

行政院國家科學委員會專題研究計畫成果報告

子計畫三：呼拉圈式換能器之儲能電路設計與晶片實現(1/3)

計劃編號： NSC 97-2221-E-009-086-MY3

執行期限： 97/08/01~100/07/31

主持人： 林錫寬 國立交通大學電機與控制工程學系

一、中文摘要

為了使微小能量能夠被有效收集，本計畫設計出以直流對直流轉換器為主架構的回授式儲能電路，主要是以數百 μW 到數 mW 等級的低功率能量為收集目標，並使用超級電容當作能量儲存元件。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，而設計目標是以儲能元件的額定電壓當作電路輸出電壓。電路透過比較輸入電壓而產生的開關訊號來控制電路，使得不穩定的微小能量源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。

關鍵字：儲能電路、直流對直流轉換器、低功率。

二、Abstract

This project 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. Although the input is an unstable power source, the converter will output a stable voltage as a result. By comparing input voltage, this circuit produces a switch signal to control itself. It makes unstable micro power source be fixed on a desired voltage. Consequently, the conversion efficiency is improved.

Keywords: energy harvesting circuit, DC-to-DC converter, low power

三、前言與目的

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為，像是將“走路”這個行為拿來發電，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，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。

本計畫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。計畫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。再來是本計畫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。

四、研究成果

4-1 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振動，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 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

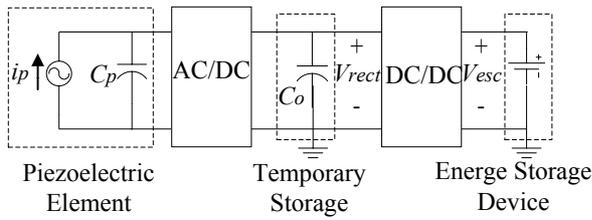


圖1. 典型的儲能系統[1]

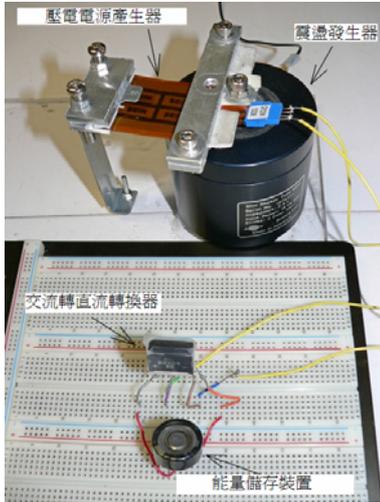


圖2. 壓電式儲能系統[1]

表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)	4.5mA(發射)
		5.5V(接收)	7.5mA(接收)
計步器	1mW 以下	3V	10uA

表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]	熱感式	250mV	2.2V	1.4mW	無線傳感器
[4]	RF	0.5V	3.3V	125uW	無線傳感器
[5]	壓電材料	0.8V~1V	1.2V	0.14mW~0.2mW	感應器、致動器
[6]	壓電材料	3.38V	5V	1.8mW	RFID發射器
[7]	壓電材料	1.6V~5.5V	4.8V	200uW~1.5mW	自主式感測網路
[8]	RF 與微波訊號	0.13V~0.65V	4.2V	23uW~545uW	微功率無線裝置

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

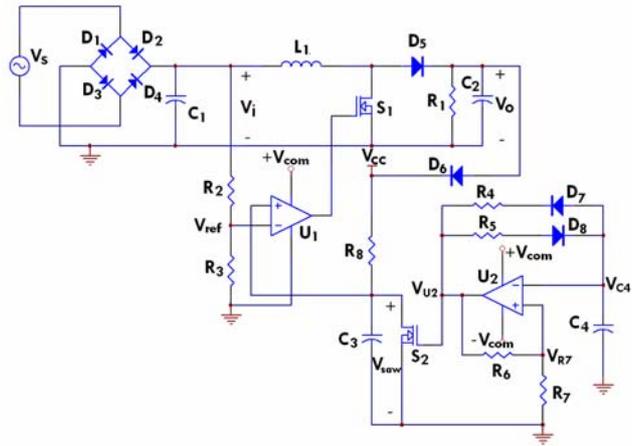


圖3. 儲能轉換電路架構

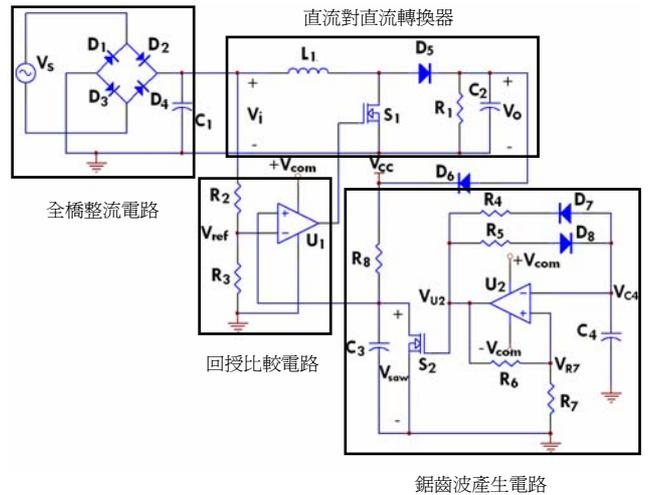


圖4. 架構組成子電路

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2為一個壓電式儲能系統的實體圖，發電來源是壓電材料，壓電材料接上震盪發生器，當震盪發生器開始運作時壓電材料也開始產生電能，將壓電材料產生的電能送到交流轉直流轉換器整流成直流電壓後，將能量儲存在儲能元件中。

表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。

4-2 超級電容器簡介

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。

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。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。

4-3 儲能電路特性與架構設計

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。電路整體架構如圖3所示，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_1 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_1 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。本文所設計的儲能轉換電路架構是由四個不同功能的電路組合而成，這四種電路分別為：全橋整流電路、鋸齒波產生電路、回授比較電路、還有直流對直流轉換器，如圖4所區分。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

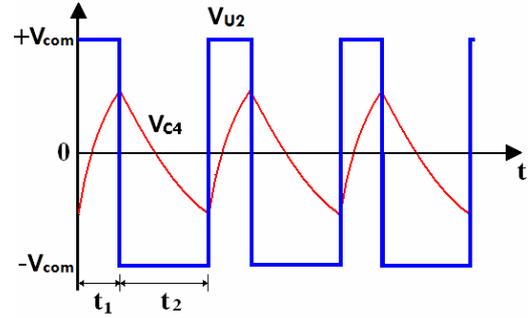


圖5. 振盪器動作波形

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_1 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_1 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_1 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。

A. 全橋整流電路分析

在此部份最重要的是濾波電容 C_1 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

$$Q = i_{C_1} \cdot t_{ri} \quad (1)$$

其中 t_{ri} 為整流後的電壓漣波週期， i_{C_1} 設定為通過電容 C_1 可能的最大電流。電容與電荷關係式如下

$$C_1 = \frac{Q}{V_{ri}} = \frac{i_{C_1} \cdot t_{ri}}{V_{ri}} \quad (2)$$

將所估測的 V_{ri} 值與能量輸入所造成的 i_{C_1} 、 t_{ri} 代入，可得到電容 C_1 之值。

B. 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。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} 。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5，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

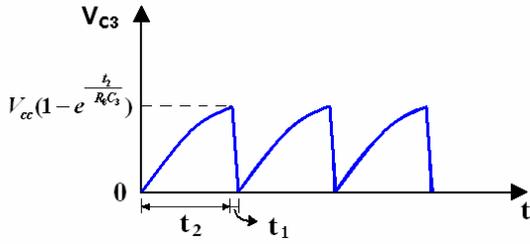


圖6. 類鋸齒波波形

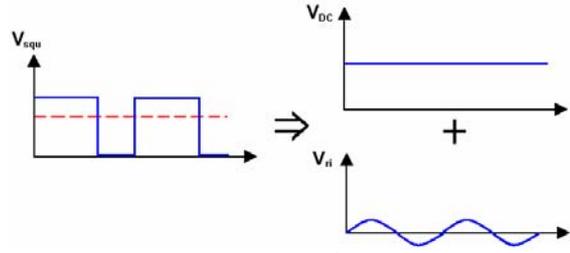


圖8. 方波等效圖

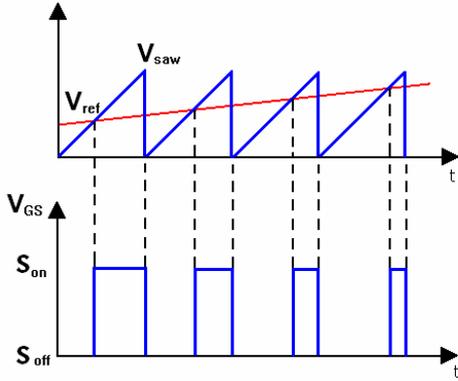


圖7. 脈寬調變訊號產生方式

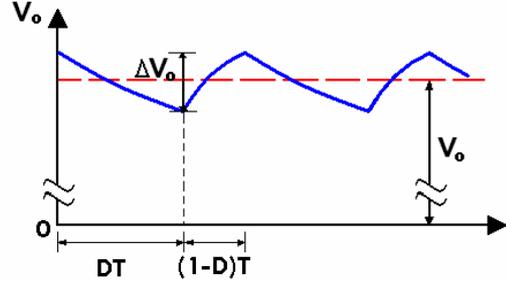


圖9. 輸出電壓漣波

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

$$V_{C4} = V_{U2-} = V_{U2}(1 - e^{-\frac{t}{R_5 C_4}}) \quad (3)$$

U_2 比較器正端輸入電壓 V_{R7} 為 V_{U2} 分壓

$$V_{R7} = \frac{R_7}{R_6 + R_7} V_{U2} \quad (4)$$

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 $+V_{com}$

$$+V_{com}(1 - e^{-\frac{t_1}{R_5 C_4}}) = \frac{R_7}{R_6 + R_7} (+V_{com}) \quad (5)$$

經過移向整理可以得到 t_1 公式如下

$$t_1 = C_4 \cdot R_5 \ln\left(1 + \frac{2R_7}{R_6}\right) \quad (6)$$

t_2 的計算方式同 t_1 ，不同的是 C_4 充電時是走 R_5 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

$$t_2 = C_4 \cdot R_4 \ln\left(1 + \frac{2R_7}{R_6}\right) \quad (7)$$

訂定出開關切換頻率並決定 t_1 與 t_2 的值後，則可以根據以上二式，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6。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)

$$V_{saw(peak)} = V_{cc}(1 - e^{-\frac{t_2}{R_8 C_3}}) \quad (8)$$

經過移項整理，得到 R_8 與 C_3 關係式

$$R_8 C_3 = \frac{-t_2}{\ln\left(1 - \frac{V_{saw(peak)}}{V_{cc}}\right)} \quad (9)$$

其中 t_2 如式(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。

C. 回授比較電路分析

回授比較電路的目的是產生MOSFET開關 S_i 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_i 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7。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_i 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，將以上整理成式(10)。

$$V_{ref(max)} = \frac{R_3}{R_2 + R_3} V_{i(max)} = V_{saw(peak)} \quad (10)$$

將式(8)代入上式，可得到 R_2 與 R_3 之比例關係

$$\frac{R_3}{R_2 + R_3} = \frac{V_{cc}}{V_{i(max)}} (1 - e^{-\frac{t_2}{R_8 C_3}}) \quad (11)$$

其中 t_2 如式(7)。經由式(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。

D. 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(12)為轉角頻率公式[9]。

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 \cdot C_2}} \quad (12)$$

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8所示。圖8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

$$L_1 = \frac{1}{4(\pi f_c)^2 \cdot C_2} \quad (13)$$

再來就是電阻 R_1 選用，電阻參數會影響到輸出電壓漣波，輸出電壓漣波如圖9，其電壓漣波值可從電容與電量的基本關係推得

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C_2} \quad (14)$$

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。

$$\Delta V_o = \frac{I_o DT}{C_2} = \frac{V_o DT}{R_1 C_2} \quad (15)$$

最後整理出 R_1 的結果

$$R_1 = \frac{V_o DT}{\Delta V_o C_2} \quad (16)$$

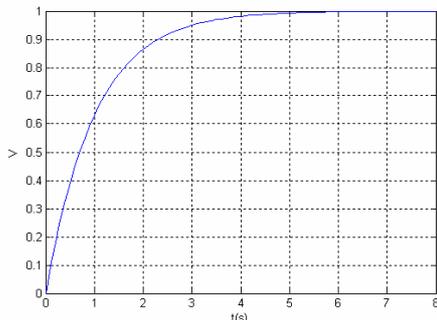


圖10. 電容充電過程指數圖形

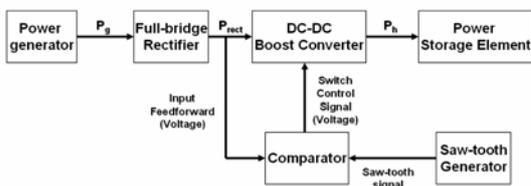


圖11. 儲能系統Block diagram

4-4 設計範例

利用上一節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。

步驟1. 設計全橋電路的電容值 C_1 ，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(2)，得到電容 C_1 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 $t_r=20*(1/11) \approx 1.8\mu$ s、 $t_f=20*(10/11) \approx 18\mu$ 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： $R_6=2k\Omega$ 、 $R_7=1k\Omega$ 、 $C_4=470pF$ ，將以上條件代入式(6)、式(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10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_f 代入式(9)，得到 R_8 與 C_3 之值。例如 $V_{cc}=5V$ 、 $V_{saw(peak)}=3V$ 、 $t_f=18\mu$ s，則 $R_8 C_3=1.95*10^{-5}$ ，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_1 開關控制訊號，將 $V_{saw(peak)}$ 代入式(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(13)，得到 L_1 。

表3. 儲能系統設計範例

	Case 1	Case 2	Case3	Case4
電路設定參數	$V_i=5V$ 以下 $V_o=5V$	$V_i=3.3V$ 以下 $V_o=3.3V$	$V_i=1.8V$ 以下 $V_o=1.8V$	$V_i=1.2V$ 以下 $V_o=1.2V$
C_1	100 μ F	100 μ F	100 μ F	100 μ F
t_r	1.8 μ s	1.8 μ s	1.8 μ s	1.8 μ s
t_f	18 μ s	18 μ s	18 μ s	18 μ s
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 μ H	5.39 μ H	5.39 μ H	5.39 μ H

根據上述五個步驟，可以設計出儲能電路上各個元件值。表3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: $V_{ri}=50mV$ 、 $i_{Cf}=5mA$ 、 $t_{ri}=1ms$ 、 $f_{osc}=50kHz$ 、 $R_o=2k\Omega$ 、 $R_f=1k\Omega$ 、 $C_f=470pF$ 、 $f_c=100Hz$ 、 $C_2=0.47F$ 。

從表3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。

4-5 電路硬體實現與數據分析

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11，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 。

$$\eta_s = \frac{P_h}{P_g} \quad (17)$$

分別對於表3的Case 1~Case 4做實驗，實驗結果如圖13，不論是輸入電壓為多少，輸出電壓皆可穩定在設定的電壓。再將測量到的結果整理成表4，以輸入

電壓 V_i 與轉換效率 η_s 作圖如圖12所示。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[9]

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1-D} \quad (18)$$

可以得知，若要使電壓增益 A_v 提高，則要將式(18)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。從圖12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。

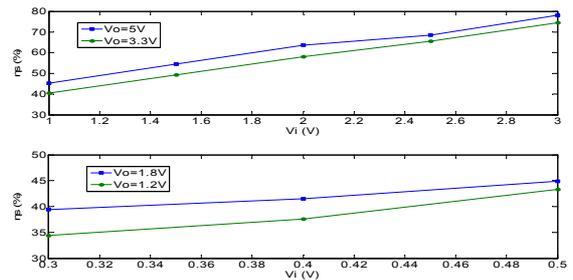


圖12. 四種Case的系統轉換效率

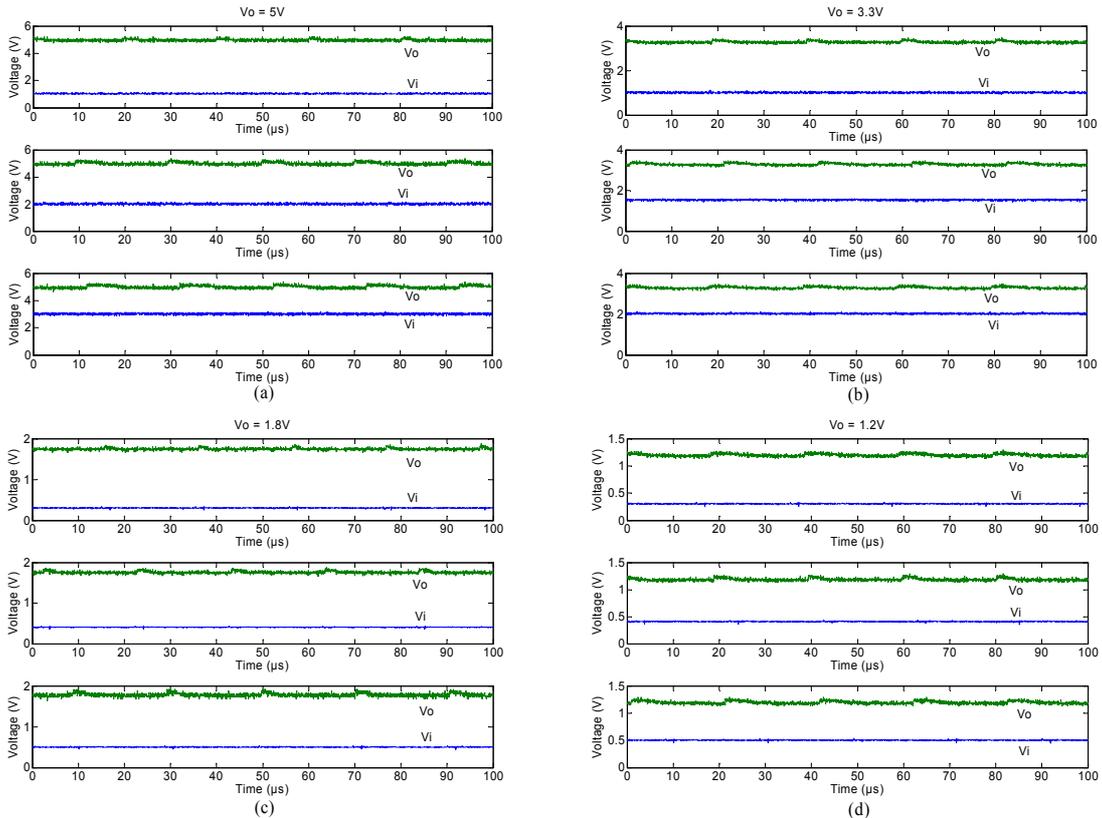
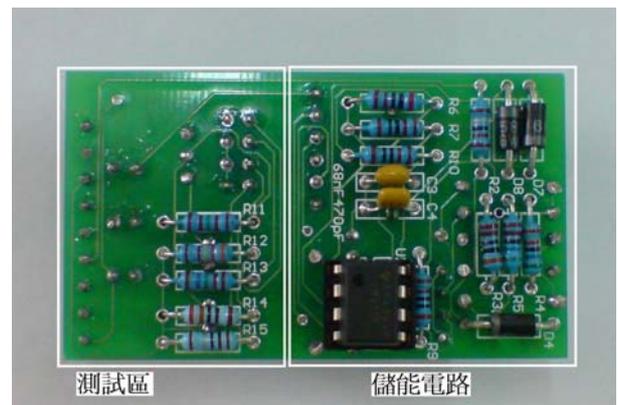
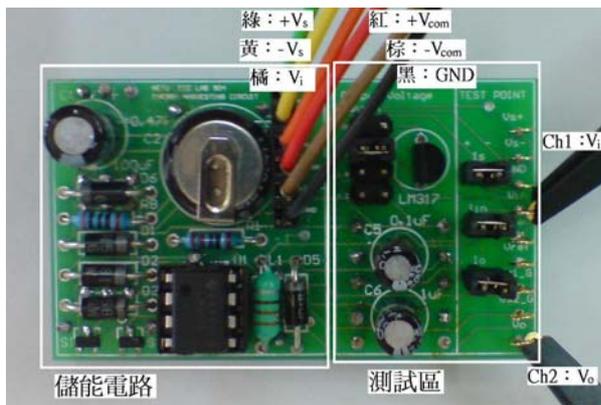


圖13. 四種Case的實驗結果 (a) V_i 小於 $5V$ ， V_o 穩定在 $5V$ (b) V_i 小於 $3.3V$ ， V_o 穩定在 $3.3V$ (c) V_i 小於 $1.8V$ ， V_o 穩定在 $1.8V$ (d) V_i 小於 $1.2V$ ， V_o 穩定在 $1.2V$



(a)

(b)

圖14. 儲能電路硬體實現 (a)正面 (b)背面

表4. 實驗結果

$V_o=5V$					
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	49.25	67.1
3.0	1.67	40.1	78.45	51.30	71.8
$V_o=3.3V$					
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
$V_o=1.8V$					
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
$V_o=1.2V$					
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

五、結論

本計劃的主要目的是設計儲能電路，由於微型發電機所產生的能量源大都不穩定，因此所產生的電壓也會一直變動，若是要將此能量儲存起來，則必須經過有效的儲能系統來將此能量轉換成適合儲存在儲能元件的形式。本計劃所設計的儲能電路能夠將輸入端不穩定的電壓經過電路自動回授補償後控制電路的電壓增益大小來使輸出電壓穩定在儲能元件的額定電壓值，藉此達到將能量儲存在儲能元件的目的。

藉由實現硬體電路得以驗證所設計儲能電路的功用，實際使用微發電機當作儲能來源，實驗結果是可以有效將不穩定的電壓固定在所需電壓值並有效儲存能量。本研究的結果可應用於低功率電子產品，像是mp3、手機、無線滑鼠.....等3C產品，或是無線感測器相關產品，可以降低替換性電池的使用。

References

- [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. Jaein, 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] P. Spies, M. Pollak, and G. Rohmer, "Power Management for Energy Harvesting Applications," *Proceedings of 1st Annual nanoPower Forum*, pp.6-11, 2007.
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] J. Kymissis, 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.

- [7] 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.
- [8] 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.
- [9] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power Electronics, Converter, Applications and Designs*, New York: Wiley, 1989.