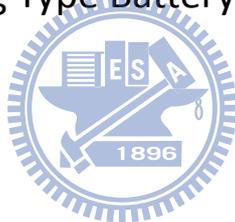


國立交通大學
電機與控制工程學系

碩 士 論 文

交替式電池管理系統之研究

Study on Ping-Pong Type Battery Management System



研 究 生：陳嘉鴻

指 導 教 授：董蘭榮 博士

中 華 民 國 九 十 八 年 十 月

交替式電池管理系統之研究

Study on Ping-Pong Type Battery Management System

研究生：陳嘉鴻

Student : Chia-Hung Chen

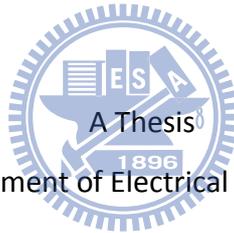
指導教授：董蘭榮 博士

Advisor : Lan-Rong Dung

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 and Computer Science

National Chaio-Tung University

in Partial Fulfillment of the Requirements

for the Degree of Master

in

Electrical and Control Engineering

October 2009

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十八年十月

交替式電池管理系統之研究

研究生：陳嘉鴻

指導教授：董蘭榮 博士

國立交通大學電機與控制工程學系

摘要

鋰電池具有高能量密度、操作電壓較高、無記憶效應等優點，加上製程技術成熟、外型較其他電池輕薄，各種電子產品幾乎都以鋰電池作為其電源供應，尤其在可攜式之電子產品，應用更是日益廣泛。目前鋰電池充電控制皆為定電流(CC)與定電壓(CV)充電，先用定電流充電後接著定電壓充電至全滿。鋰電池若長時間保持在高容量或者低容量的狀態，將會嚴重的損及電池壽命，這是使用者最常遇到的問題。而傳統串聯式架構並不能穩定控制充電之電流與電壓，造成充電時間拉長、效率下降等等缺點。本論文提出一個由直流至直流轉換器組成之雙鋰電池交互供電系統架構，能夠避免鋰電池長時間處於高電量或者低電量，延長電池使用壽命。同時能準確控制充電之電流，維持一定之充電效率，並且避免不當充電電流對電池之傷害。另外，本架構採用數位化控制，利用數位可程式化之優點，針對不同的電池可採用不同的充電電流或者充電配方，可使加速充電過程並且不影響充電效率。

Study on Ping-Pong Type Battery Management System

Student : Chia-Hung Chen

Advisor : Dr. Lan-Rong Dung

Department of Electrical and Control Engineering
National Chiao-Tung University

ABSTRACT

Li-Ion batteries have advantages of high power-density, high operating voltage and no memory effect. Also, the process of Li-Ion batteries is well-developed and the packages are much smaller than it of other kind of batteries. Almost all the power supply systems of electronic products are based on Li-Ion batteries, especially the portable device. Keeping the batteries at the high or low SOC (state-of-charge) over a long term will apparently damage the health of the batteries. It is also the problem that users always have. The conventional cascaded structure is unable to control the charging current and charging voltage exactly, therefore the charging time will be lengthened and the charging efficiency will decrease. This work proposes a structure composed of two Li-Ion batteries, supplying the power in turns, so as to avoid those disadvantages mentioned above. Besides, the controlling methods proposed in this work are implemented by digital programming. With this superiority, we could choose different charging current or methods according to the capabilities of different Li-Ion batteries. It is sure that the battery's life and the charging efficiency will be improved with this structure.

誌 謝

這篇論文能夠完成，要謝謝許多照顧我以及支持我的人。

首先謝謝我的指導教授，董蘭榮老師，他在我對研究不知所措時提供了方向，也充分地給我自由發展的空間，讓我能順利地完成研究。

同時，謝謝我最親愛的家人，從我外出念書開始就不斷地關心和照顧我，耐心地陪伴我成長，也充分地信任我，給予我沒有後顧之憂的生活。在新竹的這些年，我的家人提供我一切所需，沒有給我任何包袱以及壓力，我能夠順利完成學業都要謝謝你們。

另外，謝謝我的朋友們，能把我挫折時的沮喪換為歡笑，並且包容我的一切幼稚以及任性。這幾年能夠跟你們相處在一起是我的幸運，除了謝謝之外，也希望我們能夠一起成長。

這幾年謝謝你們了。

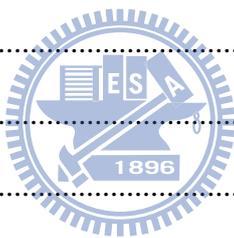
2009.9.19



目 錄

中文摘要.....	i
英文摘要.....	ii
誌謝.....	iii
目錄.....	iv
圖目錄.....	vi
表目錄.....	vii
第一章 序論.....	1
第二章 電池特性與直流至直流轉換器之介紹.....	4
2.1 降壓型直流至直流轉換器.....	4
2.2 升壓型直流至直流轉換器.....	5
2.3 脈衝寬度調變(PWM).....	6
2.4 回授控制與頻率補償.....	7
2.4.1 降壓型直流至直流轉換器之小訊號分析.....	7
2.4.2 升壓型直流至直流轉換器之小訊號分析.....	8
2.5 數位控制之設計.....	9
2.5.1 補償器設計.....	10
2.5.2 數位脈衝寬度調變(DPWM).....	11
2.6 充電效率.....	12
2.6.1 充電效率定義與解釋.....	12
2.6.2 實驗數據.....	14

2.6.3 結論	15
2.7 電池健康狀態	15
2.7.1 保存電量與健康狀態之關係	16
2.7.2 適當的電池使用方式	16
2.7 雙電池	16
第三章 雙電池電源供應器架構	18
3.1 雙電池切換機制與架構	20
3.2 充電電路	22
3.2.1 電路架構之決定	22
3.2.2 設計考量與方法	23
3.3 放電電路	30
3.3.1 電路架構之決定	30
3.3.2 設計考量與方法	30
3.4 Bypass 轉換器	32
3.4.1 設計考量與方法	32
第四章 模擬與量測結果	34
4.1 充電電路	34
4.2 放電電路	37
4.3 Bypass 轉換器	40
第五章 結論與未來發展	41
5.1 結論	41
5.2 未來發展	41
參考資料	42



圖目錄

圖 1.1 電池放電電壓曲線(不同陽極材料).....	2
圖 2.1 buck converter 之電路架構.....	4
圖 2.2 boost converter 之電路架構.....	5
圖 2.3 PWM 之產生方塊圖.....	6
圖 2.4 PWM 開關訊號.....	7
圖 2.5 負回授控制系.....	7
圖 2.6 未補償 buck converter 之波德圖.....	8
圖 2.7 未補償之 boost converter 之波德圖.....	9
圖 2.8 頻域回授控制系統.....	10
圖 3.1 定電流充電曲線.....	12
圖 3.2 電池循環示意圖.....	15
圖 3.3 單一電池與雙電池.....	17
圖 4.1 傳統單鋰電池架構.....	18
圖 4.2 固定功率之負阻抗現象.....	19
圖 4.3 轉換器 A 接上負阻抗負載.....	19
圖 4.4 串聯之轉換器.....	19
圖 4.5 雙電池切換架構.....	20
圖 4.6 系統運作狀態圖.....	22
圖 4.7 buck 充電架構.....	23
圖 4.8 電流漣波.....	23
圖 4.9 未補償前之電路頻率響應.....	25
圖 4.10 加入積分器後之波德圖.....	26
圖 4.11 補償器之波德圖.....	26

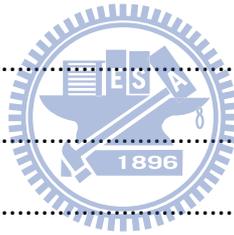


圖 4.12 輸出電流波形	27
圖 4.13 $t=0.5\text{ms}$ 時, I_o 與 ω_n 以及 ξ 之關係.....	28
圖 4.14 加入補償之後的系統波德圖	28
圖 4.15 電流感測電路	29
圖 4.16 差值放大器	29
圖 4.17 模擬電路	34
圖 4.18 模擬 buck 輸出(上:電流 下:電壓).....	34
圖 4.19 定電流充電時 buck 轉換器輸出波形與責任周期(切換前).....	35
圖 4.20 定電流充電時 buck 轉換器輸出波形與責任周期(切換後).....	35
圖 4.21 品質因數與功耗電阻和頻率之關係圖	36
圖 4.22 boost 轉換器之二極體電流以及輸出電壓波形	30
圖 4.23 UC3844 內部方塊圖	31
圖 4.24 UC3844 接線圖	31
圖 4.25 boost 轉換器補償後小訊號分析	32
圖 4.26 boost 轉換器模擬圖	37
圖 4.27 boost 轉換器模擬輸出電壓(上:電壓 下:電流).....	37
圖 4.28 boost 轉換器輸出電壓	38
圖 4.29 電池之輸出與輸入電流	38
圖 4.30 bypass 轉換器之小訊號波德圖	33
圖 4.31 切換 bypass 輸出電壓模擬圖	40



表目錄

表 1.1 各類型電池能量密度比較	1
表 1.2 各類型電池操作電壓比較	2
表 2.1 離散化公式	10
表 3.1 變電流之電流配方(平均為 700mA)	14
表 3.2 不同 SoC 之下之充電效率	15
表 4.1 系統模式說明	21
表 4.2 buck 電路規格與元件參數	24
表 4.3 電路實現之規格	36
表 4.4 boost 電路規格與元件參數	31
表 4.5 boost 電路量測數據	39
表 4.6 bypass 轉換器電路規格與元件參數	32



第一章 序論

本論文提出一個雙電池的供電系統。雙電池的架構使得鋰電池能在最適合放電的狀態供應負載，並且能夠在穩定供應的情況下同時保護電池不至於過度充電或是放電。正確地使用電池能讓電池有最長的壽命以及最多的循環次數，而本論文所提出之架構也能對電池做適當且有效率之充電，防止過大之充電電流。

傳統之鋰電池架構只有單一顆鋰電池，此種架構容易造成電池之使用不當。比如長期將電池保存在高電量之狀態，或是在電量過低時持續放電等等，如此使用方式除了造成電池之壽命大幅減短之外，也增加了使用電池之安全性上的風險。因此，許多電池製造廠便提供適當的使用方式讓使用者參考，而本篇論文便從這些建議去設計系統的切換模式。

生活中由鋰電池當作電源供應的系統越來越廣泛且普遍，包括不斷電系統、筆記型電腦、MP3 隨身聽、手機、相機、藍芽耳機等等，隨處可見鋰電池的存在。由於鋰電池具有較其他類型電池更高的能量密度以及操作電壓（表 1.1、1.2），單單一顆電池便可輕易驅動 IC 以及其他元件，省去了許多電源設計方面的麻煩。而科技日趨進步，人類的對科技的應用越來越生活化，對於可攜式的電子產品要求也越嚴苛，外型輕薄外也必須有夠長的持久性。於是在這些條件之下，鋰電池理所當然成為可攜式裝置供電系統的最佳選擇。

鋰電池扮演如此重要的角色，它的特性、保存方法、充電方式也必定值得探討與研究。目前鋰電池使用上之問題不外乎充電時間較長以及充電效率不佳、電池壽命過短等等。不當的使用以及不良的保存方式將會嚴重損及電池之壽命，甚至影響其安全性，不需一年就有可能因為電量無法儲存或是內部結晶膨脹而必須淘汰。SONY 回收電池之事件引起軒然大波，使得各電源系統製造廠更關注於鋰電池的保護。除了該有的保護機制之外，正確的使用方式仍然有待宣導。根據美國松下電池公司（Panasonic Battery Corporation of America）的電池部門的負責人佈雷恩-金恩柏林（Brian Kimberlin）提供的說法，延長電池壽命的方法就是使用它，否則，「它們將會失去保存電力的能力」。如果讓鋰電池永遠保持著最滿的電量而不去循環使用，電池之內部將會產生結晶造成可用之容量減少，使電池的壽命縮短。廠商的電池建議保存容量顯示電池在電量為 50% 左右時會有最長之壽命，因此本論文設計一套系統，不斷地循環電池並且可將電池之使用範圍設定在平均 50% 電量，目標是讓電池充分使用，並且拉長電池壽命。

表 1.1 各類型電池能量密度比較

電池種類	鋰離子電池	鎳氫電池	鎳鎘電池	鉛酸電池
能量密度 (Wh/Kg)	130	80	55	40

表 1.2 各類型電池操作電壓比較

電池種類	鋰離子電池	鎳氫電池	鎳鎘電池	鉛酸電池
操作電壓 (V)	3.6	1.2	1.2	2

一般使用者並不清楚電池之特性，比如為了防止記憶效應，將電池放盡後再充至最滿，或是因為電池之循環次數有限而將電池充滿保存不使用等等，這些都是錯誤的使用方式。只是，即使使用者清楚電池之特性，為了讓電池能有較長的壽命而去改變使用方法卻會犧牲了其便利性。因此，我們期待系統能自動的將電池循環以及提供最好的使用方式，不需使用者配合電池之狀況來操作而本末倒置。

台灣每年丟棄近四億顆鋰電池，預估未來十年，可攜式裝置之電源供應仍然是以鋰電池為主角，若能提出較佳之鋰電池之使用以及充電方式，勢必能改善現今鋰電池資源浪費之狀況。

直流至直流轉換器發展於鋰電池之充電以及放電系統之技術已逐漸成熟，但是目前之電力系統均未考量電池之適當使用方式，純粹將電池當作一個理想之電壓源來設計，造成種種問題。

鋰電池之放電深度與循環次數有極大關係，放電深度越大會讓可用之循環次數越少，也容易讓電池內部產生短路，使電池不可用或不安全，因此必須限制電池之放電深度。放電深度到達電池電壓至 3V 以下時，電池壽命便顯著減少，(視化學材料而定，有些電池為 2.5V)，在不能快速損害電池壽命的情況下，電池之使用電壓下界必須訂為 3V。過大的充電和放電電流與電池壽命之間的關係目前並無切確數據，但是各種充電器與保護電路階限制電池之充電與放電電流必須小於 1C，

如圖 1.1 所示，電池電壓在容量位於 20%至 80%以外時，可看出有明顯變化。因此，若要將電池之電量鎖定在 20%至 80%時，可藉由電壓直接判斷容量。

目前之鋰電池供電系統皆只有一顆電池，若要讓電池在良好的使用條件下循環，又讓系統穩定供電，勢必會在使用上造成衝突。因此本論文嘗試將一顆電池拆成兩顆電池，隨時保持另一顆電池有良好的使用條件，在使用上便無後顧之憂，並且達成延長電池壽命之效果。

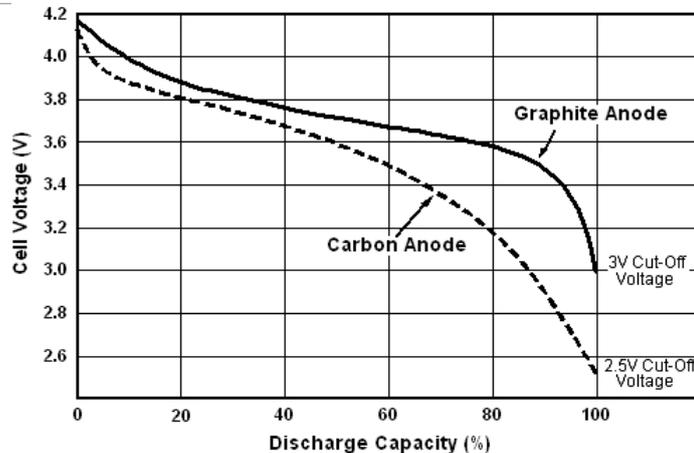


圖 1.1 電池放電電壓曲線(不同陽極材料) 節錄自[13]

本論文提出一雙電池供電系統，最大輸出功率為 2.5W，並且隨時監控兩顆電池之電量以便交換。當一顆電池充電時另外一顆則放電，當放電電池之電量低於 20% 時，再將充電好之電池與之交換，讓系統隨時有適合放電之電源存在。而當兩顆電池之電量皆不足以持續供應負載時，轉而使用 bypass 轉換器，讓 DC 來源提供負載能量。兩顆電池皆接上類比數位轉換器，利用 DSP 板監控其電壓來判斷電量。而充電電流之大小由 DSP 內部之設定控制，透過串聯於電池之感測電阻回授跨壓，並經過 OP 放大器放大訊號後輸入 DSP 之類比數位轉換器，與 DSP 內部之設定值比較之後產生誤差訊號，最後再經由補償器產生一代表責任週期之比較值控制直流至直流轉換器之開關。

若有一顆電池已經充滿電，DSP 偵測到電壓訊號後會自動停止充電，保護電池不過度充電；若電池放電至低電壓，DSP 也會斷開其與負載之連結，保護電池不至於有過大之放電深度。

本論文共包含五個章節，分別如下：

第一章描述目前鋰電池之使用方式與基本之保護概念，並陳述鋰電池該有的使用方使，可以使得電池壽命較長，據以提出本論文的設計方向以及重心。

第二章則對本論文之背景知識做完整介紹，內容包括本論文採用之兩種直流至直流轉換器之分析與設計方法，以及數位控制之設計介紹。

第三章針對鋰電池之特性做介紹，並且提出充電效率實驗之數據，證明鋰電池應有一套充電方式。而保存電量與電池健康狀態的關係也在此章說明，本論文根據此提出雙電池系統之架構。

第四章點出傳統鋰電池供電架構之缺點與不足之處，並且提出雙電池系統之架構圖。而雙電池系統設計之困難以及設計之準則皆於此章列出，由各個小節分別說明其設計方法，而系統之設計模擬圖與量測圖包含在此章。

第五章則是結論與未來研究方向之建議。

第二章 電池特性與直流至直流轉換器之介紹

攜帶型電子產品中應用最廣泛的電池就是鋰電池，由於它的重量單位能量密度最高，並且相關製程已十分成熟，短時間內其他種類電池難以取代。鋰電池之額定操作電壓為 3.7V，充滿電時的終止電壓 4.2V，放電時的終止電壓為 2.5V。高於充電終止電壓稱為過充，低於放電終止電壓稱為過放，兩者皆會對電池壽命造成損害。

鋰離子電池不適合短時間內大電流放電，過大的放電電流通過電池內部阻抗時會產生高溫並且耗損大量能量，因此在設計時必須考慮電路之最大電流，必須小於鋰電池放電之最大電流。由於鋰電池危險性較高，一般封裝好的電池內部都會接上保護電路，防止電池過充以及過放，除了防止電池瞬間有過大電流通過，也避免電池在過熱的情況下充電或放電。當電池不正常產生熱的情況發生，即有可能是內部短路造成。若電池膨脹裂開，內部鋰離子接觸到空氣會快速氧化發熱，燃燒後產生爆炸。

直流至直流轉換器(DC-DC converter)的作用即是在輸入電壓與輸出負載變動的情況下能夠調整輸出電壓為所設定的準位[11],[16],[27]。輸出電壓之大小調整最典型的方式是採用脈波寬度調變法(PWM)，其切換周期固定，藉由調整開關之開啟時間來改變輸出電壓之大小。其類型包括降壓型、升壓型、升降壓型等等，本篇論文採用降壓型以及升壓型兩種架構。

2.1 降壓型直流至直流轉換器

降壓型直流至直流轉換器(buck converter)之功能是将電壓下降至較低的某一特定準位後輸出，即使負載端發生變化，在適當的回授控制後，仍然可以快速地反應，將電壓準位拉回。其電路架構如圖 2.1 所示。

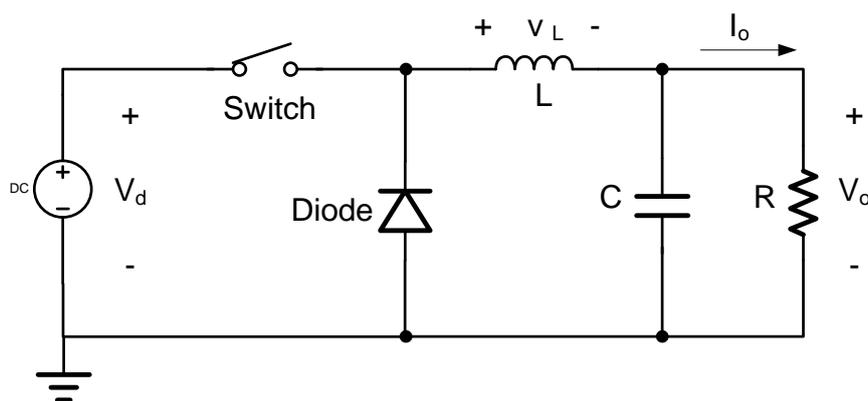


圖 2.1 buck converter 之電路架構

其輸出電壓與責任週期之關係推導如下：

V_d ：輸入電壓

V_o ：輸出電壓

V_L ：電感電壓

t_{on} ：開關開啟時間

T_s ：開關週期

D ：開關切換之責任週期

穩態下，電感電壓一週期之平均值為 0，因此

$$\int_0^{T_s} v_L dt = \int_0^{t_{on}} v_v dt + \int_{t_{on}}^{T_s} v_v dt \quad (2.1)$$

觀察電路可推得

$$(V_d - V_o)t_{on} = V_o(T_s - t_{on}) \quad (2.2)$$

因此可得輸出電壓與輸入電壓之關係

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{t_{on}}{T_s} = D \quad (2.3)$$

以上推導為連續導通模式，本論文採用之架構接操作在連續導通模式，因此不列出連續導通模式之推導與關係。



2.2 升壓型直流至直流轉換器

升壓型直流至直流轉換器(boost converter)之功能為將電壓提升至較高準位後穩定輸出，其電路架構圖 2.2 所示。

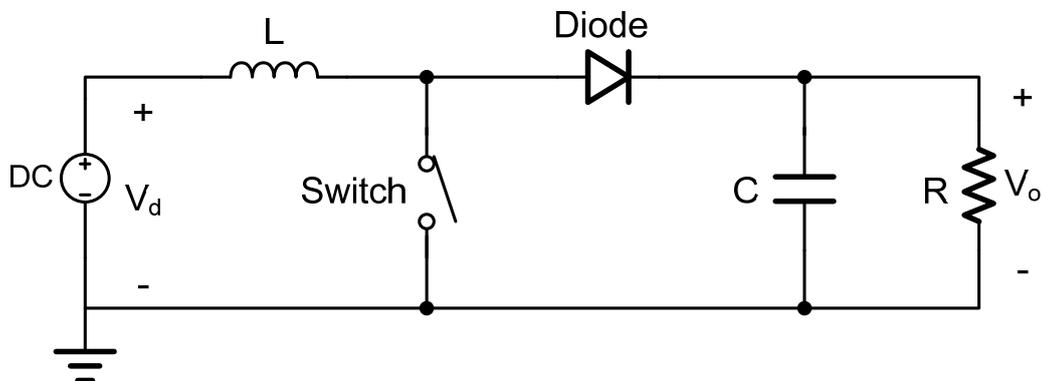


圖 2.2 boost converter 之電路架構

其輸出電壓與責任週期之關係推導如下：

V_d : 輸入電壓

V_o : 輸出電壓

V_L : 電感電壓

t_{on} : 開關開啟時間

T_s : 開關週期

D : 開關切換之責任週期

穩態下，電感電壓一週期之平均值為 0，因此

$$\int_0^{T_s} v_L dt = \int_0^{t_{on}} v_v dt + \int_{t_{on}}^{T_s} v_v dt \quad (2.4)$$

可推得下式

$$V_d \times t_{on} + (V_d - V_o) \times (T_s - t_{on}) = 0 \quad (2.5)$$

等號兩側同除以 T_s ，重新整理可得

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{T_s}{T_s - t_{on}} = \frac{1}{1 - D} \quad (2.6)$$



2.3 脈衝寬度調變(PWM)

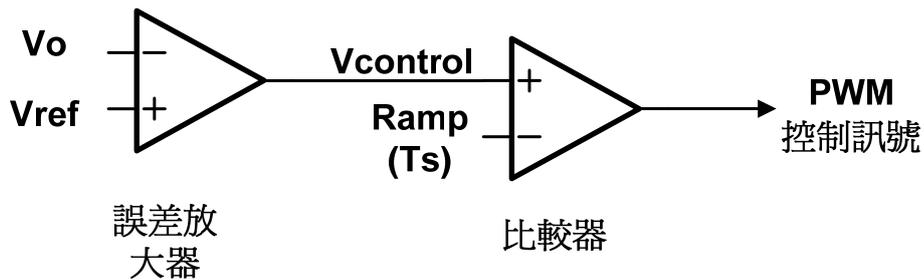


圖 2.3 PWM 之產生方塊圖

脈衝寬度調變法是最典型的控制方式[15]，其切換周期為固定，由調整責任週期來控制輸出的電壓大小。PWM 訊號的產生方式如圖 2.3 所示，輸出電壓回授後與設定好之參考電壓相減，經過誤差放大器後產生一控制訊號 $V_{control}$ 。而 PWM 之開關訊號即是控制訊號 $V_{control}$ 與一週期為 T_s 、振幅為 V_m 之鋸齒坡比較後產生，如圖 2.4 所示。

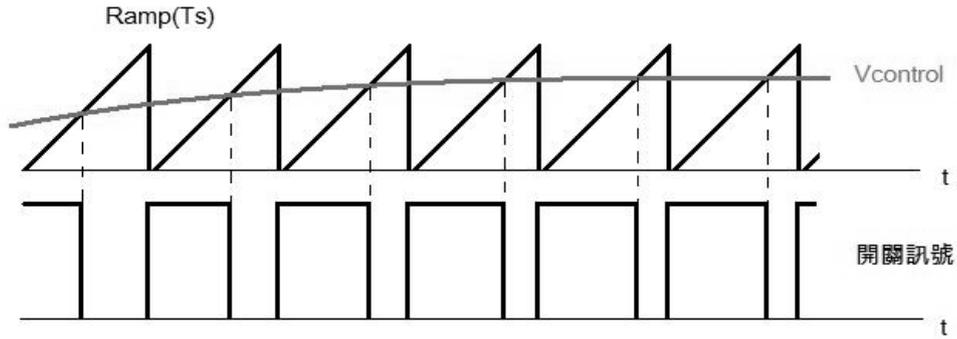


圖 2.4 PWM 開關訊號

圖 2.4 中，當 $V_{control}$ 比 V_{ramp} 大時，比較器輸出高準位使得開關導通，反之則是輸出低準位讓開關關閉。由於鋸齒坡之頻率固定，因此開關訊號的頻率也固定，只有責任週期(Duty)會隨著控制電壓改變而改變。

2.4 回授控制與頻率補償

直流電源供應器輸出電壓之調整是指負載或輸入電壓變動時，輸出電壓仍能維持在設定值的誤差範圍內，因此需要將輸出端的資訊拉回計算，以便控制直流至直流轉換器之調變。負回授控制如圖 2.3 所示，其中輸出電壓與設定值 V_{ref} 比較之誤差放大後產生控制電壓 V_c ，再經由 PWM 控制器調整開關責任週期 d 。

在將功率級和 PWM 控制部份作線性化，計算出小訊號模型後，才能將波德圖畫出，並設計避迴路之補償器，以達到所要求的穩定度以及暫態響應。線性化可藉由狀態空間平均法達成，下一節為降壓型以及升壓型之小訊號分析。

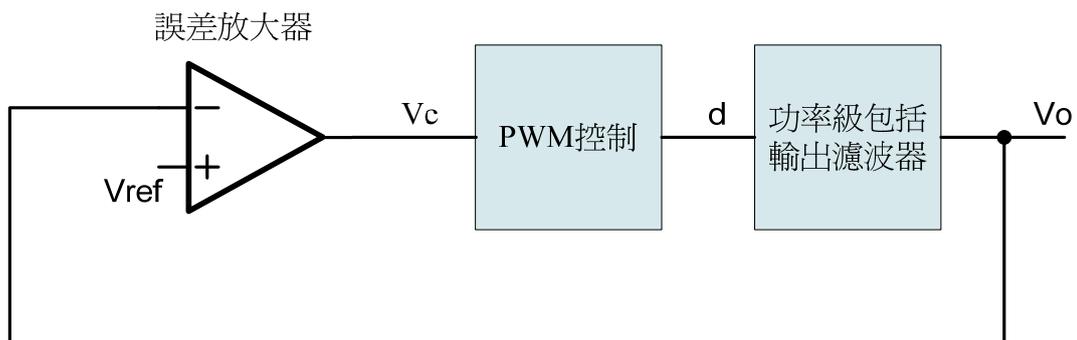


圖 2.5 負回授控制系

2.4.1 降壓型直流至直流轉換器之小訊號分析

利用狀態空間平均法可推導出其小訊號轉移函數[17]，其結果如(2.7)式所示。將

此轉移函數輸入 MATLAB 畫出波德圖後，可以看出位補償電路之相位邊界 (Phase-Margin) 以及增益邊界 (Gain-Margin)。

$$T(s) = \frac{v_o(s)}{d(s)} = V_d \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_z}\right)}{\left(1 + \frac{s}{Q\omega_0} + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2\right)} \quad (2.7)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad , \quad \omega_z = \frac{1}{R_{ESR}C}$$

其中 L 為電感值、C 為電容值、R 為負載電阻、 R_{ESR} 為電容之 ESR。其零點是由輸出端電容之 ESR 造成，將此轉移函數之波德圖畫出後如圖 2.4 所示。

由圖 2.6 可看出此電路之相位邊界 (PM) 以及增益邊界 (GM) 都是無限大。在未補償的情況之下，雖然電路穩定但是響應速度以及精準度並不能達成要求，而高頻增益也因為零點的出現而趨緩下降速度。因此仍然需要設計一補償器增加其增益，以便有適當的相位邊界和響應速度以及準確度，並減弱高頻增益。

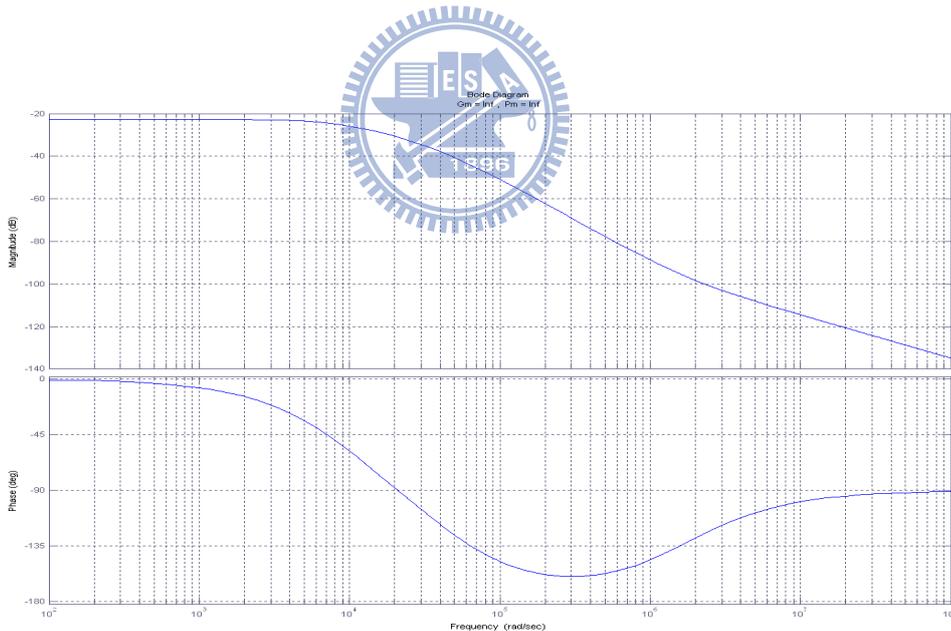


圖 2.6 未補償 buck converter 之波德圖

2.4.2 升壓型直流至直流轉換器之小訊號分析

升壓型直流至直流轉換器之轉移函數如(2.8)式所示。值得注意的是從轉移函數中可以發現右半平面之零點產生，可以預期電路運作時，若有瞬時之調變量產生，輸出結果會先往反方向進行後再接著往正確的方向調變。

圖 2.7 為由轉移函數畫出之波德圖，由圖中可觀察出其相位邊界為-9.51 度，增益邊界為-2.87dB。如果未加入控制器補償，此電路將會不穩定而無法動作。通常會將相位邊界調整至 60 度左右，將以此為目標設計控制器。

$$T(s) = \frac{v_o(s)}{d(s)} = \frac{V_o}{(1-D)} \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{z1}}\right) \left(1 - \frac{s}{\omega_{z2}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{Q\omega_0} + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2\right)} \quad (2.8)$$

其中 $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ 、 $\omega_{z1} = \frac{1}{R_{ESR}C}$ 、 $\omega_{z2} = \frac{(1-D)^2 R}{L}$

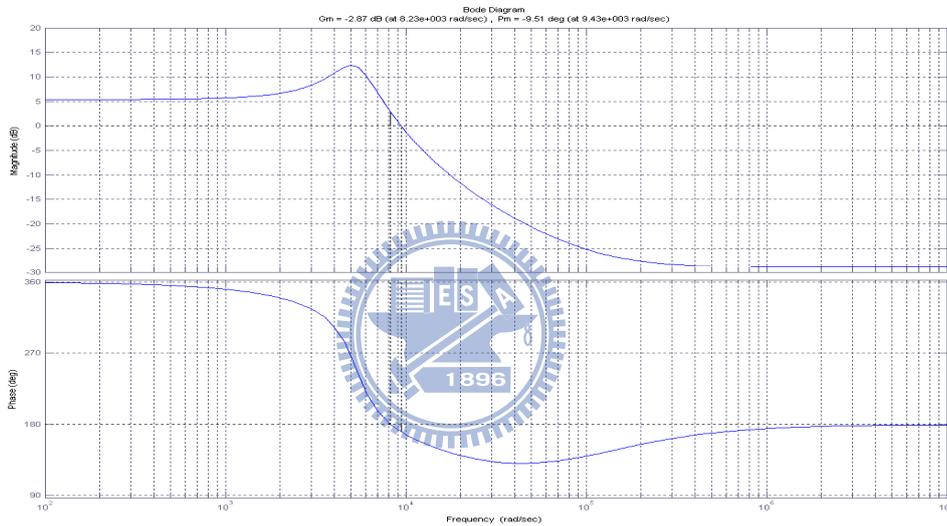


圖 2.7 未補償之 boost converter 之波德圖

2.5 數位控制之設計

隨著微處理器與 DSP 的發展，數位控制技術逐步在不同種類的交換式電源供應器上應用[1],[2],[3],[12],[22]，數位控制提供了幾個優於傳統類比控制的特點：

1. 控制器數值運算易於實現。
2. 藉由程式修改始控制平台具有較佳的應用彈性。
3. 相較於傳統類比元件，數位化對於環境的干擾與雜訊產生較不敏感。

雖然數位控制運算的實現包含有處理器字元長度、處理器運算能力、A/D 取樣時間延遲與控制迴圈頻寬等種種限制，但隨著數位處理器的成本與效能逐漸下降，尤其在交換式電源供應器的高階產品上，數位控制器的實現仍然具有相當大的競爭力。一般而言，設計數位控制器有兩種方式：

- 1.類比控制器數位化法
- 2.直接數位控制器設計法

在類比控制數位化法中，控制器首先設計於頻域(s-domain)，之後再將控制器加以離散化進入離散時域。而在直接數位控制器設計法中，則先將系統的受控廠直接轉換至 z-domain，控制器的設計就直接在 z-domain 上進行。此外，還有許多不同離散化的方式和數位設計方法可以交互應用，使系統產生不同的響應效能。

本篇論文採用的方式為類比控制器數位化法，並將使用電力電子模擬軟體 PSIM 將控制器的實現做驗證。

2.5.1 補償器設計

從頻域分析頻率響應之後，可以得到未補償前之相位邊界，接著便可從頻域設計控制器。圖 2.8 為控制系統之示意圖。

其中 $T(s)$ 為功率級線性化之後之轉移函數， $H(s)$ 為電壓回授系統之轉移函數， $C(s)$ 則是作為頻率補償之控制器的轉移函數。 $T(s)$ 之推導已於前一節介紹，而數位控制之回授是藉由 ADC 取樣電壓，因此過程中會有時間延遲之現象，故 $H(s)$ 並非單純電阻分

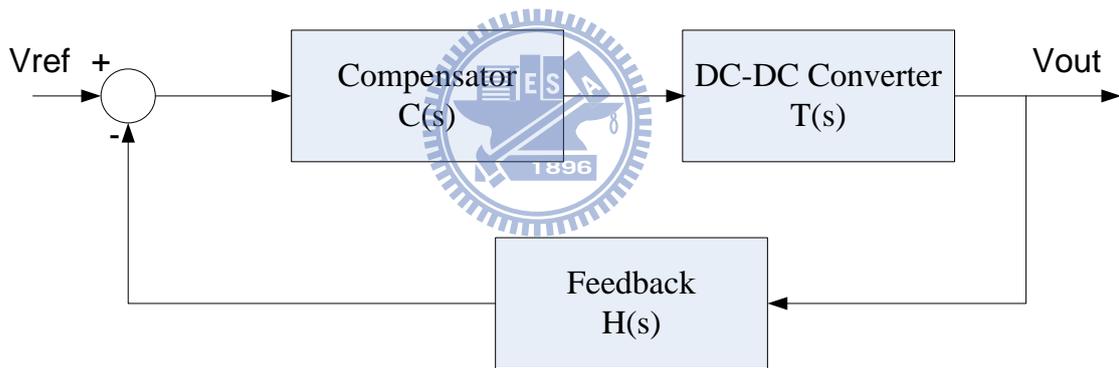


圖 2.8 頻域回授控制系統

壓之常數。時間延遲在頻域之轉移函數為 $\frac{1-e^{-T_s s}}{s}$ ，其中 T_s 為取樣週期。本論文採用

之取樣週期為 25us，因此在 T_s 極小時，可推得 $\frac{1-e^{-T_s s}}{s} \approx \frac{1}{1+\frac{T_s}{2}s}$ 。加入時間延遲之轉

移函數後，便可以直接從頻域設計補償器，不需考慮其他數位與類比之間存在的差異。設計出 $C(s)$ 之後，直接利用表 2.1 公式將頻域之轉移函數離散化[24]

表 2.1 離散化公式

轉換方式	s-domain	z-domain
------	----------	----------

Backward Euler	s	$\frac{1-z^{-1}}{T_s}$
Bilinear	s	$\frac{2}{T_s} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}$
Step Invariant	$G_c(s)$	$Z\left(\frac{1-e^{-T_s s}}{s} G_c(s)\right)$
Pole/Zero Match	$\frac{s+a}{s+a \pm jb}$	$\frac{1-z^{-1}e^{-aT_s}}{1-2z^{-1}e^{-aT_s} \cos bT_s + z^{-2}e^{-2aT_s}}$

其中後向尤拉法(Backward Euler)雖然容易應用，但是轉換後和原本類比控制器的脈衝與頻率響應並不相同。雙線性轉換法(Bilinear)與梯形近似法(Trapezoidal Rule)相似，將整個 s 平面左半面映射至 z 平面的單位圓內，因此沒有頻率交疊影響(aliasing effect)的問題，該方法在十分之一的取樣頻率之下，將會保持控制器的相位與增益特性，此為雙線性轉換法最吸引人的特色。步階不變法(Step Invariant)保持了相同的步階響應，然而脈衝與頻率響應與原本類比控制器相較並不一致。極零點的位置在極零點對應法(Pole/Zero Match)中不做改變，但當零點的頻率大於奈式頻率(Nyquist frequency)時，此法容易有頻率交疊。

本論文採用 Bilinear 方法，以確保頻域設計出的轉移函數，能夠在離散化之後也穩定。



2.5.2 數位脈衝寬度調變(DPWM)

數位式脈衝寬度調變之切換頻率可藉由程式化改變，對製程與參數之敏感度較低、雜訊免疫力高、可以容易地產生不同相位訊號(如互補三相 PWM)，也能夠簡單地與數位系統整合，應用頗為廣泛[25],[26],[28],[29],[33]。不過數位式脈衝寬度調變法只適用於較低切換頻率，如果要使用在高頻切換，必須降低 PWM 之解析度[30],[31]。

本論文使用之 DSP 板為 TMS320LF-2407，其指令週期為 25ns，包含 16 通道之 10-bit 類比數位轉換器(ADC)。PWM 訊號產生方式如下：

利用計時器 T1 與 T2 同步向上計數，並給予一週期值，當計數器算到此週期值時，便自動歸零，接著再從零開始繼續往上數。此週期值及代表開關之切換週期，也代表 PWM 之解析度。為了讓 PWM 有 10-bit 之解析度，本論文將此週期值定為 1024，也就是計數器 T1 計數 1024 次為一週期，於是便可推算週期 $T_s = 25ns \times 1024 = 25.6\mu s$ ，頻率約為 40kHz。因此類比 PWM 之鋸齒波即由 T1 計數器代替，T1 有 0~1023 等 1024 種數值可做比較。

T2 之計數則負責觸發 ADC 之取樣以及轉換。當 T2 計數至預設之比較值(T2CMPR)時，會觸發一次 ADC，因此 ADC 之取樣頻率與 T2 之週期值相關。本論文之取樣頻率與開關頻率相同，皆為 40kHz。

ADC 取樣值進入 DSP 後，系統會將此數位值放入事先設計好之數位補償器作運

算，產生一個控制值(T1CMPR)。此控制值就是即將與 T1 計數器相比較之比較值，用以控制 PWM 輸出之責任週期。當 T1 計數至此比較值時，PWM 輸出將會自動輸出低準位(low)；當計數器到達週期值 1024 時，計數器歸零，並且 PWM 輸出會跳為高準位(high)，直到下次計數器數值等於比較值，在跳至低準位。T1CMPR 每一週期皆會更新一次，直到輸出電壓與預設之電壓相同為止，其設定最高值為 1000(責任週期為 97.7%)，最低值為 20(責任週期為 2%)。為了避免開關所造成的雜訊影響 ADC 的取樣，預設的比較值(T2CMPR)盡量設計在 T1CMPR 範圍外。

DSP 之運算時脈為 40MHz，若要有 10-bit 之 PWM 解析度，T1 計數器必須計數 1024 次以後才能讓 PWM 完成一週期。因此受限於運算時脈以及 PWM 解析度，最快之開關頻率 $f_s = \frac{40MHz}{1024} \cong 40kHz$ 。若使用更高運算時脈之 DSP，如 2812 有 150MHz 之運算時脈，相同 PWM 解析度之下可以有 150kHz 之開關頻率。

2.6 充電效率

目前針對鋰電池充電之辦法為定電流(CC)，當電池電壓接近充電終止電壓時轉定電壓(CV)充電。定電流充電時的電流大小通常小於 1C(若電池容量為 1000mAh，1C 則代表 1000mA)，定電壓充電之電壓通常為 4.2V。

圖 2.9 為鋰電池 CC 之充電曲線，定電流大小為 50mA (0.4C)。可觀察出電壓在低容量時迅速爬升，過程中有一段時間容量上升但是電壓變化卻極小，若利用此段電壓來判斷容量之高低，將會造成極大之誤差。當容量並非處於中間值時，電壓隨著容量改變而變化迅速，因此在高電量以及低電量區段可藉由電壓判斷電量之高低。

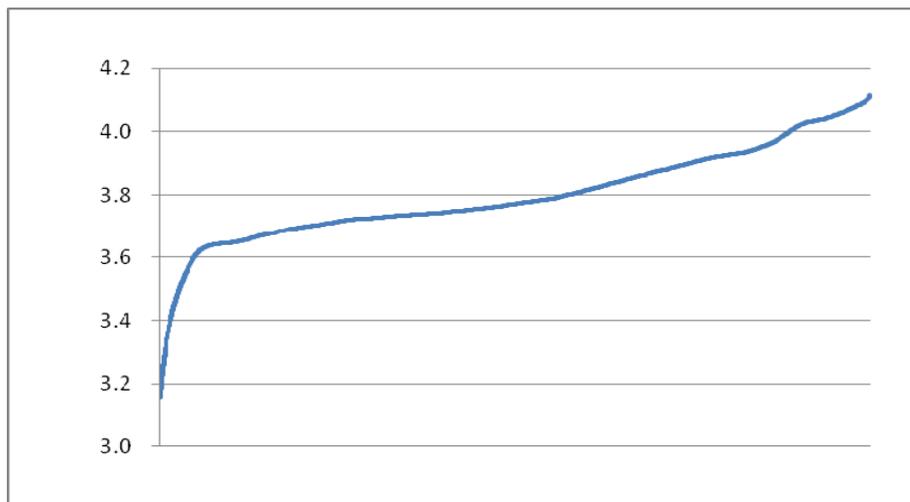


圖 2.9 定電流充電曲線

2.6.1 充電效率定義與解釋

充電效率可分為容量效率與能量效率[18]，其定義如下：

1. 容量效率 η_C

電池之容量計算為庫倫法，也就是 $Q = \int I(t)dt$ 。若電流保持不變， $I(t)$ 為常數，則此算式可簡化為 $Q = I \times t$ ，其中 I 為電流大小， t 為充電時間或放電時間。以定電流充電時，輸入之電荷量為 $Q_{in} = I_{in} \times t_{charge}$ ；以定電流放電時， $Q_{out} = I_{out} \times t_{discharge}$ 。容量效率 η_C 定義為放出電荷量與充入電荷量之比例，如下式：

$$\begin{aligned}\eta_C &= \frac{Q_{out}}{Q_{in}} \times 100\% \\ &= \frac{I_{out} \times t_{discharge}}{I_{in} \times t_{charge}} \times 100\%\end{aligned}\quad (3.1)$$

若放電與充電電流之比例為 k ， $k = \frac{I_{out}}{I_{in}}$ ，可得容量效率 η_C 為充放電時間比乘上 k ：

$$\eta_C = k \frac{t_{discharge}}{t_{charge}} \times 100\% \quad (3.2)$$

接下來定義量測不同充電方是在不同電量(SoC)之下的充電效率之方法。假設有一顆額定容量為 1000mAh 之電池，若要量測某一區段 SoC 之下的充電效率(如 SoC₁=50%至 SoC₂=60%)，先用固定定電流 I_{charge} 充電至 SoC₁=50% (例如：500mA 充電一小時)，再用一固定放電電流 $I_{discharge}$ 放電至終止電壓，並紀錄放電之電荷量

$$Q_{SoC1} = I_{discharge} \times t_{discharge1} \text{。}$$

接著用固定電流 I_{charge} 充電至 SoC₁=50%，便可以此為基準，用待實驗之充電方法充電至 SoC₂=60% (以庫倫法計算 $Q_{\Delta charge}$)。最後再用一固定放電電流 $I_{discharge}$ 放電至終止電壓，並記錄放電時間 $Q_{SoC2} = I_{discharge} \times t_{discharge2}$ 。

$$\eta_{\Delta SoC} = \frac{Q_{\Delta discharge}}{Q_{\Delta charge}} = \frac{Q_{SoC2} - Q_{SoC1}}{Q_{\Delta charge}}$$

$$= I_{discharge} \frac{t_{discharge2} - t_{discharge1}}{Q_{\Delta charge}} \quad (3.3)$$

依據以上定義便可量測不同 SoC 之下之充電效率。

2. 能量效率 η_E

能量之計算為電流與電壓相乘之積分，在充電時與放電時不斷地記錄電壓與電流，最後積分便可獲得一能量值。由於取樣頻率有限，因此將積分改為有時間間隔之累加，如下式：

$$E = \sum_{i=1}^n V_i \cdot I_i \times \Delta t \quad (3.4)$$

其中 E 為能量， V_i 為電池電壓， I_i 為電流， Δt 為固定取樣時間間隔。充電或放電皆依照此公式計算，便可得到放電之能量與充電之能量，其比值即為能量效率：

$$\eta_E = \frac{E_{discharge}}{E_{charge}} \times 100\% \quad (3.5)$$

此論文採用之效率定義為容量效率 η_c ，電池額定容量為 1000mAh，共同充電電流訂定為 700mA，共同放電電流訂定為 500mA。

2.6.2 實驗數據

此實驗之目的如下：比較在相同 SoC 與相同平均充電電流之下，變電流充電與定電流充電之效率，並變換三種 SoC 做三組實驗。

訂定平均充電電流為 700mA，三種 SoC 區段分別為 0%~35% (充電半小時)、30%~65% (充電半小時)、60%~77.5% (充電四分之一小時)。變電之電流配方如表 2.2 所示，由於此實驗是為了模擬固定平均電流下之隨機充電，因此每種電流持續 5 秒，依序由 I_1 至 I_{12} ，跑完一圈為一分鐘，並持續迴圈至充電時間到達為止。

表 2.2 變電流之電流配方(平均為 700mA)

變電流之代號	電流值(mA)	變電流之代號	電流值(mA)
I_1	500	I_7	600
I_2	800	I_8	400
I_3	700	I_9	1000
I_4	400	I_{10}	900
I_5	600	I_{11}	800

I_6	800	I_{12}	900
-------	-----	----------	-----

充電效率實驗結果如表 2.3 所示，從結果可看出在平均電流下，此種隨機配方之變電流充電效率低於傳統之定電流充電效率，而此現象在越高 SoC 之下越明顯。

表 2.3 不同 SoC 之下之充電效率

SoC 範圍	定電流充電效率	變電流充電效率
SoC ₁ : 0%~35%	99.9%	99.0%
SoC ₂ : 30%~65%	99.6%	96.0%
SoC ₃ : 60%~77.5%	97.0%	92.3%

2.6.3 結論

此實驗模擬了傳統架構對鋰電池之充電方式，定電流充電法雖然在 SoC 較高時效率會下降，但是依然可以保持 95% 以上之充電效率。相較之下，隨機之充電電流確實無法有好的充電效率，尤其在 SoC 超過 50% 時，現象更為明顯。原因是在高 SoC 時，電池內阻升高，不適當的充電方式更容易造成多餘的功率損耗；而可預期的是，若平均電流升高(如 1C : 1000mA)，充電效率則會更低，與定電流充電之差距會更明顯。

在 SoC 高於 60% 時，不適當之充電電流很容易造成電池電壓升高超過 4.2V，而達成充電終止電壓，並轉為定電壓充電。但真實電池之電量狀況並非到達轉換定電壓充電模式之電量，造成充電速度緩慢以及電量低於預期等等問題。因此，勢必要針對單一鋰電池做完整的充電過程，以求得較好的充電效率以及速度。

2.7 電池健康狀態

電池循環次數也就是電池之壽命，鋰電池循環次數定義如下圖所示：

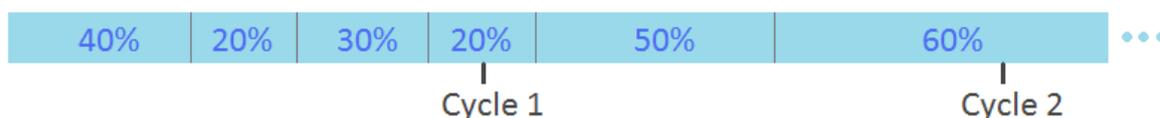


圖 2.10 電池循環示意圖

當電池累積被用掉 100% 並且重新充滿 100% 之電量後，稱為一個循環(cycle)。如圖 2.10 所示，第一次使用了 40%，充滿後再使用 20%，如此累積至 100% 時便稱為一個循環。一般正常的鋰電池全充全放之循環次數約為 300~500 次，當電池充電量只剩下原本的 80% 時，則宣告此電池壽命結束，也就是可用的循環次數結束。

電池可用的循環次數與使用方式有極大關係。若用較大放電深度去使用電池，電

池的容量很快就會只剩下原本的 80%，循環次數也會銳減。充電時若把電池充過充電終止電壓，也會使得可使用的容量下降，造成循環次數減少。

2.7.1 保存電量與健康狀態之關係

電池無論如何都會隨著時間過去而老化，可用容量越來越少，原因是電池內部化學反應導致結晶，鋰離子不再反應使得電池能放出的電荷量減少。為了延長電池的使用壽命，除了防止放電深度過大和過度充電以外，保存電池的方法也必須注意。當電池存放在 100% 電量時，一年之後可用之容量變剩下 75%，電池將不再有可用的循環次數。根據蘋果電腦之使用建議，當電池長時間不使用，最好的保存方式便是將電池放至 50% 後再保存，可以讓電池老化的現象減弱[13]。

2.7.2 適當的電池使用方式

若要讓電池有較長之壽命，必須避免電池放電深度太大，而最佳保存電池的方式是將它保存在 50% SoC。欲延長電池壽命，卻不能因為此目的而遷就電池狀態，本末倒置而損失了該有的便利性。本論文針對電池的使用範圍定出上下邊界，考量放電深度的原因定出下界為 20%，當電池電量剩下 20% 時，便停止放電以免損壞電池；考量最佳保存電池的方式為 50% SoC，但不可能讓電池不循環使用，因此設定一上界 80%，讓電池在長時間循環的過程保持在平均電量為 50% SoC[14],[19]。

目前電子產品皆為單一顆電池供電，為了讓供電穩定，勢必難以兼顧電池的健康狀態，一般的使用方式便是全充全放，甚至容易過充或過放。若系統能有另外一顆電池作替換，便可以分別對電池的充電與放電狀態作控制，使兩顆電池都有良好的工作方式，不但能延長電池壽命，也可以確保電源供應穩定。

2.7 雙電池

雙電池之優勢在於能夠較有彈性地去控制電池的狀態。如圖 2.11 所示，將一顆容量為 1600mAh 之大電池，換為兩顆容量為 800mAh 之小電池。使用時，其中一顆小電池供電，另外一顆則在容量上界待命，一旦放電之電池容量到達下界，馬上可以切換電池，確保系統供電穩定。

而電池交換後，原本到達電量下界的電池則開始充電至上界並待命。如此工作模式使得兩顆電池都在容量上下界中循環，不會過充與過放，也避免了長時間處於高容量與低容量之可能。

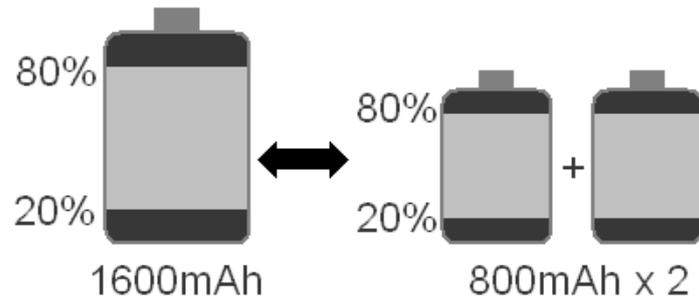
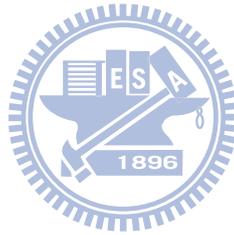


圖 2.11 單一電池與雙電池

若要控制單一電池之狀態，則會因為系統供電需要而有所限制。除了將單一電池替換為雙電池外，系統的架構也必須針對切換方式與機制加以設計，才能讓雙電池替換單一電池之優點完全發揮。



第三章 雙電池電源供應器架構

如圖 3.1 所示，傳統之單鋰電池之供電架構的供電策略是以 DC 電壓源為供電主力，鋰電池則是輔助的角色，當 DC 電源失去供給能力或是供給能力不足時，鋰電池才接手供給電源。其 DC 電源有可能是市電透過 AC/DC 轉出，也有可能是需要透過直流至直流轉換器來尋求最大功率的電源，如燃料電池或是太陽能發電板等等。

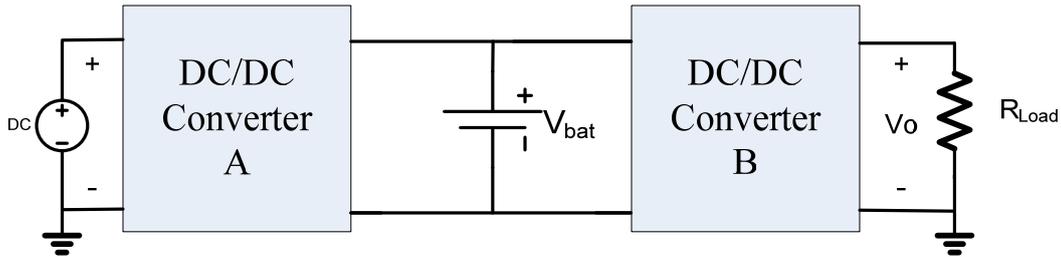


圖 3.1 傳統單鋰電池架構

此架構雖然簡單，但是卻有可能會造成電池端之損耗，比如說充電之效率下降、充電速度緩慢、長時間保存在高電量或低電量而使電池壽命下降等等缺點，其分析如下：

若 DC 電源為燃料電池或是太陽能發電板[32]，轉換器 A 必須針對環境的不同而去追蹤最大功率點(MPPT)，以求得電源之輸入有最大之功率。一旦最大功率點鎖定，轉換器 A 之輸出電流會被最大功率點之電流所限制，扣除負載端所需電流後，剩餘電流將全部充入電池，若電流過大，將會對電池造成直接傷害。此架構無法針對電池設計一套充電辦法，充電效率便無法提升。

若 DC 電源為市電透過 AC/DC 轉出，雖然不需要追蹤最大功率，但如果為了剛好滿足負載需求以及良好充電效率之充電配方，必須要增加電流感測電路，也就是串接電阻於電流路徑上，需要更多的 IC 元件，如 OP 放大器、AD 轉換器等等，也勢必造成額外的功率耗損。最大之問題在於當 DC 電源長時間供給時，電池將長時間保存於高電量之狀態，使得電池壽命在不使用的情況下隨著時間快速下降，這是目前使用者最不希望發生的問題。

另外，串聯之直流至直流轉換器架構會有負阻抗現象[5],[6],[8]以及產生頻率差之諧波[4],[7]等問題出現。如圖 3.2 所示，當輸出功率為固定時，若電壓上升，電流便下降，等效之阻抗值就會是負值。當負載要求定功率輸出時，轉換器 B 便只吸收一定之功率，此時一旦轉換器 A 輸出電壓往上爬升，輸出電流便隨之下降，因此轉換器 B 對轉換器 A 來說，會是一個負阻抗值。

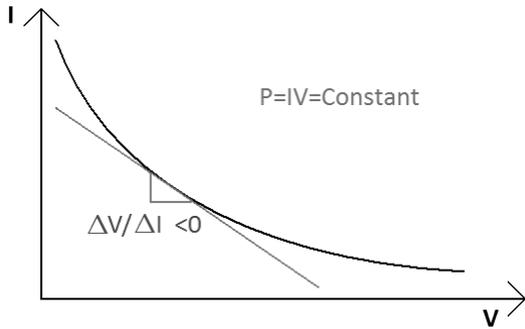


圖 3.2 固定功率之負阻抗現象

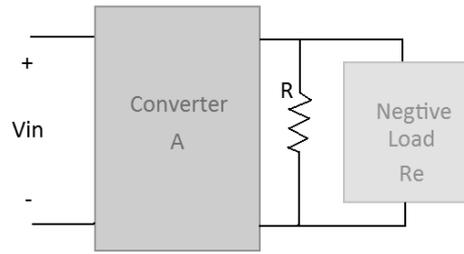


圖 3.3 轉換器 A 接上負阻抗負載

如圖 4.3 所示，轉換器 B 定功率輸出下，轉換器 A 將會接上一負阻抗特性之負載。其小訊號轉移函數為式(4.1)。

$$T(s) = \frac{\frac{D}{LC}}{s^2 + \frac{1}{C} \left(\frac{1}{R} - \frac{1}{R_e} \right) s + \omega^2} \quad (4.1)$$

$$R_e = \frac{V_o}{P_o}$$

其中 R 為轉換器 A 之負載、 V_o 為轉換器 A 之輸出電壓、 P_o 為輸出之定功率， R_e 為轉換器 B 等效負阻抗值。由式(4.1)可知，若 $R > R_e$ ，轉移函數將會有右半平面之極點產生，因此轉換器將會震盪導致不穩定。

另一個問題是產生頻率差之諧波。若兩個轉換器之開關頻率不同，勢必產生一頻率為兩開關頻率差之擾動。若兩開關頻率接近，此訊號將會是極低頻之訊號，由 LC 組成之濾波器將難以濾除，此擾動便存在於電路之中無可避免。

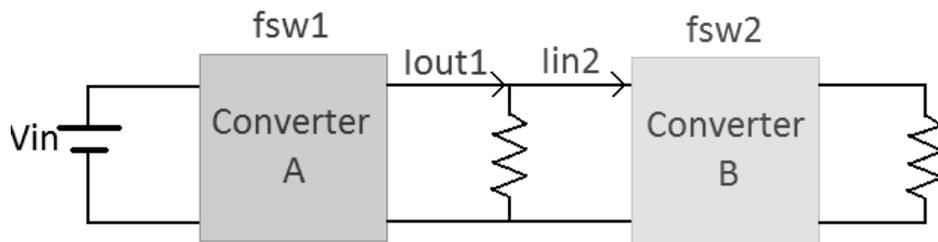


圖 3.4 串聯之轉換器

如圖 3.4 所示，轉換器 A 的輸出端成分包含了形式為 $A_1 \cdot \sin(n \cdot 2\pi \cdot f_{sw1})$ 之成分，相同端點，也就是轉換器 B 之輸入端包含了形式為 $A_2 \cdot \sin(m \cdot 2\pi \cdot f_{sw2})$ 之成分。其中

A_1 、 A_2 為振幅大小， n 、 m 為正整數。可推算轉換器 A 的輸出必定包含頻率為 $n \cdot f_{sw1} - m \cdot f_{sw2}$ 之成分，若 $n \cdot f_{sw1}$ 與 $m \cdot f_{sw2}$ 接近，轉換器 A 之輸出端將會有一個很低頻之擾動產生，由於此低頻無法被轉換器 A 之 LC 濾波器濾除，其響應大小將有可能無法控制，造成轉換器不穩定。

綜合以上現象，本論文將供電之主力改為鋰電池，並將一顆電池替換為兩顆電池，使得兩個轉換器獨立工作。當一顆電池放電時，另外一顆專注於充電，避免將兩個轉換器直接串聯，如此便可有良好的充電效率，並確保充電及使用方式不會損害電池之壽命以及系統穩定運作。

3.1 雙電池切換機制與架構

雙電池架構如圖 4.5 所示，兩組開關分別控制鋰電池 A、B 的充放電，當 A 電池充電時，B 電池則放電。

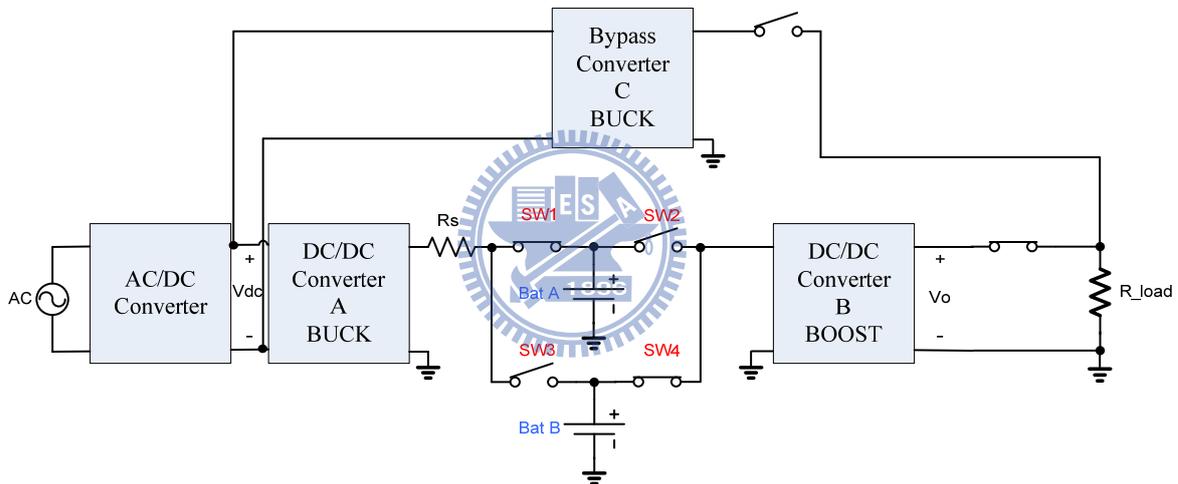


圖 3.5 雙電池切換架構

切換機制之設計必須考量系統的穩定度以及電池之狀況，因此訂出以下切換準則，如下：

1. 電池使用之上下界分別定為 4V (80% SoC) 以及 3V (20% SoC)，當電池電壓到達 4V 時停止此電池之充電；當電池電壓低於 3V 禁止此電池放電。

2. 系統以鋰電池當作主要供電來源，唯有兩顆鋰電池皆為低電量時(充電之電池電壓小於 3.8V 且放電之電池電壓小於 3V)，才啟用圖 3.5 上方的 buck 轉換器，讓 AC 電源提供負載能量並且同時讓鋰電池充電，直到充電之電池電壓到達 3.8V 後，才轉為由電池供電。

3. 為避免兩組開關切換瞬間造成短路，加入 dead-time 控制開關訊號

充放電機制共有四種，表 4.1 說明了不同模式的充電和放電控制機制。系統啟動之後，首先會分別量測兩顆電池電壓，將放電路徑接至電壓較高的電池，也就是 mode

00, mode 01。但若較高電壓之電池電壓小於 3V, 系統會直接進入 mode10 或 mode11, 對較低電壓的電池充電, 並且由 AC 電源供應負載所需之能量。

系統設計以鋰電池為供電主要來源, 而 bypass 轉換器之功用為: 當電池電量不足, 並且接上 AC 電源時, 讓 AC 電源提供負載能量。一旦電池之能量足以提供負載, 便切換回電池供應能量, 不啟動 bypass 轉換器。因此切換機制便非常重要, 不適當的切換機制將造成系統以 bypass 轉換器為主要供電來源, 甚至在鋰電池與 bypass 轉換器之間來回切換, 設計方法如下:

系統規格之最大輸出功率為 2.5W(輸出電壓: 5V, 輸出電流 500mA), 為了避免電池與 bypass 轉換器震盪切換, 必須訂下切換至 bypass 轉換器之準則。由電池之充電曲線可知, 充電能量將會隨著電池電壓上升而上升, 而平均充電功率到達 2.5W 時, 電池電壓約為 3.8V。因此訂下準則為: 當充電之電池電壓大於 3.8V 時, 便讓電池提供負載能量。如此便可保證當負載持續要求最大功率輸出時, 鋰電池依然是能量供應之來源, 不必用到 bypass 轉換器。系統運作之狀態圖如圖 3.6 所示, 無論放電路徑為何, 系統不斷地監測充電電池之電壓, 以便隨時切換。

表 3.1 系統模式說明

Mode	Battery A	Battery B	Bypass Converter
00	Discharging	Charging	Disable
01	Charging	Discharging	Disable
10	Charging	Open	Enable
11	Charging	Open	Enable

切換時, 兩組開關會同時全部關閉, 避免短路發生以至於高電壓之電池往低電壓電池回充。全部關閉之時間經計算後, 最快可為 50n 秒, 主要是依據功率電晶體開關的開啟與關閉時間長度為考量, 而實現時採用 1u 秒。

另外, 電池內部含有保護電路, 除了過度衝電與過度放電之保護機制外, 還有過電流保護之機制。若電池之切換發生於 buck 充電器之電壓為 4V 時, 切換過來之電池電壓為 3V, 因此將會有一瞬間之大電流 $I_{ch} = \frac{4-3}{R_{sense}} = 10A$ 產生。而保護電路之啟動條件為電流大於 4A, 並且持續 0.5ms, 為了不讓保護電路啟動造成電池無法充電, 系統的時域響應必須加以控制, 也就是在設計控制器時, 除了頻域響應之穩定外, 還要在加上時域響應之條件, 使得充電電流在 0.5ms 以內小於 4A。

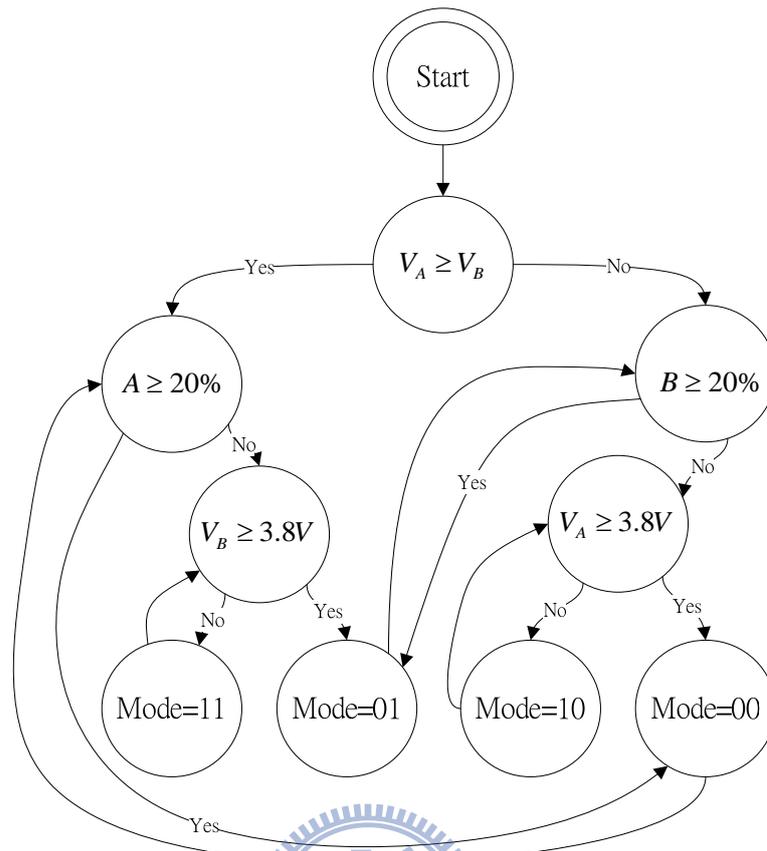


圖 3.6 系統運作狀態圖

3.2 充電電路

充電電路為降壓型直流至直流轉換器，以下將介紹設計之方法與考量。

3.2.1 電路架構之決定

AC/DC 之輸出電壓為 15V，對電池之充電電壓範圍約為 3V~3.8V，因此充電之電路必須採用 buck 架構，將輸出電壓降低，才能順利對電池充電，電路如圖 3.7 所示。

除了基本的 buck 架構外，因為要控制輸出之電流，因此串聯一電阻於輸出端，控制此電阻之跨壓便可控制輸出電流。

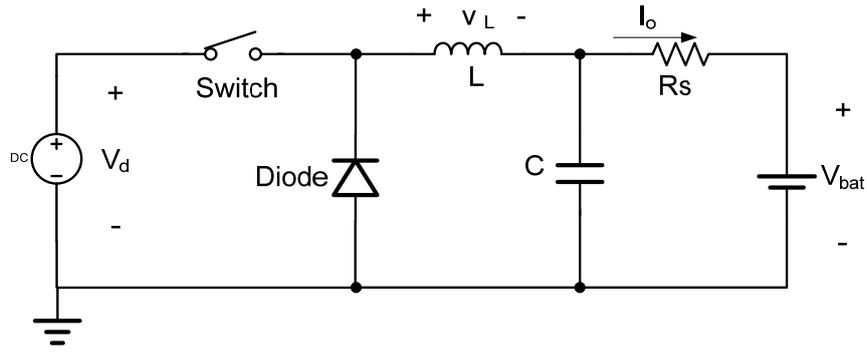


圖 3.7 buck 充電架構

3.2.2 設計考量與方法

設計降壓型直流至直流轉換器時，首先必須考慮輸入電壓與輸出電壓之範圍。由於硬體非理想之原因，責任週期不可能無限小，會有一個最小值存在[23]。而開關頻率越高，影響會越明顯。因此要盡量避免電路操作在過高或是過低責任週期，才能確保電路運作為正常。

開關頻率決定之後，便可以依據電壓漣波與電流漣波之條件算出應該要有的電容值與電感值。如圖 3.8 所示， $I(t)$ 為電感電流之波形， I_o 為平均電流，由此波形可以算出電流漣波 ΔI_o 與電壓漣波 ΔV_o 之大小。

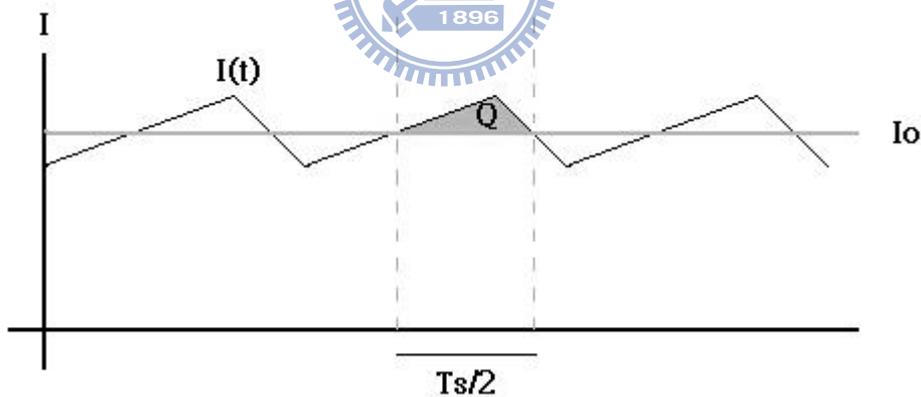


圖 3.8 電流漣波

電流漣波 ΔI_o 之大小與電感值和開關頻率之關係可由圖 4.8 觀察出

$$\begin{aligned}
 \Delta I_o &= 2 \times (I(t)_{\max} - I_o) \\
 &= 2 \frac{V_d - V_o}{L} \frac{t_{on}}{2} \\
 &= \frac{(V_d - V_o) D T_s}{L}
 \end{aligned} \tag{3.2}$$

若要使系統符合規格之電流漣波 ΔI_o ，可推導出應有的電感值

$$L = \frac{(V_d - V_o)DT_s}{\Delta I_o} \quad (3.3)$$

電壓漣波部分，形成原因在於電感電流大於輸出電流時，多餘的電荷流進電容，造成輸出電壓隨之上升。因此，若要求得輸出電壓漣波大小，必須算出電感電流流進電容之電荷量，下式所示

$$\begin{aligned} \Delta V_o &= \frac{Q}{C} \\ &= \frac{1}{C} \frac{1}{2} \frac{\Delta I_o T_s}{2} \end{aligned}$$

將式(2.2)帶入上式後可得

$$\Delta V_o = \frac{T_s^2 V_o (1-D)}{8LC} \quad (3.4)$$

若要使系統符合規格之電壓漣波 ΔV_o ，可推導出應有的電容值

$$C = \frac{T_s^2 V_o (1-D)}{8L\Delta V_o} \quad (3.5)$$



以上述方法設計出電容值與電感值之後，基本架構便已完成。考量電晶體、二極體、電容與電感之耐壓以及耐流，並且由廠商之資料求出電容和電感之寄生電阻，便可由式(2.7)推導出直流至直流轉換器之小訊號轉移函數式(3.6)，表 3.2 為電路規格以及計算出之元件之參數和 ESR 電阻值。

表 3.2 buck 電路規格與元件參數

項目	規格
輸入電壓(Vin)	15V
輸出電壓(Vout)	4.2V
電壓漣波(ΔV_o)	0.1V
電流漣波(ΔI_o)	0.1A
電感(L)	0.5mH
電容(C)	4.7uF
電阻(ESR)	190m Ω

由表 3.2 中之參數推得之小訊號轉移函數如下式：

$$T(s) = \frac{5.854 \times 10^{-7} s + 0.9859}{2.363 \times 10^{-9} s^2 + 1.086 \times 10^{-4} s + 1} \quad (3.6)$$

轉移函數之波德圖如圖 4.9 所示，可觀察出相位邊界為無限大，但是低頻增益過低，因此需要一補償電路將低頻增益加大並且仍然有適當之相位邊界。

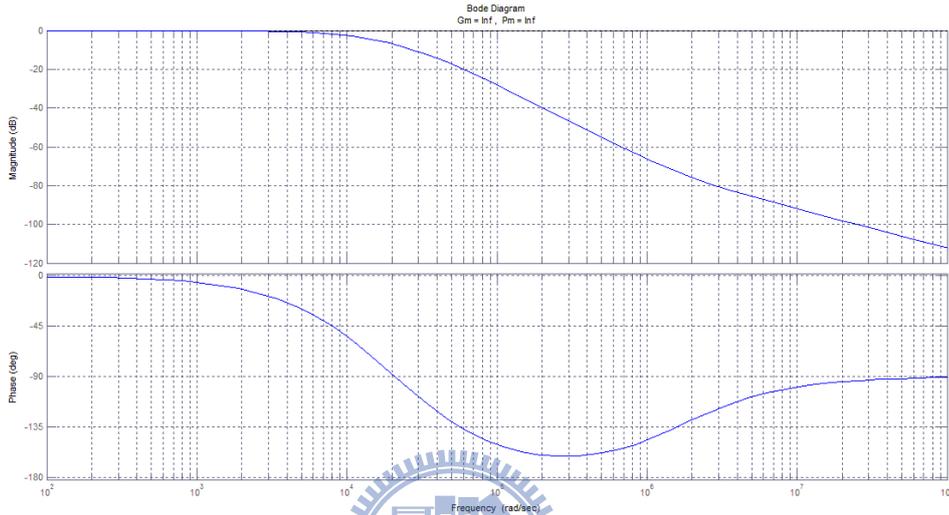


圖 3.9 未補償前之電路頻率響應

補償器設計方法如下：

1. 降低高頻增益

零點是由 ESR 電阻所造成，根據式(7)與表 3.2 可知零點位於 $\frac{1}{ESR \times C}$ rad/s，也就是 1.12Mrad/s (178kHz)。為了將此零點消除，在補償器設計一位置相同之極點，因此補償器轉移函數之分母一部分將為 $\left(1 + \frac{s}{1.12 \times 10^6}\right)$ 。由於補償器不需要由硬體實現，在此不需考慮此極點之 RC 值與 OP 頻寬。

2. 穩態誤差

系統為二階 type zero 系統，步階響應之穩態誤差 $e_{ss} = \frac{1}{1+k_p}$ ，其中 k_p 為直流低頻增益。若要將穩態誤差減小至 1% 以下， k_p 必須大於 99；若將系統設計為 type one，將可消除穩態誤差，但會降低系統響應速度。本論文採用 type one 之方式，將系統之穩態誤差消除，加入積分器後的波德圖如圖 3.10 所示。

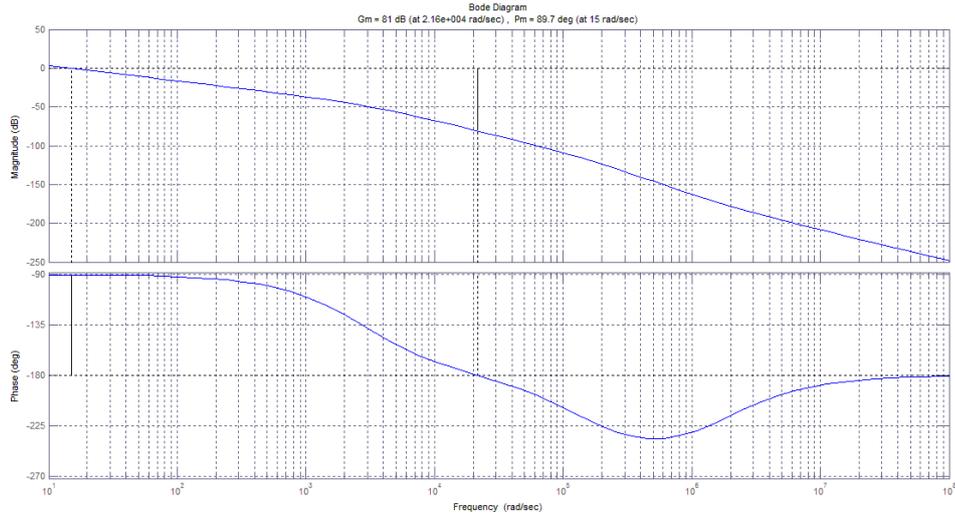


圖 3.10 加入積分器後之波德圖

2. 選擇交越頻率，設計補償器增益

交越頻率為增益值為 0db 之頻率。為了將開關切換造成之雜訊頻率濾除，一般將交越頻率設為開關頻率之十分之一以下，此論文所用之開關頻率為 40kHz，因此將交越頻率設為小於 4kHz (25.12krad/s)。

由圖 3.10 可看出頻率為 25.12krad/s 時，系統之增益約為 0.0001 (-81dB)。若將補償器之直流增益設計為 10000(81dB)，交越頻率即為 4kHz，但相位邊界便接近 0。因此為了有足夠之相位邊界，將補償器之直流增益減小至 120。圖 3.11 為補償器之波德圖。

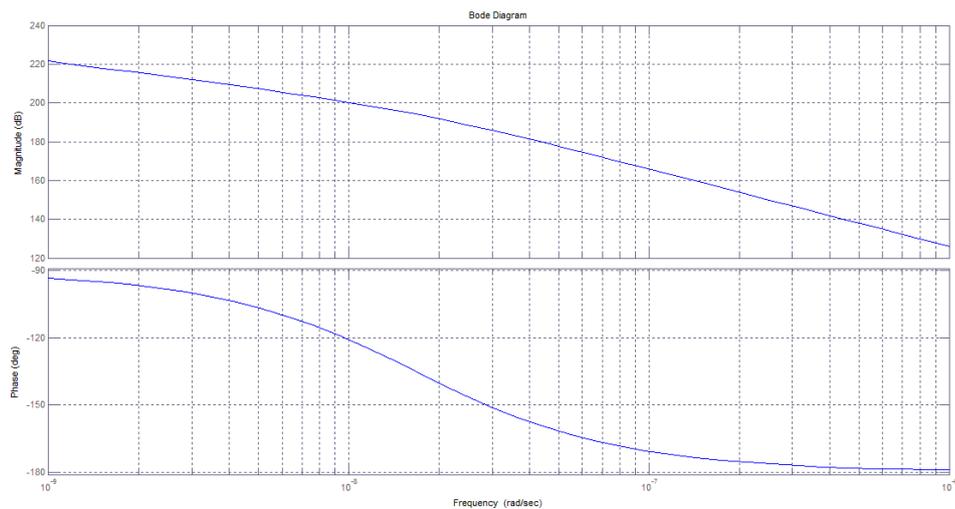


圖 3.11 補償器之波德圖

3. 充電電流之暫態控制

切換電池時，充電電流之暫態必須加以控制，若電流連續超過 4A 到達 0.5ms 以上，保護電路將會啟動，必須將電池拔除才能繼續使用。因此藉由控制器的設計控制其響應，避免長時間過大的電流啟動保護電路。

當電池之開關全部關閉的同時，buck 轉換器之輸出電壓為 4V，但是電感之輸出電流為連續，因此平均之輸出電流便會往電容充電，造成電壓上升至 4.1V 左右。當低電壓之電池(3V)接上 buck 轉換器，起始之瞬間電流將會是 11A，其響應圖如圖 3.12 所示。

將輸出電流響應之方程式推導出如下：

$$I_o(t, \omega_n, \xi) = (I_i - I_f) \cdot e^{-\xi \omega_n t} \cdot \cos(\sqrt{1 - \xi^2} \cdot \omega_n t - \phi_0) + I_f \quad (3.7)$$

接著利用 MATLAB 可模擬出在時間 $t=0.5\text{ms}$ 時，輸出電流之大小與 ξ 以及 ω_n 之關係，如圖 3.13 所示。

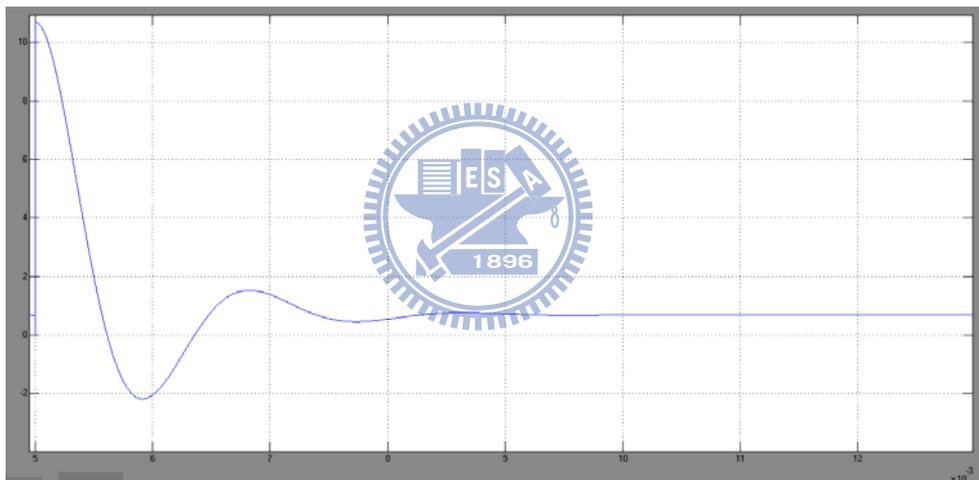


圖 3.12 輸出電流波形

圖 3.13 中，縱軸為電池切換 0.5ms 後之輸出電流。在 0.5ms 時，若電流值仍然大於 4A，保護電路將啟動。因此可以從此圖看出 ω_n 以及 ξ 之容許範圍，將 ξ 設計為 0.707 之後，便可以鎖定 ω_n 之最小值為 2320，並且盡可能選出滿足其他補償須求之參數值。最後決定之 ω_n 為 9360，滿足前述之補償條件。

3. 檢查相位邊界

補償器設計之波德圖如圖 3.11 所示，其轉移函數與未補償之系統轉移函數相乘後便是加入補償後之開迴路轉移函數。系統開迴路波德圖如圖 3.14 所示。可觀察其相位邊界為 60.3 度，符合規格(60 度以上)。

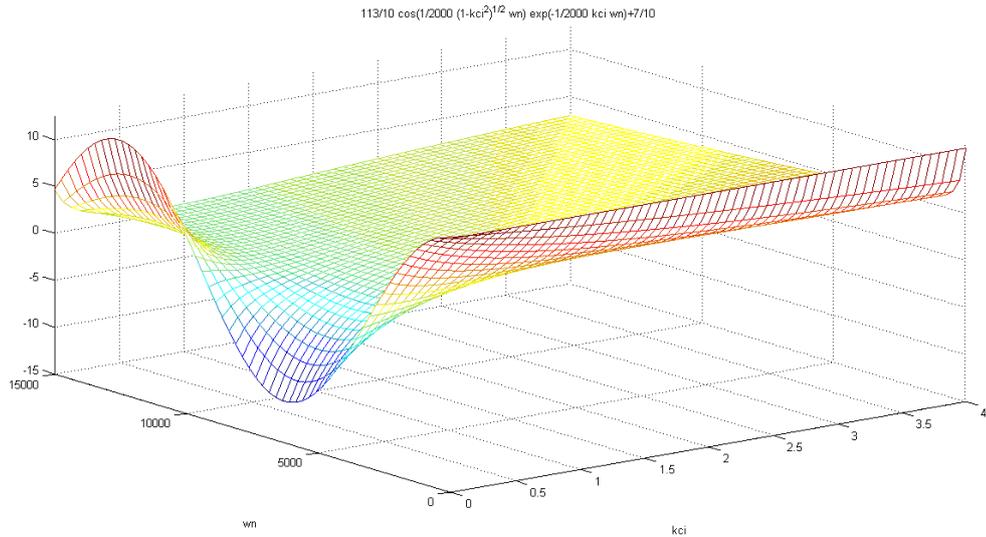


圖 3.13 t=0.5ms 時， I_o 與 ω_n 以及 ξ 之關係

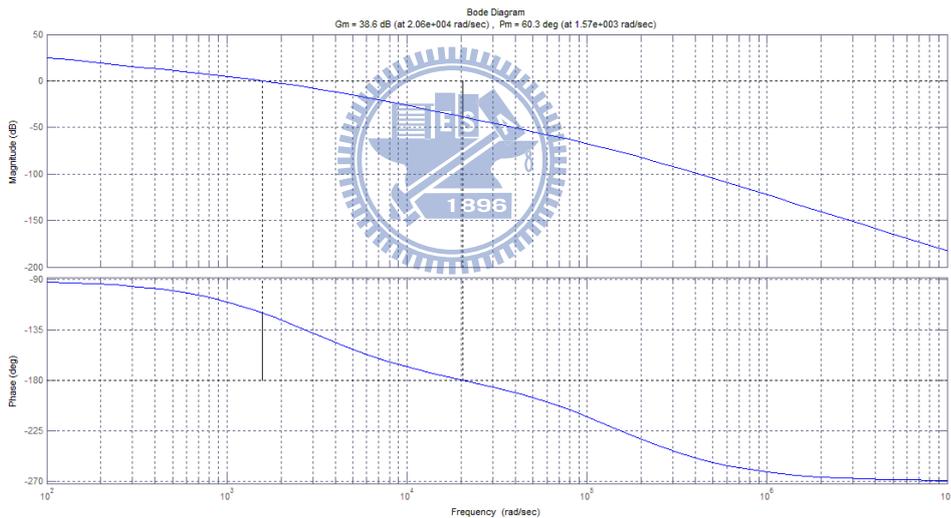


圖 3.14 加入補償之後的系統波德圖

頻域補償器設計完成後，接下來必須轉為數位補償器，便可套用在電路上。補償

器之頻域轉移函數為 $C_c(s) = \frac{120}{s \left(1 + \frac{s}{1.12 \times 10^6} \right)}$ ，轉為 z-domain 之後的轉移函數為

$$C_c(z) = 0.001431 \frac{z^2 + 2.0007z + 1}{z^2 - 0.0916z + 0.9084} \quad (\text{取樣頻率：} 25\mu\text{s})。$$

由於充電之電路需要做定電流輸出，因此必須有電流之感測電路作回授，圖 3.15 即為電流之感測電路。電阻 R_s 為串聯於輸出端之感測電阻，輸出至電池之電流通過電阻 R_s 後產生之壓降經過差值放大器放大後輸出，再經過一階濾波器濾波後輸出至

DSP 之類比數位轉換器。

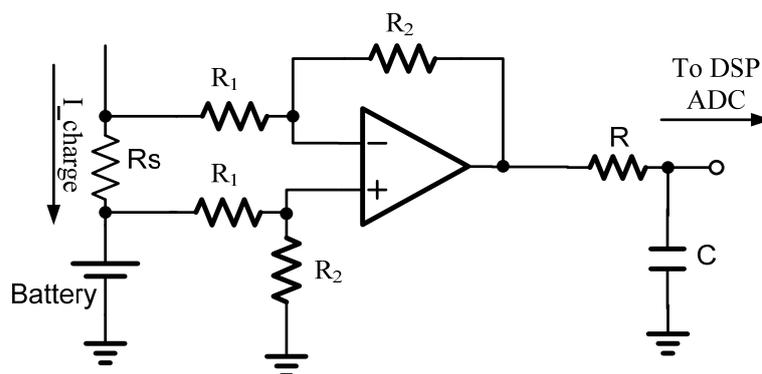


圖 3.15 電流感測電路

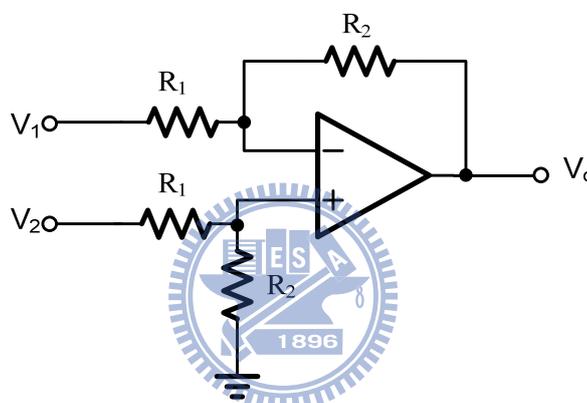


圖 3.16 差值放大器

圖 3.16 為一差值放大器，差值放大器之增益與電阻之關係如下推導：

$$V_o = V_2 \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - V_1 \left(\frac{R_2}{R_1} \right) \quad (3.8)$$

整理之後可得下式：

$$A_v = \frac{V_o}{V_2 - V_1} = \frac{R_2}{R_1} (V_2 - V_1) \quad (3.9)$$

根據公式(3.9)可知電阻之跨壓值經過差值放大器將會被放大 $\frac{R_2}{R_1}$ 倍，因此可以從 R_1 和

R_2 之比例調整放大倍數。本論文使用之串聯電阻為 0.1Ω ，電流約為 700mA ，DSP 之 ADC 得到回授之跨壓約為 0.07V 。為了能得到較精確之輸出電流，將此訊號放大 20

倍(R_1 為 $10k\Omega$, R_2 為 $200k\Omega$)。

3.3 放電電路

放電電路為升壓型直流至直流轉換器，以下將介紹設計之方法與考量。

3.3.1 電路架構之決定

此級轉換器之輸入電壓範圍為 $3V\sim 4V$ ，輸出電壓定為 $5V$ ，輸出電流為 $500mA$ 。因此需要一升壓型直流至直流轉換器，以達成規格，電路如圖 2.2 所示。

DSP 在 PWM 解析度為 10-bit 之下，最快之開關頻率為 $40kHz$ ，導致選用元件尺寸必需加大才能符合規格；又由於此級轉換器功能單純為穩壓輸出，因此採用一 PWM 控制 IC 控制輸出電壓。所使用之 IC 為 UC3844，開關頻率為 $200kHz$ ，較快的開關頻率就能用較小元件符合規格。設計方法以及考量下節介紹。

3.3.2 設計考量與方法

此級升壓型直流至直流轉換器之輸入範圍為 $3V$ 至 $4V$ ，輸出電壓為 $5V$ ，因此可以推算責任週期之範圍 D 落於 0.2 至 0.4 之間。輸出電壓為 $5V$ ，輸出電流範圍為 $100mA$ 至 $500mA$ 。

圖 3.22 為 boost 轉換器之二極體電流以及輸出電壓之波形。在連續導通模式之下的輸出電壓漣波可由此圖來計算，假設二極體電流之漣波成份完全流入電容，平均值流入負載。電荷量 ΔQ 大小如藍色區塊所示，因此可推倒出電容之電壓變化：

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_o DT_s}{C} = \frac{V_o}{R} \frac{DT_s}{C} \quad (3.10)$$

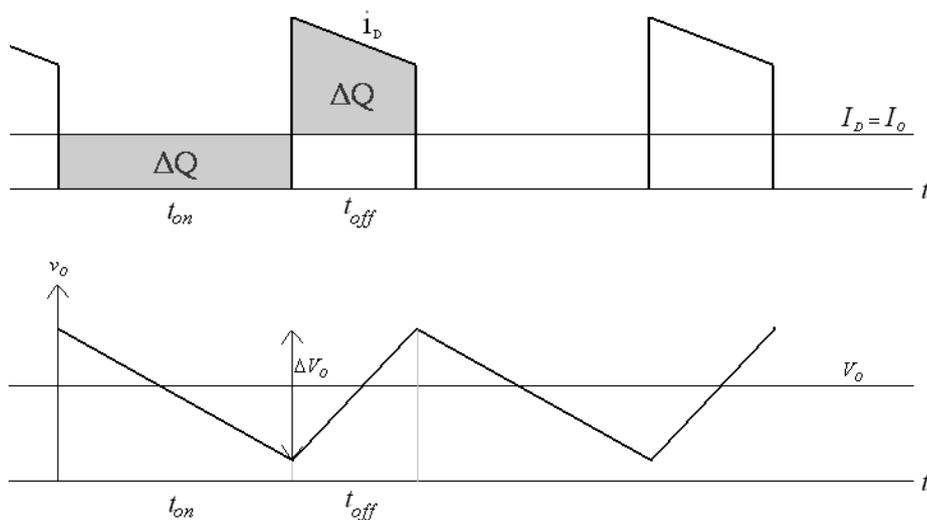


圖 3.17 boost 轉換器之二極體電流以及輸出電壓波形

表 3.3 boost 電路規格與元件參數

項目	規格
輸入電壓(Vin)	3~4.1V
輸出電壓(Vout)	5V
電壓漣波(ΔV_o)	0.1V
電感(L)	0.5mH
電容(C)	47uF
電阻(ESR)	190m Ω

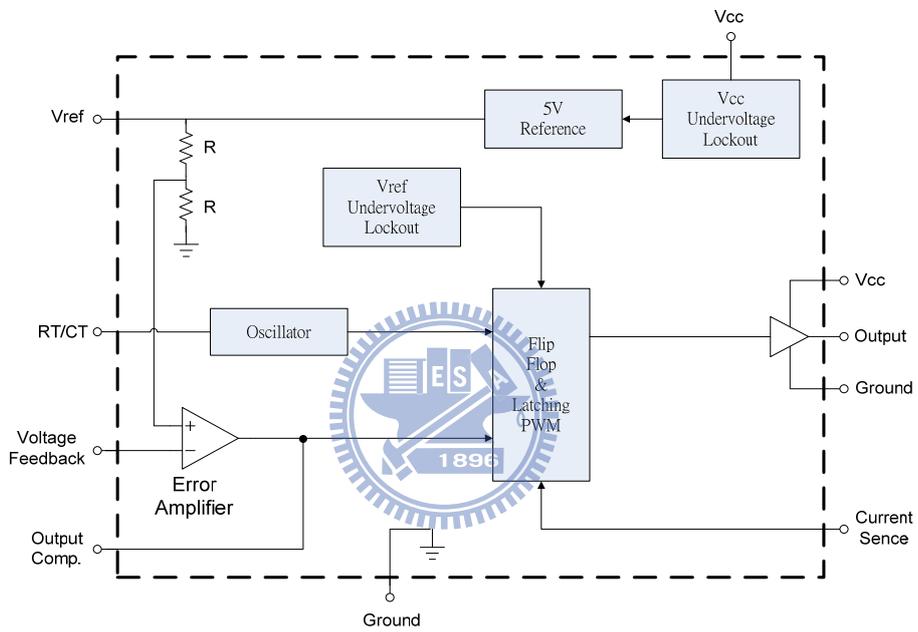


圖 3.18 UC3844 內部方塊圖

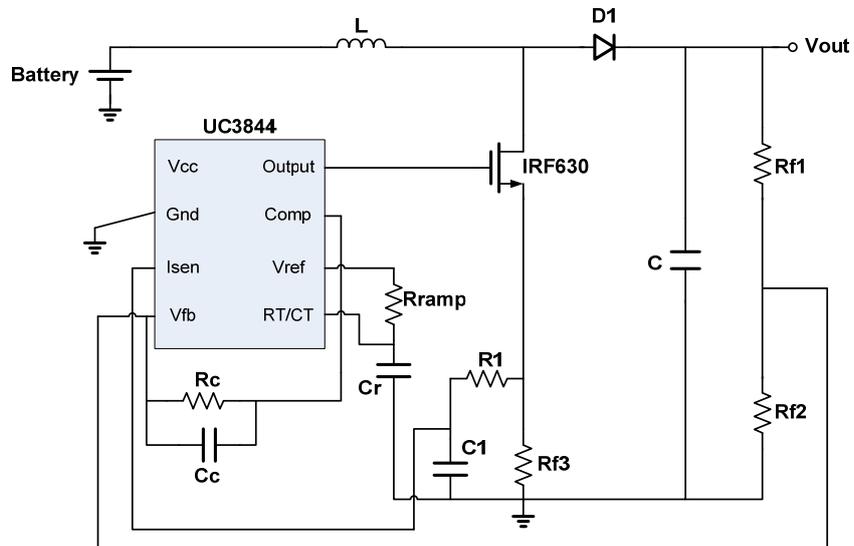


圖 3.19 UC3844 接線圖

UC3844 內部方塊圖與外部接線如圖 3.23 與 3.24 所示，內建之參考電壓為 2.5V，因此 R_{f1} 與 R_{f2} 之比例為 1:1，皆為 100k Ω 。Vcc 之供電為外接之 15V，開關頻率為 200kHz。如圖 3.25 所示，利用 MATLAB 之內建 sisotool 可設計出相位邊界約為 75 度之 PI 補償器，其極點位置位於 3.33 rad/s，並將低頻直流增益增加至 1000 倍(60db)，以增加響應速度。

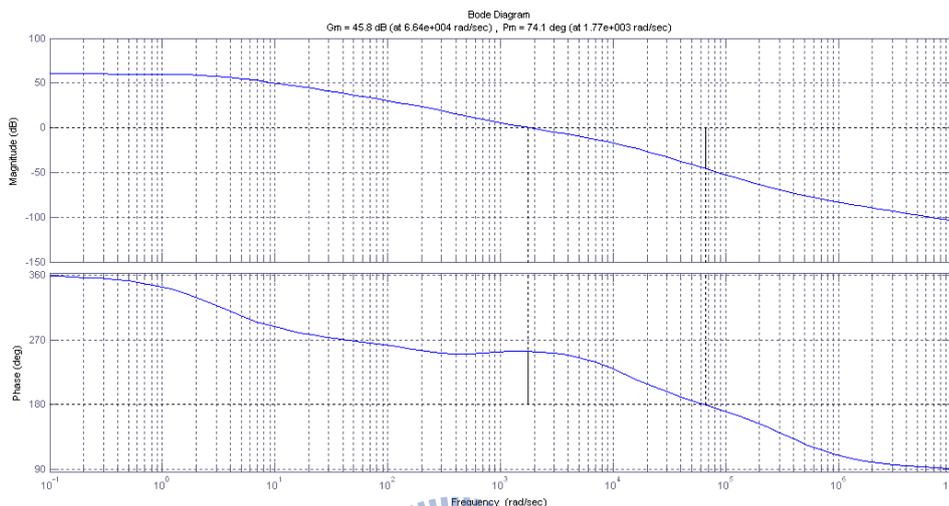


圖 3.20 boost 轉換器補償後小訊號分析

3.4 Bypass 轉換器

Bypass 轉換器只有在兩顆理電池電量不足以持續供應最大負載時才會啟動，其設計方法與考量如下介紹。

3.4.1 設計考量與方法

由於輸出端之電容必須與 boost 轉換器共用[9],[10]，因此輸出電容之大小無法更動，因此系統之響應必須藉由補償器之設計來更動。

表 3.4 bypass 轉換器電路規格與元件參數

項目	規格
輸入電壓(Vin)	15V
輸出電壓(Vout)	5V
電壓漣波(ΔV_o)	0.1V
電感(L)	0.5mH
電容(C)	47uF
電阻(ESR)	190m Ω

而控制器之設計與 3.2 節方式相同，另外使用了 MATLAB 之 sisotool 工具。其小訊號之頻率分析波德圖如圖 3.30 所示，為了增加響應速度，必須提高低頻之增益，並且讓系統有足夠之相位邊界(60 度)。

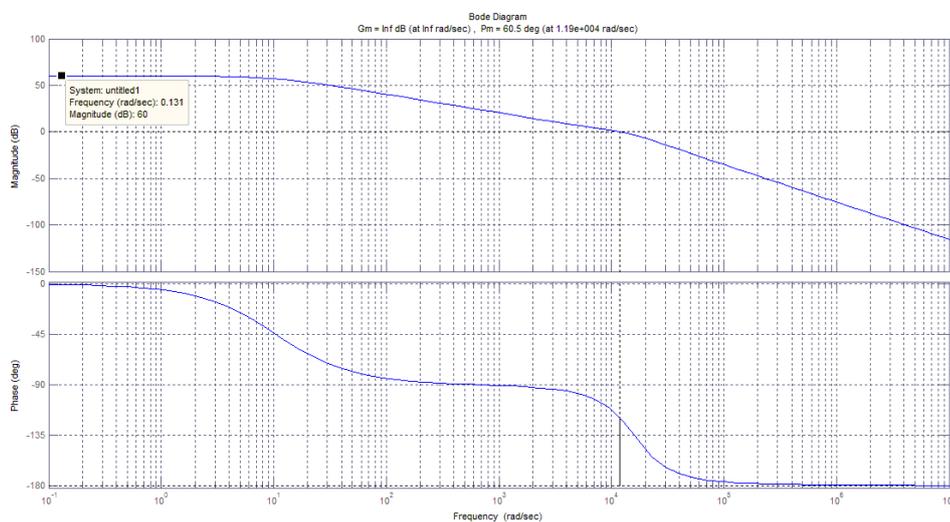


圖 3.21 bypass 轉換器之小訊號波德圖



第四章 模擬與量測結果

4.1 充電電路

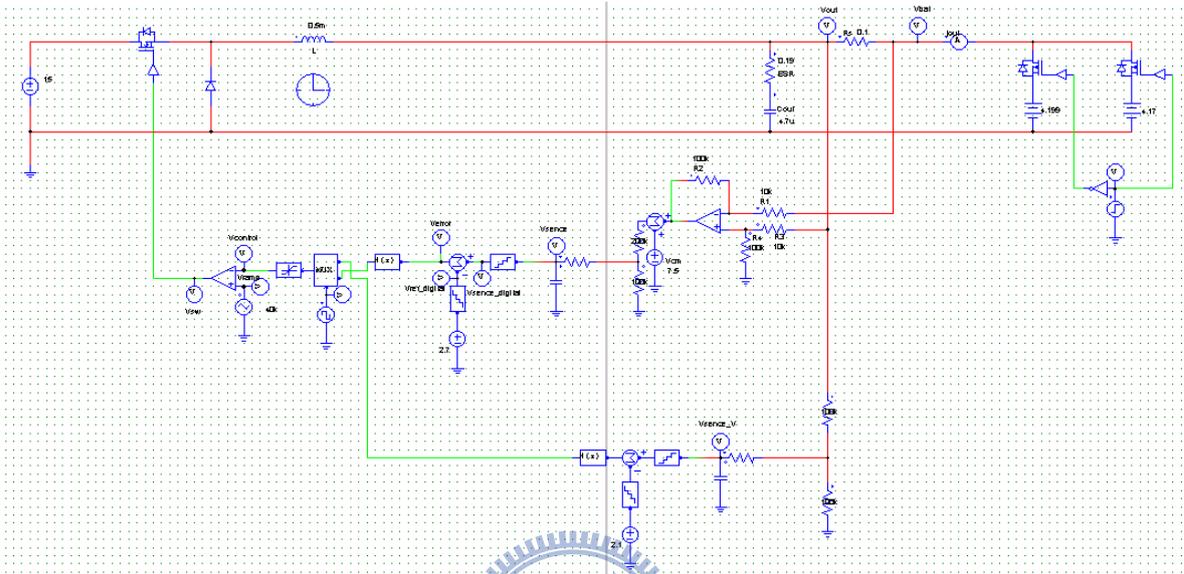


圖 4.1 模擬電路

圖 4.1 為模擬電路圖，負載端為兩顆鋰電池 A、B 切換。為了模擬出定電流轉定電壓充電與電池切換後之動作，模擬系統將計時切換充電模式與電池切換。為了模擬之方便，模擬中設定電路啟動後 5ms 將充電模式從定電流切換為定電壓充電；10ms 時切換電池，並將充電模式設為定電流充電；15ms 時將充電模式再度切換為定電壓充電。

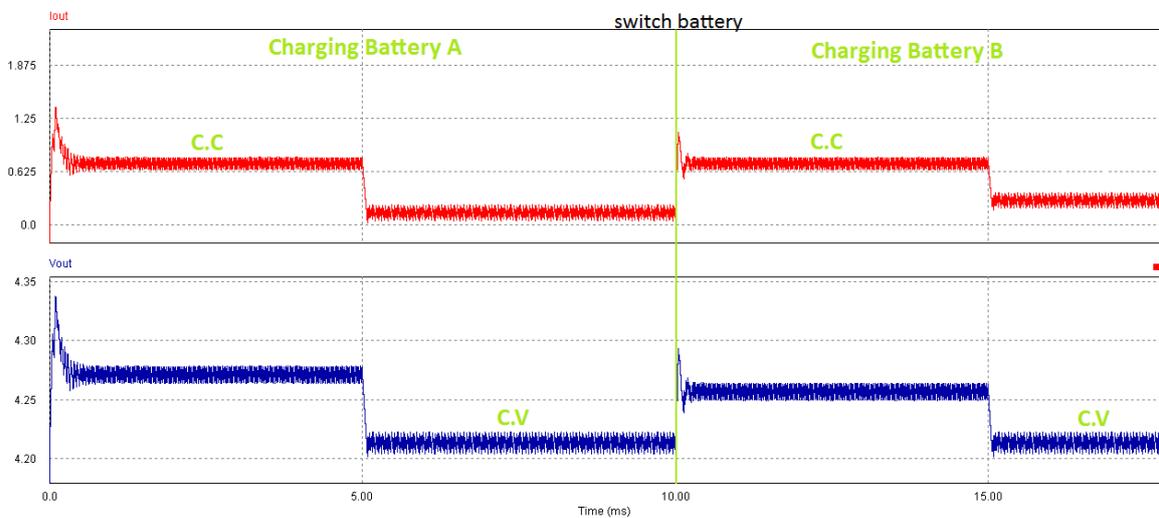


圖 4.2 模擬 buck 輸出(上:電流 下:電壓)

圖 4.2 為充電之模擬結果，10ms 之前充電器對電池 A(初始電壓為 4V)充電，10ms 之後充電器對電池 B(初始電壓為 3.9V)充電。定電流充電電流預設為 700mA，定電壓充電電壓預設為 4V。上方波形為輸出電流，下方波形為輸出電壓。由圖中波形可以觀察出無論電池之電壓高低，定電流充電時，電路皆正常運作使充電電流皆為 700mA(為了使電流相同，較低電壓之電池充電時轉換器必須有較低之輸出電壓，反之亦然)；當轉為定電壓充電時，充電電壓也皆約為 4V。

圖 4.3 定電流充電時 buck 轉換器輸出電壓之波形與開關責任週期，可看出輸出電壓為 4.08V、電壓漣波大小為 0.4V、責任週期為 38.7%。圖 4.20 為切換電池後之輸

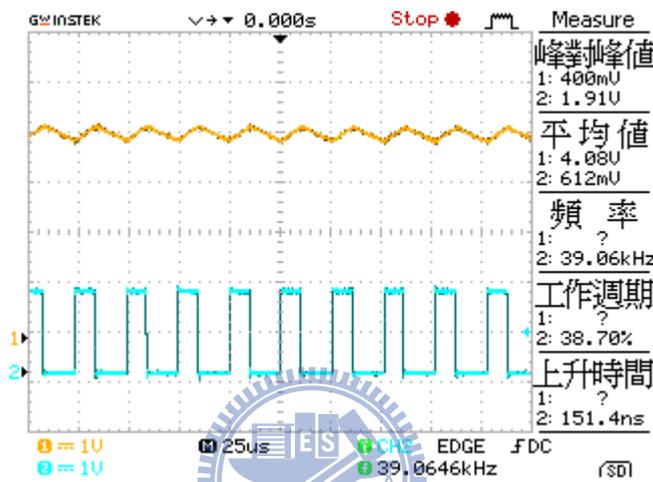


圖 4.3 定電流充電時 buck 轉換器輸出波形與責任週期(切換前)

出電壓波形以及責任週期。由於系統切換至較低電壓之電池充電，在相同電流之情形下，buck 轉換器輸出電壓較低，責任週期也降低。量測到之充電電流略微改變，其原因是放大器之非理想效應導致不同的電壓位有不同的輸出電壓偏差，以及溫度影響取樣電阻之電阻值等原因。不同之電池電壓造成的充電電流誤差範圍約為 5mA。

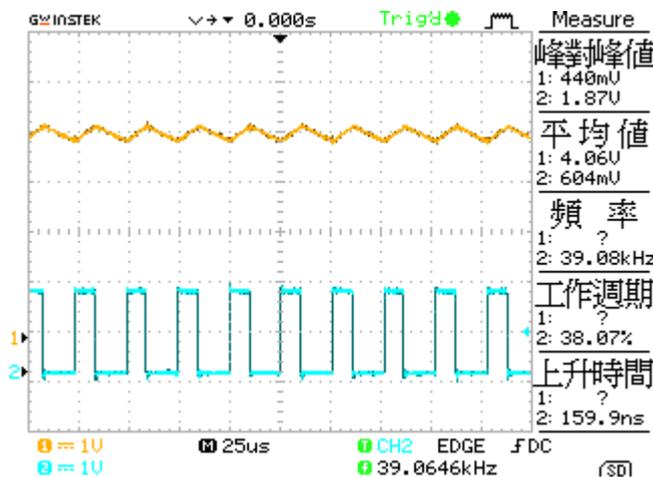


圖 4.4 定電流充電時 buck 轉換器輸出波形與責任週期(切換後)

實現之電路規格如表 4.1 所示，充電電池之電壓為 3.8V，電流感測電阻之壓降約為 70mV，因此可推算出約有 0.19 之跨壓落於功率電晶體之開啟電阻上，此電壓值甚至大於電流感測電阻之跨壓，指出功率電晶體為主要之功耗來源。

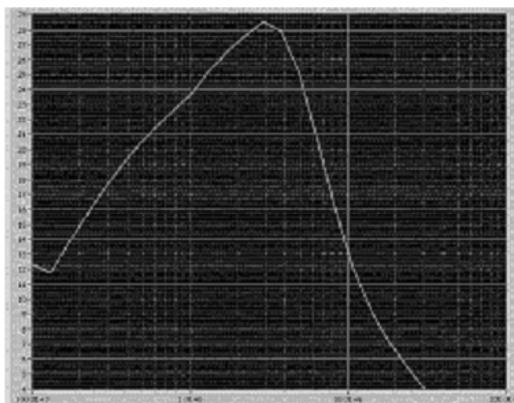
輸出電壓漣波大於設計規格之 0.1V，原因是實現電路時選擇了較設計值略小之電容值，並且開關頻率比預設之 40kHz 略慢(39kHz)、電感值誤差等等，都是造成電壓漣波上升的原因。輸出電流可由程式修改，針對不同容量大小之電池可以有不同之充電電流，才能有適當的充電時間。

表 4.1 電路實現之規格

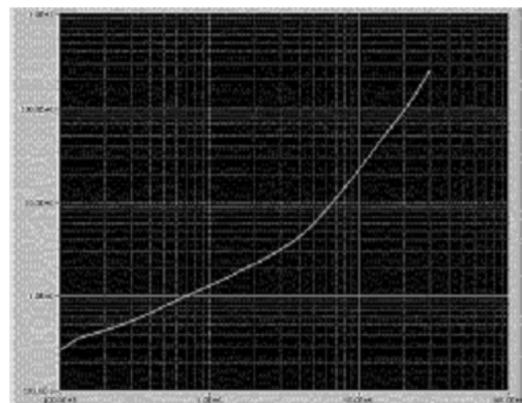
項目	規格
輸出電流(I_o)	700mA
輸出電壓(V_{out})	4.08 / 4.06 V
電壓漣波(ΔV_o)	0.4 / 0.44 V
開關頻率	39kHz

開關頻率為 39kHz 時，為了符合電壓漣波規格，計算出之電容電感值分別為 $4.7 \mu F$ 與 0.5mH。若系統採用較高之開關頻率，便可在符合電壓漣波規格下有更小之元件尺寸，並且有更快速的暫態響應。

電感包含一串聯電阻 R_L ，其電阻直無法由數學計算求出，必須由廠商提供之資料表觀察電感在某個頻率範圍內之阻抗特性來判斷。圖 4.5 為電感之品質因數 Q (Quality Factor) 與頻率之關係，可從關係圖觀察出在頻率低於轉折點時，品質因數 Q 隨著頻率上升而上升，到達某特定頻率時會有最高之品質因數。通過轉折點後的品質因數會急遽下降，而良好的儲能元件必須有較高之品質因數，因此轉折點之後之頻率便



(a)品質因數與頻率關係圖



(b)功耗電阻與頻率關係圖

圖 4.5 電感之非理想性與頻率關係圖(a)(b) 節錄自 [20],[21]

不適用，而品質因數急遽下降也代表串聯電阻的特性明顯，造成功耗上升。開關頻率若能選擇接近轉折點之頻率，便能有較低的功耗以及良好的品質因數。

4.2 放電電路

圖 4.6 為 boost 轉換器之電路模擬圖，其結果如圖 4.7 所示。在 10ms 時切換電池，由結果圖可以看出由於零點之關係，輸出電壓略微下降後再爬升至設定之電壓，而電壓漣波之大小約為 0.5V，符合設計之規格。

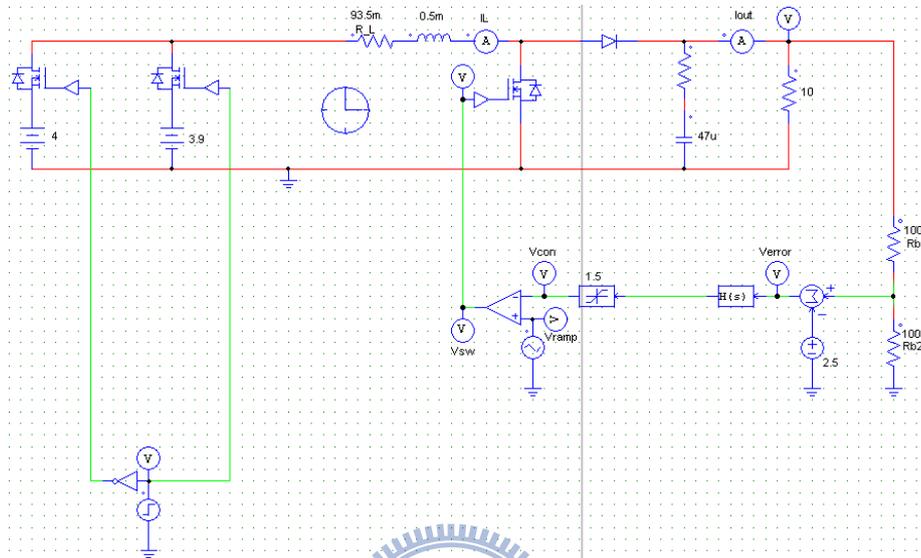


圖 4.1 boost 轉換器模擬圖

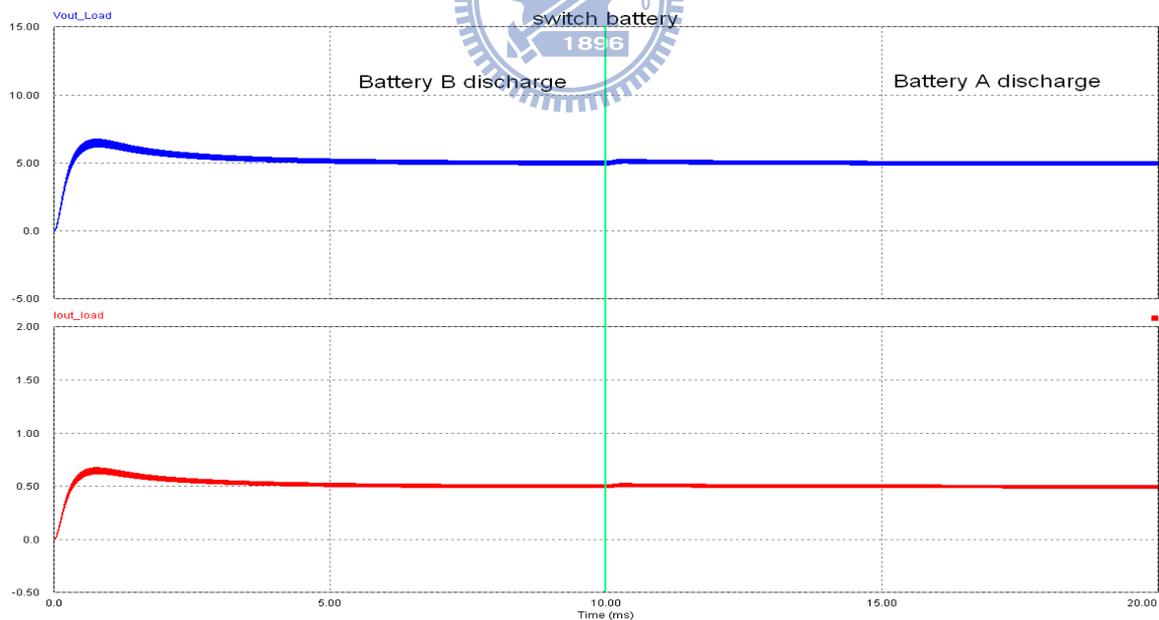


圖 4.2 boost 轉換器模擬輸出電壓(上:電壓 下:電流)

電路量測之波形如圖 4.8 所示，藍色線條為輸出電壓波形，橘色線條為開關之責任週期。實驗時採用電壓為 3.8V 之電池，而圖中右方量測數值可看出平均輸出電壓為 5.08V，略高於設計之規格 5V，而開關頻率 206kHz 也略高於設計之開關頻率 200kHz。

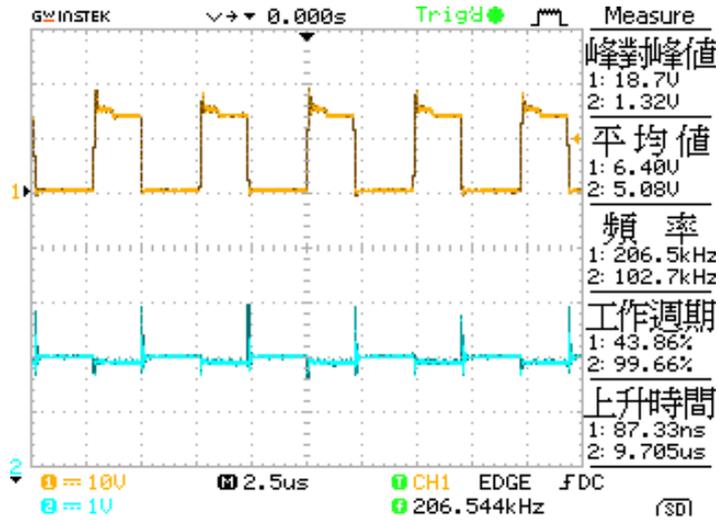


圖 4.3 boost 轉換器輸出電壓

圖 4.9 中，紅色線條為電池 A 之電流，藍色線條表示電池 B 之電流。在 5ms 之前，電池 B 充電，電流值為正，同時可看到電池 A 放電，其電流值為負。5ms 之後轉為定電壓充電，電池 B 電流值依然為正，而電池 A 放電不受影響。當 10ms 時，兩顆電池交換，負載端依然持續要求 500mA 之電流，此時便由電池 B 提供附載能量，輸出電流，因此電流值為負，電池 A 則充電，電流值為正。可看出在不同充電模式下，負載之供應完全不受影響，而交換電池後雖然有暫態影響了負載端，但控制器會即時拉回，使得電池持續正常供應負載能量。

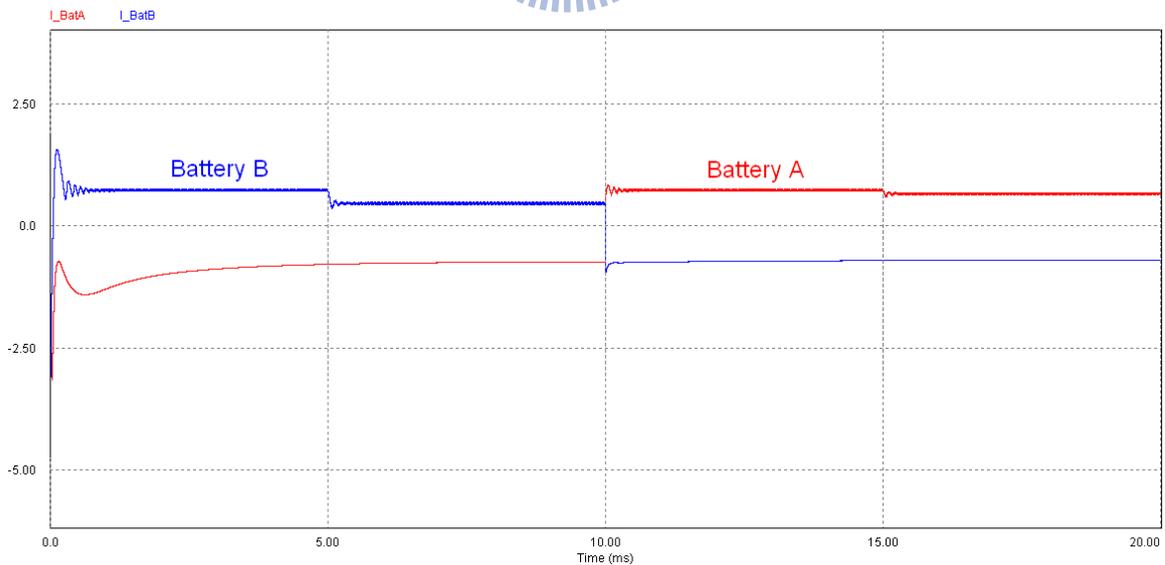


圖 4.4 電池之輸出與輸入電流

從表 4.2 可看出實際電路之量測結果，輸出電壓略高於設定之 5V，原因可能是開迴路增益不夠大，導致輸出電壓含有穩態誤差，以及電阻值之誤差等等，可利用可變

電阻取代回授電阻 R_{f2} ，再微調至輸出電壓為 5V。而電輸出電壓漣波約為 0.1V，符合規格。負載部分則是接上一 10 Ω 之電阻，輸出電流便為 500mA。

表 4.2 boost 電路量測數據

項目	規格
輸入電壓(Vin)	3.8V
輸出電壓(Vout)	5.08V
電壓漣波(ΔV_o)	0.1V

在實現電路時，輸入電流之限制會根據電流感測電阻大小變動，因此必須估算出最大輸入電流，以決定電流感測電阻值。

最大電流出現在電池電壓最低並且輸出功率最大時，若已知輸出級效率約為 85%、輸出功率為 2.5W，可推算出輸入功率必須為 $2.5W / 0.85 \cong 2.94W$ 。又電池最低電壓為 3V，因此可得最大輸入電流 $I_m = 2.94W / 3V = 0.98A$ 。根據廠商資料表可推算電流感測電阻值 $R_{sense} = 1V / 0.98A = 1.02\Omega$ ，本論文使用 1 Ω 之電阻。

輸出電容之 ESR 阻值為 0.19 Ω ，對輸出電壓漣波造成不小之影響(電感之電流漣波假設全為電容所吸收，將會造成額外之跨壓)。由圖 4.28 可看出輸出電壓有瞬間峰值產生，其原因推測為在開關關閉時，因為電感電流為連續，電流便透過二極體流至輸出端，扣掉平均電流之後之電流若全部流入電容，將會由 ESR 電阻造成壓降，其大小估算如下：

$$\begin{aligned} \Delta V_{pick} &= I_{ripple} \cdot ESR \\ &\cong 0.3A * 0.19\Omega \\ &\cong 0.06V \end{aligned}$$

欲降低輸出電壓漣波，可藉由增加開關頻率、增加電感感值以及選擇較低 ESR 阻值之電容等等方式。

4.3 Bypass 轉換器

圖 4.10 為負載端之輸出電壓圖，此模擬表示由電池提供附載穩定後，切換為 bypass 轉換器提供負載，觀察其暫態響應。可從圖中看出，切換為 bypass 轉換器供電後，輸出電壓隨即回穩於 5V。而輸出電壓漣波與架構相關，boost 轉換器之輸出電壓漣波會隨輸出電流之大小而不同，而 buck 轉換器之輸出電壓漣波可由電感以及電容大小去控制。因此在圖中可看出，當負載到達最大輸出電流時(500mA)，boost 轉換器之輸出電壓漣波較 bypass 轉換器之輸出電壓漣波為大，若負載減小，boost 轉換器之輸出電壓漣波便會減小。即便如此，當負載到達最大時，輸出電壓漣波依然符合規格。

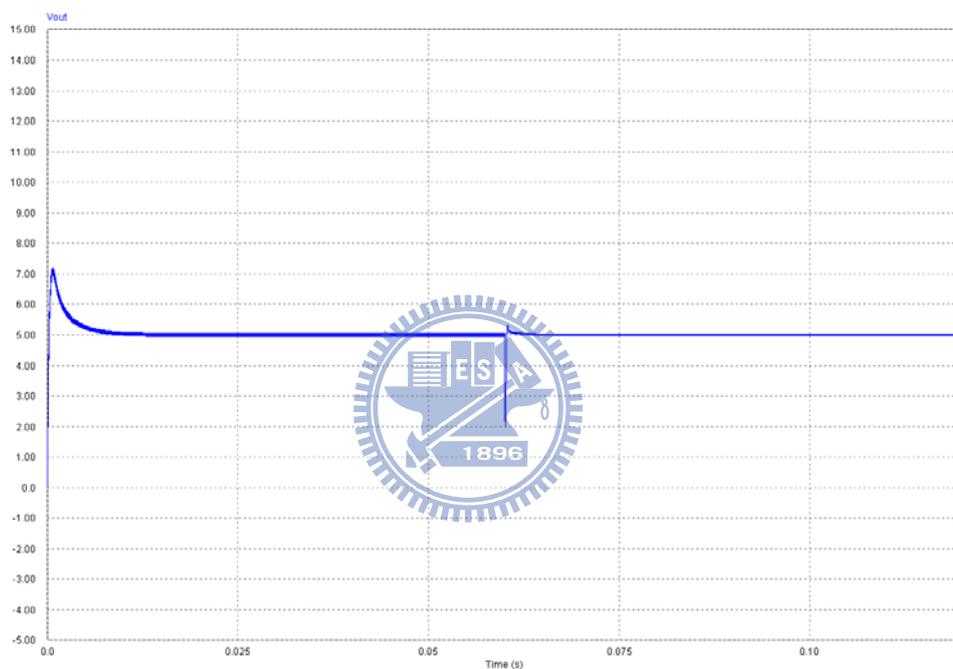


圖 4.10 切換 bypass 輸出電壓模擬圖

第五章 結論與未來發展

5.1 結論

有別於傳統串聯式架構，並改善傳統架構中鋰電池充電與使用方式，本論文提出一種雙電池交替使用之系統。本系統最大之特色是將傳統單鋰電池之架構分為兩顆鋰電池，並且讓充電與放電架構獨立工作，使得充電過程不因負載改變而受到影響，專注於充電的結果可使得充電效率提高，並且降低對電池損害之可能。

而鋰電池之放電深度若過大，將會造成無法彌補之容量損失，因此本系統將電池之最低放電電壓限制於 3V，使得電池放電深度至少小於 80% (殘餘 20%)。又根據系統廠之建議，電池在 50% 容量時能有最長之壽命，本系統設計電池之循環上下界為 20% 至 80%，如此一來，電池便會依平均 50% 容量之方式循環，目標為讓電池能夠有較長之壽命。

雙電池之切換機制猶為重要，兩顆電池之切換必須有一規範，避免兩顆電池在低電量時不斷切換。此外，除了雙電池之充電放電架構，還有另一 bypass 之轉換器，提供 15V 電源至負載能量。若雙電池皆無法持續提供最大負載能量，此時便會啟動此轉換器，直到電池能夠持續提供最大負載時，再將供電路徑切換回鋰電池。此概念是為了防止鋰電池之供電路徑與 15V 電源供電路徑來回切換震盪，造成系統之不穩定，並且讓鋰電池成為主要之供電來源，而非 15V 電源。

而雙電池之切換除了開關機制之設計外，仍然有其他必須考量之處。在充電時之充電轉換器之輸出電壓最高為 4.2V，若切換一顆 3V 電池，將會造成一頗大之瞬間電流流入電池，而電池之過電流保護機制若啟動，必須要將負載卸除才能繼續使用。因此本系統設計一補償器，使得充電轉換器之暫態響應並不會造成過電流保護機制啟動，確保系統正常運作。

由模擬圖以及電路量測圖可看出系統之充電與供電都可以正常運作，證明系統之設計確實可行。

另外，本系統之類比控制器數位化，無論是充電電流之大小，或是暫態響應之控制以及邏輯運算，皆可由程式修改，未來的發展空間更為寬廣。

5.2 未來發展

數位化以及可程式化之優點使得系統有更多之彈性，針對不同容量大小之電池可設定不同之充電電流，甚至充電方法等等，皆可由程式中改變。

而本論文中判斷電量之方法為藉由電池之電壓來判斷，若能將系統與 I^2C 之通訊協定互相聯結，必定可以更精準地判斷電池之電量，並且能夠有更適當之充電方法。

參考資料

- [1] S. Saggini, D. Trevisan, P. Mattavelli, and M. Ghioni, "Synchronous-Asynchronous Digital Voltage-Mode Control for DC-DC Converters," IEEE Trans. Power Electron, vol.22, no. 4, pp.1261-1268, 2007
- [2] A. Khaligh, A. M. Rahimi, Y. J. Lee, J. Cao, A. Emadi, S. D. Andrews, C. Robinson, and C. Finnerty, "Digital Control of an Isolated Active Hybrid Fuel Cell/Li-Ion Battery Power Supply," IEEE Trans. Vehicular Technology, vol. 56, no. 6, pp.3709-3721, Nov. 2007
- [3] D. Trevisan, P. Mattavelli, S. Saggini, G. Garcea, and M. Ghioni, "High-performance synchronous-asynchronous digital voltage-mode control for dc-dc converters," IEEE APEC'06, p.6 March 2006
- [4] A. M. Rahimi, A. Khalilgh, and A. Emadi, "Sub-Harmonic Problem in Multi-Converter Vehicular Power Systems," IEEE VPPC '06, pp.1 – 5, Sept. 2006
- [5] A. Khaligh and A. Emadi, "Stabilizing control of DC/DC buck converters with constant power loads in continuous conduction and discontinuous conduction modes using digital Power Alignment technique," International Transactions on Electrical Machinery and Energy Conversion Systems, vol. 1, no. 1, pp. 63–72, March 2006.
- [6] A. Emadi, A. Khaligh, C. H. Rivetta and G. A. Williamson, "Constant power loads and negative impedance instability in automotive systems: definition, modeling, stability, and control of power electronic converters and motor drives," IEEE Trans. Vehicular Technology, vol. 55, no. 4, pp.1112 – 1125, July 2006
- [7] L. Del Ferraro and F.G. Capponi, "Stability conditions for multi-converter power systems," IEEE Conference Vehicle Power and Propulsion, p.6, 2005
- [8] A. Emadi and M. Ehsani, "Negative impedance stabilizing controls for PWM DC-DC converters using feedback linearization techniques," Energy Conversion Engineering Conference and Exhibit, (IECEC) 35th Intersociety, vol. 1, pp.613-620 July 2000
- [9] Chin-Sien Moo; Kong Soon Ng; Yao-Ching Hsieh, "Parallel Operation of Battery Power Modules," IEEE Trans. Energy Conversion, vol. 23, pp.701 – 707, June 2008
- [10] H. J. Bergveld and W. S. Kruijt, P. H. L. Notten, Battery Management Systems Design by Modelling, 1st Edition, Kluwer Academic Publishers, 2002.
- [11] R. W. Erickson and D. Maksimovic, Fundamentals of Power Electronics, 2nd Edition, Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [12] Y. Duan and H.Jin, "Digital Controller Design for Switchmode Power Converters," IEEE Applied Power Electronics Conf., pp. 967-973, 1999.
- [13] <http://www.neahpower.com/powergap/overview.shtml>. Neah Power Systems,

- Inc.
- [14] <http://www.apple.com/tw/batteries/>
- [15] 吳財福, 陳裕愷, 張健軒, 太陽光電能供電與照明系統綜論, 全華圖書股份有限公司, 2007.
- [16] 江炫樟, 電力電子學, 第三版, 全華圖書股份有限公司, 2004.
- [17] 王宇, 升壓型轉換器的實用設計, Asiainfo 期刊第272期.
- [18] 鄭戎傑, 嚴豪呈, 謝耀慶, 周書平, 莫清賢, 鉛酸電池脈衝充電特性研究, 2003 第二屆台灣電力電子研討會
- [19] Lithium-Ion Battery Maintenance Guideline, Tektronix, 2003
- [20] Richard Nowakowski, Brian King, Choosing the optimum switching frequency of your DC/DC converter, Planet Analog, A 35, 2006
- [21] Christophe Vaucourt, 為可攜式應用DC/DC轉換器選擇最合適的電感與電容, Texas Instruments.
http://www.eettaiwan.com/ARTICLES/2007AUG/PDF/2007_Aug_Inductor_TI.pdf
- [22] 李宜達, 控制系統設計與模擬, 修訂二版, 全華圖書股份有限公司, 1998
- [23] S. C. Tan, Y. M. Lai, M. K. H. Cheung, and C. K. Tse, "On the practical design of a sliding mode voltage controlled buck converter," IEEE Trans. Power Electron., vol. 20, pp.425 – 437, March 2005
- [24] H C. Hua, J. Lin, and C. Shen, "Implementation of a DSP-controlled photovoltaic system with peak power tracking," IEEE Trans. Industrial Electronics, vol. 45, no.1, pp. 99-107, Feb. 1998
- [25] D. Maksimovic, R. Zane and R. Erickson, "Impact of digital control in power electronics," ISPSD '04, pp.13 – 22, May 2004
- [26] B.J. Patella, A. Prodic, A. Zirger, and D. Maksimovic, "High-frequency digital PWM controller IC for DC-DC converters," IEEE Trans. Power Electronics, vol. 18, no. 1, Part 2, pp. 438 – 446, Jan. 2003
- [27] A. P. Dancy, R. Amirtharajah, and A. P. Chandrakasan, "High-efficiency multiple-output DC-DC conversion for low-voltage systems," IEEE Trans. Very Large Scale Integration Systems, Vol. 8, No. 3, pp. 252-263, June 2000
- [28] V. Gutnik, and A.P. Chandrakasan, "Embedded power supply for low-power DSP," IEEE Trans. Very Large Scale Integration (VLSI) Systems, Vol. 5, Issue 4, pp. 425 – 435, Dec. 1997
- [29] W. Wu, N. Pongratananukul, W. Qiu, K. Rustom, T. Kasparis, and I. Batarseh, "DSP-based multiple peak power tracking for expandable power system," Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC '03, vol. 1, pp.525 – 530, Feb. 2003
- [30] A. Syed, E. Ahmed and D. Maksimovic, "Digital PWM controller with feed-forward compensation," Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC '04, vol. 1, pp.60 – 66, 2004

- [31] S. Chattopadhyay and S. Das, "A digital current-mode control technique for dc-dc converters," IEEE Trans. Power Electron., vol. 21, pp.1718 – 1726, Nov. 2006
- [32] R. Gopinath, S. Kim, J. H. Hahn, P. N. Enjeti, M. B. Yeary, and J. W. Howze, "Development of a low cost fuel cell inverter system with DSP control," IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 19, No. 5, pp. 1256-1262, Sept. 2004
- [33] A. Prodic, D. Maksimovic and R. Erickson, "Design and implementation of a digital PWM controller for a high-frequency switching DC-DC power converter," Industrial Electronics Society, IECON '01, vol. 2, pp.893 – 898, Nov. 2001

