

國立交通大學

電機與控制工程學系

碩士論文

低功率儲能系統之回授式升壓型轉換器設計與實現

Design and Implementation of Feed-forward Boost Converter in
Low Power Energy Harvesting System



研究生：周以軒

指導教授：林錫寬 博士

中華民國九十八年六月

低功率儲能系統之回授式升壓型轉換器設計與實現

Design and Implementation of Feed-forward Boost Converter in
Low Power Energy Harvesting System

研究生：周以軒
指導教授：林錫寬 博士

Student: Yi-Hsuan Chou
Advisor: Dr. Shir-Kuan Lin

國立交通大學
電機與控制工程學系



Submitted to Department of Electrical and Control Engineering

National Chiao Tung University

In Partial Fulfillment of the Requirements

For the Degree of

Master of Engineering

in

Electrical and Control Engineering

June 2009

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十八年六月

低功率儲能系統之回授式升壓型轉換器設計與實現

學生：周以軒

指導教授：林錫寬 博士

國立交通大學電機與控制工程學系

摘 要

爲了使微小能量能夠被有效收集，本文設計出以直流對直流轉換器爲主架構的回授式儲能電路，主要是以數百 μW 到數 mW 等級的微小能量爲收集目標，並使用超級電容當作能量儲存元件。所欲收集的能量源因爲功率低，所以產生電壓也較小，因此直流對直流轉換器的部份是使用 Boost Converter。系統使能量可以有效轉換的原理，是藉由將輸入電壓的分壓經過比較器後，在比較器輸出端產生 Boost Converter 上 MOSFET 的開關控制訊號來控制電路，使得不穩定的能量源電壓經過儲能電路後能夠穩定在固定電壓，進而提高儲能元件的儲存效率。

本文是以實現硬體電路的方式來完成儲能系統，電路設計初始條件是以微型發電機所產生的不穩定電壓源當做輸入，而設計目標是在系統輸出端產生儲能元件的額定電壓並對儲能元件進行充電。設計出來的電路可依據不同的輸入電壓來調整直流對直流轉換器上 MOSFET 開關的開關控制訊號其 duty cycle，而 Boost Converter 上 MOSFET 開關的控制訊號 duty cycle 則會影響轉換器的電壓增益，藉此達到穩定輸出電壓、提高儲能效率的結果。

Design and Implementation of Feed-forward Boost Converter in Low Power Energy Harvesting System

Student: Yi-Hsuan Chou

Advisor: Dr. Shir-Kuan Lin

Department of Electrical and Control Engineering
National Chiao Tung University

ABSTRACT

This paper presents an energy harvesting circuit, and designs a feed-forward circuit which is based on DC-to-DC Converter. This research collects the power range which is from hundred scale of μW to several mW . The circuit utilizes a super capacitor as the storage element. Since the power and voltage of energy sources are low, the Boost Converter is adopted to raise the voltage level. What make energy transfer effectively is the MOSFET control signal which is created by comparing the reference voltage and the saw-tooth voltage. This control signal controls the MOSFET of Boost Converter to make unstable power source steadier.

This paper realizes the energy harvesting system by hardware circuit. Although the input is an unstable power source, the converter will output a stable voltage as a result. The circuit can adjust the duty cycle of MOSFET which is on the DC to DC converter by various input voltage. And the change of control signal's duty cycle will affect the voltage gain of converter. By above proceedings, there are steady output voltage and effective results.

致 謝

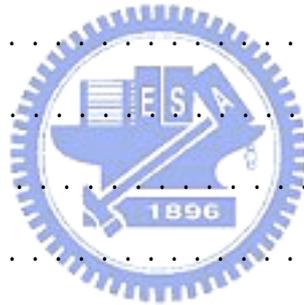
非常感謝我的指導教授林錫寬老師，在研究所兩年的生涯中，給予我很多意見與指導，讓我更了解處理事情時應該有的態度與方法，能夠順利畢業真的非常感謝您。其次，感謝林法正教授、趙昌博教授，在百忙之中能夠抽空擔任我的口試委員，並對本論文提出建議與需要改正的地方，以及對我個人的勉勵，謝謝老師們。

感謝實驗室畢業的學長方志行博士、博士班王超民學長，碩士班羅振國學長、吳昱錚學長、呂宜釗學長在研究所這段時間對我的照顧以及學業上的指導，並感謝我的同窗好友建智、淑婷，還有學弟家振、宗德、千綬、威志、元亨，陪伴我在實驗室做研究的日子中，給我的鼓勵與支持，使得我在研究所這兩年獲益良多。

最後，我要感謝我的家人和女友禹辰，謝謝父母對於我學業上的支持，謝謝妹妹和弟弟對我的肯定，謝謝禹辰在新竹陪伴我渡過了兩年的研究生活，並不會間斷的給予我鼓勵與關懷，讓我能夠堅持下去。在此僅將本論文結果獻給我的家人、禹辰，以及所有關心、幫助過我的師長與朋友們，真的非常感謝你們。

目 錄

書頁名	i
博碩士論文全文電子檔著作權授權書	ii
博碩士紙本論文著作權授權書	iii
國家圖書館博碩士論文電子檔案上網授權書	iv
論文口試委員審定書	v
中文摘要	vi
英文摘要	vii
致謝	viii
目錄	ix
表目錄	xii
圖目錄	xiii
1 緒論	1
1.1 研究動機與目的	1
1.2 儲能系統概述	2
1.3 文獻回顧與整理	2
1.4 超級電容器介紹	7
1.4.1 超級電容器原理	7
1.4.2 超級電容器充電特性	8
1.4 論文架構	9
2 直流對直流轉換器簡介	10
2.1 BUCK CONVERTER	10
2.1.1 連續與不連續模式之邊界情況	12



2.1.2 Buck Converter的不連續模式	13
2.2 BOOST CONVERTER	17
2.3 BUCK-BOOST CONVERTER	18
2.4 CUK CONVERTER	19
2.5 CONVERTER特性比較	21
2.5.1 電壓增益比較	21
2.5.2 功率利用比	22
3 儲能系統電路分析與架構設計	23
3.1 電路組成	23
3.2 電路分析	24
3.2.1 全橋整流電路分析	25
3.2.2 鋸齒波產生電路分析	26
3.2.3 回授比較電路分析	28
3.2.4 直流對直流轉換器分析	30
4 電路設計範例與硬體實現	32
4.1 設計步驟	32
4.2 設計範例	34
4.3 電路實現	35
5 實驗結果與分析	37
5.1 實驗方法	37
5.2 實驗結果	38
5.2.1 $V_i=5V$ 以下， $V_o=5V$	38
5.2.2 $V_i=3.3V$ 以下， $V_o=3.3V$	42
5.2.3 $V_i=1.8V$ 以下， $V_o=1.8V$	46



5.2.4 $V_i=1.2V$ 以下， $V_o=1.2V$	49
5.3 結果討論	53
6 結論與未來發展	56
6.1 結論	56
6.2 未來發展	56
參考文獻	57



表 目 錄

1.1	儲能系統應用產品	6
1.2	文獻中儲能系統所使用的能量源與其應用	6
4.1	儲能系統設計範例	34
5.1	$V_o=5V$ 之功率轉換數據表	41
5.2	$V_o=3.3V$ 之功率轉換數據表	45
5.3	$V_o=1.8V$ 之功率轉換數據表	48
5.4	$V_o=1.2V$ 之功率轉換數據表	51



圖 目 錄

1.1	典型的儲能系統 [1]	2
1.2	儲能鞋構造 [7]	3
1.3	儲能鞋之壓電式發電產生的電能 [7]	3
1.4	壓電式儲能電路架構 [10]	4
1.5	壓電材料震動頻率對輸出功率關係圖 [8]	4
1.6	RF功率密度對輸出功率與轉換效率關係圖 [5]	5
1.7	超級電容器結構示意圖 [13]	7
1.8	不同儲能元件之功率密度與能量密度比較 [13]	8
2.1	Buck Converter電路圖 [12]	10
2.2	Buck Converter在連續模式下電感之電壓與電流變化 [12]	11
2.3	Buck Converter在邊界情況下電感之電壓與電流變化 [12]	12
2.4	Buck Converter在連續模式時之電路狀態 [12]	13
2.5	Buck Converter在不連續模式時之電路狀態 [12]	14
2.6	Buck Converter在不連續模式下電感之電壓與電流變化 [12]	15
2.7	Buck Converter電壓增益與輸出電流關係圖 [12]	16
2.8	Boost Converter電路圖 [12]	17
2.9	Boost Converter在連續模式下電感之電壓與電流變化 [12]	17
2.10	Buck-Boost Converter電路圖 [12]	18
2.11	Buck-Boost Converter在連續模式下電感之電壓與電流變化 [12]	19
2.12	Cuk Converter電路圖 [12]	19
2.13	Cuk Converter電晶體導通狀態 [12]	20

2.14 Cuk Converter電晶體關閉狀態 [12]	20
2.15 四種Converter之電壓增益比較 [12]	21
2.16 四種Converter之功率利用比 [12]	22
3.1 儲能系統電路圖	23
3.2 電路組成區塊	24
3.3 振盪電路 [14]	26
3.4 振盪電路的動作波形 [14]	26
3.5 類鋸齒波波形	28
3.6 脈寬調變訊號產生方式	29
3.7 方波等效波形圖	30
3.8 輸出電壓漣波波形圖	31
4.1 電容充電指數圖形	33
4.2 儲能電路硬體實現 (a)正面 (b)背面	35
4.3 儲能電路PCB電路圖	36
5.1 儲能系統Block Diagram	37
5.2 鋸齒波波形($V_o=5V$)	38
5.3 輸入1V與輸出電壓($V_o=5V$)	38
5.4 輸入1.5V與輸出電壓($V_o=5V$)	39
5.5 輸入2V與輸出電壓($V_o=5V$)	39
5.6 輸入2.5V與輸出電壓($V_o=5V$)	40
5.7 輸入3V與輸出電壓($V_o=5V$)	40
5.8 $V_o=5V$ 之功率轉換效率圖	41
5.9 鋸齒波波形($V_o=3.3V$)	42
5.10 輸入1V與輸出電壓($V_o=3.3V$)	42



5.11 輸入1.5V與輸出電壓($V_o=3.3V$)	43
5.12 輸入2V與輸出電壓($V_o=3.3V$)	43
5.13 輸入2.5V與輸出電壓($V_o=3.3V$)	44
5.14 輸入3V與輸出電壓($V_o=3.3V$)	44
5.15 $V_o=3.3V$ 之功率轉換效率圖	45
5.16 鋸齒波波形($V_o=1.8V$)	46
5.17 輸入0.3V與輸出電壓($V_o=1.8V$)	46
5.18 輸入0.4V與輸出電壓($V_o=1.8V$)	47
5.19 輸入0.5V與輸出電壓($V_o=1.8V$)	47
5.20 $V_o=1.8V$ 之功率轉換效率圖	48
5.21 鋸齒波波形($V_o=1.2V$)	49
5.22 輸入0.2V與輸出電壓($V_o=1.2V$)	49
5.23 輸入0.3V與輸出電壓($V_o=1.2V$)	50
5.24 輸入0.4V與輸出電壓($V_o=1.2V$)	50
5.25 輸入0.5V與輸出電壓($V_o=1.2V$)	51
5.26 $V_o=1.2V$ 之功率轉換效率圖	52
5.27 四種 Case 的實驗結果	
(a) V_i 小於 5V, V_o 穩定在 5V (b) V_i 小於 3.3V, V_o 穩定在 3.3V	53
(c) V_i 小於 1.8V, V_o 穩定在 1.8V (d) V_i 小於 1.2V, V_o 穩定在 1.2V	54
5.28 四種Case的系統轉換效率圖	55

第 1 章 緒論

1.1 研究動機與目的

能源危機問題越來越被重視，而能源再利用也已經變成一項全民運動，像是英國近年來就一直在推行再生能源，並在 2006 年開始興建歐陸最大的風力發電廠，完工後將帶來 3.3 億瓦的發電量，每年可以減少 25 萬噸二氧化碳排放量；不只是民生用電的再生，美國對軍事方面的應用也非常重視。因為目前典型的軍人外出進行 4 天的任務，會在背包中攜帶多達 40 磅（約 18 公斤）的電池與充電器，而他們想要解決這個問題，所以美國國防部於 2007 年開出 100 萬美金的獎金給製作出可穿戴式電力供應的任何私人、公司、或國際性組織，並提出該系統的關鍵需求以利評估。不只是國外，國內也有許多研究單位或學術單位在從事相關研究，像是工研院能資所就有在從事小型風力發電機和其他能源再生相關的研究；也有許多大專院校會舉辦能源競賽來促進在學學生對於此領域的成長，像是臺師大更有能源教育資訊網能讓大眾得到相關資訊並討論。由以上例子可得知能源再生於未來的重要性。

能源再生可以像是風力發電，風力發電是將大量的風力轉換成電力，這是自然界中能量的轉換；也可以是將日常生活中產生的動能轉換成電能之行爲，像是將“走路”這個行爲拿來發電，這種生活化的小能源再生正是本文所要探討的主題。我們生活中的動作，像是揮手、上樓梯、使用滑鼠，其實都可以藉由微發電機來產生電能，而要如何將微發電機所產生的電能有效儲存起來是我們第一個必須面對的課題。

有許多低功率產品被開發與應用，像是 mp3、手機、無線滑鼠……等 3C 產品，或是無線感測器方面的應用。在這些應用產品中，大多是以替換性電池當作能量來源，較不方便且不環保，因此希望將生活中產生多餘的能量儲存起來並應用在這些低功率產品上。

本文著重在微小能量收集的儲能電路部份，並以硬體電路的方式來實現儲能系統。文中首先對儲能系統做簡單的介紹，並整理了相關文獻的成果與應用。再來是本文所設計儲能電路的設計過程與特性，接著會有一個完整的設計範例。最後將實現出來的硬體電路實際儲存能量並分析其結果。

1.2 儲能系統概述

生活中活動時所收集到的能量皆為不穩定的能量源，例如走路時腳底對地面的壓力、或是使用滑鼠時產生的震動，活動過程中的頻率、強度都會隨時改變。為了將這些微小且不穩定的能量有效儲存起來，必須透過儲能系統來達成。最典型的儲能系統如圖 1.1 所示，一般來說收集到的能量源是會振盪的，因此典型的儲能系統在最前級的部份都會使用一個全橋整流電路來將輸入電壓轉換成較平穩的直流電壓，也就是 AC to DC 的轉換區塊。接著考慮儲能元件對於儲能系統的影響，像是充電電池、超級電容這類的電能儲存元件都有使用的額定電壓，必須要在固定範圍內才能夠對其進行充電的動作，因此儲能系統的輸出端必須要是一個穩定的電壓，這是儲能系統的目的。為了使不穩定的電壓能夠固定在所需的範圍內，典型的儲能系統都會以一個直流對直流轉換器當作主架構，目的是將較低的輸入電壓作升壓；較高的電壓作降壓，藉此達到儲能元件的額定電壓以進行充電。

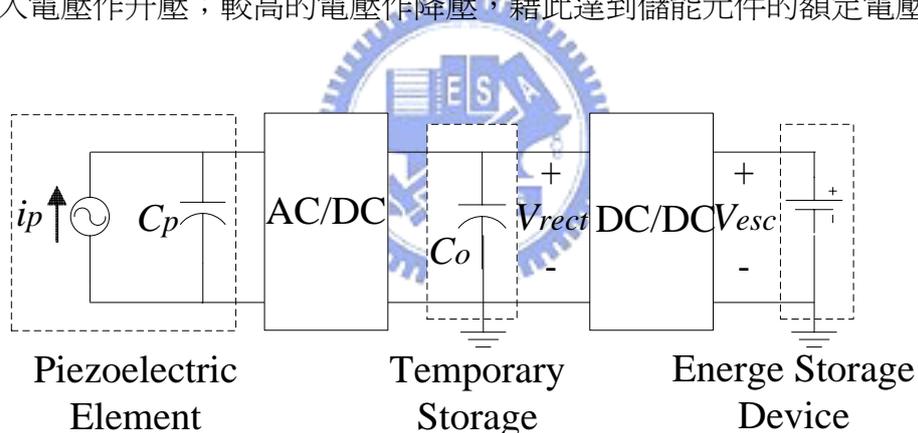


圖 1.1 典型的儲能系統 [1]

1.3 文獻回顧與整理

因為微電子產品所需要的電能越來越小，因此 J. Kymissis et al. [7]於 1998 年發表了一種可產生能量並收集能量的鞋子。此發明的發電來源是將我們平常走路時，踏步的力學能轉換成電能，本篇文章中使用了兩種方法來將力學能轉換成電能，一種是類似馬達原理的電磁發電機，一種則是體積較小的壓電元件，電磁發

電機所產生的電量大過於壓電元件，但是體積太大，不易實現在一般使用情況。壓電式的發電鞋所產生能量功率較小，約為 1.8mW，但體積小，可以隱藏在鞋底，目前的使用範圍像是 RFID 發射器的應用，例如當穿著此鞋在社區裡慢跑，社區裡的安全系統就可透過鞋子上所發出的 ID 辨識碼來判斷此人是否為本社區居民。

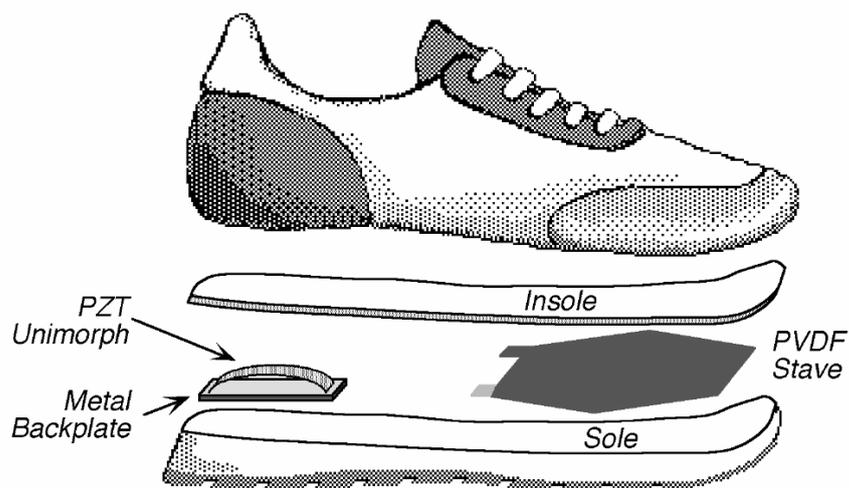


圖 1.2 儲能鞋構造 [7]

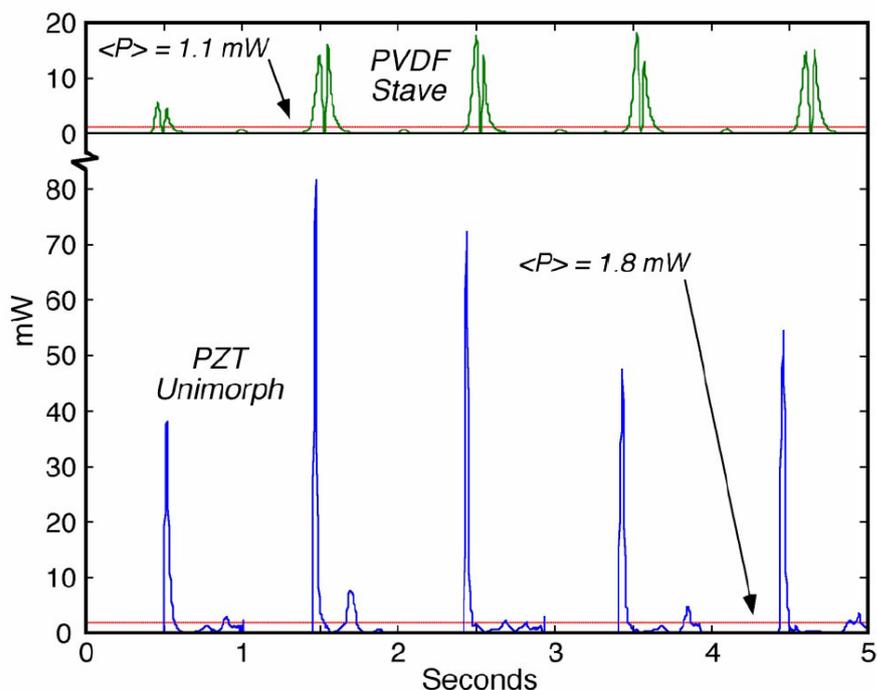


圖 1.3 儲能鞋之壓電式發電產生的電能 [7]

現今能量收集的文章大多是以壓電材料當作收集能量的元件，如 [8][10][11]，這些儲能電路的基本電路架構都是由一個全橋電路，濾波電容，DC-DC 降壓電路，和一個電池組合而成，如圖 3 所示。因為壓電元件所產生的電壓可以達到數十伏特，所以 [10][11] 中作者使用的直流對直流轉換器是降壓型的 Buck Converter，實驗過程中所蒐集到的能量最大皆為數十 mW 等級，也都是以遠端電源供應為應用目的。[8] 則是對於壓電式能量收集最佳化的探討，本文中收集的能量較小，輸入電壓為 1.6V 到 5.5V 之間，輸出則是使用端電壓為 4.8V 的充電電池，此篇文章中收集到的能量介於 $200 \mu W$ 到 $1.5mW$ ，可應用於自主式的感測網路。

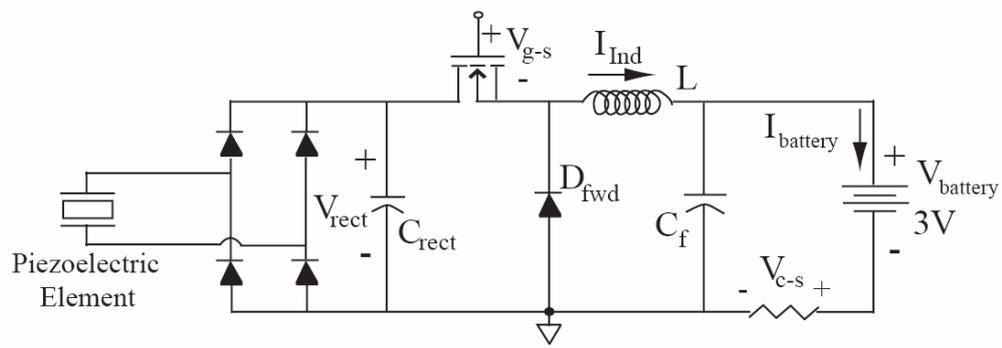


圖 1.4 壓電式儲能電路架構 [10]

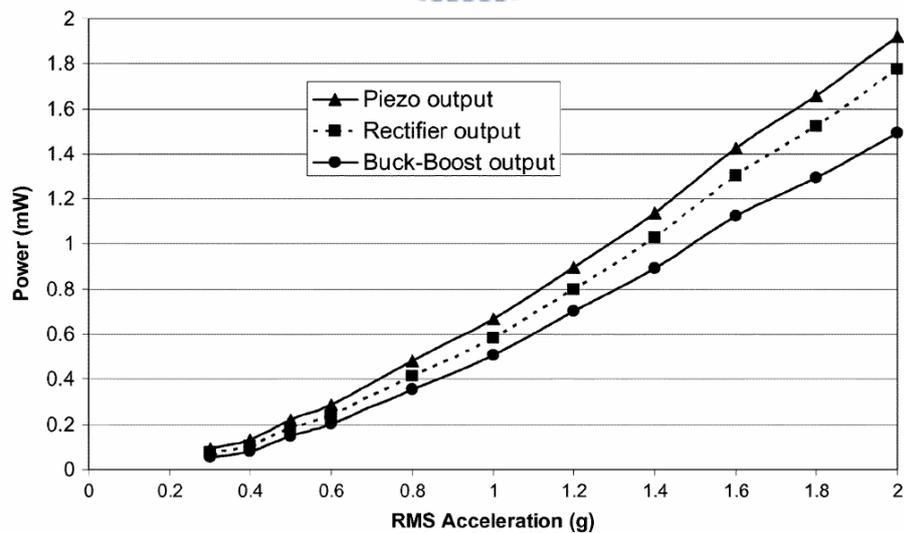


圖 1.5 壓電材料震動頻率對輸出功率關係圖 [8]

除了壓電式儲能電路外，還有收集更小能量的研究，[5]以 RF 與微波訊號當作收集能量來源，文中是利用修正天線(rectenna)來收集無線電波(radio frequency, RF)，其經過修正天線與全橋整流器後的能量功率是 $23 \mu\text{W}$ 到 $545 \mu\text{W}$ 之間，而轉換到電池所收集到的能量範圍則是介於 $8 \mu\text{W}$ 與 $420 \mu\text{W}$ 之間，電路應用目標是應用在微功率的無線裝置，可以用來延長原本的電池壽命或是取代原本的化學電池。

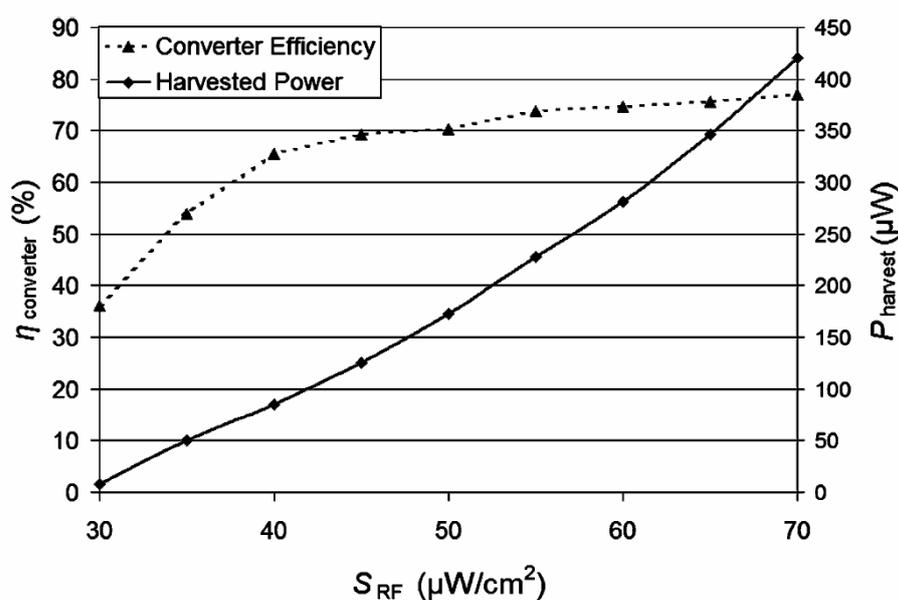


圖 1.6 RF 功率密度對輸出功率與轉換效率關係圖 [5]

收集微小能量的最終目的是要將所儲存的能量拿來運用，表 1.1 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 之間、1mW~50mW 之間，還有 1mW 以下的四個功率區間，消耗功率越低的產品則本文所設計的儲能電路越容易實際應用在上面。這七項產品的工作電壓都是一般替換性電池的額定電壓，很適合本文所設計儲能系統的應用。表 1.2 是將各相關文獻分別依其能量來源、輸入電壓、輸出電壓、輸出功率，以及其應用做整理。能量來源最多文章使用的是壓電材料，其他像是 RF、太陽能、熱能，也都可以做為轉換成電能的來源，這些能量源都有一個共通點，就是其電壓不穩定，但若是將此能量儲存在儲能元件中，則要使電壓固定在儲能元件的額定電壓，這也正是本文所設計儲能電路的目的。

表 1.1 儲能系統應用產品

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	10uA

表 1.2 文獻中儲能系統所使用的能量源與其應用

文獻	能量來源	輸入電壓	輸出電壓	輸出功率	應用
[2]	太陽能	7V 以下	3.7V	130mW	無線感測器 網路
[3]	太陽能	4V 以下	2.8V	150mW	無線嵌入式 系統
[4]	熱感式	250mV	2.2V	1.4mW	無線傳感器
[5]	RF	0.5V	3.3V	125uW	無線傳感器
[6]	壓電材料	0.8V~1V	1.2V	0.14mW ~0.2mW	感應器 、致動器
[7]	壓電材料	3.38V	5V	1.8mW	RFID 發射器
[8]	壓電材料	1.6V ~5.5V	4.8V	200uW ~1.5mW	自主式感測 網路
[9]	RF 與微波 訊號	0.13V ~0.65V	4.2V	23uW ~545uW	微功率無線 裝置

1.4 超級電容器介紹

本文使用的儲能元件為超級電容 (super capacitor)，又可以稱作電化學電容器 (electrochemical capacitor)。超級電容器有別與傳統的介電電容器 (dielectric capacitor) 元件，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。一般充電電池依靠化學作用來儲存及產生電流，可以儲存較大的電力，但是其缺點為無法瞬間放出高功率，另外充電的時間也較為緩慢，利用超級電容器作為儲能元件，可改善一般電池充放電時間較長的缺點。

1.4.1 超級電容器原理

超級電容器，其原理是利用電子導體活性碳 (activated carbon) 與離子導體電解液之間形成感應雙電荷層所製成之電容器，其主要結構是由兩端電極 (electrode)、一片隔板 (electrolyte) 所組成，正負電極的外側分別接上集電板 (current collector)，用來連接超級電容器與外部電路[13]。電容器中的隔板主要作用是用來防止兩端電極接觸，並有足夠的空間能讓離子通過以進行傳導，超級電容器的結構示意圖如圖 1.7 所示。超級電容器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，因此超級電容器會有較高的功率密度。

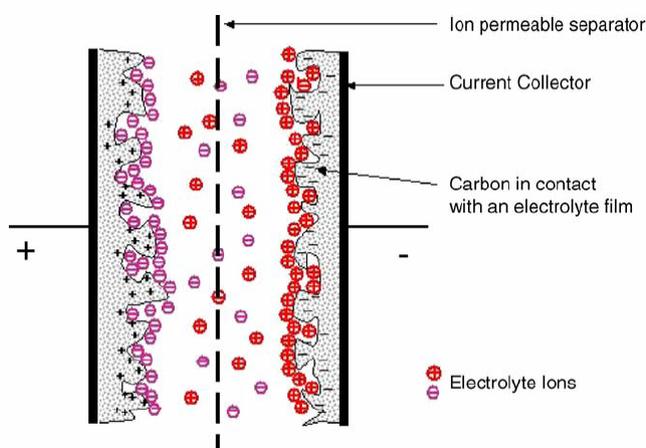


圖 1.7 超級電容器結構示意圖 [13]

1.4.2 超級電容器充電特性

超級電容器與一般充電電池比較有以下特性：

1. 尺寸小，電容量大。儲能密度大，易於實現超小型化，適合小型電子產品。
2. 超寬的溫度適用範圍。通常可以達到 $-40^{\circ}\text{C} \sim 85^{\circ}\text{C}$ ，而充電電池使用溫度一般僅為 $0^{\circ}\text{C} \sim 40^{\circ}\text{C}$ 。
3. 大電流充放電性能優越，功率密度是鋰離子電池的數十倍以上，適合大電流放電（一枚 4.7F 電容能釋放瞬間電流 18A 以上）。
4. 充放電時間短，充電電路簡單，無需限流和充放電控制回路，無記憶效應。
5. 電壓保持特性良好，漏電流極小。
6. 超長壽命，充放電大於 50 萬次，是 Li-Ion 電池的 500 倍，是 Ni-MH 和 Ni-Cd 電池的 1000 倍，如果對超級電容每天充放電 20 次，連續使用可達 68 年。

由圖 1.8 可以看出不同儲能元件的功率密度與能量密度比較。能量密度 (Wh/kg) 決定儲能元件單位質量所能儲存的能量；而功率密度 (W/kg) 則是決定能量儲存與釋放的方式，若是功率密度越高，則釋放及儲存能量的速度越快。經過比較後可得到超級電容器在能量密度上比一般電容器來的高，而在功率密度上則高於一般的充電電池，也就是超級電容器的儲能特性是介於傳統電容器以及一般充電電池之間，為一種同時能提供高能量密度以及擁有高功率密度的儲能元件。

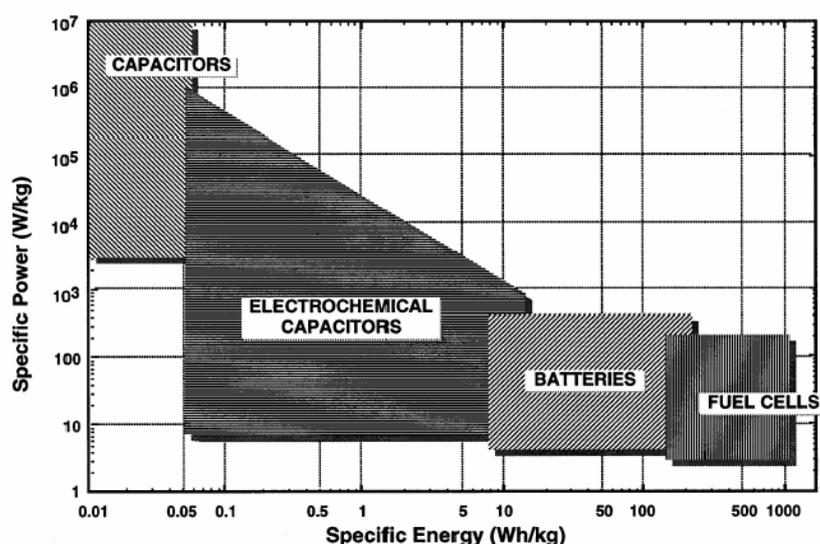


圖 1.8 不同儲能元件之功率密度與能量密度比較 [13]

1.5 論文架構

本論文架構可分為六個章節：

第一章：緒論

說明論文研究的動機與目的，並簡單介紹儲能系統，接著對儲能電路相關的文獻做整理。

第二章：直流對直流轉換器簡介

本文所設計的電路主架構是使用直流對直流轉換器，因此介紹了幾種最常使用的 DC to DC Converter。

第三章：儲能系統電路分析與架構設計

設計儲能系統的電路架構，並分析電路上各點訊號波形與電路特性，以及推導各元件的設計公式。

第四章：電路設計範例與硬體實現

利用第三章所推導的元件設計公式來實際設計出儲能電路各個元件值，並以 PCB 電路板的方式實現硬體電路。

第五章：實驗結果與分析

將實現完成的硬體電路實際給予能量源，測量並分析其結果，探討儲能電路的輸入、輸出功率，電壓，以及電路轉換效率。

第六章：結論與未來發展

對本論文做總結，並提出未來可以改進的方向與建議。

第 2 章 直流對直流轉換器簡介

直流對直流轉換器 (DC to DC converter) 是一個接受直流電 (Direct Current) 輸入並產生一個直流電輸出的裝置。一般來說，經由此裝置產生的輸出電壓值會與輸入電壓值有所不同。除此之外，DC to DC converter 也可以用在雜訊隔離，電能管理……等等的用途。本章節列出了電力電子中最常使用的四個轉換器電路，分別為 Buck Converter、Boost Converter、Buck-Boost Converter 與 Cuk Converter。

2.1 BUCK CONVERTER

Buck Converter 的功用是一個直流對直流降壓電路。在 Buck 電路中當電晶體 (transistor) 導通時，輸入電壓 V_{in} 會通過電感，此電壓會使電感電流 I_L 上升。當電晶體關閉時，電感依舊有電流，其電流值並不會瞬間急遽變化，而會流經二極體 (diode) 繼續保持迴路。一開始先假設通過電感的電流不會降到零，則電感端電壓 V_L 與電感電流 I_L 關係圖如圖 2.2 所示。

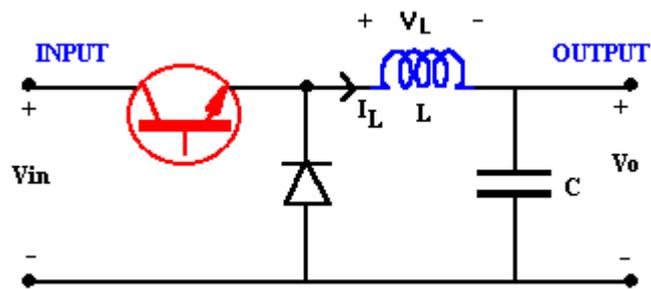


圖 2.1 Buck Converter 電路圖 [12]

由電壓觀點來分析此電路，利用電感跨壓與電感電流的關係可得到電晶體導通時

$$V_{in} - V_o = L \frac{di}{dt} \quad (2.1)$$

電晶體關閉時

$$-V_o = L \frac{di}{dt} \quad (2.2)$$

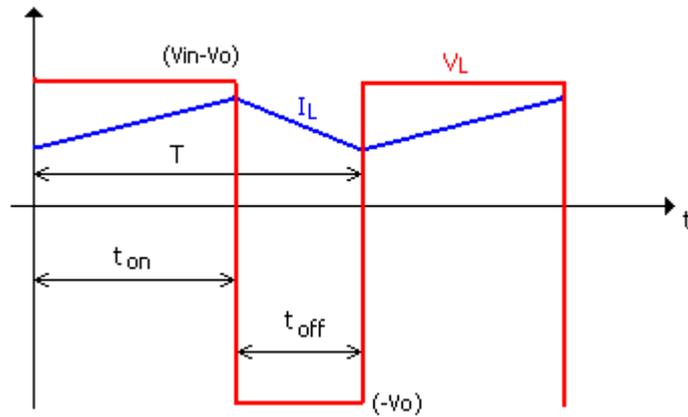


圖 2.2 Buck Converter 在連續模式下電感之電壓與電流變化 [12]

當達到穩態時，一個週期 T 中開始與結束的電流值會相同。假設在理想狀況下電晶體和二極體的壓降 (voltage drop) 皆為零，且此電晶體為一理想開關，則此時電流的變化率

$$0 = di = \int_0^{t_{on}} (V_{in} - V_o) dt + \int_{on}^{t_{on}+t_{off}} (-V_o) dt \quad (2.3)$$

將上式化簡為

$$(V_{in} - V_o)t_{on} - V_o t_{off} = 0 \quad (2.4)$$

也可表示成

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{t_{on}}{T} \quad (2.5)$$

定義責任週期 (duty ratio)

$$D = \frac{t_{on}}{T} \quad (2.6)$$

得到電路在沒有功率損失且平均功率 $V_o \cdot I_o = V_{in} \cdot I_{in}$ 時，輸入與輸出電壓關係式

$$V_o = D \cdot V_{in} \quad (2.7)$$

由此結果也可推得平均輸入與輸出電流之關係必須滿足 $I_{in} = D \cdot I_o$ 。這邊得到的結果都是以電感電流不會降到零為前提，也就是連續模式的情況。

2.1.1 連續與不連續模式之邊界情況

為了使電感電流維持在正向，在單位時間內必須讓電晶體和二極體其中之一元件導通，另一元件關閉，此為連續模式（continuous current mode, CCM）的情況，在連續模式情況下之電感電流恆為正電流。而若是電感電流在過程中降到零電流並維持一段時間，則為不連續模式（discontinuous current mode, DCM）。當電流降至最低點的瞬間剛好是零電流接著馬上又上升到正電流時，此為連續與不連續模式之邊界點，稱為邊界情況（boundary condition），如圖 2.3 所示。在邊界情況，電晶體導通的時間內，電感兩端電壓分別為 V_{in} 和 V_o ，因此可得

$$I_{L(peak)} = (V_{in} - V_o) \cdot \frac{t_{on}}{L} \quad (2.8)$$

電感平均電流與輸出電流之關係

$$I_{L(average\ at\ boundary)} = \frac{I_{L(peak)}}{2} = (V_{in} - V_o) \frac{DT}{2L} = I_{o(boundary)} \quad (2.9)$$

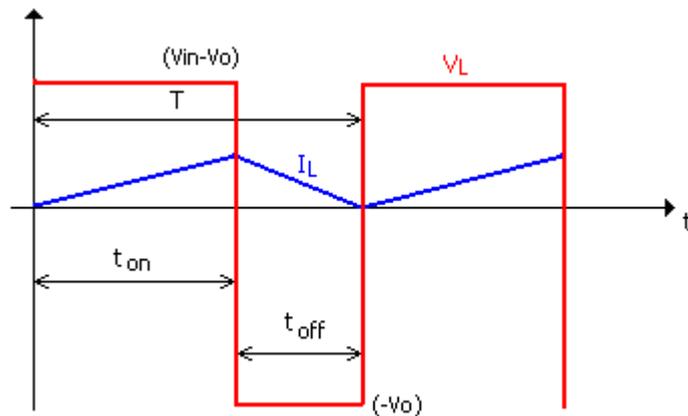


圖 2.3 Buck Converter 在邊界情況下電感之電壓與電流變化 [12]

若輸入電壓為固定值，則邊界情況下的輸出電流

$$I_{o(boundary)} = V_{in} \frac{(1-D)D}{2L} T \quad (2.10)$$

基本上邊界情況的特性與連續模式相同，其差異再於連續模式有一初始電感電流，而邊界情況的電流最低點瞬間會剛好降到零。

2.1.2 Buck Converter 的不連續模式

以電晶體和二極體的導通狀況來做分析，連續模式的電路狀態可分為兩階段，一為電晶體導通時之電路狀態；另一個則是電晶體關閉，二極體導通時的電路狀態，如圖 2.4 所示。在這兩階段狀態下，因為電感兩端永遠保持有迴路導通，所以電感電流 I_L 一直存在，此為連續模式的標準電路階段。不連續模式與連續模式之差別在於不連續模式的電晶體關閉狀態下，又可以分為二極體導通與二極體不導通的兩個階段，所以不連續模式的電路狀態會分成三個階段，如圖 2.5 所示。在電晶體關閉時，若是二極體導通，則 I_L 會開始下降，在連續模式時 I_L 還沒降到零之前電晶體就導通了，所以電流值又會上升，但是若 I_L 已經降到零而電晶體尚未導通，此狀況就為不連續模式的第三階段。

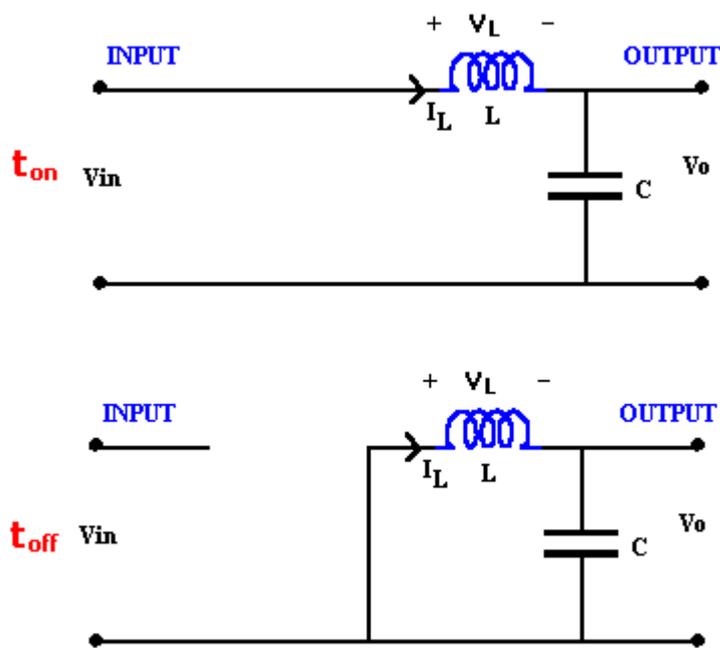


圖 2.4 Buck Converter 在連續模式時之電路狀態 [12]

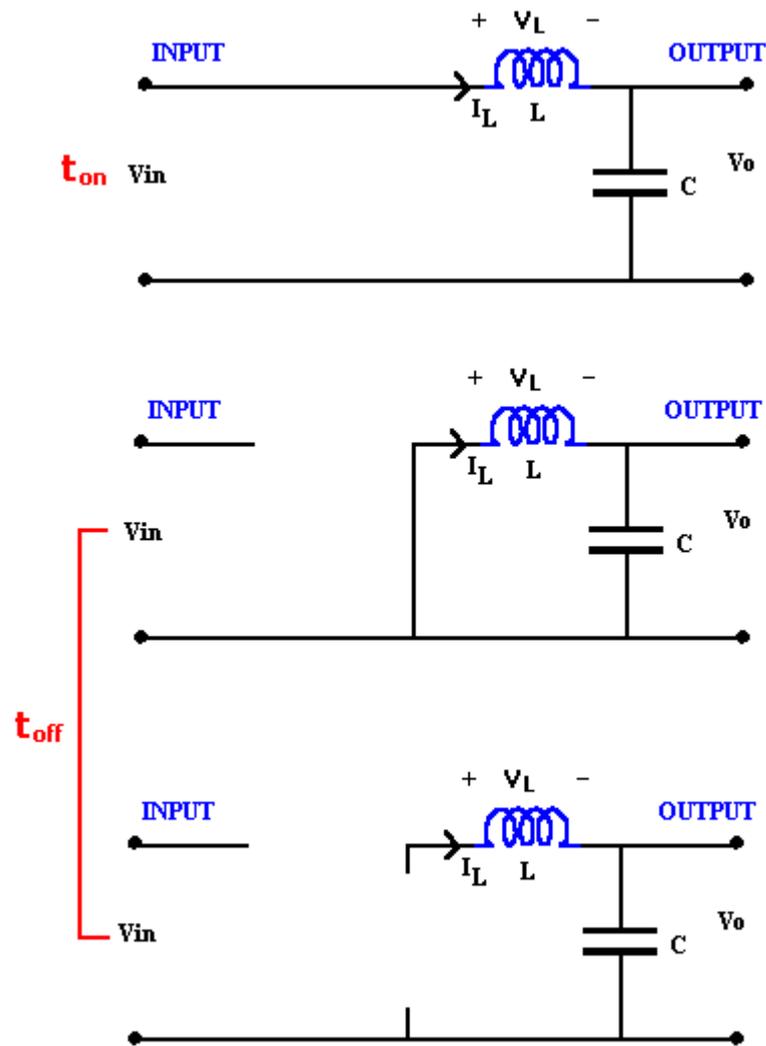


圖 2.5 Buck Converter 在不連續模式時之電路狀態 [12]

Buck Converter 在不連續模式的電感電壓與電感電流如圖 2.6 所示。電晶體導通的時間為 DT ，而電晶體關閉時間是 $\Delta_1 T$ 與 $\Delta_2 T$ ，其中 $\Delta_1 T$ 為電晶體關閉情況下二極體導通時間， $\Delta_2 T$ 為二極體關閉時間，且 $(D + \Delta_1 + \Delta_2) = 1$ ，可由圖型中電感電壓與電流之關係推導出

$$(V_{in} - V_o)DT + (-V_o)\Delta_1 T = 0 \quad (2.11)$$

經過移項整理

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D}{D + \Delta_1} \quad (2.12)$$

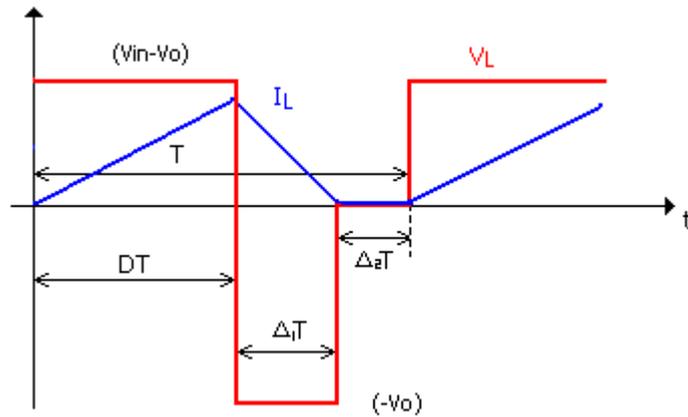


圖 2.6 Buck Converter 在不連續模式下電感之電壓與電流變化 [12]

在這個情況下 $(D+\Delta_1)<0$ ，藉由輸出平均電流 I_o 的計算，可以得到 Δ_1 的值。首先考慮電感電流峰值與輸出電流平均值的關係式

$$I_o = \frac{I_{L(peak)}}{2} (D + \Delta_1) \quad (2.13)$$

由電感導通時電流峰值可表示成

$$I_{L(peak)} = \frac{V_o (\Delta_1 T)}{L} \quad (2.14)$$

從(2.13)和(2.14)可得

$$I_o = \frac{V_o \Delta_1 T \cdot (D + \Delta_1)}{2L} \quad (2.15)$$

再將(2.15)與(2.12)之關係合併

$$I_o = \frac{V_{in} D \cdot \Delta_1 T}{2L} \quad (2.16)$$

則二極體導通時間比例 Δ_1 為

$$\Delta_1 = \frac{2L \cdot I_o}{V_{in} DT} \quad (2.17)$$

輸出電壓與輸入電壓之關係式亦可表示成

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D^2}{D^2 + \left(\frac{2LI_o}{V_{in}T}\right)} \quad (2.18)$$

定義 $k=2L/(V_{in}T)$ ，則可做圖觀察不連續模式與連續模式之輸出電流對於電壓增益影響

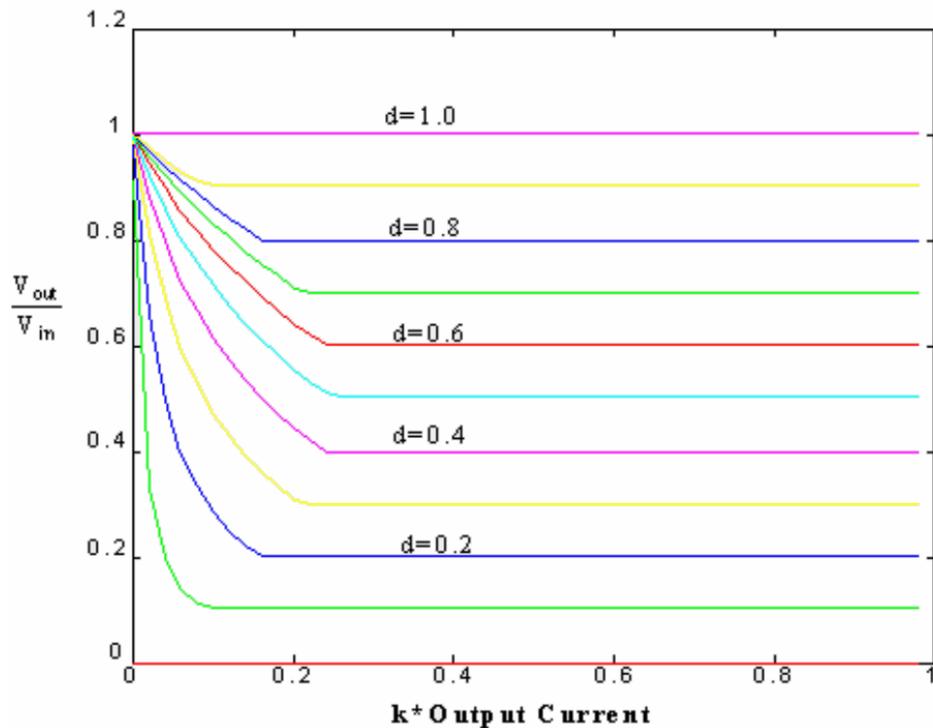


圖 2.7 Buck Converter 電壓增益與輸出電流關係圖 [12]

如圖 2.7 所示，Buck Converter 在輸出電流夠大時，電壓增益(V_{out}/V_{in})會取決於 D ，其增益值正好等於電晶體導通週期比例 D 。當輸出電流較低時，電壓增益會操作在非線性區，此時電路也為不連續模式，不連續模式之輸出電流越小，代表電晶體關閉時之二極體導通時間比例越小，也就是 Δ_1 越小，帶入不連續模式之電壓增益公式(2.12)可發現增益會越來越接近 1，與圖形結果相同。

2.2 BOOST CONVERTER

Boost Converter 是用來做直流升壓的電路，其輸出電壓 V_o 會大於等於輸入電壓 V_{in} ，也就是電壓增益 $(V_o/V_{in}) \geq 1$ 。Boost Converter 之電路如圖 2.8。

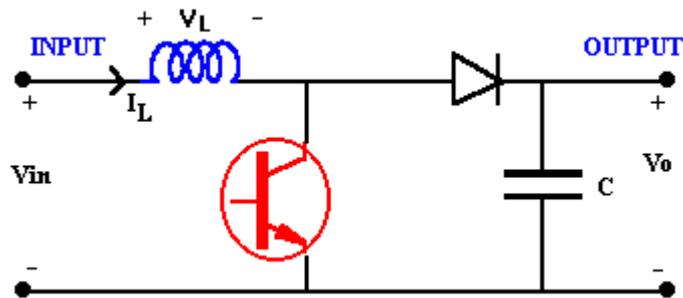


圖 2.8 Boost Converter 電路圖 [12]

當電晶體導通時，電感兩端跨壓 $V_L = V_{in}$ ；而電晶體關閉時，電感兩端跨壓 $V_L = V_{in} - V_o$ ，在此情況下是假設電感電流持續存在，也就是連續模式。電感電壓與電感電流之關係圖如圖 2.9。

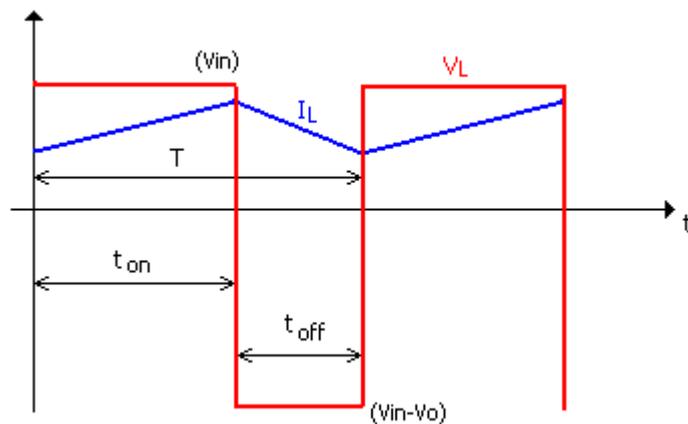


圖 2.9 Boost Converter 在連續模式下電感之電壓與電流變化 [12]

利用電感伏秒平衡 (volt-seconds balance) 的特性可推導出

$$V_{in} t_{on} + (V_{in} - V_o) t_{off} = 0 \quad (2.19)$$

經過整理後得到電壓增益

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{T}{t_{off}} = \frac{1}{(1-D)} \quad (2.20)$$

電流增益

$$\frac{I_o}{I_{in}} = (1-D) \quad (2.21)$$

因為 duty ratio D 介於 0 和 1 之間，所以 Boost Converter 的電壓增益(2.20)一定會大於等於 1，因此 Boost Converter 又稱作直流升壓轉換器。

2.3 BUCK-BOOST CONVERTER

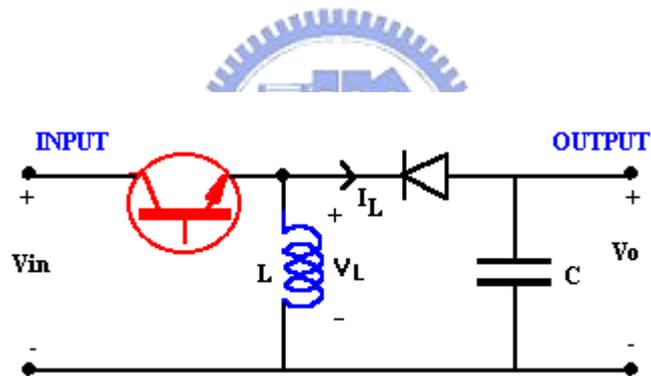


圖 2.10 Buck-Boost Converter 電路圖 [12]

同樣以電感電壓 V_L 來當作分析電路的參考，當電晶體導通時 $V_L=V_{in}$ ；電晶體關閉時 $V_L=V_o$ 。電感電壓與電感電流之關係圖如圖 2.9。由電感伏秒平衡的特性可得到

$$V_{in} t_{on} + V_o t_{off} = 0 \quad (2.22)$$

移項整理並代入 duty ratio 得到電壓增益

$$\frac{V_o}{V_{in}} = -\frac{D}{(1-D)} \quad (2.23)$$

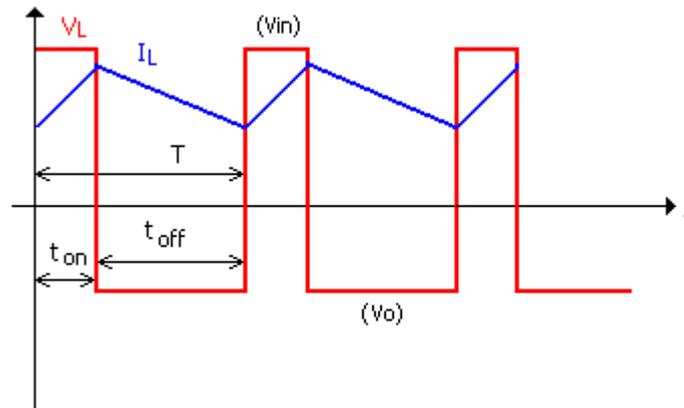


圖 2.11 Buck-Boost Converter 在連續模式下電感之電壓與電流變化 [12]

電流增益

$$\frac{I_o}{I_{in}} = -\frac{(1-D)}{D} \quad (2.24)$$

因為 D 值介於 0 與 1 之間，所以輸出電壓可較輸入電壓低，也可較輸入電壓高，此電路可藉由調整 duty cycle 來達到升壓或降壓的目的。公式中的負號為電壓反向。



2.4 CUK CONVERTER

Buck、Boost、Buck-Boost Converter 皆是利用電感當作輸入與輸出間能量轉移的中繼站，所以分析這三種電路也都是從電感的電壓和電流來整理。而 Cuk Converter 則是利用電容來轉換能量，其電路也是從電容的安秒平衡 (current-seconds balance) 來做分析，Cuk Converter 的電路架構如圖 2.12。

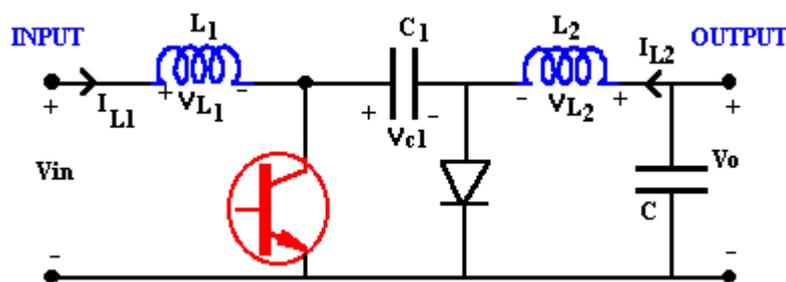


圖 2.12 Cuk Converter 電路圖 [12]

當電晶體導通時，電路狀態變成圖 2.13，此時流經電容 C_1 的電流為 I_{L2}

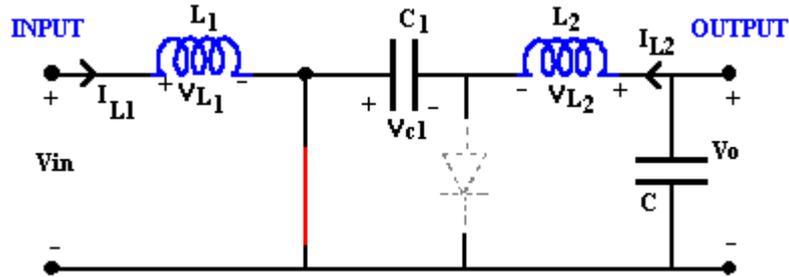


圖 2.13 Cuk Converter 電晶體導通狀態 [12]

當電晶體關閉時，電路狀態如圖 2.14，此時流經電容 C_1 的電流為 I_{L1}

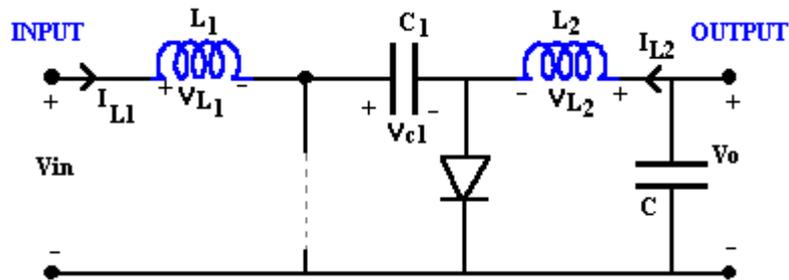


圖 2.14 Cuk Converter 電晶體關閉狀態 [12]

穩態時，電容達到安秒平衡特性，可得到

$$I_{L2}t_{on} + (-I_{L1})t_{off} = 0 \quad (2.25)$$

同義於

$$\frac{I_{L2}}{I_{L1}} = \frac{(1-D)}{D} \quad (2.26)$$

電流 I_{L1} 與 I_{L2} 分別對應到輸入與輸出電流，因此也可得到輸入與輸出電壓關係

$$\frac{V_o}{V_{in}} = -\frac{D}{(1-D)} \quad (2.27)$$

最後得到的電壓增益結果與 Buck-Boost Converter 相同。Cuk Converter 的優點在於其輸入與輸出兩端電感電流是平順的電流，而 Buck、Boost、Buck-Boost Converter 則至少會有一端有脈衝電流產生。

2.5 CONVERTER 特性比較

2.5.1 電壓增益比較

以上四種轉換器，Buck、Boost、Buck-Boost Converter、Cuk 之電壓增益比較如圖 2.15 所示。其中只有 Buck Converter 對於 duty ratio 和電壓增益之間是呈線性關係。Buck-Boost 與 Cuk Converter 則是以 $D=50\%$ 為中心， D 上升則增益會大於 1， D 下降則增益會小於 1。

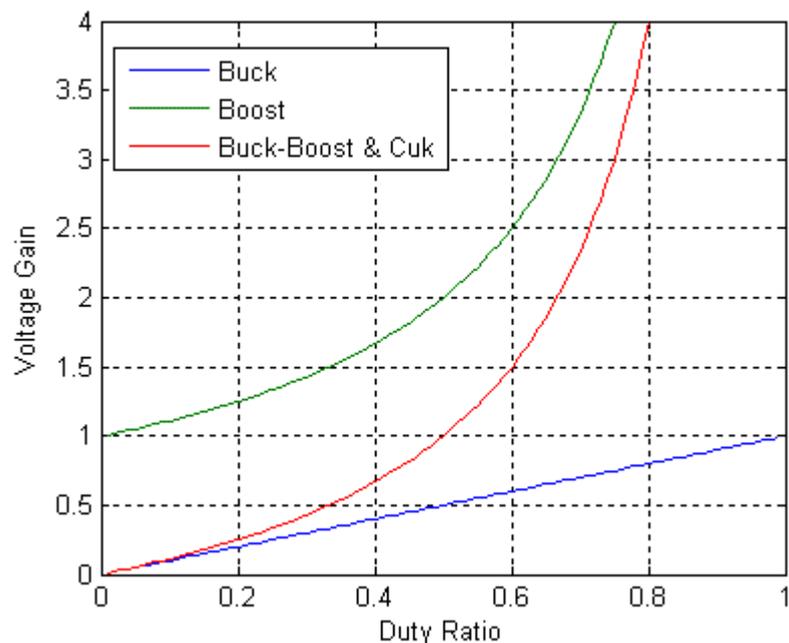


圖 2.15 四種 Converter 之電壓增益比較 [12]

2.5.2 功率利用比

Buck、Boost、Buck-Boost Converter、Cuk Converter 之功率利用比如圖 2.16 所示， P_o 為 Converter 輸出端功率， P_T 為開關消耗功率，可看出各轉換電路對於不同 duty cycle 時的轉換功率比，在設計電路時可藉由此圖設計出有較好功率轉換效率的轉換電路。

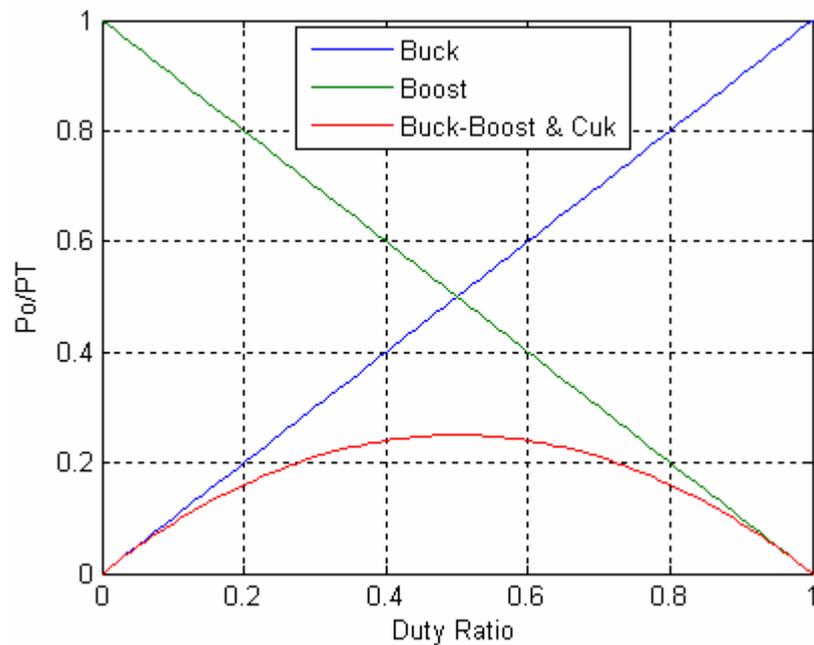


圖 2.16 四種 Converter 之功率利用比 [12]

上述四種轉換器為業界、論文與許多電子產品上最常使用的直流對直流轉換器，一般依照不同的特性需求會使用不同的轉換器電路，像是電腦的主機板中會使用到 Buck Converter，而 Boost Converter 常應用在一些電池供電的產品，像是 MP3、數位相機…等等。經過充分了解這些轉換器電路的特性後，可以讓整體電路架構的設計效率更高。

第 3 章 儲能系統電路分析與架構設計

3.1 電路組成

本論文之儲能系統電路架構是由四個不同功能的電路組合而成，此四種電路分別為：全橋整流電路 (full-bridge rectifier)、鋸齒波產生電路 (saw-tooth waveform generator) 回授比較電路 (feedforward comparison circuit)、還有直流對直流轉換器 (DC to DC converter)。儲能系統電路整體架構如圖 3.1，將其四個組成的電路區塊標示出來如圖 3.2。

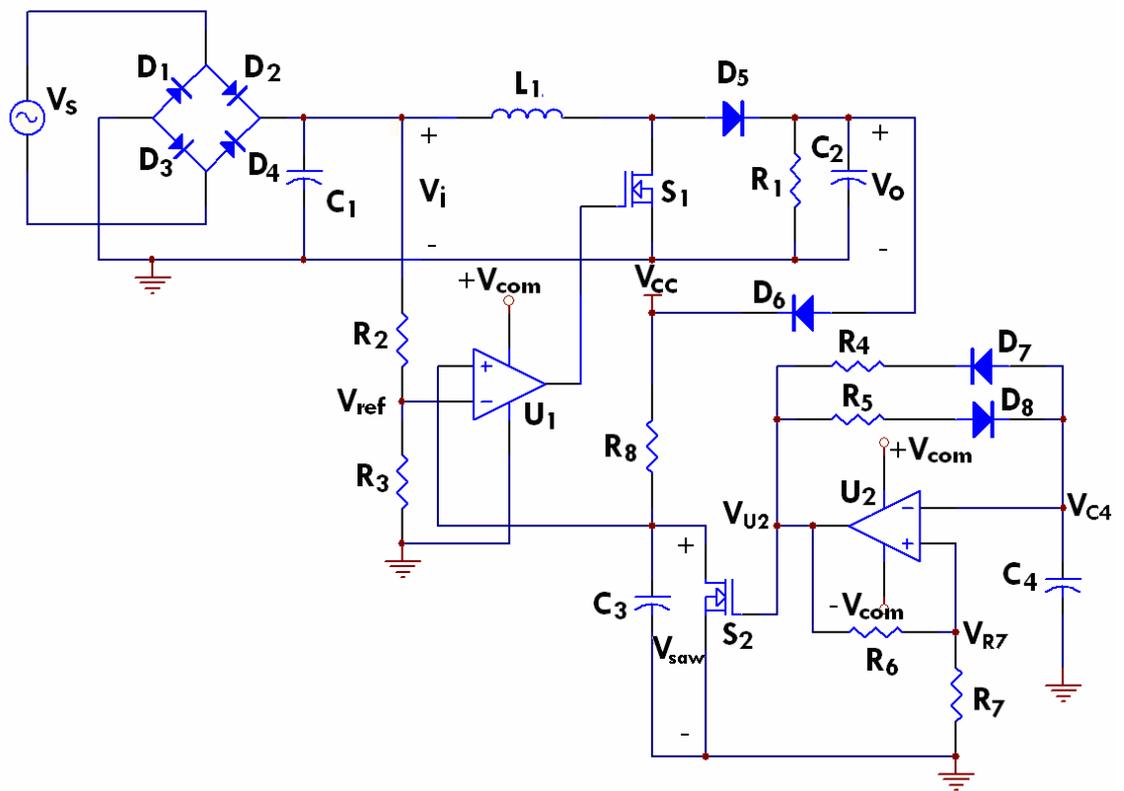


圖 3.1 儲能系統電路圖

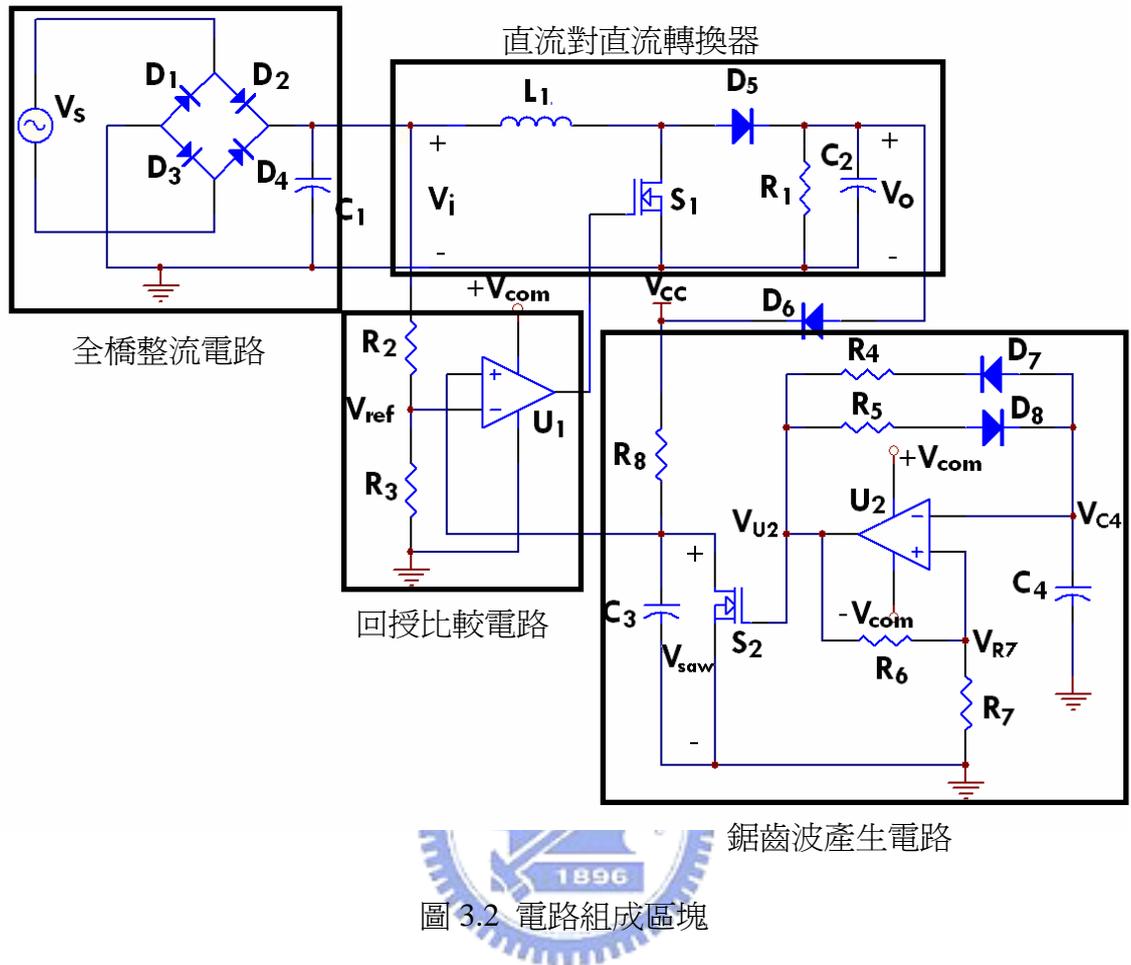


圖 3.2 電路組成區塊

本文的儲能電路設計目標是以不穩定的電壓源 V_s 當作系統輸入，經過儲能轉換電路後在輸出端產生一個固定的電壓 V_o 對儲能元件 C_2 進行充電，電容 C_2 為儲能效果高的超級電容。本電路的特性不同於一般穩壓 IC 需要一個高於輸出電壓的工作電壓輸入，在此電路中即使輸入端電壓低於儲能元件額定電壓，也可以經由調整電路的電壓增益來達到升壓、穩壓的效果，並且電能的轉換效率較穩壓 IC 為佳。

3.2 電路分析

由於所要收集的能量是由微小的力學能轉換而成的電能，其所產生電壓也較小，因此儲能電路主架構是使用升壓型的直流對直流轉換器(Boost Converter)。為了使變動的系統輸入電壓 V_s 穩定在固定的輸出結果，所以加入控制電路來調整轉

換器上 MOSFET 開關 S_I 的控制訊號。此控制電路可依照不同的轉換器輸入電壓 V_i 來調整 S_I 開關控制訊號的 duty cycle，而轉換電路上開關控制訊號的 duty cycle 可以影響輸出電壓 V_o 與輸入電壓 V_i 之間的電壓增益大小。系統輸入電壓 V_s 是會振盪的不穩定電壓源，此不穩定電壓源經過全橋整流電路後被整流成直流電壓 V_i ，也就是 Boost Converter 的轉換器輸入電壓。同時，鋸齒波產生電路藉由對電容 C_3 進行充放電動作而產生一個鋸齒波 V_{saw} 。回授比較器 U_I 之負端輸入為直流電壓 V_i 的分壓，而正端輸入則是鋸齒波 V_{saw} ，比較器 U_I 將這兩個電壓訊號經過比較後產生 duty cycle 可變的方波，並將此方波作為開關 S_I 的控制訊號，方波訊號為 high 的時候開關導通；low 的時候開關關閉。以此訊號對 Boost Converter 做切換動作，則可以隨不同的 V_i 來調整轉換器電壓增益，達到穩定輸出電壓的目的。以下會分別對四個子電路進行設計分析。

3.2.1 全橋整流電路分析

在此部份最重要的是濾波電容 C_I 的選用，其選用規格要依照指定的漣波電壓做設計，其公式則是利用電容基本的定義公式來設計即可。由電流電量基本關係得到

$$Q = i_{C_I} \cdot t_{ri} \quad (3.1)$$

其中 t_{ri} 為整流後的電壓漣波週期， i_{C_I} 設定為通過電容 C_I 可能的最大電流。電容與電荷關係式如下

$$C_I = \frac{Q}{V_{ri}} = \frac{i_{C_I} \cdot t_{ri}}{V_{ri}} \quad (3.2)$$

將所估測的 V_{ri} 值與能量輸入所造成的 i_{C_I} 、 t_{ri} 代入，可得到電容 C_I 之值。

3.2.2 鋸齒波產生電路分析

此鋸齒波產生電路是以振盪電路與 RC 充放電電路組成，振盪電路如圖 3.3。鋸齒波形成過程中，首先是由振盪電路產生一個固定週期的方波訊號作為 MOSFET 開關 S_2 的開關訊號 V_{U2} ，當此開關訊號為 low 時， S_2 關閉，這個時候電壓 V_{cc} 會對電容 C_3 進行充電；而開關訊號為 high 時， S_2 導通，此時電容 C_3 對地放電。藉由對於電容 C_3 反覆充放電的動作可以在 C_3 兩端得到一個近似鋸齒波的電壓訊號 V_{saw} 。

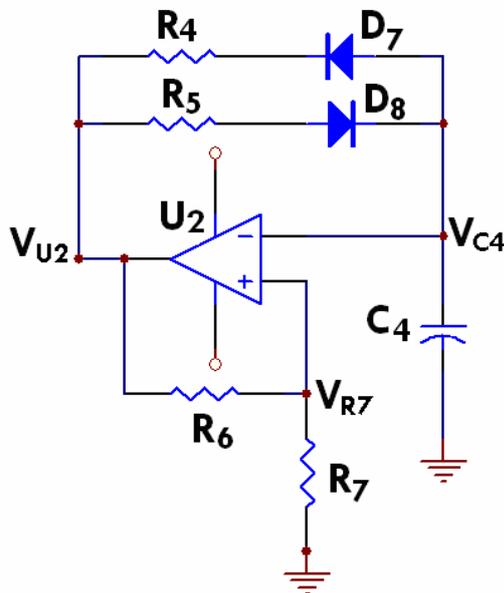


圖 3.3 振盪電路 [14]

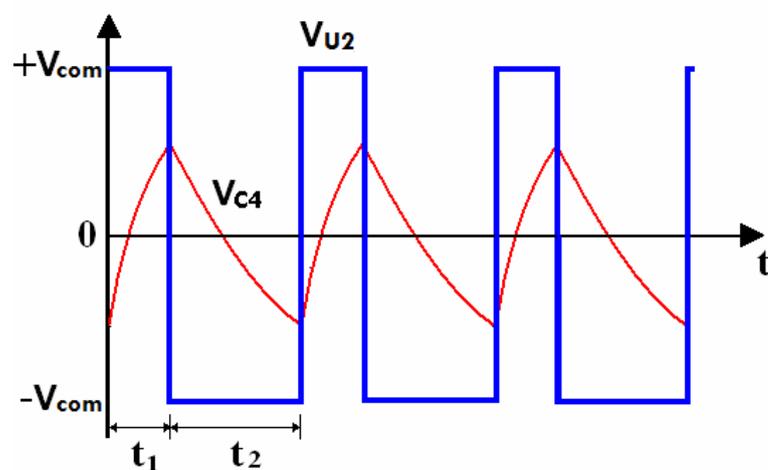
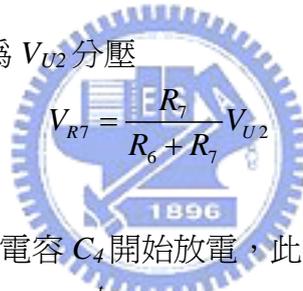


圖 3.4 振盪電路的動作波形 [14]

由於鋸齒波電壓上升與下降的斜率不同，因此電容 C_3 充電與放電的時間比是參數設計重點，而 C_3 的充放電時間是由振盪電路產生的開關控制訊號決定的。定義充電時間 t_1 放電時間 t_2 ，則鋸齒波週期 $t_{saw}=t_1+t_2$ ，鋸齒波頻率 $f_{saw}=1/(t_1+t_2)$ ，振盪電路與產生波形如圖 3.4，其中 V_{C4} 是振盪電容 C_4 兩端跨壓。振盪電路中比較器 U_2 的負端輸入是 V_{C4} ，正端輸入為輸出電壓 V_{U2} 的分壓 V_{R7} ，當 V_{U2} 為 $+V_{com}$ 時，此電壓會大於 V_{C4} 並對電容 C_4 進行充電，一旦 V_{C4} 充電到電壓大於 V_{U2} 分壓的瞬間，會因為比較器的負端輸入大於正端輸入而使輸出 V_{U2} 變成 $-V_{com}$ ，這個時候因為 V_{C4} 大於 V_{U2} 而使電容 C_4 進行放電動作，當 V_{C4} 因為放電降壓到小於 V_{R7} 的瞬間時，比較器的正端輸入又會大於負端輸入而使輸出 V_{U2} 變成 $+V_{com}$ 。如此以 V_{C4} 與 V_{R7} 作比較的持續動作，就可以使振盪電路產生一個固定週期的方波。分析電容 C_4 充電時 V_{C4} 電壓，得到電容 C_4 充放電電壓公式

$$V_{C_4} = V_{U2-} = V_{U2}(1 - e^{-\frac{t}{R_5 C_4}}) \quad (3.3)$$

U_2 比較器正端輸入電壓 V_{R7} 為 V_{U2} 分壓

$$V_{R7} = \frac{R_7}{R_6 + R_7} V_{U2} \quad (3.4)$$


當 V_{C4} 等於 V_{R7} 電壓的瞬間，電容 C_4 開始放電，此時時間為 t_1 ， V_{U2} 為 $+V_{com}$

$$+V_{com}(1 - e^{-\frac{t_1}{R_5 C_4}}) = \frac{R_7}{R_6 + R_7} (+V_{com}) \quad (3.5)$$

經過移向整理可以得到 t_1 公式如下

$$t_1 = C_4 \cdot R_5 \ln\left(1 + \frac{2R_7}{R_6}\right) \quad (3.6)$$

t_2 的計算方式同 t_1 ，不同的是 C_4 充電時是走 R_3 的路徑，放電時是走 R_4 的路徑，而 t_2 的計算是由 C_4 放電過程推得

$$t_2 = C_4 \cdot R_4 \ln\left(1 + \frac{2R_7}{R_6}\right) \quad (3.7)$$

訂定出開關切換頻率並決定 t_1 與 t_2 的值後，則可以根據(3.6)與(3.7)二式，得到振盪電路各元件值。接著分析由 R_8 和 C_3 所組成的 RC 電路。此電路是由振盪電路所產生的開關訊號 V_{U2} 來控制 S_2 進而使 V_{cc} 對 C_3 充電還有 C_3 對地放電的動作，這樣的動作可以在 C_3 兩端產生近似鋸齒波的波形，當 S_2 關閉時， C_3 電容進

行充電動作，當 S_2 導通時， C_3 電容將瞬間放電到地，產生的波形如圖 3.5。其中 V_{cc} 為對 RC 電路充電電壓源，則鋸齒波峰值電壓 $V_{saw(peak)}$ 如式(8)

$$V_{saw(peak)} = V_{cc} (1 - e^{-\frac{t_2}{R_8 C_3}}) \quad (3.8)$$

經過移項整理，得到 R_8 與 C_3 關係式。

$$R_8 C_3 = \frac{-t_2}{\ln(1 - \frac{V_{saw(peak)}}{V_{cc}})} \quad (3.9)$$

其中 t_2 如式(3.7)。因此 RC 充電電路之參數 R_8 與 C_3 ，可由振盪電路所決定之參數以及給定的鋸齒波電壓峰值來決定。

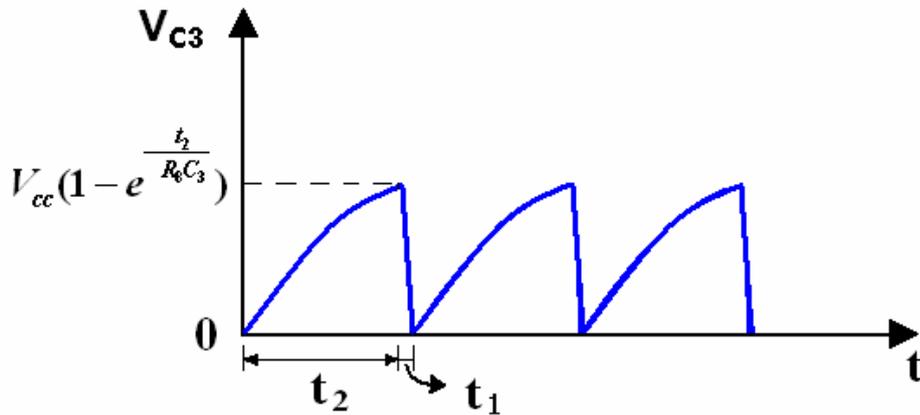


圖 3.5 類鋸齒波波形

3.2.3 回授比較電路分析

回授比較電路的目的是產生 MOSFET 開關 S_1 的開關控制訊號，此控制訊號會依據轉換器輸入電壓 V_i 的變動而做改變。比較器 U_1 的負端輸入是 V_i 的分壓 V_{ref} ；正端輸入電壓則是鋸齒波 V_{saw} 。 S_1 控制訊號的產生方法是訊號脈寬調變(Pulse Width Modulation, PWM)，是藉由比較 V_{ref} 與 V_{saw} 而得，其比較示意圖如圖 3.6。在此回授比較器電路中元件參數設計的重點是 R_2 與 R_3 兩個分壓電阻，這兩個電阻的功用是將 Boost Converter 的輸入電壓 V_i 做分壓，其分壓 V_{ref} 作為比較器正端

輸入電壓。因為參考電壓要與鋸齒波電壓做比較來產生 S_l 開關控制訊號，所以 R_2 與 R_3 的數值也會受到鋸齒波產生電路上參數的影響。設定參考電壓最大值 $V_{ref(max)}$ 等於鋸齒波峰值 $V_{saw(peak)}$ ，此時 duty cycle 恰為 0，代表輸入電壓 V_i 正好等於設定的輸出電壓 V_o 時，轉換器的電壓增益為一倍，也就是不用作任何升壓的動作，將以上整理成(3.10)。

$$V_{ref(max)} = \frac{R_3}{R_2 + R_3} V_{i(max)} = V_{saw(peak)} \quad (3.10)$$

將式(3.8)代入上式，可得到 R_2 與 R_3 之比例關係

$$\frac{R_3}{R_2 + R_3} = \frac{V_{cc}}{V_{i(max)}} (1 - e^{-\frac{t_2}{R_8 C_3}}) \quad (3.11)$$

其中 t_2 如式(3.7)表示。經由式(3.11)可發現，回授比較電路的電阻參數皆會受到鋸齒波產生電路上元件參數的影響，因此在設計電路時會先設計鋸齒波產生電路，接著再設計回授比較電路的參數值。

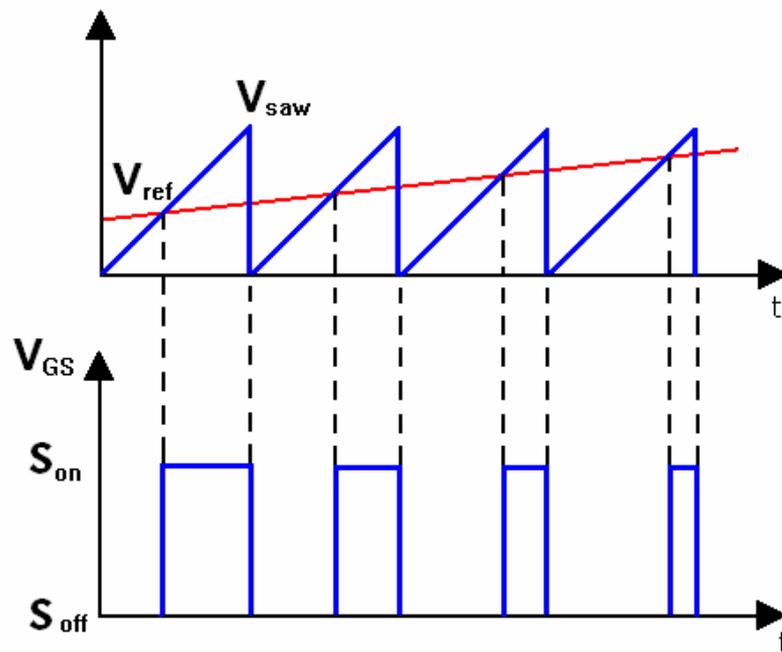


圖 3.6 脈寬調變訊號產生方式

3.2.4 直流對直流轉換器分析

此電路所使用的直流對直流轉換器為 Boost Converter，轉換器中最重要元件參數選擇依據是電感和電容所決定的轉角頻率(corner frequency)，在選用元件的過程中會讓轉角頻率遠小於電路上的開關切換頻率，式(3.12)為轉角頻率公式 [12]。

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 \cdot C_2}} \quad (3.12)$$

讓轉角頻率遠小於開關切換頻率的目的是因為轉換器電路中的電感和電容元件可等效於一個簡單的低通濾波器(low-pass filter)，若是將轉角頻率設計在遠小於開關頻率的位置，則可以消除掉開關所產生的電壓漣波(voltage ripple)，如圖 3.7 所示。圖 3.7 中可以將一個方波視為一直流電壓與各次諧波組合而成的波形，這也是傅立葉轉換(Fourier transform)的概念，所以設計一組恰當的電感電容值能夠將高頻諧波給濾除，而留下穩定的直流電壓。一般會習慣先決定一電容值，再來決定電感值，所以依據轉角頻率公式可以得到電感參數為

$$L_1 = \frac{1}{4(\pi f_c)^2 \cdot C_2} \quad (3.13)$$

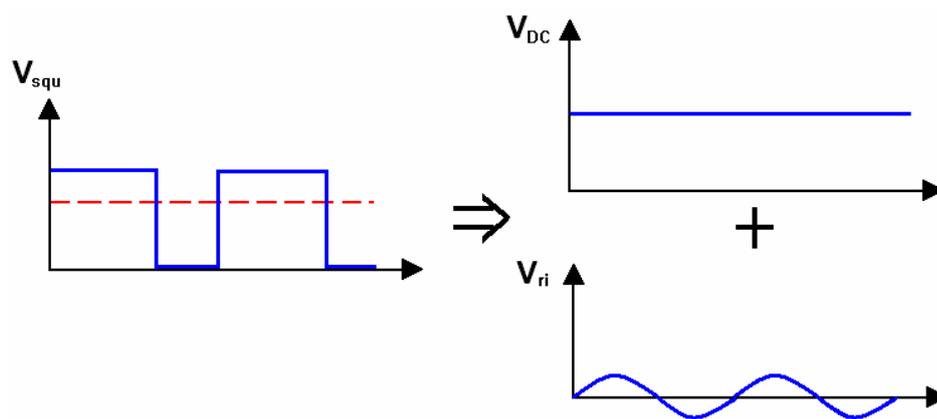


圖 3.7 方波等效波形圖

再來就是電阻 R_l 選用，電阻參數會影響到輸出電壓漣波，輸出電壓漣波如圖 3.8，其電壓漣波值可從電容與電量的基本關係推得

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C_2} \quad (3.14)$$

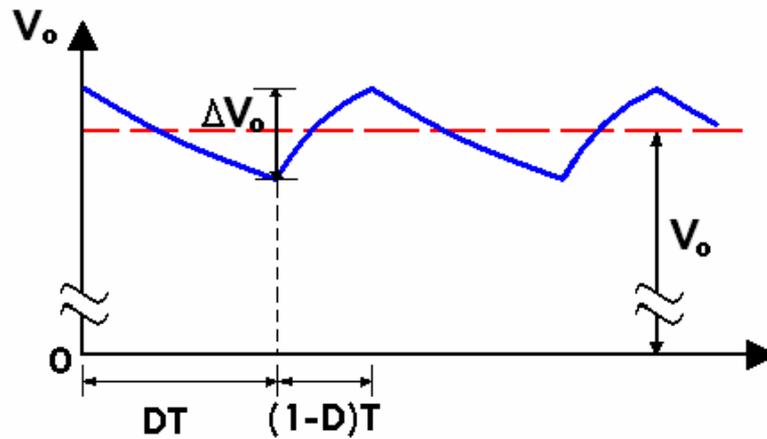


圖 3.8 輸出電壓漣波波形圖

將其中電量值代換為電流，再將電流以電壓代換後得到結果。 D 為開關 S_1 導通時間對控制訊號總週期的比例。

$$\Delta V_o = \frac{I_o DT}{C_2} = \frac{V_o DT}{R_1 C_2} \quad (3.15)$$

最後整理出 R_1 的結果

$$R_1 = \frac{V_o DT}{\Delta V_o C_2} \quad (3.16)$$

第 4 章 電路設計範例與硬體實現

本章節利用上一章所推導的公式來實際設計出各個電子元件的數值，使得硬體電路得以實現。被動元件的設計過程同樣是依照前一節將電路分成四個區塊的方式來做設計，設計的順序是：全橋整流電路→鋸齒波產生電路→回授比較電路→直流對直流轉換器。

系統初始條件：微型發電機產生的不穩定輸入電壓。

系統設計目標：使輸出電壓不受輸入電壓影響，穩定在所需的電壓。

4.1 設計步驟

步驟1.

設計全橋電路的電容值 C_I ，藉此使轉換器的輸入電壓 V_i 為直流電。將估測的輸入規格 t_{ri} 、 i_{CI} 與 V_{ri} 代入式(3.2)，得到電容 C_I 之值。



步驟2.

決定鋸齒波產生電路中振盪器的頻率與duty。由於一般MOSFET開關皆適合操作在數十kHz的頻率區間，同時也是一般微控制器通用的時脈頻率，因此設計振盪器所產生方波頻率 f_{osc} 為50kHz(週期為20 μ s)。設定 S_2 開關訊號的方波高低準位週期比為1比10，使得鋸齒波上升時間比下降時間為10比1，得到 $t_1=20*(1/11) \doteq 1.8\mu$ s、 $t_2=20*(10/11) \doteq 18\mu$ s。 R_6 、 R_7 與振盪電容 C_4 可自由選取，目的是在設計 R_4 與 R_5 值來決定振盪器中 C_4 充放電的時間常數，選擇較方便計算與取得的 R_6 、 R_7 及 C_4 值。例如 $R_6=2k\Omega$ 、 $R_7=1k\Omega$ 、 $C_4=470pF$ ，將以上條件代入式(3.6)、式(3.7)，可得到 R_4 與 R_5 值。

步驟3.

設計由 R_8 和 C_3 所組成的RC電路，設計前要先注意電容充電的特性如圖4.1所示，採用飽和電壓前60%的線性關係。設定 V_{cc} ，並產生一個峰值 $V_{saw(peak)}$ 為 $0.6V_{cc}$ 的鋸齒波波形，將 V_{cc} 、 $V_{saw(peak)}$ 還有步驟2所得到的 t_2 代入式(3.9)，得到 R_8 與 C_3 之值。
例： $V_{cc}=5V$ 、 $V_{saw(peak)}=3V$ 、 $t_2=18\mu s$ ，則 $R_8C_3=1.95*10^{-5}$ ，可選用 $R_8=300\Omega$ ， $C_3=65nF$ 。

步驟4.

依據步驟3產生的鋸齒波峰值 $V_{saw(peak)}$ 來設計比較器電路上的分壓電阻 R_2 與 R_3 值，使回授比較電路產生一個duty cycle可隨著轉換器輸入電壓 V_i 改變而跟著變動的 S_I 開關控制訊號，將 $V_{saw(peak)}$ 代入式(3.10)設計出 R_2 與 R_3 值。

步驟5.

設計Boost Converter轉角頻率 f_c 在小於開關切換頻率100倍以下的位置，設定 $f_c=100Hz$ 。本文中Boost Converter所使用的電容元件 C_2 是0.47F的超級電容，將 f_c 與 C_2 值代入式(3.13)，得到 L_1 。

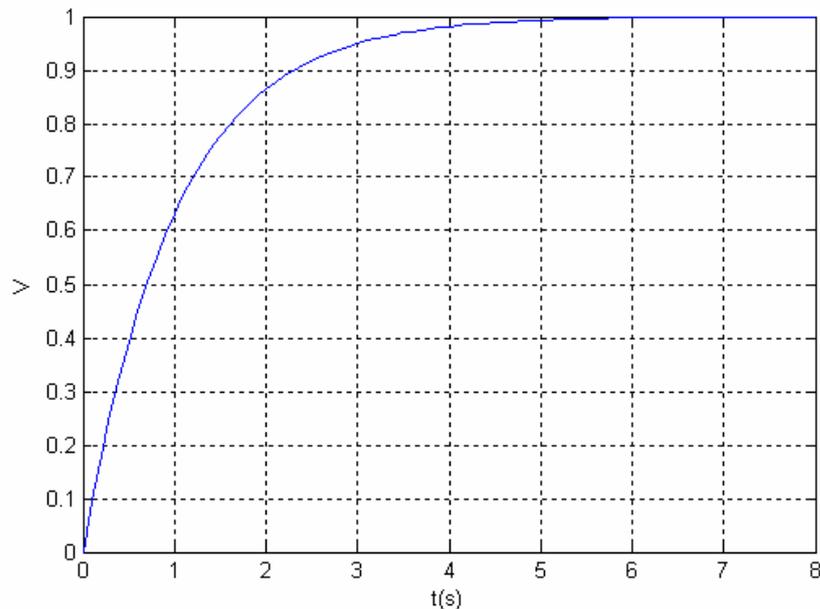


圖 4.1 電容充電指數圖形

4.2 設計範例

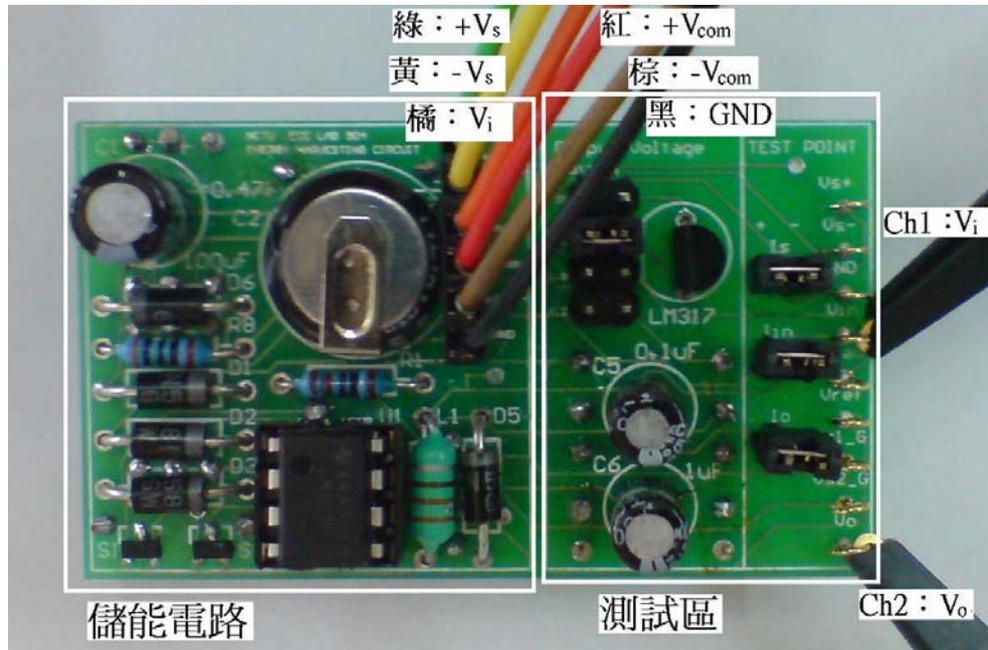
根據上述五個步驟，可以設計出儲能電路上各個元件值。表4.1是四種不同輸入與輸出條件的元件設計範例，Case 1： $V_i=5V$ 以下， $V_o=5V$ ；Case 2： $V_i=3.3V$ 以下， $V_o=3.3V$ ；Case 3： $V_i=1.8V$ 以下， $V_o=1.8V$ ；Case 4： $V_i=1.2V$ 以下， $V_o=1.2V$ 。條件已知值： $V_{ri}=50mV$ 、 $i_{CI}=5mA$ 、 $t_{ri}=1ms$ 、 $f_{osc}=50kHz$ 、 $R_6=2k\Omega$ 、 $R_7=1k\Omega$ 、 $C_4=470pF$ 、 $f_c=100Hz$ 、 $C_2=0.47F$ 。

從表4.1得到的結果可以發現，對於不同輸出電壓的需求，在電路上只需要改變 V_{cc} 電壓值，也就是改變鋸齒波的峰值電壓 $V_{saw(peak)}$ 即可，其餘電路元件數值皆不用作改變。

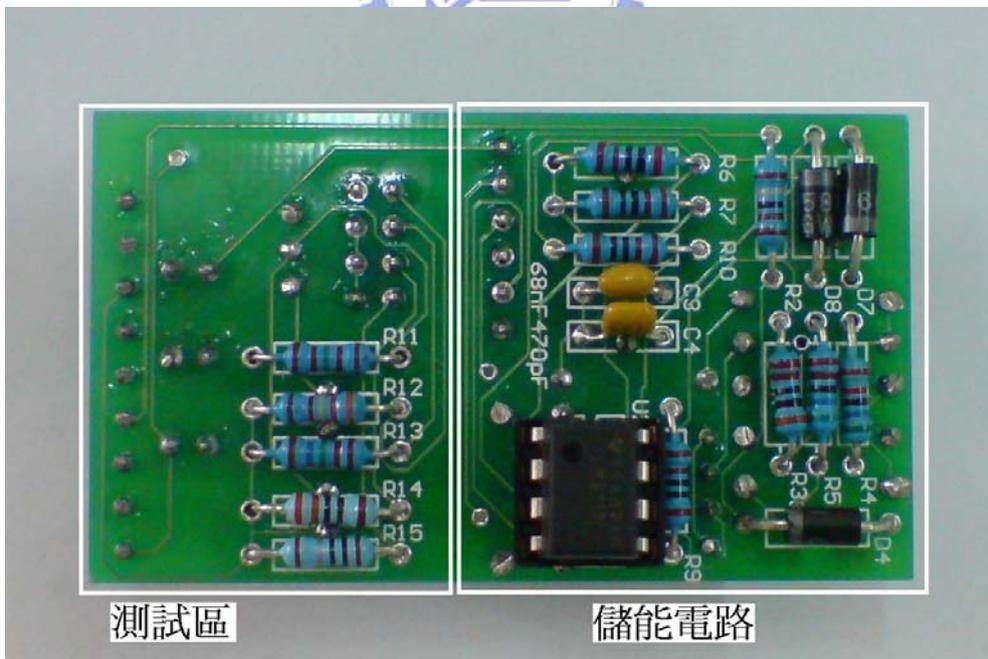
表 4.1 儲能系統設計範例

	Case 1	Case 2	Case 3	Case 4
電路設定	$V_i=5V$ 以下	$V_i=3.3V$ 以下	$V_i=1.8V$ 以下	$V_i=1.2V$ 以下
參數	$V_o=5V$	$V_o=3.3V$	$V_o=1.8V$	$V_o=1.2V$
C_1	100 μF	100 μF	100 μF	100 μF
t_1	1.8 μs	1.8 μs	1.8 μs	1.8 μs
t_2	18 μs	18 μs	18 μs	18 μs
R_4	55 k Ω	55 k Ω	55 k Ω	55 k Ω
R_5	5.5 k Ω	5.5 k Ω	5.5 k Ω	5.5 k Ω
V_{cc}	5V	3.3V	1.8V	1.2V
$V_{saw(peak)}$	3V	1.98V	1.08V	0.72V
R_8	300 Ω	300 Ω	300 Ω	300 Ω
C_3	65nF	65nF	65nF	65nF
R_2	2k Ω	2k Ω	2k Ω	2k Ω
R_3	3k Ω	3k Ω	3k Ω	3k Ω
L_1	5.39 μH	5.39 μH	5.39 μH	5.39 μH

4.3 電路實現



(a)



(b)

圖 4.2 儲能電路硬體實現 (a)正面 (b)背面

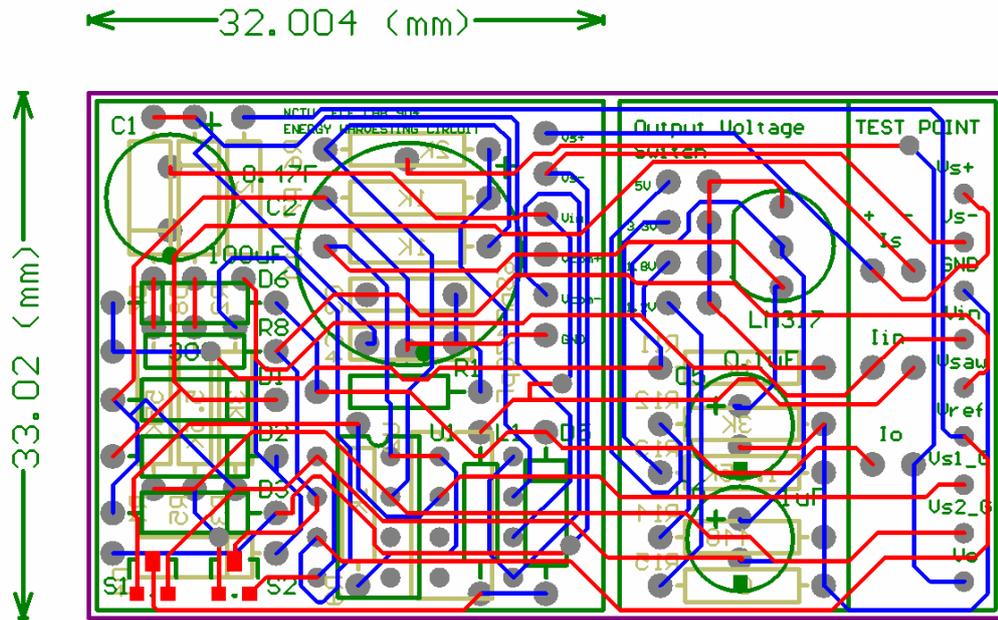


圖 4.3 儲能電路 PCB 電路圖

本文所設計的儲能系統電路圖如前一章的圖 3.1 所示，將圖 3.1 以 PCB 電路板的方式實現，圖 4.2 為電路實體圖。圖 4.3 是使用 Protel 所畫出來的 PCB 電路圖，此電路板有儲能電路部分與測試訊號部分兩個區塊，儲能電路部分的面積大小為 3.2cm*3.3cm。

第 5 章 實驗結果與分析

5.1 實驗方法

本章節將實現完成的硬體電路實際給予能量源，接著測量並分析其結果，探討儲能電路的輸入、輸出功率，電壓，以及電路轉換效率。本文設計的儲能系統 Block diagram 如圖 5.1，其中 P_g 是系統輸入能量， P_h 是儲能元件所儲存的能量，定義系統轉換效率 η_s

$$\eta_s = \frac{P_h}{P_g} \quad (5.1)$$

分別對於前一章的 Case 1~Case 4 做實驗，實驗過程中會用示波器測量觀察輸入電壓 V_i 與輸出電壓 V_o ，同時測量輸入電流與輸出電流，並計算輸入和輸出的功率大小，以及電路轉換效率，最後將數據作成圖表以利探討。

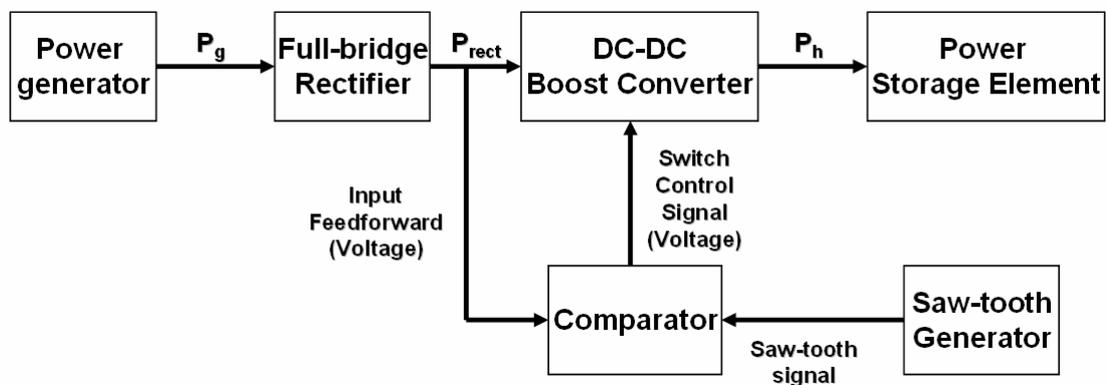


圖 5.1 儲能系統 Block Diagram

5.2 實驗結果

5.2.1 $V_i=5V$ 以下， $V_o=5V$

根據表 4.1 中的結果可以得知電路在此情況下會產生峰值為 3V 的鋸齒波，如圖 5.2。

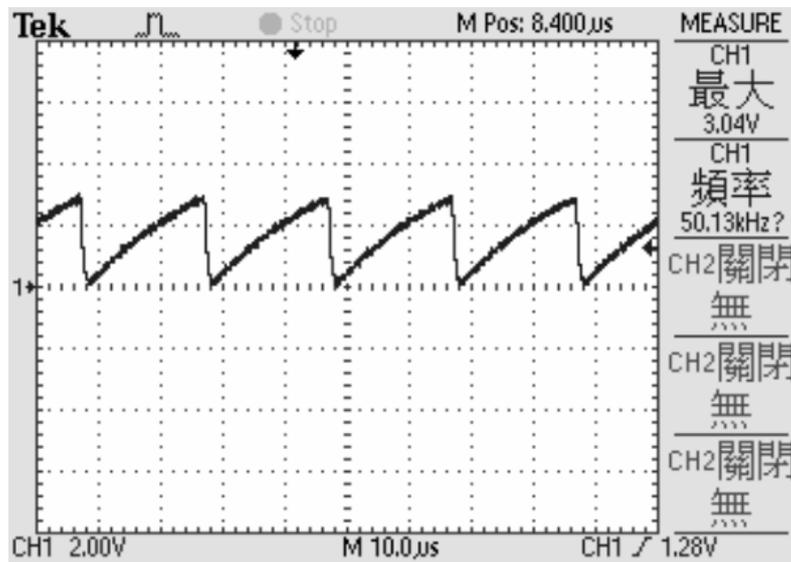


圖 5.2 鋸齒波波形($V_o=5V$)

結果波形($V_o=5V$)

輸入電壓：1V
 輸入電流：18.25mA
 輸入功率：18.25mW

輸出電壓：5V
 輸出電流：1.65mA
 輸出功率：8.25mW

開關 duty：80.0%

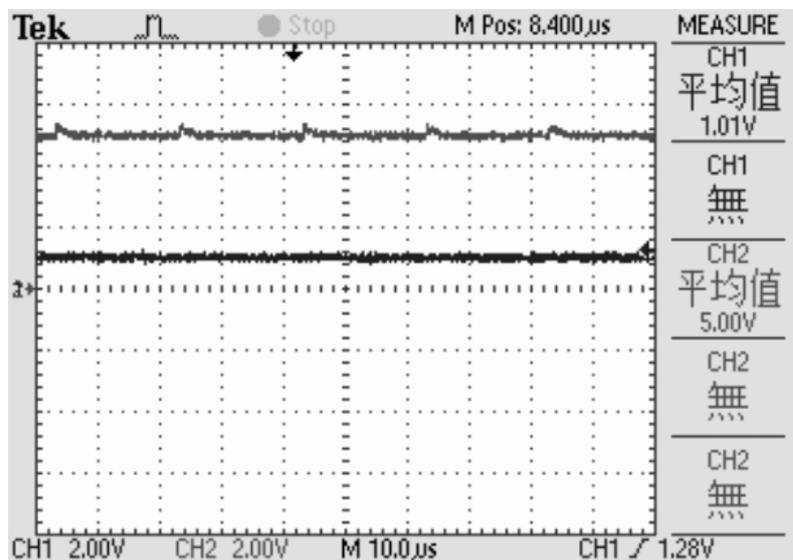


圖 5.3 輸入 1V 與輸出電壓($V_o=5V$)

輸入電壓：1.5V
 輸入電流：23.85mA
 輸入功率：35.78mW

輸出電壓：5V
 輸出電流：3.90mA
 輸出功率：19.50mW

開關 duty：70.0%

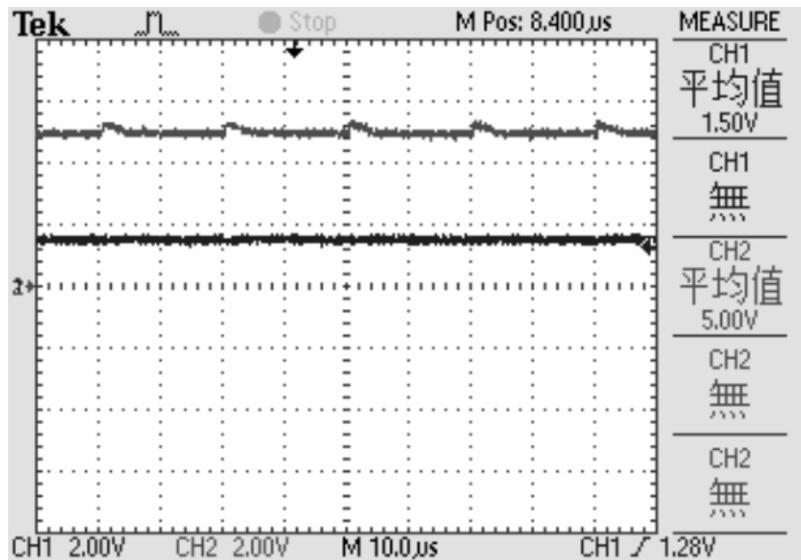


圖 5.4 輸入 1.5V 與輸出電壓($V_o=5V$)

輸入電壓：2V
 輸入電流：28.50mA
 輸入功率：57.00mW

輸出電壓：5V
 輸出電流：7.25mA
 輸出功率：36.25mW

開關 duty：60.0%

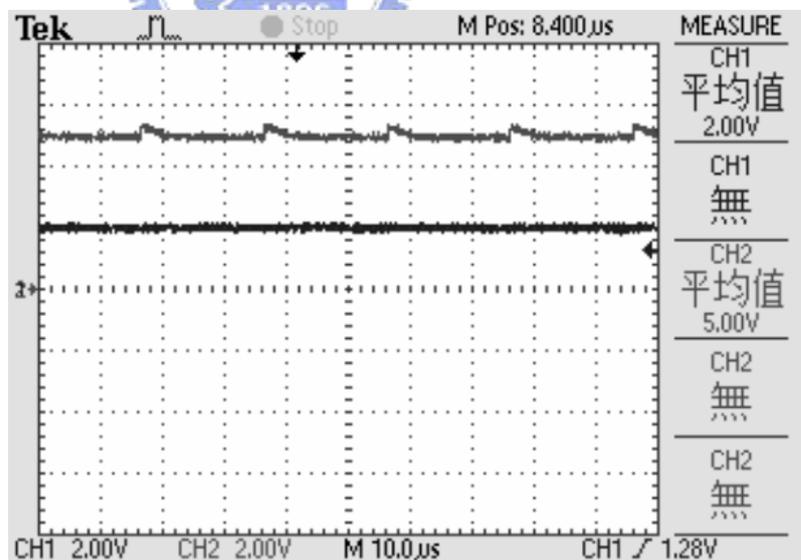


圖 5.5 輸入 2V 與輸出電壓($V_o=5V$)

輸入電壓：2.5V
 輸入電流：29.37 mA
 輸入功率：73.43mW

輸出電壓：5V
 輸出電流：10.20mA
 輸出功率：51.00mW

開關 duty：50.0%

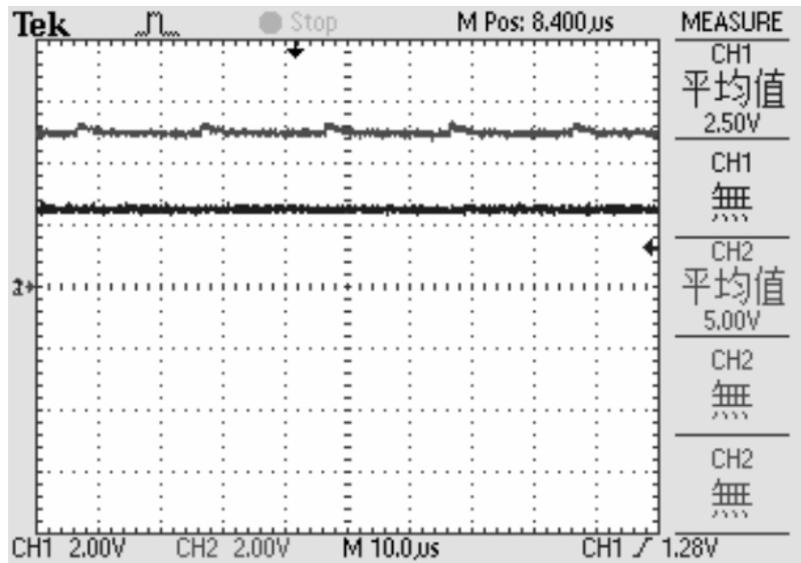


圖 5.6 輸入 2.5V 與輸出電壓($V_o=5V$)



輸入電壓：3V
 輸入電流：26.15mA
 輸入功率：78.45mW

輸出電壓：5V
 輸出電流：12.25 mA
 輸出功率：61.25mW

開關 duty：40.1%

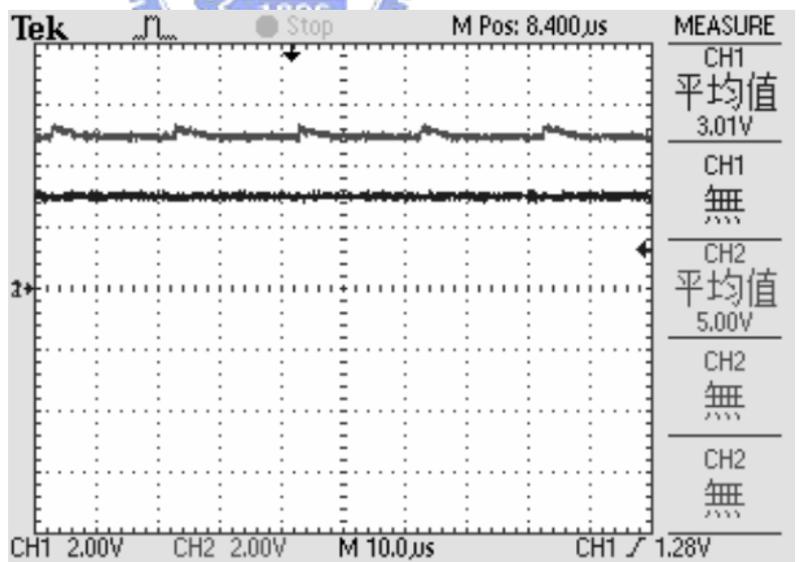
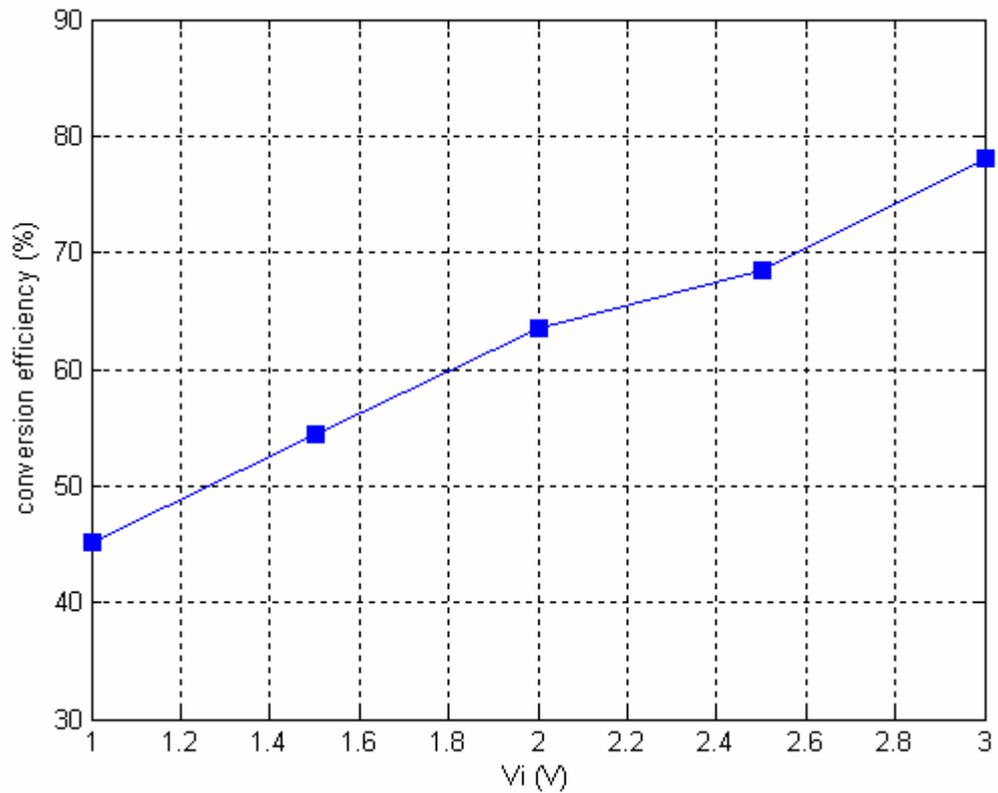


圖 5.7 輸入 3V 與輸出電壓($V_o=5V$)

數據表格($V_o=5V$)表 5.1 $V_o=5V$ 之功率轉換數據表

$V_o=5V$					
V_i (V)	Voltage Gain A_v	Duty cycle (%)	P_g (mW)	P_h (mW)	η_s (%)
1.0	5.0	80.0	18.25	8.25	45.2
1.5	3.3	70.0	35.78	19.50	54.5
2.0	2.5	60.0	57.00	36.25	63.6
2.5	2.0	50.0	73.43	51.00	68.5
3.0	1.67	40.1	78.45	61.25	78.1

轉換效率圖($V_o=5V$)圖 5.8 $V_o=5V$ 之功率轉換效率圖

5.2.2 $V_i=3.3V$ 以下， $V_o=3.3V$

根據表 4.1 中的結果可以得知電路在此情況下會產生峰值為 1.98V 的鋸齒波，如圖 5.9。

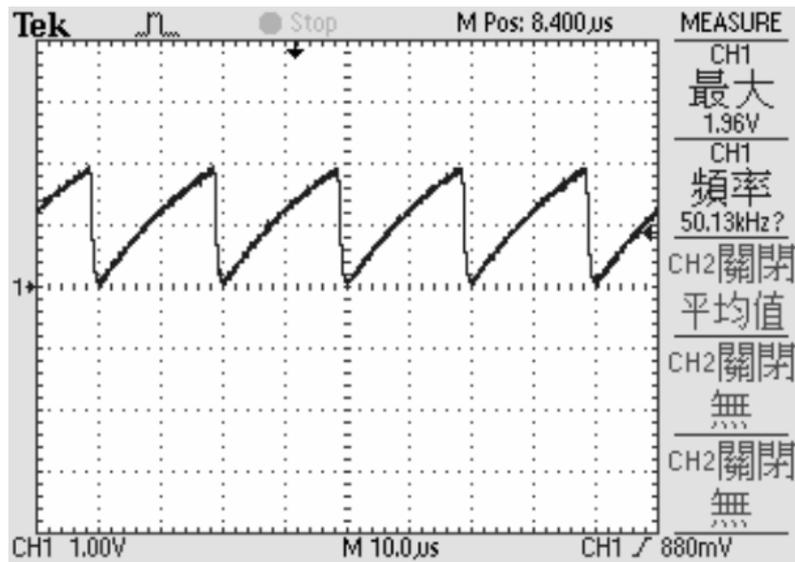


圖 5.9 鋸齒波波形($V_o=3.3V$)

結果波形($V_o=3.3V$)

輸入電壓：1V
 輸入電流：16.45mA
 輸入功率：16.45mW

輸出電壓：3.3V
 輸出電流：2.02mA
 輸出功率：6.67mW

開關 duty：70.0%

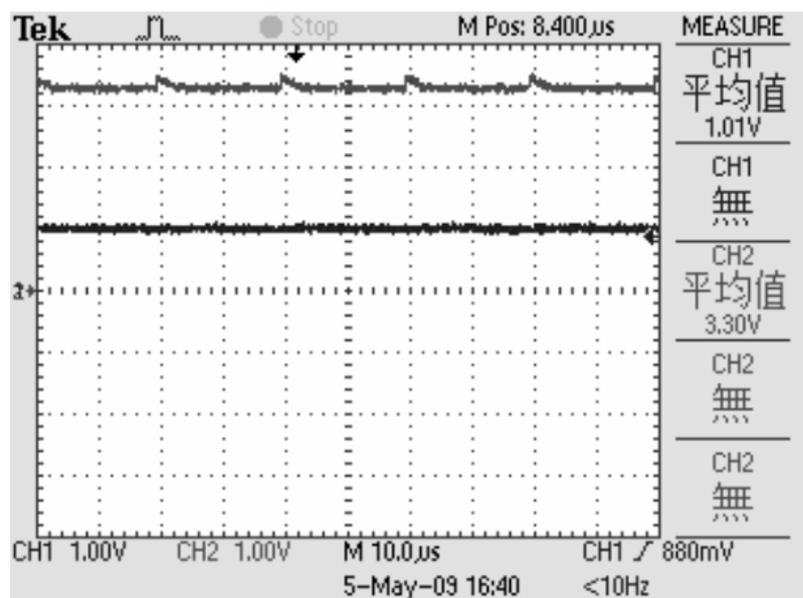


圖 5.10 輸入 1V 與輸出電壓($V_o=3.3V$)

輸入電壓：1.5V
 輸入電流：20.90mA
 輸入功率：31.35mW

輸出電壓：3.3V
 輸出電流：4.68mA
 輸出功率：15.44mW

開關 duty：54.5%

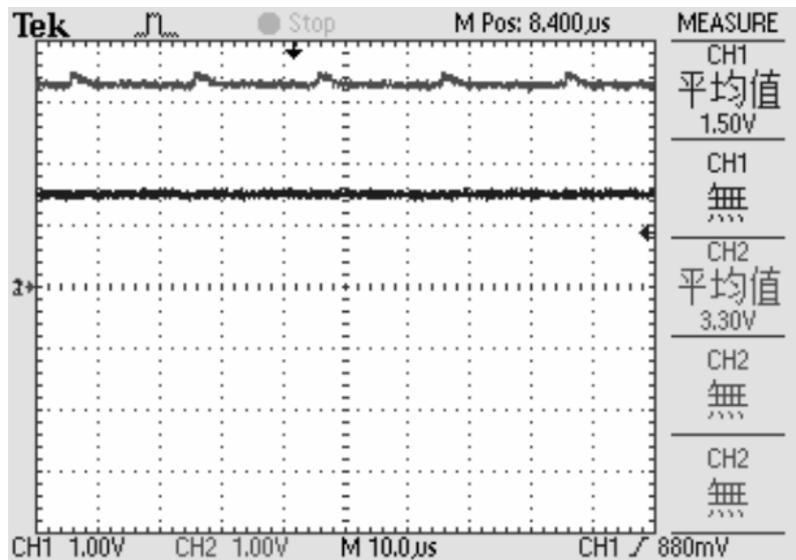


圖 5.11 輸入 1.5V 與輸出電壓($V_o=3.3V$)

輸入電壓：2V
 輸入電流：17.20mA
 輸入功率：34.40mW

輸出電壓：3.3V
 輸出電流：6.05mA
 輸出功率：19.97mW

開關 duty：39.3%

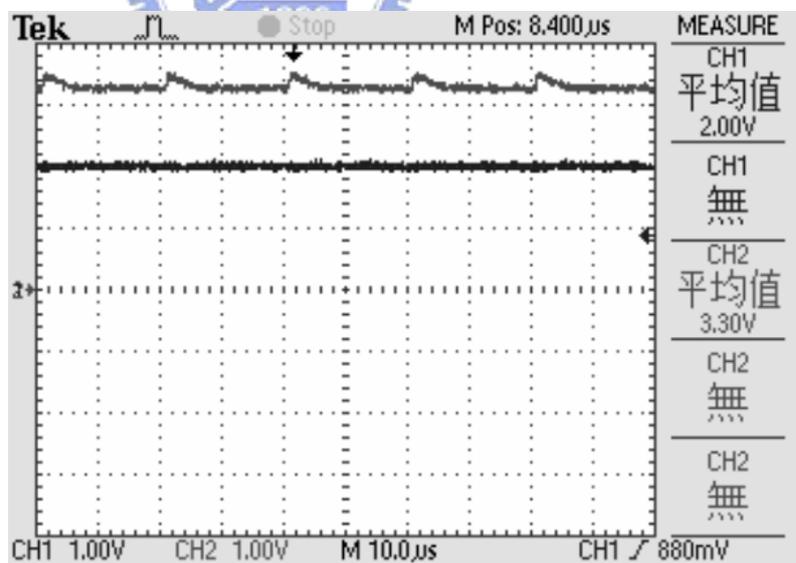


圖 5.12 輸入 2V 與輸出電壓($V_o=3.3V$)

輸入電壓：2.5V
 輸入電流：11.25mA
 輸入功率：28.15mW

輸出電壓：3.3V
 輸出電流：5.60mA
 輸出功率：18.48mW

開關 duty：24.2%

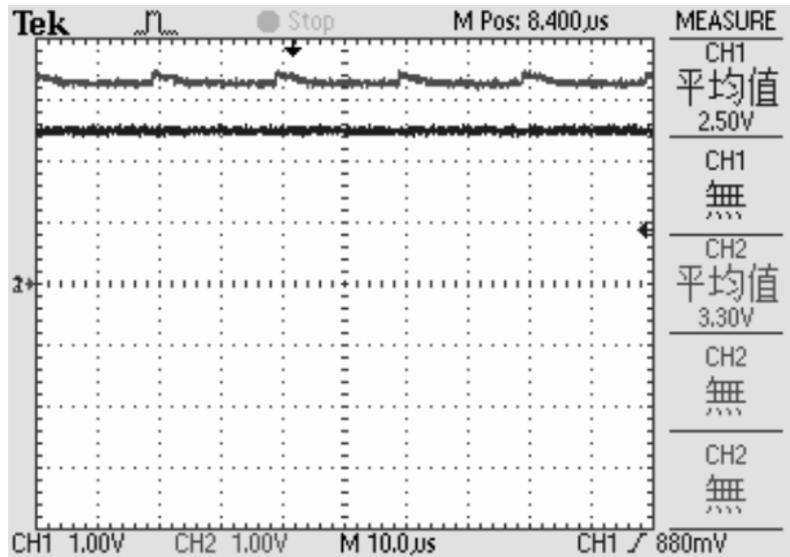


圖 5.13 輸入 2.5V 與輸出電壓($V_o=3.3V$)



輸入電壓：3V
 輸入電流：6.64mA
 輸入功率：19.92mW

輸出電壓：3.3V
 輸出電流：4.50mA
 輸出功率：14.85mW

開關 duty：9.1%

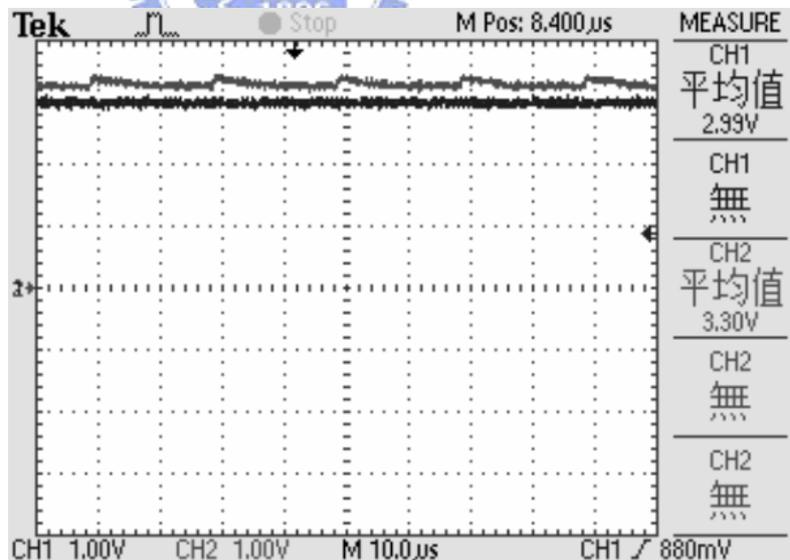
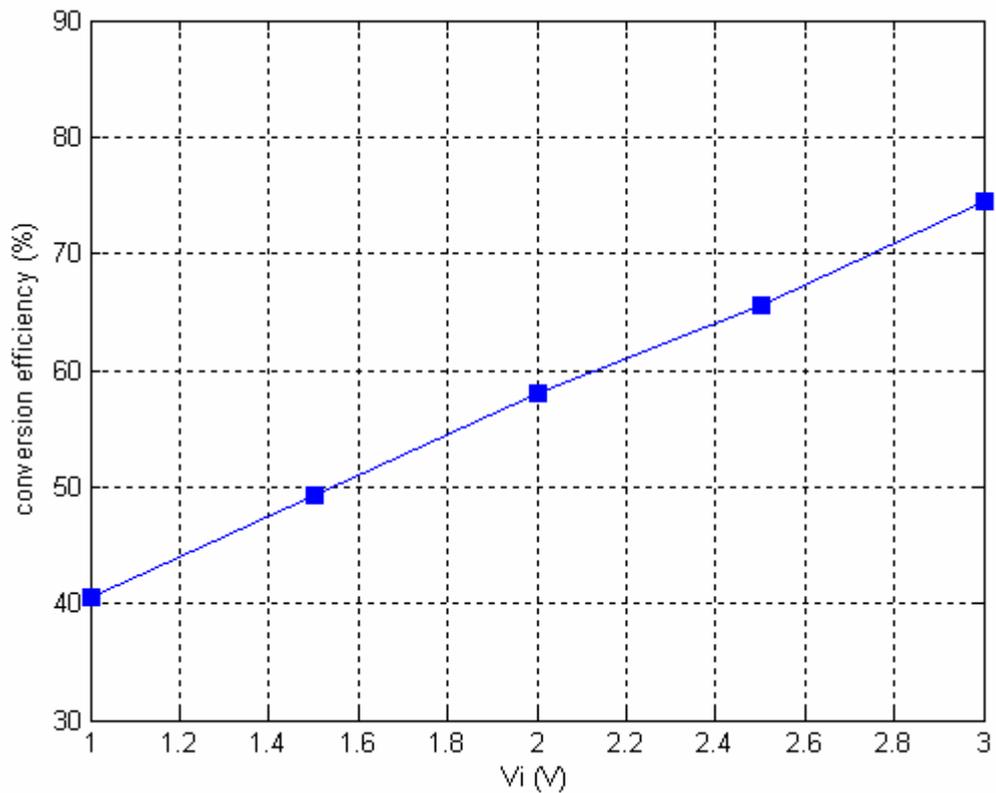


圖 5.14 輸入 3V 與輸出電壓($V_o=3.3V$)

數據表格($V_o=3.3V$)表 5.2 $V_o=3.3V$ 之功率轉換數據表

$V_o=3.3V$					
V_i (V)	Voltage Gain A_v	Duty cycle (%)	P_g (mW)	P_h (mW)	η_s (%)
1.0	3.30	70.0	16.45	6.67	40.5
1.5	2.20	54.5	31.35	15.44	49.3
2.0	1.65	39.3	34.40	19.97	58.1
2.5	1.32	24.2	28.15	18.48	65.6
3.0	1.10	9.1	19.92	14.85	74.5

轉換效率圖($V_o=3.3V$)圖 5.15 $V_o=3.3V$ 之功率轉換效率圖

5.2.3 $V_i=1.8V$ 以下， $V_o=1.8V$

根據表 4.1 中的結果可以得知電路在此情況下會產生峰值為 1.08V 的鋸齒波，如圖 5.16。

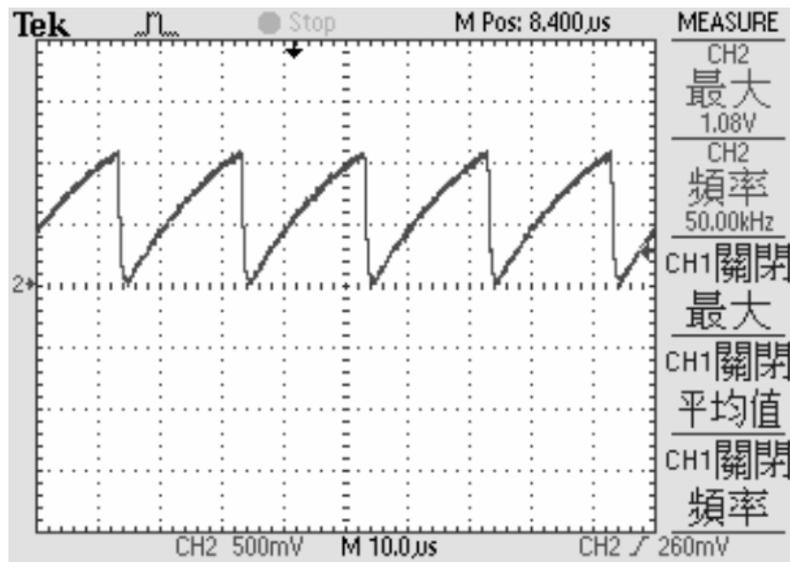


圖 5.16 鋸齒波波形($V_o=1.8V$)

結果波形($V_o=1.8V$)

輸入電壓：0.3V
 輸入電流：5.32mA
 輸入功率：1.60mW

輸出電壓：1.8V
 輸出電流：0.35 mA
 輸出功率：0.63 mW

開關 duty：83.3%

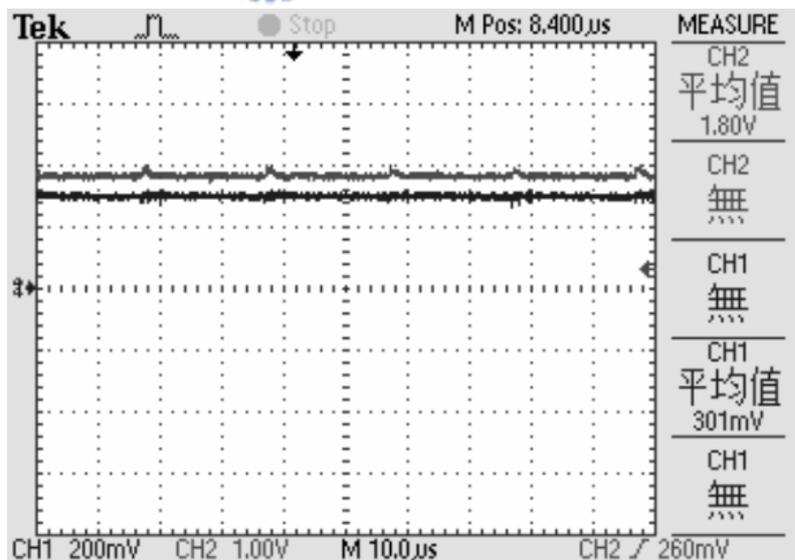


圖 5.17 輸入 0.3V 與輸出電壓($V_o=1.8V$)

輸入電壓：0.4V
 輸入電流：7.83mA
 輸入功率：3.13mW

輸出電壓：1.8V
 輸出電流：0.72mA
 輸出功率：1.30mW

開關 duty：77.8%

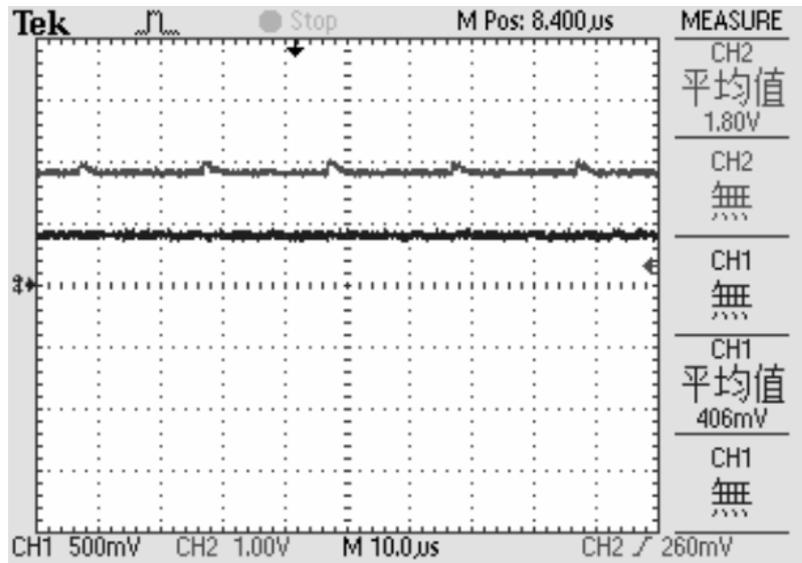


圖 5.18 輸入 0.4V 與輸出電壓($V_o=1.8V$)



輸入電壓：0.5V
 輸入電流：9.71mA
 輸入功率：4.86mW

輸出電壓：1.8V
 輸出電流：1.21mA
 輸出功率：2.18mW

開關 duty：72.2%

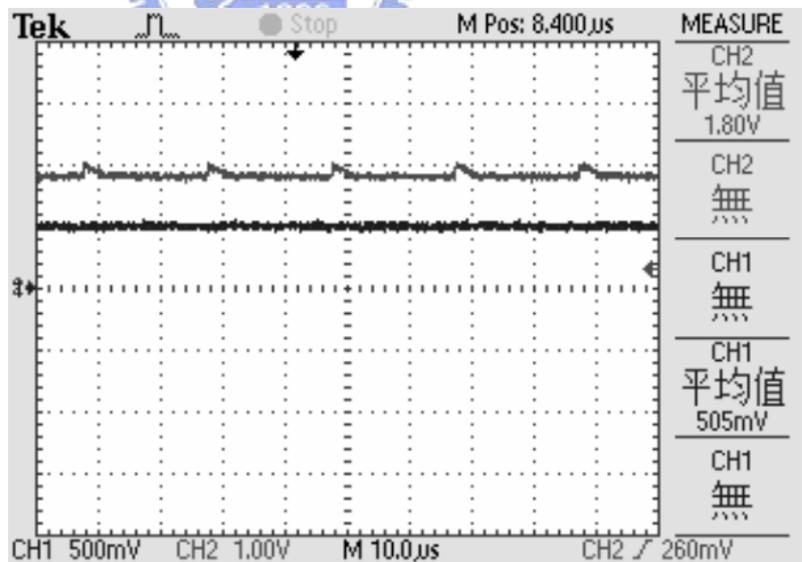
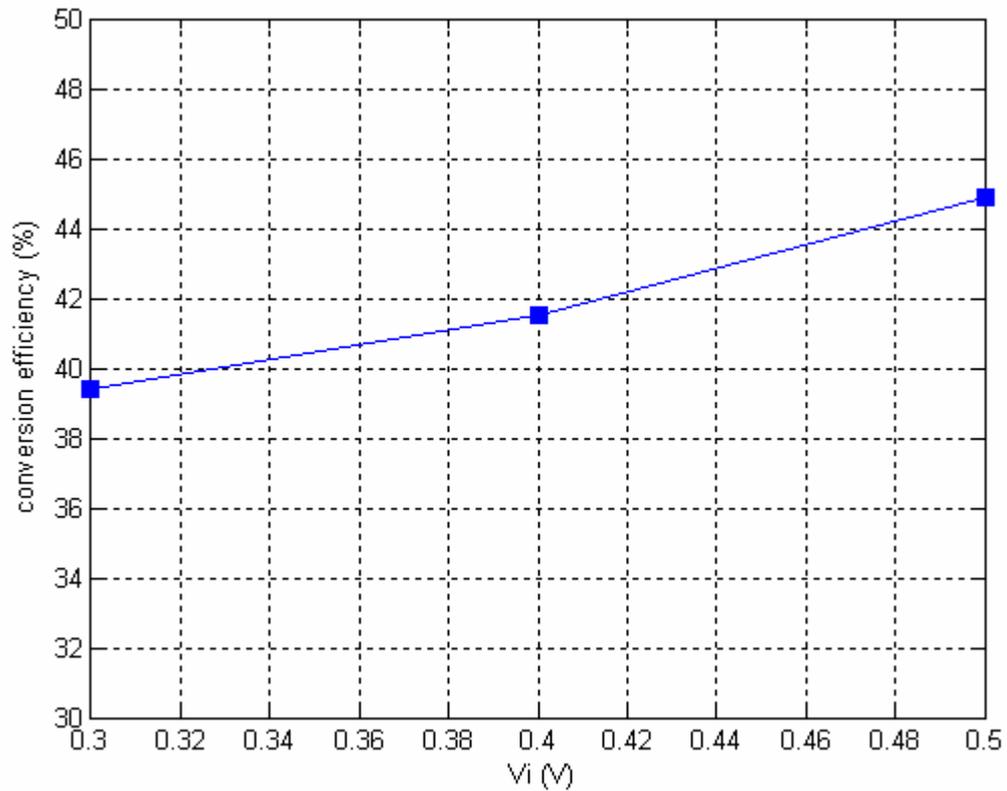


圖 5.19 輸入 0.5V 與輸出電壓($V_o=1.8V$)

數據表格($V_o=1.8V$)表 5.3 $V_o=1.8V$ 之功率轉換數據表

$V_o=1.8V$					
V_i (V)	Voltage Gain A_v	Duty cycle (%)	P_g (mW)	P_h (mW)	η_s (%)
0.3	6.0	83.3	1.60	0.63	39.4
0.4	4.5	77.8	3.13	1.30	41.5
0.5	3.6	72.2	4.86	2.18	44.9

轉換效率圖($V_o=1.8V$)圖 5.20 $V_o=1.8V$ 之功率轉換效率圖

5.2.4 $V_i=1.2V$ 以下， $V_o=1.2V$

根據表 4.1 中的結果可以得知電路在此情況下會產生峰值為 $0.72V$ 的鋸齒波，如圖 5.21。

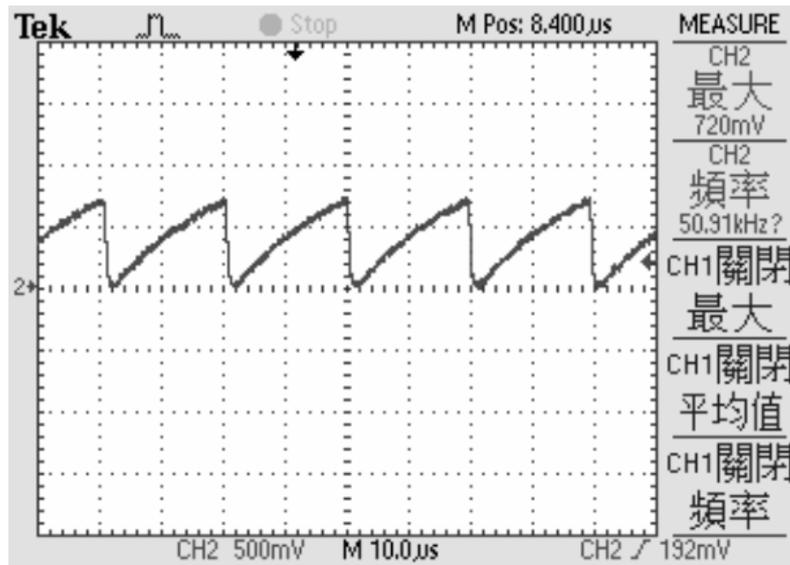


圖 5.21 鋸齒波波形($V_o=1.2V$)

結果波形($V_o=1.2V$)

輸入電壓： $0.2V$
 輸入電流： $4.19mA$
 輸入功率： $0.84mW$

輸出電壓： $1.2V$
 輸出電流： $0.23mA$
 輸出功率： $0.27mW$

開關 duty： 83.3%

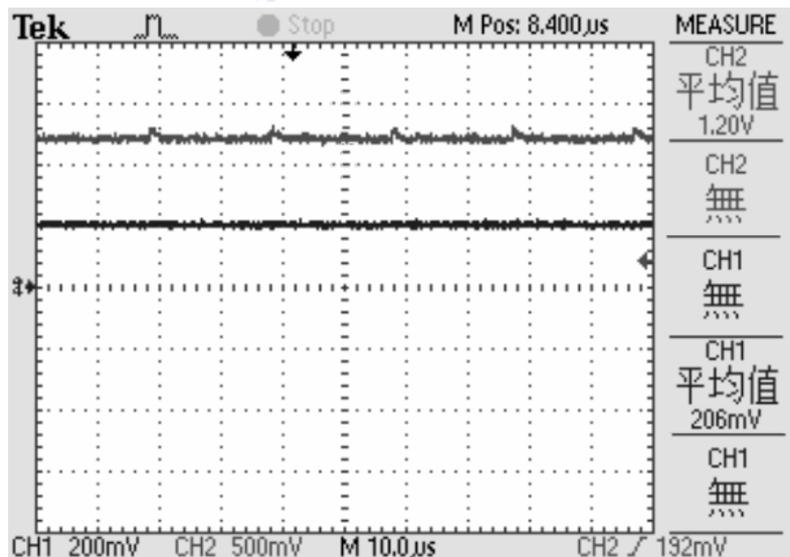


圖 5.22 輸入 $0.2V$ 與輸出電壓($V_o=1.2V$)

輸入電壓：0.3V
 輸入電流：5.13mA
 輸入功率：1.54mW

輸出電壓：1.2V
 輸出電流：0.44mA
 輸出功率：0.53mW

開關 duty：75.0%

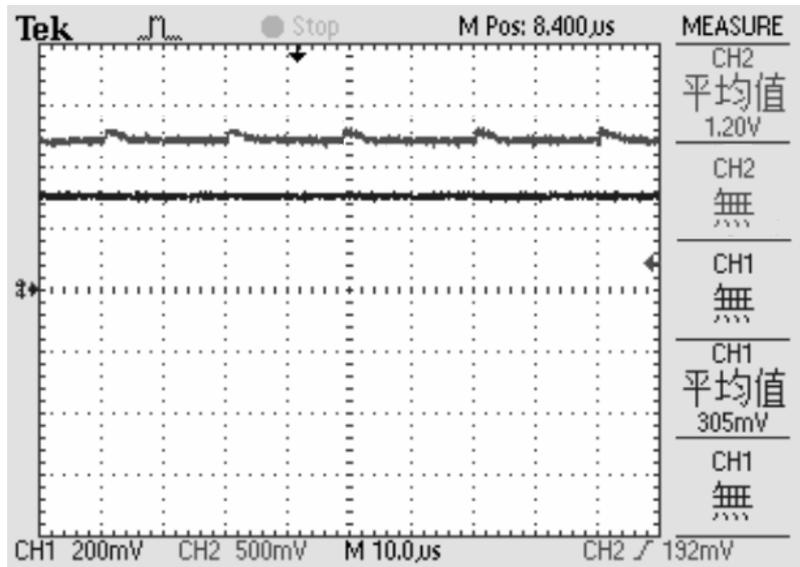


圖 5.23 輸入 0.3V 與輸出電壓($V_o=1.2V$)



輸入電壓：0.4V
 輸入電流：6.38mA
 輸入功率：2.55mW

輸出電壓：1.2V
 輸出電流：0.80mA
 輸出功率：0.96mW

開關 duty：66.7%

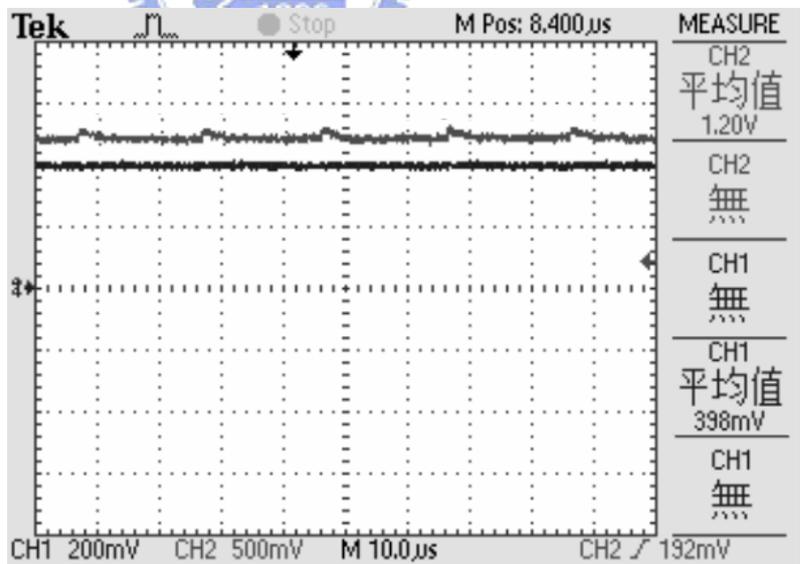


圖 5.24 輸入 0.4V 與輸出電壓($V_o=1.2V$)

輸入電壓：0.5V
 輸入電流：7.20mA
 輸入功率：3.60mW

輸出電壓：1.2V
 輸出電流：1.3mA
 輸出功率：1.56mW

開關 duty：58.3%

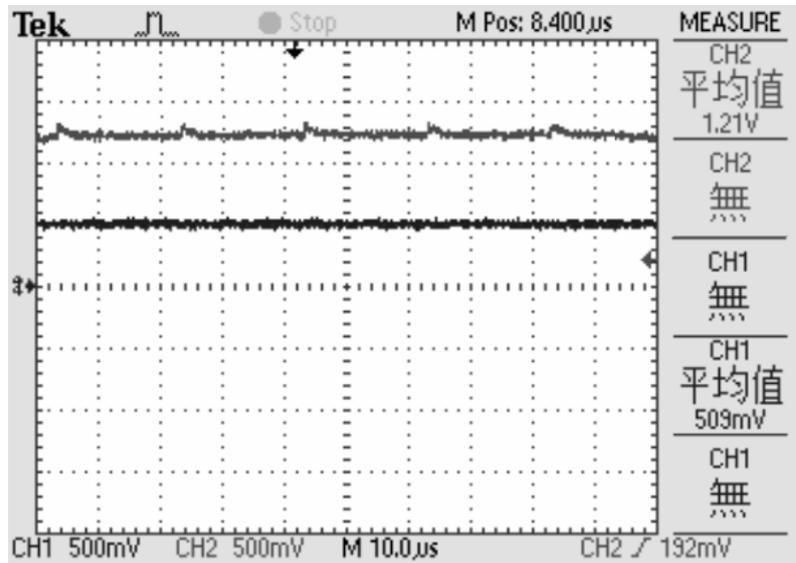
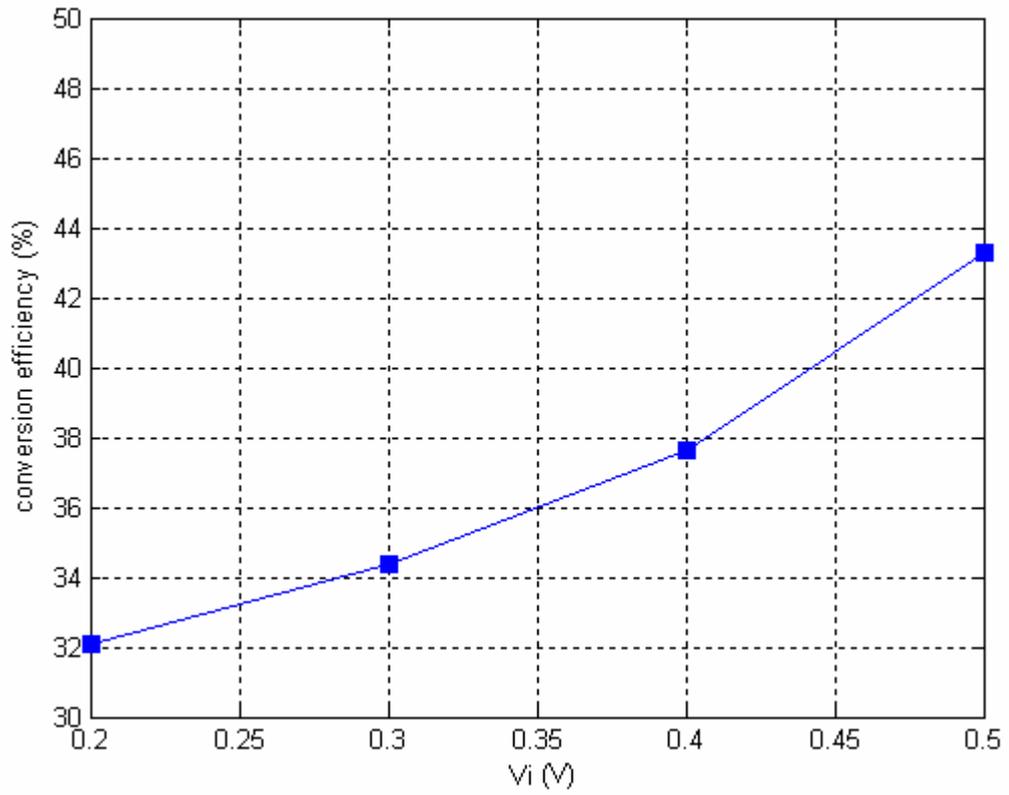


圖 5.25 輸入 0.5V 與輸出電壓($V_o=1.2V$)

數據表格($V_o=1.2V$)

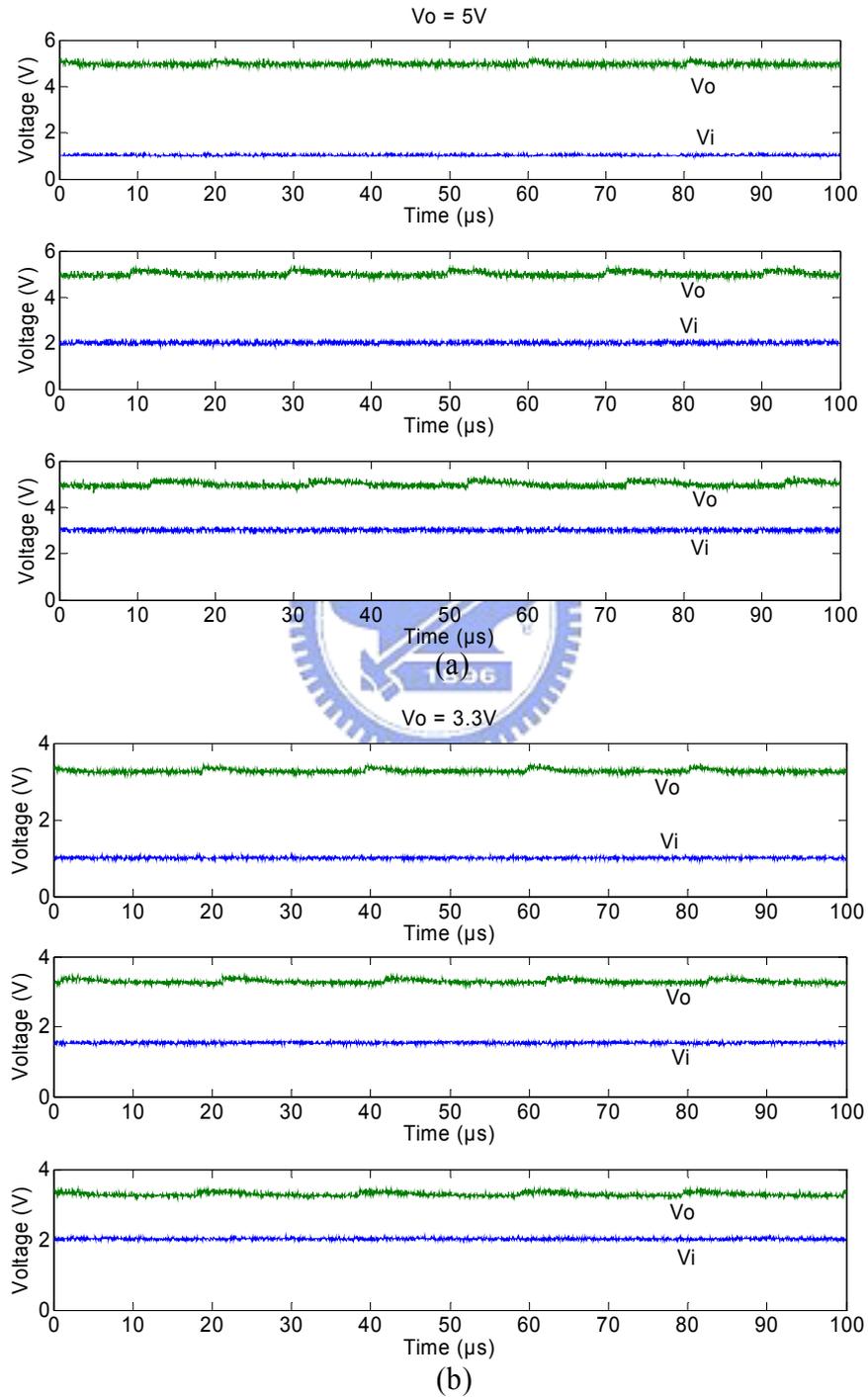
表 5.4 $V_o=1.2V$ 之功率轉換數據表

$V_o=1.2V$					
V_i (V)	Voltage Gain A_v	Duty cycle (%)	P_g (mW)	P_h (mW)	η_s (%)
0.2	6.0	83.3	0.84	0.27	32.1
0.3	4.0	75.0	1.54	0.53	34.4
0.4	3.0	66.7	2.55	0.96	37.6
0.5	2.4	58.3	3.60	1.56	43.3

轉換效率圖($V_o=1.2V$)圖 5.26 $V_o=1.2V$ 之功率轉換效率圖

5.3 結果討論

將四個 Case 的結果波形整理成圖 5.27，轉換效率圖整理成 5.28 方便觀察。



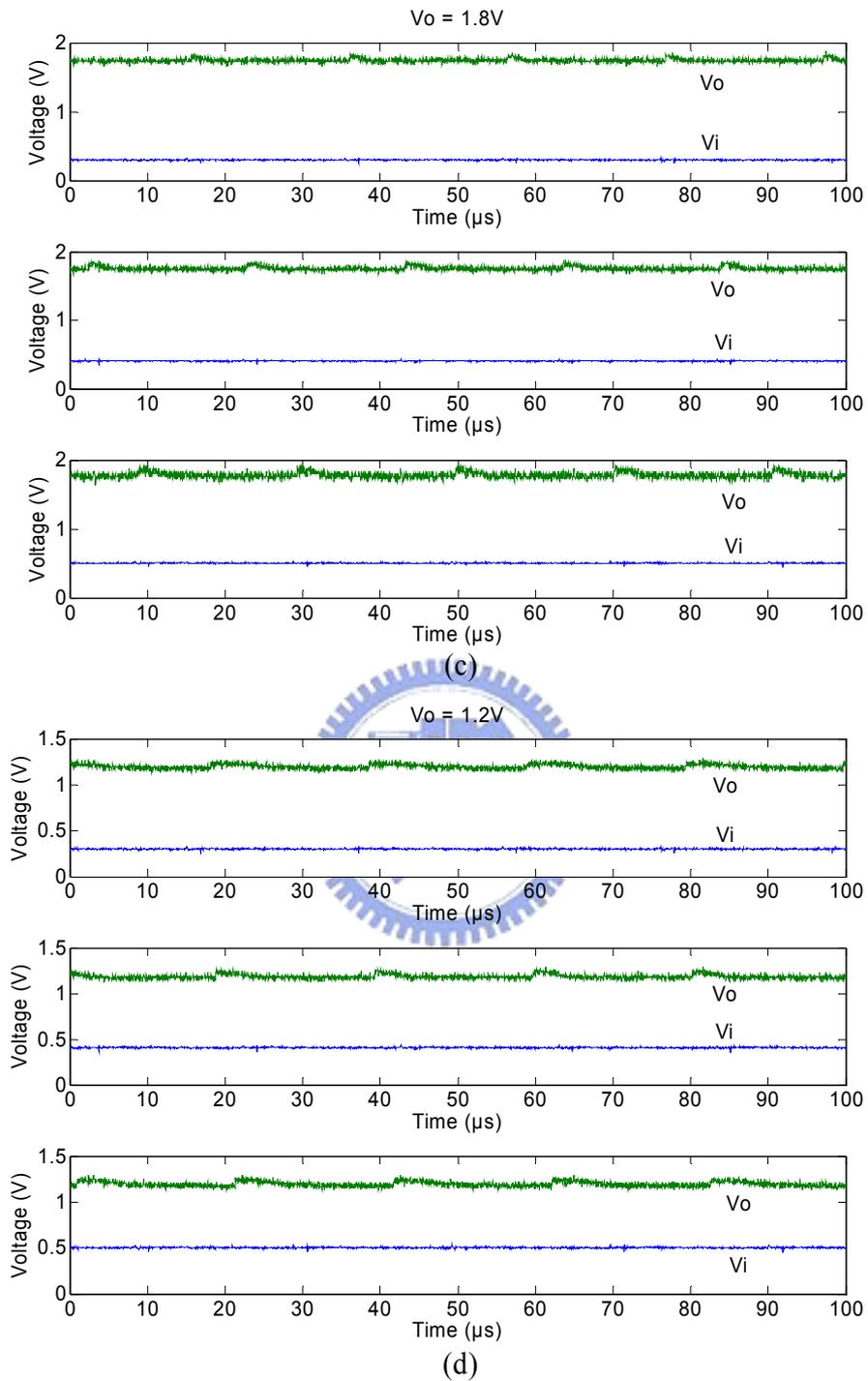


圖 5.27 四種 Case 的實驗結果

- (a) V_i 小於 5V, V_o 穩定在 5V (b) V_i 小於 3.3V, V_o 穩定在 3.3V
 (c) V_i 小於 1.8V, V_o 穩定在 1.8V (d) V_i 小於 1.2V, V_o 穩定在 1.2V

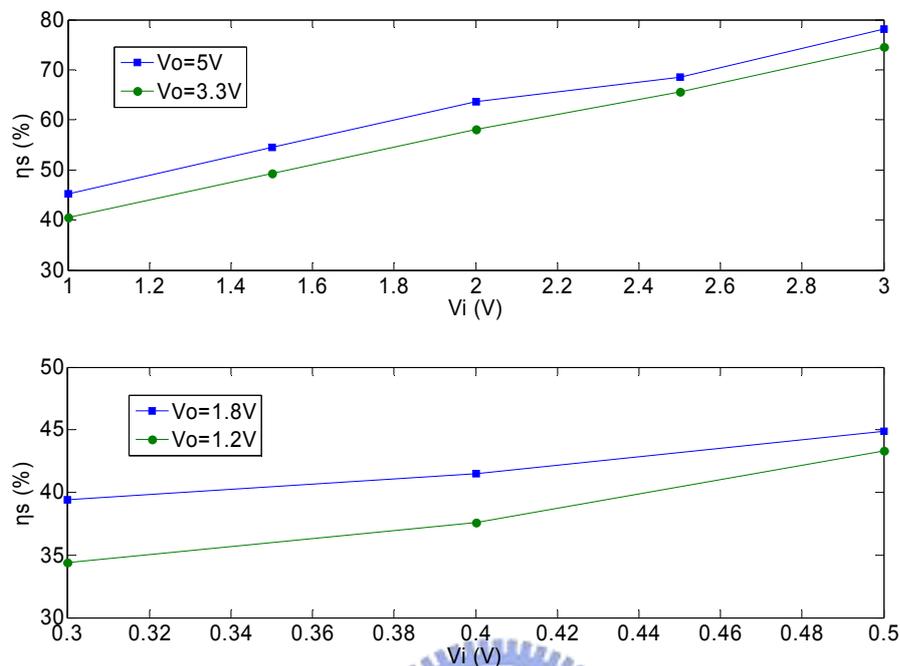


圖 5.28 四種 Case 的系統轉換效率圖

從圖5.27可以清楚的觀察出，在這四種不同的情況下，本文設計的儲能電路都能夠使變動的輸入電壓穩定在所設定的輸出電壓值。當輸入電壓 V_i 較低時，因為要達到固定的輸出電壓，因此必須有較大的電壓增益 A_v ，為了要有較大的增益，從Boost Converter的增益公式[12]

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1-D} \quad (5.1)$$

可以得知，若要使電壓增益 A_v 提高，則要將式(5.1)中的 D 值調大，也就是電路上的開關 S_1 導通時間比必須較長，也因此消耗在開關與被動元件上的能量會較大，所以在低輸入電壓時的轉換效率較差，因為相對消耗在電路元件上的能量比例較高。從圖5.28可以觀察出，系統的轉換效率隨著輸入電壓 V_i 提升也會跟著提高，輸入電壓 V_i 與轉換效率 η_s 有著近似線性的關係，這是由於輸入電壓 V_i 升高則 D 值下降，也可以從圖2.16中的Boost Converter功率利用比得到此結果。

第 6 章 結論與未來發展

6.1 結論

本文以硬體電路的方式實現微小能量儲能系統，實現成果如下：

- 成功地將微型發電機產生的不穩定能量源電壓 V_s 經過儲能電路後穩定在固定電壓 V_o ，使得變動的系統輸入電壓能夠穩定在儲能元件的額定電壓並有效儲存能量。
- 若要調整儲能電路輸出端的電壓，也就是使儲能系統的輸出電壓 V_o 穩定在另一個電壓值，則只需要改變電路上的鋸齒波充電電壓 V_{cc} 值即可，不需要改變電路上的被動元件值。
- 系統輸入端能夠使用各種微型發電機當作能量源，像是壓電式發電機，太陽能發電，或是小型手搖發電機。
- 實現之硬體電路板面積大小約為 $3\text{cm} \times 3\text{cm}$ ，體積小，方便應用於各種電子產品。

6.2 未來發展

本文所設計的電路是以收集低功率能量為目標，所以設定的輸入電壓較小，因此電路主架構是使用 Boost Converter 來達到升壓的目的。未來可以在電路主架構的部份嘗試使用更多其他的 Converter，使得電路應用層面更廣，也可以嘗試用數位電路來取代現有的硬體比較電路，探討是否能夠藉此降低系統消耗功率，提高整體能量轉換效率。

在回授電路的部份目前尚需要外部供給比較器所使用的電源，未來可做啓動電路方面的研究，使得儲能元件能夠自供電到比較電路上，並考慮負載因素，加強電路完整性。

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] J. Jaemin, J. Xiaofan, and D. Culler, "Design and analysis of micro-solar power systems for Wireless Sensor Networks," in *Networked Sensing Systems, 2008. INSS 2008. 5th International Conference on*, 2008, pp. 181-188.
- [3] R. Vijay, A. Kansal, J. Hsu, J. Friedman, and S. Mani, "Design considerations for solar energy harvesting wireless embedded systems," in *Information Processing in Sensor Networks, 2005. IPSN 2005. Fourth International Symposium on*, 2005, pp. 457-462.
- [4] P. Spies, M. Pollak, and G. Rohmer, "Power Management for Energy Harvesting Applications," *Proceedings of 1st Annual nanoPower Forum*, pp. 6-11, 2007.
- [5] T. S. Paing and R. Zane, "Resistor Emulation Approach to Low-Power Energy Harvesting," in *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE*, 2006, pp. 1-7.
- [6] H. A. Sodano, G. Park, D. J. Leo, D. J. Inman, "Use of piezoelectric energy harvesting devices for charging batteries," *Proceedings of SPIE*, vol. 5050, pp. 101-108, 2003.
- [7] J. Kyriassis, C. Kendall, J. Paradiso, and N. Gershenfeld, "Parasitic power harvesting in shoes," in *Wearable Computers, 1998. Digest of Papers. Second International Symposium on*, 1998, pp. 132-139.
- [8] 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.
- [9] T. Paing, J. Shin, R. Zane, and Z. Popovic, "Resistor Emulation Approach to Low-Power RF Energy Harvesting," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 23, pp. 1494-1501, 2008.

-
- [10] G. A. Lesieutre, G. K. Ottman, and H. F. Hofmann, "Damping as a result of piezoelectric energy harvesting," *Journal of Sound and Vibration*, vol. 269, pp. 991-1001, 2004.
- [11] G. K. Ottman, H. F. Hofmann, A. C. Bhatt, and G. A. Lesieutre, "Adaptive piezoelectric energy harvesting circuit for wireless remote power supply," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 17, pp. 669-676, 2002.
- [12] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power Electronics, Converter, Applications and Designs*, New York: Wiley, 1989.
- [13] A. G. Pandolfo, A. F. Hollenkamp, "Carbon properties and their role in supercapacitors," *Journal of Power sources*, vol. 157, pp. 11-27, 2006.
- [14] 李澤函，*運算放大器應用大全*，儒林圖書有限公司，1988。

