存電能。

而第二級的直流對直流電力轉換技術包含有線性調節器和切換式調節

器，早期是使用傳統的線性調節器，但它的缺點是效率差和體積大，後來發展了切換式調節器，則有效率高和體積小的優點，隨著積體電路和被動元件的發展，使得切換式調節器的可靠度提升，在電子系統中扮演了舉足輕重的角色。

獵能系統是近年來在能源技術上相當重要的研究方向，不同於一般發電機的產生電能方式，將環境中可得的能源轉換成使用的電能，以達到能源再利用的概念，也有相當多的文獻和應用，例如由 Ottman[6]等人提出從壓電材料中找最佳化的方法來獵取能量。Makihara[7]提出了低能量消耗的獵能系統，減少二級體橋式整流器造成的壓降損失。T.S.Paing[8]則是利用低電壓來產生最大的電能，並應用在無線感測裝置上。Cantatore[9]則是研究了幾種可以用來獵能的材料，有微機電式振動發電機、光電能板和熱電式發電機等等。Sadano[10]則是實驗了兩種壓電材料的效率和電池充電時間的關係。另外著名的美國麻省理工學院的媒體實驗室所發展的節能鞋，是將壓電材料裝置在鞋子下方，當人在走路時，可將機械能轉為電能。

而直流對直流電力轉換器分為升壓式 (Boost)、降壓式 (Buck)、升降壓式 (Buck-Boost)、返馳式 (Flyback)、順向式 (Forward)、推挽式 (Push-Pull)、諧振式 (Resonant) 與電荷泵式 (Charge Pump) 等等，如圖 1.1 的直流對直流電力轉換器分類樹狀圖。本文的電荷泵式轉換器又可細分為 Cockcroft-Walton 電荷泵、Dickson 電荷泵、Wu 電荷泵、Makowski 電荷泵、Kormann 電荷泵等等，各有其特點，詳述於後面章節。

本實驗的電荷泵式轉換器是一種不包含電感元件的升壓型電路，故又稱為無電感交換式直流對直流轉換器，由於都是使用電容元件，轉換效率比線性調節器高，不使用電感元件，其電磁干擾 (EMI) 較低，在可攜式電源的設計中佔有很重要的地位。

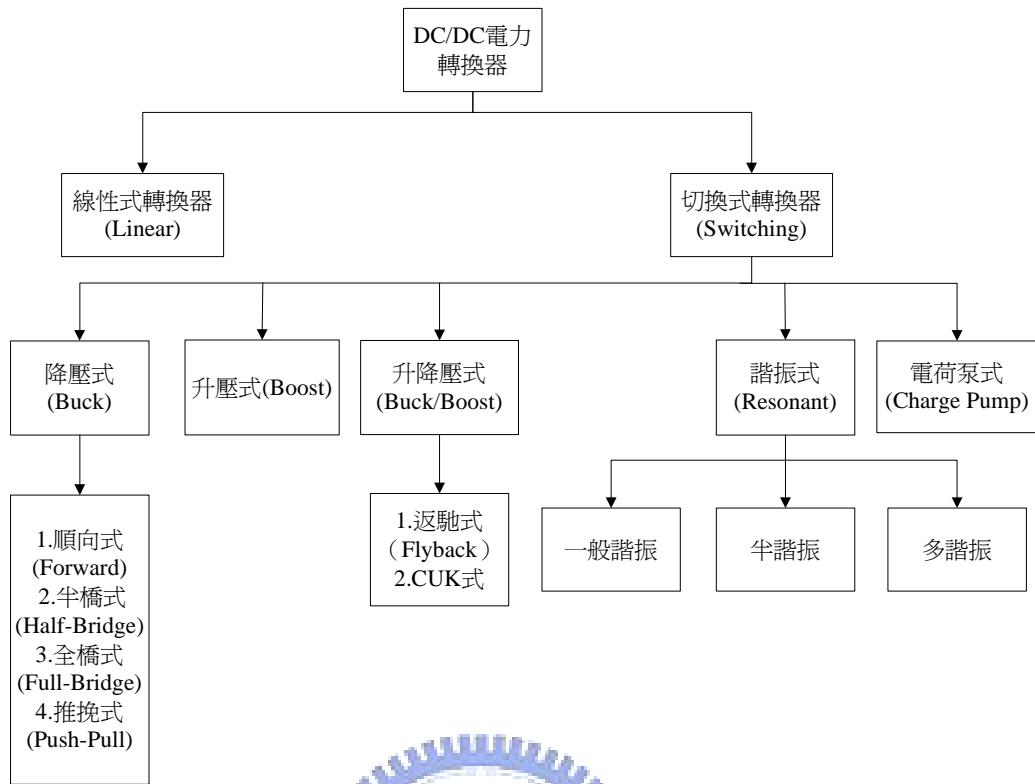


圖 1.1. 直流對直流電力轉換器分類樹狀圖

1.3 論文章節概述

本文提供了獵能系統的介紹與文獻整理，及電荷泵技術的演進，結合成電以荷泵式直流對直流轉換器為基礎的獵能系統，並對此電路做分析與設計的推導，再經由模擬與實際量測來驗證結果，本文架構可以分成六個章節：

第一章：緒論

說明此研究的動機和目的，以及研究的範圍和方法。

第二章：獵能系統回顧

敘述獵能系統與架構，以現有的文獻做範例式的說明，及介紹相關的應用產品範圍，並將文獻和應用產品做表格的整理。

第三章：電荷泵發展技術

介紹電荷泵的發展歷史和各種不同類型的電荷泵技術，進而對電荷泵有概略性的了解和認識。

第四章：電路分析

針對獵能系統提出的電荷泵式直流對直流轉換器，提出電路的理論和分析的方法，為實作前的理論依據。

第五章：硬體電路實現

首先完成電路的模擬，再以硬體電路的方式實現，並由實驗結果中量測數據，進行分析和比較。

第六章：結論與未來展望

對上述幾章的內容做個結論並提出未來可繼續研究和發展的方向。



第 2 章 獵能系統回顧

2.1 獵能系統介紹

獵能系統（Energy Harvesting System）是指從周圍環境中獵取能量並且轉換成電能，延長電子系統的電源使用時間或提供無盡的電力。在自然界中，能量以各種形式存在，包括太陽能、風能、熱能、光能、機械振動能、電磁能和聲能等等，皆可利用能量收集技術轉換成電能以提供無線式產品和可攜式產品使用。

這些自然能量廣泛地存在於我們的生活中，如何將這些自然能量轉換成可用的電能是許多科學家努力研究的目標，若能透過獵能系統來轉換成電能並儲存於儲能元件中，透過重覆使用的充電儲能元件可以減少拋棄式化學電池的使用，降低能源的消耗及污染，延長電池的使用壽命也可以減少更換電池上的成本，因此如何有效的使用獵能系統將越來越受到注目。

2.2 獵能系統架構

獵能系統主要可分為三個架構，如圖2.1所示：

1. 獵能源（Energy Source）：從周圍環境中獵取能量
2. 轉換電路（Harvesting Circuit）：交流對直流轉換電路、直流對直流轉換電路
3. 能量儲存裝置（Energy Storage）：能量儲存於電容或電池

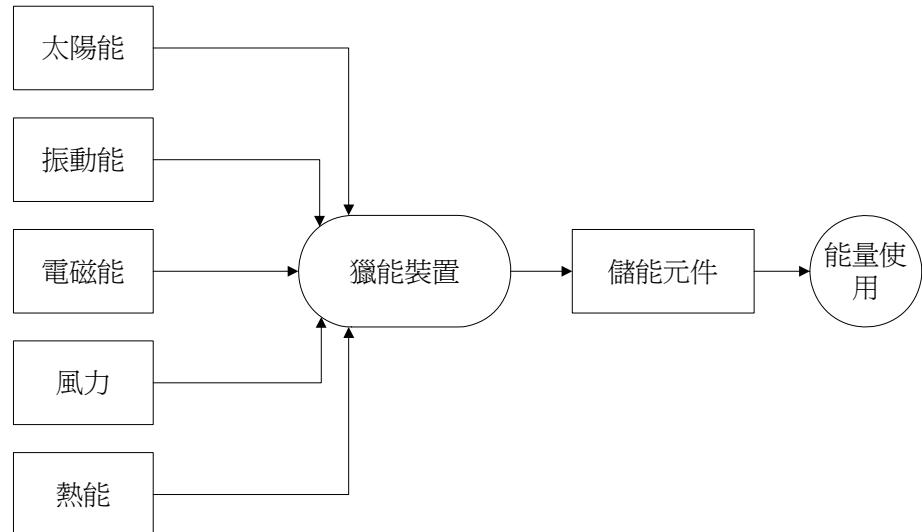
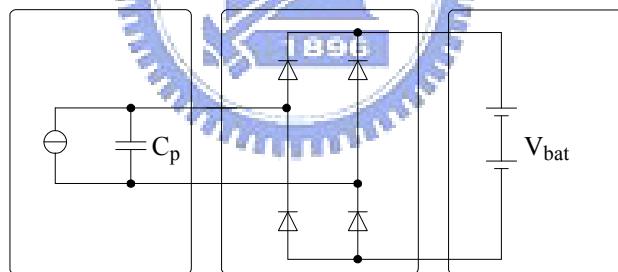


圖2.1. 獵能系統

如圖2.2所示為第一級結構的獵能系統，圖2.3為第一級結構的獵能系統硬體電路，包含了交流轉直流轉換器以及能量儲存裝置，一般的交流轉直流轉換器使用二極體橋式整流器，能量儲存裝置使用可充電式電池或超級電容來儲能，圖2.3為第二級結構的獵能系統，第二級結構則是增加了直流對直流轉換器。



Energy Source AC/DC Rectifier Energy Storage

圖2.2. 第一級結構的獵能系統

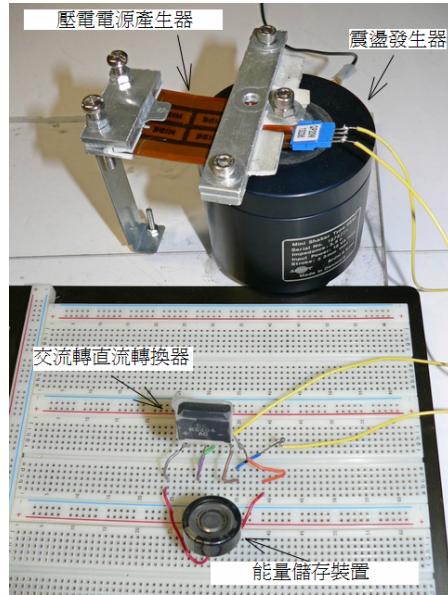


圖2.3. 第一級結構的獵能系統硬體電路[1]

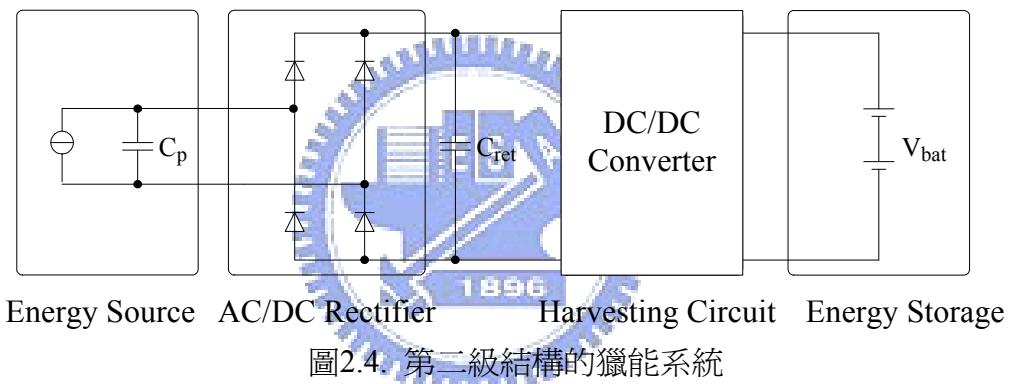


圖2.4. 第二級結構的獵能系統

2.2.1 獵能源

表2.1顯示了幾種獵能源的能量密度 (power density)，其中以機械振動和光能的獵能技術研究較多，也有較多的相關應產品，機械振動的獵能技術以壓電材料舉例，當壓電材料振動時受到張力作用時產生電壓變化，便可以透過獵能系統儲存起來。另外，微發電機也是微小電力系統的主要來源，微發電機主要有壓電式、電磁式和熱感式等等，可以透過許多方法來發電，例如人體運動時會產生熱能，便可以將它轉變成電能儲存起來，汽車、火車行進時會產生振動，也可以將它轉變成電能儲存起來，以達到充分利用能源的效果。

表2.1. Energy source的能量密度[2]

<i>Harvesting technology</i>	<i>power density</i>
<i>Solar cells (outdoor)</i>	$15mW / cm^3$
<i>Piezoelectric (shoe inserts)</i>	$330\mu W / cm^3$
<i>Vibration (small microwave oven)</i>	$160\mu W / cm^3$
<i>Thermoelectric (10°C gradient)</i>	$40\mu W / cm^3$
<i>Acoustic noise (100dB)</i>	$960nW / cm^3$

早在1920年代就有著利用自然能源的觀念，當時有位鐘錶匠製造出自動上發條的手錶如圖2.5[3]，是以機械的方式從戴手錶的人手中晃動來獲取能量，重新上緊手錶發條。

到了1990年代，微發電機的研究有著快速的發展，便利用壓電效應（當特定的晶體物質受到機械性壓力時，便會放電）設計出一種節能鞋如圖2.6[4]，將壓電陶瓷（PZT）和壓電薄膜（PVDF）裝置在鞋子下方，當人在走路時，可將機械能轉為電能。

英國的Perpetuum公司推出一種能量收集微發電機（Energy Harvesting Microgenerator）如圖2.7[5]，可為需要準確的監控發電設備和機械工作狀態的感測器、微處理器和發射器提供電力，而且不需要電池、昂貴的纜線或者維修，此微發電機將以50Hz或60Hz頻率運轉設備振動產生的動能轉化成電能使用。

美國喬治亞理工學院的華裔科學家利用了奈米技術和壓電效應，發明了奈米發電機，將單根紡織纖維用氧化鋅製成奈米線包覆起來，另外的纖維用金線包覆，因為所有纖維是緊密交織在一起的，經過拉扯後相互作用的壓力就可以產生電力，奈米發電機的電力輸出功率達到10毫伏特以及800奈安培。

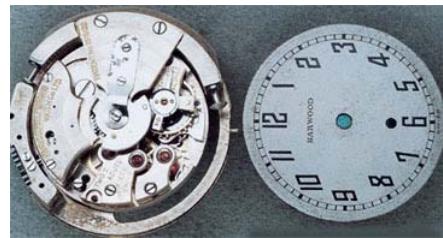


圖2.5. 自動上發條手錶[3]

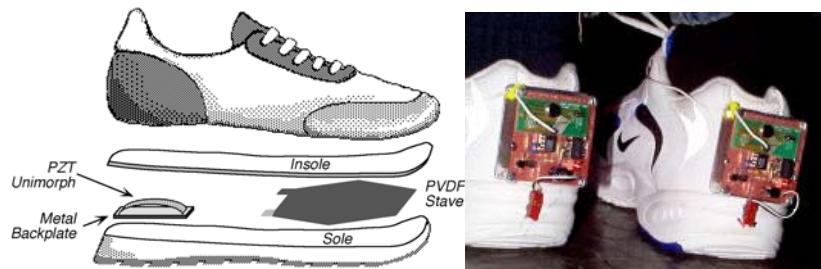


圖2.6. 節能鞋示意圖[4]



圖2.7. Perpetuum的能量收集微發電機[5]

2.2.2 轉換電路

2.2.2.1 交流對直流轉換器

獵能系統的收集與轉換電路主要由交流對直流轉換器和直流對直流轉換器組成，一般常見的交流轉直流轉換器是使用二極體整流器，或稱為二極體橋式整流器，如圖 2.8 所示，二極體橋式整流器使用四個二極體，當輸入 V_i 為正電壓時，二極體 D1、D2 順向偏壓，電流通過。輸入 V_i 為負電壓時，二極體 D3、D4 順向偏壓，電流通過。因此可以讓全週期通過，只是負週期會反相通過。

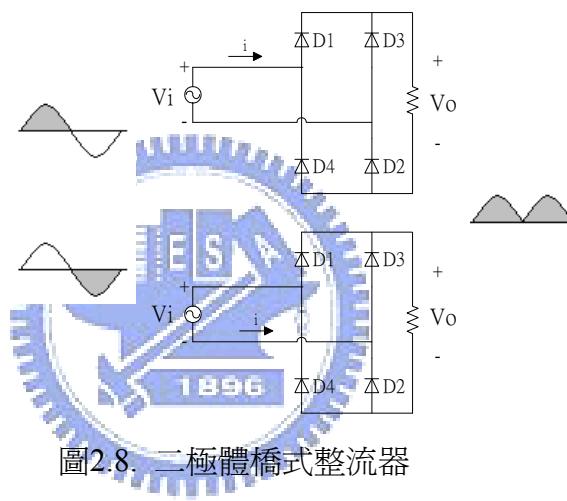


圖2.8. 二極體橋式整流器

而二極體橋式整流器的輸出，呈現週期性的脈動直流，以漣波（ripple）電壓型式出現，因此必須加入濾波電容，以得到平穩的直流電壓。如下圖 2.9 所示為二極體橋式整流器加入濾波電容的充放電情形，當輸入電壓對濾波電容充電至最大值 V_m 時，濾波電容電壓下降，開始放電至負載，直到下一週期循環再開始充電。而電容的容量越大，能儲存的電量也越多，於是放電電壓下降較小，放電較慢，反之電容的容量越小，電壓下降較大，放電時間也較快，故濾波電容對漣波電壓的影響很大。

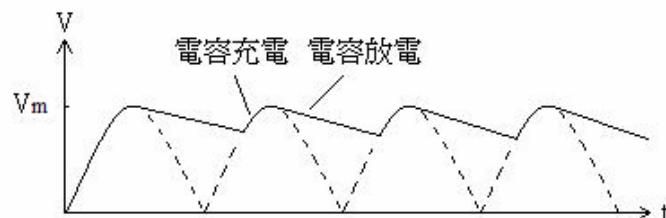


圖 2.9. 加入濾波電容的充放電情形

2.2.2.2 直流對直流轉換器

直流對直流轉換器包含了降壓式、升壓式、升降壓式、邱克式（CUK）等等，這四種轉換器的基本架構如圖 2.10 所示。直流對直流轉換器有連續電流導通模式（Continuous Current Condition）以及非連續電流導通模式（Discontinuous Current Condition），這兩種特性不同，因此要根據各模式的操作來設計轉換器。

例如在連續電流導通模式時，降壓式轉換器的輸出電壓 V_o 和輸入電壓 V_I 的關係為 $V_o/V_I = D$ ，升壓式轉換器的輸出和輸入關係為 $V_o/V_I = 1/(1-D)$ ，升降壓式轉換器的輸出和輸入關係為 $V_o/V_I = D/(1-D)$ ，邱克轉換器的輸入和輸出的關係為 $V_o/V_I = D/(1-D)$ 。

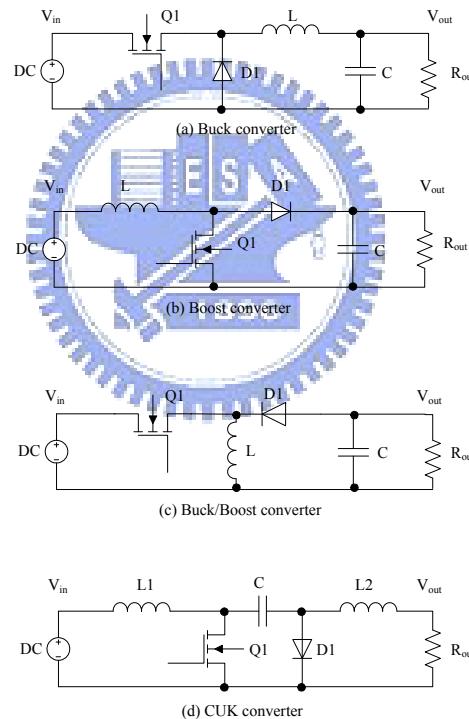


圖2.10. 直流對直流轉換器[11]

直流對直流轉換器依其用途主要分為三大類，分別是降壓、升壓、和升降壓，其他更多的轉換器也都是依此衍成出來的。圖 2.11[11]顯示直流轉直流轉換器的開關利用率，開關利用率是指額定輸出功率與開關額定功率之比值： P_o/P_T ，其中 $P_o = V_o \cdot I_o$ 、 $P_T = V_T \cdot I_T$ ， V_T 和 I_T 分別為開關的峰值電壓和峰值電流。所以由圖 2.11[11]中可以看出降壓式和升壓式的開關利用率較佳，升降壓式的開關利用率較低且最大值會發生在責任週期（Duty Cycle）為 0.5

的時候。

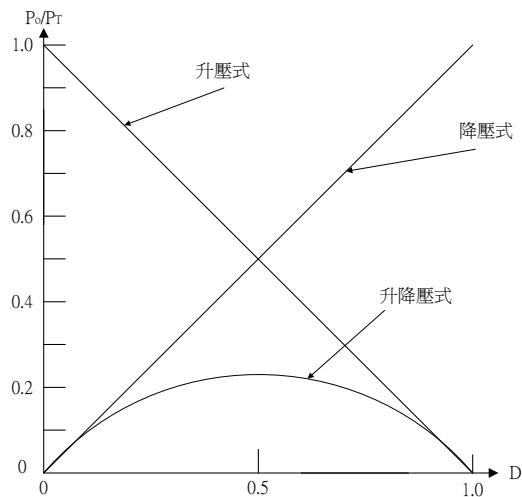


圖 2.11. 直流轉直流轉換器的開關利用率[11]

2.2.3 能量儲存裝置

從獵能裝置中得到的能量儲存在儲能元件中，一般使用充電電池或超級電容 (super capacitor)。常見的充電電池的規格如 NiMH AAA : 1000mAh、1.2V、>1A max。Li 412 : 1mAh、3V、0.15mA max。LIR 2032 : 40~60mAh，3.6V，20mA max。



超級電容有別與傳統的介電電容 (dielectric capacitor)，為一功能介於電池與傳統電容器之間的儲能元件，它的儲能機構不同於傳統介電電容器，反而是類似充電電池，但其功率密度更高於一般充電電池，並且有很高的循環壽命與穩定性，其功率密度可達到千瓦/公斤 (kW/kg) 數量級以上，循環壽命在萬次以上。超級電容利用電荷經過電解質傳遞到電極來儲存能量，這樣的原理與一般電池相近，主要的差別在於超級電容器在充放電時沒有化學反應，只有靜電現象發生，因此超級電容會有較高的功率密度。常見的超級電容的規格有 0.022F~2.5F、5.5V、leakage current<1mA。

2.3 文獻回顧

2.3.1 壓電材料振動獵能的最佳化

Ottman[6]等人提出最佳化的方法從壓電材料的振動中獵取能量，利用非連續模式（Discontinuous Condition Mode, DCM）的方法，找到一個最佳的責任週期來控制電流量，獲取最大的能量，實驗的結果發現其獵取能量的功率大約可增加 325%。

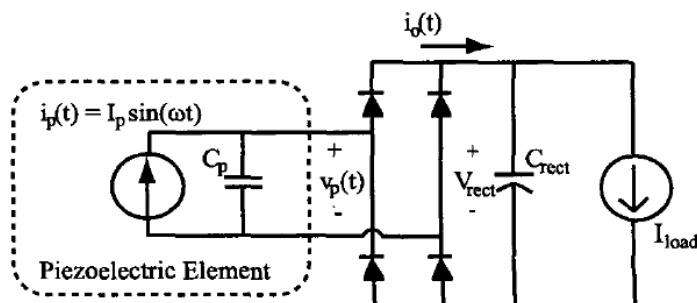


圖2.12. 壓電元件和交流對直流整流器[6]

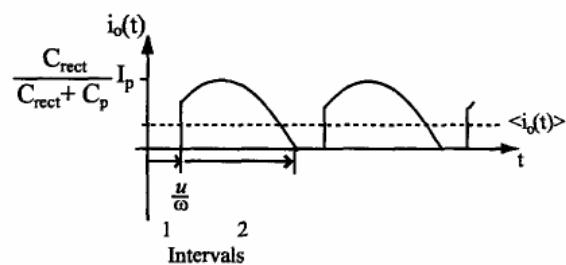
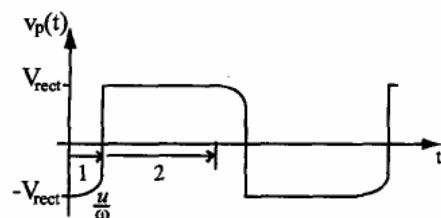
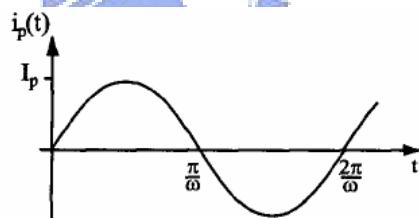


圖2.13. 壓電元件和交流對直流整流器的電壓和電流波形[6]

由圖2.12，電壓 V_p 從 $V_p(0) = -V_{rect}$ 到 $V_p\left(\frac{u}{\omega}\right) = V_{rect}$ ，可由電容 C_p 決定，得

$$\cos(u) = 1 - \frac{2V_{rect}\omega C_p}{I_p} \quad (2.1)$$

而 $i_o(t)$ 可表示成

$$i_o(t) = \begin{cases} 0 & 0 \leq t \leq u/\omega \\ \frac{C_{rect}}{C_{rect} + C_p} I_p |\sin(wt)|, & u/\omega \leq t \leq \pi/\omega \end{cases} \quad (2.2)$$

如果 $C_{rect} \gg C_p$ ，則

$$\langle i_o(t) \rangle = \frac{2I_o}{\pi} - \frac{2V_{rect}\omega C_p}{\pi} \quad (2.3)$$

並與 V_{rect} 相乘得到

$$\langle P(t) \rangle = \frac{2V_{rect}}{\pi} (I_p - V_{rect}\omega C_p) \quad (2.4)$$

峰值輸出功率發生時

$$V_{rect} = \frac{I_p}{2\omega C_p} \quad (2.5)$$

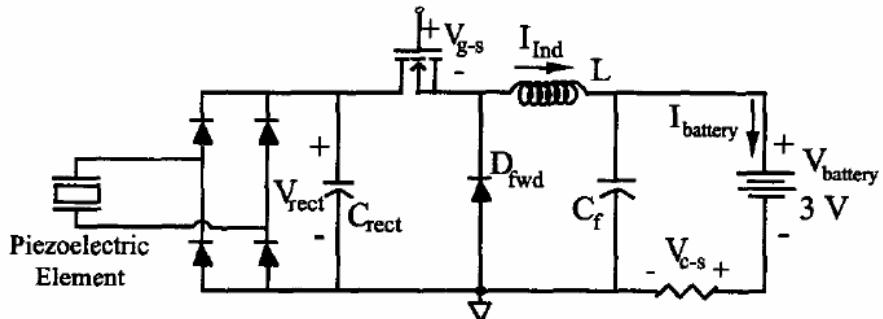


圖 2.14. Ottman 等人提出的能量收集電路[6]

如上圖 2.14[6]是 Ottman 等人提出的能量收集電路，經由壓電材料振動產生且經過整流的電壓

$$V_{rect} = \frac{I_p}{2\omega C_p} \quad (2.6)$$

由 DCM 的輸出電壓與電流關係[11]可表示成

$$V_{battery} = V_{out} = \frac{D}{D + \Delta_1} V_{in} \quad (2.7)$$

$$I_{battery} = I_{out} = \frac{V_{out} T_s}{2L} (D + \Delta_1) \Delta_1 \quad (2.8)$$

其中 D 、 Δ_1 分別是電晶體 ON、OFF 的時間。

考慮轉換器的的輸入電流

$$I_{in} = \frac{D^2}{2L f_s} (V_{in} - V_{out}) \quad (2.9)$$

將 (2.3) 代入 (2.9) 可得

$$\frac{2I_p}{\pi} - \frac{2V_{rect} \omega C_p}{\pi} = \frac{D^2}{2L f_s} (V_{in} - V_{out}) \quad (2.10)$$

解得

$$V_{rect} = \frac{\frac{2I_p}{\pi} + \frac{D^2}{2L f_s} V_{out}}{\frac{D^2}{2L f_s} + \frac{2\omega C_p}{\pi}} \quad (2.11)$$

將 (2.11) 和 (2.3) 相乘得到

$$P_{in} = \frac{D^2}{2L f_s} \frac{\left(\frac{2I_p}{\pi} - \frac{2\omega C_p}{\pi} V_{out} \right) \left(\frac{2I_p}{\pi} + \frac{D^2}{2L f_s} V_{out} \right)}{\left(\frac{2\omega C_p}{\pi} + \frac{D^2}{2L f_s} \right)^2} \quad (2.12)$$

由 (2.10) 解得

$$D = \sqrt{\frac{2L f_s}{V_{rect} - V_{out}} \frac{2I_p - 2V_{rect} \omega C_p}{\pi}} \quad (2.13)$$

由 (2.5) 知

$$I_p = 2V_{rect} \omega C_p \quad (2.14)$$

將 (2.14) 代入 (2.13) 且輸出為一固定電壓 $V_{battery}$ 得

$$D_{opt} = \sqrt{\frac{4V_{rect} \omega L C_p f_s}{\pi (V_{rect} - V_{battery})}} \quad (2.15)$$

若輸出電壓比輸入電壓大很多，此時

$$D_{opt} = \sqrt{\frac{4\omega LC_p f_s}{\pi}} \quad (2.16)$$

於是可以在根據壓電材料振動的頻率、開關切換頻率、電感和壓電元件的電容，設計出最佳的導通週期。

2.3.2 低能量消耗的獵能電路

Makihara[7]等人提出了一個低能量消耗的獵能電路，以 SSHI (Synchronized Switch Harvesting on Inductor) 電路如圖 2.15[7]做比較，傳統的 SSHI 電路需要四個二極體做為橋式整流器，新型的電路如圖 2.16[7]只使用兩個二極體，減少了兩極體的壓降損耗，實驗結果得到在能量收集時效率增加了 120%。

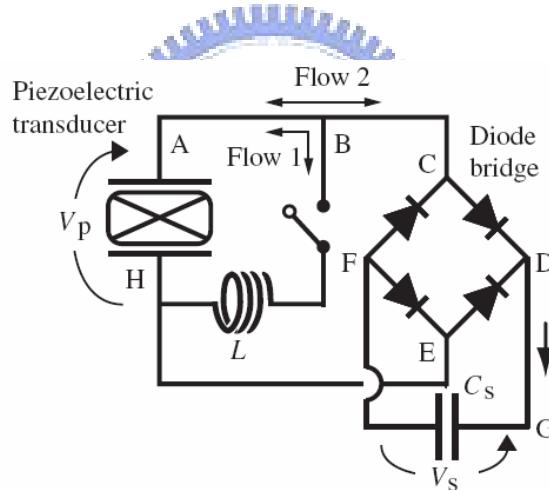


圖 2.15. 傳統的 SSHI 電路[7]

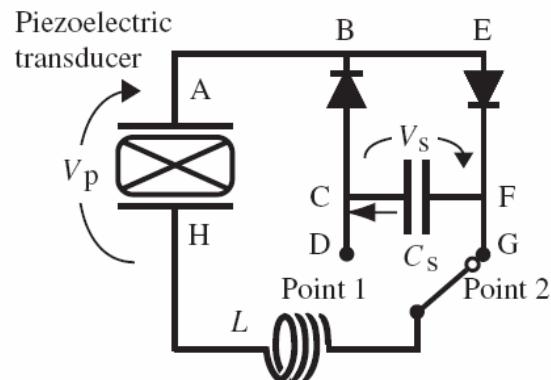


圖 2.16. Makihara 等人提出的 SSHI 電路[7]

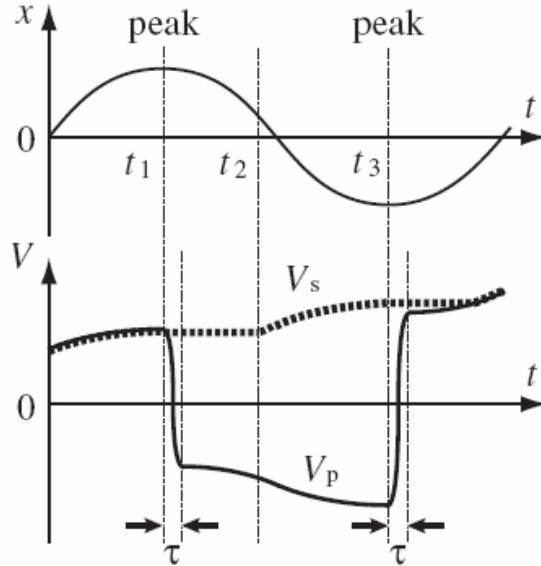


圖 2.17. SSHI 機械作用示意圖[7]

Makihara 的電路是由開關連接在 point 1 或 2 來控制電流的流向，動作簡述如下（參照圖 2.16[7]和圖 2.17[7]）：

當機械位移達到峰值而且 V_p 為正值 ($t=t_1$)， V_p 極性反轉由正到負，開關連接 point 2，電路動作為 $A \rightarrow B \rightarrow E \rightarrow F \rightarrow G \rightarrow L \rightarrow H$ 。

當 $-V_p$ 達到 V_s ($t=t_2$)，電路動作為 $H \rightarrow L \rightarrow G \rightarrow F \rightarrow C \rightarrow B \rightarrow A$ 。

當機械位移達到峰值而且 V_p 為負值 ($t=t_3$)， V_p 極性反轉由負到正，開關連接 point 1，電路動作為 $H \rightarrow L \rightarrow D \rightarrow C \rightarrow B \rightarrow A$ 。

當 V_p 達到 V_s ($t=t_4$)，電路動作為 $A \rightarrow B \rightarrow E \rightarrow F \rightarrow C \rightarrow D \rightarrow L \rightarrow H$ 。

2.3.3 低功率的獵能系統

T.S.Paing[8]等人提出了從低電壓中獲取最大能量的無線感測裝置，從三種獵能源中獲取，分別是整流天線、風力發電和機械振動，選擇的直流對直流轉換器是升降壓式轉換器，透過推導電路中的元件功率消耗以及控制參數選擇，設計出此獵能裝置，如下圖2.18[8]所示，低頻振盪器的電力直接由輸出提供，在固定的k倍週期也轉換成高頻振盪器的電力，高頻振盪器的方波脈衝寬度 t_1 用來驅動功率開關Q1，電阻 R_t 和電容 C_t 用來設定低頻振盪器的頻率 t_{lf} 和k值，電阻 R_{set} 設定高頻振盪器的頻率 $f_{hf}=0.5/t_1$ ，如圖2.19[8]是使用DC電源和理論的效率比較。實驗使用直流電源測試，輸入電壓大約為0.25V~0.7V，輸出電壓設定在3.3V，此裝置的輸出功率為50μW、效率有65%。

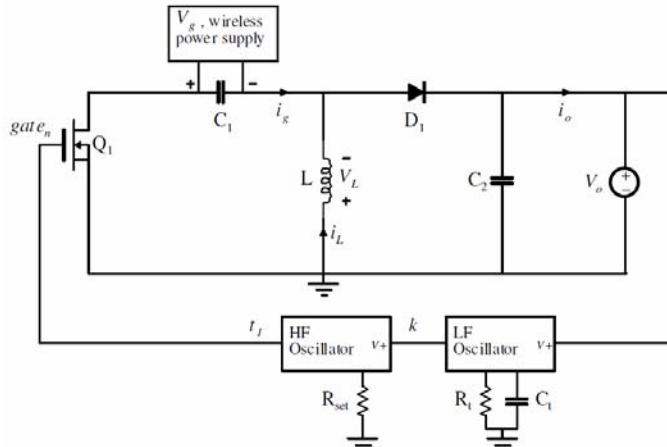


圖 2.18. T.S.Paing 等人提出的 Buck-Boost 電路[8]

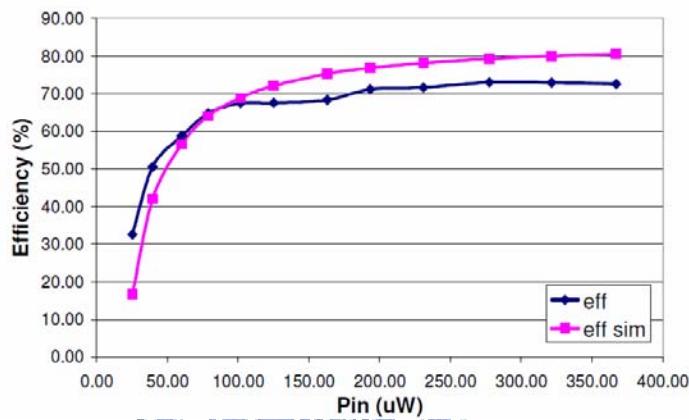


圖 2.19. T.S.Paing 等人使用 DC 電源和理論的效率比較[8]

2.3.4 微感測器的獵能系統和能源管理

Cantatore[9]等人研究了幾種獵能的方法，分別是光電能板、微機電式振動發電機和熱電式發電機，想要使感測系統散布在環境中且不被發覺，體積的尺寸設定是 100mm^3 ，光電能板是最可行的，且發電功率為 $100\mu\text{W}$ 已足夠供給微感測器使用。微機電式振動發電機在毫米的規格下，可以產生 1mW 的功率，而微振動元件共振頻率與外部振動來源的振動頻率必須一致，才有可能達到這樣的效率，否則振動式結構的電能轉換並不太有效率。熱電式的使用則更受限制，只有一些特定的環境適合使用，例如緊貼在皮膚上的元件。

2.3.5 使用壓電材料對電池充電

Sadano[10]等人利用兩種壓電材料 PZT (Piezoelectric) 和 MFC (Macro Fiber Composites) 藉由振動獲取能量儲存於電池中，由實驗中研究壓電材料的效率和電池充電的時間，MFC 有較高的輸出電壓但電流低、功率小，較不適合充電，PZT 則適合充不同的電池，下圖 2.20 是 Sadano 充電電路[10]。

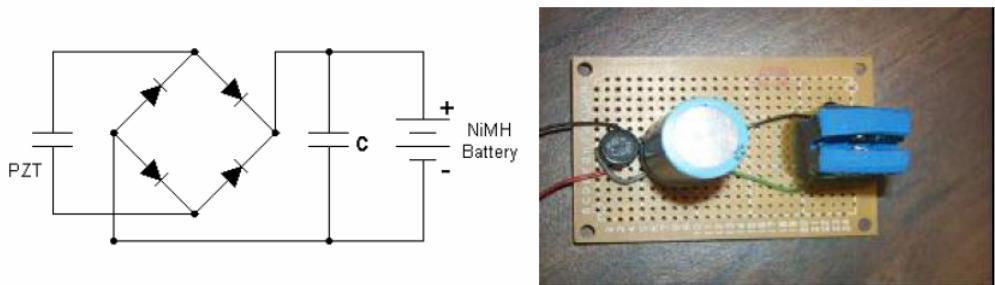


圖 2.20. Sadano 充電電路[10]

2.4 獵能系統應用

2.4.1 自發電無線滑鼠

無線滑鼠是個很熱門的產品，不使用 USB 傳輸線而是使用電池來提供電力，而如果內建有微發電裝置，靠著手的移動就能使用滑鼠而不用電池。工研院機械所就研發了這種的自發電無線滑鼠如圖 2.21[12]，裝置在自發電無線滑鼠內的高效自發電充電裝置，吸收的動能可以有效地轉換成電能，整體轉換效率可高達 60%。主要的原因在於內藏的高效能迷你往復式發電機，利用堆疊排列的磁鐵與良好的磁通路徑，在低速運動時，即可達到極佳的能量密度。



圖2.21. 自發電無線滑鼠[12]

2.4.2 汽車胎壓監測系統

胎壓的問題和生命安全有關，同時涉及耗油的問題，汽車胎壓監測系統（Tire Pressure Monitoring System, TPMS）系統可讓駕駛者在駕駛儀表中，顯示各輪胎的胎壓及溫度狀況，並於有問題時可即時、明確的顯示問題點，因此，可提升駕駛安全並有效節省油耗使用量，而獵取能量的方法就是從汽車行進時的輪胎震動轉換成電能儲存起來使用。

2.4.3 手電筒

市面上常見的手電筒需要更換電池，如果有裝置微發電機的手電筒，就可以透過手搖式或手壓式發電，經由交流馬達感應產生電能，透過交流轉直流整流器和直流轉直流轉換器來收集電能，即可照明使用。

2.4.4 無線網路模組

從無線感測網路節點所處的環境中，收集各種可利用的能源如太陽能、風能、振動能中收集能量並儲存起來供電於各個元件，例如模數轉換器、微控制器、射頻收發器等等，因此延長無線網路模組的壽命和降低成本將是研究的核心，要能使無線感測器的電源實現長期有效的電力使用。如圖 2.22[2] 為一個太陽能能量收集無線嵌入式系統的硬體電路圖。

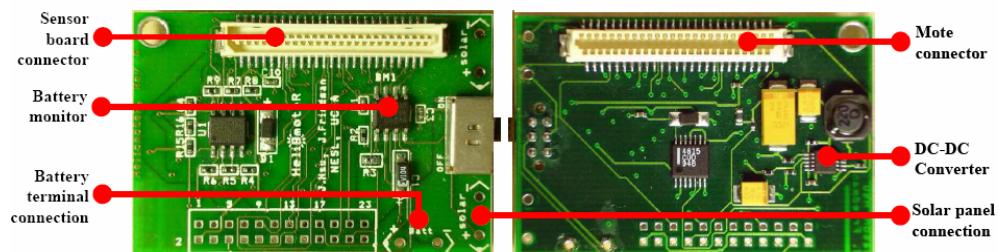


圖2.22. 太陽能能量收集無線嵌入式系統[2]

2.5 應用產品功率範圍

表 2.2 列出了七項儲能系統可應用的產品，分別是：手電筒、無線電對講機、無線滑鼠、生醫感測器、家電遙控器、無線射頻傳輸模組，以及計步器。將上述七項產品依據其消耗功率大小作分類，並列出這些產品的工作電壓以及額定電流，可以分成：100mW 以上、50mW~100mW、1mW~50mW，及 1mW 以下的四種功率區間。這七項產品的工作電壓都是一般替換性電池的額定電壓，適合本文所設計獵能系統的應用。表 2.3 是將各相關文獻分別依其獵能源、輸入電壓、輸出電壓、輸出功率，以及其應用做整理。獵能源最多研究使用的是壓電材料及太陽能，其他像是 RF、熱能等，也都可以做為轉換成電能的獵能源，由這些文獻和應用中，了解常見產品的電壓和功率使用範圍，進而設計出一個獵能系統，其功率在數個 mW 到數十個 mW 之間，並以電荷泵式直流對直流轉換器為主架構來實現。

2.5.1 100mW 以上

文獻 “Design and analysis of micro-solar power systems for Wireless Sensor Networks” [14] 從太陽能中收集的能量可至 100mW。

- 手電筒

工作電壓：3.6V、額定電流：100mA 以上。

- 無線電對講機

工作電壓：4.5V、額定電流：50mA（待機）~500mA（接收）。

2.5.2 50mW~100mW

文獻 “Design considerations for solar energy harvesting wireless embedded systems” [2] 從太陽能收集的能量大約為 50mW~100mW，電池電壓 2.58V，負載電流數十 mA。

- 無線滑鼠

工作電壓：3V、額定電流：25mA。

2.5.3 1mW~50mW

文獻 “Optimized Piezoelectric Energy Harvesting Circuit Using Step-Down Converter in Discontinuous Conduction Mode” [7] 從壓電材料中收集的能量大約 30mW。

文獻 “Power management for energy harvesting applications” [13] 從熱感應式發電機收集的能量大約 1.4mW，電池電壓為 2.2V。

- 電子血壓計

原理為將人體血壓的柯氏音，經由麥克風放大，所以不需如傳統的血壓計需要使用聽診器來量測，就可以輕易檢測到血壓脈動的聲音。

工作電壓：6V、額定電流：數 mA。

- 電子血糖計

原理以電化學氧化－還原反應進行血液中血糖濃度的測量，配合血糖感測試紙的使用，可快速地量測出血糖濃度。

工作電壓：3V、額定電流：數 mA。



- 電子耳溫槍

原理是利用紅外線測量從鼓膜釋放的熱能，當耳溫槍前端感測元件感測到熱能後，會把它轉換成電訊號，再經數位化處理後成為可判讀的資料。

工作電壓：3V、額定電流：數 mA。

- 家電遙控器（電視、冷氣）

工作電壓 3V、額定電流：電視 3~5mA、冷氣 6~9mA。

- 無線射頻傳輸模組

無線射頻傳輸模組包含了發射模組和接收模組，做為 PC 無線週邊裝置，發射模組工作電壓：2.2V、額定電流：4.5mA，接收模組工作電壓：5.5V、額定電流：7.5mA。

2.5.4 1mW 以下

文獻 “Resistor emulation approach to low- power energy harvesting” [8]從 RF 收集的能量大約在 $100\mu\text{W}$ ，電池電壓為 3.3V 。

文獻 “Energy scavenging and power management in networks of autonomous microsensors” [9]收集的能量 $10\mu\text{W}$ (MEMS) $\sim 100\mu\text{W}$ (Photovoltaic) 。

● 計步器

原理是靠步行過程中產生的軀幹上下震動，改變了計步器的水平位置，並傳導到計步器內部上下擺振裝置，進而啓動計數器的計數功能，於是把移動過程轉換為步數並累計，最終結果就呈現在計步器的螢幕上。工作電壓： 3V 、額定電流： $10\mu\text{A}$ 。

表 2.2. 常見應用產品的規格

應用產品	Power range	工作電壓	額定電流
手電筒	100mW 以上	3.6V	100mA 以上
無線電對講機		4.5V	50mA (待機) 、 500mA (接收)
無線滑鼠	50mW-100mW	3V	25mA
生醫感測器	1mW-50mW	3V	數 mA
家電遙控器		3V	3mA~9mA
無線射頻傳輸 模組		2.2V (發射) 、 5.5V (接收)	4.5mA (發射) 、 7.5mA (接收)
計步器	1mW 以下	3V	$10\mu\text{A}$

表 2.3. 文獻獵能系統的應用

文獻	獵能源	輸入電壓	輸出電壓	輸出功率	應用
[14]	太陽能	7V 以下	3.7V	130mW	無線感測器網路
[2]	太陽能	4V 以下	2.8V	150mW	無線嵌入式系統
[13]	熱感式	250mV	2.2V	1.4mW	無線傳感器
[8]	RF	0.5V	3.3V	125μW	無線傳感器
[10]	壓電材料	0.8V~1V	1.2V	0.14mW~0.2mW	感應器、致動器
[15]	壓電材料	3.38V	5V	1.8mW	RFID 傳送器
[16]	壓電材料	數十 V	3V	數十 mW	遠端電源供應
[17]	壓電材料	數十 V	3V	數十 mW	遠端電源供應
[18]	壓電材料	1.6V~5.5V	4.8V	200μW~1.5mW	自主式感測網路
[19]	RF 與微波訊號	0.13V~0.65V	4.2V	23μW~545μW	微功率無線裝置

第3章 電荷泵發展技術

隨著電子技術的微小化，積體電路的蓬勃發展，傳統電力轉換器的大體積和電磁干擾嚴重，已漸漸不再適用，而電荷泵可以解決以上的缺點，應用面也越來越廣泛。電荷泵是一種不包含電感元件的電路，其電磁干擾較低，又稱為無電感交換式直流對直流轉換器。特色是輸出端電壓為輸入端電壓的倍數，俗稱倍壓器（Voltage Doubler）。由於都是使用電容元件，轉換效率比線性調節器高，在可攜式電源的設計中佔有很重要的地位。

電荷泵的發展技術早在1932年被提出，經過了數十年的演進，已發展成各種不同類型的電荷泵，每一種都有自己的優缺點和特色，以下介紹幾種常見且典型的電荷泵，進而對電荷泵有概略性的了解和認識。

3.1 Cockcroft-Walton 電荷泵

想要將輸出電壓提升超過兩倍，可以利用兩個以上的電容以串聯的方式疊接（cascade）起來，這個技術最早是由Cockcroft和Walton於1932年提出的，當時是用來產生800,000V的穩定電位來研究原子結構，圖3.1為Cockcroft-Walton的電荷泵電路[20]。

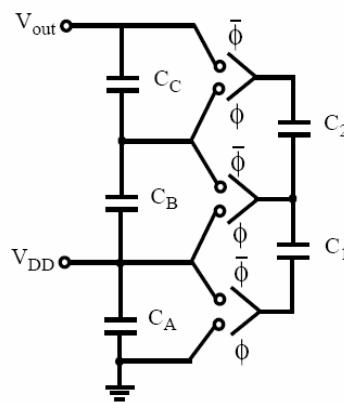


圖 3.1. Cockcroft-Walton 電荷泵[20]

電容 C_A 、 C_B 、 C_C 、 C_1 、 C_2 的值皆為 C ，電容 C_A 連接到供應電源 V_{DD} ，當相位為 ϕ 時，電容 C_1 連接到電容 C_A 且充電至 V_{DD} ，當相位切換到 $\bar{\phi}$ 時，電容 C_1 連接電容 C_B 且和電容 C_B 分享電荷，兩者電位皆為 $V_{DD}/2$ ，再切換為

相位 ϕ 時，電容 C_B 連接電容 C_2 且和電容 C_2 分享電荷，兩者電位皆為 $V_{DD}/4$ ，經過數個週期後，電壓會達穩態，此時五個電容都會有 V_{DD} 的電壓，此時輸出電壓 V_{out} 為電容 C_A 、 C_B 、 C_C 的跨壓，則

$$V_{out} = 3V_{DD} \quad (3.1)$$

此種方法可以很容易的擴充，只是要增加更多的電容，然而，在實際應用上，Cockcroft-Walton 電荷泵並不適合用在積體電路，因為會有太大的離散電容 (stray capacitance) 產生，此外，輸出阻抗會隨著升壓的倍數上升而增加，使得效率變差，因此，J. Dickson 提出一種新的電荷泵來改善此缺失。

3.2 Dickson 電荷泵

J. Dickson 提出的電荷泵如圖 3.2[21] 所示，電路包含了兩個相位 ϕ 和 $\bar{\phi}$ ，時脈的電壓為 V_ϕ ，二極體的順向偏壓為 V_d ，離散電容為 C_s 。

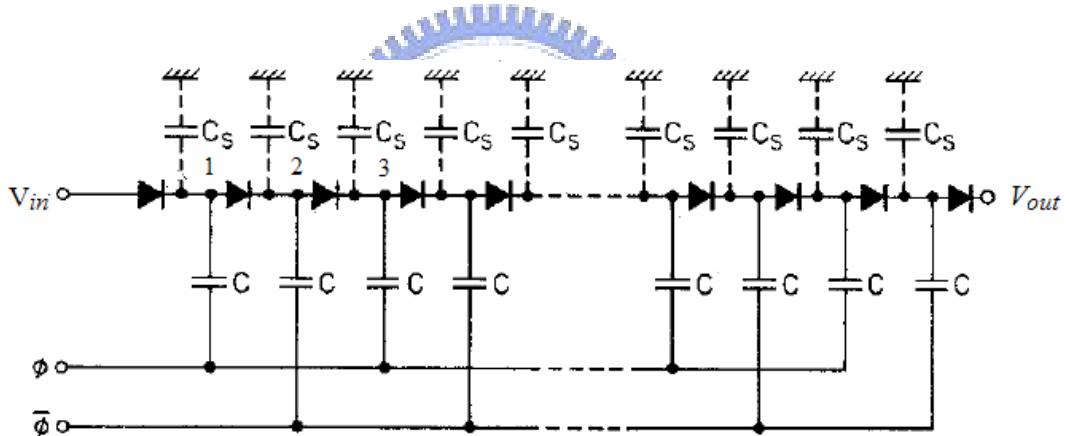


圖 3.2. Dickson 電荷泵[21]

首先忽略離散電容 C_s 的影響，當相位為 $\bar{\phi}$ 時，也就是 ϕ 為低電位，二極體 D_1 導通，第一個電容 C 充電至 $V_{in} - V_d$ 。當相位切換為 ϕ ，電壓為 V_ϕ ，節點 1 的電壓為 $V_{in} + (V_\phi - V_d)$ ，此時 D_1 逆偏而關閉， D_2 導通，第一顆電容 C 對第二顆電容 C 充電，節點 2 的電壓為 $V_{in} + (V_\phi - V_d) - V_d$ ，當相位為 $\bar{\phi}$ 時，節點 2 的電壓變成了 $V_{in} + 2(V_\phi - V_d)$ 。經過了 N 個階層後，輸出電壓 V_{out} 為

$$V_{out} = V_{in} + N \cdot (V_\phi - V_d) - V_d \quad (3.2)$$

若考慮離散電容 C_s 的影響，相位電壓 V_ϕ 變成原本的 $\frac{C}{C+C_s}$ 倍，因此輸出電壓 V_{out} 為

$$V_{out} = V_{in} + N \cdot \left(\left(\frac{C}{C+C_s} \right) \cdot V_{\phi} - V_d \right) - V_d \quad (3.3)$$

再將負載 R_L 考慮進去，負載會汲取電流 I_{out} ，又因每一階層電容充放電的影響，輸出電壓會產生下降量為 V_L ，

$$V_L = \frac{I_{out}}{(C+C_s) \cdot f_{osc}} \quad (3.4)$$

其中 f_{osc} 電荷泵的操作頻率，因此輸出電壓 V_{out} 為

$$V_{out} = V_{in} + N \cdot \left(\left(\frac{C}{C+C_s} \right) \cdot V_{\phi} - V_d - \frac{I_{out}}{(C+C_s) \cdot f_{osc}} \right) - V_d \quad (3.5)$$

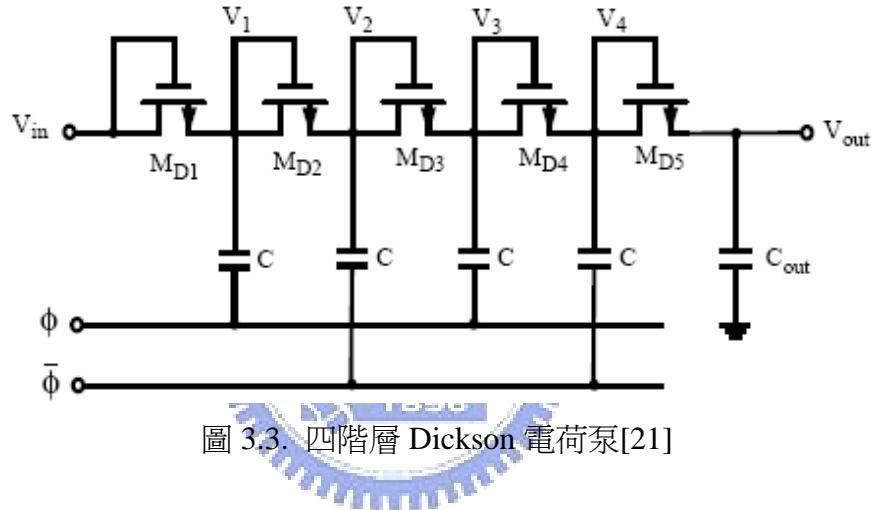


圖 3.3. 四階層 Dickson 電荷泵[21]

而圖 3.3 為一個實際的四階層 Dickson 電荷泵[20]， $N=4$ ，原二極體的順向偏壓 V_d 改成 NMOS 的門檻（threshold）電壓 V_m 。其輸出電壓 V_{out} 為

$$V_{out} = V_{in} + N \cdot \left(\left(\frac{C}{C+C_s} \right) \cdot V_{\phi} - V_m - \frac{I_{out}}{(C+C_s) \cdot f_{osc}} \right) - V_m \quad (3.6)$$

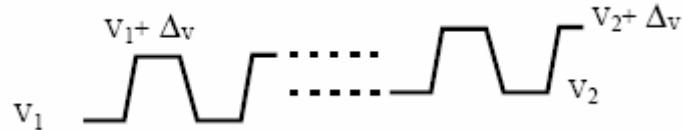


圖 3.4. 電壓變動[20]

而在電壓傳遞的過程中，由於相位切換，會有電壓的變動如圖 3.4[20]，定義電壓變動量 ΔV ，在 Dickson 電荷泵中可表示成

$$\Delta V = \frac{C}{C+C_s} \cdot V_\phi - \frac{I_{out}}{f_{osc} \cdot (C+C_s)} \quad (3.7)$$

再定義電壓泵增益 (Voltage Pumping Gain) G_v ，代表每一階層的增加的電壓

$$G_v = V_N - V_{N-1} \quad (3.8)$$

在 Dickson 電荷泵中可表示成

$$G_v = \Delta V - V_m \quad (3.9)$$

在升壓的狀況下

$$G_v (\Delta V - V_m) > 0 \quad (3.10)$$

當供應的電壓減少時， V_ϕ 也會減少，則 ΔV 也減少，於是 G_v 跟著減少，也就是說，Dickson 電荷泵在低壓的情況下較不適合。

3.3 Wu 電荷泵

Wu 電荷泵是由 J.Wu 於 1998 年提出的[22]，利用動態開關來增加電壓泵增益 G_v ，基本的觀念是用 MOS 開關取代二極體，使開關有明確的切換用以控制電荷流動，並可以消除二極體因為順向偏壓所造成的壓降，如圖 3.5[20] 所示為 Wu 電荷泵，稱之為 NCP-1 (The New Charge Pump)。

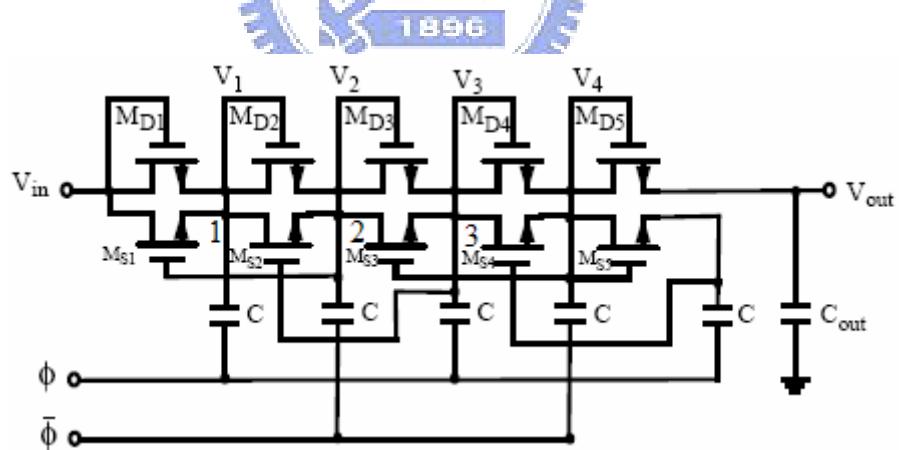


圖 3.5. Wu 電荷泵 (NCP-1) [20]

若是忽略電荷轉換開關 (Charge Transfer Switches, CTS) $M_{s1} \sim M_{s5}$ ，其電路操作和 Dickson 是一樣的，CTS 的概念是使用節點上的高電壓來控制前一階的 CTS，當開關可以在設定時間內做切換時，電荷僅會遵循同一個方向傳遞，而當 CTS 在正常操作下，不會因為門檻電壓造成壓降，即每一階的輸入高端電壓會等於後一階的輸出低電壓，如圖 3.6[20]所示。

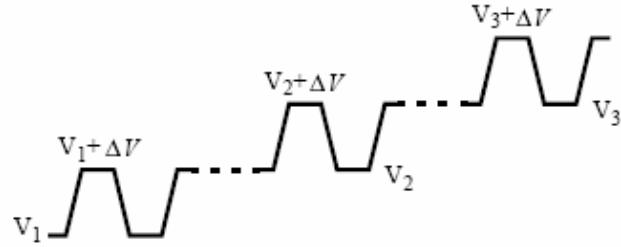


圖 3.6. CTS 電壓變動[20]

而電壓泵增益 G_v 為

$$G_v = V_2 - V_1 \quad (3.11)$$

由式 (3.11) 和式 (3.9) 相比，可知 Wu 電荷泵比 Dickson 電荷泵擁有較好的電壓泵增益 G_v ，因為少了 V_m 的影響。

在圖 3.5[20]中，當相位為 ϕ 時，節點 1 和節點 2 的電壓相等，節點 3 的電壓則比節點 1、節點 2 多出 $2\Delta V$ ， M_{s2} 的閘極 (gate) 到源極 (source) 的電壓差為 $2\Delta V$ ， M_{s2} 要導通的條件是

$$2\Delta V > V_m \quad (3.12)$$

由式 (3.12) 和式 (3.10) 相比，可知 Wu 電荷泵比 Dickson 電荷泵擁有較多的 ΔV 的選擇，輸入電壓也可較小，故更適合用在低電壓的操作。

然而這個電路在相位切換時，會有反相漏電荷，當相位時脈 ϕ 為低電位時，節點 2 和節點 3 的電壓相等，而且電壓比節點 1 多出 $2\Delta V$ ， M_{s2} 的閘極到源極的電壓差為 $2\Delta V$ ， M_{s2} 要關閉的條件是

$$2\Delta V < V_m \quad (3.13)$$

因為式 (3.12) 在開關導通時成立，但式 (3.13) 和式 (3.12) 矛盾，因此 M_{s2} 會發生不完全關閉的狀態，節點 2 和節點 1 會有電荷分享的情形出現，於是電路的設計上會受到反向漏電荷的影響，使得電路的效率降低。因此 J.Wu 又提出了一種新的改良電荷泵，稱做 NCP-2 (The New Charge Pump)。

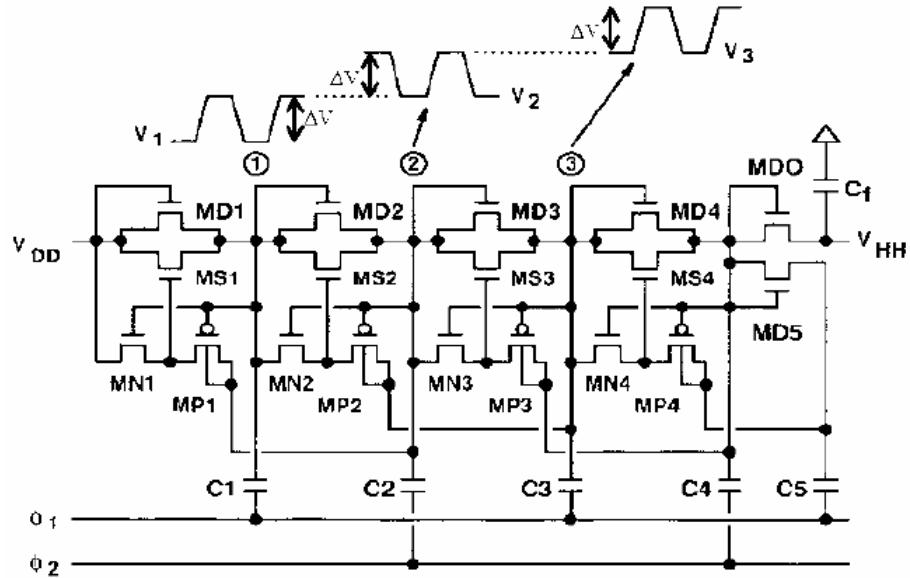


圖 3.7. Wu 電荷泵 (NCP-2) [22]

如圖 3.7[22]所示，為改良電荷泵 NCP-2，是原本的 NCP-1 加上 $M_{N1} \sim M_{N4}$ 、 $M_{P1} \sim M_{P4}$ ，用來推動 $M_{S1} \sim M_{S4}$ ，提供動態控制的能力，可以使開關有完全的關閉狀態。

當 $\phi 1$ 為高電位、 $\phi 2$ 為低電位時，節點 1 和節點 2 的電壓相等，節點 3 的電壓則比節點 1、節點 2 多出 $2\Delta V$ ，此時 M_{N2} 關閉， M_{P2} 導通，導通條件為

$$2\Delta V > V_{thp} \quad (3.14)$$

M_{S2} 的閘極到源極的電壓差為 $2\Delta V$ ，此時 M_{S2} 要導通，導通條件為

$$2\Delta V > V_{thn} \quad (3.15)$$

當 $\phi 1$ 為低電位、 $\phi 2$ 為高電位時，節點 2 和節點 3 的電壓相等，而且電壓比節點 1 多出 $2\Delta V$ ，此時 M_{P2} 關閉， M_{N2} 導通，導通條件為

$$2\Delta V > V_{thn} \quad (3.16)$$

而 M_{N2} 導通使得 M_{P2} 的閘極到源極的電壓差為 0，此時 M_{S2} 關閉。比較兩個相位可知，式 (3.15) 和式 (3.16) 可以同時滿足，因此不會出現反向漏電荷，也不會有開關不完全關閉的狀態。

3.4 Makowski 電荷泵

M. S. Makowski 於 1997 提出的電荷泵[23]如圖 3.8[24]所示，主要特色為利用較少的元件達到最大倍數的輸出電壓和輸入電壓比。

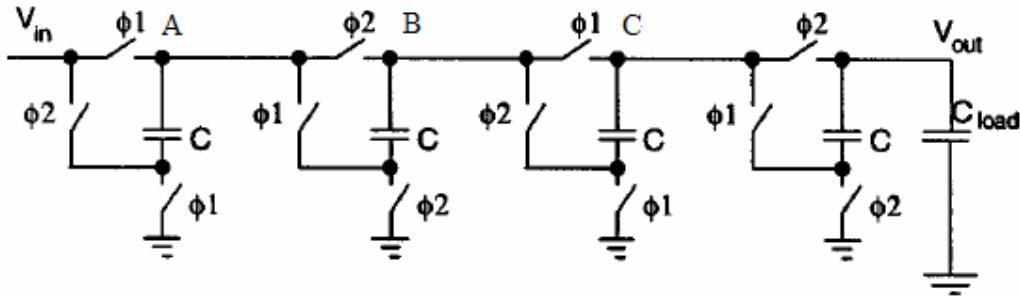


圖 3.8. Makowski 電荷泵[24]

相位 $\phi 1$ 和 $\phi 2$ 的時脈波形相差 180° ，相位只用做控制開關的導通，不影響電容充放電的電壓。當 $\phi 1$ 為高電位而 $\phi 2$ 為低電位時，輸入電壓 V_{in} 對第一顆電容 C 充電，使節點 A 的電壓充至 V_{in} 。而當 $\phi 1$ 為低電位而 $\phi 2$ 為高電位時，節點 A 的電壓變成 $2V_{in}$ ，對第二顆電容 C 充電，此時節點 B 的電壓為 $2V_{in}$ 。再切換回 $\phi 1$ 為高電位而 $\phi 2$ 為低電位時，節點 B 的電壓為第一顆電容 C 的跨壓加上第二顆電容 C 的跨壓，等於 $3V_{in}$ 。相位再度切換為 $\phi 1$ 為低電位而 $\phi 2$ 為高電位時，節點 C 的電壓為第一顆電容 C 的跨壓加上第二顆電容 C 的跨壓加上第三顆電容的跨壓，等於 $8V_{in}$ 。再度切換為 $\phi 1$ 為高電位而 $\phi 2$ 為低電位時， V_{out} 的電壓為第一顆電容 C 到第四顆電容 C 的跨壓，等於 $21V_{in}$ 。

可發現 Makowski 電荷泵呈現斐波那契 (Fibonacci) 數列的情形。斐波那契數列為：

$$\begin{aligned} F_0 &= F_1 = 1 \\ F_{N+2} &= F_{N+1} + F_N \end{aligned} \tag{3.17}$$

可以看出 Makowski 電荷泵的倍數增加相當快，但是當倍數高速成長，便無法精準的控制想要的電壓值，而且電壓越高也代表開關的控制不易，因此必須注意開關訊號的驅動。

3.5 Kormann 電荷泵

B.Kormann於2000年提出的推挽式電荷泵[25]如圖3.9[26]所示，主要特色為改善輸出電壓的波動現象如圖3.10[26]所示。

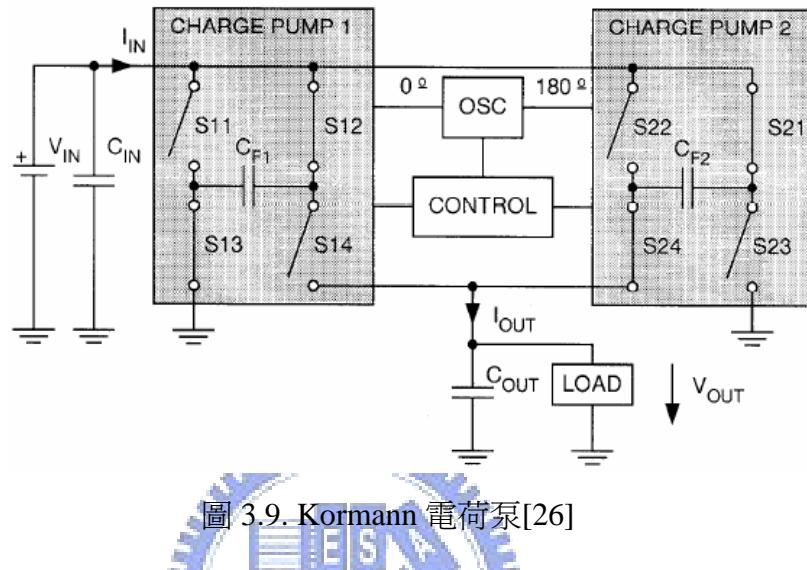


圖 3.9. Kormann 電荷泵[26]

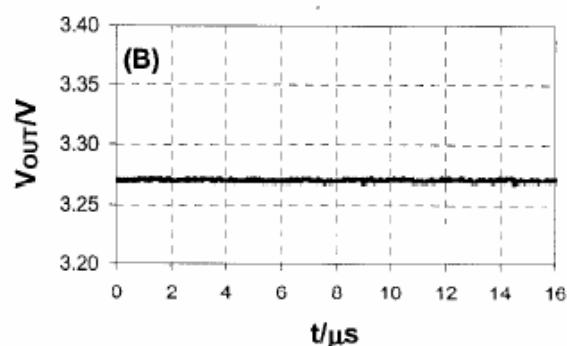
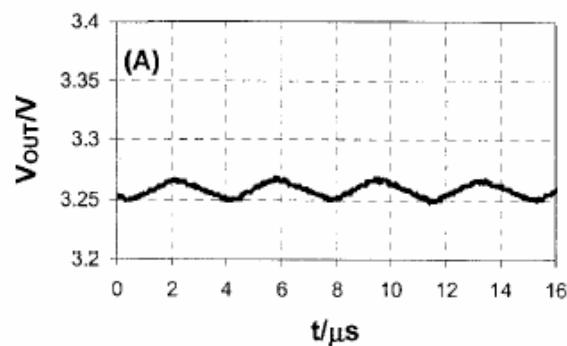


圖 3.10. 改善之輸出波形 (A) 單級倍壓器 (B) 推挽式倍壓器[26]

推挽式倍壓器的兩組電荷泵相位相差 180° ，當第一組電荷泵 (CHARGE PUMP 1) 對電容 C_{F1} 充電時，第二組電荷泵 (CHARGE PUMP 2) 的電容 C_{F2} 放電至輸出電容 C_{OUT} 。而當第二組電荷泵 (CHARGE PUMP 2) 對電容 C_{F2} 充電時，第一組電荷泵 (CHARGE PUMP 1) 的電容 C_{F1} 放電至輸出電容 C_{OUT} 。所以無論在哪個相位，輸出電容 C_{OUT} 都有一組電荷泵在對它充電，可以使波動情形減少。另外 B.Kormann 也提出了不同倍數的電荷泵：

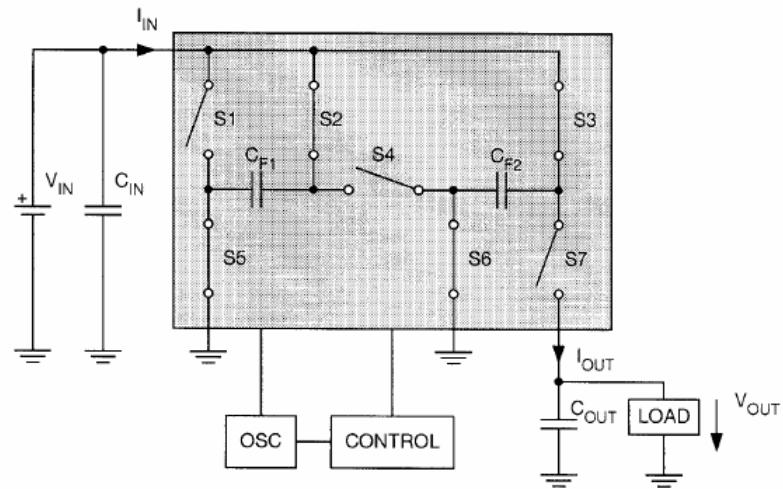


圖 3.11. Kormann 3 倍壓電荷泵[26]

圖 3.11[26]為 Kormann 的 3 倍壓電荷泵，當相位時脈為 ϕ 時，開關 S2、S3、S5、S6 導通，電容 C_{F1} 和 C_{F2} 同時充電至 V_{IN} 。當相位時脈為 $\bar{\phi}$ 時，開關 S1、S4、S7 導通，電容 C_{F1} 和 C_{F2} 變成串聯狀態而對輸出電容 C_{OUT} 放電，故輸出電壓 V_{OUT} 為

$$V_{OUT} = 3 \cdot V_{IN} \quad (3.18)$$

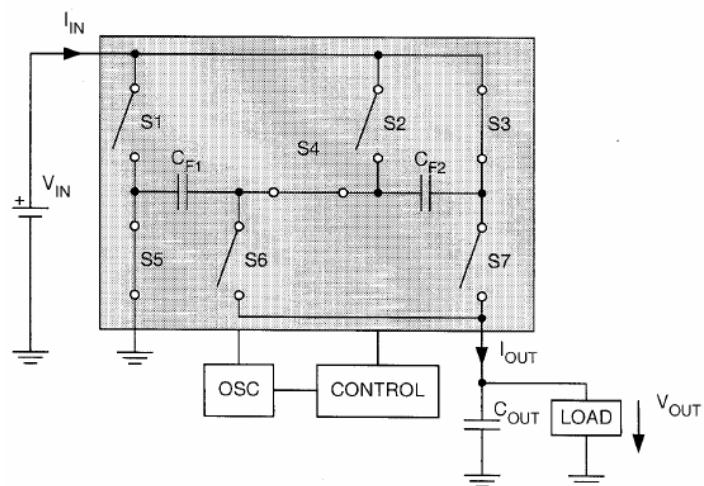


圖 3.12. Kormann 1.5 倍壓電荷泵[26]

圖 3.12[26]為 Kormann 的 1.5 倍壓電荷泵，當相位時脈為 ϕ 時，開關 S3、S4、S5 導通，電容 C_{F1} 和 C_{F2} 串聯，分別充電到 $0.5V_{IN}$ ，當相位時脈為 $\bar{\phi}$ 時，開關 S1、S2、S6、S7 導通，電容 C_{F1} 和 C_{F2} 變成並聯狀態而對輸出電容 C_{OUT} 放電，故輸出電壓 V_{OUT} 為

$$V_{OUT} = 1.5 \cdot V_{IN} \quad (3.19)$$

所以只要利用電容的串聯或並聯，就可以使輸出電壓達到想要的倍數，而且不僅限於整數倍。



第 4 章 電路分析與設計

4.1 電路理論與設計方法

本文的升壓型電荷泵轉換電路可分成三個部分，第一個部分係因獵能源為變動電源，需構建交流對直流轉換器，由輸入電壓源串接二極體橋式整流器。第二部分為電荷泵式直流對直流轉換器，將電壓提升至兩倍。第三部分是儲能元件，將能量儲存以提供負載使用，此獵能裝置之升壓型電荷泵轉換電路如圖 4.1 所示。

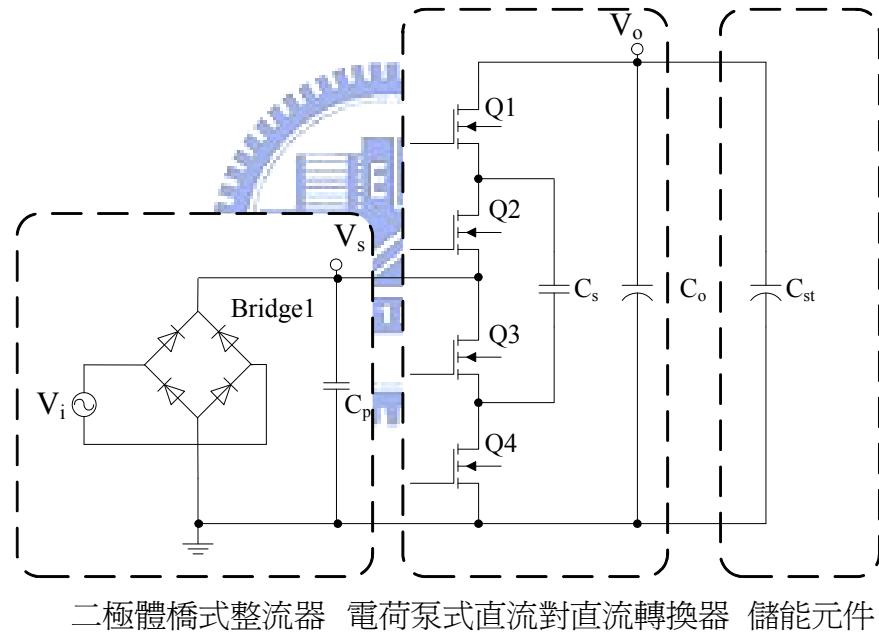


圖 4.1. 升壓型電荷泵轉換電路架構

4.1.1 二極體橋式整流器

交流對直流轉換器使用二極體橋式整流器，由四個二極體組成，輸出端會呈現週期性的脈動直流，以漣波電壓的型式出現，因此必須加入濾波電容，以得到平穩的直流電壓。濾波電容儲存的電荷 Q_p 和漣波電壓波峰和波谷的電壓差 ΔV_p 成正比，即

$$Q_p = C_p \cdot \Delta V_p \quad (4.1)$$

且

$$Q_p = i_p \cdot T_p \quad (4.2)$$

於是可得

$$C_p = \frac{i_p \cdot T_p}{\Delta V_p} \quad (4.3)$$

其中 i_p 為輸出端電流， T_p 為漣波電壓週期，於是可根據上式 (4.3) 來選用適合的電容值。

而實際的二極體在導通時會有壓降 V_d ，當輸入電壓 V_i 經過二極體橋式整流器後，得到的電壓 V_s 會有兩倍的壓降 $2V_d$ ，故

$$V_s = V_i - 2V_d \quad (4.4)$$

4.1.2 電荷泵式直流對直流轉換器

電荷泵式直流對直流轉換器由四個電晶體開關、充電電容 C_s 及輸出電容 C_o 組成，可將圖 4.1 的電荷泵式直流對直流轉換器部分簡化成下圖 4.3，而電壓的轉換動作主要透過週期性的切換開關使電容充放電，達到升壓的功能。

電荷泵直流對直流轉換電路的穩態數學分析可由幾個方法組成，分別是克西和夫電壓定律 (Kirchoff's Voltage Law)、克西和夫電流定律 (Kirchoff's Current Law) 和電荷平衡分析 (Charge Balance Analysis)，詳細可參考 C. C. Wang [27]、W. H. Ki [28] 及 A. Saiz-Vela [29] 等人的文獻。歸納以上幾個方法，可以得到一個定律，相似於克西和夫電流定律 (Kirchoff's Current Law)，稱做克西和夫電荷定律 (Kirchoff's Charge Law, KQL)：

在電路系統中，電荷轉移的任何瞬時，離開某個節點的電荷總數等於零。

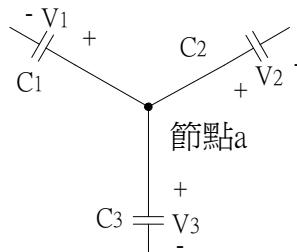


圖 4.2. 克西和夫電荷定律

如圖 4.2 所示，電容 C_1 、 C_2 、 C_3 連接到節點 a，假設時間為 t 時，對應的電容電壓為 $V_1(t-)$ 、 $V_2(t-)$ 、 $V_3(t-)$ ，當電荷轉移完成時，電容電壓為 $V_1(t+)$ 、 $V_2(t+)$ 、 $V_3(t+)$ ，根據克西和夫電荷定律，即

$$C_1 \cdot V_1(t-) + C_2 \cdot V_2(t-) + C_3 \cdot V_3(t-) = C_1 \cdot V_1(t+) + C_2 \cdot V_2(t+) + C_3 \cdot V_3(t+) \quad (4.5)$$

而一個簡單的表示法為：初始電荷等於最終電荷。

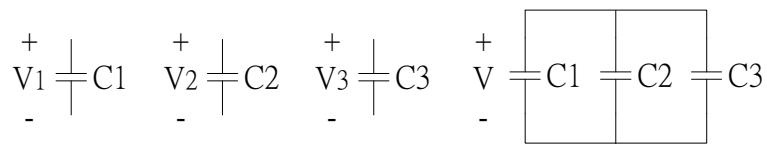


圖 4.3. 電荷轉移後重新分配

如圖 4.3 所示，當電荷轉移後重新分配，可以下式 (4.6) 表示

$$C_1 \cdot V_1 + C_2 \cdot V_2 + C_3 \cdot V_3 = (C_1 + C_2 + C_3) \cdot V \quad (4.6)$$

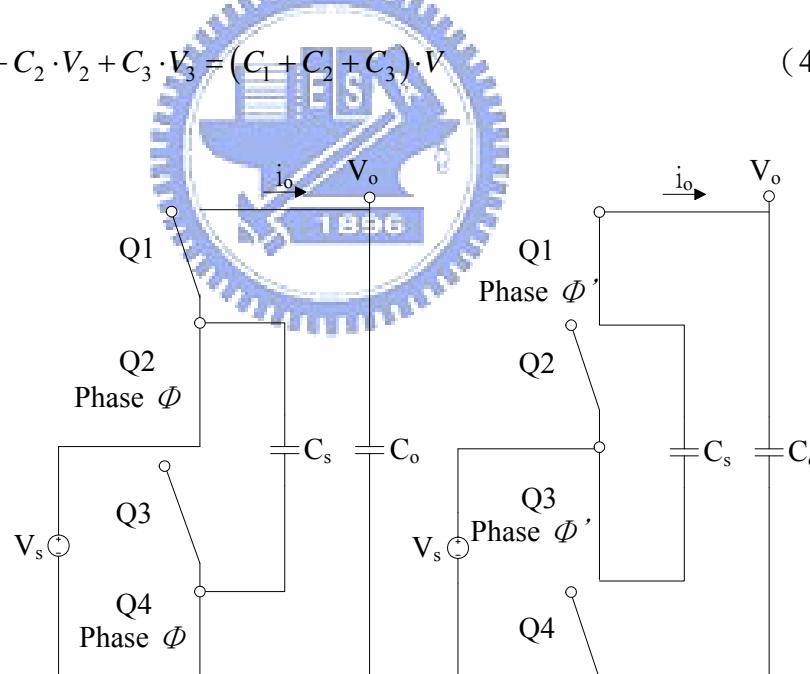


圖 4.4. 電荷泵式直流對直流轉換器電路動作
(a) Q2、Q4 導通 (b) Q1、Q3 導通

以下說明電荷泵式直流對直流轉換器的輸出電壓 V_o 和輸入電壓 V_s 之間的關係，從理想狀態的分析到非理想狀態的分析中，得到各元件的參數（電容值、切換週期、輸出電流及電晶體開關的內阻等）對輸出電壓 V_o 的影響。

首先考慮理想狀態如圖 4.4 所示，電路動作敘述如下：

當時脈相位為 ϕ 時，電晶體開關 Q2 和 Q4 導通，於是電壓 V_s 對電容 C_s 充電到 V_s 值，當時脈相位為 ϕ' 時，電晶體開關 Q1 和 Q3 導通，儲存在電容 C_s 上的電荷會有部分流到輸出電容 C_o 上，當時脈相位切換回 ϕ 時，電壓 V_s 對電容 C_s 再充電到 V_s 值，當時脈相位再度切換為 ϕ' ，電容 C_s 又有部分電荷流到輸出電容 C_o 上，但本來的輸出電容 C_o 就存在電荷，於是電荷就在輸出電容 C_o 中累積，最後充電至 $2V_s$ 。於是時脈相位的切換中，可將輸入電壓和輸出電壓表示成[20]：

$$(V_o - V_s) \cdot C_s = V_s \cdot C_s \quad (4.7)$$

或

$$V_o = 2V_s \quad (4.8)$$

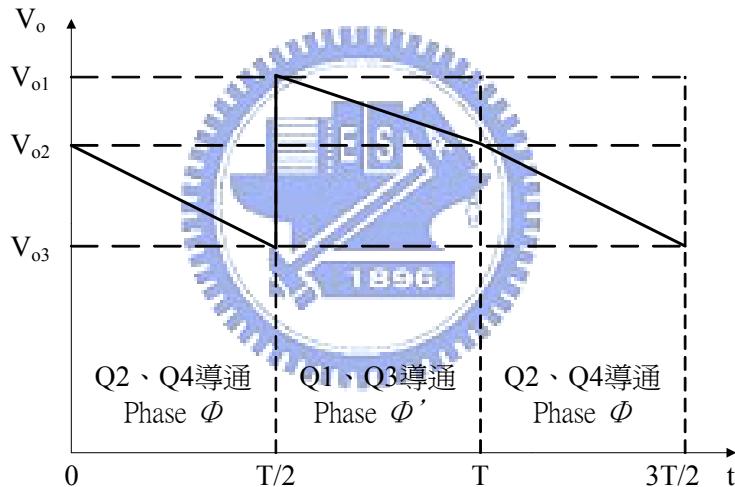


圖 4.5. 電荷泵式直流對直流轉換器穩態輸出電壓波形

考慮非理想狀態：如圖 4.5 所示，當時脈相位 ϕ 結束 ($V_o = V_{o3}$) 到時脈相位 ϕ' 開始的瞬間 ($V_o = V_{o1}$)，此時

$$C_s \cdot V_s + C_o \cdot V_{o3} = C_s (V_{o1} - V_s) + C_o \cdot V_{o1} \quad (4.9)$$

當時脈相位為 ϕ' 時 (V_o 從 V_{o1} 下降到 V_{o2})，此時

$$(C_s + C_o) \cdot (V_{o1} - V_{o2}) = i_o \cdot \frac{T}{2} \quad (4.10)$$

其中 i_o 為輸出電壓、 T 為電晶體開關的切換週期。當時脈相位為 ϕ 時 (V_o 從 V_{o2} 下降到 V_{o3})，輸出電容 C_o 放電，電容 C_o 再度充電到，此時

$$C_o \cdot (V_{o2} - V_{o3}) = i_o \cdot \frac{T}{2} \quad (4.11)$$

聯立式 (4.9)、式 (4.10)、式 (4.11) 可解得

$$\begin{cases} V_o(t) = V_{o1} = 2V_s - \frac{i_o \cdot T}{C_s} + \frac{i_o \cdot T}{2(C_s + C_o)} , \quad t = \frac{T}{2} \\ V_o(t) = V_{o2} = 2V_s - \frac{i_o \cdot T}{C_s} , \quad t = \frac{T}{2} \sim T \\ V_o(t) = V_{o3} = 2V_s - \frac{i_o \cdot T}{C_s} - \frac{i_o \cdot T}{2C_o} , \quad t = T \sim \frac{3T}{2} \end{cases} \quad (4.12)$$

將圖4.5中時間 $t = \frac{T}{2} \sim \frac{3T}{2}$ 的梯形面積取平均值，可以得到輸出電壓 V_o 均值 $\overline{V_o}$ ，

$$\overline{V_o} = \frac{1}{2} \left(\frac{V_{o1} + V_{o2}}{2} + \frac{V_{o2} + V_{o3}}{2} \right) = 2V_s - \frac{i_o \cdot T}{C_s} + \frac{i_o \cdot T}{8(C_s + C_o)} - \frac{i_o \cdot T}{8C_o} \quad (4.13)$$

將漣波電壓 (ripple voltage) 的情況考慮進去，定義漣波電壓

$$\Delta V_r = 2V_s - \overline{V_o} \text{，則}$$

$$\Delta V_r = 2V_s - \overline{V_o} = \frac{i_o \cdot T}{C_s} - \frac{i_o \cdot T}{8(C_s + C_o)} + \frac{i_o \cdot T}{8C_o} \quad (4.14)$$

令

$$C_o = xC_s \quad (4.15)$$

其中 x 為常數，代入式 (4.14) 可得

$$\begin{aligned} \frac{\Delta V_r}{i_o \cdot T} &= \frac{1}{C_s} - \frac{1}{8(C_s + xC_s)} + \frac{1}{8x C_s} \\ &= \frac{1}{C_s} \left(1 - \frac{1}{8(1+x)} + \frac{1}{8x} \right) = \frac{1}{C_s} \left[\frac{8x^2 + 8x + 1}{8x(1+x)} \right] \end{aligned} \quad (4.16)$$

所以

$$\frac{\Delta V_r}{i_o \cdot T} = \frac{1}{C_s} \left[\frac{8x^2 + 8x + 1}{8x(1+x)} \right] \quad (4.17)$$

又令

$$C_{to} = C_s + C_o = C_s + xC_s = C_s(1+x) \quad (4.18)$$

並代入式 (4.16)，可得

$$\frac{\Delta V_r}{i_o \cdot T} = \frac{8x^2 + 8x + 1}{8x \cdot C_{to}} \quad (4.19)$$

則

$$\frac{C_{to}}{\Delta V_r} = \frac{8x^2 + 8x + 1}{8x} \quad (4.20)$$

令 $A = \frac{8x^2 + 8x + 1}{8x}$ ，計算 C_{to} 的最佳值，即 $\frac{dA}{dx} = 0$

則

$$1 - \frac{1}{8x^2} = 0 \quad (4.21)$$

由式 (4.21) 得出 $x = \frac{1}{\sqrt{8}}$ ，並代入式 (4.17) 得

$$C_s = \frac{i_o \cdot T}{\Delta V_r} \cdot 1.2612 \quad (4.22)$$

根據所需要的漣波電壓 ΔV_r 流 i_o 換週期 T 設計電容 C_s 輸出電容 C_o 的值。

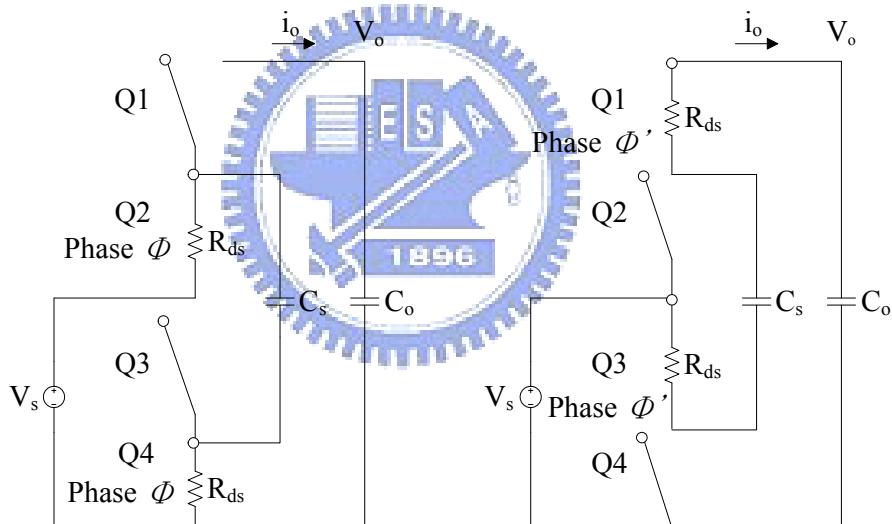


圖 4.6. 電荷泵式直流對直流轉換器電路動作-考慮電晶體開關的內阻

(a) Q2、Q4 導通

(b) Q1、Q3 導通

考慮電晶體開關的內阻：

當電晶體開關的汲極 (drain) 和源極導通時，會有內阻 R_{ds} 假設電晶體開關的責任週期是 50%，在一個週期 T 轉移到輸出端的電荷為

$$Q_o = i_o \cdot T \quad (4.23)$$

當時間為 $\frac{T}{2}$ 時，輸出端的電荷是由電容 C_s 轉移的，此時 Q1、Q3 導通，

$$Q_o = i_{q13} \cdot \frac{T}{2} \quad (4.24)$$

其中 i_{q13} 是流經 Q1、Q3 的平均電流。由式 (4.23)、式 (4.24) 可得

$$i_{q13} = 2i_o \quad (4.25)$$

因此流經 Q2、Q4 的平均電流也是

$$i_{q24} = 2i_o \quad (4.26)$$

可知每個電晶體開關的汲極和源極的電壓差為

$$\Delta V_q = 2i_o \cdot R_{ds} \quad (4.27)$$

再根據圖 4.6，改寫式 (4.9)、式 (4.10)、式 (4.11) 如下：

當時脈相位 ϕ 結束 ($V_o = V_{o3}$) 到時脈相位 ϕ' 開始的瞬間 ($V_o = V_{o1}$)，此時

$$C_s \cdot (V_s - 2\Delta V_q) + C_o \cdot V_{o3} = C_s \cdot (2\Delta V_q + V_{o1} - V_s) + C_o \cdot V_{o1} \quad (4.28)$$

當時脈相位為 ϕ' 時 (V_o 從 V_{o1} 下降到 V_{o2})，此時

$$(C_s + C_o) \cdot (V_{o1} - V_{o2}) = i_o \cdot \frac{T}{2} \quad (4.29)$$

當時脈相位為 ϕ 時 (V_o 從 V_{o2} 下降到 V_{o3})，此時

$$(C_s + C_o) \cdot (V_{o2} - V_{o3}) = i_o \cdot \frac{T}{2} \quad (4.30)$$

同理，聯立式 (4.28)、式 (4.29)、式 (4.30)，並將圖 4.5 中時間 $t = \frac{T}{2} \sim \frac{3T}{2}$

的梯形面積取平均值，可以得到輸出電壓 V_o 的平均值 \bar{V}_o ，

$$\bar{V}_o = \frac{1}{2} \left(\frac{V_{o1} + V_{o2}}{2} + \frac{V_{o2} + V_{o3}}{2} \right) = 2V_s - \frac{i_o \cdot T}{C_s} + \frac{i_o \cdot T}{8(C_s + C_o)} - \frac{i_o \cdot T}{8C_o} - 8i_o \cdot R_{ds} \quad (4.31)$$

將式 (4.4) 代入 (4.31) 可得

$$\bar{V}_o = 2(V_i - 2V_d) - \frac{i_o \cdot T}{C_s} + \frac{i_o \cdot T}{8(C_s + C_o)} - \frac{i_o \cdot T}{8C_o} - 8i_o \cdot R_{ds} \quad (4.32)$$

由上式 (4.32) 得知輸出電壓平均值 \bar{V}_o 和輸入電壓 V_i 的關係受到二極體導通壓降 V_d 、輸出電流 i_o 、電晶體開關切換週期 T 、電容 C_s 、輸出電容 C_o 和電晶體開關的內阻 R_{ds} 的影響會有些許的壓降。

4.2 設計範例

在此說明幾個設計範例如表 4.1~表 4.4 所示，範例 1 和範例 2 為整個獵能系統的設計，輸入電壓分別是 $V_i=4V$ 及 $V_i=3V$ 的情況；而範例 3 和範例 4 為輸入為低電壓，也就是輸入電壓小於 1.2V，分別是 $V_s=0.9V$ 及 $V_s=0.5V$ 的情況，此時獵能電源無法經由二極體橋式整流器，要直接輸入到電荷泵式直流對直流轉換器來進行升壓轉換。

範例1：

給定值：輸入電壓 $V_i=4V$ 、輸入電流 $i_p=20mA$ 、二極體導通壓降 $V_d=0.6V$ 、電晶體開關切換頻率 $f_s=50KHz$ 、電晶體開關的內阻 $R_{ds}=2\Omega$ 。

假設值：不計電流損失的情形，二極體橋式整流器輸出端電流 $i_p=20mA$ ，由式 (4.25)、式 (4.26) 可知輸出電流 i_o 為輸入電流 i_p 的一半，故輸出電流 $i_o=10mA$ 、漣波電壓波峰和波谷的電壓差 ΔV_p 為輸入電壓 V_i 的 1%，所以 $\Delta V_p=0.04V$ 、漣波電壓頻率 $f_p=1KHz$ ，輸出端允許之漣波電壓 ΔV_r 為電壓 V_s 的 1%，所以 $\Delta V_r=0.028V$ 。

表4.1. 規格設計步驟 (輸入電壓 $V_i = 4V$)

步驟	說明	規格	設計值
1	將輸入規格代入式 (4.3)	$i_p=20mA$ $\Delta V_p=0.04V$ $f_p=1KHz$	$C_p = 500\mu F$
2	將輸出規格代入式 (4.22) 和式 (4.15)	$f_s=50KHz$ $i_p=20mA$ $\Delta V_r=0.028V$	$C_s=9\mu F$ $C_o=3.2\mu F$
3	將步驟 1、步驟 2 得到的設計值、給定值及假設值代入式 (4.32) 求得輸出電壓平均值 \bar{V}_o	$V_i=4V$ $V_d=0.6V$ $f_s=50KHz$ $i_o=10mA$ $C_s=9\mu F$ $C_o=3.2\mu F$ $R_{ds}=2\Omega$	$\bar{V}_o = 5.41V$

範例2：

給定值：輸入電壓 $V_i=3V$ 、輸入電流 $i_i=20mA$ 、二極體導通壓降 $V_d=0.6V$ 、電晶體開關切換頻率 $f_s=50KHz$ 、電晶體開關的內阻 $R_{ds}=2\Omega$ 。

假設值：不計電流損失的情形，二極體橋式整流器輸出端電流 $i_p=20mA$ ，由式 (4.25)、式 (4.26) 可知輸出電流 i_o 為輸入電流 i_p 的一半，故輸出電流 $i_o=10mA$ 、漣波電壓波峰和波谷的電壓差 ΔV_p 為輸入電壓 V 的 1%，所以 $\Delta V_p=0.03V$ 、漣波電壓頻率 $f_p=1KHz$ ，輸出端允許之漣波電壓 ΔV_r 為電壓 V_s 的 1%，所以 $\Delta V_r=0.018V$ 。

表4.2. 規格設計步驟（輸入電壓 $V_i = 3V$ ）

步驟	說明	規格	設計值
1	將輸入規格代入式 (4.3)	$i_p=20mA$ $\Delta V_p=0.03V$ $f_p=1KHz$	$C_p = 667\mu F$
2	將輸出規格代入式 (4.22) 和式 (4.15)	$f_s=50KHz$ $i_p=20mA$ $\Delta V_r=0.018V$	$C_s=14\mu F$ $C_o=5\mu F$
3	將步驟 1、步驟 2 得到的設計值、給定值及假設值代入式 (4.32) 求得輸出電壓平均值 \bar{V}_o	$V_i=3V$ $V_d=0.6V$ $f_s=50KHz$ $i_o=10mA$ $C_s=14\mu F$ $C_o=5\mu F$ $R_{ds}=2\Omega$	$\bar{V}_o = 3.42V$

範例3 (低壓的情況 $V_s = 0.9V$)：

給定值：輸入電壓 $V_s=0.9V$ 、輸入電流 $i_p=10mA$ 、電晶體開關切換頻率 $f_s=50KHz$ 、電晶體開關的內阻 $R_{ds}=2\Omega$ 。

假設值：不計電流損失的情形，由式 (4.25)、式 (4.26) 可知輸出電流 i_o 為輸入電流 i_p 的一半，故輸出電流 $i_o=5mA$ 、輸出端允許之漣波電壓 ΔV_r 為電壓 V_s 的1%，所以 $\Delta V_r=9mV$ 。

表4.3. 規格設計步驟 (輸入電壓 $V_s = 0.9V$)

步驟	說明	規格	設計值
1	將輸出規格代入式 (4.22) 和式 (4.15)	$f_s=50KHz$ $i_o=5mA$ $\Delta V_r=9mV$	$C_s=14\mu F$ $C_o=5\mu F$
2	將步驟1、步驟2得到的設計值、給定值及假設值代入式 (4.31) 求得輸出電壓平均值 $\overline{V_o}$	$V_s=0.9V$ $f_s=50KHz$ $i_o=5mA$ $C_s=14\mu F$ $C_o=5\mu F$ $R_{ds}=2\Omega$	$\overline{V_o} = 1.71V$

範例4 (低壓的情況 $V_s = 0.5V$)：

給定值：輸入電壓 $V_s=0.5V$ 、輸入電流 $i_p=10mA$ 、電晶體開關切換頻率 $f_s=50KHz$ 、電晶體開關的內阻 $R_{ds}=2\Omega$ 。

假設值：不計電流損失的情形，由式 (4.25)、式 (4.26) 可知輸出電流 i_o 為輸入電流 i_p 的一半，故輸出電流 $i_o=5mA$ 、輸出端允許之漣波電壓 ΔV_r 為電壓 V_s 的1%，所以 $\Delta V_r=5mV$ 。

表4.4 規格設計步驟 (輸入電壓 $V_s = 0.5V$)

步驟	說明	規格	設計值
1	將輸出規格代入式 (4.22) 和式 (4.15)	$f_s=50KHz$ $i_o=5mA$ $\Delta V_r=5mV$	$C_s=25\mu F$ $C_o=9\mu F$
2	將步驟1、步驟2得到的設計值、給定值及假設值代入式 (4.31) 求得輸出電壓平均值 $\overline{V_o}$	$V_s=0.5V$ $f_s=50KHz$ $i_o=5mA$ $C_s=25\mu F$ $C_o=8\mu F$ $R_{ds}=2\Omega$	$\overline{V_o} = 0.92V$

第 5 章 硬體電路實現

本章敘述獵能裝置之升壓型電荷泵轉換電路的硬體實現，電路設計完成後，先以電路模擬軟體 PowerSIM 模擬，在麵包版上進行電路實驗，與模擬的結果做比較，再利用 Protel 99SE 規劃電路圖和 PCB。圖 5.8 為規劃之電路圖，圖 5.9 為 PCB，實體的獵能裝置之升壓型電荷泵轉換電路如圖 5.10 所示。

5.1 元件選用

● 二極體橋式整流器

二極體橋式整流器需用到四個二極體，在此硬體電路中，使用圓形橋式整流器，型號是 PB155M。

● 電容 C_p 、 C_s 、 C_o

根據第 4.2 節的設計範例所敘述，電荷泵式直流對直流轉換器所需要決定的電容為 C_p 、 C_s 、 C_o ，決定的步驟也如表 4.1~表 4.4 所示。實驗的輸入電壓源為 DC 直流電源和手搖式發電機，DC 直流電源為穩定的電壓源，無漣波成分，做為實驗的驗證之用，而手搖式發電機為不穩定的電壓源，輸入電壓 V_i 範圍約為 0V~4V、漣波電壓頻率 $f_p=1\text{KHz}$ 。

給定的目標為低功率的獵能裝置，希望得到的輸出功率範圍為數 mW 到數十 mW，輸出端的最大範圍為：輸出電壓 $V_o = 5.5\text{V}$ 、輸出電流 $i_o = 10\text{mA}$ ，將此規格當作最大值來設計，得到 $C_p=500\mu\text{F}$ 、 $C_s=9\mu\text{F}$ 、 $C_o=3.2\mu\text{F}$ 。

● 儲能元件

儲能元件選用的是超級電容，電容值是 0.1F，最大操作電壓為 5.5V，型號是 Panasonic-SD series。

● 電晶體開關

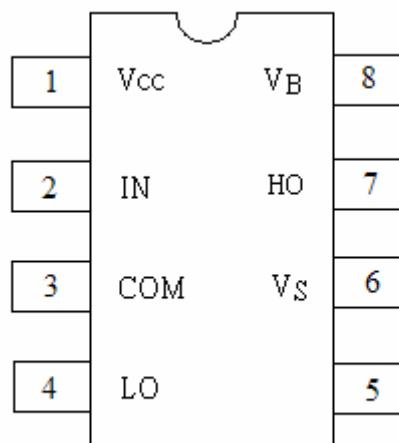
當電晶體開關的汲極和源極導通時會有內阻 R_{ds} 產生，由式(4.32)可知，內阻 R_{ds} 會影響輸出電壓，使電壓降低，故電晶體開關要選用較小的 R_{ds} ，才

能減少電壓的下降。使用的是 N 型金氧半場效電晶體 (N-MOSFET)，內阻 $R_{ds}=2\Omega$ ，其型號是 PHILIPS-2N7002。

5.2 閘極驅動方法

電晶體開關的閘極和源極間的電壓差 V_{GS} 要大於門檻電壓 $V_{GS(th)}$ 才會導通，選用兩顆高低端 MOSFET Drive IC 來完成四個電晶體開關的閘極驅動，其型號是 International Rectifier-IR2111PbF。

IR2111 是一顆 MOSFET 和 IGBT 的驅動器，具有高端和低端的兩組輸出，通常應用半橋 (half-bridge) 電路，其輸出驅動特色為有一個高脈衝電流緩衝級，用來減少導通狀態重疊 (cross-conduction)，而減少導通狀態重疊會產生停滯時間 (dead-time)，停滯時間是用來避免兩電晶體開關同時導通。兩組輸出適合用來驅動 N 型的 power MOSFET 或 IGBT，高端的電壓最大可以操作在 600V。其腳位如圖 5.1 所示，腳位說明如表 5.1 所示，圖 5.2 為輸入和輸出時序圖，高端和輸入腳位 IN 相位相同，低端則為相反。

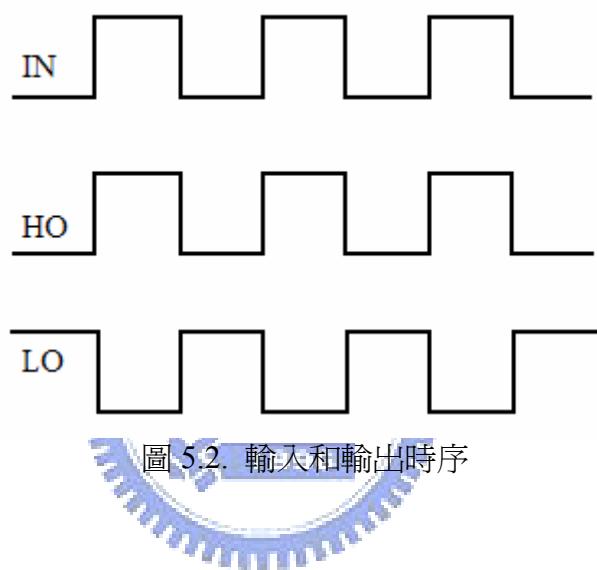


8 Lead DIP

圖 5.1. IR2111 腳位

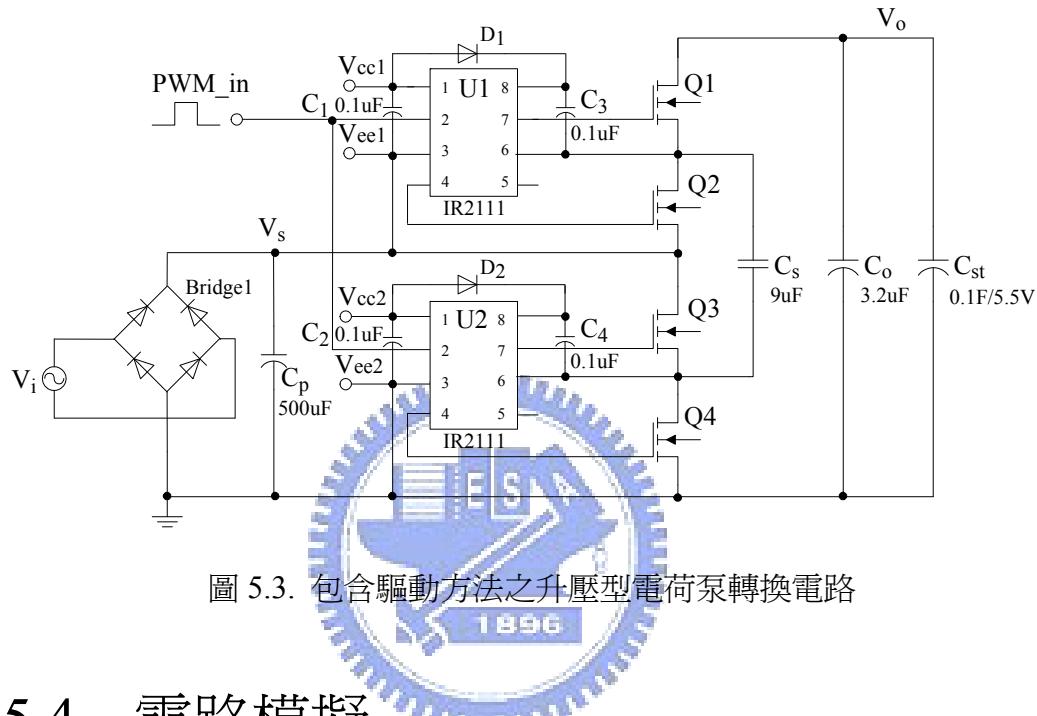
表 5.1. IR2111 腳位敘述

腳位	敘述
IN	Logic input for high side and low side gate drive outputs (HO & LO) , in phase with HO
VB	High side floating supply
HO	high side gate drive output
Vs	high side floating supply return
Vcc	Low side and logic fixed supply
LO	Low side gate drive output
COM	Low side return



5.3 包含驅動方法之升壓型電荷泵轉換電路

如下圖 5.3 所示，為一個包含驅動方法之升壓型電荷泵轉換電路，電路架構包含二極體橋式整流器 (Bridge1、Cp)，電荷泵式直流對直流轉換器 (Q1~Q4、 C_s 、 C_o)，儲能元件 (C_{st}) 及驅動方法 (IR2111)。



5.4 電路模擬

硬體電路設計完成後，首先使用電路模擬軟體 PowerSIM 來模擬結果，圖 5.4 為 PowerSIM 模擬之電路圖，參數設定使用的設計值也如圖所示，其中輸入電壓使用直流電源模擬和手搖發電機模擬。

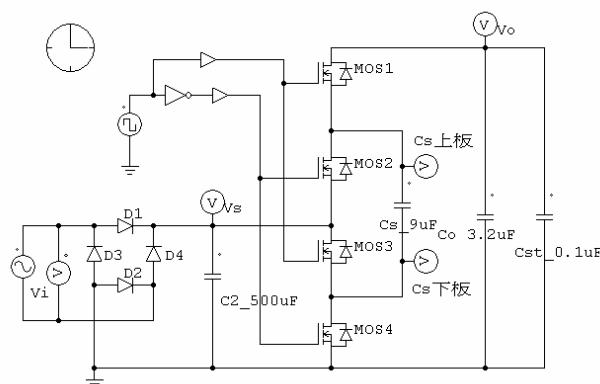


圖 5.4. PowerSIM 模擬圖

圖 5.5 是輸入電壓 $V_i=4V$ 的結果，電壓 $V_s=2.79V$ 、輸出電壓 $V_o=5.58V$ 。

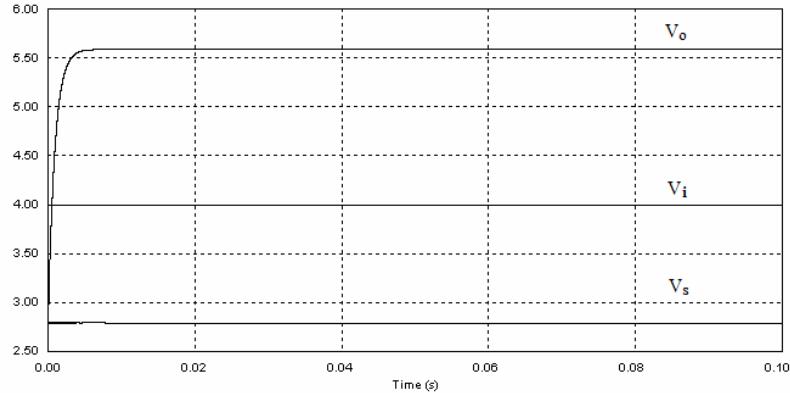


圖 5.5. 輸入電壓 $V_i=4V$ 的模擬結果

圖 5.6 為電容 C_s 充電情形，電容 C_s 的下板電壓，也是電晶體開關 Q4 的汲極電壓，當電晶體開關 Q2、Q4 導通時，下板電壓會因為接地而為零；在電晶體開關 Q1、Q3 導通時，電壓 V_s 等於下板電壓。

電容 C_s 的上板電壓，也是電晶體開關 Q2 的汲極電壓，當電晶體開關 Q2、Q4 導通時，電壓 V_s 對電容 C_s 充電，上板電壓為 V_s ；當電晶體開關 Q1、Q3 導通時，電壓 V_s 等於下板電壓，會使上板電壓同時增加電壓 V_s ，加上板電壓本來就存在電壓 V_s ，故此時上板電壓為 $2V_s$ 。

故可由圖看出電容 C_s 下板電壓為 $0 \rightarrow V_s$ ，而電容 C_s 上板電壓為 $V_s \rightarrow 2V_s$ 。

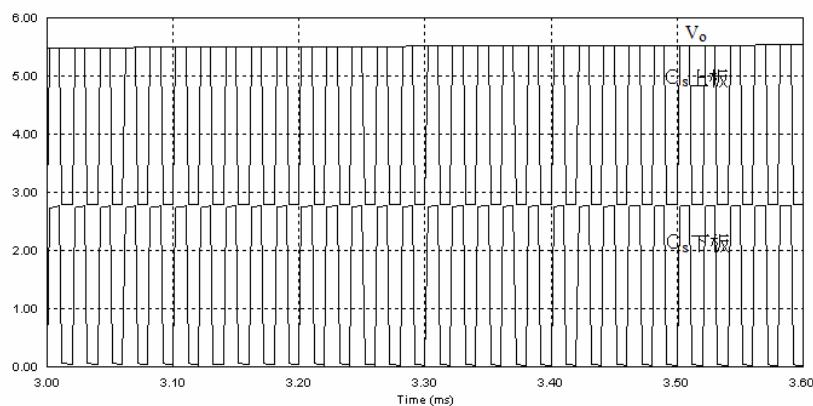


圖 5.6. 電容 C_s 充電情形

圖 5.7 為手搖式發電機的模擬結果，其中輸入電壓 V_i 為 2V~4V 的弦波，頻率為 1KHz。

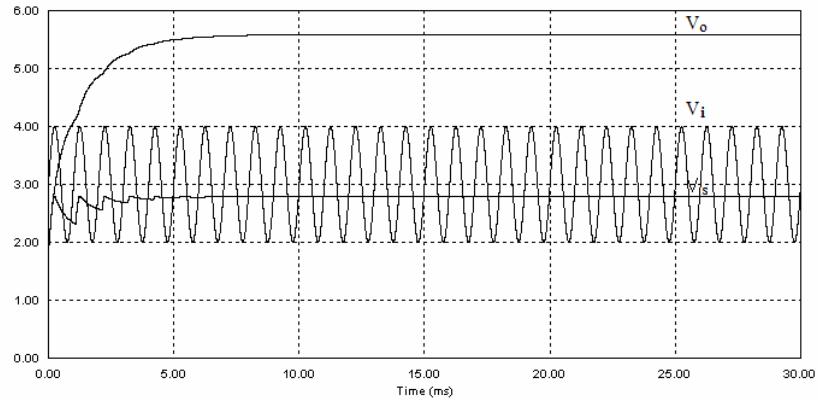


圖 5.7. 手搖式發電機的模擬結果

5.5 電路圖的規劃

模擬完成後，進行實際的電路實作。下圖 5.8 為使用 Protel 99SE 規劃之電路圖，圖 5.9 為規劃之 PCB 圖，圖 5.10 為實體的獵能裝置之升壓型電荷泵轉換電路，長寬的尺寸為 32mm×32mm。

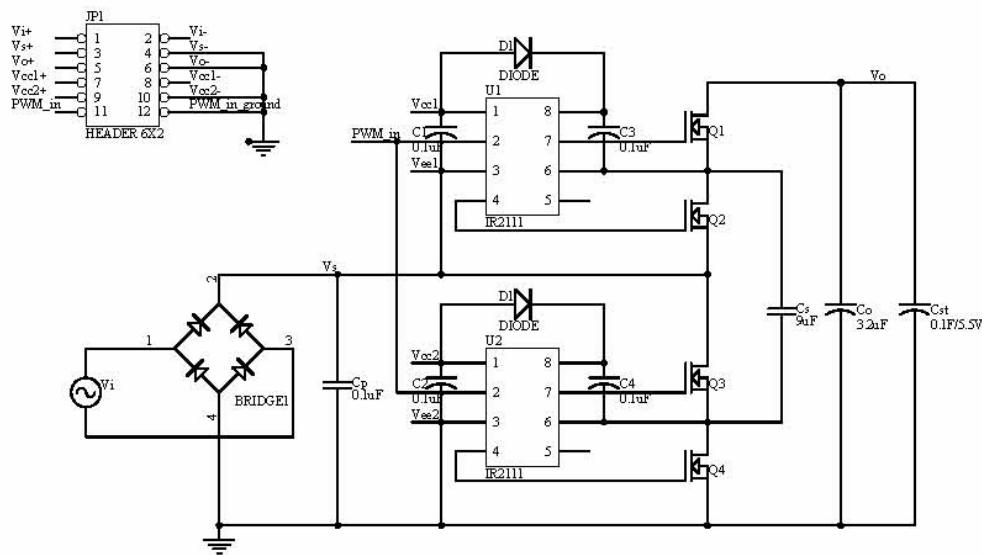


圖 5.8. Protel 99SE 規畫之電路圖

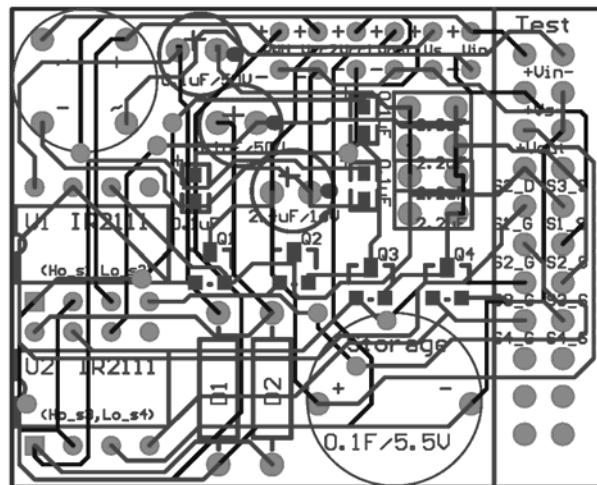


圖 5.9. Protel 99SE 規畫之 PCB 圖



圖 5.10. 實體的獵能裝置之升壓型電荷泵轉換電路

5.6 實驗量測結果

5.6.1 閘極驅動量測

將方波訊號輸入 IR2111 會產生兩組高低端的訊號，分別是 HO 和 LO，可以用來驅動兩顆電晶體開關的閘極，而此電路結構有四顆電晶體開關 Q1、Q2、Q3、Q4，故要使用兩顆 IR2111 來驅動四組閘極，圖 5.11 為四組閘極的驅動波形，由上而下分別顯示電晶體開關 Q1~Q4 的閘極到源極間的電壓差，且 Q1、Q3 同相位，Q2、Q4 同相位。

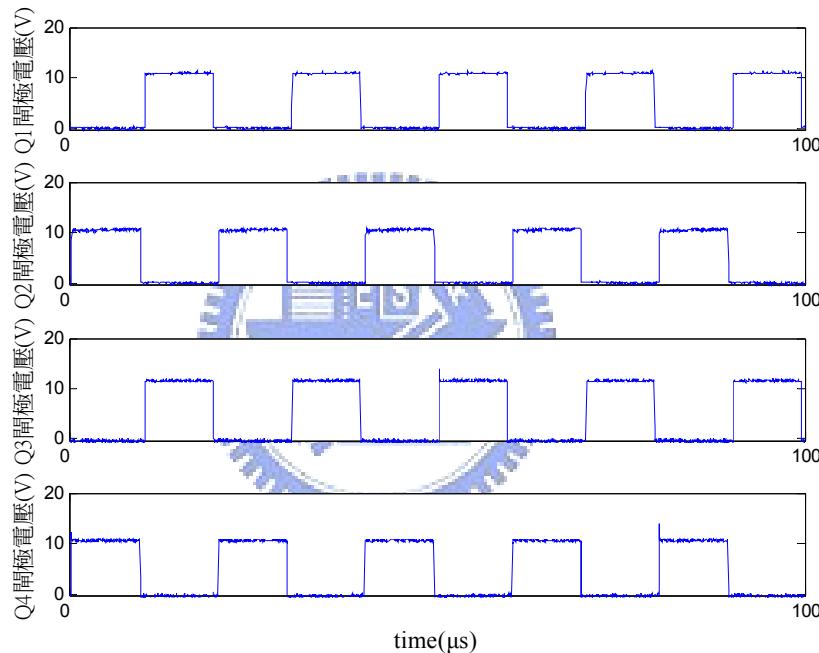


圖 5.11. 四組閘極的驅動波形

圖 5.12 所示為兩相位的閘極電壓放大，可以看到停滯時間和導通時間的關係，在半個週期 ($10\mu\text{s}$) 裡，導通時間約為 $9.4\mu\text{s}$ ，停滯時間約為 $0.6\mu\text{s}$ ，故電路不會發生導通狀態重疊的情形，也就是不會發生不同相位的電晶體開關同時導通，確保電路正常運作。

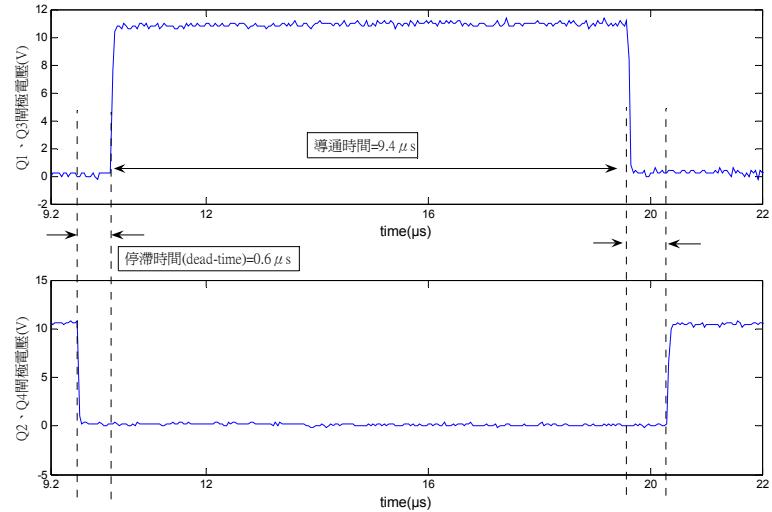


圖 5.12. 停滯時間與導通時間波形

5.6.2 電壓轉換量測

圖 5.13 為電容電容 C_s 充電情形，電容 C_s 的下板電壓，也是電晶體開關 Q4 的汲極電壓，下板電壓為 $0 \rightarrow V_s$ 間跳動。

電容 C_s 的上板電壓，也是電晶體開關 Q2 的汲極電壓，上板電壓為 $V_s \rightarrow 2V_s$ 間跳動。

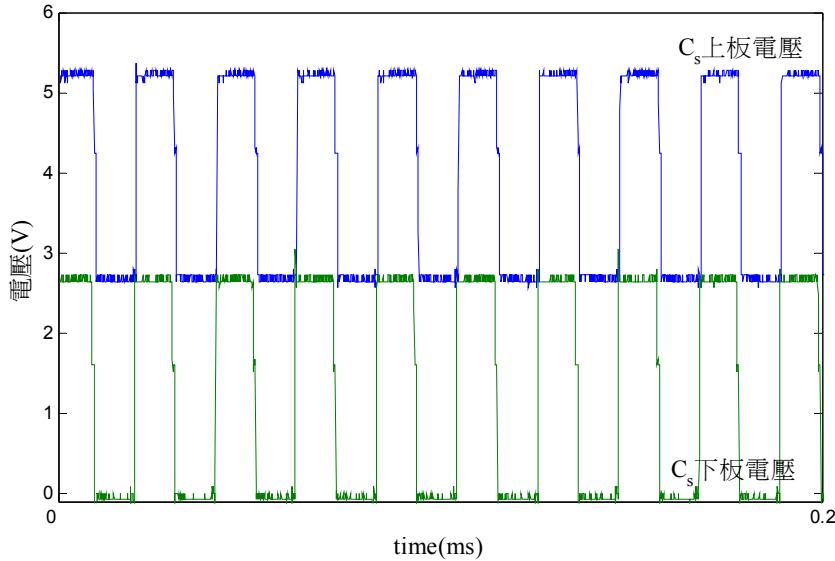


圖 5.13. 電容 C_s 充電情形

5.6.3 獵能系統量測

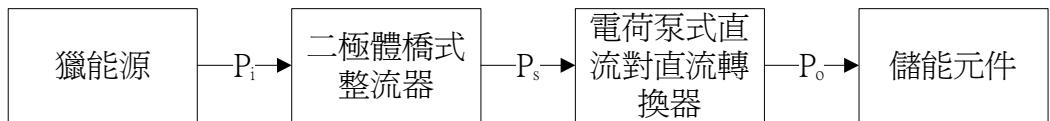


圖 5.14. 獵能裝置方塊圖

首先將獵能裝置之升壓型電荷泵轉換電路簡化成圖 5.14 獵能裝置方塊圖，並且定義以下參數：

- 1：從獵能源得到的功率稱為輸入功率 P_i 。
- 2：經過二極體橋式整流器得到的功率等於輸入電荷泵式直流對直流轉換器的功率稱為整流器功率 P_s 。
- 3：從電荷泵式直流對直流轉換器輸出的功率稱為輸出功率 P_o 。
- 4：輸出功率 P_o 和輸入功率 P_i 的比值稱為系統效率 $\eta_s = P_o / P_i$ 。
- 5：輸出功率 P_o 和整流器功率 P_s 的比值稱為轉換器效率 $\eta_c = P_o / P_s$ 。

5.6.3.1 實驗一

實驗使用直流電源，輸入電壓 V_i 從 2V 到 4V，輸入電流 $i_i = 20.9\text{mA}$ ，輸入功率 P_i 大約 40mW 到 80mW 範圍，輸出電壓波形如圖 5.15、圖 5.16 所示。

輸出電壓 V_o 、輸出電流 i_o 、輸出功率 P_o 和系統效率 η_s 的結果如表 5.2 所示，將系統效率 η_s 對輸入電壓 V_i 的關係繪製如圖 5.17 所示，可看出當輸入電壓 $V_i = 4\text{V}$ 時，系統效率 η_s 約為 67%。

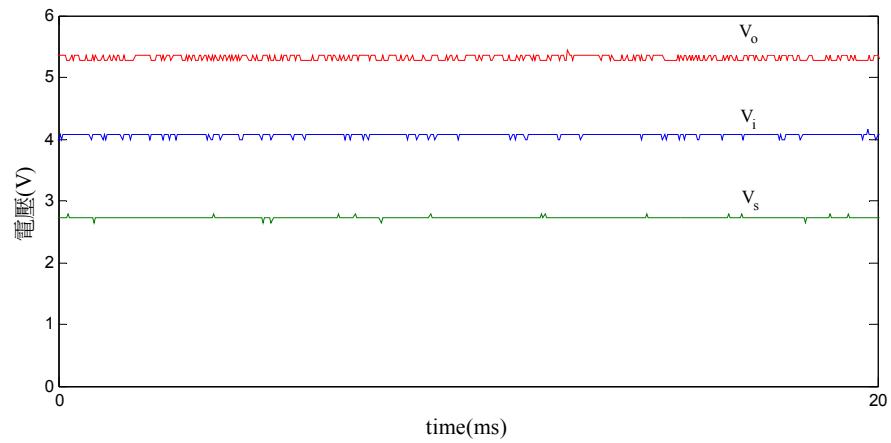


圖 5.15. 輸出電壓波形 (輸入電壓 $V_i=4V$)

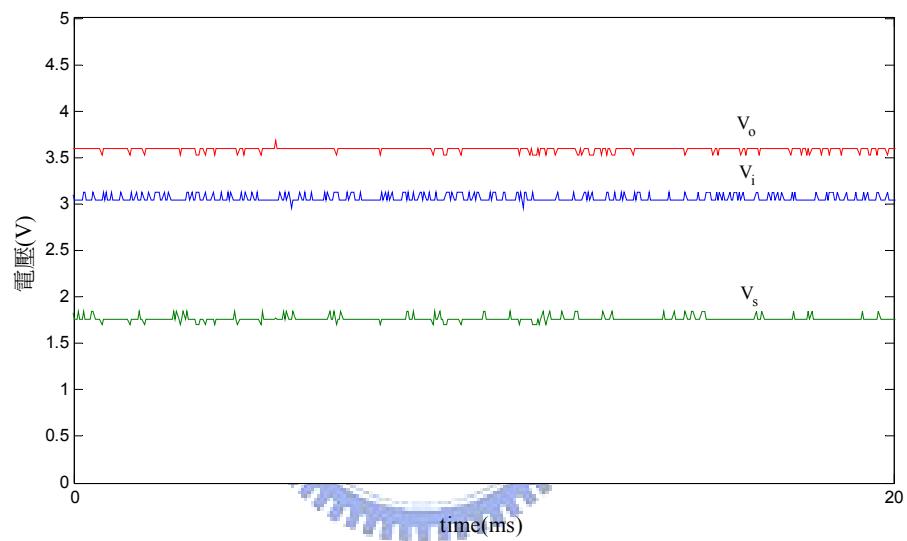


圖 5.16. 輸出電壓波形 (輸入電壓 $V_i=3V$)

表 5.2. 輸入直流電壓實驗結果

輸入 電壓 V_i (V)	輸入 電流 i_i (mA)	輸入 功率 P_i (mW)	輸出 電壓 V_o (V)	輸出 電流 i_o (mA)	輸出 功率 P_o (mW)	系統 效率 η_s
2.10	20.9	43.89	2.21	10.31	22.79	51.91%
2.53	20.9	52.88	2.86	10.33	29.54	55.87%
3.03	20.9	63.33	3.69	10.34	38.15	60.25%
3.50	20.9	73.15	4.40	10.35	45.54	62.26%
4.00	20.9	83.60	5.42	10.34	56.04	67.04%

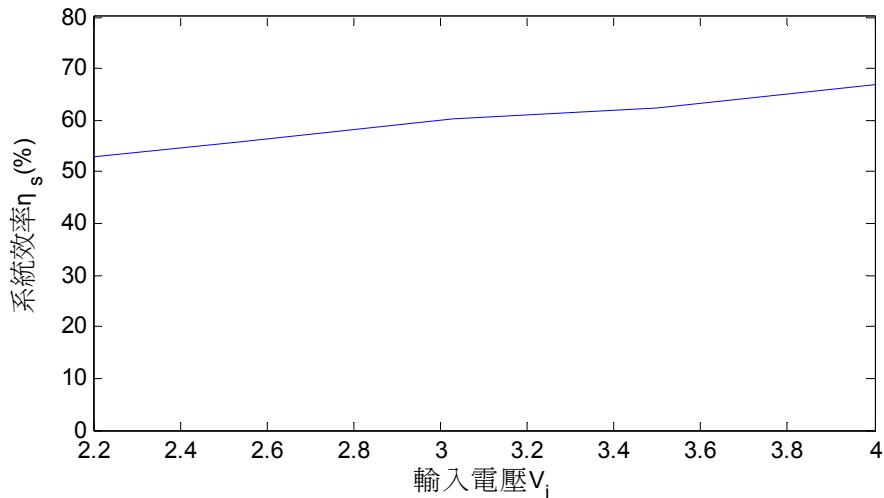


圖 5.17. 系統效率 η_s 對輸入電壓 V_i 關係

5.6.3.2 實驗二（輸入為低電壓）

A：獵能源若為輸入低電壓，此時無法經由二極體橋式整流器，要直接輸入到電荷泵式直流對直流轉換器來進行升壓轉換。輸入的電壓 $V_s=0.9V$ ，輸入的電流 $i_p=3mA$ 到 $10mA$ ，輸入的整流器功率 P_s 大約 $3mW$ 到 $10mW$ 的範圍，輸出電壓波形如圖 5.18 所示。

輸出電壓 V_o 、輸出電流 i_o 、輸出功率 P_o 和轉換器效率 η_c 的結果如表 5.3 所示，將轉換器效率 η_c 對整流器功率 P_s 的關係繪製如圖 5.19 所示，可看出轉換器效率 η_c 約為 98%。

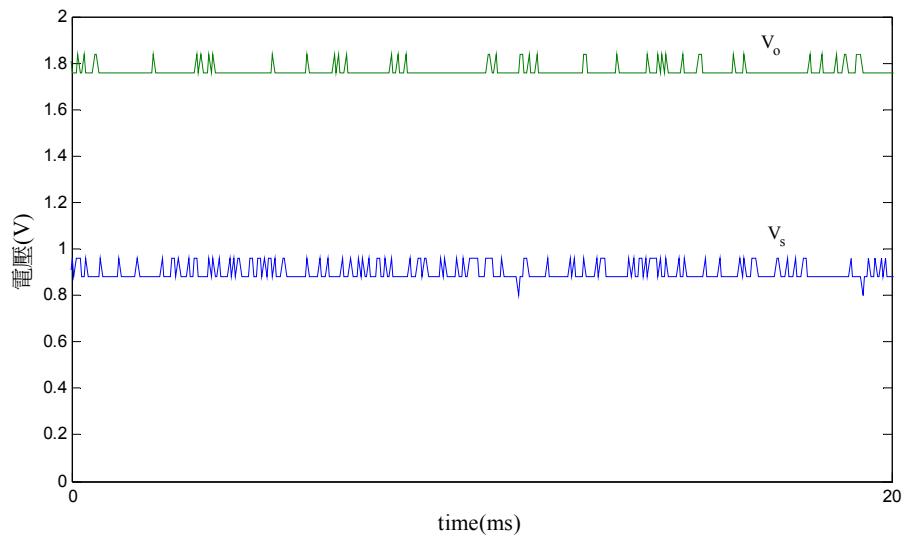


圖 5.18. 輸出電壓波形 ($V_s=0.9V$)

表 5.3. 輸入低電壓 (0.9V) 實驗結果

輸入 電壓 V_s (V)	輸入 電流 i_p (mA)	整流器 功率 P_s (mW)	輸出 電壓 V_o (V)	輸出 電流 i_o (mA)	輸出 功率 P_o (mW)	轉換器 效率 η_c
0.95	3.05	2.90	1.88	1.52	2.86	98.62%
0.95	4.05	3.85	1.88	2.01	3.78	98.21%
0.95	5.05	4.80	1.88	2.50	4.70	97.97%
0.95	6.00	5.70	1.88	2.97	5.58	97.96%
0.95	7.00	6.65	1.88	3.50	6.58	98.95%
0.95	8.05	7.65	1.88	4.01	7.54	98.58%
0.95	9.05	8.60	1.88	4.51	8.48	98.62%
0.95	10.00	9.50	1.88	5.00	9.40	98.95%

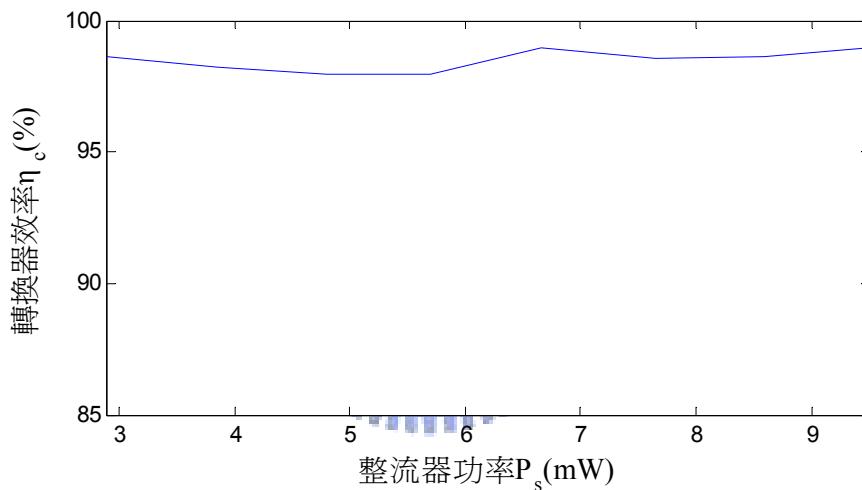


圖 5.19. 轉換器效率 η_c 對整流器功率 P_s 關係 ($V_s=0.9V$)

B：輸入的電壓 $V_s=0.5V$ ，輸入的電流 $i_p=3mA$ 到 $10mA$ ，輸入的整流器功率 P_s 大約 $1.5mW$ 到 $5mW$ 的範圍，輸出電壓波形如圖 5.20 所示。

輸出電壓 V_o 、輸出電流 i_o 、輸出功率 P_o 和轉換器效率 η_c 的結果如表 5.4 所示，將轉換器效率 η_c 對整流器功率 P_s 的關係繪製如圖 5.21 所示，可看出轉換器效率 η_c 約為 97%。

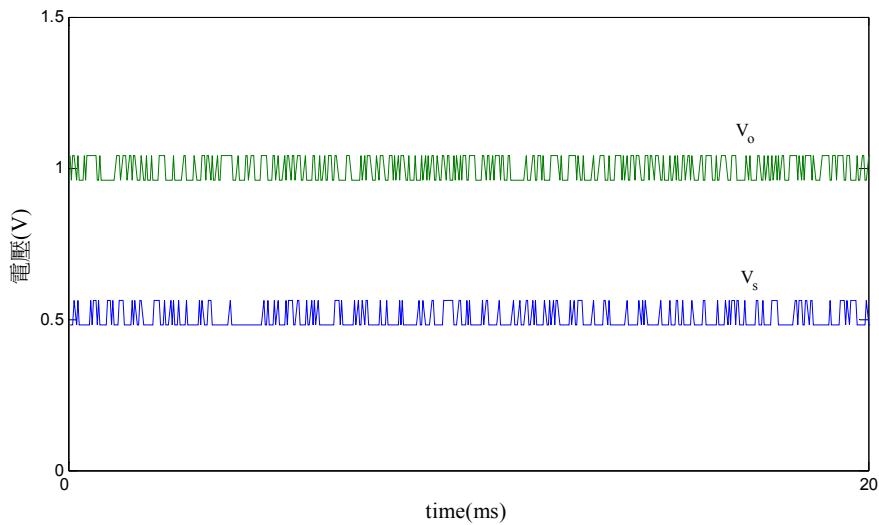


圖 5.20. 輸出電壓波形 ($V_s=0.5V$)

表 5.4. 輸入低電壓 (0.5V) 實驗結果

輸入 電壓 V_s (V)	輸入 電流 i_p (mA)	整流器 功率 P_s (mW)	輸出 電壓 V_o (V)	輸出 電流 i_o (mA)	輸出 功率 P_o (mW)	轉換器 效率 η_c
0.50	3.05	1.53	0.97	1.51	1.46	96.05%
0.50	4.04	2.02	0.97	2.02	1.96	97.00%
0.50	5.00	2.50	0.97	2.50	2.43	97.00%
0.50	6.05	3.03	0.97	3.02	2.93	96.84%
0.50	7.00	3.50	0.97	3.50	3.40	97.00%
0.50	8.05	4.03	0.97	4.01	3.89	96.64%
0.50	9.05	4.53	0.97	4.48	4.35	96.04%
0.50	10.00	5.00	0.97	4.95	4.80	96.03%

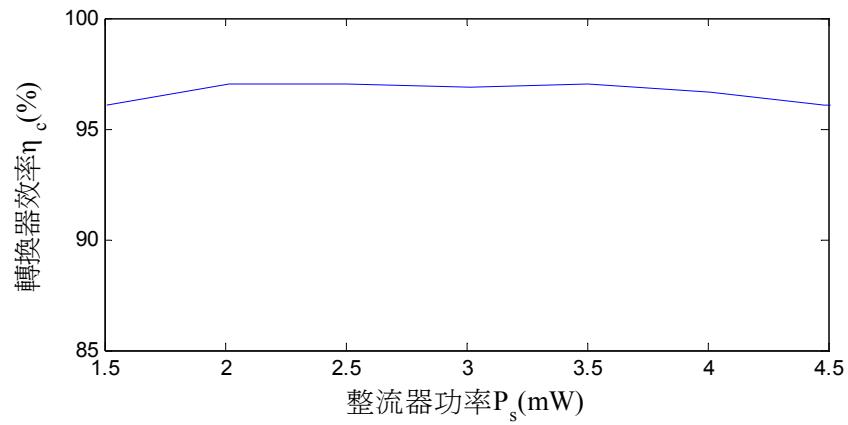


圖 5.21. 轉換器效率 η_c 對整流器功率 P_s 關係 ($V_s=0.5V$)

5.6.3.3 實驗三（手搖式發電機）

獵能源使用手搖式發電機，其實體如圖 5.22 所示。而手搖式發電機空載之低轉速、中轉速及高轉速之電壓波形如圖 5.23 所示，手搖式發電機之兩端輸入電壓為 V_i ，經過二極體橋式整流器之電壓為 V_s 。

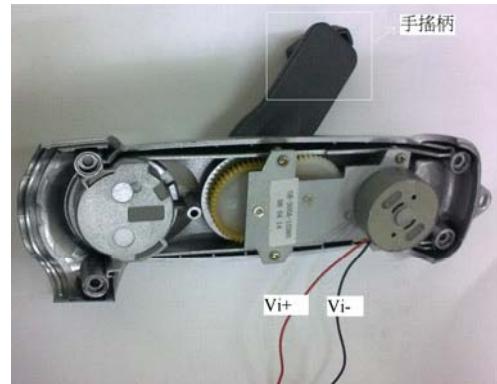


圖 5.22. 實體的手搖式發電機

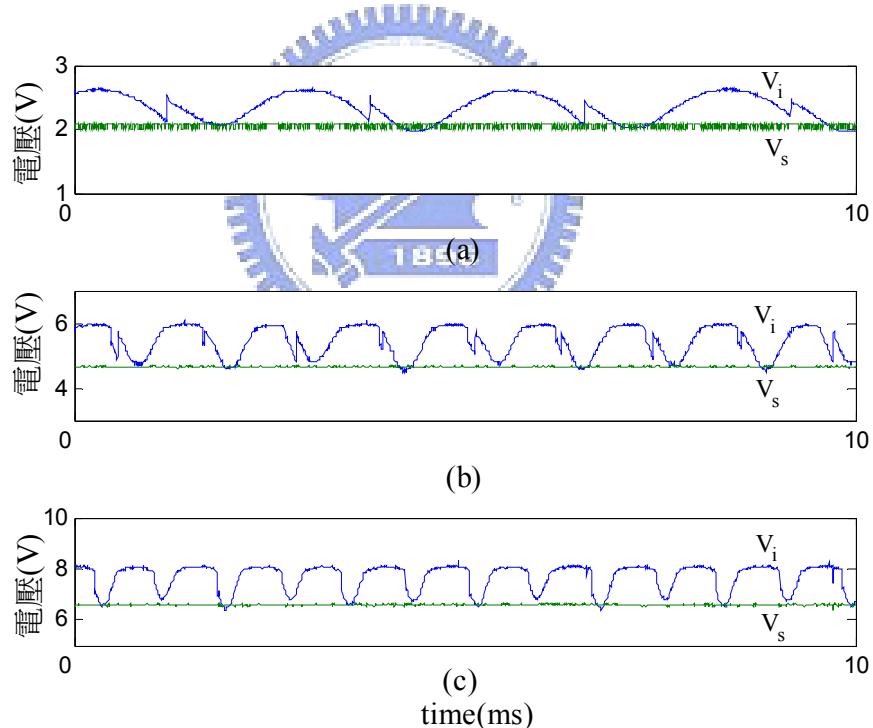


圖 5.23. 手搖式發電機空載之電壓波形

(a) 手搖低轉速 (b) 手搖中轉速 (c) 手搖高轉速

手搖式發電機經由整個獵能系統儲能之電壓波形輸出結果如圖 5.24 所示，輸入電壓 V_i 約為 3.5V，儲存於儲能裝置之輸出電壓 V_o 為 5.5V。

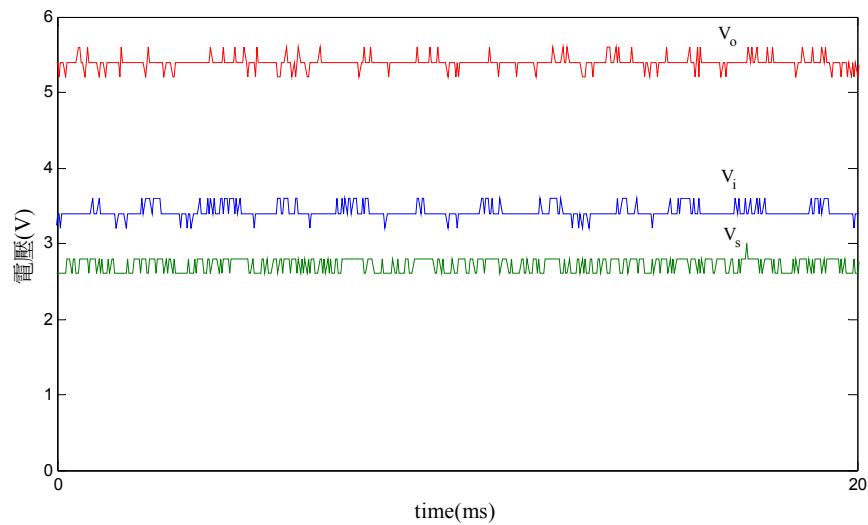


圖 5.24. 手搖式發電機經由獵能裝置儲能波形



第 6 章 結論與未來展望

6.1 結論

本文主要以獵能系統為機制，針對升壓型電荷泵轉換電路為實驗目標，其功率輸入範圍為數 mW 到數十 mW。探討與分析電荷泵式直流對直流轉換器的結構，並以硬體電路的方式呈現，其結果整理如下：

- 提供一個獵能裝置之升壓型電荷泵轉換電路的方法，說明此電路的分析和設計流程，以理論為依據進行實作，先以電路模擬軟體模擬，在模擬中可修改電路的參數和條件，避免實作過程中發生問題，再與量測儀器進行驗證結果，最後完成 PCB 實體電路。
- 經由實驗量測此獵能裝置之系統效率，輸入電壓給定 4V 以上，可得到 67% 以上，當輸入為低電壓之轉換器效率，更可達到 98%，故此電荷泵式直流對直流轉換器為一種高效率的直流對直流轉換器。



6.2 未來展望

本文是使用 MOSFET Drive IC 來完成電荷泵式直流對直流轉換器的電晶體開關閘極驅動，輸出電壓仍會受到高頻之電晶體開關切換的影響而產生漣波電壓，且此驅動方法目前仍需以外部電源提供給工作電壓，將找尋能否以獵能產生的電壓來替代外部電源的方法。未來將以不同的驅動方法為目標，例如使用不同的電晶體開關，依照其特性，搭配適合的驅動 IC，並將此電路以數位的方式經由場效型可程式化邏輯陣列 (Field Programmable Gate Array, FPGA) 進行控制，使輸出電壓能夠更精準，同時也能夠兼具體積小、效率高、成本低的要求。

參考文獻

- [1] 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.
- [2] V. Raghunathan, A. Kansal, J. Hsu, J. Friedman and M. Srivastava, “Design considerations for solar energy harvesting wireless embedded systems,” in *Proceedings of the Fourth International Symposium on Information Processing in Sensor Networks*, pp. 457–462, 2005.
- [3] <http://tw.wwwmonline.com/viewtopic.php?t=3050>
- [4] <http://dbnet.ncl.edu.tw/saweb/read.asp?readtype=ch&docsln=2008023487>
- [5] http://www.perpetuum.co.uk/home.php?page_id=11
- [6] G. K. Ottman, H. F. Hofmann and G. A. Lesieutre, “Optimized Piezoelectric Energy Harvesting Circuit Using Step-Down Converter in Discontinuous Conduction Mode,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 18, pp. 696-703, 2003.
- [7] K. Makihara, J. ONoda and T. Miyakawa, “Low energy dissipation electric circuit for energy harvesting,” *Smart Materials and Structures*, Vol.15, pp. 1493-1498, 2006.
- [8] T. S. Paing and R. Zane, “Resistor Emulation Approach to Low-Power Energy Harvesting,” in *Proceedings of 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 331 – 337, 2006.
- [9] E. Cantatore and M. Ouwerkerk, “Energy scavenging and power management in networks of autonomous microsensors,” *Journal of Microelectronics*, Vol.37, pp. 1584-1590, 2006.

- [10] H. A. Sodano, G. Park, D. J. Leo and D. J. Inman, “Use of piezoelectric energy harvesting devices for charging batteries,” *Proceedings of SPIE*, Vol. 5050, pp. 101-108, 2003.
- [11] N. Mohan, T. Undeland and W. Robbins, “Power Electronics:Converters, Applications and Design,” *New York John Wiley and Sons*, 1995.
- [12] <http://edm.itri.org.tw/enews/epaper/9712/b01.htm>
- [13] P. Spies, M. Pollak and G. Rohmer, “Power Management for Energy Harvesting Applications,” *Proceedings of 1st Annual nanoPower Forum*, pp. 6–11, 2007.
- [14] J. Leong, X. Jiang and D. Culler, “Design and analysis of micro-solar power systems for Wireless Sensor Networks,” in *Proceedings of the 5th International Conference on Networked Sensing System*, pp. 181-188, 2008.
- [15] J. Kymmissis, C. Kendall, J. Paradiso and N. Gershenfeld, “Parasitic Power Harvesting in Shoes,” *Proceeding of the Second IEEE International Conference on Wearable Computing*, pp. 132-139, 1998.
- [16] G. A. Lesieutre, G. K. Ottman and H. F. Hofmann, “Damping as a result of piezoelectric energy harvesting,” *Journal of Sound and Vibration*, Vol.55, No.3-5, pp. 991-1001, 2004.
- [17] G. K. Ottman, H. F. Hofmann, A. C. Bhatt and G. A. Lesieutre, “Adaptive piezoelectric energy harvesting circuit for wireless remote power supply,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 17, pp. 669-676, 2002.
- [18] E. Lefevre, D. Audigier, C. Richard and D. Guyomar, “Buck-Boost Converter for Sensorless Power Optimization of Piezoelectric Energy Harvester,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 22, pp. 2018-2025, 2007.
- [19] T. Paing, J. Shin, R. Zane and Z. Popovic, “Resistor Emulation Approach to Low-Power RF Energy Harvesting,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 23, pp. 1494-1501, 2008.
- [20] L. Pylarinos, “Charge pumps: an overview,” *University of Toronto, Tutorial papers on analog circuits*, 2002.

- [21] J. F. Dickson, “On-chip High-Voltage Generation in NMOS Integrated Circuits Using an Improved Voltage Multiplier Technique,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 11, No. 6, pp. 374-378, 1976.
- [22] J. T. Wu and K. L. Chang, “MOS charge pumps for low-voltage operation,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 33, pp. 592-597, 1998.
- [23] M. S. Makowski, “Realizability conditions and bounds on synthesis of switched-capacitor DC-DC voltage multiplier circuits,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, Vol. 44, pp. 684-691, 1997.
- [24] J. A. Starzyk, Y. W. Jan and F. Qui, “A DC-DC charge pump design based on voltage doublers,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, Vol. 48, pp. 350-359, 2001.
- [25] B. Kormann and J. Pelfrey, “Simple design of an ultra-low-ripple dc/dc boost converter with TPS60100 charge pump,” *Journal of Analog Applications, Texas Instruments Literature*, No. SLYT015, pp. 15-18, 2000.
- [26] B. Kormann and J. Pelfrey, “High-efficiency, regulated charge pumps for high-current applications,” *Texas Instruments Power Supply Design Seminars*, 2001.
- [27] C. C. Wang and J. C. Wu, “Efficiency improvement in charge pump circuits,” *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 32, pp. 852-860, 1997.
- [28] W. H. Ki, F. Su and C. Y. Tsui, “Charge redistribution loss consideration in optimal charge pump design,” in *proceedings of the IEEE International Symposium of Circuits and Systems*, Vol. 2, pp. 1895-1898, 2005.
- [29] A. Saiz-Vela, P. Miribel-Catala, J. Colomer, M. Puig-Vidal and J. Samitier, “Accurate design of Two-Phase Voltage Doublers based on a compact mathematical model,” in *proceedings of the IEEE International Symposium of Circuits and Systems*, pp. 213-216, 2007.