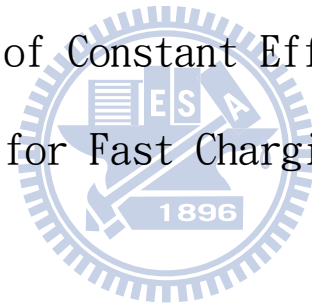


國立交通大學
電機與控制工程學系

碩 士 論 文

固定效率追蹤達到快速充電目的之演算法

The Algorithm of Constant Efficiency Tracking
for Fast Charging



研 究 生：陳智聖

指 導 教 授：董蘭榮 博士

中 華 民 國 九 十 八 年 九 月

固定效率追蹤達到快速充電目的之演算法

The Algorithm of Constant Efficiency Tracking
for Fast Charging

研究生：陳智聖

Student : Chi-Sheng Cheng

指導教授：董蘭榮 博士

Advisor : Lan-Rong Dung



碩士論文

A Thesis

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

September 2009

Hsinchu, Taiwan, Republic of China

中華民國九十八年九月

固定效率追蹤達到快速充電目的之演算法

研究生：陳智聖

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

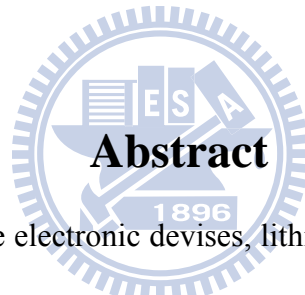
隨著可攜式電子產品的成長，使得鋰電池在電源管理扮演非常重要的角色，如何有效提高鋰電池充電效率及縮短充電時間得到較高的鋰電池充電效能變的非常重要。目前市面上鋰電池主要採用定電流-定電壓充電法，但是此方法無法達到快速充電的需要。本文提出一個快速充電方法，他在損及最小充電效率下，透過穩定充電效率達到提升電流快速充電的目的。首先，我們利用電池的等效電路模型得到電池等效內阻及效率與量測參數之間的關係，再藉由此兩項參數計算最佳充電電流。相較於定電流定電壓法，本論文所提出的方法可在損失平均充電效率 0.73% 的情況下，加快充電速度 12.4%。

The Algorithm of Constant Efficiency Tracking for Fast Charging

Student : Chi-Sheng Cheng

Advisor : Lan-Rong Dung

Institute of Electrical and Control Engineering National Chiao-Tung
University



As the growing of portable electronic devices, lithium batteries play an important rule in power management systems. In order to maximize the performance of lithium batteries, a high charging efficiency and less charging time are required. Today, the main charging method for lithium batteries is the constant current- constant voltage method (CC-CV), but it can not reaches the requirement of fast charging. This thesis presents a fast charging method, which improve charging speed at the cost of minimum charging efficiency. First, we search the relationship between battery equivalent models and charging efficiency, then we control charging efficiency to have optimum charging current. Using the proposed algorithm, the charging time improve 12.4%, and the charging efficiency barely decreases 0.73%.

致謝

首先感謝指導教授董蘭榮老師在碩士班生涯的悉心指導，除了在研究學問上的啟發外，也讓我解決問題的能力與心態有所進步。

同時感謝實驗室一起奮鬥的夥伴與學弟，有了你們的幫忙與支持鼓勵才能讓我順利完成論文。也因為有你們的陪伴，使我的研究生生活充實愉快。

特別感謝 展嘉學長在研究心態上的傳承，嘉宏同學在學業與研究上的幫助，建樺學弟在電工與實驗上給予我許多實質幫助。謝謝你們。

最後感謝我的家人與女朋友，在我壓力最大最無助的時候你們是我心靈的依靠，我愛你們。

感謝你們，僅以本論文獻給摯愛的大家。



智聖 於新竹交大

2009年9月

目 錄

摘要	I
Abstract	II
致謝	III
目 錄	IV
圖目錄	VI
表目錄	VIII
表目錄	VIII
第一章 序論	1
1.1 研究背景	1
1.2 研究動機	2
1.3 論文架構	4
第二章 電池基本介紹	5
2.1 名詞定義	5
2.2 電池特性	7
2.2.2 電池行為觀察與等效電路	9
2.2.2 電化學反應	12
2.3 電池充電演算法	16
2.3.1 定電壓定電流充電法	16
2.4 鋰電池容量估測法	19
2.4.1 庫倫法	19
2.4.2 EMF 查表法	20
第三章 固定效率追蹤達到快速充電目的演算法	23
3.1 效率的定義與推論	24
3.2 EMF 建表	28
3.3 定電壓定電流的充電效率觀察	29
3.4 固定效率追蹤達到快速充電目的之演算法	32
第四章 硬體電路實現	36
4.1 充電電路架構	36
4.2 充電電路元件設計	37
4.2.1 PWM IC TL494 與 降壓式直流對直流轉換器	37
4.2.2 類比數位轉換器 AD7541A 與電流取樣	44
4.2.3 TI Gas Gauge Bq27200	46
4.2.4 I ² C (Internal Integrated Circuit) 介紹	47
4.2.5 Microchip PIC16F877 外部電路	49
4.3 PIC16F877 控制韌體流程	50
4.4 硬體結果討論	53

第五章	結論與未來方向	56
5.1	結論	56
5.2	未來展望	56
參考文獻	57



圖目錄

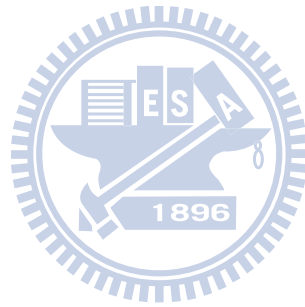
圖 2.1 (a)電池基本作用原理(充電).....	7
圖 2.2 不同放電電流下的放電曲線.....	9
圖 2.3 脈衝放電電流.....	10
圖 2.4 脈衝響應電壓.....	10
圖 2.5 脈衝放電響應示意圖.....	11
圖 2.6 簡化電池電路模型.....	11
圖 2.7 正負電極電壓，與氧化還原電流關係圖.....	13
圖 2.8 Helmholtz model.....	14
圖 2.10 充電池電池內部位能示意圖.....	15
圖 2.11 定電壓定電流充電法.....	16
圖 2.12 鋰電池充電終值電壓與電池壽命關係圖.....	16
圖 2.13 電阻補償充電法電流控制示意圖.....	17
圖 2.15 變頻充電示意圖.....	18
圖 2.16 脈衝電壓頻率對平均電流響應示意圖.....	18
圖 2.17 不同溫度下，利用電壓休息法量測 EMF 值之比較圖.....	20
圖 2.18 不同休息時間下，OCV 變化圖.....	21
圖 2.19 利用內插法求得 EMF 之示意圖.....	22
圖 2.20 開路電壓法與平均法電壓法之比較.....	22
圖 3.1 簡化電池模型 2.....	24
圖 3.2 電量對 EMF 能量計算示意圖.....	25
圖 3.3 實際效率與理論效率比較.....	27
圖 3.4 誤差百分比.....	27
圖 3.5 EMF 內插法.....	28
圖 3.6 LABVIEW 介面的 CCCV 控制儀表.....	29
圖 3.7 1C 之定電壓定電流充電電壓電流關係圖.....	30
圖 3.8 定電壓定電流充電之效率圖.....	31
圖 3.9 電池等效內阻圖.....	31
圖 3.10 定效率充電電流計算流程圖.....	33
圖 4.1 充電電路架構.....	36
圖 4.2 脈波寬度調變方塊圖.....	37
圖 4.3 降壓式直流對直流轉換器.....	38
圖 4.4 降壓式轉換器之輸出電壓連波.....	39
圖 4.5 直流對直流轉換器未補償前之波德圖.....	41
圖 4.6 直流對直流轉換器補償後之波德圖.....	41
圖 4.7 P-sim 之 Buck converter 電路模擬圖.....	42
圖 4.8 P-sim 模擬電流輸出圖.....	42

圖 4.9	實際降壓式轉換器輸出波形	43
圖 4.10	AD7541A 內部構造	44
圖 4.11	AD7541A 電路.....	45
圖 4.12	同相放大器	45
圖 4.13	Bq27200 應用電路	46
圖 4.14	PIC16F877 與 Bq27200 連接方式	48
圖 4.15	PIC16F877 電路圖	49
圖 4.16	定效率充電電流計算	51
圖 4.17	定效率快速充電決策流程圖	52
圖 4.18	定電流定電壓實際電壓圖	54
圖 4.19	定電流定電壓實際電流圖	53
圖 4.20	設定控制器效率為 0.915 之定效率追蹤電流圖	55
圖 4.21	設定控制器效率為 0.915 之定效率追蹤電壓圖	55



表目錄

表 4.1	AD7541A 單極性操作下輸入與輸出關係表	45
表 4.2	I ² C 指令與訊號對應表	48



第一章 序論

1.1 研究動機

從進入 21 世紀以來，科技 3C 產品永遠在追求進步，隨著積體電路設計以及相關技術的進步，過去體積龐大極佔空間的電器產品得以縮小化，可攜式電器產品也就越來越普遍。除了外型輕巧可攜帶的基本要求之外，長操作時間逐漸成為必備的功能之一，舉凡筆記型電腦、行動電話、數位照相機、數位攝影機等。這些可攜式電器產品的工作原理與工作目的都不盡相同，但有一共通的特性，就是電力來源都使用可重複使用的二次電池，所以身為電力來源的電池就顯得格外重要。許多電池管理系統的設計也因應而生，而鋰電池由於特性都各優於其他電池，成為現在可攜式產品電力來源的主流。而二次電池成為主流之後孕育而生的問題是，如何有效的快速充電。以使用者而言，充電時間越短代表更能頻繁的使用該電器。因此，有效的快速充電成為二次電池一個重要的議題。目前最常被使用的充電法有定電壓定電流充電法，但此充電法的充電時間太過冗長一般需要兩個小時左右。

為了有效縮短充電時間，快速充電技術因而被發展。快速充電技術被定義在當充電電流大於 $0.8C$ 且電池電量為 0% 到 80% 間的充電區段。因為此充電區間的電壓十分穩定，不會因為使用大電流充電造成電壓快速飆升，造成安全上的問題。快充技術目前面臨到的問題是當使用大電流充電時，整體的充電效率就下降。充電效率下降除了造成能源浪費之外，會使得電池在充電過程中因大電流充電產生熱能，此熱能會使得電池的壽命減短。因此，如何平衡充電效率與充電時間成為快速充電技術的困難點。

1.2 研究現況

目前市面上鋰電池主要採用定電流-定電壓充電法[1][2]，即先使用固定電流對電池充電當電池電壓達到預設的上限值時，轉入定電壓充電。但是此方法無法達到快速充電技術的需要，當使用大電流的定電流充電時，充電效率會整體下降，且會因提早進入定電壓模式而使得充電速度下降。當使用小電流的定電流充電時，充電時間卻又變長，成為典型的工程問題。因此孕育出許多不同的快速充電方法，如：脈衝電流充電法[3][4]、多重步階充電法[5][6]、適應性充電法[7][8][9]等。脈衝充電法是使用脈衝充電電壓或脈衝充電電流對電池做充電，其原因在於希望在充電過程中電池內部的氧化還原反應完全，不讓電子持續累積在電極表層使得過電位下降，達到較慢進入定電壓模式充電的效果。而多重步階充電法則是先以固定電流充電，當電池電壓到達 4.2V 時轉入步階充電，當判斷參數超出臨界值時再轉入下一個電流步階，其目的在於利用電流步階的變化，使得過電位能逐漸減少避免讓充電電流進入定電壓模式達到兼顧充電效率與充電時間的目的。最後，適應性充電是先觀察電池參數的變化並尋找出可用的參數，在充電過程中判斷下個時間點的充電電流，此方法可針對希望改善的目標作最佳化充電電流管理。

脈衝充電法與步階充電法是為了使電池的過電壓效應得到控制，使其在達到定電壓模式前有最長的定電流充電。脈衝充電法能使電池的老化效應行為減緩[10]，但對於快速充電的影響很小。步階充電法可兼顧充電效率與充電電流，但仍需要預先計算其最佳充電電流配方。因此，本篇論文希望藉由對電池行為的觀察與了解，根據不同的電池狀態產生不同的充電電流，且對於所有相同化學組成的電池均能達到相同的效果，達到適應性充電的目的。

1.3 論文簡介

傳統的定電流定電壓充電法只分成兩個充電段，無法對於電池做適應性的充電導致其在快充應用上的瓶頸，當提高定電流充電以達到快速充電目的的同時必須犧牲許多效率。因此，在本篇論文中我們將發展一個適應性快速充電演算法。使得我們在控制充電效率的情況下獲得較大的充電電流達到快速充電的目的。首先，我們先觀察電池的化學反應特性尋找在充電過程中可擷取到的資訊，並觀察哪些參數的變化會影響充電時間與充電效率。再將這些資訊利用固定效率追蹤演算法轉換成控制電流，達到適應性調整充電電流的目的。

整體充電流程如圖 1.1 所示，我們先給予一個固定電流充電，然後取得定電流充電下的電池響應後，計算下個時間段的充電電流。若充電電流小於初始設定的電流值時則使用初始電流繼續充電。當充電效率到達欲固定的效率值時，則轉為定效率追蹤充電。最後，當電池電壓超過 4.2V 且充電電量大於 80%SOC 後，我們轉換為定電壓 4.2V 充電至充電截止。最後結果顯示採用本論文所提出的方法在犧牲效率 0.73% 的情況下，充電速度加快 12.4%，達到犧牲少量效率得到快速充電的目的。

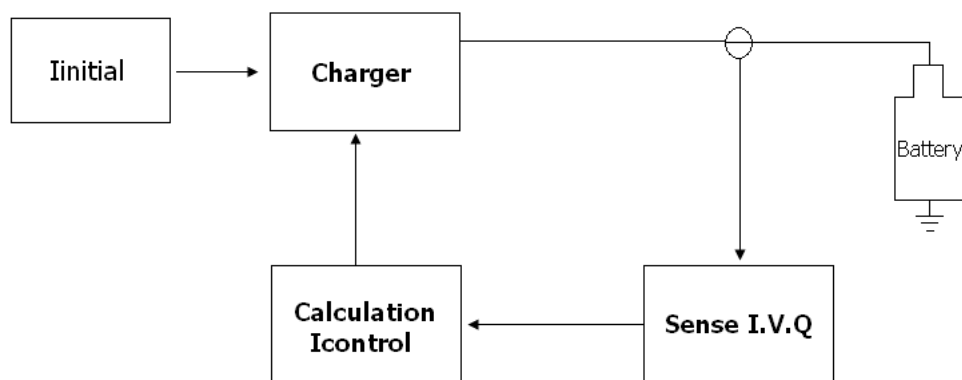


圖 1.1 適應性充電法架構

1.4 論文架構

本論文將提出一固定效率充電之快速充電演算法，論文共包含五個章節茲分述如下。

第一章：探討充電技術的背景，據以提出本論文之研究動機與方向。

第二章：對本篇論文之知識背景作完整介紹，內容共分為三個部份，首先對鋰電池的化學特性與行為表現作解釋與介紹。第二部份將電池的行為模式，模擬成電路特性以供分析討論。第三部份則介紹充電技術，並說明從中取材的方向。

第三章：介紹本篇論文所提出的快速充電方法。先針對控制電流參數做說明，再推導其演算過程。最後，規劃控制電流演算法並實驗其演算法的充電結果。

第四章：為硬體簡介，將快速充電演算法的結果經由單晶片 PIC16F877 為控制器，控制降壓式直流對直流轉換器對電池進行快速充電，並藉由 Bq27200 為量測工具經由 I2C 將量測參數傳遞給微控制器完成閉迴路充電架構。

第五章：討論結果與未來研究方向之建議。

第二章 電池基本介紹

第二章將對本篇論文之知識背景作完整介紹，內容共分為三個部份，首先在 2.1 節對鋰電池的化學特性與行為表現作解釋與介紹。2.2 節將電池的行為模式，模擬成電路特性以供分析討論。2.3 節則介紹充電技術，並說明從中取材的方向。

2.1 名詞定義

名詞定義根據不同的使用類別有不同的定義方式，大致上可分為一般定義，電池內部定義與應用相關定義。一般定義用來定義使用者對於電池常用的稱呼。電池內部定義用來說明電池內部所有的材料與運作單元而應用相關定義則用來代稱電池應用相關的特別稱呼。

一般定義用來定義使用者對於電池常用的稱呼如 cell 與 battery。

cell 用來從化學能產生電能或從電能儲存到化學能的基本電化學單位，一個 cell 包含兩個電極與填充在其中的電解質。電池(battery)由兩個或兩個以上的 cell 串聯或並聯組成，但電池也常被用來代表單一電池芯(cell)的電池組，因此在本論文中也用電池來代表單一個電池芯的電池組。

電池內部定義用來說明電池內部所有的材料與運作單元，主要的材料有以下幾種。

1. 電極(Electrode)為電池的基本組成單元，每個電池都包含正電極與負電極。電池的外部電壓即是由兩個電極的電位差所決定。
2. 陽極(Anode)為發生還原反應的電極。表示此電極接受外部電路所提供的電子。充電時，陽極為負極；放電時，陽極為正極。
3. 陰極(Cathode)為發生氧化反應的電極。即此電極供應電子給外部電路。充電時，陰極為正極；放電時，陰極為負極。一般為了避免混淆都以正極與負極稱呼電池的電極。
4. 電解質(Electrolyte)是介於正負極中間為正負極提供必要的離子導電性。
5. 分隔物(separator)是僅能使必要離子通過的非導體，可避免正負極內部形成短路。

應用相關定義則用來代稱電池應用相關的特別稱呼。常用的使用稱呼茲分述如下。

1. 容量速率(C-rate)是將電池充電或放電電流，經由電池的總容量給予量化的單位。舉例來說，當電池總容量為 600mAh，若充電電流為 1C 代表此電流為 600mAh；若充電電流為 0.5C，則代表此電流值為 300mAh。此量化的好處在於，以電池的總電量為基本單位可避免因電池容量不同而造成不同充放電電流大小的混淆。
2. 循環壽命(Cycle Life)是在特定條件下，電池可被充放電的次數。此條件通常是指電池在特定充放電條件下，電池可被使用的總容量低於原始設計的百分之八十。
3. 截止電壓(Cut-off voltage)，此電壓表示電池放電的終止電壓。
4. 電量狀態(State-of-Charge)表示實際在電池內部的電荷量相較於電池總容量或最大可充電電量的值，並以 SoC 代稱。電量狀態值利用百分比來表示，當 SoC = 100% 表示電池為全滿狀態，當 SoC=50%表示電池相對於原始設計容量擁有一半的總電量。
5. 電動勢(Electro-Motive Force)指的是真正驅動電池輸出的電位能；此電動勢為電極兩端靜置位能的總和。當電池處在平衡狀態時，所量測到的開路電壓值即為電動勢。
6. 過電位(Over-potential)為電池電極電壓值與完全靜置時的電壓差。此電壓差為其內部因離子擴散或漂移反應所造成。此過電位電壓值與環境及操作方式有關。
7. 內阻(internal resistance)是除了電池內部因化學作用所產生的等效阻抗外還有電池電極到外部電路間的阻抗，隨不同的製程與包裝技術而不同。

2.2 電池特性

本節將先簡單介紹電池的工作機制之後，再藉由電池行為的觀察將電池等效成電路模型。

2.2.1 電池工作機制

電池最簡單的定義即是一個可以藉由化學能與電能互換，儲存或提供能量的裝置。化學能被儲存在電池的兩個電極中，藉由氧化還原反應或電荷轉移反應產生動作。這些反應包含了在兩個電極間經由外部電路交換電子，與在電極與電解質間進行交換離子[11]。當電流流經電池時，氧化反應在陰極發生代表此電極供應電子給外部電路；再由發生還原反應的陽極接收電子。電解質在兩個電極間，提供離子交換的路徑，以保持整個系統電中性。因此，當電池反應時藉由電極產生電子；由電解質產生離子完成整個能量循環。

充電與放電的流程在圖 2.1 中示範。在圖 2.1 中正電極均在右邊；負電極在左邊。充電時，氧化反應在正極發生還原反應在負極發生。當放電時，則反向運作。

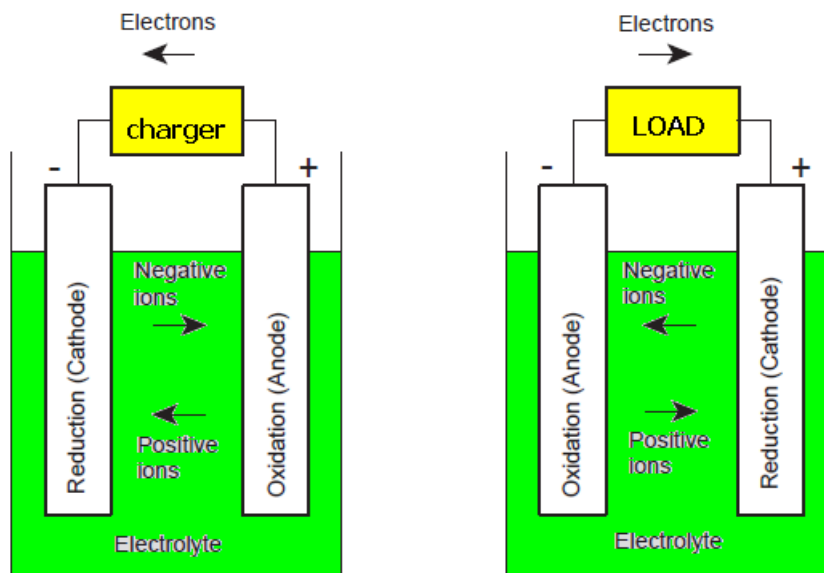
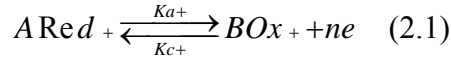


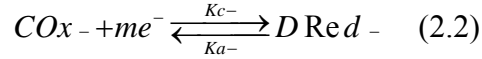
圖 2.1 (a) 電池基本作用原理(充電) (b) 電池基本作用原理(放電)

在正負電極中發生電荷反應的表示可被簡化成：

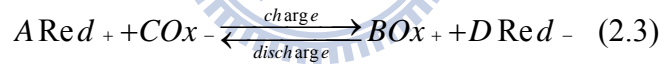
正電極(+):



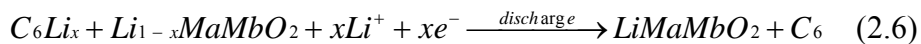
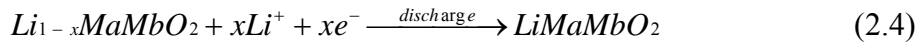
負電極(-):



其中 Red 跟 Ox 代表還原與氧化物質， $Ka_{+/-}$ 跟 $Kc_{+/-}$ 代表氧化與還原速率，A、B、C、D、n、m 代表莫爾數。當充電時，正極發生 A 莫爾的還原物 (Red) 被氧化成 B 莫爾的氧化物 (Ox) 並釋出 n 莫爾的電子給外部電路；同時，負極發生 C 莫爾的氧化物接收 m 莫爾的電子還原成 D 莫爾的還原物。當放電時，整體反應反向運作。整個系統的全反應可藉由相加(式 2.1)與(式 2.2)得到。當我們假設 n=m 時可得到全反應如下：



在本論文中，我們採用鋰離子電池。因此，實際氧化還原式如下[12]：



其中 2.4 式中的 $Li_{1-x}MaMbO_2$ 為 2.1 式中的氧化物 $Ox +$ ，在接收電子 e^- 後產生還原物 $LiMaMbO_2$ 。2.5 式中的 C_6Li_x 代表 2.2 是中的還原物 Red - 在放電過程中產生 $C_6 + xLi^+$ 與電子。全反應為式 2.4 與式 2.5 相加，產生如式 2.6 的全反應。

2.2.2 電池行為觀察與等效電路

在說明電池各項原理與化學成因之前，我們先將電池視為一個黑盒子。利用不同的充放電電流來觀察其行為，並先行推測其內部模型組成；其組成原因將在 2.2.3 節解釋。

首先我們採用不同的定電流對相同充電條件下的電池作放電，圖 2.2 為相同電池在相通充電條件(充電電壓 4.2V 充電電流 0.8A)，固定放電終止電壓且定溫下做放電。觀察其行為發現當放電電流越大電池的電壓越低，且當終值電壓發生時實際放出的總電量越低。此電池放電容量與放電電流有關的現象被稱速率相關容量 (Rate-dependency Capacity)，而放電行為與放電電流有關的現象被稱為速率相關 (Rate-dependency)[13]。此放電行為感覺電池內部有一串列電阻，使得不同的電流大小流出電池時有不同的壓降；但此電阻並非線性，也就是說等比例的負載電流並未造成等比例的電壓降。

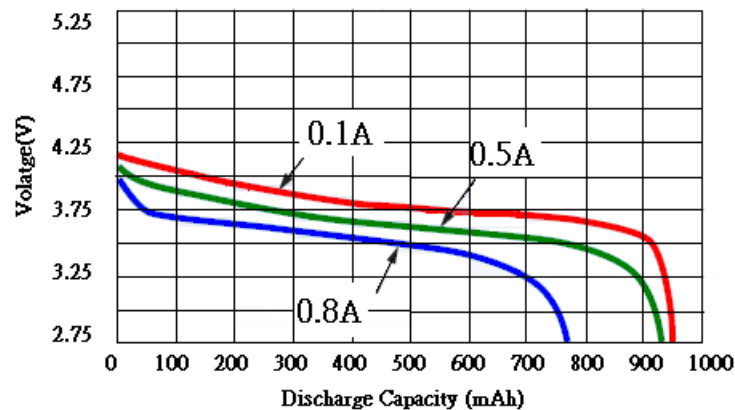


圖 2.2 不同放電電流下的放電曲線。

充電條件：4.2V，0.8A / 0.1A cutoff

放電電流：0.1A / 0.5A / 0.8A

接著我們使用脈衝式的放電電流對電池作放電[14]，圖 2.3、圖 2.4 為電池在固定放電週期下做脈衝放電，放電電流為 0.2A。觀察其電壓行為發現當脈衝電流發生時，電壓會先有一立即的下降隨即隨著放電電流穩定但緩慢的電壓降。在放電電流間的休息時段，觀察其行為發現電壓值有一立即的上昇，緊接著一緩慢的回覆電壓。此電池經過負載後電壓回覆的現象被稱為回覆效應(Recovery effect)。此放電行為感覺電池內部有一低通濾波器，使得電池電壓無法瞬間變化，而是先有一立即變化後再緩慢下降。

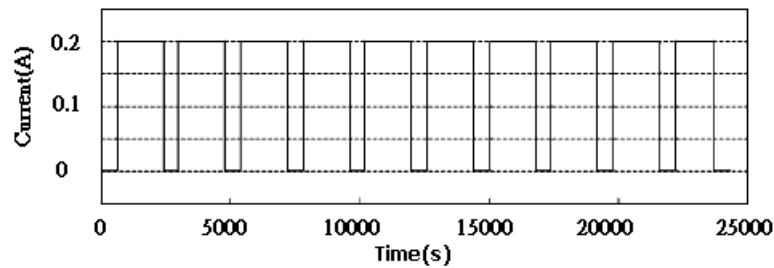


圖 2.3 脈衝放電電流(節錄自 [14])

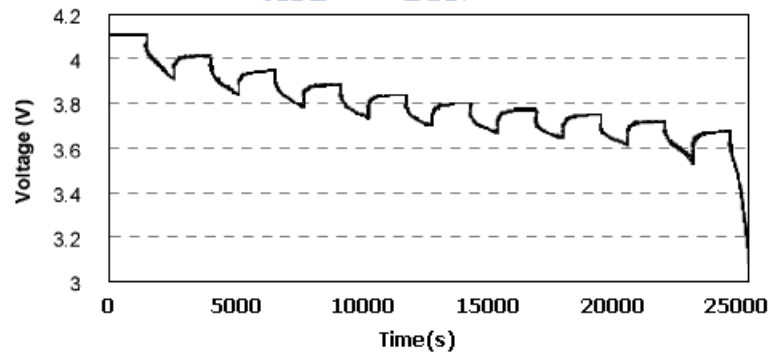


圖 2.4 脈衝響應電壓(節錄自 [14])

將部份電壓行為放大顯示如圖 2.5

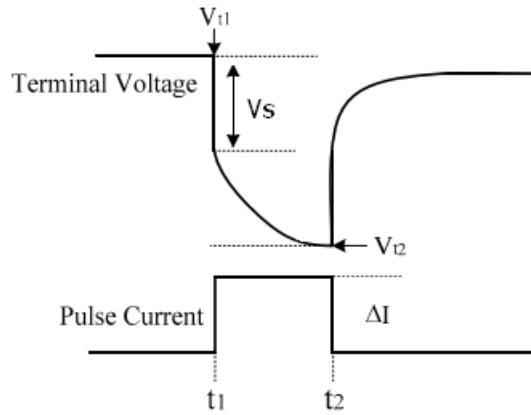


圖 2.5 脈衝放電響應示意圖

總結以上兩項實驗我們發現，在 SoC 變動不大的情況下即 EMF 變動足以忽略的情形下，電池內部行為在電性上可利用戴維寧等效成一定電壓源串列電阻與低通濾波器 [15][16]。如圖 2.6 所示，當電流輸出時流過電阻 R_{in} 產生立即性的壓降 V_s ，接著因並聯電阻 R_p 、電容 C_p 儲能，產生逆向電位 V_p 使得輸出電壓持續下降到 V_{t2} 。當不同電流大小流經電池內部即會產生不同壓降的過電位行為。此外，電池的內阻 R_{in} 並聯電阻 R_p 電容 C_p 都會因不同的操作環境(包含溫度、電流...等)而有所不同。當電池放電時，輸出電壓即等於 $V_{bat} = EMF - I \cdot R_{in} - V_p(I_{ch})$ ；充電時符號相反，但 R_{in} 、 C_p 、 R_p 與放電時不同。

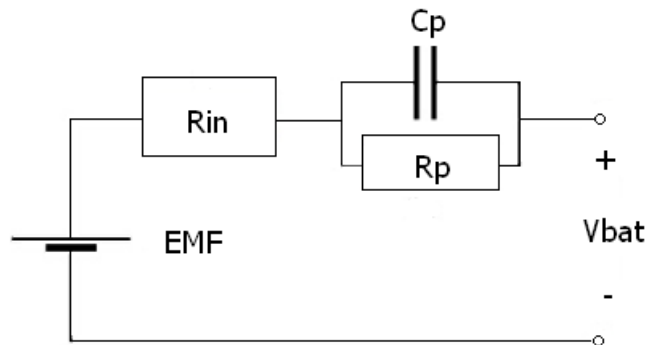


圖 2.6 簡化電池電路模型

2.2.3 電化學反應

本節將討論電池內部的化學反應成因，以及其相對應外部電路行為。電池內部反應可分為電動勢與過電位兩部份，最後的電池外部電壓則由此兩部分結合而成。分述如下

A. 電動勢(Electro-Motive Force)

當電池處於平衡狀態，且氧化還原反應式如式 2.7、式 2.8 所示時，電極的電位可利用能斯特方程式(Nernst's Equation)[17]表示如下：

正極電位：

$$E_+^{eq} = E_+^0 + \frac{RT}{nF} \ln \frac{(a_{ox+})^B}{(a_{Red+})^A} \quad (2.7)$$

負極電位：

$$E_-^{eq} = E_-^0 + \frac{RT}{mF} \ln \frac{(a_{ox-})^C}{(a_{Red-})^D} \quad (2.8)$$

其中 E_i^0 表示標準氧化還原電位，單位[V]；R 表示氣體常數(8.314J/(mol.K))；T 是絕對溫度，單位[K]；F 為法拉第常數(96485/mol)；n、m 為參與電子轉移的電荷數， a_i 表示體積莫爾濃度(mol/m³)。

電池電位：

$$E_{battery}^{eq} = E_+^{eq} - E_-^{eq} = E_+^0 - E_-^0 + \frac{RT}{nF} \ln \frac{(a_{ox+})^B (a_{Red-})^D}{(a_{Red+})^A (a_{ox-})^C} \quad (2.9)$$

此電位僅與電池的化學組成相關，當電池的電極材料決定此電位僅會受材料特性影響。由此式子可看出，R、F、n、 E_i^0 為常數，影響電池平衡狀態電壓的是溫度 T，以及當下的氧化還原物的比例。因此 EMF 電壓只跟溫度及 SoC 有關，與電流無關。

B. 過電位(Over-potential)

當電池處在充電或放電狀態即非平衡狀態時，發現電極電壓不等於平衡狀態電壓，此電位差稱之為過電位(Over-potential)[18]，如式 2.10 所示。

$$\eta^{ct} = E - E^{eq} \quad (2.10)$$

其中 E 為實際電極電位差， E^{eq} 為平衡狀態電壓， η^{ct} 即為過電位。

過電位有動態過電位(Kinetic Over-potential)與擴散過電位(diffusion Over-potential) 兩種。

動態過電位(Kinetic Over-potential)來自於，當電池充電或放電時氧化還原速率不一致，如圖 2.7 所示，我們假設電流未大於電池內部離子濃度的最大擴散速率。左邊為負電極電位與氧化還原電流對應關係，右邊為正極。輸出電流 I^o 為氧化電流 $I_{a+/-}$ 與還原電流 $I_{c+/-}$ 的總和，當氧化電流與還原電流相同時電極電壓等於平衡電壓 E^{eq} 。當充電時，正極電流大於零，正極電位 $E_+ = E_+^{eq} + \eta_+^k$ ；負極電流小於零，電位 $E_- = E_-^{eq} - \eta_-^k$ ，電池總電位差即為 $E_+ - E_-$ 。

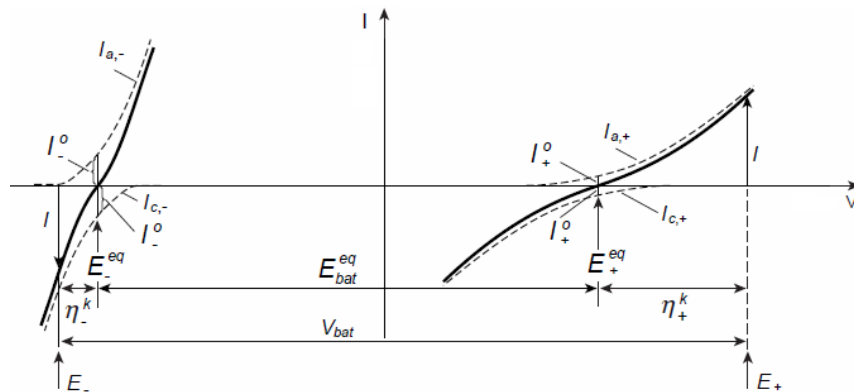


圖 2.7 正負電極電壓，與氧化還原電流關係圖(節錄自[18])

此外，氧化還原速率不一致導致也會電極與電解質間產生極化的現象，電荷累積在電極表面上如圖 2.8。當電荷累積在電極表面，電極內相反電性的電子因異性相吸也累積在外層，造成在電極與電解質間產生電容效應。此電容被稱為 Helmholtz 電容(Helmholtz capacitance)[19]，此串聯電容造成電池模型中的 R_p 、 C_p 產生電池行為為低通效果。

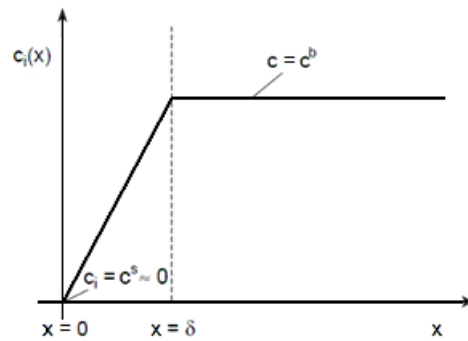
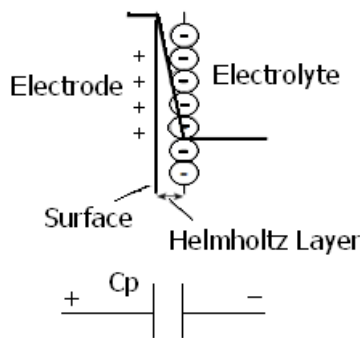


圖 2.8 Helmholtz model(節錄自[19])

圖 2.9 擴散物質濃度分布圖

擴散過電位(diffusion Over-potential)是因離子濃度差所造成的過電位。以上結果均假設，電池作用電流未大於內部離子濃度的最大擴散速率。當電池充放電電流大於離子濃度擴散速率時，導致在電極附近的電解質內離子濃度分布不均。如圖 2.9 所示，縱軸表示濃度，橫軸表示距離電極的距離。此時的過電位值為

$$\eta^d = \frac{RT}{nF} \ln \frac{C^s}{C^b} \quad (2.11)$$

其中 C^s 為電極表面的離子濃度， C^b 為電解質距離電極表面無限遠處的離子濃度。

C. 電池輸出電壓

總結以上特性，電池電壓為如圖 2.10

$$V_{bat} = E_+ - E_- = (E_+^{eq} \pm \eta^k \pm \eta^d) - (E_-^{eq} \mp \eta^k \mp \eta^d) \pm I \sum R_{\Omega} \quad (2.12)$$

其中 R_{ohm} 包含電極本身的內阻 $R_{ohm+/-}$ 、離子在電解質中移動的電阻 $R_{ohm,elyt}$ 。

當電池充電時，正極過電壓為正；負極過電壓為負，放電時則相反。

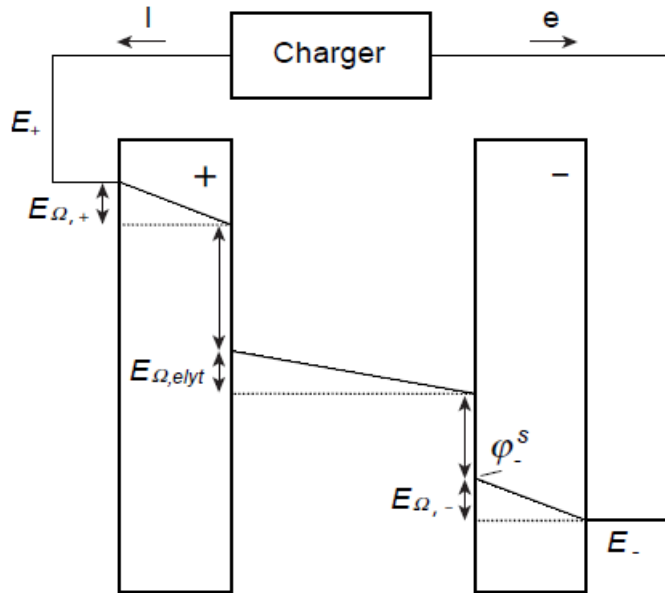


圖 2.10 充電電池電池內部位能示意圖

2.3 電池充電演算法

對於各種不同的充電電池，發展出許多配合不同供電需求的充電方式。當電池為大電流使用時，需要充電效率較高之充電方法，以保持充放電效率維持在一定值以上；當電流為小電流使用時，此時放電效率較高，因此充電效率可較低傾向於使用大電流的快速充電。在 2.3.1 節中，我們先介紹傳統的定電壓定電流充電法。在 2.3.2 節中，介紹其改良版電阻補償充電技術，說明如何能夠延長定電流充電的時間。在 2.3.3 節中，介紹一個可適性的充電法並說明其好處。

2.3.1 定電壓定電流充電法

定電壓定電流充電法為目前最常使用的充電方法，如圖 2.11。在前期使用定電流的大電流充電法，當電壓頂到某個電壓上限值時轉換定電壓充電。採用此方法的原因在於若電池的充電終值電壓在 4.2V 時，可使得電池充電容量最大情況下電池壽命最長[20]，圖 2.12 所示。但若可掌握電池最終的充電電壓與電池充電電壓上限值，則可使用更快速的充電法如 2.3.2 介紹的電阻補償充電法。

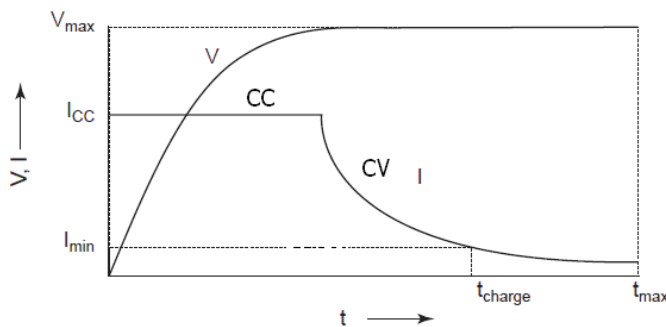


圖 2.11 定電壓定電流充電法

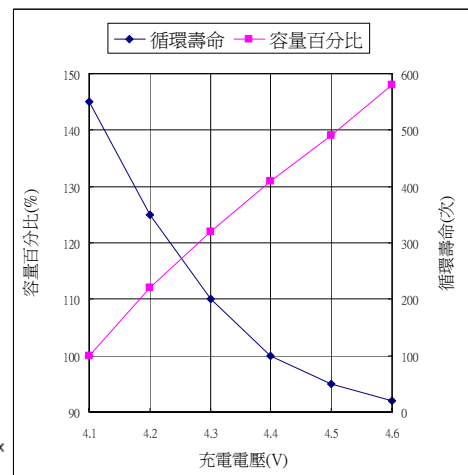


圖 2.12 鋰電池充電終值電壓

與電池壽命關係圖(節錄自[20])

2.3.2 電阻補償充電法(Built-in Resistance Compensation (BRC) Technique)

當採用定電壓定電流充電法時，是採用量測電池組的端電壓。此端電壓並非真正電池 Cell 的電壓，而是包含了電池內阻、保護電路阻抗及接觸阻抗經充電電流所形成的跨壓。因此出現了電阻補償充電法[21][22]，藉由補償電池的電阻延長定電流充電的時間，達到快速充電的目的。此方法在充電電壓到達 4.2V 時，加上擾動電流(如圖 2.13) $I_{charge1}$ 、 $I_{charge2}$ 紀錄擾動電壓 V_1 、 V_2 (式 2.13、式 2.14)，並藉此計算出此時電池可補償的電阻(式 2.15)。圖 2.14 為電阻補償充電電壓示意圖，其中 V_{BAT} 為電池充電電壓， V_{BATO} 為實際電池電壓。當電池充電電壓到達 4.2V 時，電池電壓為電池充電電壓再減掉 IR_{drop} ，因此補償此 IR_{drop} 的電壓值，將電池充電電壓充到 $V_{BATO} + IR_{drop}$ 。到達此電壓值後，再切換成定電壓 4.2V 充電。

$$V_1 = I_{charge1} \cdot R_S + V_{BATO1} \quad (2.13)$$

$$V_2 = I_{charge2} \cdot R_S + V_{BATO2} \quad (2.14)$$

$$R_S \approx \frac{V_1 - V_2}{I_{charge1} - I_{charge2}} \quad \text{when } V_{BATO1} \approx V_{BATO2} \quad (2.15)$$

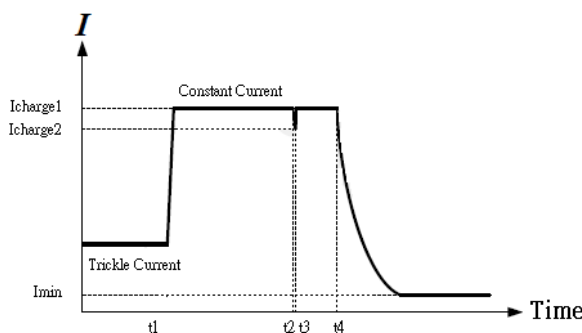


圖 2.13 電阻補償充電法電流控制示意圖

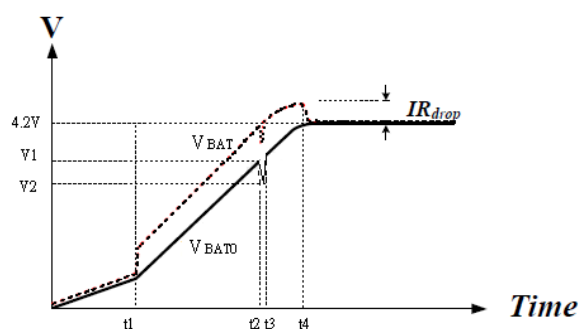


圖 2.14 電阻補償充電法電壓示意圖

此電壓補償的方式，非常適合用在已經封裝好的電池組充電上，藉由計算最後的充電電壓達到延長定電流充電的效果，但我們發現這個方法所計算出來的電壓上限值往往已經超過電池保護電路所設定的範圍，此情況下則僅能以保護電路電壓為上限。

2.3.3 適應性充電法

適應性充電法隨時監測電池內部狀態，並依此狀態改變充電方式。常被使用的監測狀態為電池的內阻變化與電池的電壓變化。藉由監測電壓、電流計算最佳充電方式，改變充電電流或電壓大小，藉以得到較快的速度或較好的充電效率。

圖 2.15 為可適性充電法的一種[3]，此方法在時間 T_s 內產生一系列不同頻率的脈衝充電電壓給電池，觀察其平均充電電流變化且在接下來的充電期間 T_c 內，採用最大平均電流的充電頻率對電池作脈衝電壓充電。藉以達到最佳充電電流控制，如圖 2.16 所示。

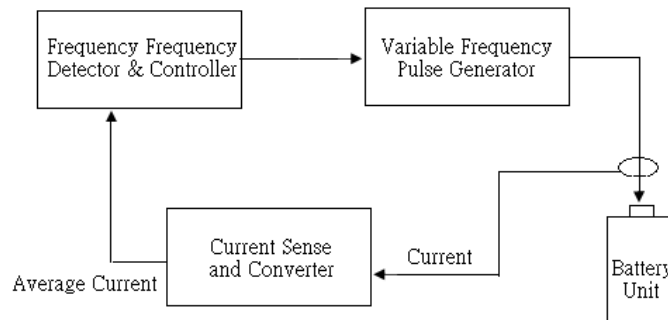


圖 2.15 變頻充電示意圖

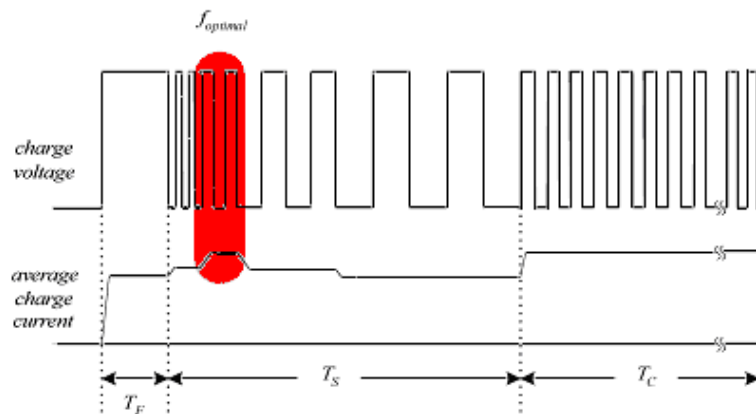


圖 2.16 脈衝電壓頻率對平均電流響應示意圖(節錄自[3])

這個方法啟發了我們對於適應性充電的想法，電池的狀況本來就不會一直都處在相同的條件。因此，如何根據電池不同的狀態改變充電電流成為我們努力的目標。


2.4 鋰電池容量估測法

在本論文的方法中，我們在不同的電池充電段落做不同的充電方式。因此，我們必須要監控電池目前電量的情況。而下述兩個方法為目前最常被使用的兩種電量估測法，2.4.1 介紹了庫倫法，是目前最常被使用的估測方法，再給予適當的補償情況下可以達到很高的準確率。2.4.2 為 EMF 查表法，是根據電池特性所產生的電量估測法是目前最為準確的估測法，但是其必須花費許多時間等待電池進入穩態，因此在實現上仍未普及。

2.4.1 庫倫法

庫倫法為目前市面上最常用的電池容量監控方法，依據量測的電流作積分換算成實際電荷量，再除上電池原始設計的容量即為 SOC 值，如式 2.16 所示。

其中 SOC_0 表示電池初始電量百分比， $Q_{battery}$ 表示電池額定的總電量， I 為充放電電流。


$$SOC = SOC_0 + \frac{\int I \cdot dt}{Q_{battery}} \quad (2.16)$$

但是這樣的方法容易受到電池容量改變與取樣誤差的干擾，於是出現了各種補償的方式[23][24]。大致可分為(1)總容量補償、(2)電流速率補償、(3)溫度補償三類。

茲分述如下：

- (1) 總容量補償為當電池實際充放電容量因老化效應或不同電池造成總電量與預設值不同時，硬體自動學習此有效放電的總電量當作下一次充放電的總電量參考值。
- (2) 速率補償是為了補償如圖 2.2 說明的 Rate-dependency 現象，以目前電流值決定此電流值可放出的最大電量，當電流較大時可釋出的電量較少，因此 SOC 會補償的較小。反之，當電流較小則會越接近原始設計的 SOC 值。

(3) 溫度補償是因當溫度較高時電池可放出的總電量較高，溫度較低時則相反。因此，補償因溫度所造成的總電量差。

此三種補償方式，使得庫倫法成為 book-keeping system 也就是說若要將庫倫法實際應用在充放電電量估測上，必須要有補償參考。

2.4.2 EMF 查表法

在式 2.9 的計算中我們提到 EMF 電位只會與溫度及電量(SOC)有關，與電池壽命及電流狀態無關[25]。開路電壓則稱為 OCV(Open-Circuit-Voltage)，也就是讓電池開路時所量出來的電壓，當電池在無電流通過($I=0$)且內部分子平衡狀態下($\eta^k = \eta^d = 0$)，所產生的 Vbat 等於開路電壓值 OCV 等於 EMF 值。且溫度對電池 EMF 的影響遠小於電池電量的影響[26]，在圖 2.17 中顯示電池在三種不同的溫度下，EMF 電壓的趨勢。在 SOC50%時為誤差最小的地方，而最大誤差則發生在 SOC=30%到 SOC=10% 間，但此誤差仍小於 30mV。

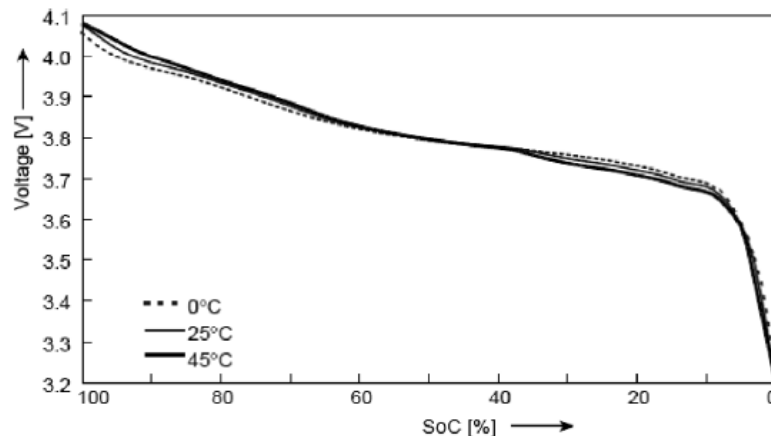


圖 2.17 不同溫度下，利用電壓休息法量測 EMF 值之比較圖(節錄自[26])

由圖 2.17 我們了解，電池的 EMF 值與電池的電容量最有關係，因此當建立了電池容量與 EMF 的關係表，可利用電池的電容量反推電池目前的 EMF 值。因此如何建立一個正確的 EMF 表成為最重要的工作。

目前較常被使用來估測電池 EMF 值與容量關係的方法有電壓休息法[27]與內插法[28]兩種。

電壓休息法是利用脈衝放電或脈衝充電的方式，讓電池充放電一段時間，再休息一段時間，休息是指讓電池處於完全靜止的狀態反應電流為 0，使得電池的內部分子得以平衡，此時量取電池的端電壓值即為 EMF 值。但是，此方法的缺點是開路電壓值與時間有關，當休息時間越久則越接近 EMF 值。如圖 2.18 所示，當休息 30 分鐘(A)與休息 600 分鐘(B)，兩者的 OCV 差值僅為 15mV，因此一般都選擇休息時間大於 30 分鐘。此方式最為準確，但是也最花時間。

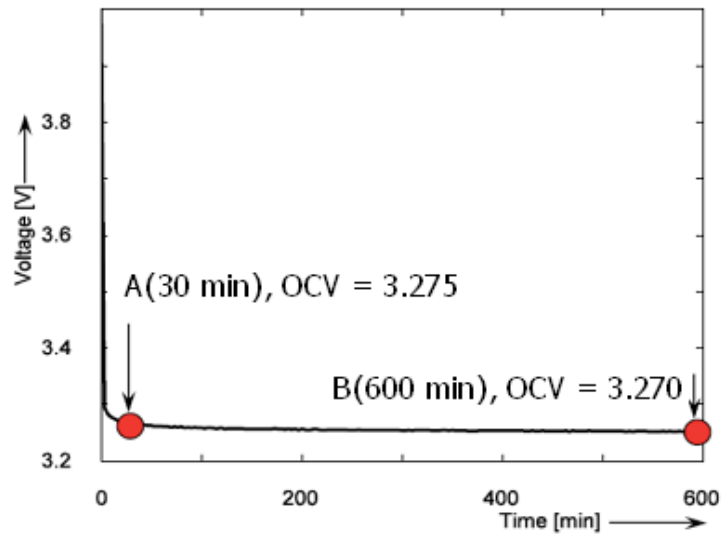


圖 2.18 不同休息時間下，OCV 變化圖

內插法則是利用相同的放電電流與充電電流，平均其電壓值來取得 EMF。

如圖 2.19 所示，其 $V_{d,1}$ 與 $V_{c,1}$ 為電池在相同 SOC 下的放電電壓與充電電壓值，

利用線性內插可得 $EMF_1 = \frac{V_{d,1} + V_{c,1}}{2}$ ， $EMF_2 = \frac{V_{d,2} + V_{c,2}}{2}$ 此方法可大幅縮短量測的時間，

但此法的誤差與電流大小有關，因此必須選擇盡可能小的電流對電池作充放電。

最終，將平均電壓法與開路電壓法做比較[29]如圖 2.20 所示，圖 2.20 橫軸為 SOC 縱軸為電壓。

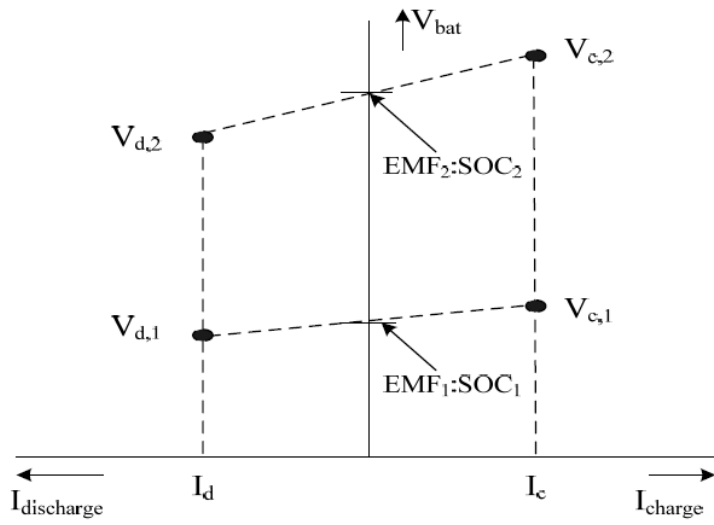


圖 2.19 利用內插法求得 EMF 之示意圖

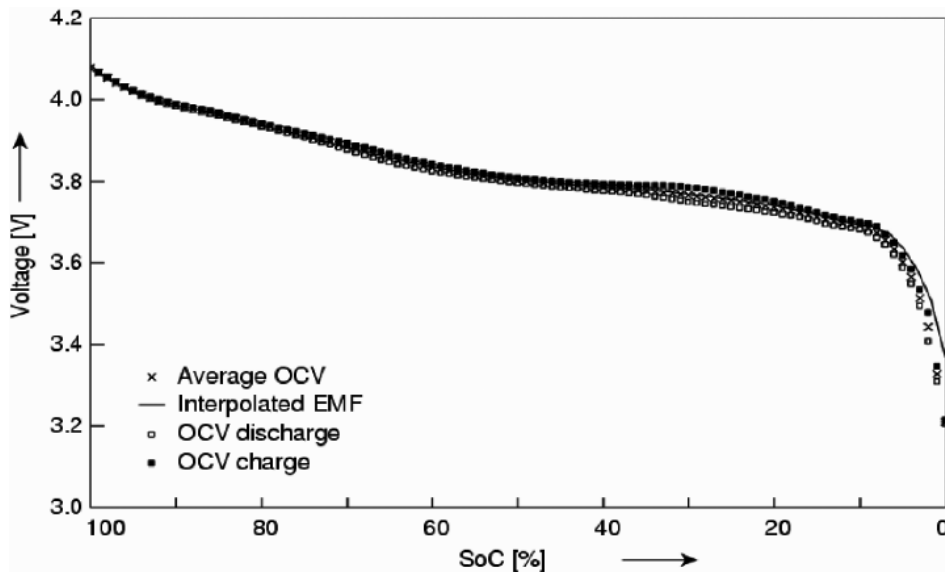


圖 2.20 開路電壓法與平均法電壓法之比較(節錄自[29])

第三章 固定效率追蹤達到快速充電目的演算法

在第二章所述的各項充電法中，定電流定電壓充電法是最廣為被使用的，因只有兩種模式的切換，即可達到充電的目的。但是，不論使用目前狀態為何的鋰電池都使用相同的充電方法是不具有效益的。當電池老化時內阻較大，若仍使用相同的大電流充電則會造成提早進入定電壓模式，使得充電時間不減反增。且因內阻較大，過多的能量消耗在電池內阻上，使得效率又降低。

為了彌補因不同電池電阻所造成的壓降，所以出現了動態電阻補償法藉以延長定電流充電的時間。此方法相較於定電壓定電流法，多了監控電池在充電末段的狀況。但甚為可惜的是，動態電阻補償法僅在定電流充電最末段的點才考慮電池本身的情況。

一個良好的充電行為，應時時考慮電池本身的狀態與充電電流間的關係，這個關係時常由充電效率來決定。電池本身的狀態包括電池的新舊、目前的電量等等因素。而這些因素會直接反應在電池的等效內阻上，因此當電池本身的內阻越小，我們說電池的狀態越好。因此電池內部的等效電阻可被用來決定充電電流。直覺上當電池的內阻越小，充電時消耗在內阻的能量必定較少，因此充電效率會提高。反之，當電池的內阻越大充電的效率會下降。我們將在 3.2 節效率的定義與簡化推論中，推論效率與內阻之間的關係。3.3 節觀察在此實驗平台下定電壓定電流充電的效率走勢，並且對於如何有效率的快速充電給予討論。3.4 節利用前面的結果，規劃充電模式，希望在犧牲最少效率的情況下，加快充電的時間。

3.1 效率的定義與推論

目前通用充電效率的定義為，充入能量與可釋出能量的比例，且可以被分項成實際充入(或釋出)電池的能量 E_{real} 與在充放電過程中浪費掉的能量 $E_{waste, ch / dis}$ 。如式子 3.1 所示：

$$\eta_{ch} = \frac{E_{out}}{E_{in}} = \frac{\int I_{dis} \cdot V_{dis} \cdot dt}{\int I_{ch} \cdot V_{ch} \cdot dt} = \frac{E_{real} - E_{waste, dis}}{E_{real} + E_{waste, ch}} \quad (3.1)$$

根據圖 2.6 的簡化電池電路模型再簡化成圖 3.1，假設電池為獨立系統。電池實際所獲得的能量皆反應在電池的 EMF 上。而所有耗損的能量即在充放電過程中，電流流經電池等效內阻時造成的過電位上。因此式 3.1 可被推論成式 3.2

$$\frac{E_{real} - E_{waste, dis}}{E_{real} + E_{waste, ch}} = \frac{\int I_{dis} \cdot EMF(SOC) \cdot dt - \int I_{dis} \cdot V_{op}(I_{dis}) \cdot dt}{\int I_{ch} \cdot EMF(SOC) \cdot dt + \int I_{ch} \cdot V_{op}(I_{ch}) \cdot dt} \quad (3.2)$$

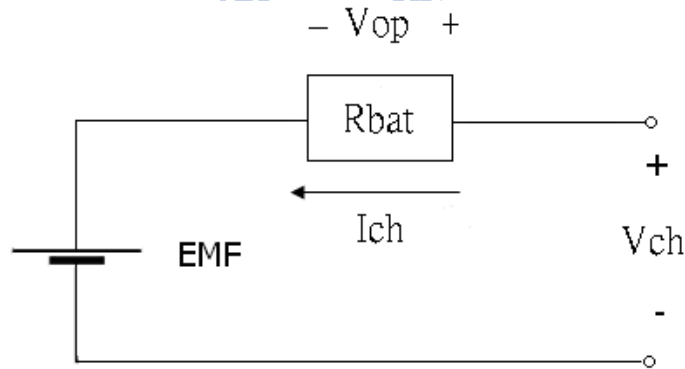


圖 3.1 簡化電池模型 2

為了使放電效率不影響到充電效率的計算，我們必須選擇一個足夠小的放電電流，使得放電時所造成的過電位遠小於當時的 EMF 電壓。因此，我們將充電效率的定義近似為式 3.3，且將式 3.3 以離散的方式表達成式 3.4

$$\text{Choose } I_{dis} \text{ s.t. } V_{op(I_{dis})} \ll EMF(SOC)$$

$$\eta_{ch} \approx \frac{\int I_{dis} \cdot EMF(SOC) \cdot dt}{\int I_{ch} \cdot EMF(SOC) \cdot dt + \int I_{ch} \cdot V_{op(I_{ch})} \cdot dt} \quad (3.3)$$

$$\eta_{ch} \approx \frac{\sum_{SOC_0}^{SOC_{ch_end}} I_{dis} \cdot EMF(SOC) \cdot \Delta t}{\sum_{SOC_0}^{SOC_{ch_end}} I_{ch} \cdot [EMF(SOC) + V_{op(I_{ch})}] \cdot \Delta t} = \frac{\sum_{SOC_0}^{SOC_{ch_end}} EMF(SOC) \cdot \Delta Q_{dis}}{\sum_{SOC_0}^{SOC_{ch_end}} V_{ch}(I_{ch}, SOC) \cdot \Delta Q_{ch}} \quad (3.4)$$

將式子 3.4 展開，如圖 3.2 所示， $EMF_1 \cdot Q_1$ 為電量在 Q_1 時的能量， $EMF_2 \cdot (Q_2 - Q_1) + (EMF_2 - EMF_1) \cdot Q_1$ 為當電池電量從 Q_1 提升到 Q_2 時，電池整體所提升的能量。展開到第 n 項如式 3.5 所示。

$$\frac{EMF_1 \cdot Q_1 + EMF_2 \cdot (Q_2 - Q_1) + (EMF_2 - EMF_1) \cdot Q_1 + \dots + EMF_n \cdot (Q_n - Q_{n-1}) + (EMF_n - EMF_{n-1}) \cdot Q_n}{V_{ch,1} \cdot Q_1 + V_{ch,2} \cdot (Q_2 - Q_1) + (V_{ch,2} - V_{ch,1}) \cdot Q_1 + \dots + V_{ch,n} \cdot (Q_n - Q_{n-1}) + (V_{ch,n} - V_{ch,n-1}) \cdot Q_n} \quad (3.5)$$

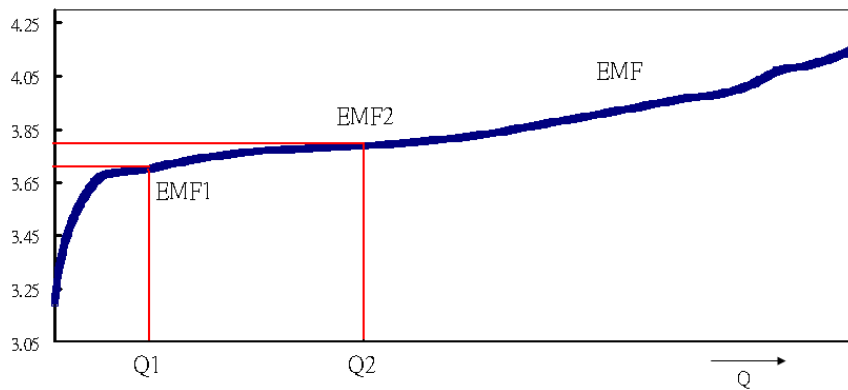


圖 3.2 電量對 EMF 能量計算示意圖

將分子分母相同的值對消可得到式 3.6 之簡化。

$$\eta_{ch}(Q_n) = \frac{EMF_n \cdot Q_n}{V_{ch,n} \cdot Q_n} = \frac{EMF_n}{V_{ch,n}} \quad (3.6)$$

因此，電池在每個特定電量下的瞬時效率，即是電池充電電壓與電池 EMF 電位的比值。此推論的涵義在相同電流迴路裡，各元件的分壓比即是消耗功率比也是能量比。電池的等效內阻與電池 EMF 值串聯，因此瞬時效率比即是電壓比。

為此，我們設計一個實驗來觀察推論的正確性。使用 0.5A 定電流對總容量 960mAh 的電池充電，每充入 100mAh 休息 1hr 量測開路電壓值即近似的 EMF 值。以此來得到實際 EMF 值對充電電壓的比值，定義為理論值瞬時效率 $\eta_{theo} = \frac{EMF}{V_{ch}}$ ，以此循環至電池完全充滿。接著採用 0.05A 的小電流放電，放至 3V 截止。假設在 SOC 變化不大的情況下，效率的變化也不大，此時瞬時效率很接近平均效率。以此定義實際充放電效

$$\text{率 } \eta_{real} = \frac{\int V_{dis} \cdot dq}{\int V_{ch} \cdot dq}。$$

實際值與理論值的比較圖如圖 3.3 所示，圖 3.3 電量起始值為 100mAh，橫軸間隔為 50mAh，縱軸為效率。我們發現實際值整體上比理論值要低，但趨勢仍很接近。會發生這樣的現象是因為實際的放電電流會影響到效率的表現，當採用的放電電流再更大時，發現兩筆數據的誤差就越大。因此在探討充電效率時，必須先將放電電流的因素去除，以免發生放電效率影響到整體充電效率的問題。而且我們發現當電池的電量較低時，誤差百分比較大，顯示此時的效率變動較大，代表電阻的變動較大。

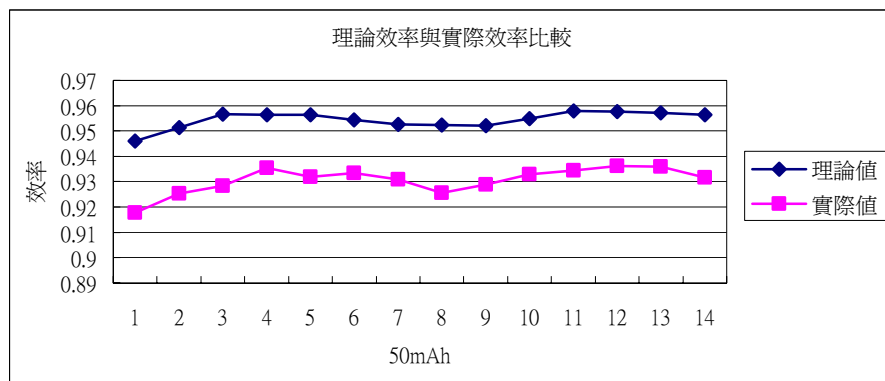


圖 3.3 實際效率與理論效率比較

圖 3.4 為理論值與實際值的誤差百分比，縱軸為誤差百分比橫軸一樣為電量起始值 100mAh，間隔 50mAh。在圖 3.4 的誤差百分比中我們一樣發現，誤差皆穩定在 2.5% 左右，表示誤差皆為一個固定位移的量。原因則如圖 3.3 所描述是因忽略掉放電項所造成的效率影響。

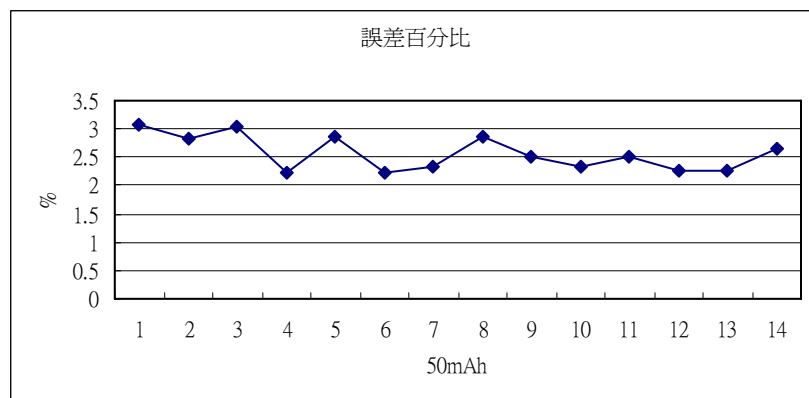


圖 3.4 誤差百分比

3.2 EMF 建表

在 3.2 節中，EMF 電壓的取得是使用脈衝充電休息法而得。如同 2.4.1 節提到，經由長時間的休息可以得到十分準確的 EMF 值。但是此方法太過浪費時間，且如此長時間的實驗，已經無法確保實驗環境的一致性。因此，我們採用 2.4.4 節的內插法，此法雖然準確度不如脈衝休息法，但是只要充放電電流夠小，誤差範圍即可獲得控制。

在圖 3.5 中，我們使用 50mA 的充電與放電得到充電電壓 V_{ch} 與放電電壓 V_{dis} ，並將其平均得到內插法的 EMF 值。其橫軸為 SOC 百分比，縱軸為電壓值。最後，我們採用每 1% 的 EMF 值來做為我們電流控制的參考值。使得電池在每 1% 的 SOC 改變下都可計算控制電流輸出。

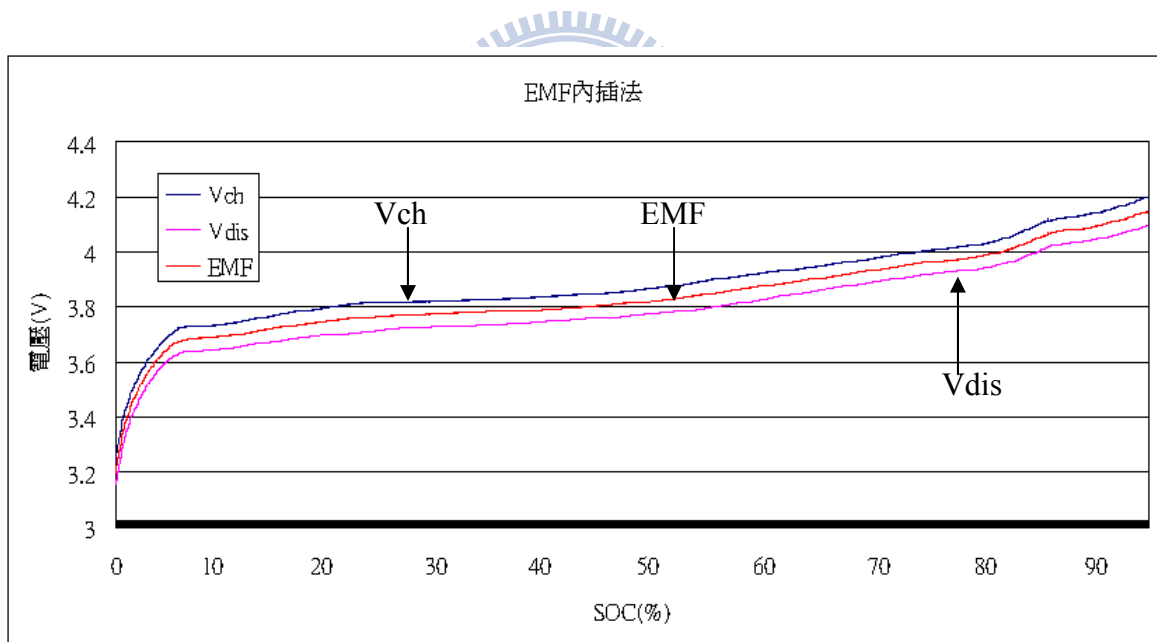


圖 3.5 EMF 內插法

3.3 定電壓定電流的充電效率觀察

要取得電池充電時的相關數據，必須先建立實驗平台。我們使用 LABVIEW 來控制充電的模式，且紀錄其電壓、電流及效率的狀態。LabVIEW [30]是由 National Instruments 公司所研發出來的程式語言，它是透過資料流與結構化程式寫作的兩種觀念，並且將結果以建立「虛擬儀表」的工具呈現出來。跳脫傳統程式設計環境，LabVIEW 進入到容易使用的圖形化語言(Graphic Language，簡稱G 語言)之作業環境，包括資料擷取(DAQ)、資料分析與結果呈現所必須使用的工具。藉由圖形化程式語言的協助，將圖形化的程式方塊圖編譯成機械碼，讓人和電腦之間的簡單溝通更簡易、直接。因此 LabVIEW 是一種利用圖形方塊撰寫以及呈現方式與運作都可以模擬真正儀器的程式語言。

圖 3.6 為定電壓定電流充電的 LABVIEW 介面，除了設定定電壓定電流控制外，還有記錄了電池的各項資訊，如：電壓、電流、電量、效率等。藉以觀察電池在定電壓定電流下，電池的各項行為。

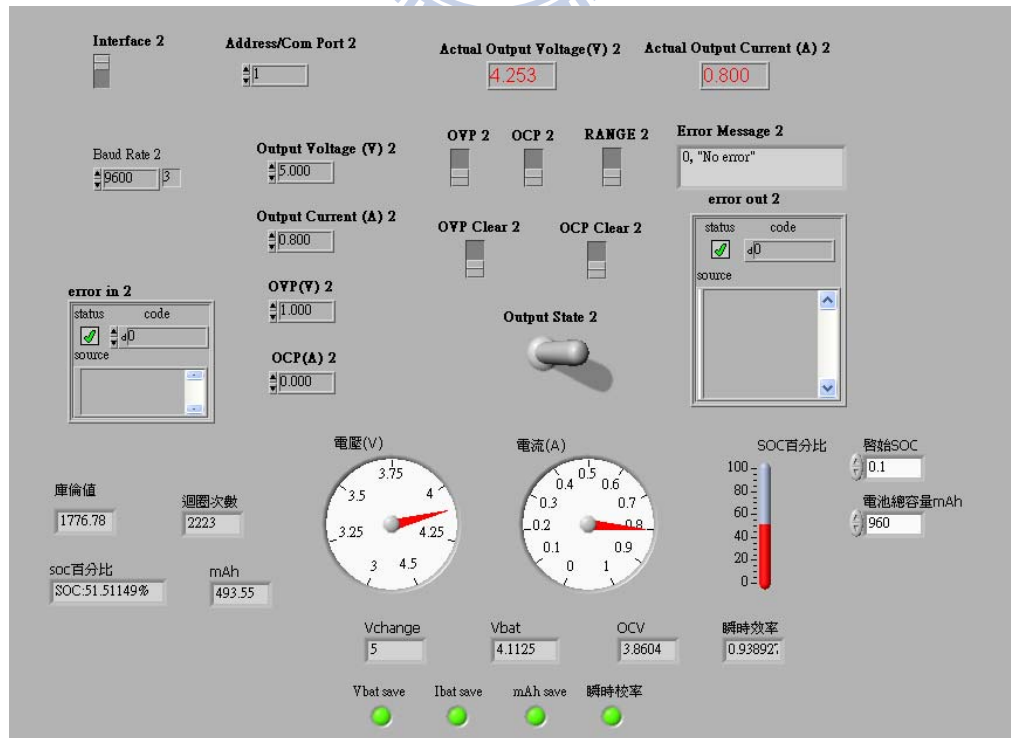


圖 3.6 LABVIEW 介面的 CCCV 控制儀表

為了觀察定電流定電壓充電時的效率行為，我們先採用 1A 之定電流充電，當電池電壓上升到 4.2V 時即轉入 4.2V 做定電壓充電。觀察電壓電流波形如圖 3.7 所示，其橫軸為 SOC 百分比，縱軸為電流大小，實線代表的是電流虛線代表的是電壓。其定電流時間約為 40 分鐘，可充到 SOC 約 70%後轉入定電壓充電。而定電壓充電模式僅充電約 30%而耗用時間為 95 分鐘。在充電到 SOC 為 80%時，則需要約 50 分鐘。

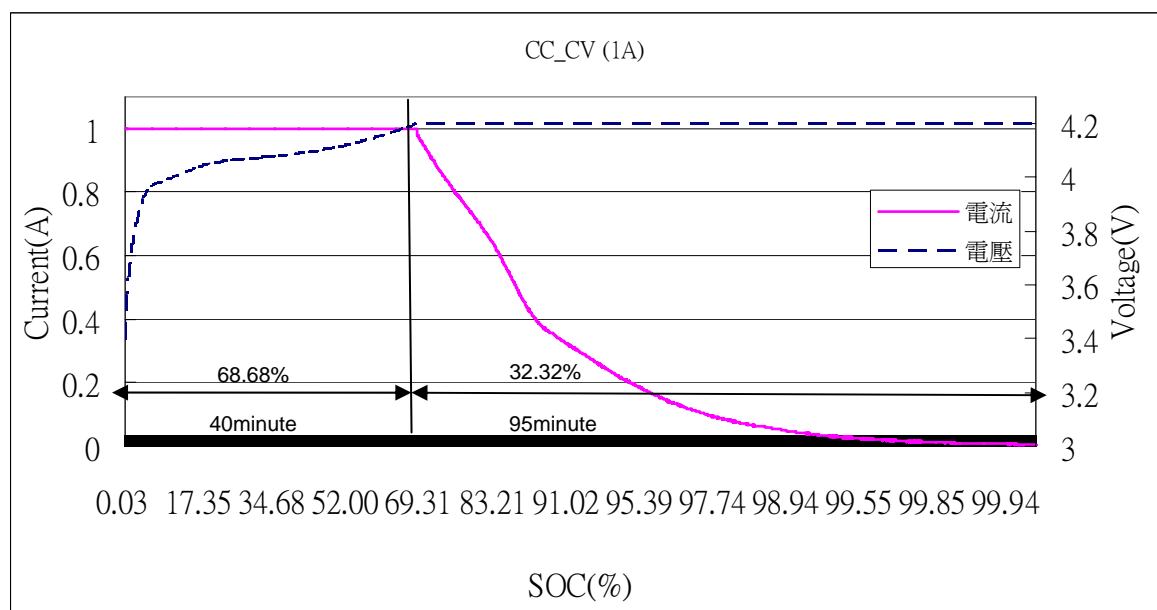


圖 3.7 1C 之定電壓定電流充電電壓電流關係圖

圖 3.7 之充電效率如圖 3.8 所示，其橫軸為 SOC 百分比。縱軸為效率。觀察此圖可以發現當電量在區域 I (SOC = 0%~10%) 充電效率很低，表示此時的內阻應該較大導致許多能量消耗在電池的內阻上造成效率低落。當電量約在區域 II (SOC = 10%~20%) 左右效率十分穩定，表示此時的內阻應非常一致。當電量在區域 III (SOC = 20%~80%) 時，充電效率卻逐漸上昇，表示此時的內阻有逐漸下降的趨勢。當電量大於 70%(區域IV)此時已經轉入定電壓充電，電流越來越小使得過電位也越來越小，效率因此隨之上昇。

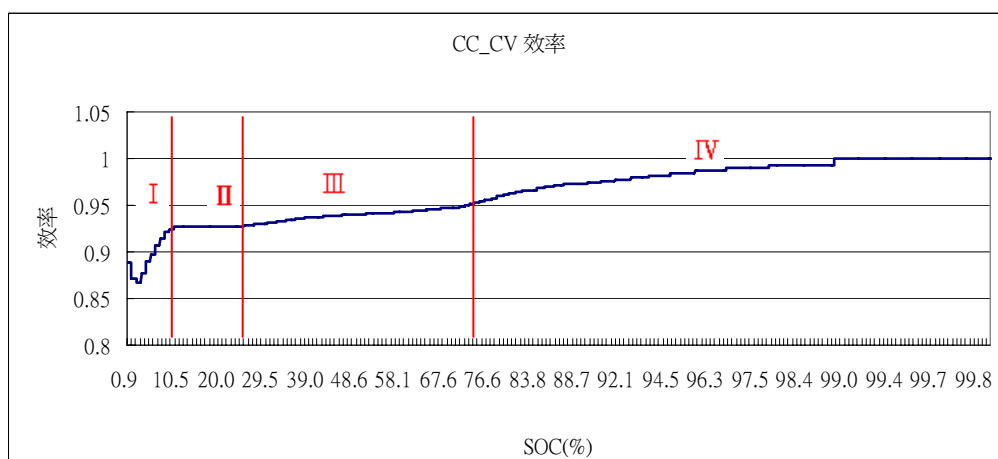


圖 3.8 定電壓定電流充電之效率圖

電池等效內阻圖如圖 3.9 所示。區域 I 的等效內阻很大，造成過電位很大，在區域 III 後電阻逐步下降由 0.5 降至 0.25 左右造成效率在此段逐步上昇。到區域 IV 後內阻才又逐步上昇，顯示電池的等效電阻在前後兩端內阻最大，在區域 II 內阻較小也較穩定。因此，若要維持整體效率穩定又要加快充電速度，必須在區域 III (SOC = 20%~80%) 間加大充電電流，且隨著內阻越小可加越大的電流，使得區域(III)間的效率維持持平，如此一來可在不傷及整體效率的情況下加快充電速度。轉成效率觀點即是在區域 III (SOC = 20%~80%) 間將效率往下拉，使其維持在與區域(II)電量段相同的效率。

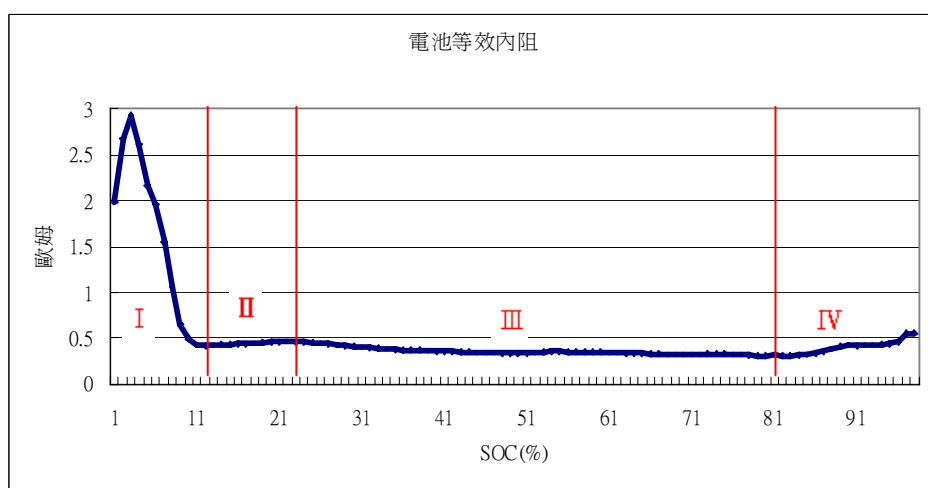


圖 3.9 電池等效內阻圖

3.4 固定效率追蹤達到快速充電目的之演算法

藉由第三章的推論，我們利用推論結果來設計固定效率追蹤演算法。由推論的結果我們可以知道，輸出電壓與 EMF 的比值即為電池的瞬時效率比，因此若有辦法將每個瞬時效率都控制在預設的範圍，則輸出效率即可預測。

要控制輸出電壓，首先必須先知道目前的 EMF 值與等效內阻值，控制輸出電壓如式 3.7 所示，由式 3.7 中我們可看出若要控制輸出電壓，其實就是控制充電電流 $I_{ch,n+1}$ ，當 $I_{ch,n+1}$ 固定，在 EMF 與內阻 R_{bat} 變動不大的情況下 $V_{o,n+1}$ 即可控制住

$$V_{o,n+1} = EMF + I_{ch,n+1} \cdot R_{bat} \quad (3.7)$$

而目前的等效內阻 $R_{bat} = \frac{V_{o,n} - EMF}{I_{ch,n}}$ ，其中 EMF 值必須先量測電池目前的總電量再經由事先量測的 LUT 查表得到。在擁有電池等效電阻 R_{bat} ，我們需再計算在額定效率下的輸出電壓 $V_{o,n+1}$ 。根據式 3.6 可換算成式 3.8，將控制輸出電壓稱代為 V_{exp} 。

$$V_{o,n+1} = \frac{EMF}{\eta} = V_{exp} \quad (3.8)$$

因此，再藉由式 3.7 即可換算出下個時段的控制輸出電流 $I_{ch,n+1}$

$$I_{ch,n+1} = \frac{V_{exp} - EMF}{R_{bat}} = I_{control} \quad (3.9)$$

由式 3.9 得知，在固定效率下當電池等效內阻上升，會使得輸出控制電流減小。反之，當電池等效內阻下降，則會造成控制輸出電流增大。

觀察圖 3.8 之定電壓定電流的效率圖，我們發現在區域 I (SOC=0~10%)內電阻很大，若在此段採用固定效率充電法，則會使得充電電流非常小，拖慢整體充電速度。因此，我們在區域 I 與區域 II 仍然使用定電流充電，而在區域 III 使用固定效率充電法。在區域 III 使用固定效率充電法時，我們可以推測此時的電流會因效率被壓制而使得充電電流有所提升，因此預計會在此段得到較高的充電電流。當充電電流到達第一個電壓上限值時，我們再將其轉入定電壓模式，使其最後仍能穩定在 4.2V 的終止電壓。

為了與定電流定電壓的快充模式即 1C 定電流充電比較，我們也設定初始電流為 1A。然後觀察區域 II 後我們發現此段效率大約在 93%左右，因此我們設定固定效率約在 93%，使得區域 III 後的效率都穩定在這個值。充電效率的計算流程圖如圖 3.10 所示。首先先得到 Vbat、Ibat 與 SOC 值之後，將 Vbat 與 Ibat 藉由式 3.7 換算成 Rbat 且將 SOC 經由查表得到 EMF 值。之後藉由效率與 EMF 間的關係，先算出下個充電時段所預計的電池電壓 Vexp。有了 Vexp 與 Rbat 後即可藉由 3.9 式算出下個充電段的充電電流 Icontrol，定效率充電結果如圖 3.11 所示。

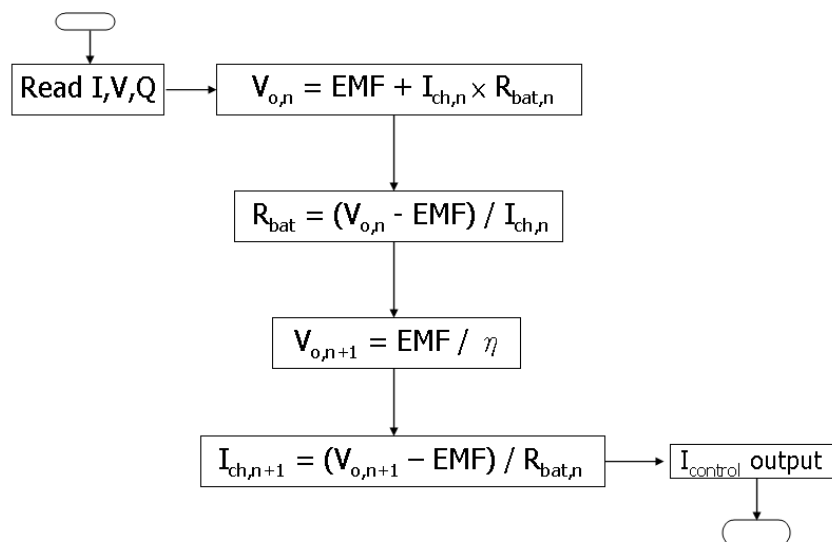


圖 3.10 定效率充電電流計算流程圖

觀察圖 3.11 發現在 SOC = 30% 之前因其效率都未達設定值。因此，一直維持在定電流充電，當 SOC > 30% 後固定效率充電模式啟動，充電電流在此段逐漸上昇。當充電電壓到達 4.3V 時，轉入定電壓模式將終值電壓設定為 4.2V。轉入電壓模式後，電流持續下降至 0.1A 時中止充電。

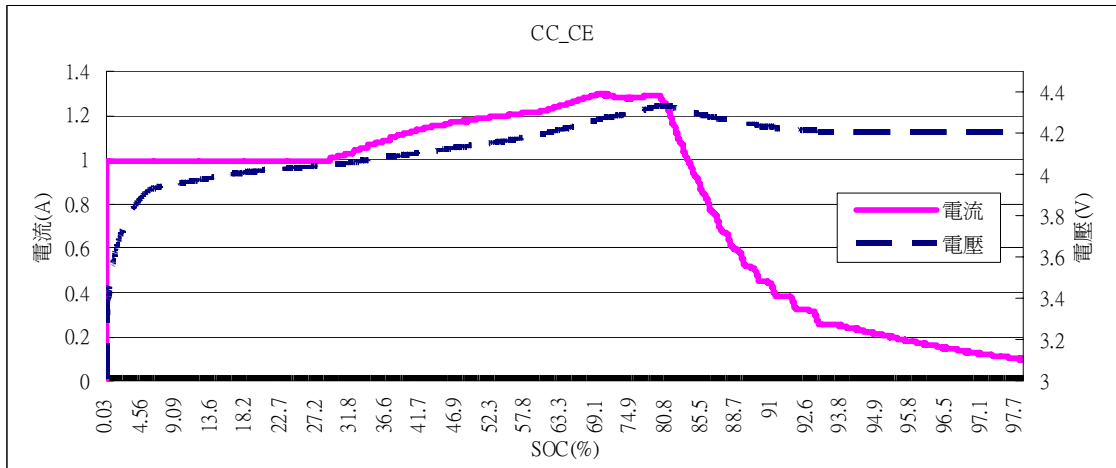


圖 3.11 固定效率快速充電電壓電流

圖 3.12 在 LABVIEW 控制下，固定效率追蹤之效率圖，橫軸為 SOC 百分比其範圍僅顯示 0~80%SOC，縱軸為效率。發現在未進入定效率模式之前，充電效率都與定電流模式相同。當進入定效率模式後，效率有效的被壓制在 0.93 左右，達到穩定效率提升電流的目的。

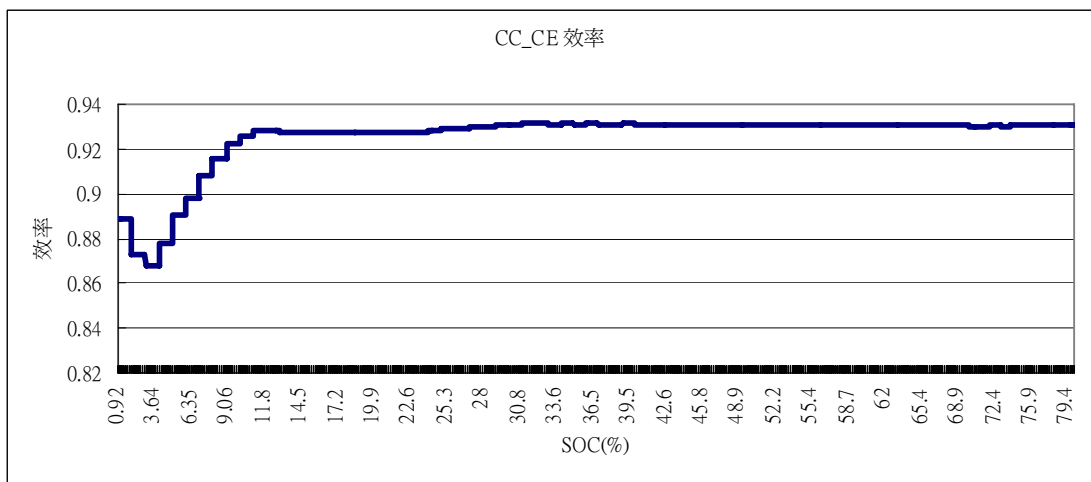


圖 3.12 定效率模式下的效率圖

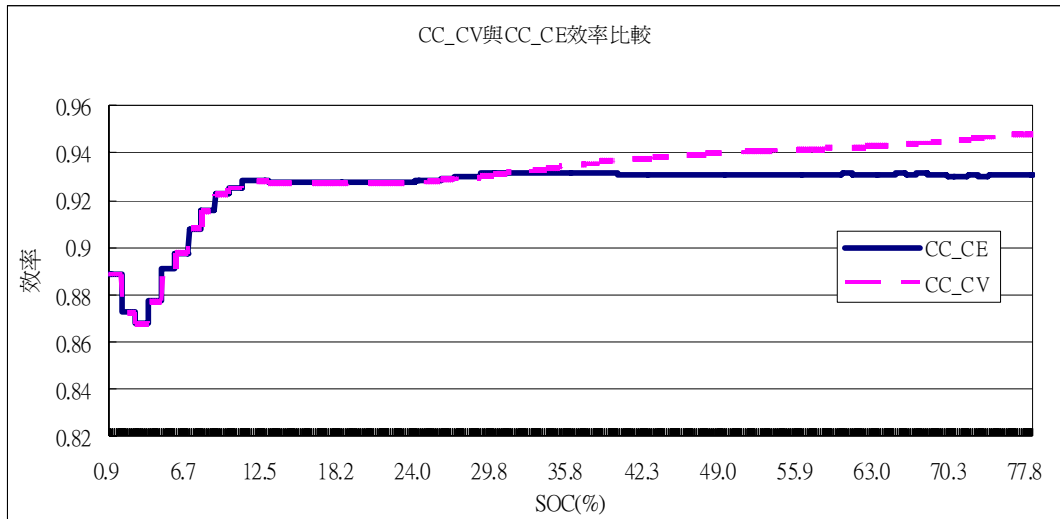


圖 3.13 定電流定電壓與定電流定效率模式之效率比較

最後將定電壓定電流的效率與定效率模式做比較如圖 3.13 所示，在定電流模式下，兩者的效率幾乎無異。在定效率模式啟動後，定效率充電的效率維持持平，而定電流充電的效率則持續往上升，但是觀察兩者在最終充電電量的效率比較僅相差了 0.02 左右。也就是說，固定效率段所減少的效率最大值僅會在 0.02。但是，此段所增加的電流最大值為 1.3A，因此必定能大幅增加充電速度。

最後比較 SOC = 0% ~ 80% 充電段的充電效率，定電流定電壓充電為:0.9300，而定效率追蹤充電的平均效率為 0.9227 效率僅下降了 0.0073 = 0.73%。而充電速度加快 374 秒。

第四章 硬體電路實現

在本章中，我們將定效率追蹤快速充電法以微控制器 PIC16F877 實現。在本章節將詳述實現的架構與韌體流程。4.1 節先描述我們需要的電路架構，4.2 節再針對架構中各個電路元件周邊做選擇與說明，在 4.3 我們再一次詳述實際控制的韌體流程包括細部的設定值與參數值的選擇都會在 4.3 節中說明。

4.1 充電電路架構

因控制流程所需要的參數包括，電池的電壓、電流、電量等參數。因此，整個硬體架構如圖 4.1 所示，我們採用 TI 的 Gas Gauge Bq27200 來作為量測參數的工具。並且使用電池常用傳輸介面 I^2C (Internal Intergrated Circuit)，傳遞資料給微控制器 PIC16F877。微控制器判斷電池的狀況後，計算所需的控制電流以並列式匯流排輸出給 AD7541A 做數位類比轉換，將控制訊號轉成類比電壓值。輸出電流取樣為當電流流經取樣電阻 R_{sense} 後，將電壓差放大成與 DA 相同單位。將電流控制訊號與電流取樣訊號同時傳遞給 PWM IC TL494 做比較並轉換成 PWM 控制訊號，控制 Buck converter 輸出控制電流對電池充電。

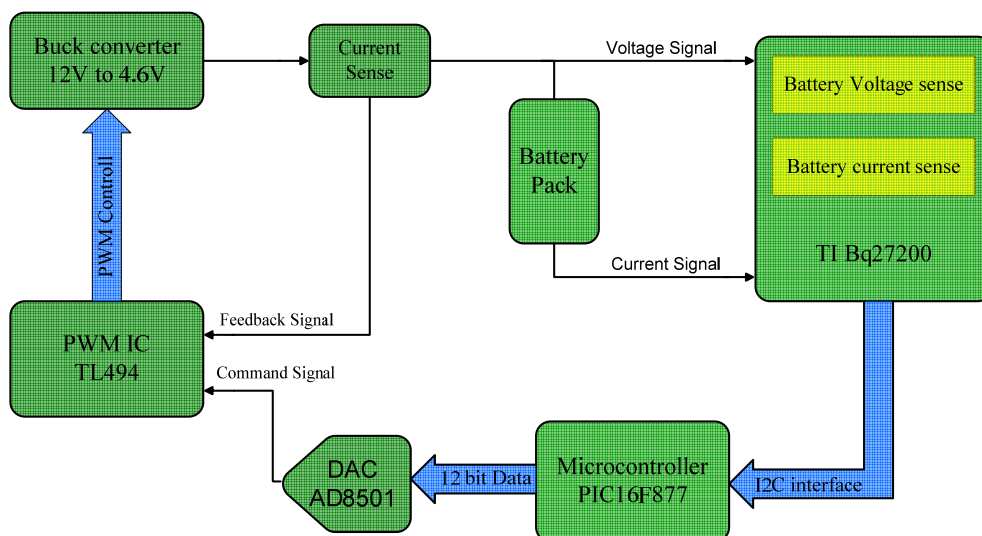


圖 4.1 充電電路架構

4.2 充電電路元件設計

4.2.1 PWM IC TL494 與 降壓式直流對直流轉換器

直流對直流轉換器的作用即是在輸出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位準。其原理為利用開關的導通與截止控制輸出電壓 V_o 的平均值，因此其輸出電壓準位與開關的導通與截止有關。其控制方塊圖如圖 4.2 所示[31]，開關之切換控制訊號由一控制訊號 $v_{control}$ 與一週期為 T_s 之鋸齒波 v_{ramp} 比較而得，控制訊號則由 V_o 之實際值與設定值之誤差放大而得。

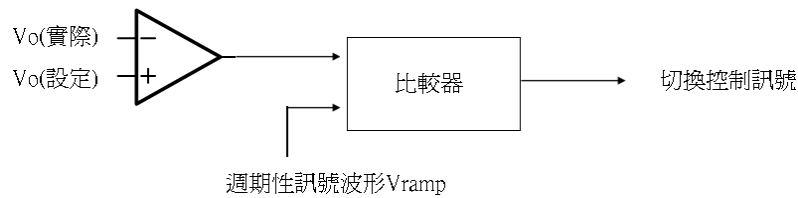


圖 4.2 脈波寬度調變方塊圖

降壓式直流對直流轉換器顧名思義，其作用為將較高準位的輸入電壓換成較低準位的輸出電壓，主要用途為直流電源供應器。圖 4.3 為一提供電阻性負載之降壓式轉換器，平均輸出電壓 V_o 為：

$$V_o = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_o(t) \cdot dt = \frac{t_{on}}{T_s} \cdot V_d = D \cdot V_d \quad (4.1)$$

但輸出電壓在零與 V_d 二值間變動，對大多數負載而言是不能接受的。此缺點可利用在輸出級與輸入級間加入 L-C 低通濾波器來消除。低通濾波器之設計通常使其濾波頻率遠小於開關頻率。

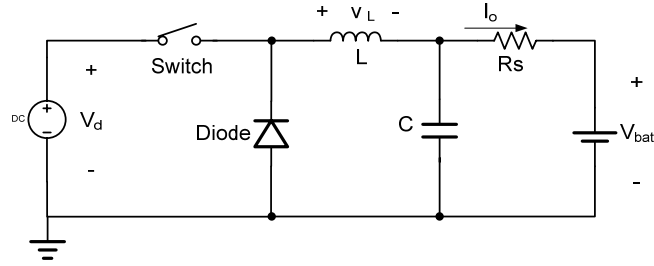


圖 4.3 降壓式直流對直流轉換器

在連續導通模式下，輸出電壓波形如圖 4.4 所示。假設所有電感電流 i_L 之漣波成分均由電容所吸收，僅直流成分流經負載，則漣波電流所代表之電荷量 ΔQ ，所造成輸出電壓之漣波 ΔV_o ：

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta I_L}{2} \cdot \frac{T_s}{2} \quad (4.2)$$

其中 ΔI_L 為電感電流之漣波成分，在 t_{off} 期間可知：

$$\Delta I_L = \frac{V_o}{L} \cdot (1-D) \cdot T_s \quad (4.3)$$

將電流漣波代入電壓漣波可得

$$\Delta V_o = \frac{T_s}{8C} \cdot \frac{V_o}{L} \cdot (1-D) \cdot T_s \quad (4.4)$$

$$\therefore \frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1}{8} \cdot \frac{T_s^2 (1-D)}{LC} = \frac{\pi^2}{2} \cdot (1-D) \cdot \left(\frac{f_c}{f_s}\right)^2 \quad (4.5)$$

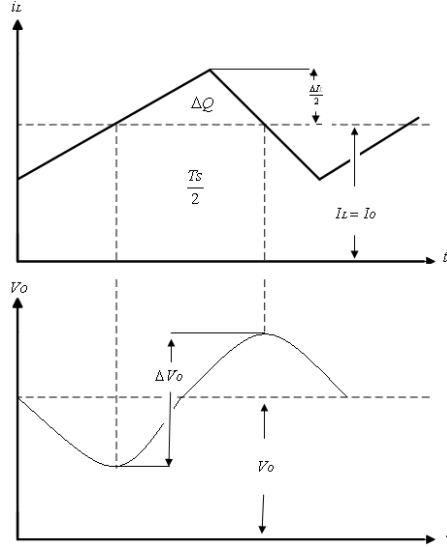


圖 4.4 降壓式轉換器之輸出電壓漣波

在我們的應用上，我們先使用 TL494 為脈波寬度調變器[32]，搭配自行設計的低通濾波器作為降壓式直流對直流轉換器，藉以鎖定電流值，產生變動電流輸出。

根據以上原理我們先設計降壓式轉換器的低通濾波器，設計最大操作電流為 2A，電池最大操作電壓為 4.2V。因此，負載(包含電池與取樣電路)最大電壓為：

$$V_{o,max} = V_{bat,max} + I_{max} \cdot (R_{sense} + R_{GAUGE}) = 4.64V \quad (4.6)$$

$$\text{最大操作責任週期} : D_{max} = \frac{V_o}{V_d} = \frac{4.64}{12} = 0.386 \quad (4.7)$$

根據 TL494 規格，先選擇開關震盪頻率為 100k($f_s = 100k$)。

在選擇電感上，希望最小操作電流為 50mA，因此電流漣波預設為 100mA。

以符合 CV 充電時，最小充電電流在 128mA 仍能在連續電流模式(CCM)操作。

$$\Delta I_L = \frac{V_o}{L} \cdot (1-D) \cdot \frac{1}{f_s} = \frac{4.64}{L} \cdot 0.614 \cdot \frac{1}{100k} = 100mA \quad , \quad L \geq 0.285mH \quad (\text{式}4.9)$$

當電感被決定，濾波電容可利用輸出電壓漣波的需求來決定。

預設電壓漣波為：

$$V_{O(\text{ripple})} = \frac{\Delta V_O}{V_O} = \frac{1}{100}, \quad \Delta V_O = \frac{V_O}{100} = 0.0464 \quad (4.10)$$

$$\text{此時， } ESR(\text{max}) = \frac{\Delta V_{O(\text{ripple})}}{\Delta I_L} = \frac{46.4\text{mV}}{100\text{mV}} = 0.464\Omega \quad (4.11)$$

$$\frac{\Delta V_O}{V_O} = 0.01 = \frac{\pi^2}{2} \cdot (1-D) \cdot \left(\frac{f_c}{f_s}\right)^2 = 3.03 \cdot \left(\frac{f_c}{100k}\right)^2 \quad (4.12)$$

$$f_c = \sqrt{\frac{0.01}{3.03}} \cdot 100k \approx 5.745k = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4.13)$$

$$LC \geq \left(\frac{1}{2\pi \cdot 5.745k}\right)^2 = 7.67E^{-10}, \quad C \geq 2.693\mu\text{F} \quad (4.14)$$

選擇實際電路元件電感為 0.5mH，電容為 4.7uF。

在脈波寬度調變器的補償上，在未補償之前波德圖如圖 4.5 所示，其橫軸為頻率單位為十倍頻，縱軸為震幅單位是 dB。

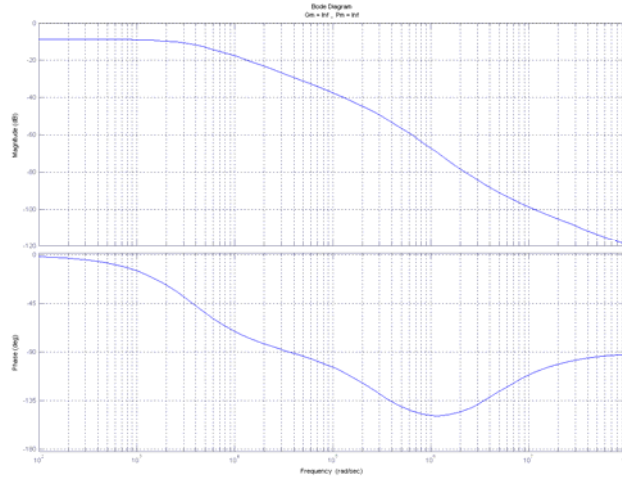


圖 4.5 直流對直流轉換器未補償前之波德圖

為了使脈波寬度調變器能達到適當的穩定度及暫態特性，在實際操作時必須設計補償器。在這裡我們使用積分補償器補償，將補償的極點放在 LC 雙極點的 1/100 倍頻率上如圖 4.6，壓低高頻增益藉此得到較好的相位。LC 極點頻率為 5.745KHz，因此補償器極點頻率位在 57.45Hz 的地方，因此 $R_2C = 2.77 \cdot 10^{-3}$ ，取 $R_1=1k$ ， $R_2=100k$ ， $C = 27.7nF$ 。

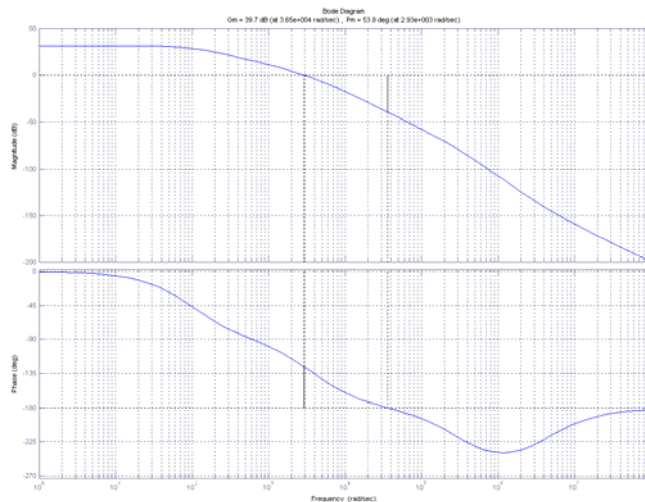


圖 4.6 直流對直流轉換器補償後之波德圖

將元件值代入 PSIM 模擬軟體模擬如圖 4.7，PI 補償元件植如上所述，而取樣電阻選擇為 0.2ohm，為了使電流比例為 1 比 1 因此選擇同相放大五倍。而負載的部分為了模擬在充電電流 1A 時電池電壓為 4V，因此採用等效電阻 4ohm 模擬。

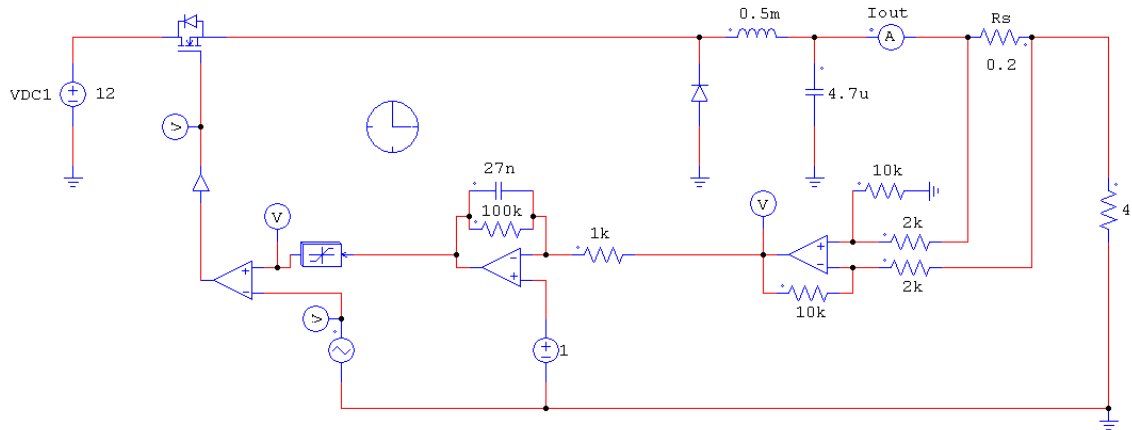


圖 4.7 P-sim 之 Buck converter 電路模擬圖

模擬時域結果如圖 4.8 所示，橫軸為模擬時間縱軸為電流大小。其暫態峰值電流為 1.7A，穩態時間為 3ms。

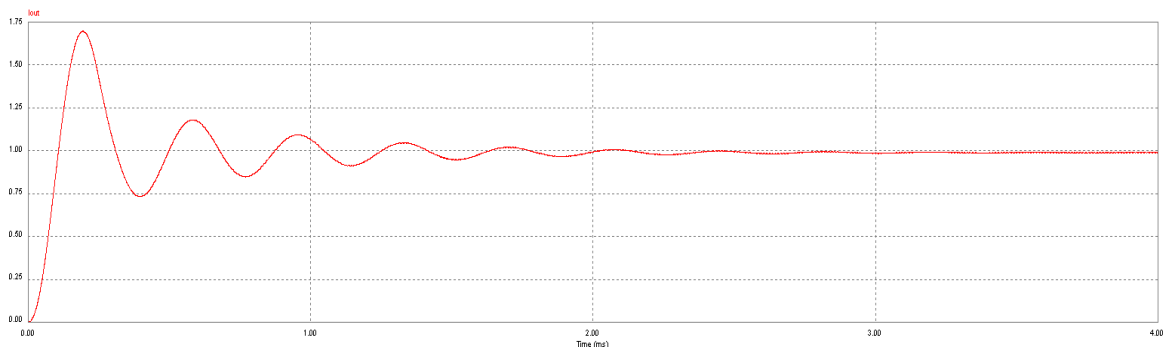


圖 4.8 P-sim 模擬電流輸出圖

選擇實際電路元件， $R_1=1k$ ， $R_2=100k$ ， $C=30nF$ ，實際電路波形如圖 4.9 所示。

圖 4.9 為定電流 500mA 對實際電池充電之輸出波形。左圖為鋸齒波與誤差放大的比較波形，鋸齒波的峰對峰值為 3V、頻率約 100K。右圖為脈波寬度調變之輸出波形(下)與實際輸出電壓波形(上)。在輸出電流為 500mA 時，輸出平均值為 4.1V，此電壓會隨著電池電壓上升而上升。

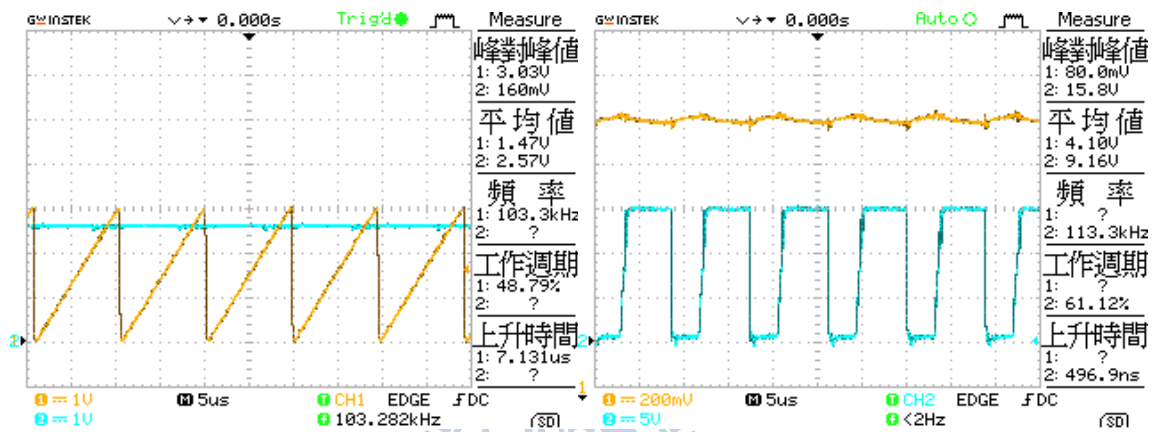


圖 4.9 實際降壓式轉換器輸出波形

4.2.2 類比數位轉換器 AD7541A 與電流取樣

AD7541A 為 12bit 的類比數位轉換器[33]，內部構造為 R-2R 梯狀結構，如圖 4.10 所示。AD7541A 使用並列式數位輸入，藉由數位輸入訊號控制開關 S1~S12 產生電阻分壓或分流，使得 out1、out2 為 V_{REF} 的倍數。

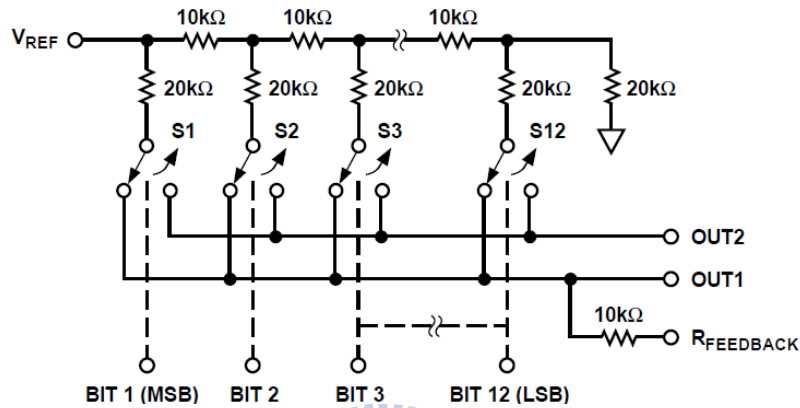


圖 4.10 AD7541A 內部構造(節錄自 AD7541A Datasheet)

圖 4.11 為 AD7541A 在單極性操作下的電路圖，在第 17PIN 腳給予定電壓 V_{in} 其輸入輸出關係如表 4.1 所示。 $R1^*$ 為一個可變電阻，其功用在於調整 $R1$ 值使得當輸入訊號為 1111 1111 1111 時，輸出訊號 $V_{out} = -V_{REF} \left(\frac{4095}{4096} \right)$ 。也可藉由調整 $R2^*$ 或輸入訊號 V_{in} 來達到相同的功能。 $C1$ 為一個相位補償電容，被用來消除 DAC 輸出端(即內部回授電阻與輸出電容)所造成的極點。在論文的應用上，我們設定每個 LSB 為 1mV，因此調整 V_{in} 約為 4096V。

$$\text{則： } V_{out} = -V_{in} \left(\frac{\text{Binary Number in DAC}}{4096} \right) = - \text{Binary Number in DAC}$$

此時的輸出電壓 V_{out} 與參考電壓 V_{in} 反向，因此在 V_{out} 後必須再加上一級反向放大器，放大倍率為 1。此時輸出控制電壓：

$$V_{control} = V_{in} \left(\frac{\text{Binary Number in DAC}}{4096} \right) = \text{Binary Number in DAC}$$

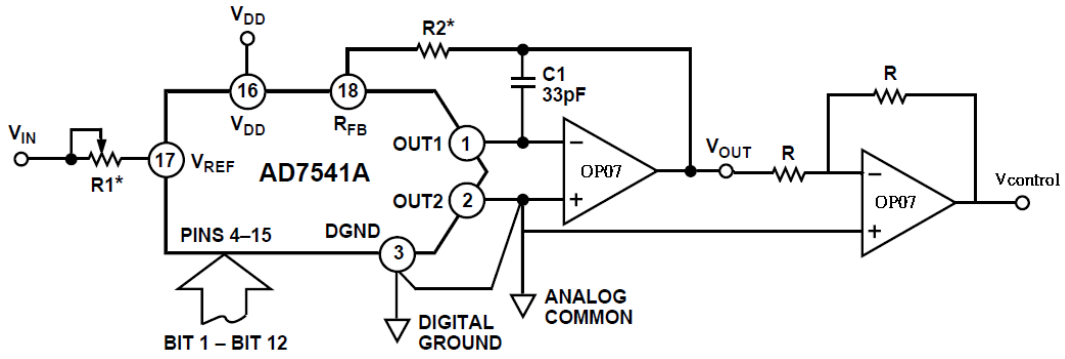


圖 4.11 AD7541A 電路(節錄自 AD7541A Datasheet)

Binary Number in DAC		Analog Output, V_{OUT}
MSB	LSB	
1 1 1 1	1 1 1 1	$-V_{IN} \left(\frac{4095}{4096} \right)$
1 0 0 0	0 0 0 0	$-V_{IN} \left(\frac{2048}{4096} \right) = -1/2 V_{IN}$
0 0 0 0	0 0 0 0	$-V_{IN} \left(\frac{1}{4096} \right)$
0 0 0 0	0 0 0 0	0 Volts

表 4.1 AD7541A 單極性操作下輸入與輸出關係表(節錄自 AD7541A Datasheet)

電流取樣為一取樣電阻與同相差值放大器的搭配如圖 4.12 所示。選擇取樣電阻 R_{sense} 為 0.2ohm 最大負載 10W，差值放大器放大倍率為五倍使得取樣電壓。
 $V_{sense} = 5 \cdot I_{charge} \cdot R_{sense} = 5 \cdot 0.2 \cdot I_{charge} = I_{charge}$

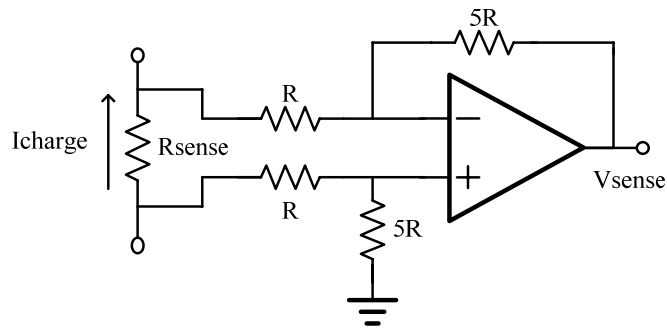


圖 4.12 同相放大器

4.2.3 TI Gas Gauge Bq27200

Bq27200 為德州儀器製造之電池量測晶片[34]如圖 4.13 所示，其主要的功能在於單一 cell 鋰電池的監控與回報。在監控上，Bq27200 藉由量測電流取樣電阻的電壓降，判斷電池目前為充電或放電，且紀錄電流大小；並藉由與電池並聯，量測電池的電壓。其內部具有溫度補償，自放電補償與電池容量校正等功能，可在電池充放電時準確量測電壓、電流與電量等參數。在回報上，採用 I²C 串列傳輸介面，可與微控制器進行通訊。

在應用電路上，Bq27200 的工作電壓 V_{CC} 在 2.4V~4.5V，最大消耗電流為 90uA，因此可藉由電池本身的電量供給 Bq27200 工作。RBI(PING1)連接外部電容當電池電壓低於工作電壓時產生備用的電量供給內部暫存器工作。

在電池連接方面，將鋰電池正端接在 BAT(PIN6)、負端接在 SRP(PIN8)藉由這兩根 PIN 腳量測電池電壓。將 Bq27200 的 PACK+端與電池正端連接，PACK-端連接保護電路後與 SRN(PIN7)連接，產生電池與 R_s 電阻串聯，此串聯電阻的電壓藉由 SRP 與 SRN 間的跨壓量得，進而換算成電流值。當充電時，電流由 PACK+流入，流經電池與 R_s 電阻再流出 PACK-形成迴路。I²C 傳輸介面，藉由 SCL(PING4)與 SDA(PING5)連接保護電路後接出。

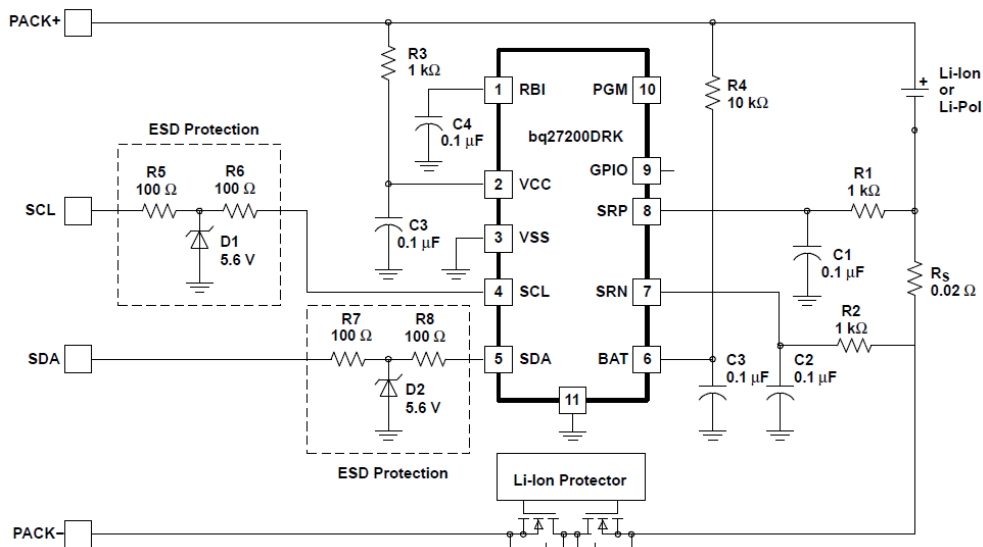


圖 4.13 Bq27200 應用電路(節錄自 TI Bq27200 Datasheet)

4.2.4 I²C (Internal Integrated Circuit) 介紹

I²C 是內部整合電路的稱呼，是一種串列通訊匯流排，使用多主從架構，由飛利浦公司在 1980 年代為了讓主機板、嵌入式系統或手機用以連接低速周邊裝置而發展。I²C 只使用兩條雙向開放集極(Open Drain)(串列資料(SDA)及串列時脈(SCL))並利用電阻將電位上拉。I²C 允許相當大的工作電壓，但典型的電壓位準為+3.3V 或+5V。圖 4.14 為本論文的連接範例 Master 為 PIC16F877，Slave 為 Bq27200。

I²C 在傳輸上由許多條件組成[35]，這些條件限制了何時應該開始傳輸、何時停止傳輸，接受資料等事件。基本條件有 S : Start、P : Stop、R : Restart、Data : Data Transfer、A : Ack、N : Nack。這些基本條件的判定由 SDA 與 SCL 的對應狀況而訂，當 SCL 維持高電位時 SDA 由高電位至低電位，判定為 Start 訊號產生；當 SCL 維持高電位時 SDA 由低電位至高電位，判定 Stop 訊號產生，其餘以此類推如表 4.2 所示[25]。當條件傳輸完成，必須接受或傳輸資料時，以 SCL 為高電位時判定 SDA 為高或低電位表示資料為 1 或 0。

傳輸的溝通方式即由這些條件組合而成，以讀取資料為例步驟如下：

1. 先送入 Start 訊號告訴所有在匯流排上的裝置，Master 目前要發送指令。
2. 送出 Control In 訊號告訴在匯流排上的裝置，目前要對哪個 Slave 下指令。
3. 當得到 Slave 的回應(Act 訊號)，表示目前可對對方下指令。
4. 告訴 Slave 目前要讀取對方哪一個記憶體位子。
5. 當再得到 Act 訊號時，表示對方以知道要傳送哪筆資料。
6. 送出 Restart 訊號重新發送接收資料的指令。
7. 送出 Control Out 說明我要哪個 Slave 所傳送出來的資料。
8. Slave 回應且接收資料。
9. 得到所有的資料後送出 NACT 訊號告訴 Slave，我已經不需要任何資料了。
10. 送出 Stop 完成資料讀取。

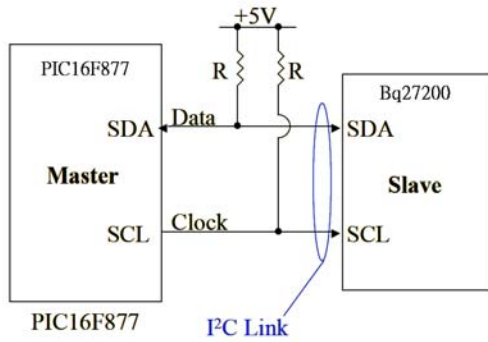


圖 4.14 PIC16F877 與 Bq27200 連接方式

Start	SCL = 1 SDA = 1 to 0	
Restart	SCL = 1 SDA = 0 to 1 followed 1 to 0	
Stop	SCL = 1 SDA = 0 to 1	
Acknowledged	SCL = 0 to 1 to 0 SDA = 0	
Not-Acknowledged	SCL = 0 to 1 to 0 SDA = 1	
Data Transfer	SCL = 1 SDA = DATA	
Read Example		
Write Example		

表 4.2 I²C 指令與訊號對應表

4.2.5 Microchip PIC16F877 外部電路

PIC 微控制器[36]，是一種使用 Harvard 架構的 8bit 單晶片微控制器，由 Microchip 公司研發而成，其採用最低限度的精簡指令集，僅有 35 個基本指令故執行速度較快。PIC 每執行一個指令需要 4 個震盪週期，每個震盪週期執行的流程分別是，讀取指令、指令解碼、資料轉移、程式計數器遞增。

如圖 4.15 為 16F877 接腳圖，本論文的應用除了 VDD、VSS、外部震盪源 PING13(OSC1)、PING14(OSC2)外，使用了 PIN18(SCL)、PIN23(SDA)為串列通訊埠與 Bq27200 溝通使用。RD0~RD7、RB0~RB3 共 12bit 設為並列通訊埠，傳遞控制訊號給 AD7541A 使用。第一跟 PING 腳為 MCLR 作為 Reset 之用，將其經由 R_p 電阻拉至高電位。震盪源方面，使用 4MHz 之石英震盪器，15pF 之濾波電容。因此，每個指令的操作時間為 1 μ s。

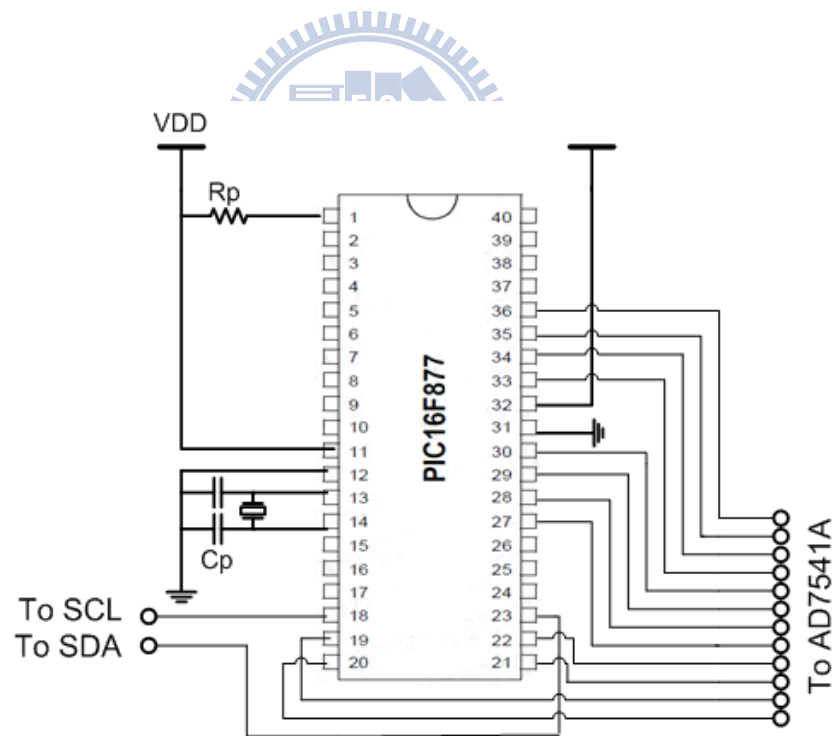


圖 4.15 PIC16F877 電路圖

4.3 PIC16F877 控制韌體流程

韌體控制流程大致可分為幾個部份:1. 初始化各參數、2. 讀取 Bq27200 量測參數並作參數轉換、3. 決策該使用定效率模式或定電壓模式、4. 在各個模式下決定電流輸出值。

在第一部分，設定初始充電電流為 1A、CV 模式轉折電壓 4.3V、終值電壓 CV2 為 4.2V、充電終止電流 128mA、適當的充電效率及清除旗標狀態。

在第二部份，利用 I²C 讀取 Bq27200 各項量測參數。設定 Slave 端的記憶體位子與欲讀取參數的記憶體位子。且設定 PIC 中各項暫存器如 SSPCON、SSPCON2、SSPSTAT、SSPADD 等參數的讀取與判斷。各個暫存器的功能如下所示：

SSPCON：為 PIC 內部設定同步串列埠(SSP)模組的控制暫存器，其 bit4~7 為各項錯誤旗標，bit0~3 決定使用為 I²C 或其他串列傳輸模式，選擇 I²C 時可決定目前為 Master 或 Slave Mode。

SSPCON2：當使用 I²C 傳輸時，暫存器的值儲存目前的傳輸狀態，如 ACKSTAT 為判斷是否為 act 狀態、RCEN 判斷是否接收資料結束、ACKDT 表示目前是否在傳輸資料等。

SSPSTAT：控制 I²C 外部狀態如：SMP(Slew Rate Control)、CKE(Signal Level Control)、BF(Buffer Full)。

SSPADD：為選擇與外部通訊的傳輸速率 Baud Rate 單位為(k bits per second)

因選擇的震盪頻率為 4MHz 欲選擇 Baud Rate 為 100kbps 因此：

$$\text{Baud Rate} = 100\text{k} = \frac{F_{\text{osc}}}{4 * (\text{SSPADD} + 1)} = \frac{4\text{MHz}}{4 * (\text{SSPADD} + 1)} \quad , \quad \text{設定}$$

SSPADD=9。

第三部份，根據 Bq27200 回報的電池狀態決定下個時段的充電模式及充電電流。當電池電壓低於 CV 轉折電壓 4.3V 時，使用定效率充電模式，若大於則轉換定電壓 4.2V 充電模式。進入定電壓充電模式後將 CV 旗標設為 1，表示此後都直接採用 CV 充電，不需再判斷電池電壓狀態。整個決策流程如圖 4.17 所示。

第四部份，計算充電電流的流程如圖 4.16 所示，首先轉換過後電量換算成 SOC 利用 EMF 的 LUT 查表查出目前的 EMF 電壓。接著使用電池的電壓、電流、EMF 計算目前電池等效內阻 $R_{bat} = \frac{V_{bat} - EMF}{I_{bat}}$ 。藉由期望的效率值換算出 V_{exp} 電壓，此電壓代表在期望的效率之下，下個充電電流段應達到的電壓值。接著利用期望電壓 V_{exp} 與 R_{bat} 、EMF 算出下個時段的控制電流 $I_{control}$ 。在定效率模式下，當電池 SOC 改變才會觸發計算新的充電電流值，否則維持上個觸發點的充電電流。為了達到快速充電的目的，當計算出來的控制電流小於初始電流時，則輸出電流控制採用上個時段的充電電流。當 CV 旗標被設為 1 時，表示充電電壓曾高於 4.3V，直接轉為 CV 模式。當電池電壓仍大於 4.2V，將輸出控制電流減少 10mA 以維持電池的定電壓。當在 CV 模式下，電池的充電電流已經小於 128mA 表示電池已經充飽，進入充電截止模式。

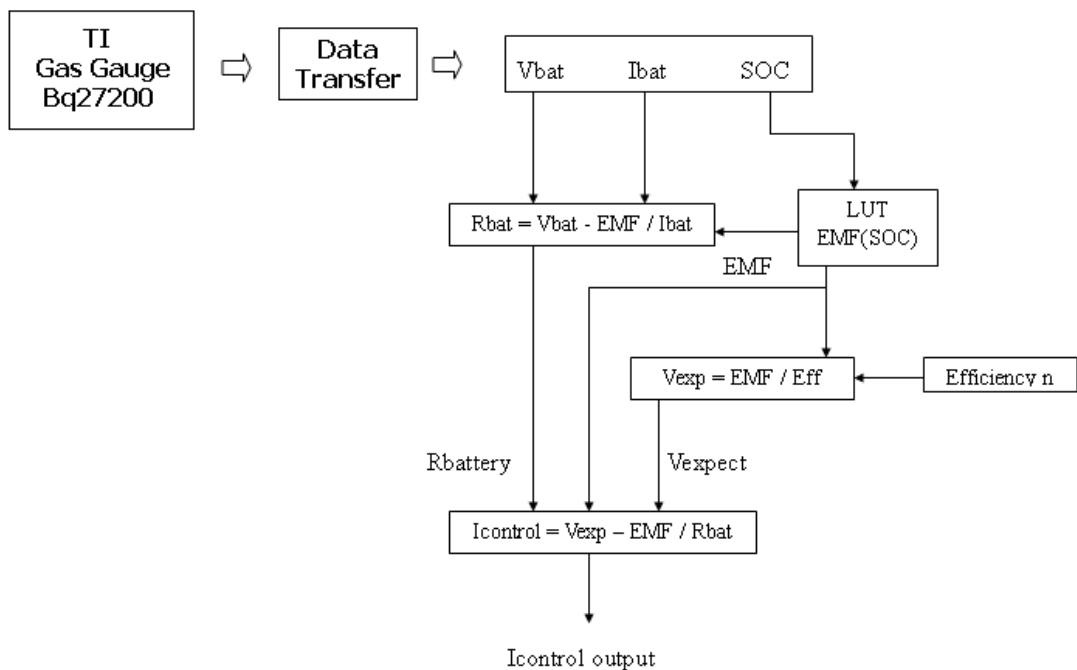


圖 4.16 定效率充電電流計算

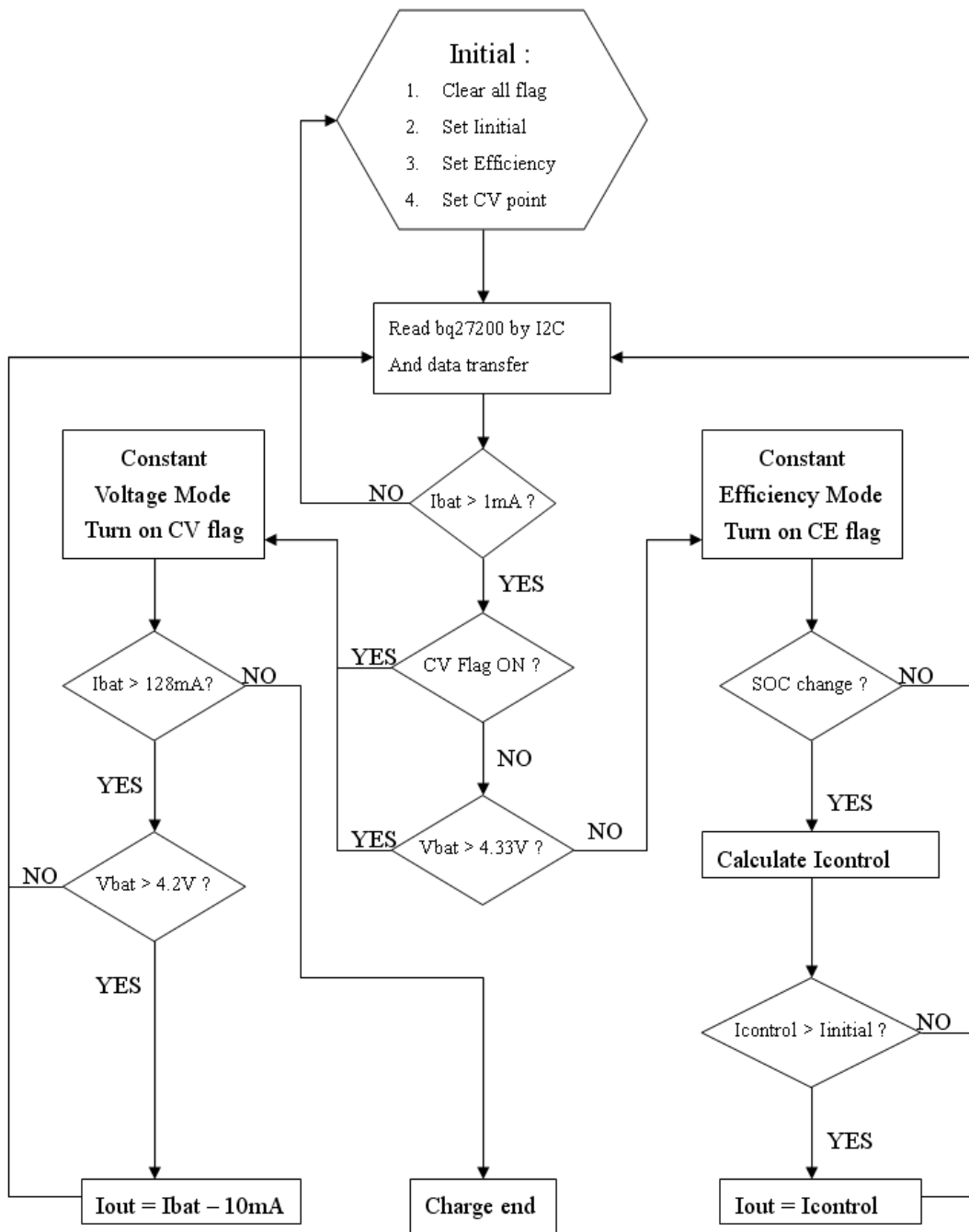


圖 4.17 定效率快速充電決策流程圖

4.4 硬體結果討論

首先使用圖 4.1 充電電路架構模擬定電流定電壓充電。首先先設定一定電流對電池做充電，藉由 Gas Gauge 量測電壓傳遞給 PIC16F877。當回傳回來的電壓大於 4.3V 時，即轉入定電壓充電。此時的定電壓充電模式為，當回授電壓值大於 4.2V 時，即將控制電流減少 10mA，若回授電壓值小於 4.2V 則維持控制電流輸出。量測數據方面，則使用可程式三用電錶，紀錄電池端電壓與實際電流值。

圖 4.18 為利用微控制器系統架構測試當系統對電池做定電壓定電流充電所造成的電流圖，其橫軸為取樣點每個取樣點約為 0.93 秒，縱軸為電流大小。觀察圖 4.18 發現，系統在定電流模式下電流十分穩定。在轉入定電壓模式後電流逐漸下降，但是發現電流並不是持續穩定的往下掉，而是先下降到一固定值後穩定一段時間才又開始往下下降。

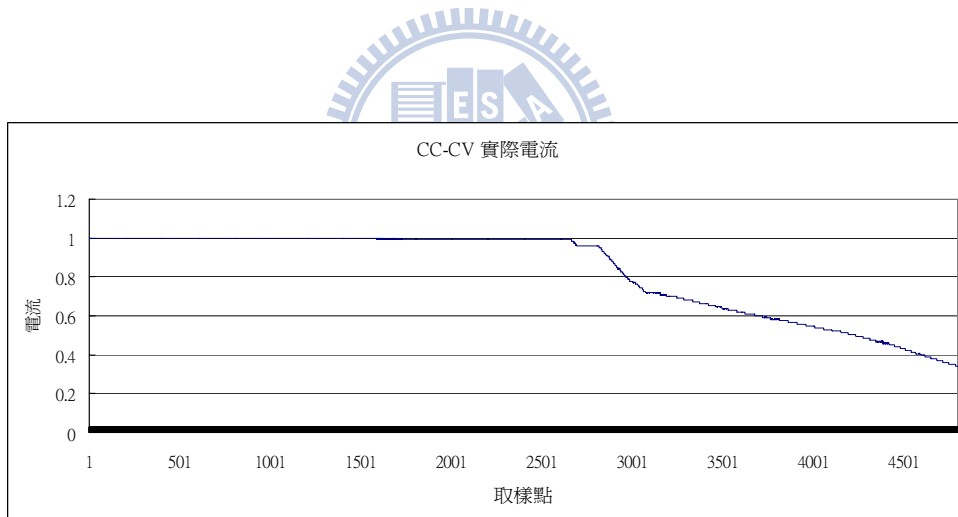


圖 4.18 定電流定電壓實際電流圖

圖 4.19 為利用微控制器系統架構測試當系統對電池做定電壓定電流充電所造成的電壓圖，其橫軸為取樣點每個取樣點約為 0.93 秒，縱軸為電壓大小。觀察圖 4.19 發現所產生的電壓波形並不穩定，其產生最大電壓誤差為 0.03V(小於 1% V_o)。此現象有可能是因為三用電錶的量測誤差造成。因實際量測時，是使用可程式三用電錶直接跨接電池兩端作量測，有可能是轉換器輸出電壓不穩定或是量測誤差造成。

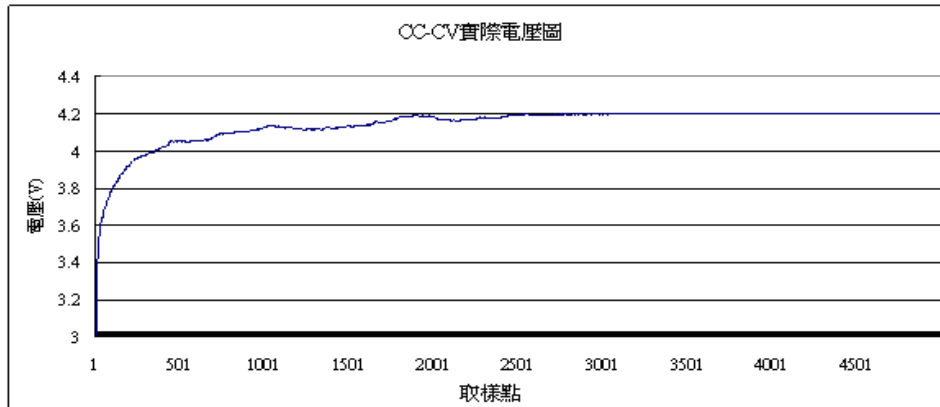


圖 4.19 定電流定電壓實際電壓圖

但不考慮可程式三用電錶的量測誤差，則其實此兩個現象產生的原因一致。都是因為輸出電壓值不穩定所致。在第 0 到第 2501 個取樣點前可明顯看出，既使量測到的電流十分穩定，電池的電壓也會有些許波動。因此，當進入定電壓模式時，若量測到的電壓比實際值大，則微控制器會持續的將控制電流往下減，直到回授回來的電壓小於 4.2V 為止。在此時就會發生控制電流減過頭，小於實際定電壓模式下應該有的電流值而維持穩定一段時間(如第 2501 到第 3001 個取樣點間)。此現象在電流值較大的時候比較容易發生，在電流值比較小(第 3001 取樣點後)的時候就穩定許多。

這樣的現象明顯會影響到固定效率控制器的輸出電流，因為取樣回來的電壓值要是過大則會使得輸出電流下降，要是取樣回的電壓過小則會使輸出電流過大。因此，為了修正這個問題我們將定電壓模式下的電流遞減步階減小使得不會因造成太多影響。或者必須重新設計直流對直流轉換器，使得輸出電壓漣波再更小，儘可能的降低輸出電壓漣波對負載的影響。

圖 4.20 為定效率追蹤實際電流圖，其橫軸為取樣點每個取樣點約為 0.93 秒，縱軸為電流。觀察圖 4.20 發現與在使用 LABVIEW 時相同，電流在中後半段才開始上升最大電流值為 1.5A 之後轉定電壓 4.2V 充電，電流逐漸下降至最小設定電流後結束充電。

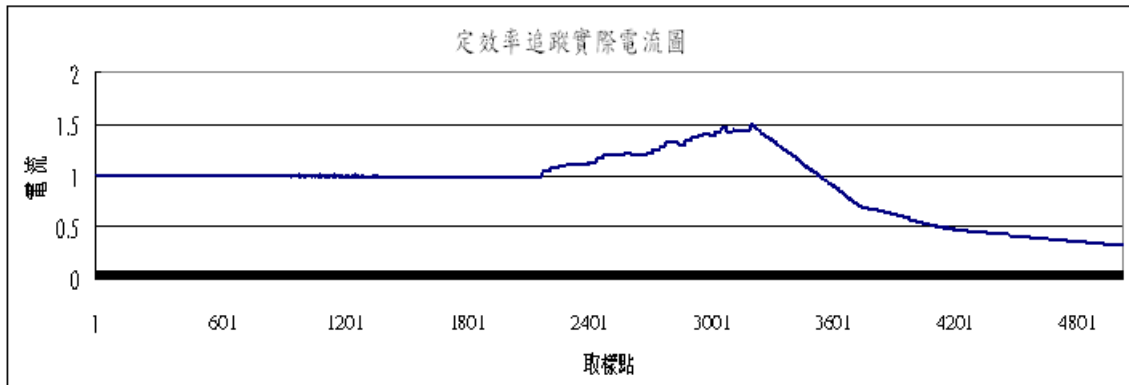


圖 4.20 設定控制器效率為 0.915 之定效率追蹤電流圖

圖 4.21 為定效率追蹤實際電壓圖，其橫軸為取樣點每個取樣點約為 0.93 秒，縱軸為電壓值。在電壓持續上升到 4.3V 之後轉為 4.2V 定電壓充電，最後電壓終值穩定在 4.2V，與原始設定相同。

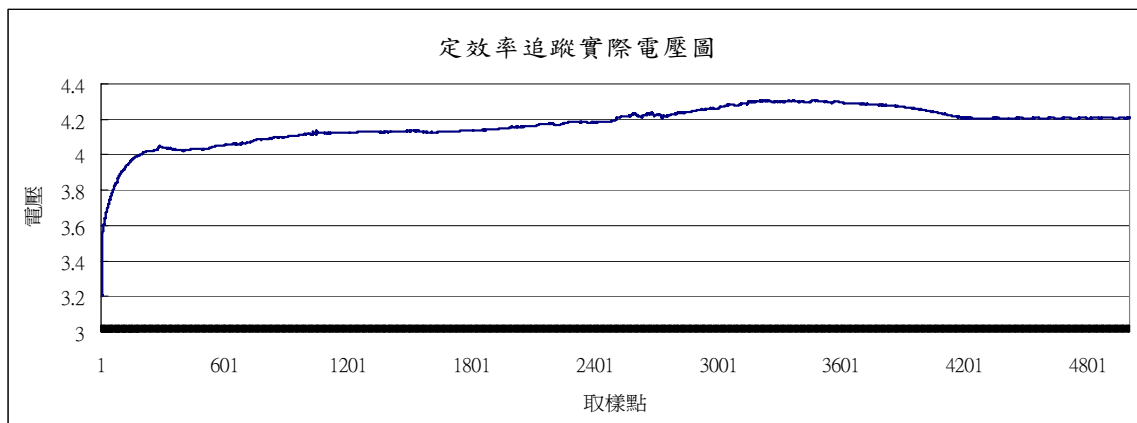


圖 4.21 設定控制器效率為 0.915 之定效率追蹤電壓圖

第五章 結論與未來方向

5.1 結論

有別於傳統定電流定電壓充電，充電速度不彰。與快速充電技術，充電效率不良的缺點。本論文提出一固定效率追蹤之演算法，我們希望可以依據電池的內阻與效率的設定達到快速充電的目的。首先，我們觀察電池的響應行為與其相對應的模型，利用模型中的 EMF 電壓值作為參考。將電池等效成 EMF 定電壓源與一可變電阻的串聯模型，並利用此關係在充電過程中得到電池等效內阻的走勢。接著，我們推導充電效率與外部電壓及 EMF 之間的關係，藉由此關係我們得到控制效率的參數值即為外部電壓與 EMF 電壓的比值。得到這兩層關係之後，我們先利用效率的關係式算出期望的外部電壓值，接著利用等效內阻將其轉換成控制電流，來達到固定效率充電。使其充電效率不至於下降太多的情況下，提升充電電流進而達到快速充電的目的。

數據上我們先使用 LABVIEW 控制軟體控制實際電源供應器證明，採用本論文所提出的方法可以在犧牲效率 0.73% 的情況下，充電速度加快 12.4%，達到犧牲少量效率得到快速充電的目的。接著我們利用微控制器 PIC16F877 建立實際的系統架構也可達到快速充電的目的。證明其可有效的加快充電速度與降低效率損失。

5.2 未來展望

本論文所提出的方法是根據電池不同的內阻行為，產生不同的控制電流適應性的對電池作充電。但是我們的方法仍屬於半適應性式的充電法，也就是說必須先對所欲充電的電池特性有所了解才能使用，例如 EMF 電壓值。因此，如何能使我們的方法變成全適應性充電法，不必了解是什麼電池型號，即可對電池產生適應性的充電，是未來值得努力的方向。希望可以發展出全適應性高效率充電法，使得電池可以在高效率的情況下快速充電。

參考文獻

- [1] Toshio Matsushima, Shinya Takagi, Seiichi Muroyama, Toshio Hone, “Fundamental Characteristics of Stationary Lithium-Ion Secondary Cells and Cell Voltage Management System,” *26th Annual International Conf. Telecommunications Energy*. pp. 149 - 154, Sept. 2004.
- [2] R. C. Cope, Y. Podrazhansky, “The Art of Battery Charging,” *14th Annual Battery Conf. Applications and Advances*, pp. 233-235 , Jan. 1999.
- [3] L. R. Chen, “A Design of an Optimal Battery Pulse Charge System by Frequency Varied Technique,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 10, pp. 398 - 405, Feb. 2007.
- [4] T. K. Cheung, K.W. E. Cheng, H. L. Chan, Y. L. Ho, etc al. “Maintenance Techniques for Rechargeable Battery Using Pulse Charging,” *2nd International Conf. Power Electronics Systems and Applications*. pp. 205 - 208, Nov. 2006.
- [5] IKEYA Tomohiko , SAWADA Nobuyuki , MURAKAMI Jun-Ich et.al, “Multi-Step Constant-Current Charging Method for An Electric Vehicle Nickel/Metal Hydride Battery with High-Energy Efficiency and Long Cycle Life,” *ELSEVIER J. Power Sources*, vol. 105, no. 5, pp. 6–12, March. 2002.
- [6] Y. H. Liu; J. H. Teng; Y. C. Lin, “Search for An Optimal Rapid Charging Pattern for Lithium-ion Batteries Using Ant Colony System Algorithm,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, no. 5, pp. 1328 - 1336, Oct. 2005.
- [7] G. C. Hsieh, L. R. Chen, and K. S. Huang, “Fuzzy-Controlled Li-ion Battery Charge System with Active State-of-Charge Controller,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 48, no. 3, pp. 583–593, Jun. 2001.
- [8] L. R. Chen, “Design of Duty-Varied Voltage Pulse Charger for Improving Li-Ion Battery-Charging Response,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56., no. 2., pp. 480-487, Feb. 2009.
- [9] P. Joseph, D. Geren, R. Dautre, “Battery Charging Method Using Battery Circuitry Impedance Measurement to Determine Optimum Charging Voltage,” U.S. patent , Jun . 1998.
- [10] B. K. Purushothaman , U. Landau, “Rapid Charging of Lithium-Ion Batteries Using Pulsed Currents,” *J. The Electrochemical Society*, vol. 153, Issue. 3, pp. A533–A542, Jan. 2006.
- [11] M. Wakihara, “Recent Developments in Lithium Ion Batteries”, *J. Materials Science and Engineering* , Issue. 33, Issue 4, pp. 109-134, 1 June 2001.

- [12] W.B. Gu , C.Y. Wang, “Thermal and Electrochemical Coupled Modeling of A Lithium-ion Cell in Lithium Batteries”, *J. The Electrochemical Society*, Vol.99-25, pp.748-762, 2000.
- [13] R. Rao, S. Vrudhula, D. N. Rakhmatov, “Battery Modeling for Energy-Aware System Design,” *IEEE Trans. Computer.* , vol. 36, no. 12, pp. 77–87, Dec.2003.
- [14] M. Chen, G. A. Rinc'on-Mora, “An Accurate Electrical Battery Bodel Capable of Predicting Runtime and I–V Performance,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 21, no. 2, pp. 504–511, Jun. 2006.
- [15] L. Gao, S. Liu, R. A. Dougal, “Dynamic Lithium-ion Battery Bodel for System Simulation,” *IEEE Trans. Compon. Packag. Technol.*, vol. 25, no. 3, pp. 495–505, Sep. 2002.
- [16] S. Abu-Sharkh, D. Doerffel, “Rapid Test and Non-linear Model Characterization of Solid-state Lithium-ion Batteries,” *ELSEVIER J. Power Sources*, vol. 130, pp. 266–274, Sep. 2004.
- [17] D.Linden, *Handbook of Batteries*, Second Edition, McGraw-Hill, New York, 1995.
- [18] A. Watson Swager, “*Smart-Battery Technology: Power Management’s Missing Link*,” EDN, pp. 47-64, March 2, 1995.
- [19] J.Milion, “Harness the Power of the ACPI/Smart-Battery Standard,” *Electronic Design*, pp. 115-116, May 1, 1997.
- [20] S.Z. Sheng, “The Effect of The Charging Protocol on The Cycle Life of A Li-ion Battery,” *ELSEVIER J. Power Sources.*, vol. 161, Issue 2, pp. 1385-1391, Oct. 2006.
- [21] S.P. Roland, “A Dynamic Voltage-Compensation Technique for Reducing Charge Time in Lithium-Ion Batteries,” *15th Annual Battery Conf. Applications and Advances*, pp. 179-184, Jan. 2000.
- [22] C.H. Lin, H.W. Huang, K.H. Chen, “Built-in Resistance Compensation (BRC) Technique for Fast Charging Li-Ion Battery Charger,” *IEEE Conf. Custom Integrated Circuits*, pp. 33-36, Sept. 2008.
- [23] J. P. Wang, B. G. Cao, Q. S. Chen, “Combined State of Charge Estimator for Electric Vehicle Battery Pack ,” *ELSEVIER J. Control Engineering Practice.*, vol. 15, Issue 12, pp. 1569-1576, Dec. 2007.
- [24] S. Piller, M. Perrin, A. Jossen, “Methods for State of Charge Determination and Their Applications,” *ELSEVIER J. Power Sources*, vol.96, No.1, pp.113-120, 2001.
- [25] H.J. Bergveld, W.S. Kruijt, P.H.L. Notten, *Battery Management Systems, Design by Modelling*, Philips Research Book Series, Kluwer Academic Publishers, Boston 2002.

- [26] H. J. Bergveld, P. P. L. Regtien, J. H. G. Op het Veld, et al. “Battery Aging and Its Influence on the Electromotive Force,” *J. The Electrochemical Society.*, vol. 154, Issue 8, pp. A744-A750, May. 2007.
- [27] H. J. Bergveld, P. P. L. Regtien, J. H. G. Op het Veld et al. “Modeling Battery Behavior for Accurate State-of-Charge Indication,” *J. The Electrochemical Society.*, vol. 153, Issue 8, pp. A2013-A2022, Sep. 2006.
- [28] A. S. Suleiman, D. Dennis, “Rapid Test and Non-linear Model Characterisation of Solid-state Lithium-ion Batteries Solid-state Lithium-ion Batteries,” *J. The Electrochemical Society.*, vol. 130, Issue 1-2, pp. 266–274, May. 2004.
- [29] G. L. Plett, “Extended Kalman Filtering for Battery Management Systems of LiPB-based HEV Battery Packs: Part 2. Modeling and Identification,” *ELSEVIER J. Power Sources.*, vol.134, Issue 2, pp. 262-276, Aug. 2004.
- [30] 徐瑞隆，LABVIEW 程式設計入門，新文京圖書，2007。
- [31] 江炫樟，電力電子學，三版，全華圖書股份有限公司，2004。
- [32] Datasheet, “TL494 : Pulse Width Modulation Control Circuits”, TEXAS INSTRUMENT.
- [33] Datasheet, “AD7541A : 12-Bit Monolithic Multiplying DAC”, ANALOG DEVICES.
- [34] Datasheet, “Bq27200 : Single Cell Li-Ion and Li-Pol Battery Gas Gauge IC for Portable Applications”, TEXAS INSTRUMENT.
- [35] <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/00734b.pdf>.
Microchip Technology Inc.
- [36] 趙春棠，PIC單晶片學習秘笈，全威圖書股份有限公司，2007。