

第一章 緒論

1.1 前言

近世紀以來，由於人們大量使用汽油機動車輛，所產生的廢氣污染，嚴重破壞大自然生態，也危害了人類身體健康，因此世界各國政府無不積極找尋替代性能源，並研發使用替代性能源的交通工具。

台灣地區由於土地有限、人口密集、氣候暖和且工作地點與住家距離近之特性，使機車成為非常普遍的交通工具。在現今空氣品質日益惡化，地球石油藏量日漸減少的隱憂下，電動機車由於沒有引擎自然無排放廢氣（電動機車與引擎機車汙染比較，如表 1-1）、噪音、振動、燙傷等缺點，同時其能源使用費用低廉，並可減輕對石油的依賴（電廠能源利用是多方面的），適合發展成為取代傳統機車的代步工具。

	粒狀污染物	SO _x	CO	HC+NO _x	CO ₂
電動機車汙染(g/km)	0.00147	0.038	0	0.0492	30
機車二期法規(g/km) 80.7.1實施			4.5	3.0	57.18
機車三期法規(g/km) 87.7.1實施			3.5	2.0	

表 1-1 電動機車與引擎機車汙染比較表

電動機車是一種藉由隨車搭乘之電池提供電力，以驅動控制器控制馬達輸出，復經傳動機構驅動行駛的交通工具。目前電動機車發展之性能已接近 50cc 機車，其清新的形象頗令人注目與期待。電動車輛的優點，主要的就是無廢氣污染，而且低噪音，因此非常適合在大都會裏，當成短程運輸工具，例如上下班、或上菜市場買菜之類等等，都非常適合由電動車輛來代步。在目前台灣的環境下，電動機車就比電動汽車來的適合了，因為目前政府並沒有打算設立電動汽車的充電站，而電動汽車充電又需要比較大的電量，普通家庭的插頭可能並不能負荷；相較於電動汽車所需要的大電量，電動機車的問題就比較小了，因為充電量並不大，可以直接使用家用電充電，而如果以後充電站設立之後，又可以利用充電站進行補充性地快速充電。

1.2 研究背景

在現今電動機車的使用上有一些缺點，例如在電池方面，成本仍高，能量密度未達標準且電池的重量佔車重 50% 以上，對電動車的性能相當不利。因此高性能新型電池的開發工作刻不容緩，且相關的快速充電能力、充電技術及其它配合措施亦有待建立。目前世界上已有廠商開發高性能電池，且政府亦有推動電動機車的共識，積極研擬獎勵補助辦法，制定相關的配合措施，相信在各方的努力之下，電動機車的未來可期。

在現階段的電動機車中，仍以使用鉛酸電池為主，由於大部分是使用多顆電池串聯，來製造較高的電壓，所以電池的效應便影響很大。因為每顆電池在出廠時的特性已略有差別，在經過長時間以週期性（Cyclic）方式使用之後，性能略差的一顆電池，會造成惡性循環，以致達不到標準壽命時，電池已經損毀。所以電池管理便成為很重要的課題，其中在充電的管理部份，包括平衡充電技術，可使多級鉛酸電池串聯充電時之各電池獲得等量的充電量，以確保電池放電時不會由於電池殘存電量的差異而造成電池性能差異擴大，惡性循環而加速電池組性能劣化，以及如何在短時間內以家用電將電池充飽；另一方面在殘電量的管理部分，研究有效的殘電評估技術，克服電池老化因素及使用環境等問題，主要是考慮並掌握動態的電池電壓、電流與溫度等相關資訊提高殘電評估之精確性，知道何時電池的電快放完了，也必須避免電池超過 100% 深度放電，以免電池損毀；同時，也包括了電池的診斷，知道電池性能的好壞，是否該換顆新的電池等。

1.3 研究動機與目標

在現今上市的電動機車當中，大部分將充電和殘電量兩個部分分開，有些運用到單晶片，再加上可以輸出切換訊號的 IC 組成充電器，而殘電量再使用另一顆單晶片，如圖 1-1 所示；也有殘電量不用單晶片而直接偵測電壓。不過這些架構，因為使用過多類比電路，容易造成維護不易，而且充電如果不能與殘電整合，則充電及殘電的準確度就降低了。

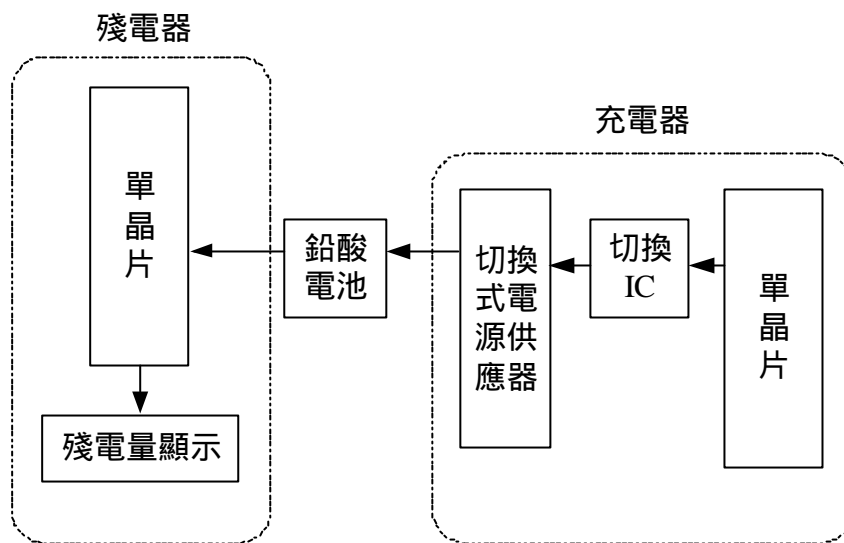


圖 1-1 市售電動機車充電器與殘電器架構

在本論文中，採用一顆整合性的 DSP—ADMC331，希望將充電和殘電量估測整合成一個系統，以減少系統的複雜度，如圖 1-2 所示，並可以因為系統的整合，使殘電量估測更為準確。

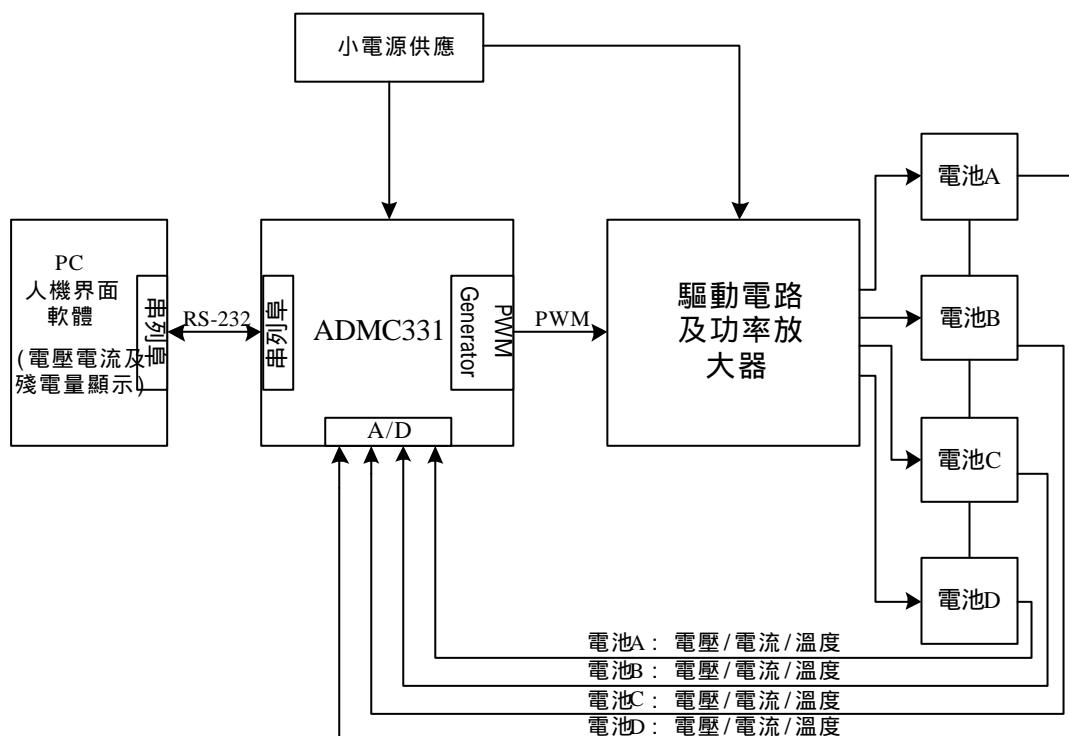


圖 1-2 本論文所使用充電與殘電器之架構

在充電器的設計部分，由於電池的個別差異，所以必須針對每一顆電池，它在電壓、電流、溫度、電容量中不同的特性，運用智慧型模糊充電法則以不同的充電曲線進行充電，以確保各電池不至於過充或充不飽；在殘電量估測的設計部份，使用具有較精確殘電量估測之改良式庫侖量測法對不同等級的放電電流，對電池容量造成的加成影響估算在內，同時也考慮電池的老化因素對容量所造成的影響，讓殘電量估測更為準確。

論文中內容共分成九章，第一章為緒論，第二章為鉛酸二次電池之簡介，第三章為鉛酸二次電池的充電方法，第四章為電池充電之模糊控制方法介紹，第五章為介紹電池充電之切換式電源供應器電路，第六章說明鉛酸二次電池之殘電量估測，第七章說明鉛酸電池充電器實驗架構設計，第八章列出實驗結果，第九章則為結論。

第二章 鉛酸二次電池之簡介

隨著科技的日益發展，電池已成為不可或缺的能量來源，例如手提式電腦、行動電話、電子計算機、緊急照明設備、甚至電動車輛等等都需要用到不同種類的電池。電池的種類大致上可以分為兩類—一次電池與二次電池兩類。其中一類僅可使用一次，而不可以再補充能量的稱為一次電池；另外一類可以再充電補充能量的稱為二次電池。而二次電池的種類也相當多，其中包括鎳鎘、鎳氫、鋰離子等，不過由於這些類電池價格較為昂貴，因此在電動車輛上的使用仍不頻繁，目前大多數的電動車輛，仍以使用鉛酸（Lead-Acid）二次電池為主。而在本論文的研究方面上，是以 HAWKER ENERGY 公司的鉛酸二次電池為主題，本章節將針對鉛酸二次電池的工作原理及其應用作概略性的介紹。

2.1 鉛酸二次電池的工作原理

鉛酸二次電池基本上可以分為密封的鉛酸電池(Sealed-Lead Battery), 如圖 2-1[1]; 與浸在水裏的鉛酸電池(Flooded Lead-Acid Battery)，如圖 2-2[1]，兩者最大的分別在於後者在過度充電時所產生的氣體直接散出電池外，所以必須不時補充水分，而前者所產生的氣體會先經過再結合的作用，使散出的氣體降至最低。由於密封的鉛酸電池有免保養的特性，故現今採用鉛酸電池的電動車輛中，均使用前者，故本論文也以密封的鉛酸電池為對象。

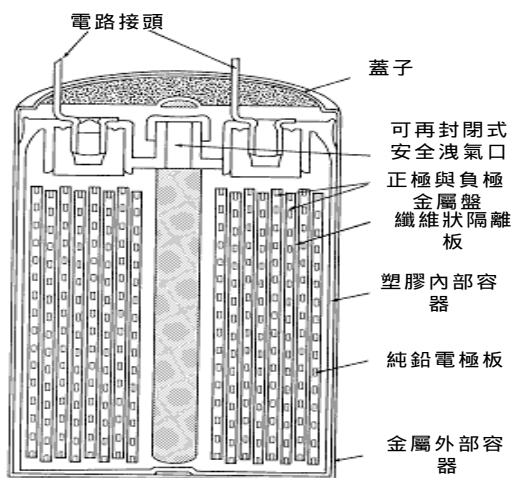


圖 2-1 密封的鉛酸電池

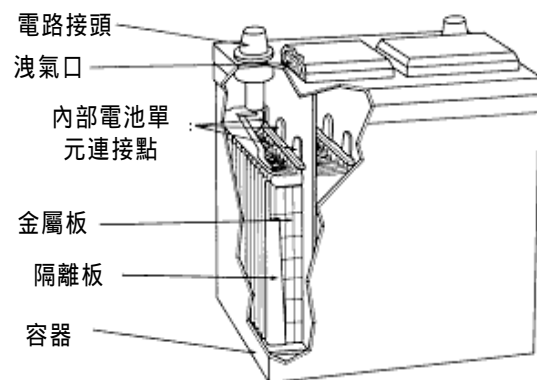


圖 2-2 浸在水裏的鉛酸電池

2.1.1 鉛酸電池內部的構成元件

鉛酸電池的基本單元為 Cell，可以大致上分為四部分，正電極、負電極、電解質和隔離板，如圖 2-3[1]。

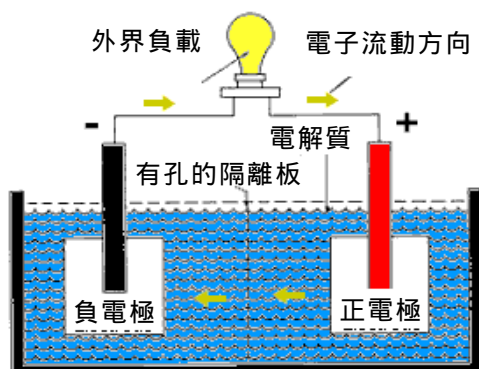


圖 2-3 電池 Cell 的構造圖（放電狀態）

鉛酸電池內部的正電極為格子狀板，表面上附著巧克力色二氧化鉛，此二氧化鉛由結合氧化的鉛細粒而成，在粒子間的縫隙中能自由通過電解液，此細粒目的為擴大與電解液接觸面積，以便減低內阻。在負電極方面就將格子狀板弄成海綿狀的鉛板，其顏色為灰色。將此二極板在不接觸的情況下，使其盡量平行相靠近，然後在兩張電極板間插入以絕緣物質製造的多孔性隔離板，以防止相接觸。隔離板在大多數情形下有兩種類，一種為合成樹脂纖維，另一種為玻璃纖維蓆。其整體構造就為兩種類的鉛電極板浸漬在電解液中，然後將其全部放在容器中。

當電池或 Cell 插入至一個電路系統中，便完成一個迴路，讓電可以在此一電路系統中均勻地流動。在外部電路中，電子的流動造成電流，在內部電路中，電是以離子的方式，從一個電極到另一個電極。而如圖 2-3 所示，正電極在放電時，是由外界電路接收電子，而造成“還原”反應；至於負電極在放電狀態下時，是釋放電子到外界電路，則為“氧化”反應；電解質則製造在正電極與負電極之間電流動的機構；至於隔離板則隔離正電極與負電極。

2.1.2 鉛酸電池的發電原理

電池中 Cell 的電壓值，是還原和氧化反應電位的總和。例如，正電極在放電時就吸收在電解液中多量的正氫離子，一直增加正的帶電量，以致提高與負電極板間的電位差，其反應方程式如下：



此時所產生的電位是 1.685 伏特。負電極在放電時其海綿狀鉛與電解液反應，放出大量鉛離子，結果使硫酸鉛性質起了變化，並增高負電極板的負電位，其反應方程式如下：



此時所產生的電位是 0.356 伏特。這就表示電池每一 Cell 的電位為 2.04 伏特，這也是大家所知鉛酸電池的標準電位。另外一個影響電池電位的因素為電池中的酸性物質濃度。因此在一般大量生產的鉛酸電池中，將正電極、負電極、電解質造成的電壓總和起來，則可以得到典型 2.15 伏特的開路 Cell 電壓值。

2.1.3 鉛酸電池內部 Cell 的連接方式

不同種類電池中的 Cell 電壓值是依據其不同的成份特性所建立的，例如鎳鎘電池的 Cell 電壓值是 1.2 伏特，鋰電池的 Cell 電壓值是接近 4 伏特，而鉛酸電池的 Cell 電壓值大約是 2 伏特。Cell 可以連接起來而累積電壓值，因此我們常看到的鉛酸電池標準電壓值有 2 伏特，4 伏特，6 伏特等等。

電池通常是由多數的 Cells 作電的連接，而不同的連接方式決定了不同的電池電壓和電量。如果電池中 Cells 的連接方式是由一個 Cell 的正電極接著另一個 Cell 的負電極以此連接下去的話，稱此種連接方式為串聯連接的電池，如下圖 2-4[1]所示，此電池的電壓是全部 Cell 電壓的總和，但此電池的電量仍然為單個 Cell 的電量，例如一個用在機車上 12 伏特的電池，就是由六個 2 伏特的鉛酸 Cells 運用串聯連接方式所組成的；如果電池的連接方式是將每個 Cell 的正電極都連接在一起，而 Cell 的負電極都連接在一起的話，稱此種連接方式為並聯連接的電池，

如下圖 2-5[1]所示，此電池的電壓是單個 Cell 的電壓，但此電池的電量就為每個 Cell 電量的總和。

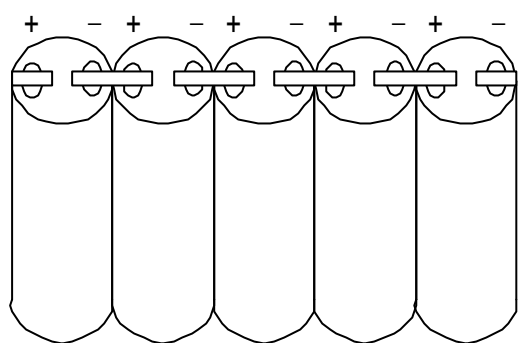


圖 2-4 串聯連接的電池

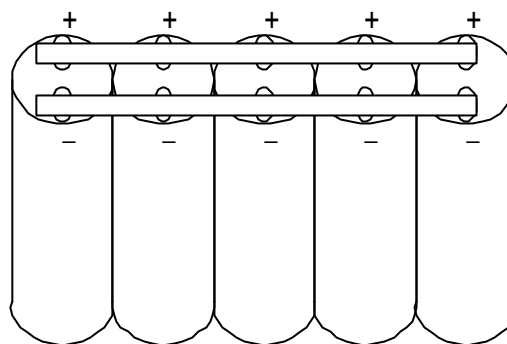


圖 2-5 並聯連接的電池

在電池中串聯連接較為常用，通常這種接法可以很容易得到較高的電壓，而如果需要較多的電量時，通常會選擇較大電量的 Cell 取代用並聯的連接方式。

2.2 鉛酸二次電池的應用

本論文中所使用的電池為 HAWKER ENERGY 公司所出產的 Genesis 系列，型號為 G12V26Ah10EP 的鉛酸電池，其容量為 26Ah，即表示可約以 2.6A 放電 10 小時，其標準電壓約為 12V。而此顆電池有以下幾點特點：

- (1) 在高電流放電時，仍有非常高的容量和重量的能量密度—可以用更少的體積和重量而提供更多的能量。
- (2) 在大電流放電時，依然有很好的容量—因為薄的電極板。
- (3) 非常低的內阻 (Internal Resistance) —在大電流放電時，依然可以提供較多的電壓。
- (4) 可忽略的氣體散溢—在正常情況的使用下，氣體散溢很小，使得可以使用在有人的環境，例如辦公室、醫院。
- (5) 100%不用維護的電路接點—使這顆電池可以裝好然後不用再去維護。
- (6) 形狀易於放置—讓使用者能夠將這顆電池放置在任何地方。
- (7) 先進的製造技術—使這顆電池具有高密度及高可靠度。
- (8) 使用高純度鉛錫電極板—降低侵蝕速度，如此可以增加電池壽命。

- (9) 優秀的高電流充電性能—可以在一小時內充回 90%的電。
- (10) 具有良好的儲存容量—可以提供較長的放置時間。
- (11) 具有較大範圍的工作溫度—可以在 $-40^{\circ}\text{C}\sim 60^{\circ}\text{C}$ 的溫度中正常工作。
- (12) 在低溫中仍然有較好的性能—在 -20°C 時，這顆電池可以傳送在室溫下以 4C (以容量 26Ah 的電池為例，4C 的電流即為 $4 \times 26\text{A}=104\text{A}$)放電時 65%的能量。
- (13) 使用純鉛為電極，可以有大大於 99.7%再結合的效率；高洩氣孔壓力設計，保證氣體可以再結合而不會間歇的將氣體洩出而減少電池壽命。
- (14) 膠狀電解質，使電池可以被分類為“不會溢出的電池” (NONSPILLABLE BATTERY)，可以增加安全性，裝運時也可以免除一些規定的束縛。

而以下各節，將介紹一些鉛酸二次電池應用的注意事項。

2.2.1 Amper-Hour 規則

通常一顆電池要如何決定充多少電進去，大致上會根據所謂的 Amper-Hour 規則，“欲充滿一顆電池，必須充上 105% 110% 所放去的電”。舉例來說，若一顆容量為 26Ah 的電池，放電至 50%，則我們必須充回 13.65Ah 到 14.3Ah 容量的電回去，才可以確保電池是充滿電的。

2.2.2 鉛酸電池的使用方式與壽命

在工業界認定的標準中，當一顆電池只能傳送小於其標示容量的 80% 時，就代表電池的壽命已到。所以，若當電池設定為 1 小時的放電時間，但是電池事實上只能放電到 48 分鐘以下的話，代表電池的壽命已到，因為只能放少於 80% 的電。

當提到電池的壽命，有很多定義的方式，其中一種就是以時間為主，例如 120 個月或是 10 年。而為了解電池的期望壽命 (Life Expectancy)，定義了兩類期望壽命—Float 和 Cycle。Float 是指把電池當成備用電源，只有必要時才使用，平時並不使用的狀況，例如不斷電系統(UPS)，緊急照明等的使用，此時的壽命就會以時間來計算。至於 Cycle 則把電池當成主要能量來源，

所以充電與放電會比較頻繁，例如電動車輛，此時的壽命則會以充放電的循環次數來決定。

(1) Float 模式期望壽命

在 Float 的應用情況下，電池通常會一直接著充電器 (Charger)，以補充電池的自我損失，在此時壽命會以月或時間來計算。本論文採用的電池，在 Float 下有十年 (25) 或十五年 (20) 的壽命。而此種壽命是在以五小時放電速率 (0.2C Rate) 並且放電量不超過 80% 的情況下而得。

如果電池是以 15 分鐘的放電速率 (4C) 放電，壽命會減到六年而不是十年，這和原本期望的壽命有異，這可以用電極鉛板的腐蝕和截面積加以解釋。因為普通鉛酸電池的天然損壞是由於正電極鉛板的腐蝕，而使電流流動的截面積變小。因為 15 分鐘放電的速率遠大於 5 小時放電速率，所以需要更大的鉛板面積來提供如此大的電流流動。所以當到達五年之後，鉛板截面積已不足夠讓 15 分鐘放電速率的電流流過；但仍可以以 5 小時放電速率放電。

在 Float 模式的應用下，電池通常會持續在充電狀態，以保證電池在任何時候都是滿電的。所以充電時的電流會影響電極鉛板的腐蝕速度，所以，在可以補充電池自我放電的情形下，盡量減小充電電流，就可以相對的延長電池壽命。所以一般建議使用定電壓 (CV) 充電法，讓電池自己調節電流。但定電壓充電必須視溫度變化而調整電壓使得充電量略大於自我放電量，通常在室溫 (25) 下，充電電壓會設定在 2.25 到 2.30 VPC(volts per cell, 每個 cell 的電壓值) 左右。

另一個影響 Float 模式壽命的主要因素就是溫度，在週遭溫度每上升 $7^{\circ}\text{C}\sim 10^{\circ}\text{C}$ ，電池 Float 模式的期望壽命就減少一半。例如電池在 25°C 時有十年的期望壽命，但當週遭溫度為 $32^{\circ}\text{C}\sim 35^{\circ}\text{C}$ 時，電池壽命減為只有五年的期望壽命。

(2) Cycle 模式期望壽命

另一種解釋電池期望壽命的方法，是計算電池可以使用的幾個充放電週期，所以，如何定義週期就很重要。通常本實驗

所用的電池在正常情形下可以使用 500 個週期（25%，80% DOD）。

而在 Cycle 模式使用下，放電深度（DOD，Depth of Discharge）扮演很重要的因素，DOD 和電池壽命呈現非線性的關係，但 DOD 越少，電池壽命越長。但如果把 DOD 限制在 25% 到 100% 之間，則放電週期的次數，會近似於 DOD 的倍數。例如，以 0.2C，25% 的情況，放電至 80% DOD，電池大概可以放電 500 個週期；但如果放電至 100% DOD，會導致壽命降至 400 個週期，也就是說，20% 的放電深度增加，會導致於 20% 的壽命減少。

另一個僅次於 DOD 的重要因素是充電時間，如果所允許充電時間減少，相對的充電電流必須增加，而欲增加充電電流，則充電電壓也必須上升，最後造成過充更嚴重，而加速電池的老化。

和 Float 模式應用比較之下，對於一顆放電至 100% DOD 的電池來說，Float 較 Cycle 具有足夠的時間。如果充電時間不足，而讓電池一直保持在電量不足的狀態下，會造成電池提早損壞。通常來說，在 Cycle 模式下所建議的充電電壓會高於 Float 模式下的充電電壓，因為 Cycle 模式所允許的充電時間較 Float 模式為短。因此為了補償較短的充電時間所造成的影響，勢必要增加充電電壓，甚至充電電流，以期能在設定的時間內增加更多的 Ah 值。總而言之，電池的充電參數（充電電壓、電流、時間）對於在 Cycle 模式應用下的電池是很重要的因素。

2.2.3 溫度補償

由於電池鉛板的腐蝕速度和外界溫度有緊密的關係，溫度越高，腐蝕速度越快—導致於電池越快損壞。因為越高的溫度，在定電壓充電下，會使電池吸收更多電流，過多的電流則會導致電池溫度上升更快速。為了減小溫度的影響，必須針對溫度加以補償。溫度上升，則必須降低電壓，以防止溫度繼續上升。

所以不論以任何模式充電，溫度的補償都是有必要的，通常充電曲線皆是以 25% 為基準，溫度每上升 1%，必須將電壓

降下 18mV，而相反的溫度每下降 1℃，必須增加電壓 18mV。
圖 2-6[2]列出在浮充模式下，所需的電壓補償曲線。

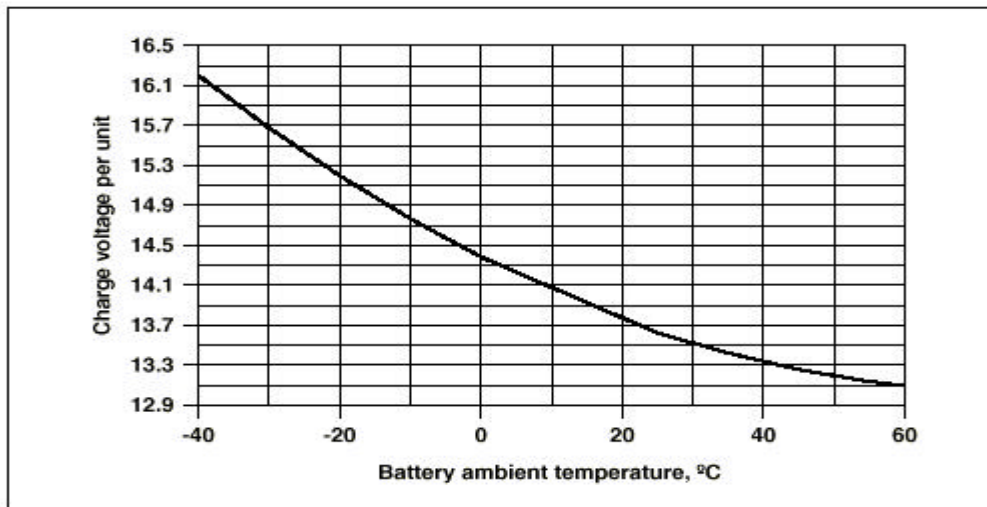


圖 2-6 浮充模式下電壓補償曲線

2.2.4 電池的容量

通常電池公司所定的電池容量，若一般電壓為 12V 時，大多是在 25℃，放電終止電壓為 10.02V (EODV, End of Discharge Voltage) 所測出的 Amper-Hour 值，而此種 Ah 值會隨著 EODV、溫度和放電電流有所增減。通常溫度越高，容量越大如圖 2-7[2] 所示；而放電電流則會嚴重影響電池容量，電流越大，容量會變得越少，如表 2-1[3] 所示。

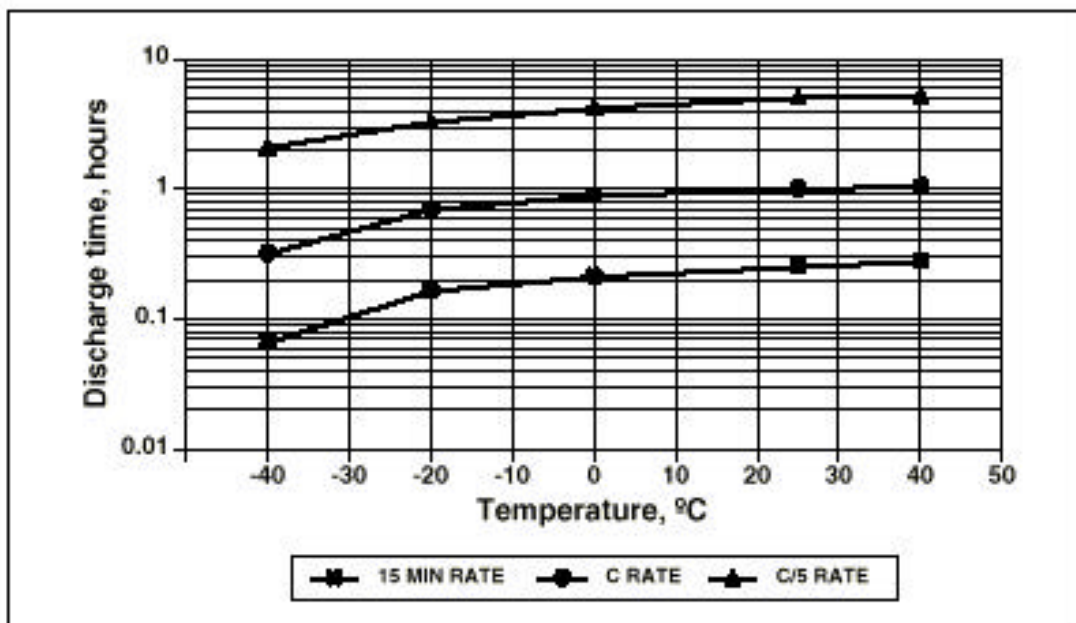


圖 2-7 電池容量與溫度的關係

Run time to 1.67 vpc	Watts	Amps	Capacity (Ah)	Energy (Wh)	Energy and power densities			
					Watts per liter	Wh per liter	Watts per kilogram	Wh per kilogram
2 min	2419	235.8	7.90	80.60	654.50	21.80	228.20	7.60
5 min	1532	143.4	11.95	127.65	414.50	34.50	144.50	12.00
10 min	995	90.7	15.10	165.90	269.40	44.90	93.90	15.65
15 min	751	67.4	16.85	187.65	203.10	50.80	70.80	17.70
20 min	607	54.1	18.00	202.40	164.30	54.80	57.30	19.10
30 min	444	39.0	19.50	222.00	120.15	60.10	41.90	20.90
45 min	319	27.8	20.85	239.40	86.40	64.80	30.10	22.60
1 hr	251	21.7	21.70	250.80	67.90	67.90	23.70	23.70
2 hr	137	11.7	23.40	273.60	37.00	74.00	12.90	25.80
3 hr	95	8.0	24.00	284.40	25.65	77.00	8.90	26.80
4 hr	73	6.1	24.00	290.40	19.65	78.60	6.85	27.40
5 hr	59	5.0	25.00	297.00	16.10	80.40	5.60	28.00
8 hr	38	3.2	25.60	307.20	10.40	83.10	3.60	29.00
10 hr	31	2.6	26.00	312.00	8.40	84.40	2.90	29.40
20 hr	16	1.4	28.00	324.00	4.40	87.70	1.50	30.60

表 2-1 電池容量與放電電流的關係

2.2.5 電池的連結

為了系統電力的需求，通常會將一些電池以串聯或並聯的方式來連結。而此種連結在使用上必須注意一些事項，以下分為串聯和並聯分別討論之。

(1) 電池串聯

當電池使用串聯模式，統計顯示會有其中一顆電池，容量比其他電池小。所以當此電池組放電至某一放電終止電壓，此顆電池的電壓會明顯比其他電池小。而當這種情況發生後，這顆電池的情況會越來越差，最後甚至會放出負電壓。因此，當電池容量不平衡發生後，對電池的損害是永久的。而此種容量的不平衡，可能都來自於製造過程時些微的天生差異。

如果忽略製造過程的差異，最常導致電池容量不平等的原因，通常是由於充電不足，而適當的充電可以保持一致的容量。但是，電池對於充電不足的反應並不相同，而此種反應是由各個電池的充電效率而決定，充電效率又會因為製造上的差異所產生的溫度差而有很大的影響。

如果充電過程未完成，充電效率的差異會導致容量的不同。另一方面，如果施以適當的充電，充電效率的差異可以用過充的方法加以減小，使電池可以達到滿電的情形。而欲改善電池間的不平衡，通常會採用“均等化”（Equalization）的技術。如名稱所指，此技術目的在於將一長串串聯電池的容量均等化，其方法是對電池施以一延伸的低定電流（0.05C）充電，電壓保持在 14.7V 到 15.0V 之間，持續 24 小時。在週期性的使用上，通常建議一個禮拜作一次均等化的動作。

（2）電池並聯

為了讓電池供給更大的能量，通常電池會有以並聯方式連結，而為了確保電池皆充滿電，系統設計者必須考量如何讓每一條互相並聯的電池列皆受到適宜的充電過程。

如果各電池列的有效電阻值有差異的話，則充電電流的分配也會有所不同，所以若有效內阻較大的一列電池會造成充電不足。所以在設計上時，如何儘量讓每一條電池列的有效電阻相同，便很重要，包括電纜、接點等，都必須相似。而避免使用小電流充電，也可以避免電池接受到不適宜的電流。

在電路上，通常會在每串電池列前，接上阻擋二極體（Blocking Diode），這二極體可以防止電池放電至其他電池列去，例如，若一系列電池短路，若沒有阻擋二極體，電池會以極大的電流放電，引起危險。

2.2.6 鉛酸電池的儲存

幾種最常見的電池誤用，使得電池身處不正常的儲存情況，例如粗魯的習慣，像將電池置於高溫下使用和不適當的更新充電（Freshening Charge）的頻率。以下介紹電池儲存時必須注意的事項。

(1) 自我放電

任何電池，不管一次電池或是二次電池，當此電池處於開迴路情況下，會隨著時間損失電量。這個情形被稱為自我放電（Self-Discharge）。

若電池因為自我放電損失的能量，在一段時間內沒有補充回去的話，會使導電物質（正電極的二氧化鉛（ PbO_2 ），負電極的海綿狀鉛）逐漸形成無法回復的硫酸鹽物質—硫酸鉛 PbSO_4 ，而使電池容量減小。

導致自我放電最主要的原因是溫度，在高溫度狀態放置時自我放電量增加，例如在夏天時自我放電量比冬天有兩倍之多。因為溫度的升高會導致於電池內部化學反應加速。如圖 2-8[2] 所示，大約每 7 到 10 的溫度上升，會使電池壽命減半，相反地，若減少溫度則會使壽命增加。因此如果長時間不使用時，儘量放在低溫度處所，而再度使用時應做電壓的檢查。

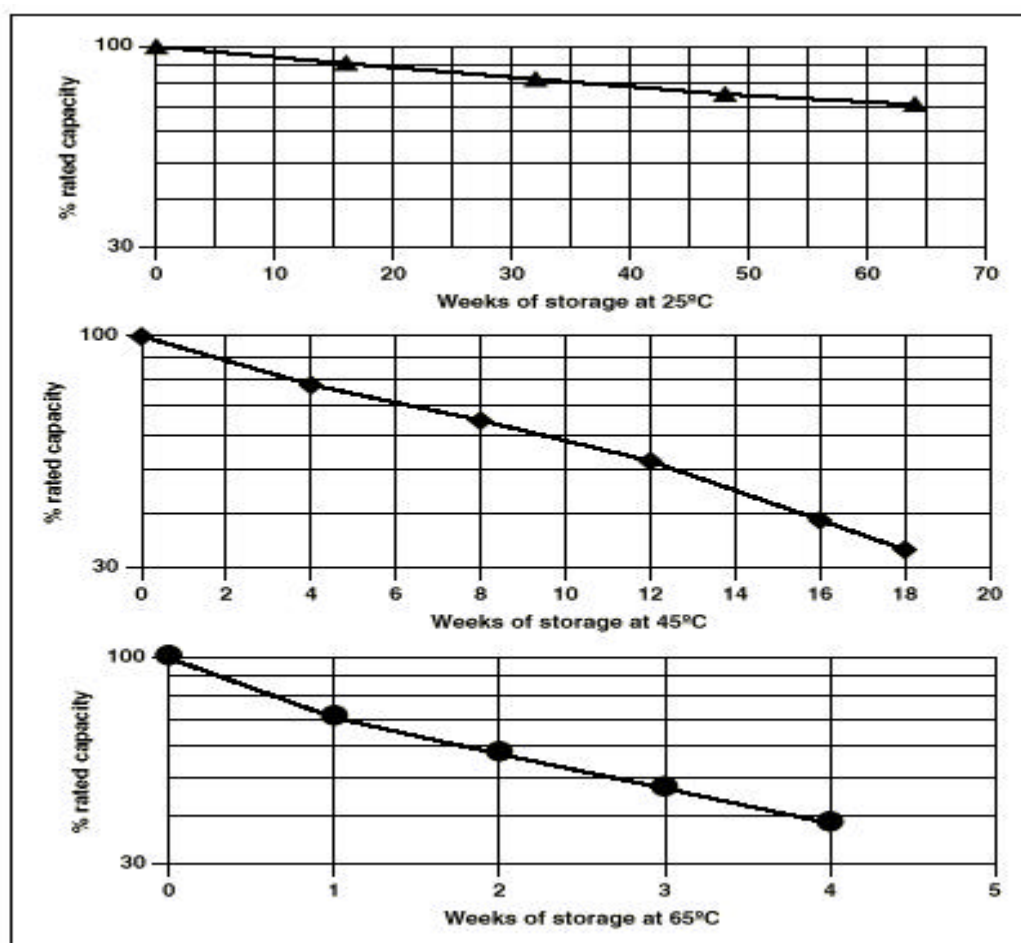


圖 2-8 電池壽命與溫度的關係

(2) 儲存時的電壓損失

雖然盡力將電池儲存在溫度受控制的環境，但每隔 24 個月，或電池的開路電壓(OCV)掉到 12.00V 或 2.00VPC 以下時，仍必須施以更新充電一次。如果讓電池的開路電壓(OCV)降到 11.58V 或 1.93VPC 以下時，可能造成電池永久損壞而不能回復。

(3) 儲存時的殘存電量

由於電池的儲存條件不盡相同，所以如何估測電池所剩電量便很重要。如圖 2-9[2]所示，可以大致估算出電池目前所剩的電量，例如電池的開路電壓在 11.58V 或 1.93VPC 時，電池是在 0% 的充電電量，而如果電池的開路電壓在 12.84V 或 2.14VPC 時，電池是在 100% 的充電電量。只不過這個值只有在充電完或放電完後 24 小時測量得到的值才會準確。

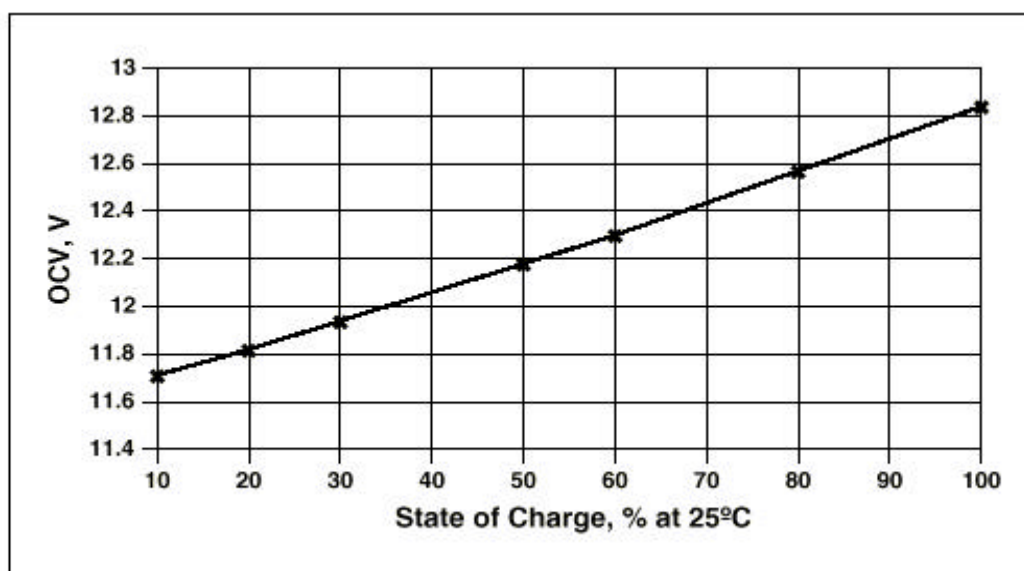


圖 2-9 電池殘存電量與開路電壓的關係

第三章 鉛酸二次電池的充電方法

在本論文中，由於充電的電池是設定為給電動車輛使用的，所以如何將能量均勻地補充到四顆串聯的電池中且能夠延長電池的壽命便十分重要。在設定充電曲線的過程中，必須考慮到幾個因素，例如能夠在限定時間內充電完畢，同時電池溫度必須在能正常工作的範圍內，且電池電壓也不能超過某個限定值，所以如何根據這些要求，設定符合此種電池的充電方法，就值得大家來研究了。以下各節，將逐一介紹定電流(CC)充電法、定電壓(CV)充電法、混和定電流/定電壓(CC/CV)充電法、快速充電法及本實驗所採用的智慧型模糊充電法。

3.1 定電流(CC)充電法

首先介紹的是以一固定電流的充電方法為定電流(CC)充電法(如圖 3-1)，是對鉛酸電池施以一定電流來充電。定電流充電法可以在短時間內，將電池充滿。不過因為定電流充電不管電池的充電狀況為何，會一直送電到電池去，所以在電池充滿後如不馬上關掉或切換到定電壓模式，電池會很容易損壞。

定電流充電的終止，可以用兩種方式，第一種是運用前次放電用去的 Ah 值，乘上 1.05 倍到 1.10 倍，再除以充電電流，即可得知充電時間為何，不過這種方法必須知道完整的前次放電資料，而且電路和運算也比較複雜；另一種簡單的方法是觀察電池的電壓，在 100% 充完電時，電池電壓會達到一個峰值然後下降，電壓下降點會因為充電電流值而有不同，然後再補回 10% 的電即可完全充完電了。在確定充完 105% 到 110% 的電量之後，接下來應將電流減少到 $C/500$ 的電流，以免電池造成無法彌補的損壞。

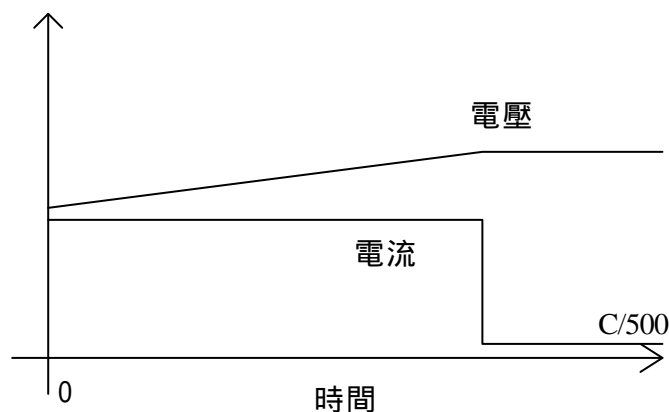


圖 3-1 定電流充電曲線圖

3.2 定電壓(CV)充電法

單電壓定電壓 (CV) 充電 (如圖 3-2)，是對鉛酸電池充電最有效的方法之一。如果對最高電壓設限，以 14.7V 到 15V 定電壓充電，大概可以在 16 小時內將一個放完電 (100% DOD) 的鉛酸電池充完電。如果 DOD 少於 100%，則定電壓充電的時間便可以相對減少，例如一顆 50% DOD 的電池，以 15V 定電壓，最小電流上限 0.33C，大約可以在 8 到 10 小時之間，將電池充完電。不過建議是將最小電流上限訂在 1C (以容量 26AH 的電池為例，1C 的電流即為 $1 \times 26A = 26A$) 到 2C 以便可以在 16 小時之內將電池充滿。

在定電壓充電模式下，不必太擔心電池會損壞，因為電池會因為所剩容量而自我調整電流，不過在電池完全充滿後，必須把電壓移除，或是以浮充 (Float Charging) 模式電壓 13.62V 左右補充電量以免電池損壞。

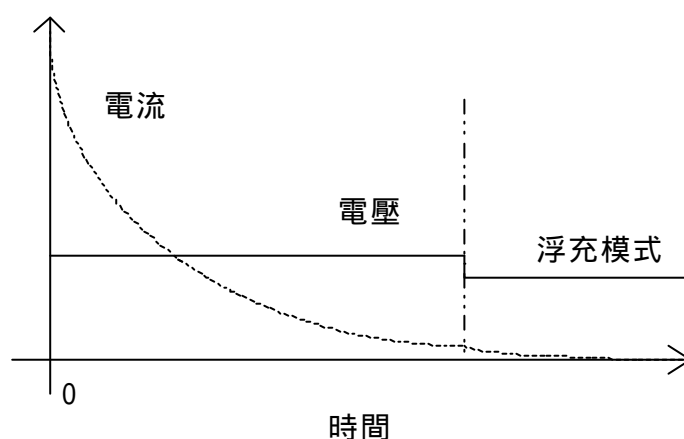


圖 3-2 定電壓充電曲線

3.3 混和定電流/定電壓(CC/CV)充電法

既然定電壓和定電流充電法各有其優缺點，於是混和定電流/定電壓(CC/CV)充電法便被提出，來綜合兩種充電法的優點。例如混和定電流/定電壓(CC/CV)充電法具有定電流充電法的優點可以明顯地減少充電時間，但也因具有定電壓充電法的自我調節電流的功能不會增加造成電池永久損壞的機會。

一開始，充電採用定電流模式 (有時又被稱為 Bulk 充電模式)，因為電池在電量較少時對電的接受度比較高，故可以將

大部分放掉的電量快速地補回。而定電流模式一直進行到電池電壓到達峰值，在大多數的充電器，都是觀察電壓是否不再上升，這可以當成觸發充電器進入定電壓模式的訊號。

在定電壓模式下，則是要遵守 Ah 規則，多充入 10% 前次放電的電量，而電壓則以 14.7V 到 15.0V 的定電壓，在這時電流會逐漸下降。而如何決定充電結束，通常則當電流降到 0.001C 到 0.002C 之間時，大概可以認定為充電結束。

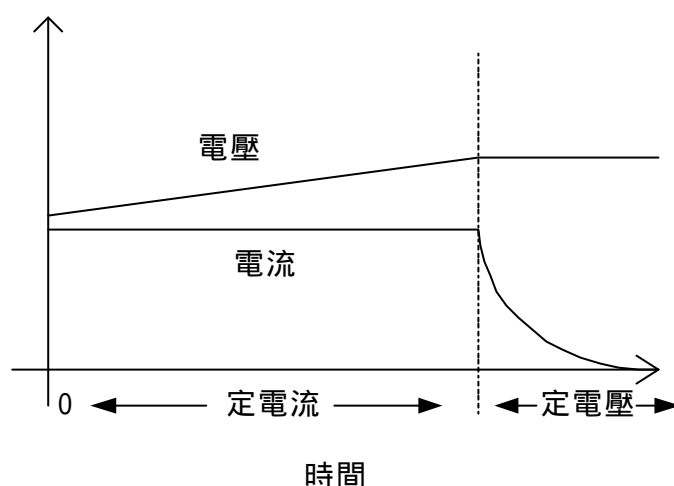


圖 3-3 混和定電流/定電壓充電曲線

3.4 快速充電法

在一般車上使用環境下的充電器，通常充電的考慮因素不外乎充電器的體積大小和充電的時間長短兩項。為了符合充電器體積的限制，雖然已採用高頻的電源供應器，但若提高充電器瓦數，體積仍無可避免的增大，所以要選擇適合的充電器瓦數並且提供足夠的充電能量而體積大小又適中的充電器。而為了減少充電時間，除了提高瓦數之外，如果可以採用更有效率的充電法，便可以同時兼顧體積與充電時間，為此，各家廠商都提出自家的快速充電法，以下介紹 HAWKER 公司所提出的快速充電法。

快速充電法採用特殊的 IUI (CC/CV/CC) 架構，可以將 80% 到 100% DOD 電池的充電時間由 16 小時縮減到 6 小時到 8 小時。而為了增長電池壽命，所以充電曲線必須加以最佳化，而由此曲線更改充電的參數。例如，根據 Ah rule 必須充回 105% 到 110% 前次所放掉的電量，至於溫度部分，需要以 25 為標準作溫度

的補償，每上升 1 必須將充電電壓下降 18mV；反之，每下降 1 必須將充電電壓上升 18mV。

圖 3-4[2]為 HAWKER 公司所提出的 IUI 快速充電曲線圖，定義在 25 下的快速充電曲線。

在 Region A 是定電流（CC）充電模式，運用一固定的大電流對電池充電，一直到電池電壓上升至 14.7V 為止。在這階段因為是採取大電流充電，所以可以將電池大部分的能量回復（大約 80%）。

在 Region B 是當電池電壓上升至 14.7V 時，切換到定電壓（CV）14.7V 充電，而定電壓充電所持續的時間，是以 1.5 倍 Region A 的充電時間為準。所以，若 Region A 的時間為 1 小時，則 Region B 的時間即為 1.5 小時。

Region C 是當 Region B 的時間到了以後，充電模式會進入定電流 CC 模式，以 0.05C 的電流充電，但當電池電壓上升到 15.6V 時，即轉為 15.6V 定電壓模式充電。在 Region C，充電時間是以 0.5 倍 Region A 的充電時間決定，但不能超過 1 小時。

在許多情況下，我們需要在充電最後施以一浮充模式，而如果必須有此種模式，則必須在中間加入另一階段—Region D。在此階段是讓電池休息一小時，而不施以任何條件的電壓電流，目的是讓在充電過程中產生的氣體，可以產生再結合（Recombination）的作用，而不會經由洩氣孔散溢出去，而減小電池的容量。

通常電池充電會充電不足，所以建議在充電程序完成之後，再加上浮充的 Region E，浮充除了補充自我放電的損失之外，也提供一個長且慢的過充（Overcharge），來抵銷之前充不飽時的效應。

為了達成設定的 6 到 8 小時充完電的速率，在 Region A 的充電電流必須大於 0.4C，所以單顆電池的快速充電器，瓦數最小必須在 155W。如果充電電流大於 1C，則 Region C 可以取消。

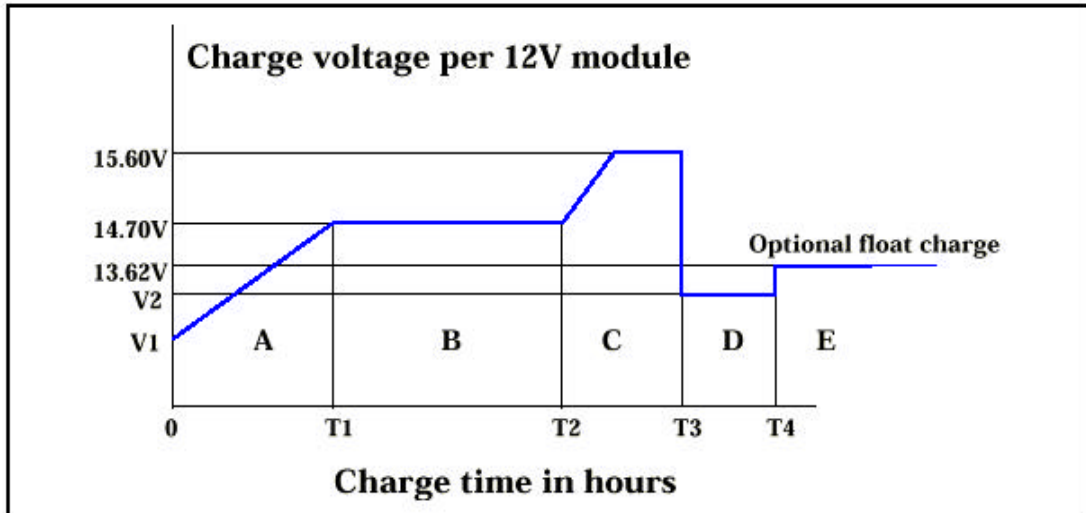


圖 3-4 IUI 快速充電曲線圖

以方程式的方式來表示各段充電時間如下：

$T1 =$ 電壓到達 14.7V 時的時間。

$T2 = (T1 + 1.5T1) = 2.5T1$ 。

$(T3 - T2) = 0.5T1 \leq 1$ 小時。

$(T4 - T3) = 1$ 小時。

3.5 智慧型模糊充電法

雖然上述的快速充電法可以達到不錯的性能，但是在某些方面，仍有一些缺點。故本節試圖以 3.4 節的快速充電法為架構，加以改良，並應用模糊控制的理論，希望能改良這些缺點，進而達成保護電池和快速充電兼顧的目標。

而 3.4 節的快速充電法有以下缺點：

- (1) 若電池原本是處於滿電狀態（例如有 90% 以上電量），而施以上述充電法的話，Region A 的大電流充電，會讓一開始電池電壓會驟升，可能造成電池損壞。
- (2) 若電池在仍有蠻多電量時（例如還有 80% 以上電量），一開始就使用大電流充電，會造成電壓出現一個峰值然後下降，可能瞬間會達到切換至 Region B 的條件（電壓上升至 14.7V），而這時 Region B 和 Region C 的時間仍由 Region A 的時間所決定，因此會造成充電程序很快地完成，但實際上並沒有充到電的情形發生。

- (3) Region B 的充電時間，以 T1 的 1.5 倍時間作計算，但事實上在一定的時間過後，充電電流已經小的可以忽略，所以可以縮短此階段所需的充電時間。
- (4) 在 Region D 這個休息階段中，由實驗結果可看出在休息 0.5 小時後電池電壓幾乎不再下降，即代表電池中的氣體已完成再結合的作用，所以可以將此休息的階段縮短。

為了改善以上的缺點，所以提出新的智慧型模糊充電法，如圖 3-5 所示。在此充電法中，將整個充電流程分為八個階段：

Section 1 是使用小電流 (1.4A) 進行定電流充電，目的在測試電池是否是呈滿電狀態，如果電池在兩分鐘內電壓升到 14.7V，即將電池視為滿電，然後切換至 Section 8 浮充模式。

Section 2 是用較大的定電流 (2A) 充電兩分鐘，其目的在消除大電流充電造成的電壓尖峰，而如果在兩分鐘內電壓上升到 14.7V，即轉為 Section 4。

Section 3 是原來 Region B 的部分，為主要的充電階段，在此階段中應用模糊控制理論將電池的電壓、電流、溫度當輸入值得出充電電流的大小為輸出(模糊控制理論將於第四章說明)，直到電池電壓上升到 14.7V 後切換到 Section 4。

Section 4 是以 14.7V 定電壓充電，但何時切換至 Section 5 是以兩個條件做判斷，第 1 個是時間超過 1 小時，第 2 個是流入電池的電流小於 0.5A，而第 1 個條件到達時才會去判斷第 2 個條件。

Section 5 同 Region C 的前半段，以 1.3A 定電流，充電到 15.6V，此時的判斷分成兩個條件，第 1 個是時間超過 1.25 小時，第 2 個是電壓上升到 15.6V，判斷的優先順序是 $1 > 2$ ，只要到第 1 個情況，即轉到 Section 7，如果達到第 2 個情況，則轉到 Section 6。

Section 6 只在 Section 5 到達條件 2 才會切換到此階段，主要是以 15.6V 定電壓充電，當 $(T6-T4) = 1.25$ 小時時，即轉換到 Section 7。

Section 7 是關掉充電電路，讓電池休息半小時。其目的在使電池在充電階段產生的氣體可以和電池極板產生再結合的作用，減少氣體的散溢。

Section 8 為浮充模式，以 13.62V 定電壓對電池做過充的動作。其目的在補充電池自我放電的損失，和減少電池以前充電不足的影響。

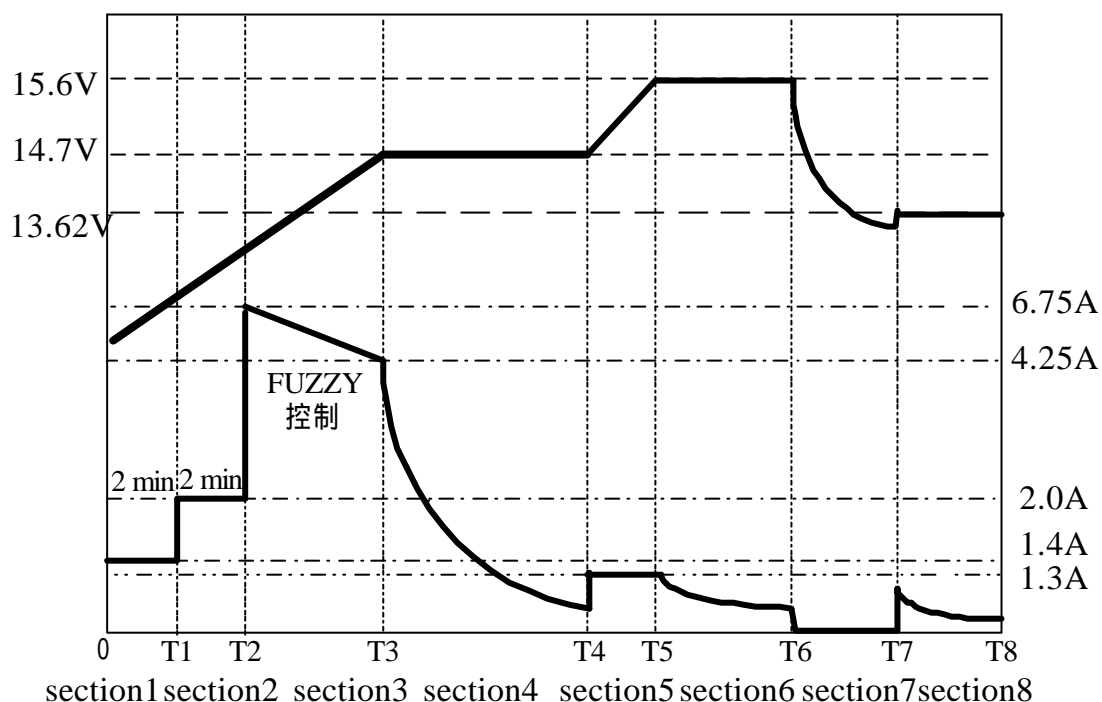


圖 3-5 智慧型模糊充電法

以數學模式表示之：

$$T1 = 2\text{min}$$

(T2 - T1) = 2min 或電壓上升到 14.7V 的時間

(T3 - T2) = 電壓上升到 14.7V 的時間。

(T4 - T3) 1 小時而且電流 0.5A 的時間。

(T5 - T4) = 電壓上升到 15.6V 的時間 1.25 小時。

(T6 - T4) 1.25 小時。

(T7 - T6) = 0.5 小時。

而和前一節的充電法比較，智慧型模糊充電法具備了以下的特點：

- (1) 在 Section 1 時，利用小電流（1.4A）充電兩分鐘，來測試電池是否在滿電狀態，可以避免在電池滿電狀態，仍以大電流充電的潛在危險性，以免造成電池的損壞。
- (2) 在 Section 2 部分以較大的電流（2A）充電兩分鐘，可以避免電池在進入大電流充電模式時產生電壓尖波，以至於有誤判的情形發生。
- (3) 在 Section 3 中運用模糊控制的方法，使得可以利用一組控制訊號對四顆電池作均勻的充電，且可因電池電壓、電量和溫度的不同，得出不同程度的充電電流，可避免因一固定大電流充電而造成電池的損壞。
- (4) 在 Section 4 時，改用時間和電流雙重判斷，可以改善在電池若不是放掉很多電，但仍不適宜用大電流充電（會瞬間上升到 14.7V）的情形下，可以以定電壓充電補充能量。
- (5) 而為了讓 Section5 和 Section6 發生作用，所以讓此兩階段的時間都設有一定時間為基準。

第四章 電池充電之模糊控制方法介紹

電動機車大多是使用多顆電池串聯，來製造較高的電壓。當用一固定電流對此串聯的電池充電時，每顆電池會因為它特性的不同，而吸收不同的電量，因此可能會導致有的電池過充而有的電池又充不飽的情形產生。在經過長時間以週期性（Cyclic）方式使用之後，電池的狀態會越差越大且會造成電池壽命的減短。因此，需要一組均充器，根據電池狀態的不同，而能控制每顆電池都不會有過充或充不飽的情形產生。且因為電池是一個非線性的系統，因此很難用一組數學模式表示出來，所以就想到運用模糊控制的原理來作最主要充電階段（Region3：此階段充入 85%的電量）的控制。故本論文將簡述模糊邏輯的理論基礎，並且針對浮點運算與無浮點運算的工具設計不同種類的模糊控制。

1965 年 Zadeh [4][5]發表模糊集合理論（Fuzzy sets）之後，許多的專家學者相繼的投入研究，應用在許多不同的地方上：例如 Mamdani 利用 Zadeh 提出的語言分析及模糊推論方法，發展成模糊控制器，並將之應用在動態系統上[6]。而模糊理論對於捕獲實際世界中近似或不正確本質方面的訊息，提供了一種利用“語意的”方式，有效的解決真實世界中普遍存在的模糊現象，例如“非常小”、“稍微小”、“剛剛好”等語意的方式。模糊控制理論在方法上應用了非常深奧的模糊邏輯理論來模擬人類的邏輯思維，可應用於無法建立數學模型的控制系統中來進行控制，或是利用模糊控制器具有非線性的特性來改善傳統控制器線性操作的特性。

典型的模糊邏輯控制器是由四個主要的部門搭配所要處理的控制系統組合而成的，這四個部門分別是：模糊化介面（Fuzzification Interface）、模糊資料庫（Fuzzy Knowledge Base）、決策邏輯（Decision Making Logic）以及解模糊化介面（Defuzzification Interface）。決策邏輯即模糊推論機構乃是模糊控制的核心部份，其可藉由研究人員對於受控系統的經驗與利用語言表達的方式建立規則庫，具有人類推理決策的能力，其規則通常以 IF-THEN 條件式的方式表達。然而模糊控制應用於工程方面的問題，其輸入與輸出部份皆是明確的數值，例如電壓、電池電量與電流等，然而在模糊系統推論的過程中，其訊息皆是模糊資訊，無法直接輸入信號與應用其輸出信號，故

必須藉由輸入信號模糊化與輸出信號解模糊化的過程，作為聯繫模糊控制器與受控系統之間的橋樑。

本論文中使用模糊理論控制電池的充電電流，選擇各個電池的電壓(V)、電量(Q)、溫度作為控制器的輸入值，其中當電壓高時，輸出電流不可太大；當電量多時，要降低輸出電流；當溫度高時，必須對電壓作補償等。由以上的一些模糊規則經由模糊推論之後，得出不同的充電電流，如圖 4-1 所示。在此所用的模糊控制器為直接推導方式模糊推理，並且是屬於 General Modus Ponens (GMP)[7]方式又稱為前向推理式(Forward Reasoning)。而所謂的 GMP 方式簡單的說就是接受輸入的資訊後再推導出結果的演算過程，例如由目前回授的值(電池的電壓、電量、溫度)來控制電池充電電流的操作量。

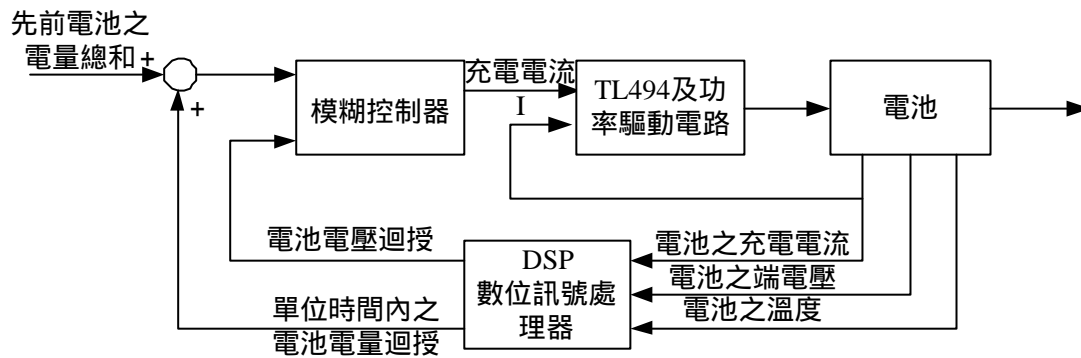


圖 4-1 迴授控制系統基本方塊圖

圖 4-2 所示即為本論文所設計之二維模糊控制器架構，其目的是希望針對在不同的電池電壓和電量時，得出最適當的充電電流值的控制。其方法乃是利用由回授所抓的電池電壓與電池電流所算出的電量加以模糊化輸入推論機構，再依據規則庫中的條件執行模糊推論，而輸出值再經解模糊化後得出此時對電池的充電電流值。

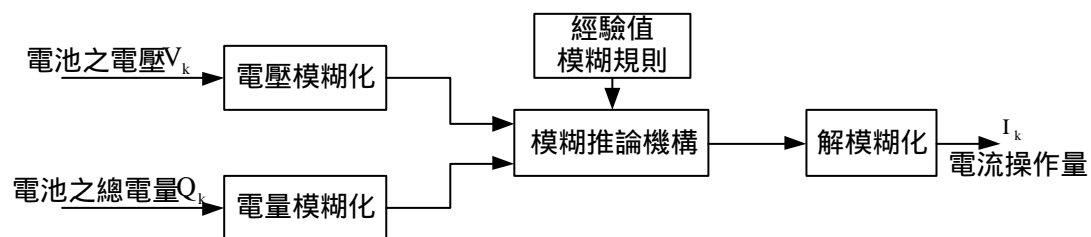


圖 4-2 二維模糊控制器方塊圖

4.1 類比式模糊控制器

類比式模糊控制器一般大都是使用在有浮點運算的工具(電腦、DSP 等)與數值模擬上，而所謂類比式是指這個控制器在處理信號的過程是採用連續(類比)的方式；相對的，數位式是指這個控制器在處理信號的過程是採用離散(數位)的方式。相互比較兩者，在類比式中因為所有歸屬函數內每一點都必須考慮，所以具有較高的準確度與容易學習的特性，並且適合應用於有浮點運算的工具與數值模擬上；而數位式必須將輸入值離散化，所以其精密度不如類比式準確，但是因為類比式控制器需要使用大量浮點運算，所以在設計控制器時選擇具有浮點運算的工具較為合適。

圖 4-3 與圖 4-4 分別為類比式模糊控制器電池電壓(經由溫度補償後之電壓)與電量模糊化的歸屬函數(Membership Function)，以三角形所組成之函數將其 V(volts) 與 Q(AH) 由明確的數值轉換成模糊資料，作為模糊推論的輸入值，而函數內每一個三角形元素皆在 0 與 1 之間對應其輸入變數。

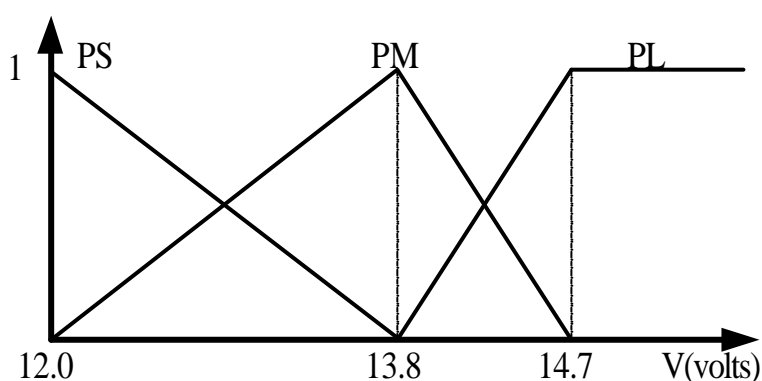


圖 4-3 電池電壓歸屬函數

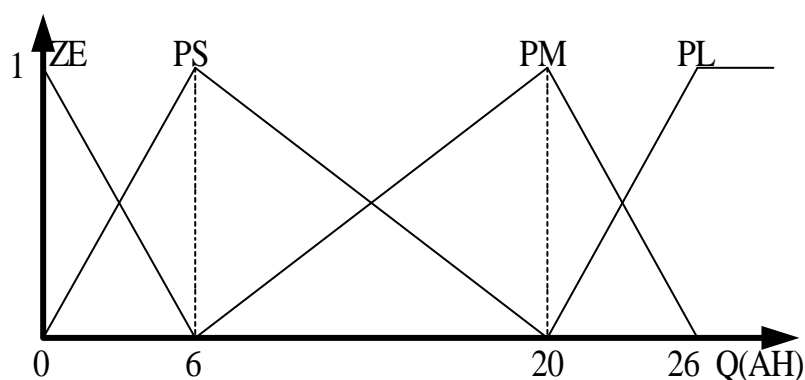


圖 4-4 電池電量歸屬函數

其中 PL 是代表正的很大，PM 是代表正的適中，PS 是代表正的很小，而 ZE 是代表大約為零。而歸屬函數的橫軸是表示其數量的區域又稱集合元素，縱軸則是表示元素的大小又稱歸屬度。

對於規則庫內的模糊規則 (Fuzzy Rule) 部份，則經由參考電池手冊的資料及多次實驗結果所獲得的經驗，建立了十二條模糊規則，並以 IF 與 THEN 的方式表達，如以下模糊規則所示，而其所對應之解模糊化歸屬函數如圖 4-5 所示。

模糊規則：

- IF 電壓是 PS 而電量是 ZE，THEN 電流是 PL。
 - IF 電壓是 PS 而電量是 PS，THEN 電流是 PL。
 - IF 電壓是 PS 而電量是 PM，THEN 電流是 PM。
 - IF 電壓是 PS 而電量是 PL，THEN 電流是 PS。
 - IF 電壓是 PM 而電量是 ZE，THEN 電流是 PM。
 - IF 電壓是 PM 而電量是 PS，THEN 電流是 PM。
 - IF 電壓是 PM 而電量是 PM，THEN 電流是 PM。
 - IF 電壓是 PM 而電量是 PL，THEN 電流是 PS。
 - IF 電壓是 PL 而電量是 ZE，THEN 電流是 PS。
 - IF 電壓是 PL 而電量是 PS，THEN 電流是 PS。
 - IF 電壓是 PL 而電量是 PM，THEN 電流是 ZE。
 - IF 電壓是 PL 而電量是 PL，THEN 電流是 ZE。
- 此模糊規則如表 4-1 表示之。

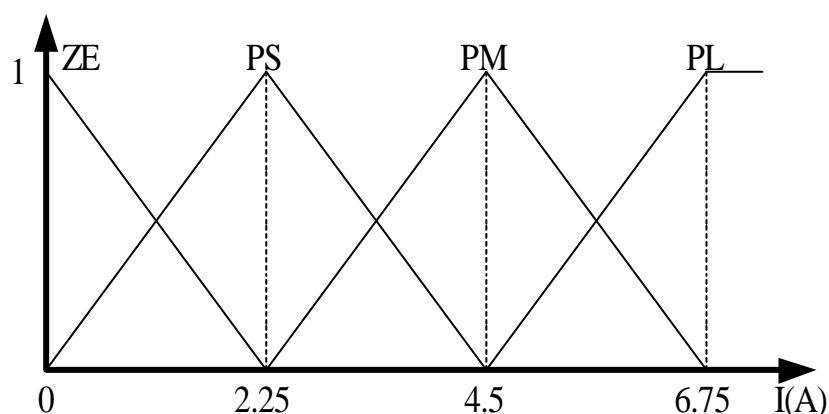


圖 4-5 解模糊化之電流歸屬函數

		電壓 (V)		
		PL	PM	PS
電量 (Ah)	PL	ZE	PS	PS
	PM	ZE	PM	PM
	PS	PS	PM	PL
	ZE	PS	PM	PL

表 4-1 模糊規則

經由模糊化後的電量與電壓，再利用模糊規則與 Mamdani 的 Min-Min-Max[8]模糊推論法，將其二維的模糊資訊推導得到一組模糊輸出量。此 Min-Min-Max 之模糊推論法如圖 4-6 所示。

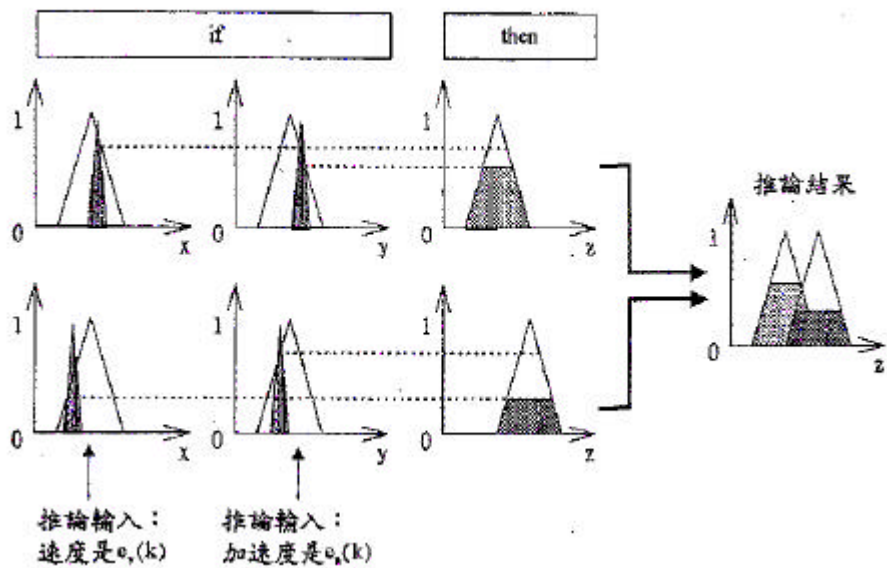


圖 4-6 Mamdani 的 Min-Min-Max 模糊推論法

最後把模糊控制器的輸出值使用重心法 (Center of Gravity)[9]解模糊化，這種方法是求推論結果面積的重心，並以其對應的元素為輸出操作量，其連續值公式如(4-1)式所示。

$$U^* = \frac{\int u_B(y) * y dy}{\int u_B(y) dy} \quad (4-1)$$

以離散方式可以減少計算的時間，所以將輸出論域 Y 分成 p 個離散值，即 $Y = \{y_1, y_2, \dots, y_p\}$ ，重心公式即為(4-2)式所示。

$$U^* = \frac{\sum_{j=1}^p y_j * u(y_j)}{\sum_{j=1}^p u(y_j)} \quad (4-2)$$

然後我們由重心法得出操作的電流量，由此電流量來控制電池的充電電流。

4.2 數位式模糊控制器

針對本論文所採用的 DSP 模組設計模糊控制器方面，由於此模組無浮點運算的功能，所以我們針對其特性重新調整控制器的輸入值與歸屬函數。為求減少控制器的運算量與運算時間，我們採用數位化表格的方式將其模糊推論的結果建成資料庫系統，當 DSP 控制器在求出模糊輸入量之後即可運用查表的方式得到電池的充電電流量，如圖 4-7 所示。

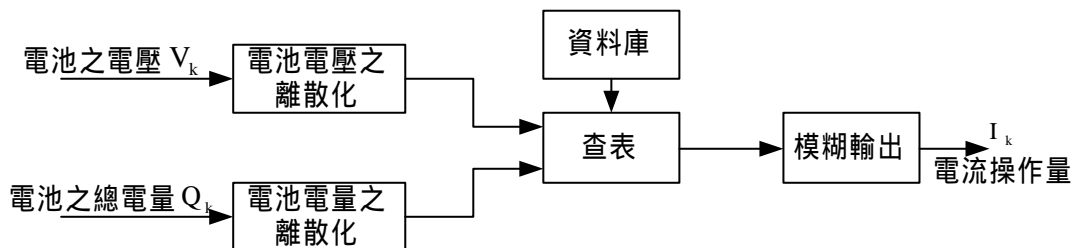


圖 4-7 數位式模糊控制器方塊圖

而整個系統資料庫的建立過程也如圖 4-2 所示，將回授所抓的電池電壓與電池電流所算出的電量加以模糊化，在經由規則庫與模糊推論的步驟，然後在由解模糊化的過程得出此時對電池的充電電流值。在輸入模糊化的部份，將電池電壓 $V(k)$ 分成七個正規化段落(又稱離散化位階)，而電池電量 $Q(k)$ 分成五個正規化段落，其正規化之結果如表 4-2 所示。

電池電量正規化		電池電壓正規化	
輸入資料的量化範圍	離散位階	輸入資料的量化範圍	離散位階
$Q < a_0$	-2	$V < b_0$	-3
$a_0 \leq Q < a_1$	-1	$b_0 \leq V < b_1$	-2
$a_1 \leq Q < a_2$	0	$b_1 \leq V < b_2$	-1
$a_2 \leq Q < a_3$	1	$b_2 \leq V < b_3$	0
$a_3 \leq Q$	2	$b_3 \leq V < b_4$	1
		$b_4 \leq V < b_5$	2
		$b_5 \leq V$	3

表 4-2 模糊輸入正規化(離散化)

經由類比式模糊控制器的設計經驗，重新設計離散式的歸屬函數，將原本以圖形表示的類比式控制器以表格的方式離散化，並將其控制器的輸入量正規化後透過表格方式的歸屬函數模糊化。其中電池電壓與電池電量的歸屬函數分別如表 4-3 與表 4-4 所示，其函數內每一個元素也都在 0 與 1 之間對應正規化結果的輸入值，若以連續信號示意圖表示則如前述圖 4-3 之電池電壓歸屬函數與圖 4-4 之電池電量歸屬函數所示。

	-3	-2	-1	0	1	2	3
PL	0	0	0	0.2	0.5	0.8	1
PM	0	0.1	0.3	0.7	1	0.7	0.3
PS	0.4	0.7	1	0.7	0.4	0.1	0
ZE	1	0.8	0.5	0.2	0	0	0

表 4-3 電池電壓歸屬函數

	-2	-1	0	1	2
PL	0	0	0.2	0.6	1
PM	0.1	0.4	0.7	1	0.7
PS	0.3	0.7	1	0.7	0.3
ZE	1	0.6	0.2	0	0

表 4-4 電池電量歸屬函數

現在我們使用規則庫內十二條規則如表 4-1 所示與 Min-Min-Max 模糊推論法，將兩個模糊輸入值推導得出一個模糊結果輸出，並且使用離散式的重心法解模糊化得到一個明確的控制輸出量。最後我們反覆的使用以上方法推論十二條模糊規則與解模糊化，並將其結果建立成一個資料庫系統，其資料庫如表 4-5 所示。DSP 控制器只要求出兩個輸入量(電池電壓與電池電量)的正規化值(離散值)，就可以利用查表的方法找出合適的充電電流值。

		電壓 (V)						
		-3	-2	-1	0	1	2	3
電量 (Ah)	-2	6.75	6.45	6.05	5.74	5.35	4.50	3.84
	-1	6.10	5.72	5.45	5.06	4.75	4.27	3.65
	0	5.65	5.30	5.00	4.65	4.32	3.87	3.30
	1	4.75	4.52	4.36	4.13	3.86	3.35	2.95
	2	3.89	3.78	3.67	3.56	3.29	2.95	2.66

表 4-5 數位式模糊控制器之資料庫

第五章 電池充電之切換式電源供應器電路

由於半導體的技術進步神速，因此，電路部分已經可以縮小至一定水準，但在傳統上，系統中特別大而且笨重的部分就是電源供應器了。因為在早期，都採用線性的方式設計，因此包括隔離變壓器、散熱片、及冷卻風扇的體積都小不下來。而唯一的解決之道，就是將電源部分改採切換式電源供應器(SPS, Switching Power Supply)來縮小體積。

一般基本的切換式轉換器，大部分是由三種基本電路演化而成，分別為降壓型(Buck)、昇壓型(Boost)、昇降兩用型(Buck-Boost)；但這些轉換器在輸入端與輸出端之間都沒有隔離(Isolation)作用，因此，在實際電路中為了達到此功能，則衍生出一些具有隔離作用之切換式電源轉換器。如圖 5-1[10]所示，變壓器在此作用除了具有隔離之功能外，還可以做改變電壓大小(Scaling)之功能；而輸出迴授部分一般可以由光隔離器(Photo Coupler)或是變壓器來達成隔離之作用。另外，若輸入電壓為交流電壓，則在方塊圖之 DC 輸入端之前，會有一級整流濾波電路，如此整個系統就變成 AC-DC 電源轉換器電路。

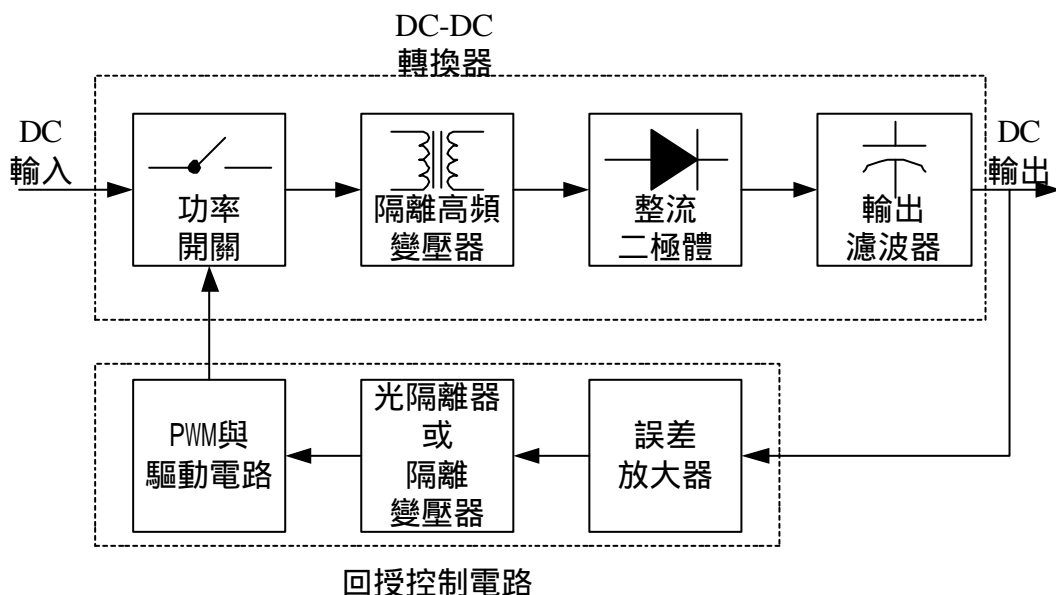


圖 5-1 具有隔離型之高頻 DC-DC 電源轉換器電路

一般由降壓型轉換器衍生出來之電路，則有順向式轉換器（Forward Converter）、半橋式轉換器（Half-Bridge Converter）、全橋式轉換器（Full-Bridge Converter）與推挽式轉換器（Push-Pull Converter）；而返馳式轉換器（Flyback Converter）則是由昇降兩用型轉換器推演而得。

因為本實驗的轉換器功率要求在 300W 左右，經評估，決定採用推挽式電源轉換器架構，詳細的分析將在下節詳述。

5.1 推挽式電源供應器 [11]

如圖 5-2 所示，此電路就是推挽式電源供應器之電路架構，此種電路其實就是由兩個順向式電源供應器所組成之結構。驅動電路 Q1, Q2 POWER MOSFET 會處於交互導通之狀態，此時能量則經由變壓器 T1，以及二極體 D1、D2 傳遞至輸出，並經由輸出電感 L_o 與輸出電容器 C_o 來獲得所需之直流輸出電壓。在此推挽式電源供應器的操作情況下，漣波頻率則為工作頻率之兩倍，而且會比順向式電源供應器有較低之漣波。但在此種電路結構中，驅動電路 Q1, Q2 POWER MOSFET 之最大工作週期不可以超過 0.5。

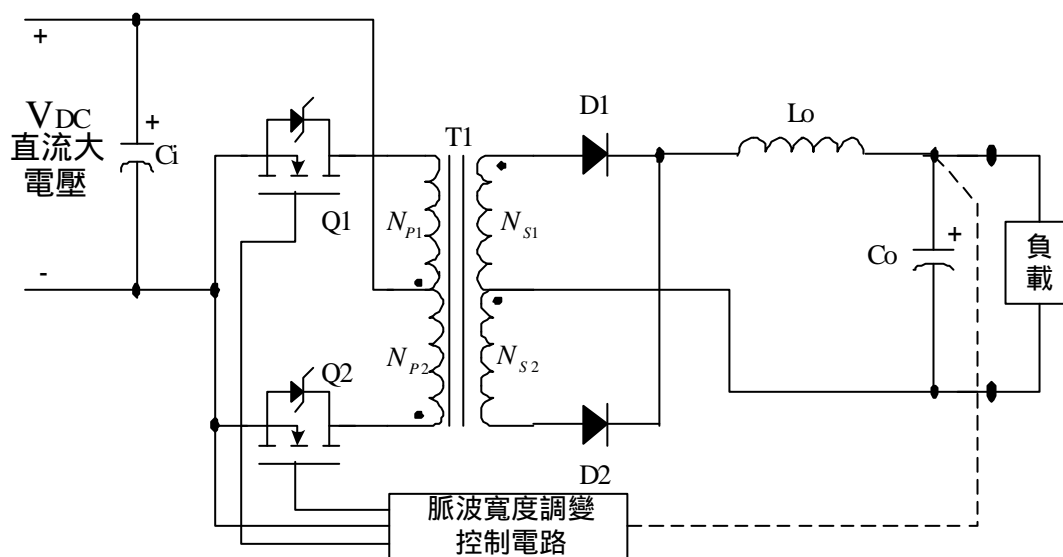


圖 5-2 基本的推挽式電源供應器電路

當脈波寬度調變（PWM）與驅動電路 Q1 POWER MOSFET 開關導通時，則一次側繞組 N_{p1} 就會有電壓降產生，此電壓乃為輸入端之電壓；在此情況下，所有繞組之起始端（黑色圓圈

標記之處) 乃為正電位，此時繞組 N_{p2} ， N_{s1} ， N_{s2} 都會有電壓感應產生。由於 Q2 POWER MOSFET 開關此時是在不導通之狀態，所以，這個時候在 Q2 POWER MOSFET 之汲 (drain) 極至源 (source) 極兩端之耐壓就是 N_{p2} 漣波上之電壓加上輸入電壓 V_{DC} ，而繞組 N_{p2} 所感應之電壓就是輸入電壓 V_{DC} ；因此，其耐壓大小就相當是 $2 V_{DC}$ 也就是在選擇 POWER MOSFET 時必須能夠承受 2 倍之輸入電壓方可，否則有燒毀之餘。而在次級繞組中，由於極性之關係，此時 D1 二極體會導通，電流則經由電感 L_o ，流至輸出負載與輸出電容器 C_o 中，同時，能量則會儲存在電感 L_o 中。

在 Q1 導通狀態，流經一次側之電流乃由負載所反射之電流，以及一次側電感值所產生之微小的磁化電流 (Magnetizing Current) 所組合而成。而在這段導通時間，流經一次側之電流乃因一次側電感值與輸出電感值之影響，而呈線性增加。接著當控制電路將導通時間結束之後，此時 Q1 就被截止了。由於能量會儲存在一次側與洩漏電感，這個時候 POWER MOSFET Q1 的 Drain 極就會變成正電位，而 POWER MOSFET Q2 的 Drain 極，也因變壓器極性反轉之作用變成負的電位，如此會使得跨於 POWER MOSFET Q2 兩端之 Zener Diode 導通，而將返馳能量回輸至電源輸入線上。而在同時，此返馳能量會將 D2 二極體導通，並將能量傳遞至輸出端，至於此能量大小則依一次側與二次側之洩漏電感而定。

而當 Q1 截止，緊接著會有一小段時間 Q2 亦在截止狀態，此兩個功率開關元件都處於 OFF 之情況。而在此期間，輸出電感 L_o 則可繼續經由 D1、D2 二極體提供其能量至輸出負載與輸出電容器中，此時 D1 與 D2 之功能就是飛輪作用之二極體。如果在輸出電感器 L_o 之電流超過了所反射之磁化電流大小，則在此期間，二極體 D1 與 D2 會幾近在相等之導通狀態，並具有相同順向電壓降。所以，此時在次級繞組兩端就沒有任何電壓降產生。而在鐵心之磁通密度也沒有任何改變，也就是說在 Q1，Q2 處於 OFF 時，鐵心之磁通密度並不會回到零點，這也是推挽式電源供應器重要特性之一。

當 Q1，Q2 處於 OFF 之期間結束之後，緊接著下來就是 POWER MOSFET Q2 會被導通，則變壓器繞組上會有電壓感應產生，此時 D2 二極體會被導通，電流則經由電感 L_o ，流至輸

出負載與輸出電容器 C_o 中，當然能量也會儲存在電感 L_o 中。當 Q_2 導通狀態結束之後，由於能量也會儲存在一次側與洩漏電感中，這個時候 POWER MOSFET Q_2 的 Drain 極就會變成正電位，而 POWER MOSFET Q_1 的 Drain 極，也因變壓器極性反轉之作用變成負的電位，如此會使得跨於 POWER MOSFET Q_1 兩端之 Zener Diode 導通，而將返馳能量回輸至電源輸入線上。而在同時，此返馳能量會將 D_1 二極體導通，並將能量傳遞至輸出端，同樣的 Q_1 ， Q_2 此時都在 OFF 狀態時，輸出電感 L_o 則可繼續經由 D_1 與 D_2 二極體，提供其能量至輸出負載與輸出電容器中，如此就完成整個週期之操作。

在推挽式電源轉換器的操作模式中，可以分為連續導通模式，與不連續導通模式，以下將分別予以介紹。

5.1.1 推挽式轉換器連續導通模式 (CCM) 之穩態分析

在連續導通模式下，每一個交換週期有三個狀態，而且輸出電感器 L_o 之電流並不會降為零。在圖 5-3 可得知其為 Q_1 ， D_1 在導通時之等效電路，圖 5-4 為 Q_1 ， Q_2 在截止而 D_1 ， D_2 在導通時之等效電路，而圖 5-5 則為 Q_2 ， D_2 在導通時之等效電路。當功率開關 Q_1 在導通時，由圖 5-3 之等效電路圖可以得知：

$$V_{NS1} = V_{L_o} + V_o = L_o \frac{di_{L_o}}{dt} + V_o \quad (5-1)$$

所以

$$\frac{di_{L_o}}{dt} = \frac{V_{NS1} - V_o}{L_o} \quad (5-2)$$

也就是說，在 DT_s 之導通期間，其電流之變化量則為

$$\Delta I_{L_o}^+ = \frac{V_{NS1} - V_o}{L_o} \times DT_s \quad (5-3)$$

若功率開關 Q_1 ， Q_2 都在截止狀態，則由圖 5-4 之等效電路可以得知

$$V_{L_o} + V_o = 0$$

$$L_o \frac{di_{L_o}}{dt} + V_o = 0$$

所以

$$\frac{di_{L_o}}{dt} = -\frac{V_o}{L_o} \quad (5-4)$$

在此要注意的是由於頻率變為兩倍，意即週期減為一半，所以，此時在 Q1，Q2 截止期間，其時間為 $(\frac{1}{2}-D)T_s$ ，故在此時間電流之變化量則可表示為

$$\Delta L_{L_o}^- = \frac{V_o}{L_o} \times (\frac{1}{2}-D)T_s$$

由於流經電感器之電流是一種連續形式，所以，此電流之變化量應該相等，所以，由 (5-2) 式與 (5-4) 式可以得知

$$\frac{V_{NS1}-V_o}{L_o} \times DT_s = \frac{V_o}{L_o} \times (\frac{1}{2}-D)T_s$$

由上式可以得出

$$V_o = 2V_{NS1}D \quad (5-5)$$

若考慮變壓器之間的關係

$$V_{NS1} = \frac{N_{S1}}{N_{P1}} \times V_I$$

代入 (5-5) 式，可以獲得輸出電壓與輸入電壓的關係為

$$V_o = 2 \times \frac{N_{S1}}{N_{P1}} \times V_I \times D \quad (5-6)$$

或表示成

$$\frac{V_o}{V_I} = 2 \frac{N_{S1}}{N_{P1}} D = \frac{2D}{n} \quad (5-7)$$

而我們也可以由伏特-秒之平衡 (Volt-Second Balance) 觀點，由輸出電感觀之可得

$$\left[\frac{N_{S1}}{N_{P1}} V_I - V_o \right] \times DT_s = V_o (\frac{1}{2}-D)T_s \quad (5-8)$$

即 ON 和 OFF 期間之面積相等，也就是電感兩端的電壓，在每一週期平均為 0，由此也可以導出 (5-7) 式。

另外，由於推挽式電源轉換器操作在 CCM 下，其電感電流為一連續之形式，而非一脈動電流 (Pulsating Current)，而且電流波形具有柔緩之斜率與較小之漣波振幅，所以此種波形比較容易達到濾波之作用，如此輸出電容器在 ESR (等效串聯阻抗值) 與漣波電流之要求就不需要如此嚴格，可以減小其額定值。因此，推挽式電源轉換器就比較適合操作在連續導通模式了。而如果考慮到二極體順向壓降的話，可以將 (5-7) 式改寫為

$$\frac{(V_o + V_f)}{V_I} = \frac{2D}{n} \quad (5-9)$$

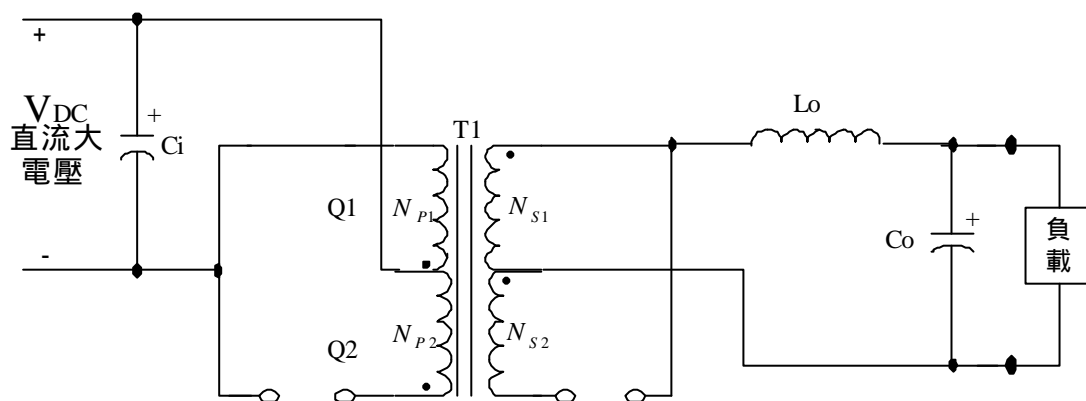


圖 5-3 Q1, D1 在導通時之等效電路

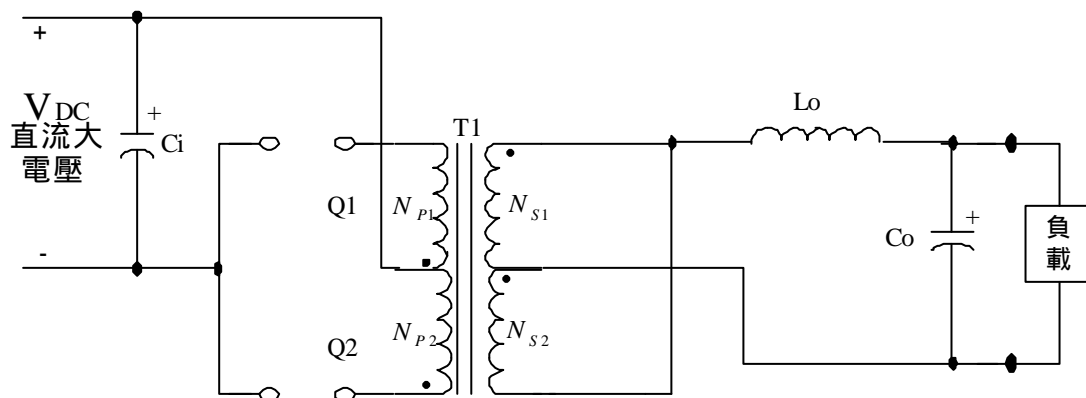


圖 5-4 Q1, Q2 在截止且 D1, D2 在導通時之等效電路

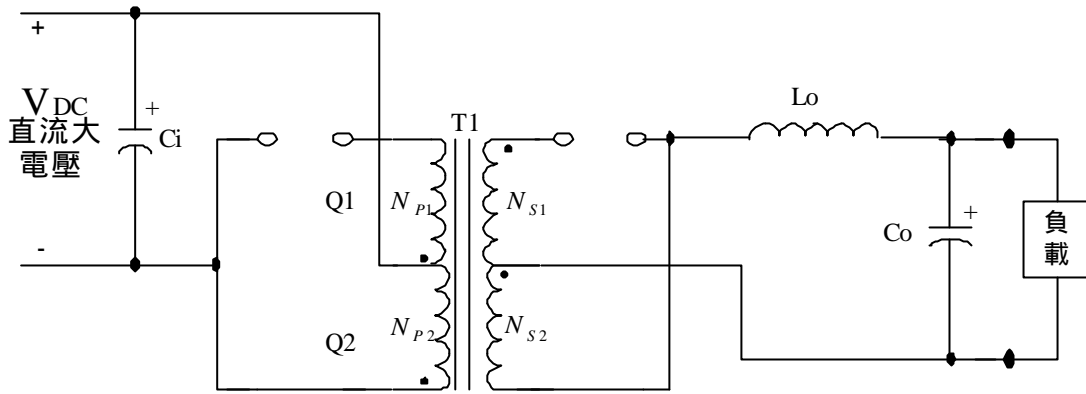


圖 5-5 Q2，D2 在導通時之等效電路

5.1.2 推挽式轉換器連續導通/不連續導通模式 (CCM/DCM) 之邊界條件

在推挽式轉換器中，CCM/DCM 的邊界情況就是功率開關 Q1，Q2 在 OFF 期間結束時，流經電感器 L_o 之電流恰好為零，如圖 5-6 所示，流經電感器之平均電流可以表示為

$$I_{LoB} = I_{oB} = \frac{1}{2} \Delta I \quad (5-10)$$

由於

$$\Delta I = \frac{V_o}{L_o} \times \left(\frac{1}{2} - D\right) T_s = 2 \times \frac{N_{S1}}{N_{P1}} \times \frac{V_I}{L_o} \times D \left(\frac{1}{2} - D\right) T_s \quad (5-11)$$

所以

$$I_{LoB} = I_{oB} = \frac{V_o}{2L_o} \left(\frac{1}{2} - D\right) T_s = \frac{N_{S1} V_I}{N_{P1} L_o} D \left(\frac{1}{2} - D\right) T_s \quad (5-12)$$

因此，推挽式轉換器若要操作在 CCM，其條件為

$$I_o > I_{LoB} = I_{oB} = \frac{N_{S1} V_I}{N_{P1} L_o} D \left(\frac{1}{2} - D\right) T_s \quad (5-13)$$

或是其電感值必須大於臨界電感值 L_{oB} ，也就是說

$$L_o > L_{oB} = \frac{V_o}{2I_{oB}} \left(\frac{1}{2} - D\right) T_s \quad (5-14)$$

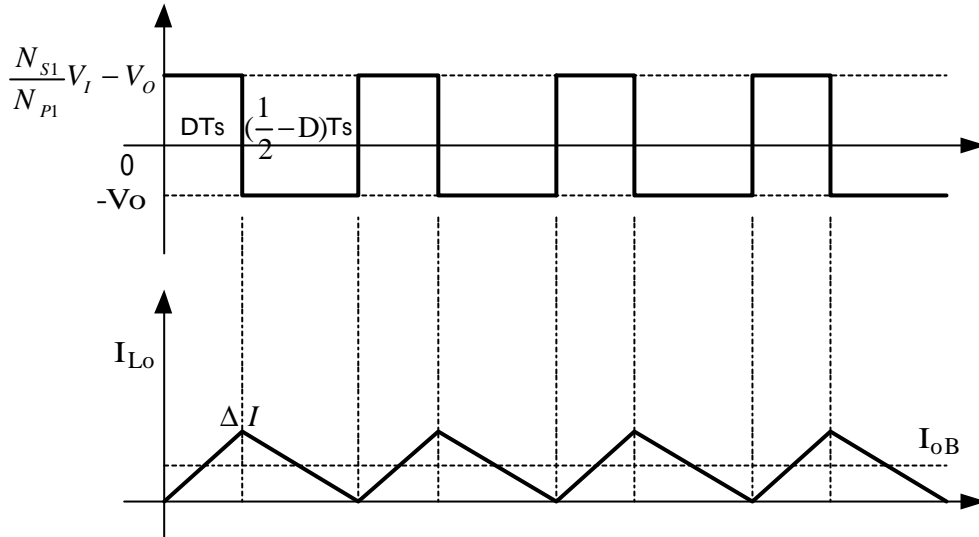


圖 5-6 推挽式電源轉換器 DCM/CCM 之邊界情況

反之，若是電感值低於臨界值 L_{oB} ，轉換器就會進入不連續導通模式（DCM），而在此模式下，工作週期 D 之值就會隨著負載之改變與輸入電壓之改變而有所改變。至於在 CCM 之下，工作週期 D 並不會隨著負載之大小而改變，會保持一個定值，不過輸入電壓改變時， D 值亦會改變。

5.1.3 推挽式轉換器不連續導通模式（DCM）之穩態分析

一般來說，推挽式轉換器會操作在 CCM 狀態，但若有必要，也可以操作在 DCM 之下。此時輸出電感器 L_o 之值會小於臨界電感值 L_{oB} 。而此時轉換器電路在一個週期中會有四個操作狀態，第一個狀態為 $Q1$ 導通與 $Q2$ 截止， $D1$ 導通與 $D2$ 截止之期間，如圖 5-7 所示；第二個狀態為 $Q1$ 與 $Q2$ 截止， $D1$ 、 $D2$ 都在導通之期間，如圖 5-8 所示；第三個狀態為 $Q1$ 與 $Q2$ 截止， $D1$ 、 $D2$ 都在截止期間，此時輸出電感器上沒有任何電流流過，如圖 5-9 所示；第四個狀態為 $Q1$ 截止與 $Q2$ 導通， $D1$ 截止與 $D2$ 導通之期間，如圖 5-10 所示。

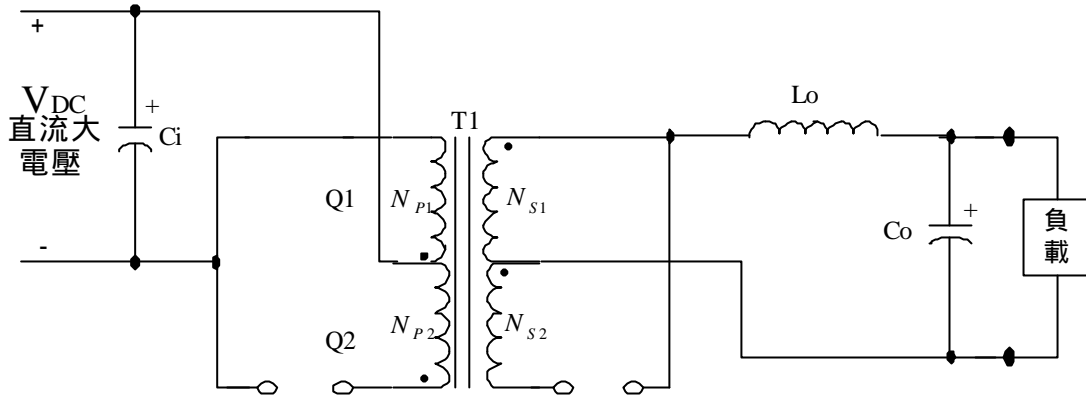


圖 5-7 Q1 ON , D1 ON 與 Q2 OFF , D2 OFF 狀態

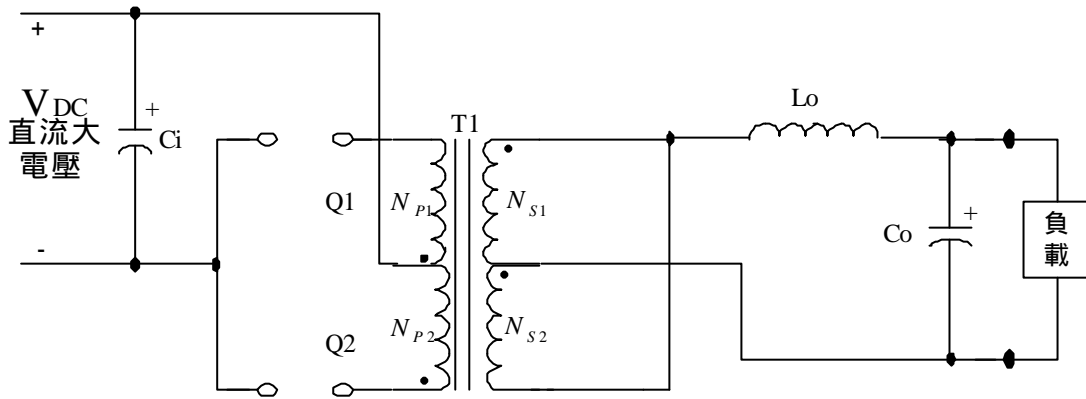


圖 5-8 Q1 與 Q2 OFF , D1 與 D2 ON 狀態

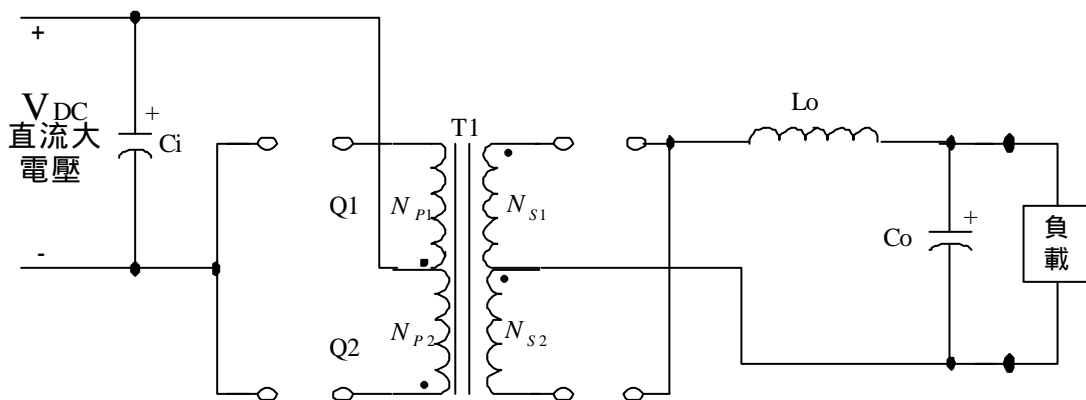


圖 5-9 Q1 與 Q2 OFF , D1 與 D2 OFF 狀態

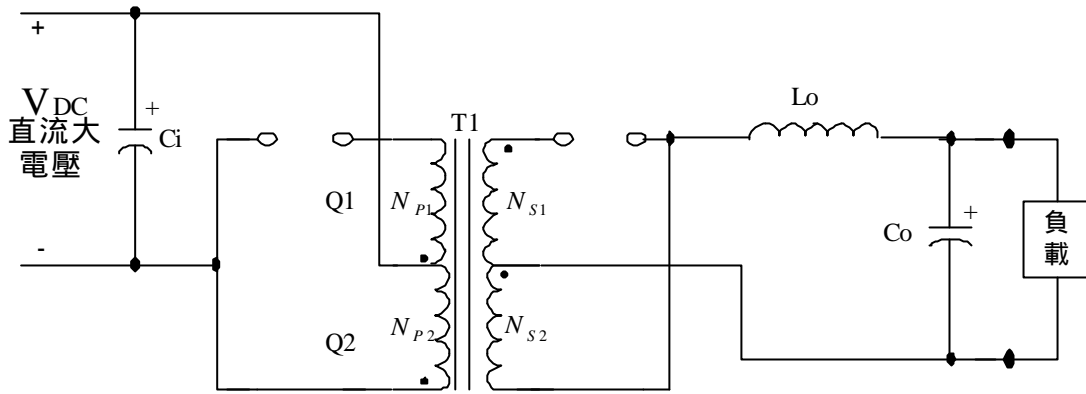


圖 5-10 Q1 OFF , D1 OFF 與 Q2 ON , D2 ON 狀態

在不連續導通模式，輸入與輸出電壓之間的關係，可以由電感器會達到伏特-秒平衡的相關式推導而得出

$$\left[\left(\frac{N_{S1}}{N_{P1}} \right) V_i - V_o \right] D_1 T_s = V_o D_2 T_s$$

D_1 為開關元件 Q1 或 Q2 為 ON 時的 Duty Cycle； D_2 為開關元件 Q3 與 Q4 皆為 OFF 到 I_{L0} 電感電流為零之間的 Duty Cycle； T_s 為週期。

將上式化簡可以得出

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{N_{S1}}{N_{P1}} \times \frac{D_1}{D_1 + D_2}$$

另外， D_1 與 D_2 之間的關係，則推導如下，由於

$$\Delta I = \frac{V_o D_2 T_s}{L_o} \quad (5-15)$$

而且

$$I_{L_o} = I_o = \frac{V_o}{R_L} \quad (5-16)$$

由電感器電流波形可以得知

$$I_{L_o} = I_o = \frac{1}{2} \times \Delta I \times (D_1 + D_2) \times 2 \quad (5-17)$$

所以，由 (5-15)、(5-16)、(5-17)可得

$$\frac{V_o}{R_L} = \frac{V_o D_2 T_s}{L_o} \times (D_1 + D_2) \quad (5-18)$$

由上式可知，在不連續導通模式， D_1 和 D_2 會隨著負載 R_L 而改變，這是和CCM不同之處。

5.2 變壓器及電感繞製設計

在切換式電源供應器中，變壓器和電感是其中很重要的一部份。變壓器特性的好壞影響整個電源供應器的品質甚劇，且如何繞製適當的電感得到濾波儲能效果而不至於飽和，因此變壓器及電感的繞製與設計就顯得格外的重要。以下將就變壓器的基本原理、推挽式電源供應器之變壓器設計、濾波儲能電感繞製設計、及運用磁性元件設計軟體設計變壓器及電感及其在IsSpice模擬軟體下之模擬結果。

5.2.1 變壓器基本原理

在切換式電源供應器變壓器的設計上法拉第感應定理 (Faraday's Law) 與安培磁路定理 (Ampere's Law) 是最基本且最實用的定理，由此二定理可以推導出變壓器設計的大部分公式。

法拉第感應定理 (Faraday's Law)：若一線圈內磁場發生變動，該線圈即感應一電動勢，感應電動勢的大小等於磁交鏈的變動率，公式如 (5-19) 式所示。

$$V = N \left| \frac{d\mathbf{f}}{dt} \right| = N \cdot A \left| \frac{dB}{dt} \right| \times 10^{-8} \quad (5-19)$$

其中

V：電壓，Volt

N：匝數，Turn

\mathbf{f} ：磁通量，Weber

B：磁通密度，Gauss

A：鐵心有效截面積， cm^2

當加一穩定之時變信號於一線圈上，則瞬間感應之峰值電壓為

(1) 輸入訊號為正弦波訊號，由於其

$$V_{avg} = \frac{2}{\pi} V_{pk} = \frac{2}{\pi} \sqrt{2} V_{rms}$$

將 V_{avg} 代入 (5-19) 式可得

$$V_{sin} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \times 4fNAB_m \times 10^{-8} = 4.44fNAB_m \times 10^{-8} \quad (5-20)$$

其中 $t=1/2f$, $B=2 B_m$ (B_m 為飽和磁通即最大磁通密度)

(2) 當輸入信號為方波時，其 $V_{avg} = V_{peak} = V_{rms}$ ，所以

$$V_{square} = 4fNAB_m \times 10^{-8} \quad (5-21)$$

而在高頻切換式電源供應器中，通常以方波為輸入信號，所以感應電壓以 (5-21) 式表示之。

然而由 (5-19) 式可得 $V\Delta t = NA\Delta B \times 10^{-8}$ ，因此可得

$$\Delta B = \frac{V\Delta t}{NA} \times 10^8 \quad (5-22)$$

由 (5-22) 式可得磁通密度變化量，要特別注意的是磁性元件磁通平衡的問題，也就是說在“功率電晶體導通”時所產生之磁通密度變化量，必須在“功率晶體不導通”時全部釋放完畢，才可以確保鐵心不會在一段時間運作後產生偏磁現象發生，造成鐵心的飽和，此即所謂“伏特秒平衡”。

安培磁路定理 (Ampere's Law)：在封閉的磁路中，磁通勢的總和等於磁位降的總和，公式如(5-23)式所示。

$$\sum_j N_j I_j = \oint H dl \quad (5-23)$$

所以

$$H = \frac{\sum NI}{lm} \quad (5-24)$$

其中

H：磁場強度，Herry

N：圈數，Turn

I：電流，Amper

lm：平均磁路長度，m

5.2.2 推挽式電源供應器之變壓器設計[12]

通常在製作高頻變壓器時，會遵循幾個步驟，其內容不外乎是選擇鐵心規格、計算圈數，線徑及驗證等部分，以下將分幾個步驟介紹。

- (1) 規格：首先必須知道此變壓器的規格要求，例如輸入電壓 V_{IN} ，切換頻率 f ，輸出電壓 V_o ，輸出電流 I_o 等，都必須在設計之初先確定，以利接下來的步驟。
- (2) 選擇鐵心材質與外型：各家廠商都有不同的鐵心規格和形狀，鐵心材質對整體的影響很大，導磁率、飽和磁通量都必須特別注意，例如：雖然大多數的磁性材料都能用來設計高頻的功率變壓器，而陶鐵磁 (ferrite) 材料目前幾乎都使用它來作轉換器設計，雖然它沒有很高的操作磁通量密度 (大多數陶鐵磁的 B_{sat} 值在 3000 至 5000 高斯之間)，不過它卻提供了高頻率下低的鐵心損失，良好的繞組耦合，與組合方便；而形狀則關係著遮蔽性，例如 PQ CORE 的遮蔽性就比 EE CORE 好，但是相對地因為製造不易，所以價格也較高。
- (3) 計算所需鐵心大小 AP：根據此公式可以挑出適合的鐵心大小。

$$AP = \frac{P_{out} * D}{k * h * \Delta B * J * f} * 10^8 \quad (5-25)$$

P_{out} ：最大輸出功率 (W)

D：最大責任週期 (Duty cycle)

k：繞線因子（k=0.6，如 Pot，E，U，I；k=0.4，如 Toroid）
：效率

B：允許工作之磁通密度，通常為 $B_{sat}/2$ （即飽和磁通量之一半）（Gauss）

J：電流密度（A/mm²）

f：切換頻率（Hz）

根據經驗而言，需選擇鐵心大小條件為 $A_e * A_w > 4AP$ ，其中 A_e 是鐵心之鐵窗面積， A_w 是鐵心之銅窗面積

- (4) 計算一次側圈數 (N_p)，二次側圈數 (N_s)：由 (5-19) 式可得計算一次側圈數公式：

$$N_{p_{min}} = \frac{V\Delta t}{A_e \Delta B} \times 10^8 \quad (5-26)$$

t 為 PWM 最大的開啟時間 (sec)
而圈數比 a 為

$$a = \frac{N_p}{N_s} = \frac{V_p}{V_s} = \frac{V_{IN}}{\frac{V_o'}{2D}} = \frac{V_{IN}}{\frac{V_o + V_F}{2D}} = \frac{2V_{IN}D}{V_o + V_F} \quad (5-27)$$

其中 $V_o' = V_o + V_F$ ， V_F 為二極體的順向電壓降。

因此可得

$$N_p = N_s * a \quad (5-28)$$

- (5) 計算一次側線線徑 r_{IN} ，二次側線線徑 r_{OUT} ：

$$P_{IN} = \frac{P_o}{h} = V_{IN} \times I_{IN} \quad (5-29)$$

由上式可得輸入平均電流 I_{IN} ，接著設定電流密度 J，則一次側截面積及線徑分別為

$$A_{IN} = \frac{I_{IN}}{J} \quad , \quad r_{IN} = \sqrt{\frac{A_{IN}}{p}} \quad (5-30)$$

二次側截面積及線徑分別為

$$A_{OUT} = \frac{I_{OUT}}{J} \quad , \quad r_{OUT} = \sqrt{\frac{A_{OUT}}{P}} \quad (5-31)$$

決定變壓器所使用的繞線線徑是非常重要的工作，因為其決定了可通過的電流大小，如果選用不當將使變壓器有燒毀的危險，需要特別注意，另外在設計時，為了避免集膚效應（Skin Effect），並降低線徑大小，可以使用多絞線代替單一的漆包線，目前市面上也有另一種絲包線（USTC）更可提供加強絕緣的效果。

(6) 繞線架構：為了減小漏電感，通常會採用三明治繞法。

(7) 估算磁化電流 I_M ：

必須先根據資料手冊，查出 A_L 值，而磁化電感 L_M 為

$$L_M = A_L \times N^2 \quad (5-32)$$

$$I_M = \frac{V\Delta t}{L_M} \quad (5-33)$$

而 I_M 通常必須小於十分之一的 I_{IN} 避免損耗過大。

(8) 接下來是做測試的工作，先預估損失，再下去實際測量溫升，通常溫升不超過 65 為適當。

5.2.3 濾波儲能電感繞製設計 [10]

在切換式電源供應器的設計中，大多都會使用到電感器來做輸出濾波電路結構的一部份，其主要有兩個目的：一是在開關元件 OFF 時或是“凹口（Notch）”期間，電感器可以儲存能量，使得輸出電流能夠連續的流至負載上。另一方面，是當成濾波元件，可以平滑輸出電壓的漣波。

至於在電感器的使用材質上，目前最受歡迎的有陶鐵磁鐵心（Ferrite Core），鐵粉心鐵心（Iron Powder Core），與 MPP 鐵心（Molypermalloy Core），至於要選擇哪一種鐵心，則依價格、重量、形狀大小、性能與製作的難易度來決定。

鐵粉心與 MPP 鐵心一般的形狀都為環形，由於具有以下特性，很適合做功率扼流圈（Choke）：

- (1) 高飽和磁通密度， B_{sat} 可高達 8000 Gauss。
- (2) 本身具有空氣間隙，不需要在鐵心上切割。
- (3) 具有高能量儲存能力。
- (4) 有較多的尺寸大小可以選擇。

而在陶鐵磁鐵心方面，因為飽和磁通密度 B_{sat} 較低，所以必須切割間隙，對溫度較敏感，尺寸也較大。不過如果採用 POT 形狀的鐵心，則因為遮蔽性較高，可以減小輻射的 EMI，而且陶鐵磁鐵心繞製也較容易。

由 (5-14) 式可以得知在推挽式電源供應器中，欲保持連續導通模式所需要的最小電感值。接著選擇濾波儲能電感大於臨界值。

在計算電感值時，最主要要知道電感的 A_L 值，而 A_L 值會隨著材料以及形狀大小而有所不同，所以必須查閱此材質的資料，資料取得之後，便可以依據下列公式計算所需電感值要繞的圈數 N 通常在實際繞製時，會增加 20% 的圈數，避免因導磁率下降而使電感達不到標準。

$$L = A_L \times N^2 \quad (5-34)$$

接下來根據通過的最大電流 I_{MAX} ，決定繞線截面積 A 以及繞線半徑 r 。

$$A = \frac{I_{MAX}}{J}, \quad r = \sqrt{\frac{A}{\pi}} \quad (5-35)$$

J 為電流密度

通常也是建議為了避免集膚效應，以較細的線並繞，或是以多絞線替代單一的漆包線。

而接下來必須計算直流磁化力（DC Magnetizing Force）對導磁率百分比（Percent Permeability）的影響，先計算直流磁化力 H

$$H = \frac{0.4\mu NI}{l} \quad (5-36)$$

接著再根據廠商提供圖表，可以查出導磁率下降的比率，而此時實際的電感值會比(5-34)式下降此比率，如果此時達不到所需求電感值，則必須重新設計。而當導磁率下降太快時，表示電感已到飽和階段，當電感飽和時，相當於短路，無濾波作用，所以必須特別注意。

5.2.4 運用磁性元件設計軟體設計變壓器及電感及其在 IsSpice 模擬軟體下之模擬結果

Intusoft 公司出了一套磁性元件設計軟體 (Magnetics Designer) [13]，它可以幫助設計所有型式的變壓器 [14] 與電感 [15]。它可依電性規格完成變壓器與電感之設計，內建資料庫擁有上千種磁蕊與多種型式之材質。使用者可於 EXCEL 環境建立自己的磁蕊與材質資料庫。這些磁蕊資料均由製造廠提供包含：TDK, Magnetics, Philips, Micrometals, Ferrite international 等廠商，內容含有相關材質與尺寸等專用型號資料。

使用者亦可使用 H.F 與 S.F. magnet wire, square 或 double square magnet wire, Litz wire, pcb traces 或 foil 等各類繞線，特別的繞線型式可自行加入。Magnetics Designer 可預估漏抗、繞組電容、峰值磁通密度、直流繞組電阻、高頻交流電阻(含近似效應與集膚效應)、銅損(AC 與 DC)、鐵心損、重量、溫升、Layer Fill 與 Window Fill 等數值，以為設計評估之依據。

Magnetics Designer 另一獨特功能就是建立變壓器與電感之柏克萊 SPICE 模型。此模型包含感抗、交流與直流電阻、鐵心損與銅損、漏抗或繞組電容等與適用之符號。在實際生產製造變壓器或電感之前，使用者可應用此 SPICE 模型經由 IsSpice 模擬驗證設計結果。

以下是本論文所設計的推挽式電源供應器及其電感，推挽式電源供應器最大功率為 300W，得出之一次側圈數為 14 圈，二次側圈數為 3 圈，而電感值設計為 330uH，將設計之結果轉成 SPICE 模型，代入 IsSpice [16] 模擬軟體驗證之結果如下：

(1) 圖 5-10 是將所設計的推挽式電源供應器加入一個電阻負載的 SPICE 電路圖。

圖 5-11 和圖 5-12 是將圖 5-10 進行模擬得出定電流 1.3A 和定電流 8.5A 的模擬圖。

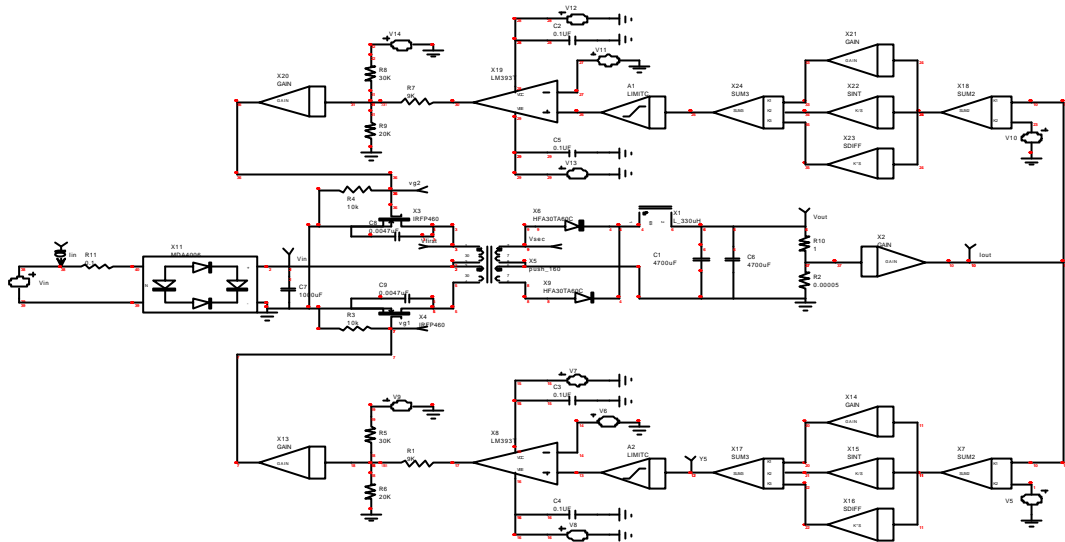


圖 5-10 推挽式電源供應器加入一個電阻負載的 SPICE 電路圖。

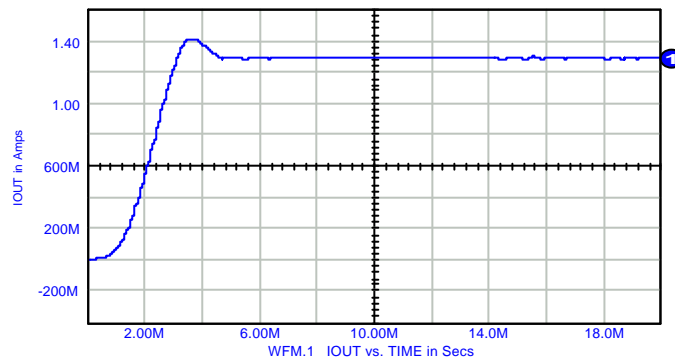


圖 5-11 負載為電阻的定電流 1.3A 模擬圖

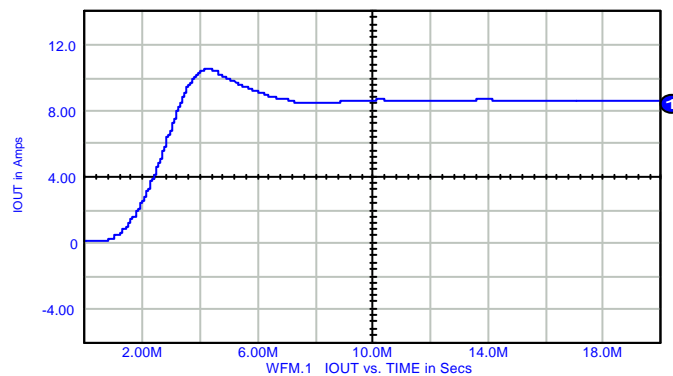


圖 5-12 負載為電阻的定電流 8.5A 模擬圖

(2) 圖 5-13 是將所設計的推挽式電源供應器加入一個由電阻電容組合而成近似電池負載的 SPICE 電路圖。
 圖 5-14 和圖 5-15 是將圖 5-13 進行模擬得出定電流 1.3A 和定電流 10.0A 的模擬圖。

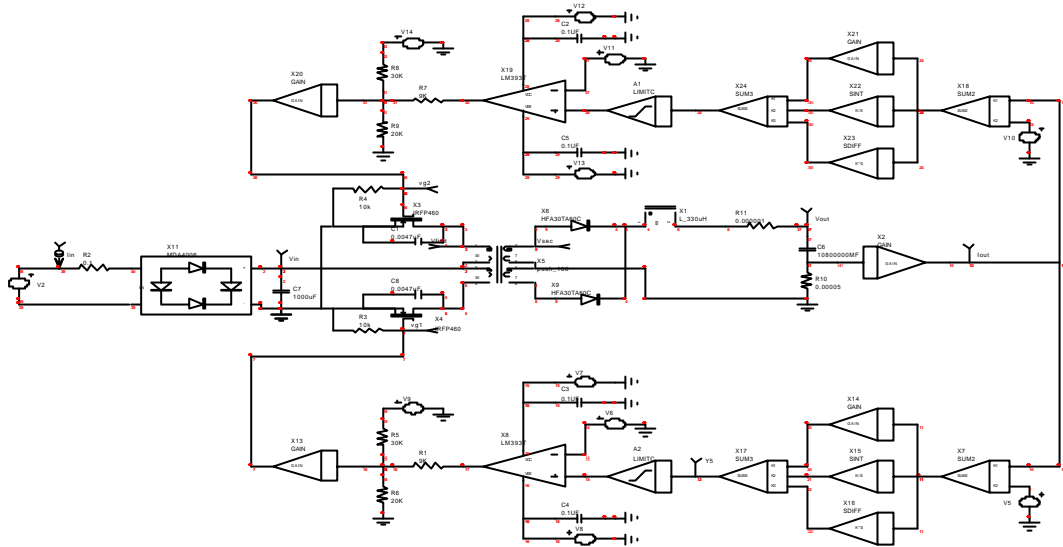


圖 5-13 推挽式電源供應器加入一個電池負載的 SPICE 電路圖。

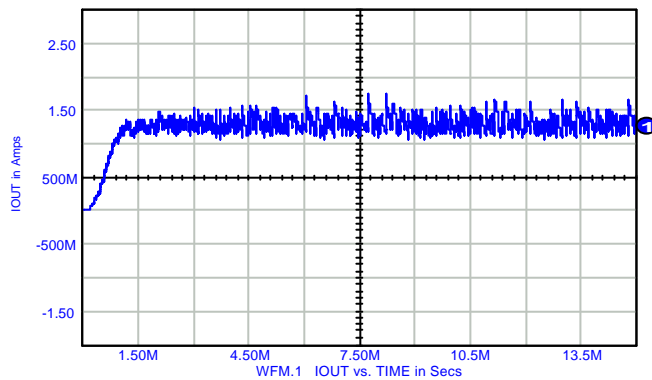


圖 5-14 負載為電池的定電流 1.3A 模擬圖

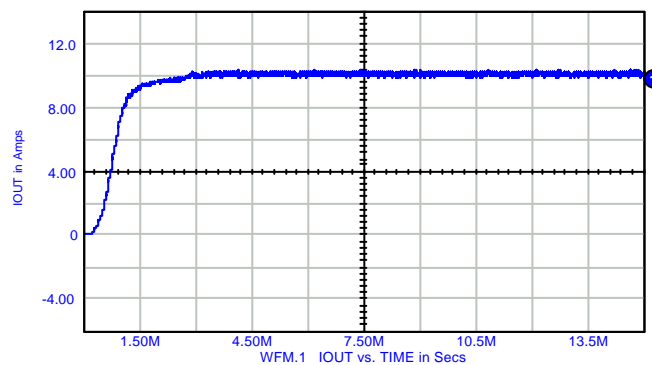


圖 5-15 負載為電池的定電流 10.0A 模擬圖

5.3 Snubber 電路設計 [17]

在開關元件的使用中，必須注意安全操作區域（SOA，Safe Operation Area）的問題，而 MOSFET 基本上的 SOA 優於雙極性功率電晶體，其中 MOSFET 的 SOA 如圖 5-16 所示。但在實際使用上，由於在 MOSFET OFF 的期間，會承受到 $2V_{DC}$ 加上尖波值，所以如果設計不當，尖波值會使 MOSFET 超出 SOA 而燒毀。而為了防止超出 SOA，所以有了 SNUBBER 電路的發展。

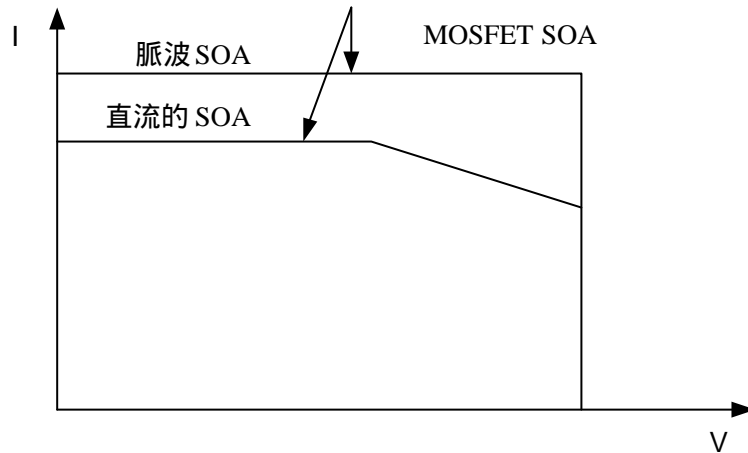


圖 5-16 MOSFET 的安全工作區域示意圖

至於 SNUBBER 電路的類型，主要有分為兩種 RCD 和 ZENER SNUBBER（如圖 5-17 (a)(b)(c) 所示）三個部分，

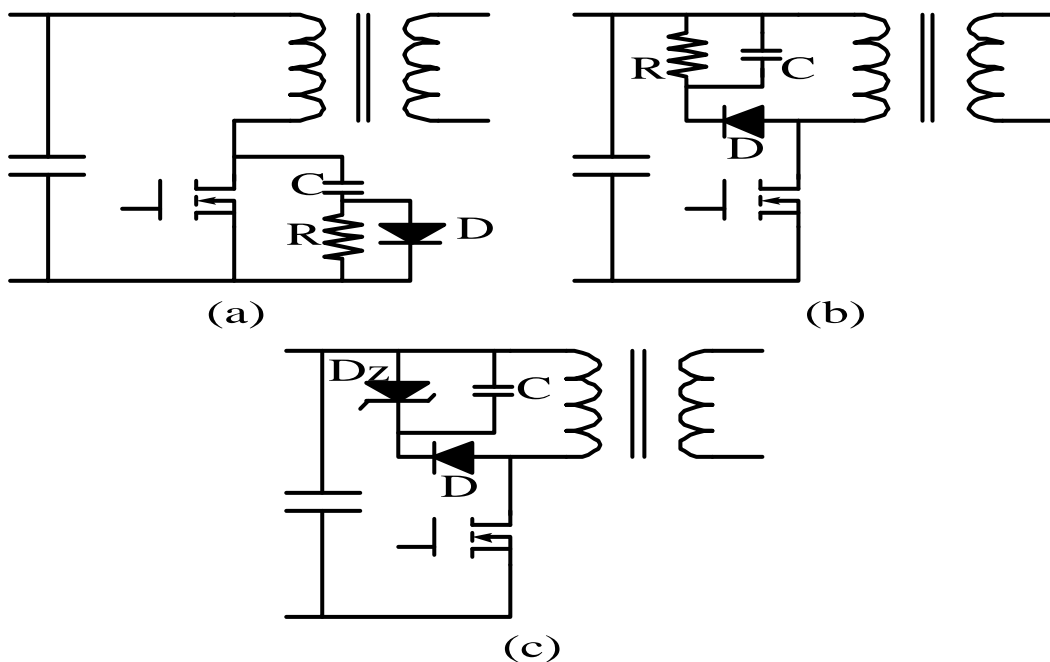


圖 5-17 (a)、(b)RCD SNUBBER (c)Zener SNUBBER

圖(a)之電路，為趁開關元件之 OFF 後瞬間即把電流導往電容器 C 及二極體 D，以減低 MOSFET 的 D 與 S 間的電壓上升速度，電阻 R 則在開關 MOSFET ON 後將電容之電荷急速放電。以防止開關 MOSFET 的源極電流之過度上升，而二極體 D 趁開關 MOSFET OFF 時把電阻 R 短路，以提高電容器的電壓吸收效果。而在使用此電路時，如果電容器之值若過小，將使在 MOSFET OFF 時，電壓上升過速至增加開關損耗，但若電容值過大時，所儲存的能量未充分回流至電源時，開關 MOSFET 即到了 ON，導致緩衝電路本身之消費損耗增加。所以選擇適合的電容值對(a)電路來說很重要，但由於能量處在一直損耗的狀態，故並不適合在高容量的場合使用。

圖(b)之電路，是把儲存於變壓器之初級與次級間之能量，移至電容器 C，利用電阻 R 將能量予以消耗之，其缺點為，因電容器 C 之電壓經常都做高電位之充電，故除了開關 MOSFET 的汲極電壓高過電容器 C 之電壓值的期間有效果之外，對於汲極電壓之上升則無影響。

圖(c)的電路是以 Zener 二極體取代電阻 R 之電路，只有汲極電壓和 V_{DC} 的差大於 Zener 的崩潰電壓時才會導通，其缺點是 Zener 二極體比較貴，所以造成成本提高。

所以選擇 SNUBBER 電路時，必須視成本、性能需求以及其優缺點去考量。

第六章 鉛酸二次電池之殘電量估測

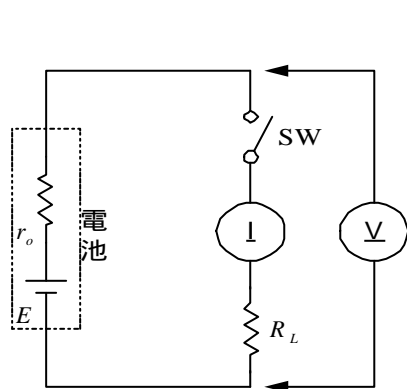
在電動車輛的使用上，電池殘電量的估測是很重要的。因為充電站尚未普及化，因此在現今的電動車輛不像汽油車，可以隨處加油，補充所需能量，而且電量不像油量，可以直接量測油箱中油的高度即可，同時由於電池的性能有老化現象，殘餘電量的參考指標會隨著電池的老化而漂移，所以如何去精確地估測電池殘電量的技術對電動車輛來說便很重要。以下將介紹一些殘電量的估測方法，以及在本論文中所使用估測電池殘電量的方法。

6.1 殘電量的估測方法

為了瞭解電池的殘電量狀況，發展出了許多技術，目前很多論文討論到這個部分，其中有內阻（Internal Resistance）測定法，比重計法（Specific Gravity），開路電壓法（Open Circuit Voltage），庫侖量測法（Coulometric Measurement）等等。

6.1.1 內阻測定法

內阻測定法是利用電池放電時內阻的變化，來估測電池的殘電量，而內阻的測定有以下四種方法，如圖 6-1[18]。



$$r_o = \frac{E - E_L}{I}$$

$$= \frac{E_o - E_L}{E_L} \times R_L$$

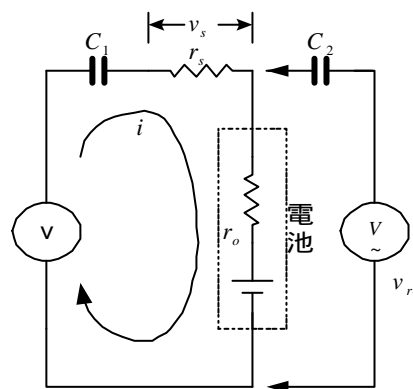
E : 無負載時的電壓 (SWOFF)

E_L : 流過電流 I (A) 時的電壓

r_o : 內部電阻

V : 直流電壓計

(a)



$$r_o = r_s \times \frac{v_{ro}}{v_s}$$

r_s : 基準電阻

v : 定電壓源

C_1 : 直流電流阻止電容器

C_2 : 直流電流阻止電容器

r_o : 內部電阻

V : 交流電壓計

(b)

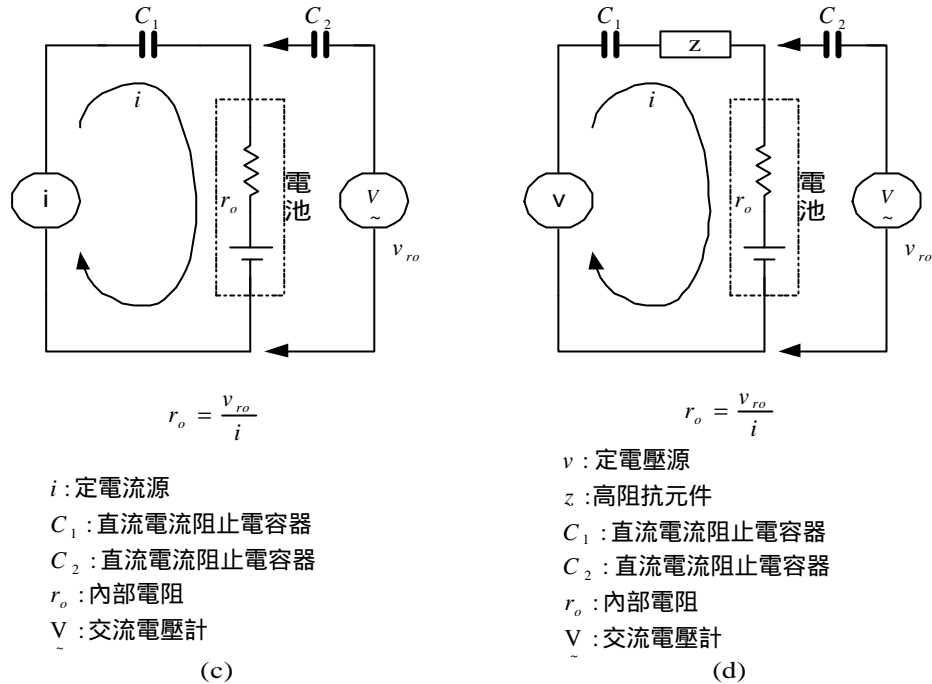


圖 6-1 電池內部電阻測定法

在利用內阻測定法時，量測出電池的內阻，通常電池內阻和放電作用成比例增加的傾向，因此再經由迴授的電壓、電流和溫度，和利用狀態估測器或模糊理論估測出電池狀態 [19]-[27]，但此種方法受限於內阻測定準確性的問題，因為電池內阻通常極小，而且會隨著電池老化而改變，所以精確度無法提升。

6.1.2 比重計法

比重計法是測定電池的電解液比重變化，因為電解液中硫酸濃度的變化，有著與放電作用成比例減少的傾向，所以放入比重計測定時，可以來判斷電池的殘電量，但要判斷電池電解液比重時，勢必要打開電池，這在密封的電池下會造成困擾。

6.1.3 開路電壓法

當電池在開路狀態時，電池的殘存電量與開路電壓有一關係存在，如圖 6-2[2]所示。開路電壓法雖然可以有一定的準確性，但實際在電動車輛的使用上，電池不可能呈開路狀態，而且通常開路電壓法必須在充電或放電完後 24 小時測量，準確性才比較高，所以在電動車輛電池的殘電量估測上並不實用。

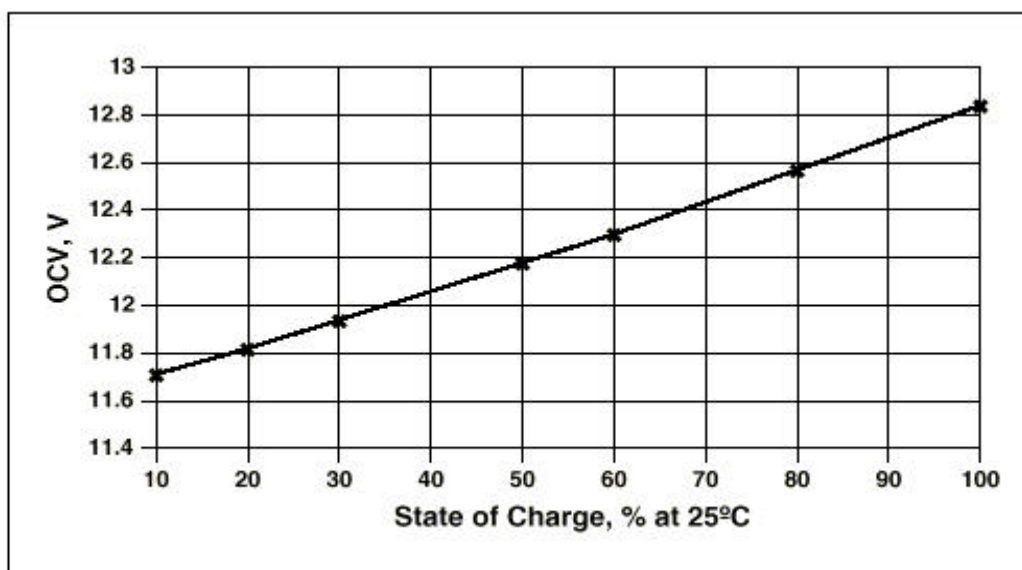


圖 6-2 電池殘存電量與開路電壓關係圖

6.1.4 庫侖量測法

在實際應用上，由於庫侖量測法用法簡單，所以現階段上市的電動車輛中，大部分都採取此種模式來計算殘電量。而庫侖量測法的計算方式，就是將流出（流入）電池的電量，以安培—小時（Ampere—Hour）的乘積來加以計算，以表示放掉（充入）的電量。此時再配合前一次放（充）電後的電量，便可以得到概略的殘電量了，即

$$\text{殘電量} = \text{前一次放（充）電的殘電量} - \text{放（充）電的 Ah 值} \quad (6-1)$$

因為目前計算殘電量大部分採用微算機數位的方式加以計算，所以放（充）電的 Ah 值可以以下式表示：

$$Ah = I \times T \quad (6-2)$$

I 為數位系統單位時間取樣到的電流，單位為安培。

T 則為單位取樣時間，單位為小時。

由於庫侖量測法是使用加總的方式計算，所以為了避免因此造成的誤差，通常會再加上幾個修正因素，來綜合判斷殘電

量，例如在充電時量測電池端電壓值、判斷電壓上升斜率或單位時間內電壓、電量上升的比例；在放電時設定放電終止電壓(EODV)等等。

不過雖然庫侖量測法簡單好用，並可以加上一些修正因素，但仍存在一些問題，所以在下一節，將試圖再定義一些修正因子，讓庫侖量測法真正可行。

6.2 具有較精確殘電量估測之改良式庫侖量測法

在殘電量估測中，由於庫侖量測法的算法簡易可行，再加上目前數位訊號處理器(DSP)具有強大的運算功能，所以本論文採用以庫侖量測法為基礎及考慮電流加成效應，和電池老化因素的改良式殘電量估測法，讓充電以及殘電器可以互相結合，且具有較精確之殘電量估測。

傳統的庫侖量測法有以下幾點缺點：

- (1) 只針對實際的電流量測，並以額定的容量為基礎，但實際上，電池放電的容量，與其放電電流有相當大的關係，所以容易造成在大電流放電下估測不準。
- (2) 由於電池逐漸老化，會造成容量減小的問題，如果不加以修正的話，也會造成估測產生錯誤。

所以，為了改善以上缺點，因此提出改良式庫侖量測法，試圖改善以上的缺點。改良式庫侖量測法分為三部分，第一個部分是電池放電電流與時間的比例關係；第二個部分是考慮電池放電電流加成效應，第三個部分是考慮電池老化因素及其容量的調整，以下將分別介紹。

6.2.1 電池放電電流與時間的比例關係

對鉛酸二次電池的容量來講，電流和時間好像存在著比例關係，但是實際上就不一定。以下舉例說明其關係。

例如，100Ah 的鉛酸電池，取出一定值電流 10A 時，時間就成為單純的十小時；如取出電流變為兩倍的 20A 時，時間變

為一半的五小時；取出五倍的 50A 時，時間會變成五分之一的兩小時才對。但實際上因電池不能耐住這樣大的取出電流，以致取出電流為 50A 時的時間就變成一小時以下了。

所以使用鉛酸二次電池時，最好取出合乎其容量電流（或以下電流），並以持有充分餘裕的使用方法為宜。為了達此目的，準備著決定大致目標的算定表（如圖 6-3[28]），依照此表時，如預定以 15A 放電一小時，算術計算就為 $15A \times 1 \text{ 小時} = 15Ah$ ，但算定表就提示 25Ah 的數值，由此明確表示放電電流與時間的對比就沒有比例關係存在，且瞭解到放電電流大小對於電量來說有加成效應，下一節將以一方程式表示放電電流的加成效應。

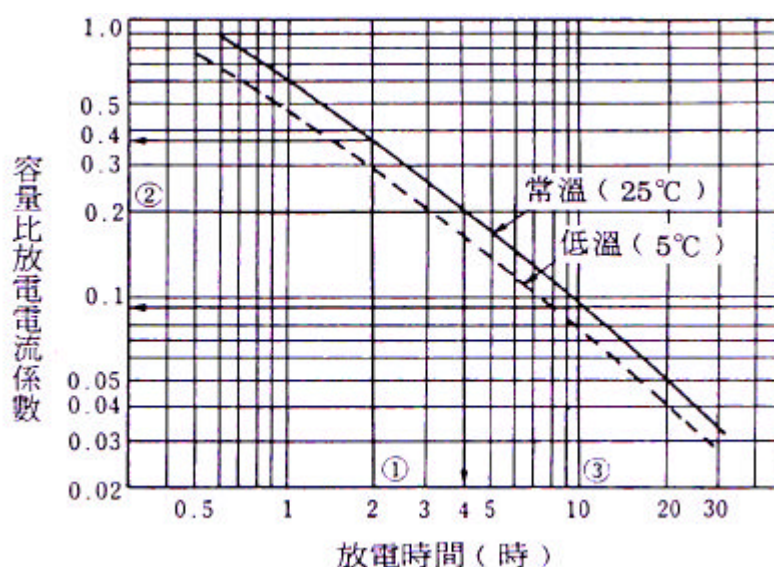


圖 6-3 電池容量與放電電流的算定表

6.2.2 考慮電池放電電流加成效應

根據 HAWKER 公司所提供的電池資料，電池的容量相對於放電電流的數據如表 6-1[3]所示，此表是在 25°C，放電終止電壓為 1.67VPC，所以在 12V 額定電壓的電池下，約是放電至 10.02V。由此表可看出，在放電電流為 235.8 安培時，電池只可放電 2 分鐘，此時放電容量大約在 7.9Ah 而已，而與 26Ah 的額定容量相差甚遠。

所以，如果先把各種放電電流時的電池容量，調整成額定容量 26Ah，再把額定容量，除以放電時間，便可以得到加成效應後之電流值。例如以定電流 235.8 安培放電，可以放電 0.033333

小時(2 min), 所以其加成效應後之電流為 $26\text{Ah}/0.0333\text{ Hour}=780$ 安培。因此加成效應電流為：

$$\text{加成效應電流} = \text{額定容量}/\text{放電時間} \quad (6-3)$$

Run time to 1.67 vpc	Watts	Amps	Capacity (Ah)	Energy (Wh)	Energy and power densities			
					Watts per liter	Wh per liter	Watts per kilogram	Wh per kilogram
2 min	2419	235.8	7.90	80.60	654.50	21.80	228.20	7.60
5 min	1532	143.4	11.95	127.65	414.50	34.50	144.50	12.00
10 min	995	90.7	15.10	165.90	269.40	44.90	93.90	15.65
15 min	751	67.4	16.85	187.65	203.10	50.80	70.80	17.70
20 min	607	54.1	18.00	202.40	164.30	54.80	57.30	19.10
30 min	444	39.0	19.50	222.00	120.15	60.10	41.90	20.90
45 min	319	27.8	20.85	239.40	86.40	64.80	30.10	22.60
1 hr	251	21.7	21.70	250.80	67.90	67.90	23.70	23.70
2 hr	137	11.7	23.40	273.60	37.00	74.00	12.90	25.80
3 hr	95	8.0	24.00	284.40	25.65	77.00	8.90	26.80
4 hr	73	6.1	24.00	290.40	19.65	78.60	6.85	27.40
5 hr	59	5.0	25.00	297.00	16.10	80.40	5.60	28.00
8 hr	38	3.2	25.60	307.20	10.40	83.10	3.60	29.00
10 hr	31	2.6	26.00	312.00	8.40	84.40	2.90	29.40
20 hr	16	1.4	28.00	324.00	4.40	87.70	1.50	30.60

表 6-1 電池容量相對於放電電流 (25 ， 放電至 10.02V)

將表 6-1 的數值代入 (6-3) 式，可以得到表 6-2 的加成效應電流值，而此加成效應之電流值，可以代表以額定容量為基準時的電流值，而以此電流做計算，便可以大略估測出所放的電對整體容量的比例。

Time (Hour)	Current (A)	Ah	額定容量 (AH)	加成效應電流 (A)	倍率
0.0333	235.8	7.9	26	780.0000	3.3079
0.0833	143.4	12.0	26	312.0000	2.1757
0.1667	90.7	15.1	26	156.0000	1.7200
0.2500	67.4	16.9	26	104.0000	1.5430
0.3333	54.1	18.0	26	78.0000	1.4418
0.5000	39.0	19.5	26	52.0000	1.3333
0.7500	27.8	20.9	26	34.6667	1.2470
1.0000	21.7	21.7	26	26.0000	1.1982
2.0000	11.7	23.4	26	13.0000	1.1111
3.0000	8.0	24.0	26	8.6667	1.0833
4.0000	6.1	24.0	26	6.5000	1.0656
5.0000	5.0	25.0	26	5.2000	1.0400
8.0000	3.2	25.6	26	3.2500	1.0156
10.0000	2.6	26.0	26	2.6000	1.0000
20.0000	1.4	28.0	26	1.3000	0.9286

表 6-2 真實電流與加成效應電流比較表

可由以下幾個步驟找出真實電流和加成效應電流之間的關係：

- (1) 首先，先繪出真實電流和加成效應電流之間的關係圖，如圖 6-4 所示。由圖可看出兩電流間有類似二次方程式的關係，因此並不好找出相互關係的式子。

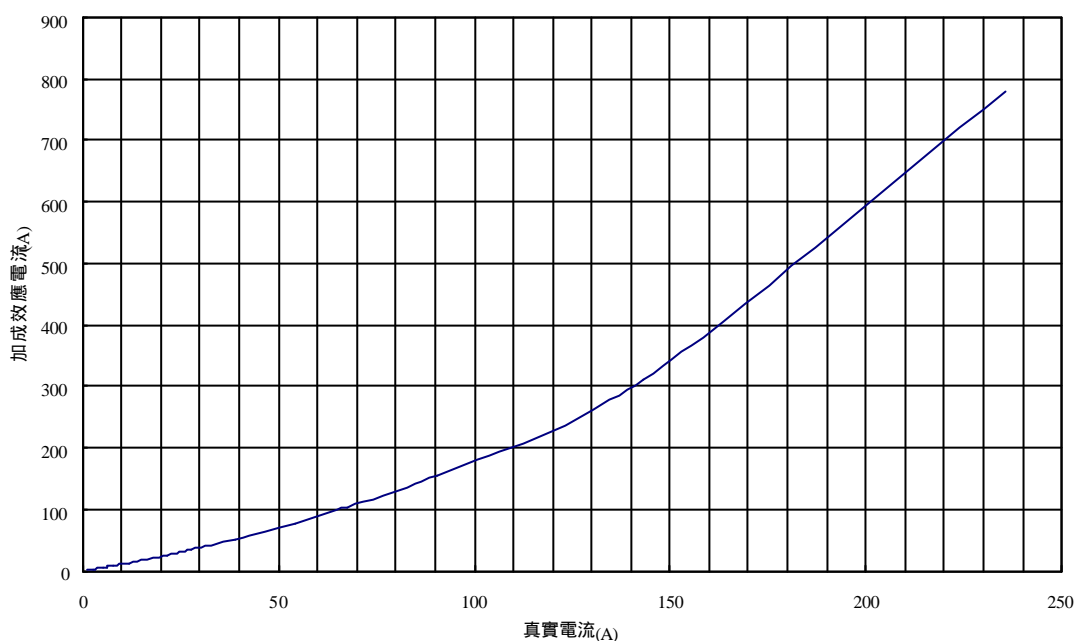


圖 6-4 真實電流與加成效應電流之關係圖

- (2) 接著於是從真實電流與加成效應電流之間的倍率關係開始著手，可以從表 6-2 得知相互間的倍率關係，將倍率與真實電流繪成關係圖，如圖 6-5 所示，可以看出，在 5A 和 140A 中間兩者關係大致成一線性的關係，而加成效應電流 $I_{\text{INCREMENT}}$ 與真實電流 I_{REAL} 的關係即為

$$I_{\text{INCREMENT}} = N \times I_{\text{REAL}} \quad (6-4)$$

其中 N 為倍率。

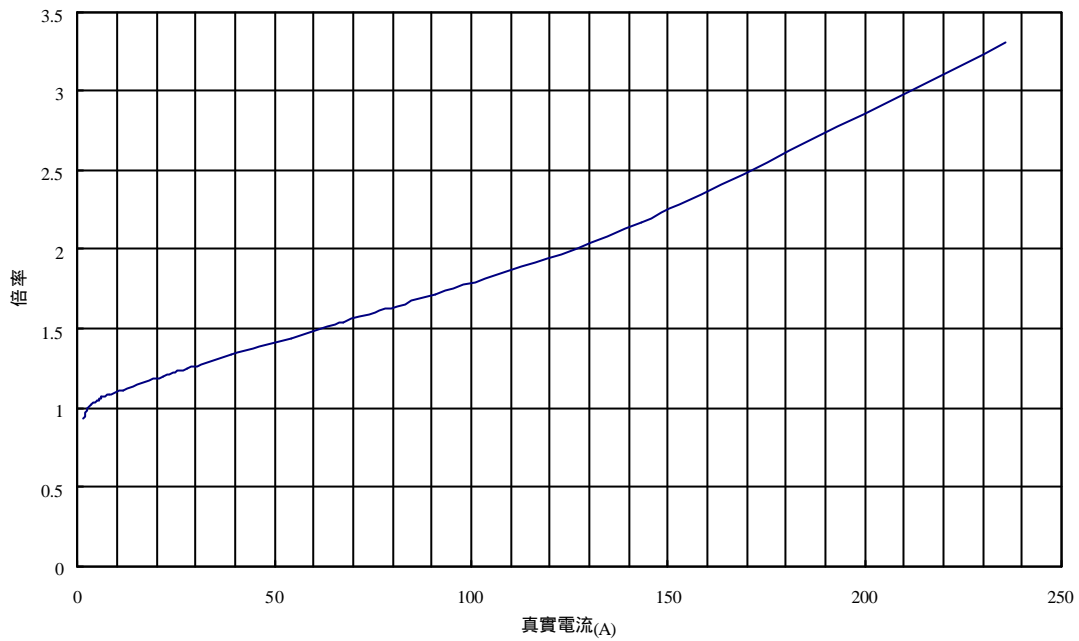


圖 6-5 真實電流與兩者電流間之倍率關係圖

所以根據圖 6-5，倍率 N 可表示為：

$$N = a + b \times I_{REAL} \quad (6-5)$$

(3) 利用矩陣最小平方方法“Least square fit of data”[29]可以得出如下方程式：

$$\begin{bmatrix} 1 & 90.7 \\ 1 & 67.4 \\ 1 & 54.1 \\ 1 & 39.0 \\ 1 & 27.8 \\ 1 & 21.7 \\ 1 & 11.7 \\ 1 & 8.0 \\ 1 & 6.1 \\ 1 & 5.0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1.7200 \\ 1.5430 \\ 1.4418 \\ 1.3333 \\ 1.2470 \\ 1.1982 \\ 1.1111 \\ 1.0833 \\ 1.0656 \\ 1.0400 \end{bmatrix} \Leftrightarrow \mathbf{Ax} = \mathbf{b} \quad (6-6)$$

其中 a 與 b 之值可由以下得出：

$$\begin{aligned} \mathbf{A}^T \mathbf{A} \mathbf{x} &= \mathbf{A}^T \mathbf{b} \\ \Rightarrow \begin{bmatrix} 10 & 332 \\ 332 & 18724 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 12.7833 \\ 484.0362 \end{bmatrix} & (6-7) \\ \Rightarrow \begin{bmatrix} a \\ b \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 10 & 332 \\ 332 & 18724 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 12.7833 \\ 484.0362 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1.02 \\ 0.0078 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

由矩陣最小平方方法導出一線性方程式來描述兩者之間的關係，根據推導結果，可以得出下式：

$$N = 1.02 + 0.0078 \times I_{REAL} \quad (6-8)$$

而由此公式可以得出結果如圖 6-6 所示。

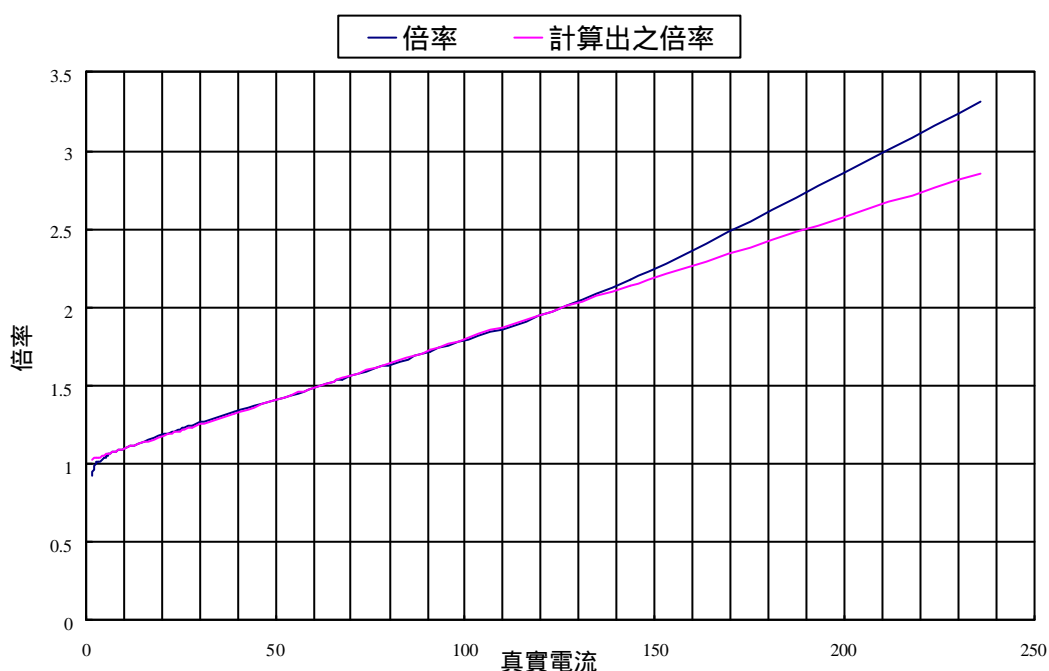


圖 6-6 倍率與計算出倍率之比較圖

可是在實際電動車輛的使用中，電流大致不會超過 140A，所以基本上這個曲線為可行。因此，欲得到加成效應電流 $I_{INCREMENT}$ ，由式 (6-4) 和 (6-8) 可得：

$$I_{INCREMENT} = (1.02 + 0.0078 \times I_{REAL}) \times I_{REAL} \quad (6-9)$$

- (4) 在實際估測殘電量的使用上，就可以以額定容量 26Ah， $I_{\text{INCREMENT}}$ 為放電電流，此時做成的殘電量估測就可以達到一定的準確性了。

6.2.3 考慮電池老化因素及其容量的調整

由於電池會因為使用次數的增加，而使電池逐漸老化，造成電池容量減少，所以在估測殘電量時，必須將電池的老化因素考慮在內。

在實驗中，考慮老化因素是比較四顆電池在放電時電壓對時間的斜率來決定。由實驗中可看出，在放電剛開始時，四顆電池的電壓值是呈現差不多的狀態，而到了放電放超過七成以上的電量時，其中一顆性能較差老化較嚴重的電池，它的電壓開始下降的很快，因此在此時需將電池電量作適度的調整，例如，雖然放電電流相同，但是可能放出更大的容量等。

同時，也要考慮放電終止電壓(EODV)的因素，因為電池放電時的最小電壓不可低於所規定的放電終止電壓(EODV)，否則會造成電池的損壞。以本實驗所用的電池為例，放電終止電壓(EODV)為 10.02V。

總結在殘電量的實驗中，運用加成效應電流估算殘電量，並考慮電池老化因素，對電池電量作適度的調整，並且當電池組中任一電池到達放電終止電壓(EODV)或是容量剩下不多時，就亮起指示燈提醒使用者，電池電量不足該充電了。

第七章 鉛酸電池充電器實驗架構設計

本文中鉛酸電池快速充電系統主要分為 DSP 控制單元、TL494 脈波寬度調變電路及功率驅動單元三部份。圖 7-1 為所要實現之鉛酸電池充電器系統的架構。DSP 控制單元主要負責控制訊號的運算，回授訊號的處理，以及充電段數、充電量計算等功能，其中包括微處理器以及控制周邊電路等；TL494 脈波寬度調變電路主要是提供 PWM 控制訊號；功率驅動單元主要是將控制訊號放大，用來控制切換式電源供應器對電池充電，其中包括數位/類比電源供應電路、切換式電源供應器電路、電流感測電路。

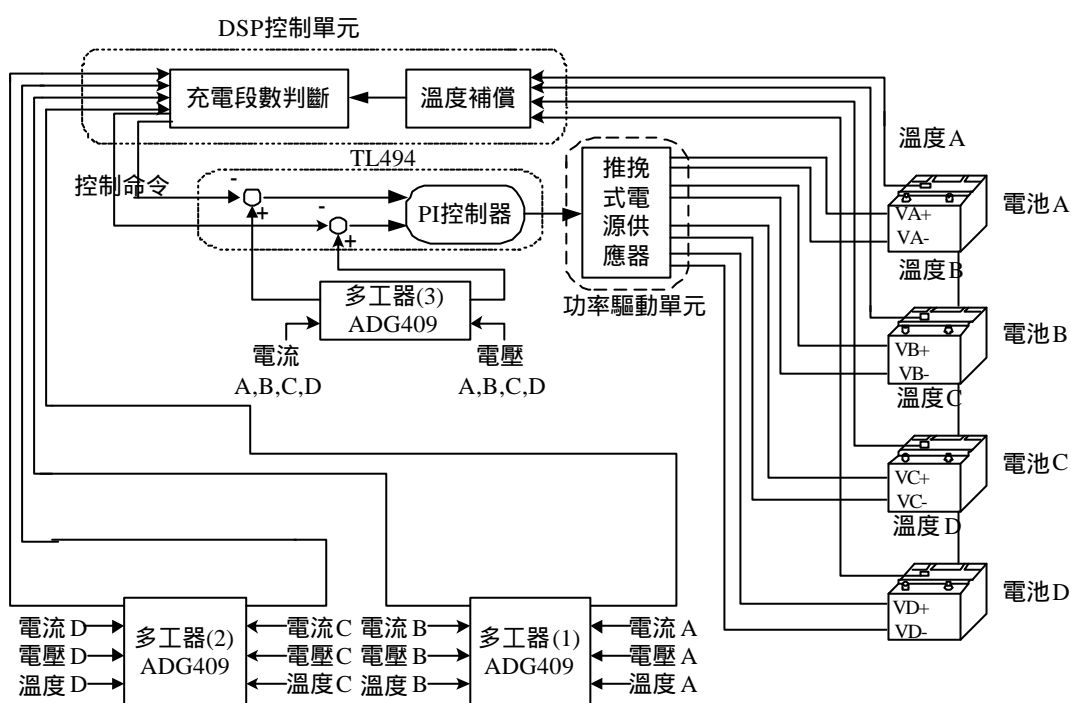


圖 7-1 鉛酸電池充電器系統架構

為了針對各電池有個別的充電曲線，有一些架構的提出 [30]，但這些架構不是只能使用特定的充電法，要不就是電路架構過於複雜或電路上元件穩定性不佳，所以為了改善這些缺點，提出以下的電路架構，結合智慧型模糊充電法，可以經由判斷控制一組電池的電壓電流迴路，進而對四顆電池加以均勻充電。圖 7-2 為整個實驗系統的電路架構，數位訊號處理器（DSP）運算出控制訊號，經由內部電路送至數位 PWM 部份經由 RC 濾波成直流訊號後送入 TL494 和迴授值作比較得出所需

之 PWM 驅動訊號送入功率驅動級，推動切換式電源供應器對電池充電，再將電池的電壓、電流及溫度經由 DSP 上的 A/D，回授給軟體做判斷，完成整個電池充電系統的控制。其中，回授部分是採用 ANALOG DEVICES 公司 ADG409 類比多工器，如此可以使一個 ADC 通道當作多組使用。

本章將逐一介紹各細部的相關原理及電路設計。

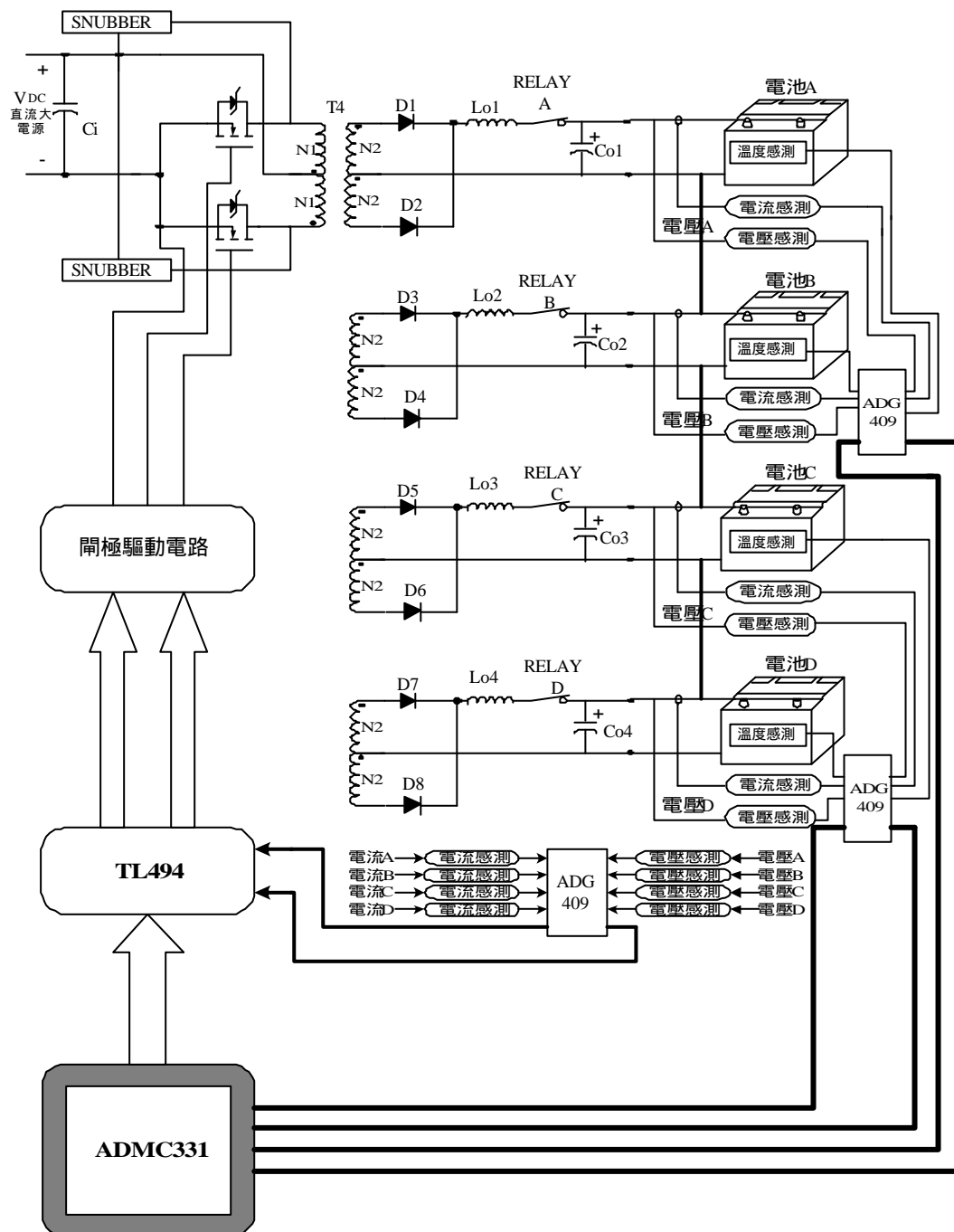


圖 7-2 實驗系統的電路架構

7.1 DSP 控制單元

本論文欲實現一個以 DSP 為控制基礎的智慧型電動機車鉛酸電池充電及殘電器；在實驗系統中，以撰寫軟體程式方式來實現整個控制單元的命令運算及充電程序之決定。而以軟體撰寫程式來達成控制及程序的運算有以下幾點特點：

- (1) 使用軟體控制方式沒有類比元件老化及需要維修調整的問題，可靠度較高，且因為軟體控制的數位化所以較具準確性。
- (2) 軟體控制程式撰寫容易，可針對不同種類或廠牌電池進行微調，具有較大的彈性。

而欲將複雜的控制程序透過軟體來達成，一顆性能強大，具有優異執行速度和高度計算能力的數位訊號處理器便不可或缺。以下將 DSP 控制單元分為數位訊號處理器之硬體設備、軟體控制程式設計撰寫、以及 DSP 對電腦傳輸資料幾個部份做介紹。

7.1.1 數位訊號處理器之硬體設備

近年來單晶片發展迅速，尤其在 DSP 的設計和製造技術大幅成長將微處理器帶入一個高速運算的時代，而為了因應工業界的需求和方便使用，更有整合型的 DSP 推出，將一些我們在數位控制上所需要的週邊電路，結合在 DSP 上，使得設計者能更方便的工作，且讓產品的價格更具競爭性。本論文中所使用的 DSP 為 ANALOG DEVICES 公司所生產，運用在馬達控制器的單晶片 DSP-ADMC331，其中以一顆操作頻率為 26MHz 的數位訊號處理器 ADSP-2171 為核心。來執行資料處理、命令傳送、接受數位資料運算、中斷服務程式控制、外部介面溝通等工作，另外具有 2K×24-Bit 的程式可讀記憶體 (Program Memory RAM)，2K×24-Bit 的程式唯讀記憶體 (Program Memory ROM)，1K×16-Bit 的資料記憶體 (Data Memory RAM)，計數器 (Timer) 及串列通訊埠，而其處理一個指令週期只需 38.5ns 的時間。

此外 ADMC331 的外部整合電路有類比轉數位信號轉換器 (ADC) 四組，數位脈波調變訊號 (PWM) 產生器三組外加兩組定頻

輸出之 PWM 產生器，此外還有一些外部介面等結構如圖 7-3[31] 所示：

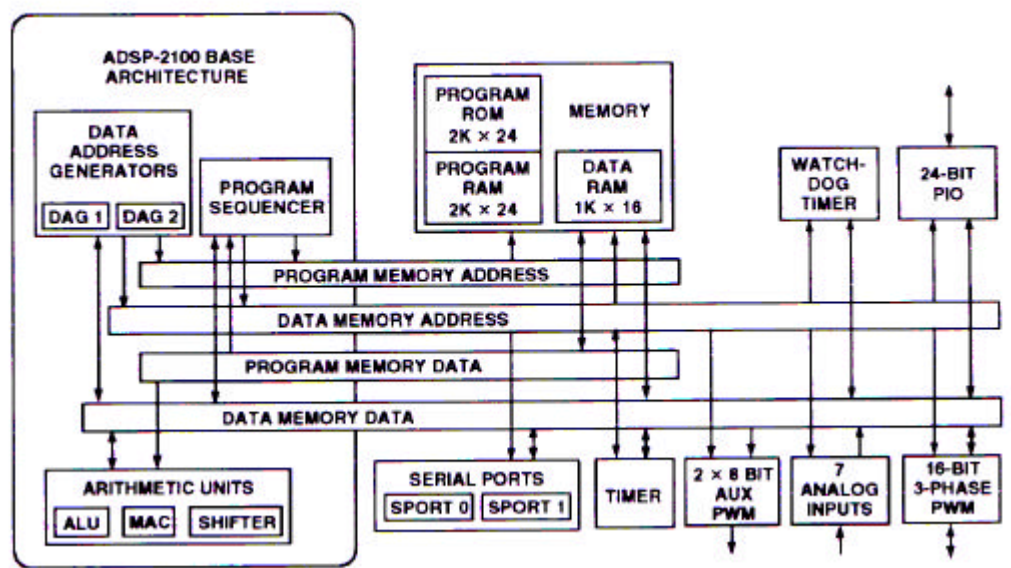


圖 7-3 ADMC331 架構圖

ADMC331 有以下幾點特點：

- (1) 三相 PWM 子系統，可以設定 Dead-Time 和 Narrow Pulse Deletion。
- (2) 內建四個高解析度 (12BIT) A/D 轉換器，並可以利用兩個多工器，擴充 A/D 通道數。
- (3) 24 組可規劃輸入/輸出 (Programmable Input/Output)。可以當成外部中斷，亦可規畫成輸入/輸出使用。
- (4) 內建常用數學公式於 ROM 中，所以類似 SIN、COS、COT、EXP、LOG 等等可直接引用。

7.1.2 軟體控制程式設計與撰寫

使用 DSP 的最大優勢即是運用其強大的軟體運算能力來替代因硬體設計控制器運算電路造成的困擾。而軟體控制部分是以 DSP 的程式語言撰寫控制程式，來實現充電與殘電系統中所有的控制程序動作與控制法則的運算和應用。

(1) DSP 程式設計程序

在設計與撰寫程式時，首先配合控制周邊電路架構做好系統架構規劃，建立系統架構檔案 (.ACH)，不過在 ADMC331 系統裡，因為核心架構已經確立，所以無須更改系統架構檔，直接使用原始設定值即可。接著將控制程式 (.ASM) 組譯成 (.OBJ) 檔，再與前述之系統檔連結即可產生執行檔 (.EXE)，而再連結過程中，若有主程式呼叫到的副程式，也必須一起連結，才可以產生完整的執行檔。控制軟體設計的流程如圖 7-4 所示

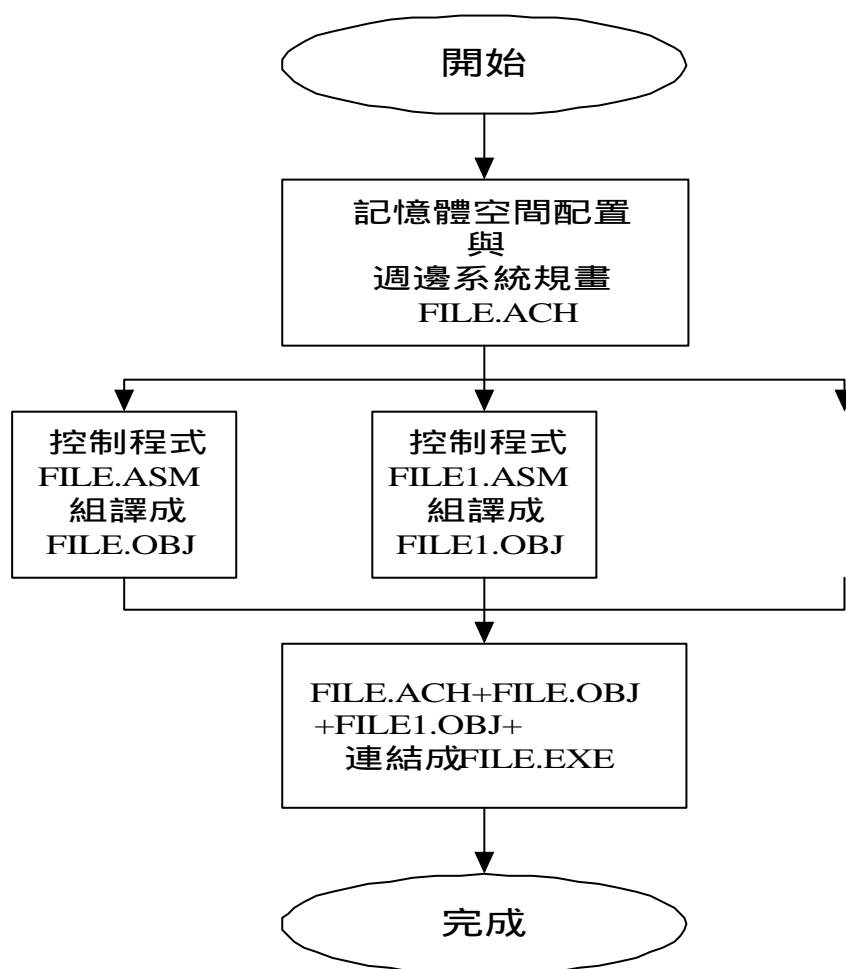


圖 7-4 軟體設計流程圖

(2) 充電程式設計流程

本論文的充電程式，分為兩大部分，第一個部分是資料讀取部份，包括電壓、電流及溫度的訊號讀取和控制訊號的輸出，如圖 7-5 所示；第二個部分是充電段數的判別，以抓取的電壓、電流來判斷是否進入下一充電階段，其中在電壓部份加入了溫度的補償，最後控制七段顯示器顯示充電段數和運用 RS232 對電腦串列傳輸的部分，如圖 7-6 所示。

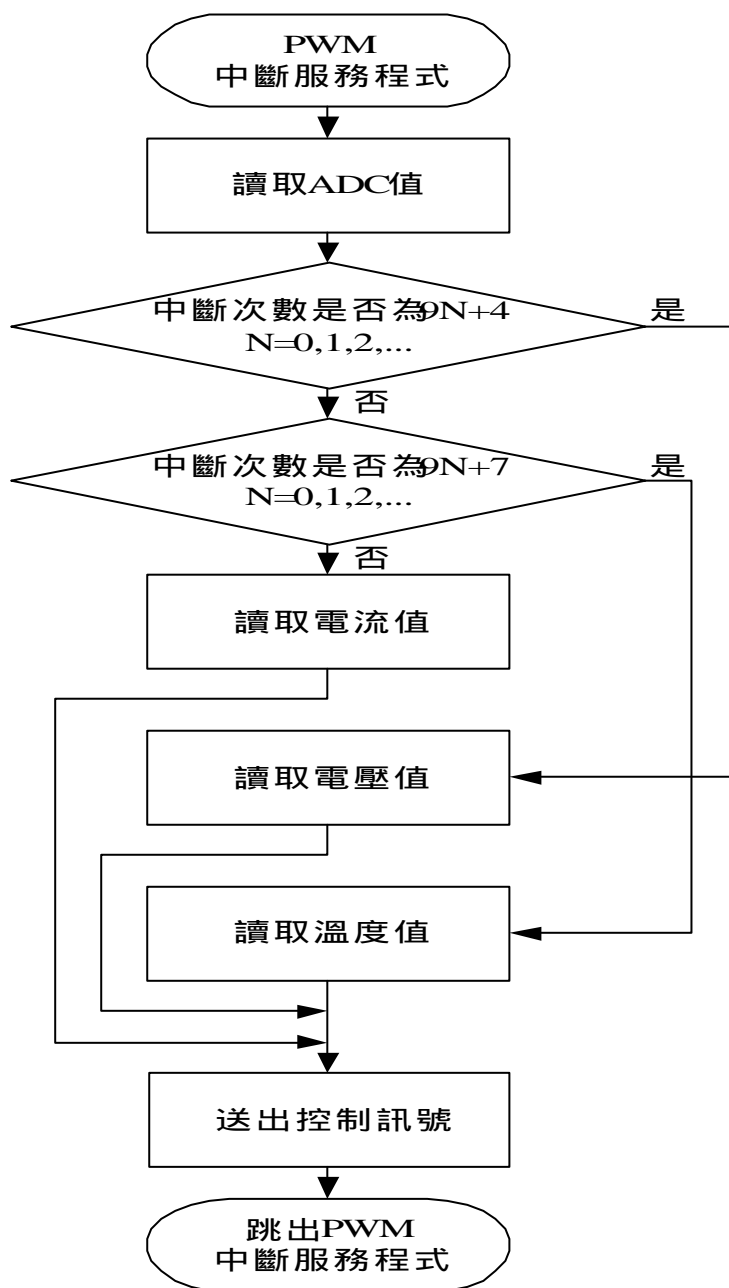
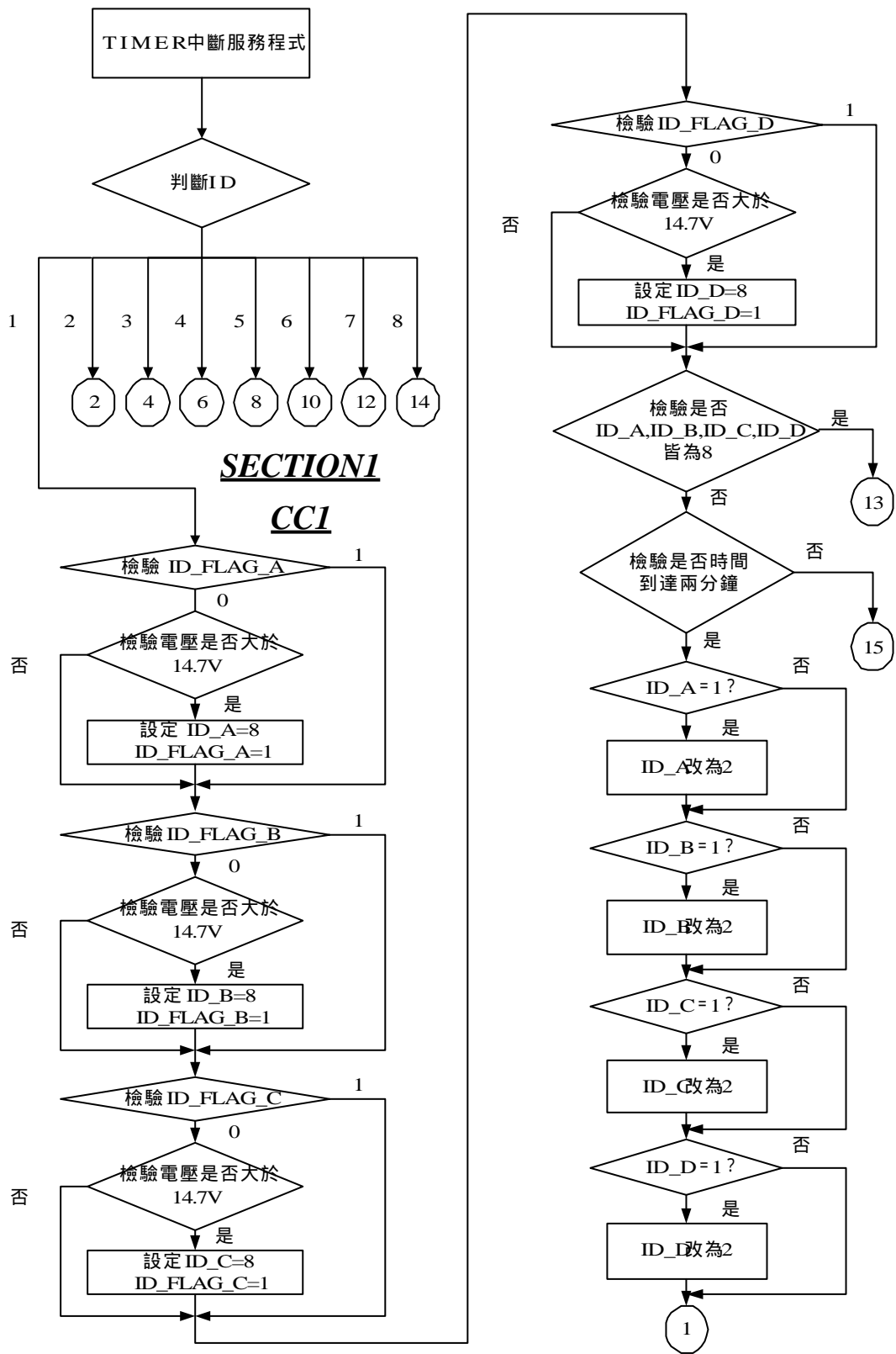
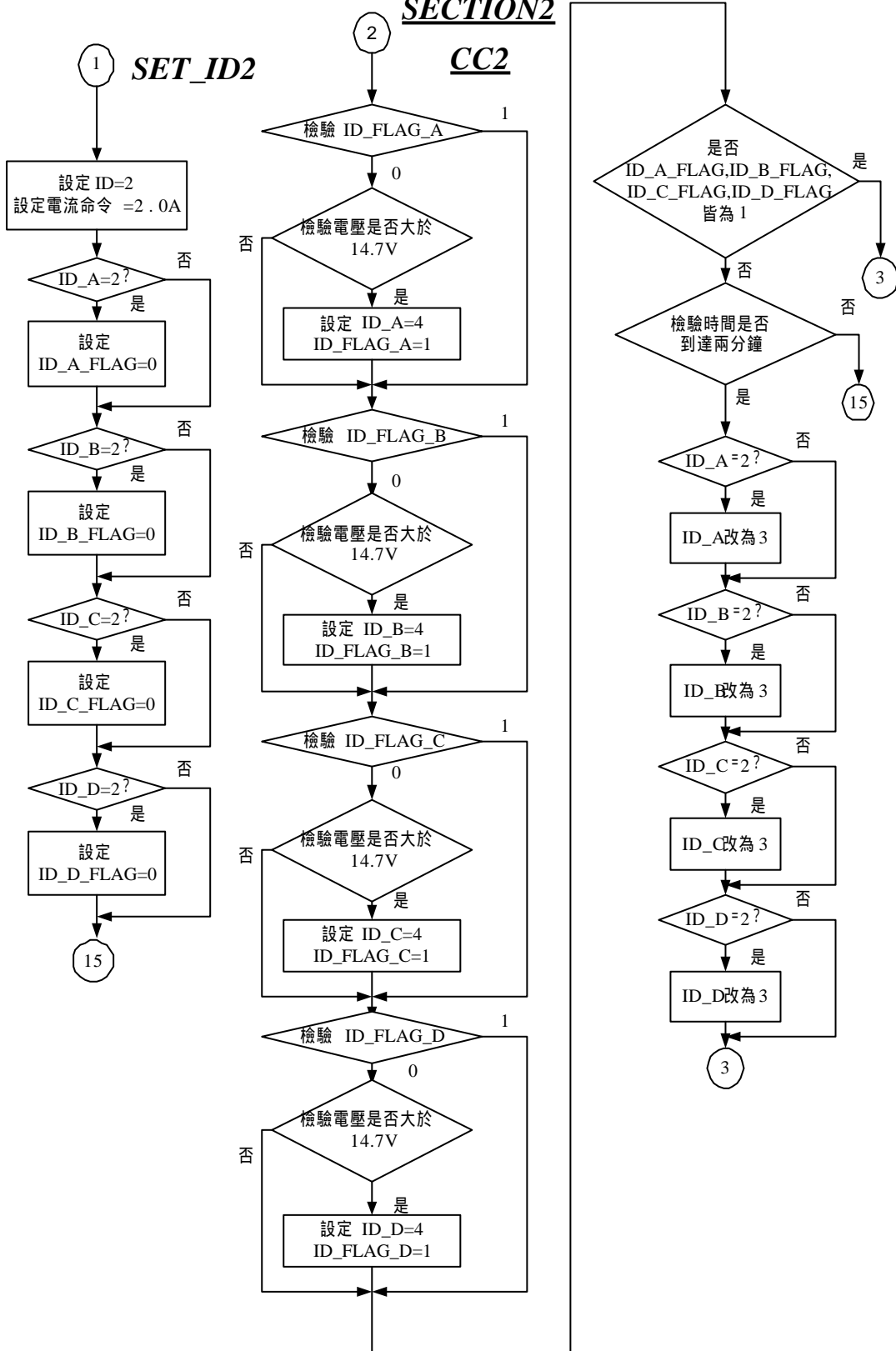
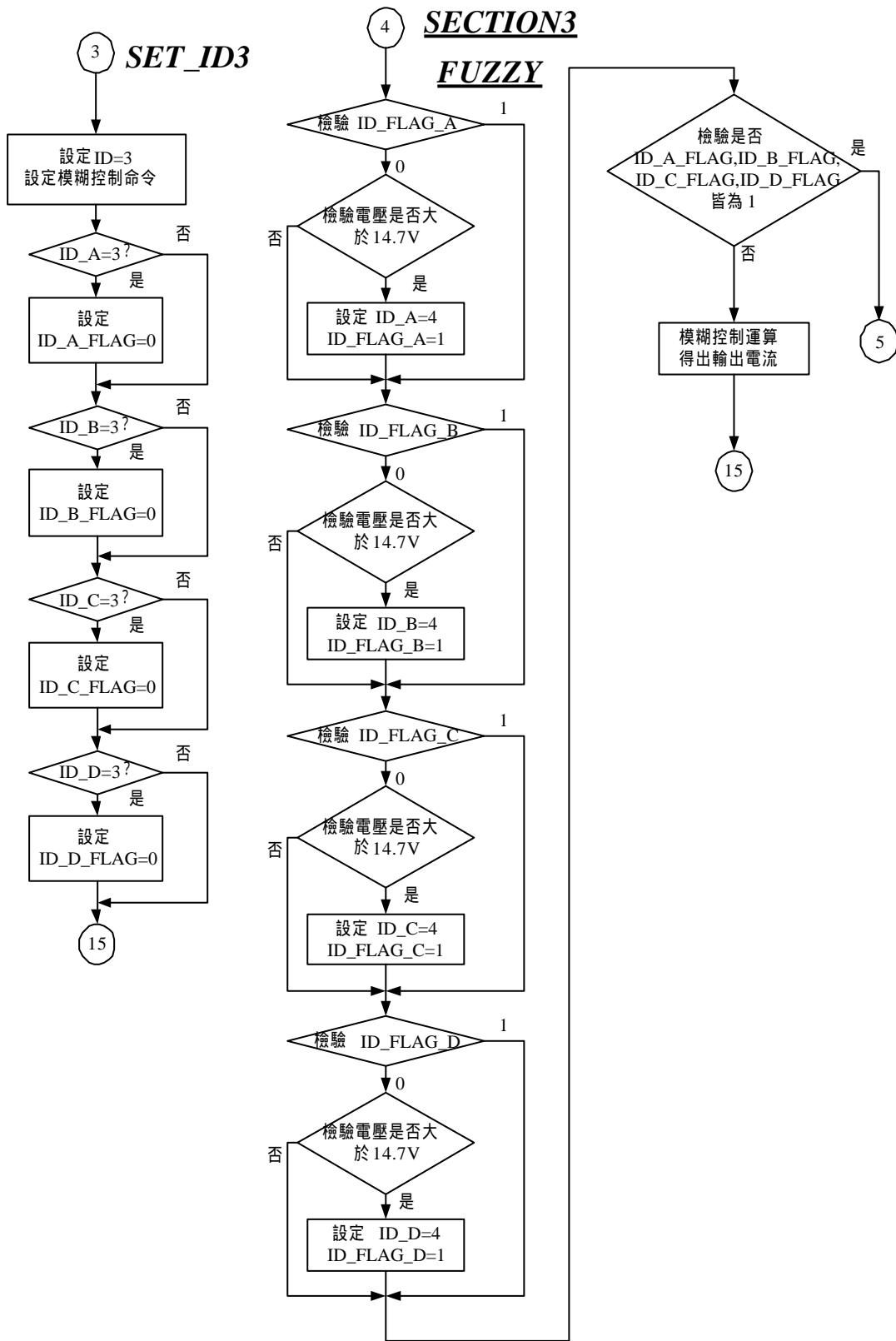


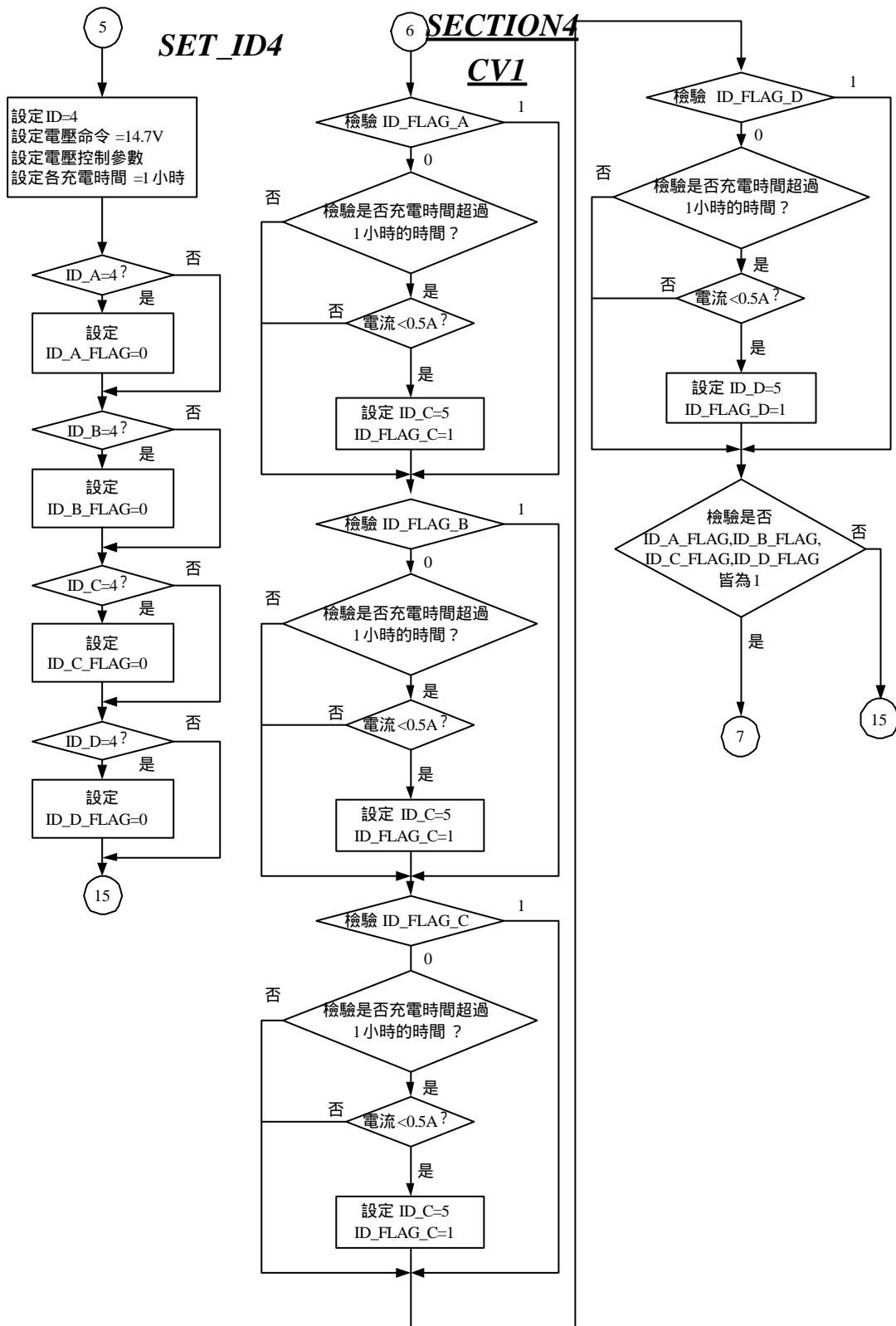
圖 7-5 資料讀取與控制訊號輸出流程圖



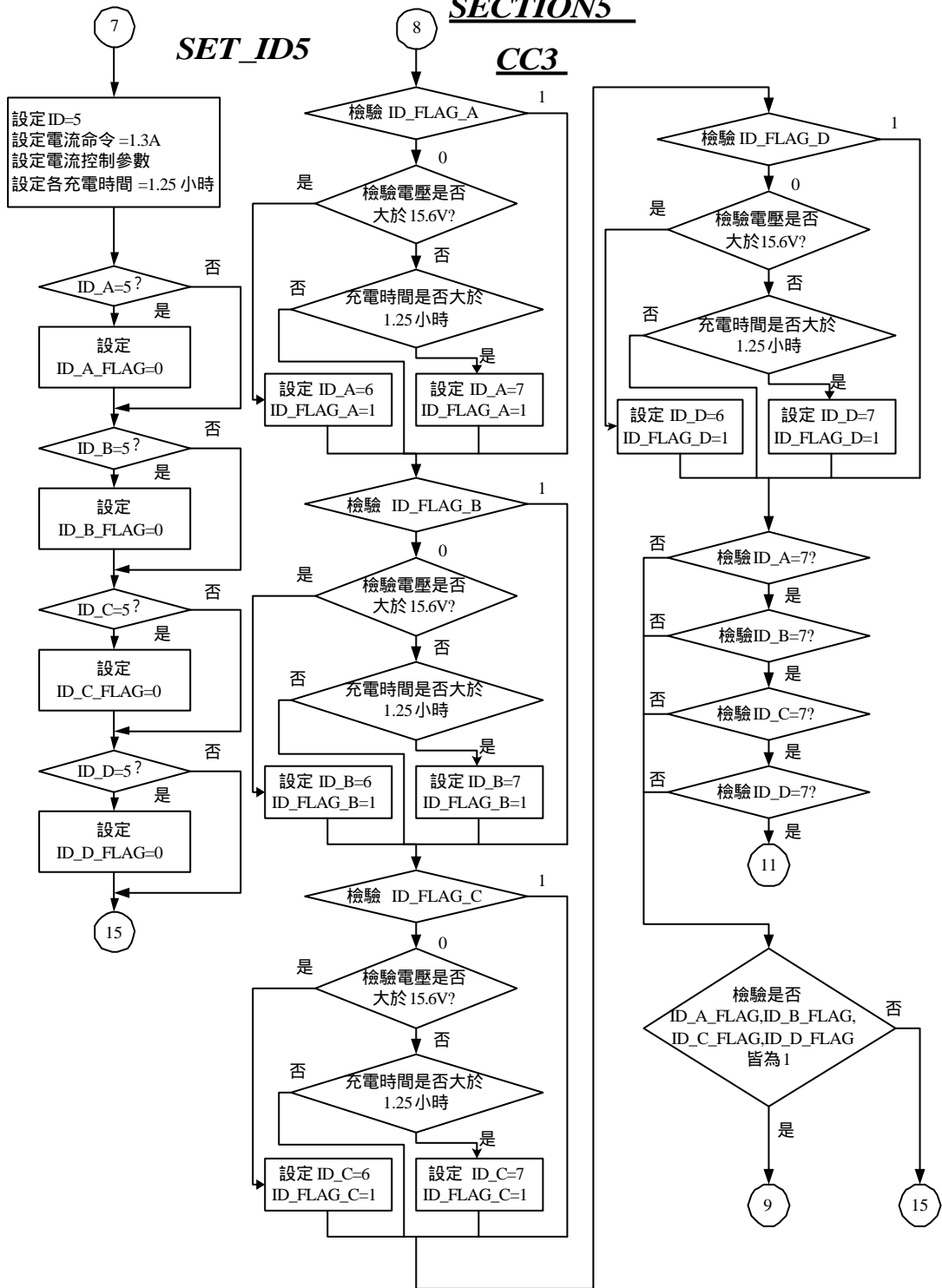
SECTION2

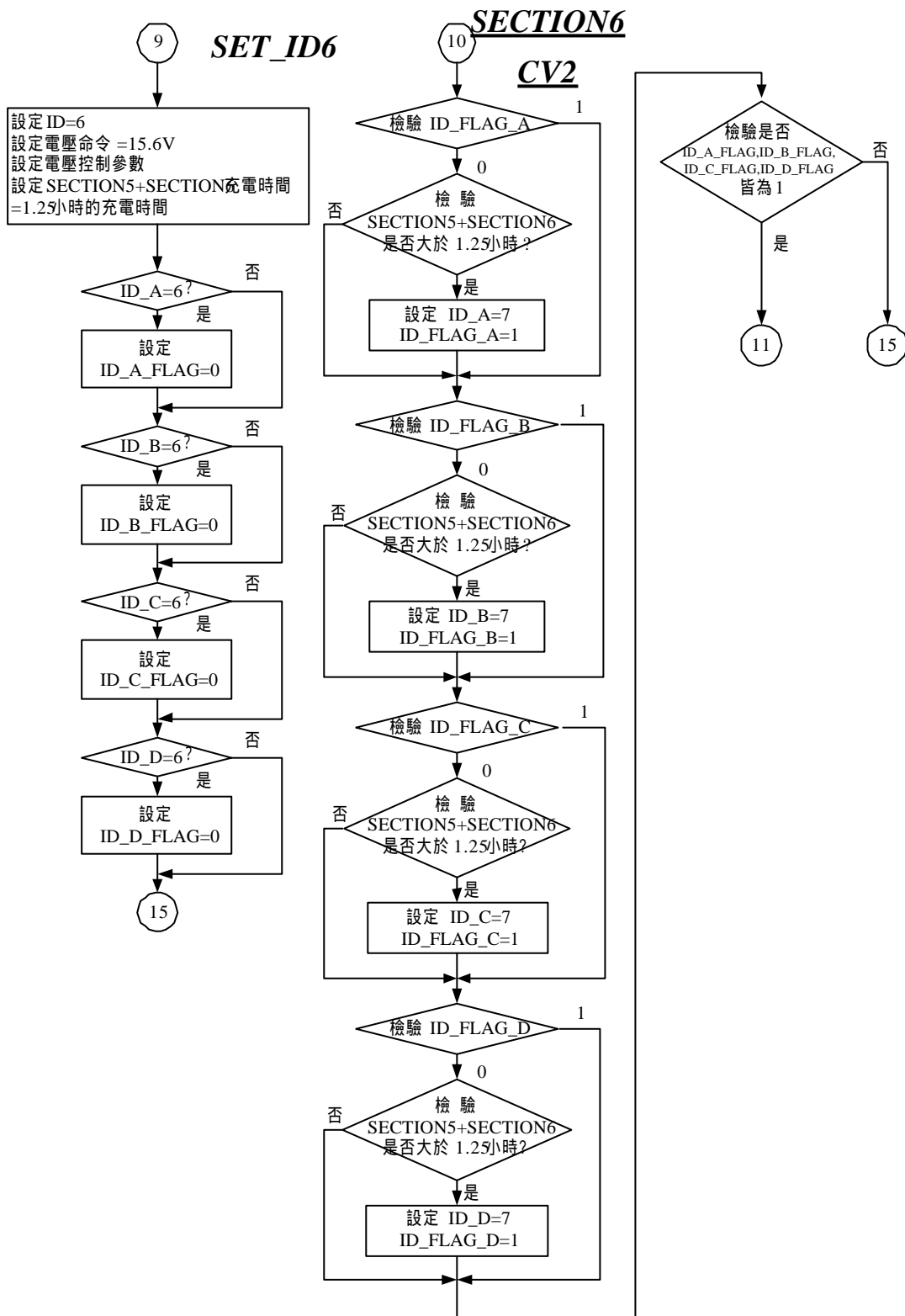






SECTION5





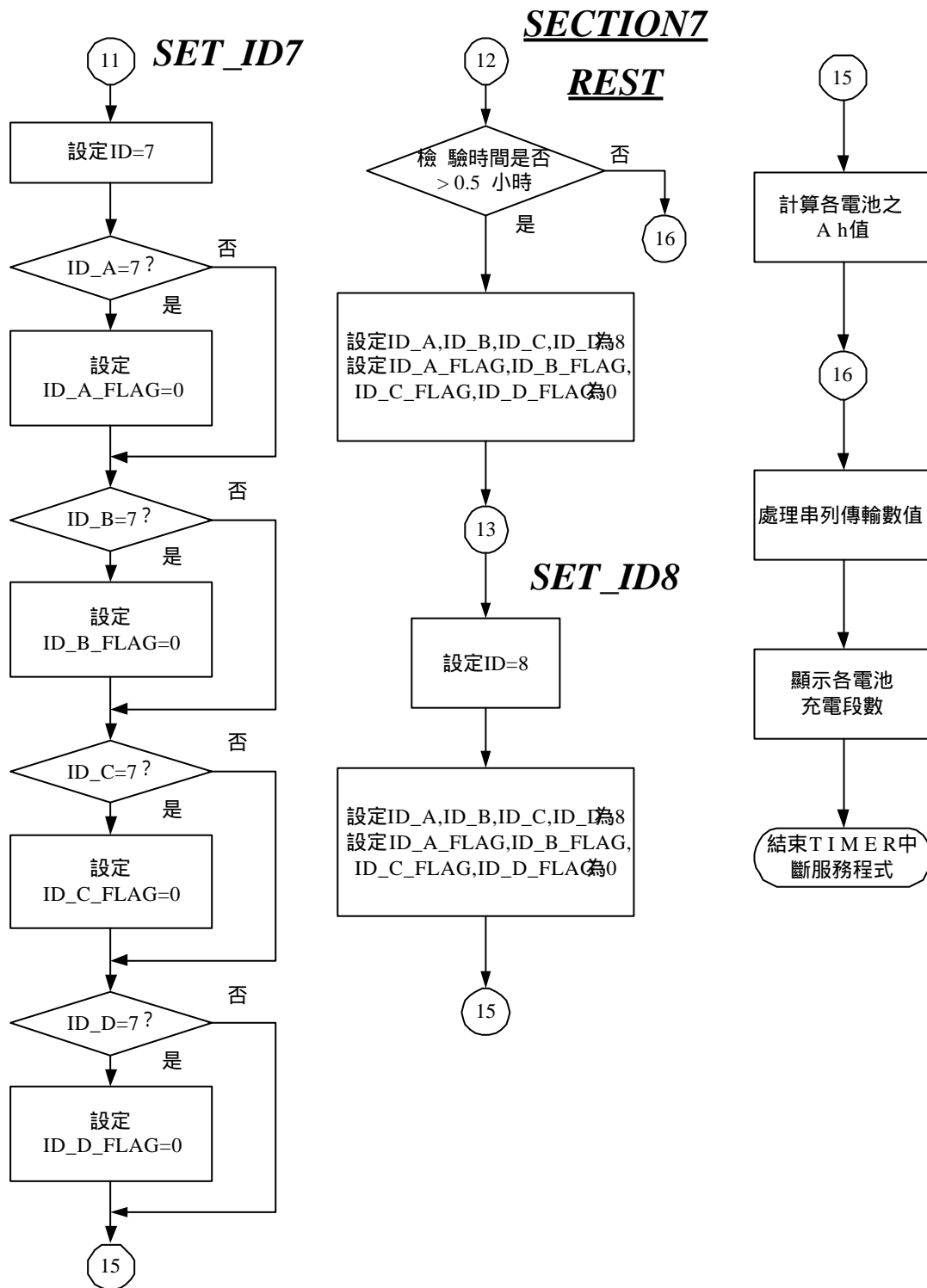


圖 7-6 充電段數之判別程式流程圖

(3) 殘電量程式設計流程

本論文的殘電量估測程式，主要是以時間(TIMER)中斷服務程式，每秒抓取一次四顆電池電壓，以及總放電電流值，經由 A/D 傳回 DSP 內作計算，將原先剩下的電量減去計算後放出的電量 Ah 值，最後將殘電量顯示在七段顯示器上，以及將資料經由 RS-232 傳回電腦上顯示。流程如圖 7-7 所示。

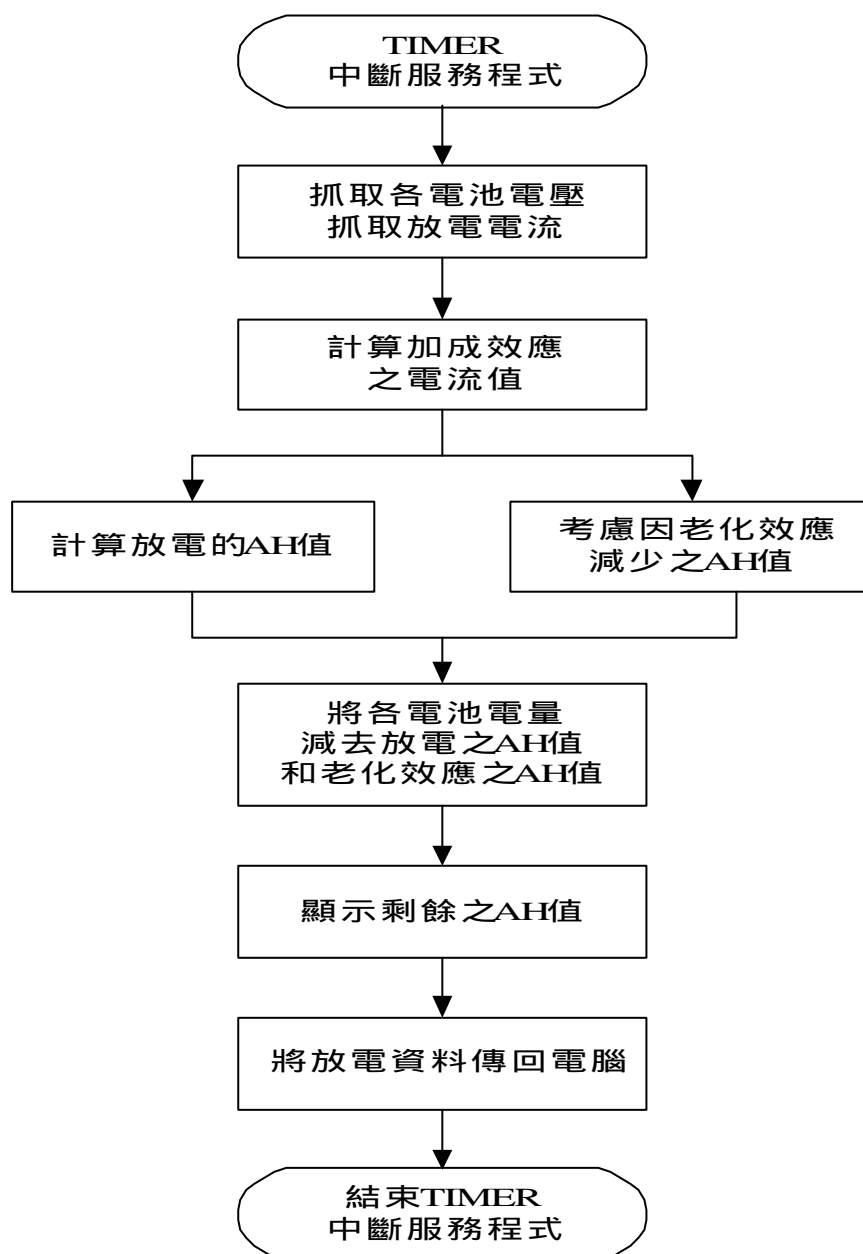


圖 7-7 殘電量程式流程圖

7.1.3 DSP 與電腦串列埠傳輸設計

由於本論文中的實驗是以四顆電池同時充電，由於要記錄充電時各個電池的電壓、電流且記錄時間相當長，所以資料量非常的大，非一般示波器可以記錄的，於是利用撰寫一個監測常駐程式放在我們常用的個人電腦上，以串列傳輸的方式從電池的輸出端傳遞資料到 DSP，DSP 將數據資料處理完後，藉由 RS-232 將資料傳至個人電腦的監測常駐程式中，並以圖形顯示，且將資料記錄在檔案之中。整個流程圖如圖 7-8 所示。

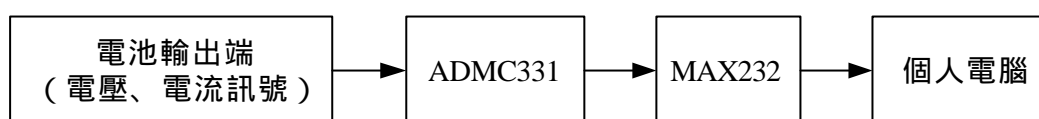


圖 7-8 監控流程圖

本實驗是採用 RS-232-C 通訊協定，採用單向傳輸，所以只需要兩根腳即可工作，而傳輸線的 2 與 3 腳連接必須交叉，如圖 7-9 所示。在串列傳輸中，邏輯”0”是 +3 +25V，邏輯”1”是 -3 -25V，而為了轉位準，採用 MAX232 這顆 IC，利用電容倍壓，將位準轉換為 ±10V 左右。

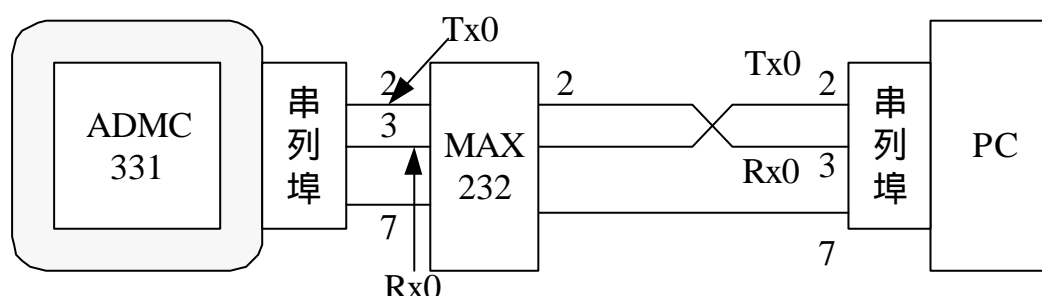


圖 7-9 DSP 與 PC 串列埠連接圖

由於只靠單線 (Tx0 腳) 傳資料，所以判別資料是以開始位元 (Start Bit) 之後開始接收資料，而由結束位元 (Stop Bit) 判斷資料已結束，如圖 7-10 所示，而在本實驗中，開始位元為 1 個，結束位元為 2 個。但必須注意的是，DSP 是以最高位元 (即 MSB) 先送和接資料，但 PC 正好相反，是以最低位元 (即 LSB) 先送和接資料，所以資料從 DSP 傳送到 PC 時，必須再經過一個反轉資料的動作，而這動作可以由 DSP 或是 PC 來執行之。另外 DSP 和 PC 必須訂定一相同的傳輸速率 (BAUD RATE) 為 38400 Bits/sec，如此資料才可以正確抓取。

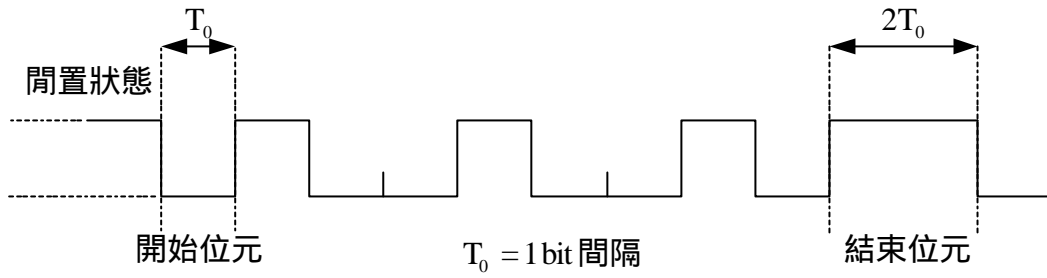


圖 7-10 串列傳輸波型 (傳輸“10010010”)

DSP 在電池輸出端取得電池電壓、電流所代表的電壓訊號後，需要處理成符合傳輸的格式，才能使個人電腦接收資料，達到監測的目的。

7.2 TL494 脈波寬度調變電路 [32]

在本論文中所設計的充電器，是以 PWM 方式來控制推挽式 (PUSH-PULL) 電源供應器，將直流大電壓經過降壓轉換成低電壓直流電源，供電池充電之用。圖 7-11 為推挽式電源供應器的基本架構，PWM 控制方式以電壓或電流控制訊號對脈波寬度加以調變，再輸出至開關元件控制 ON/OFF 的比例，使得等效輸出電壓改變，而獲得所需之直流電源。

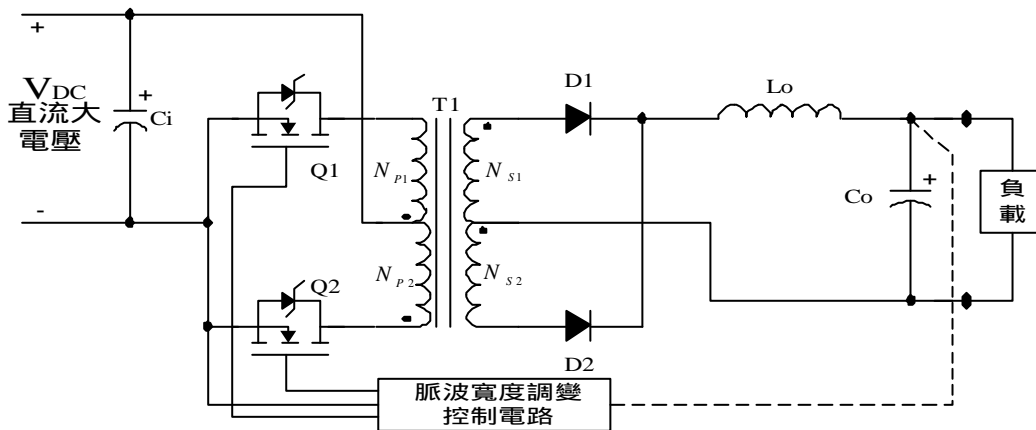


圖 7-11 推挽式電源供應器的基本架構

PWM 訊號產生原理如圖 7-12 所示，以數學函數方式表示 PWM 訊號則如 (7-1) 式。

$$V_o = \begin{cases} V_{DC} & \text{if } E_a > E_d \\ 0 & \text{if } E_a < E_d \end{cases} \quad (7-1)$$

其中 E_a 為輸入電壓訊號， E_d 則是三角波電壓， V_o 為輸出電壓訊號。所以，可以將輸出電壓等效成

$$V_o = \frac{V_{DC}}{E_d} E_a \quad (7-2)$$

其中 V_{DC} 為直流大電壓， E_d 為三角波峰電壓。由上式可知，PWM 可以用一等效增益表示之。

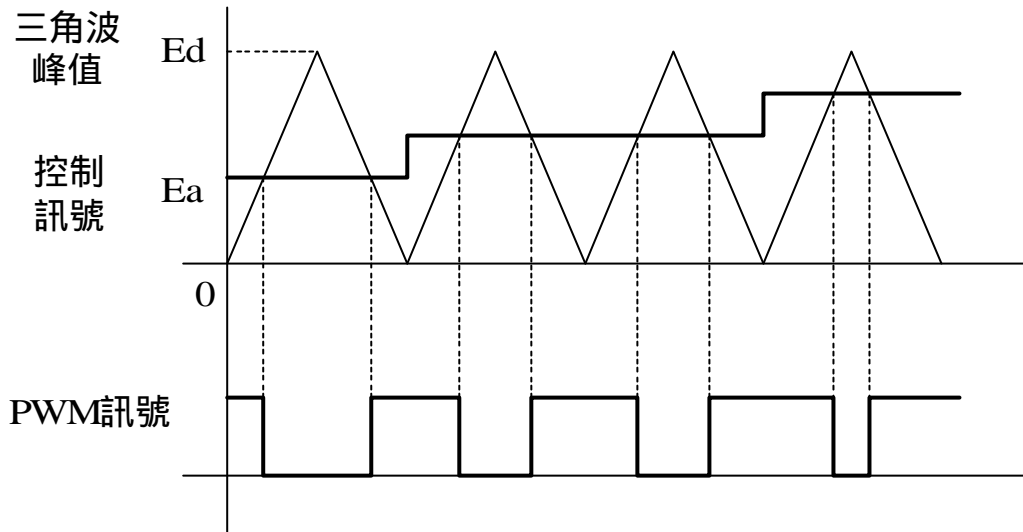


圖 7-12 PWM 訊號產生原理

在本實驗中是利用 TL494 產生 PWM 控制訊號，其電路連接圖如圖 7-13 所示。

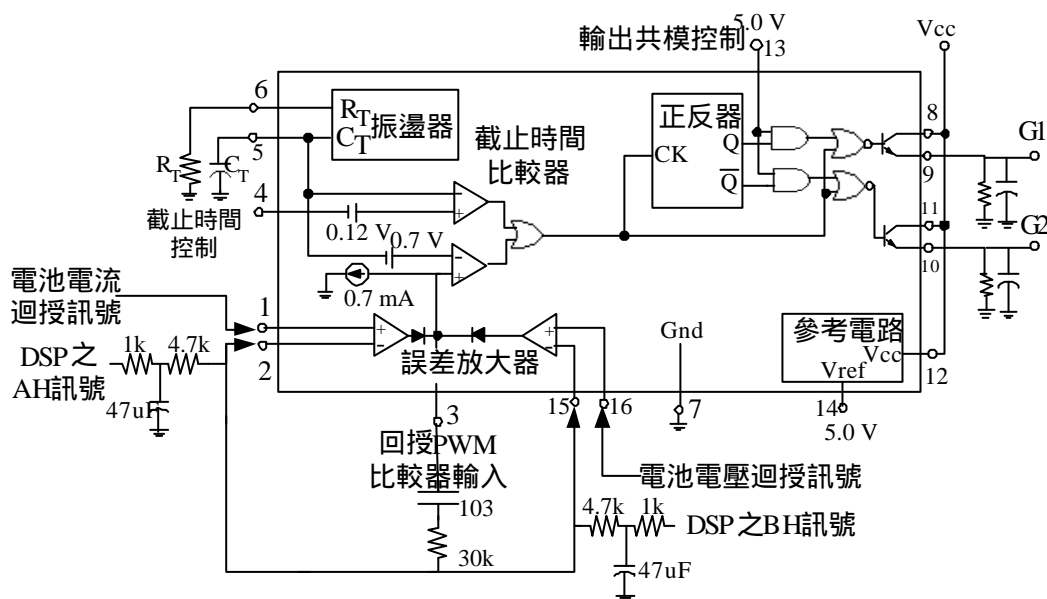


圖 7-13 TL494 之脈波寬度調變(PWM)電路連接圖

TL494 內計有 RC 振盪器、誤差放大器、截止時間比較器、以及參考用電源等等。RC 振盪器可藉由 R_T 、 C_T 決定 PWM 控制頻率；誤差放大器有兩個，可分別做電流以及電壓迴授控制用；截止時間比較器可決定最大工作週期 d_{max} ；正反器輸出共模控制在決定輸出控制為單端方式操作或雙端方式操作，即決定驅動信號 G1、G2 為同相操作或反相操作；而參考電路則可支援 +5.0V 的直流參考電源。

PWM 頻率，在切換式電源供應器又稱為切換頻率，係指開關元件在一秒鐘 ON/OFF 的次數，即相當於三角波的震盪頻率。至於切換頻率的大小，對切換式電源供應器來說，有重大的影響，例如變壓器的體積可以因為頻率上升而下降，響應也會比較好；但負面的來說，會增加元件切換損失，周邊電路也必須使用可以在高頻操作的元件，故成本會上升。

7.3 功率驅動單元

本系統功率驅動電路由下列電路所組成：

電源供應電路。

閘極驅動電路。

電流感測電路。

取代霍爾感測器之電阻分壓差動放大感測電路。

溫度感測電路。

本節將就這些電路的設計及相關原理作詳細介紹。

7.3.1 電源供應電路

對於任何一個系統而言，一個良好且穩定的電源是很重要的，這關係到整個系統能否正常工作，在本實驗中所需的電源如下所示：

+156 V：供應切換式電源供應器高壓直流電。

+18 V：閘極驅動電路電源。

+5 V：供應 DSP、TTL 工作電壓和 RELAY 切換電壓。

±15 V：霍爾元件及 OP 相關電路的工作電源。

在 +156V 方面，是直接由 110V 市電整流而成，但還必須加上電容，來抹平整流後之電壓，而電容大小也關係到電壓在切換時的穩定。

在 +18V、+5V、±15V 方面，可以採用低頻變壓器，在配合簡單的整流電路；另一方面也可以採用高頻變壓器-返馳式電源供應器的架構，配合 TOPSWITCH 整合式 IC[33]使用。而在本論文中所使用之 TOPSWITCH 整合式 IC，型號為 TOP222Y，它是將一顆耐壓 700V，耐流 10A 之 Power MOSFET 與返馳式變壓器所需用的啟動電路、保護電路、回饋電路、PWM 調節電路等整合為一顆電力元件使用，其腳位非常類似一般 Power MOSFET，只是將原來單純控制汲源極開關的閘極腳位，多加了可以控制回饋與啟動過電流保護的功能，一旦電路有短路異常現象立刻會啟動過電流保護，關閉整個電源供應電路，經過 80 μ s 後自動偵測，如果恢復正常即啟動電路供電，使用起來非常簡便，只要輸出電壓端以光耦合器隔離迴授，即可以得到精準的電壓準位，倘若設計者需要多組電壓輸出，則可直接在變壓器上加繞線圈組，只要適當的計算圈數比，並在後級加上穩壓濾波元件，便可以得到多組理想的電壓輸出，而且 TopSwitch 系列中有各種型號產品可因應 10W~150W 各種功率電源供應器設計需要而選擇使用，以符合最經濟的成本要求。圖 7-14 為 TopSwitch 設計電路圖。

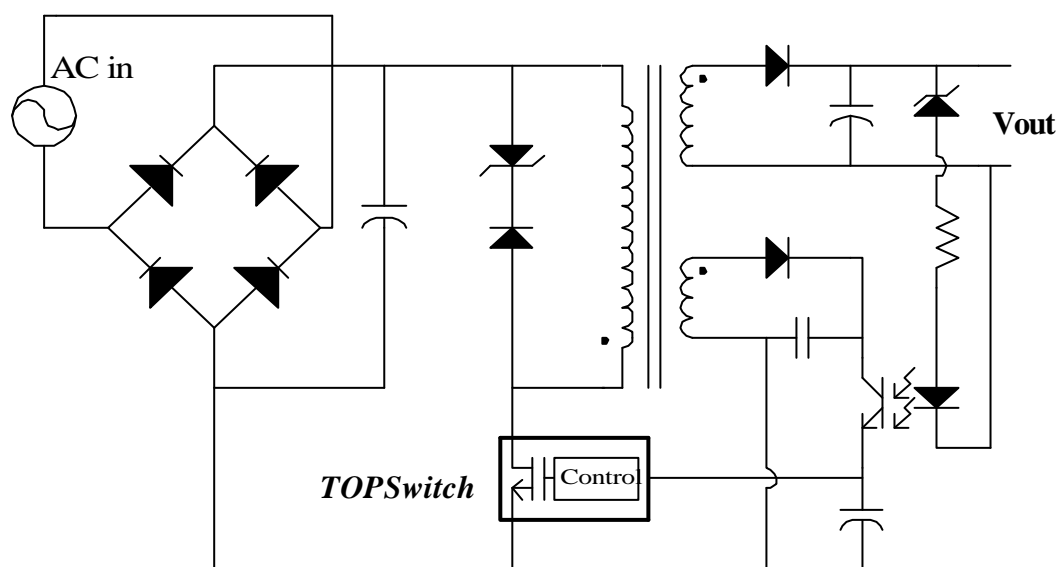


圖 7-14 利用 TopSwitch 設計返馳式變壓器電路圖

7.3.2 閘極驅動電路

TL494 輸出的 PWM 訊號，僅屬於小功率的驅動訊號，並不足以驅動開關元件，同時為了隔離數位部分的地和直流大電壓的地，避免小電和大電間互相干擾。所以加入閘極驅動電路將 PWM 訊號經過此電路後能夠推動功率開關元件。如圖 7-15 所示

本論文中的充電器所選用的功率開關元件是 International Rectifier 公司出品，型號為 IRFP460 的 Power MOSFET，屬於電壓控制型半導體開關元件，由閘、源極電壓 V_{GS} 的 Hi/Low 來決定開關元件的 ON/OFF。在選擇開關元件時，必須考慮到元件的相關特性，例如額定電壓 V_{DSS} 、額定電流 I_D 、瞬間耐流 I_{DM} 就直接關係到切換式電源供應器的容量。而上升時間 t_r 、下降時間 t_f 和延遲時間 t_d 便直接關係到切換頻率的限制。最後必須考慮溫度特性，在高溫時，會造成額定電流下降，如溫度曲線不佳，會造成惡性循環，最後造成 MOSFET 故障。

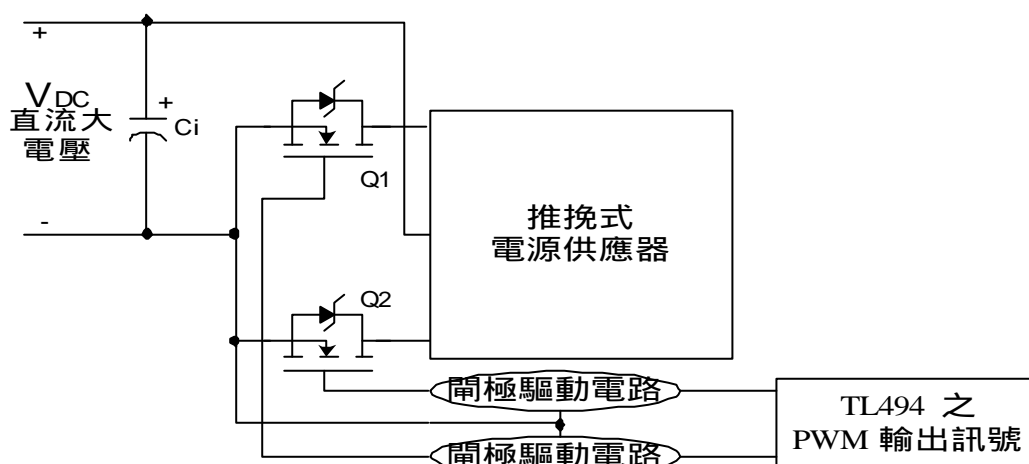


圖 7-15 閘極驅動電路與電路之連接圖

在本閘極驅動電路上，主要是利用 HP 公司所生產的 HCPL-3120 光耦合放大器驅動 IC，做驅動訊號的隔離與放大藉此來推動開關元件，驅動電路如圖 7-16 所示。而為了確定 MOSFET 有確實關閉，必須提供 V_{GS} 負電壓，在本系統作法是將 +18V 電壓，經電路設計來產生正/負電壓的切換。由於驅動電路中電容的充放電路徑通過 R_g 電阻，所以 R_g 電阻的選用會直接影響閘極驅動電壓波形的切換時間， R_g 較小時，驅動訊號切換時間延遲較少，因此 MOSFET 會關得比較緊，但若 R_g 電

阻值太小時，又會使得開關元件在切換時產生較大的突波電壓；但 R_g 較大時，雖然突波減小，但相對在 OFF 時會關得不太緊，造成仍有電流流通。所以 R_g 的值必須由實驗做適當的修正。

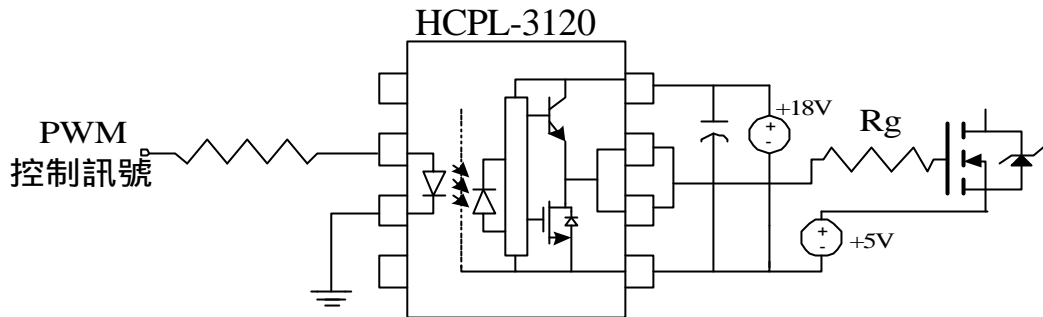


圖 7-16 開極驅動電路圖

7.3.3 電流感測電路

電流感測電路，採用霍爾感測器，如圖 7-17 所示。

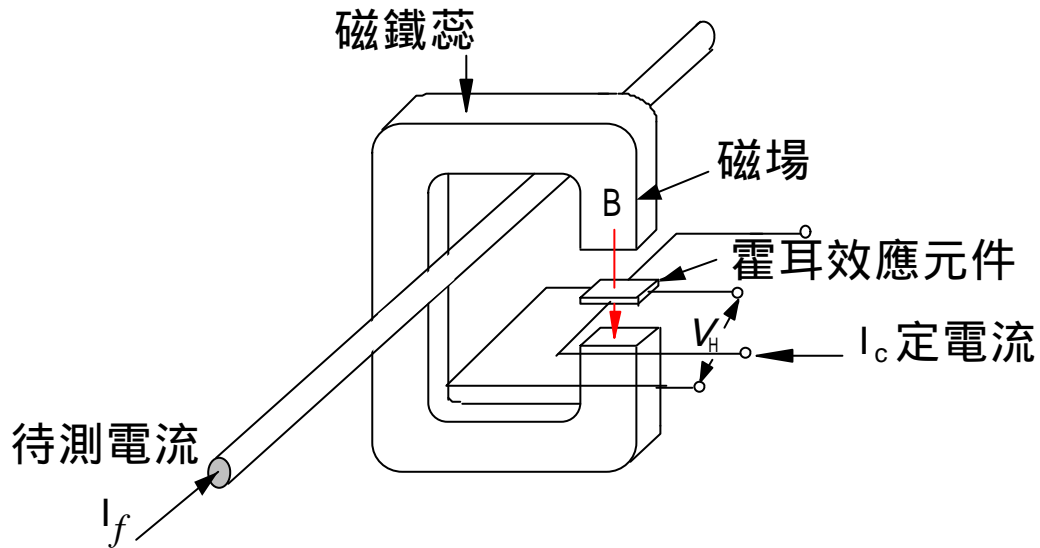


圖 7-17 霍爾電流感測器內部構造示意圖

由霍爾效應知，當電流通過一磁場將產生一個與電流成比例的電壓差 V_H ，關係式如(7-3)式，霍爾電流感測器即是利用此種霍爾效應裝置作成的。

$$V_H = k \cdot I_c \cdot B \cdot N \quad (7-3)$$

k 為比例常數， N 為磁場之繞線數， I_c 是加在霍爾效應元件上的定電流，磁場 B 則是由待測電流通過 C 型磁鐵蕊中心所產生，由於磁場線性特性，電壓差 V_H 與待測電流會成線性關係，故霍爾電流感測器是將偵測到的電流值以成比例的對應電壓值輸出。

這裡選用的霍爾電流感測器是 NANA ELECTRONICS 公司出品，分別是運用在充電的型號為 SY-15，其規格為 V_H ：4V±1%/15A，因為 DSP 中 A/D 可接受的電壓較小，所以需將霍爾電流感測器的輸出電壓經 OP 濾波及縮小後，連接至 A/D，供給迴授使用，如圖 7-18 所示；而運用在放電的型號為 LB-10GA，其規格為 V_H ：4V±1%/100A，同樣地需將所得輸出電壓經 OP 濾波及縮小後，連接至 A/D，供計算放電量使用，如圖 7-19 所示。

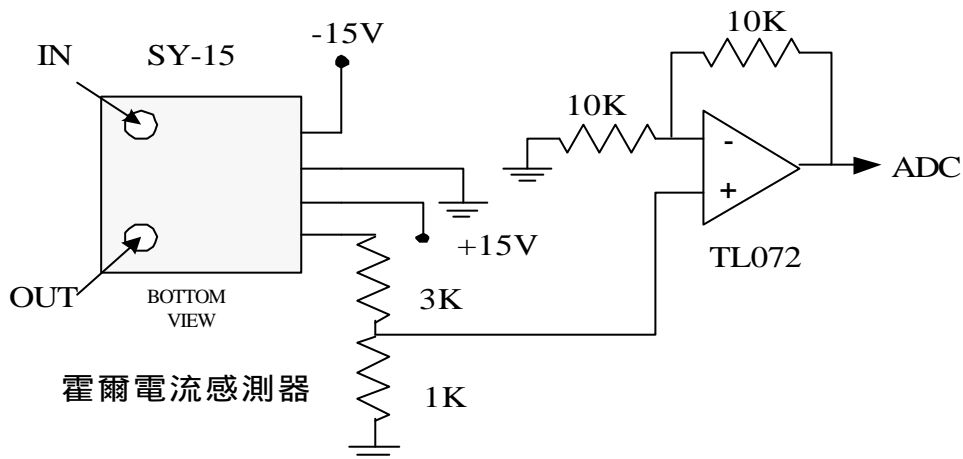


圖 7-18 SY-15 電路連接圖

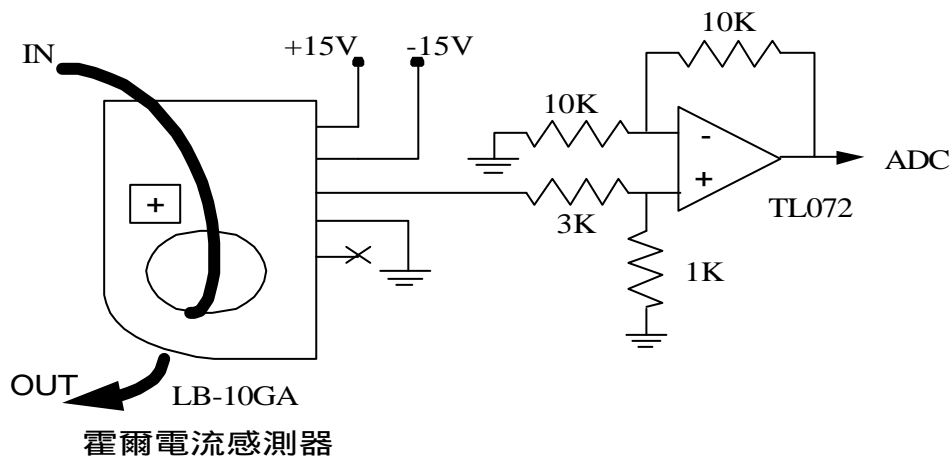


圖 7-19 LB-10GA 電路連接圖

7.3.4 取代霍爾感測器之電阻分壓差動放大感測電路

由於霍爾電流感測器的價格昂貴，所以在本論文中，欲以流過電阻的電壓經過一差動放大器取代，電路接線如圖 7-20 所示。

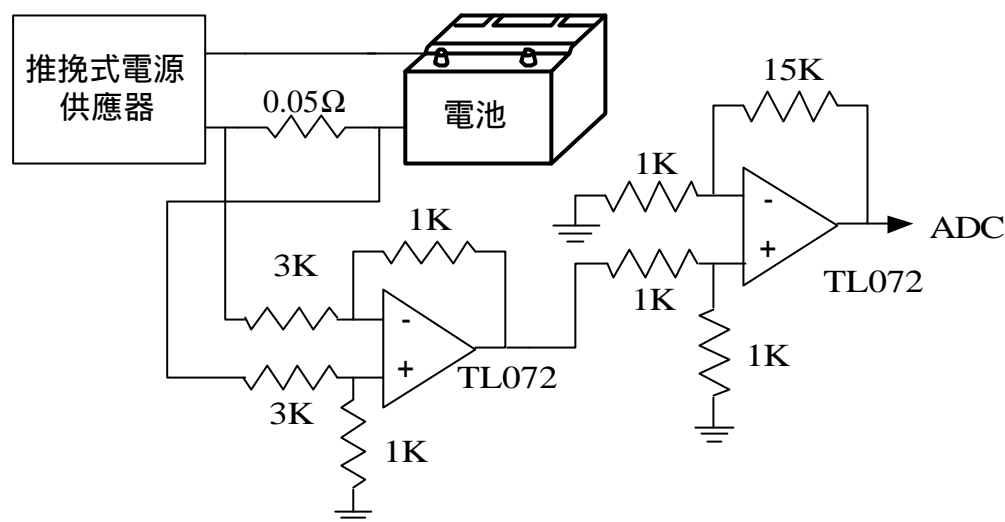


圖 7-20 電阻分壓差動放大感測電路連接圖

在本論文中充電器的部份，運用四個如圖 7-20 的電路取代四個霍爾電流感測器，可大幅的降低成本，且經由實驗結果。在量測的準確度方面和用霍爾電流感測器差不多。

7.3.5 溫度感測電路

由於電池充電或放電時，必須對溫度作補償以及監控，所以必須加上溫度感測電路，本論文採用 ANALOG DEVICES 公司所出品，型號為 AD22100 的 IC，它是一顆整合型的溫度感測器，可以感測 -50 到 150 的溫度，而且不需要任何附加電路，而且僅使用單電源 +5V，可以簡化電路元件，並且輸出電壓變化為溫度變化的倍數，使得計算上也較為簡單，圖 7-21[34]為其內部構造圖。

根據構造圖，與溫度相關的電阻 R_T ，其阻值會隨著溫度作線性等比例的變化，而 OP V_+ 的電壓是由電流源流經 R_T 產生的壓降而得，而剩下的部分利用 OP 將訊號乘上一個倍數，並且加上 OFFSET，最後得出輸出電壓，最後經過 A/D，可以得到數位的訊號。

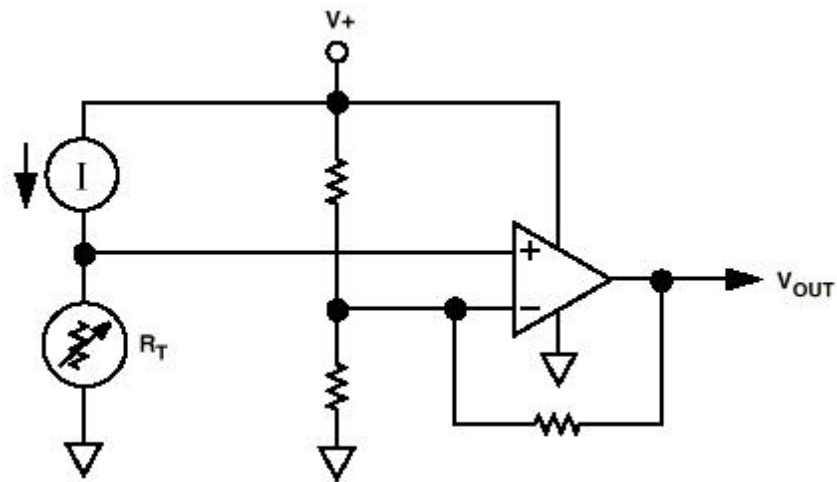


圖 7-21 AD22100 內部構造示意圖

而根據 AD22100 的 Data Sheet，電壓與溫度的關係如下

$$V_{OUT} = \left(\frac{V_+}{5V} \right) \times \left[1.375V + (22.5 \frac{mV}{^\circ C}) \times TA \right] \quad (7-4)$$

也就是說，如果輸入電壓為 5V 的話，每上升 1^{°C}，電壓會上升 22.5mV，所以可以得出

$$TA = \frac{V_{OUT} - 1.375}{22.5mV} \quad (7-5)$$

同樣需將所得輸出電壓經 OP 濾波及縮小後，連接至 A/D，其電路連接如圖 7-22 所示。

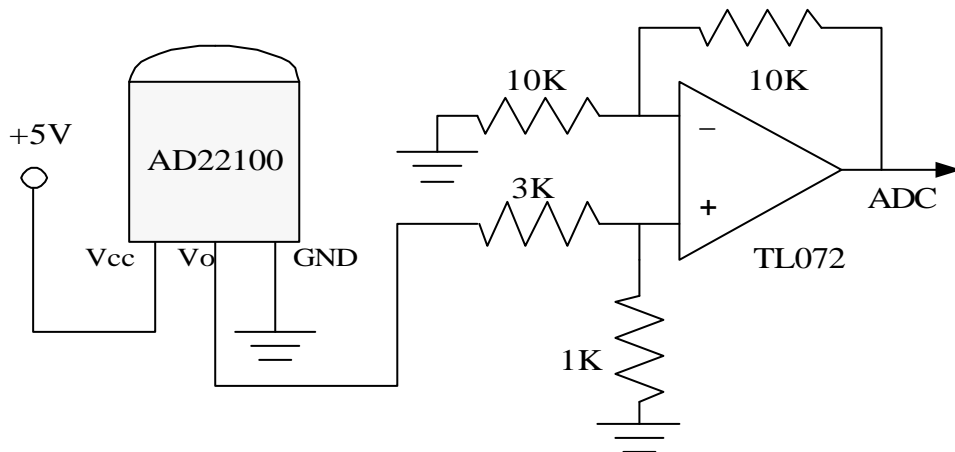


圖 7-22 AD22100 電路連接圖

第八章 實驗結果

本章是以第三、四、五章所介紹的充電法及硬體架構，以及第六章殘電量的估測方法，以實驗數據驗證其性能，圖 8-1 中的照片為所發展的智慧型電動機車電池充殘電器實驗系統。

以下將實驗數據分為四部分：

- (1) 以電阻為負載，作定電流充電的實驗。
- (2) 以電阻為負載，作定電壓充電的實驗。
- (3) 利用第三、四章所介紹的智慧型模糊充電法，實際對四顆串聯的電池進行充電。
- (4) 利用第六章所介紹的具有較精確殘電量估測之改良式庫侖量測法，來估測電池的殘電狀態。

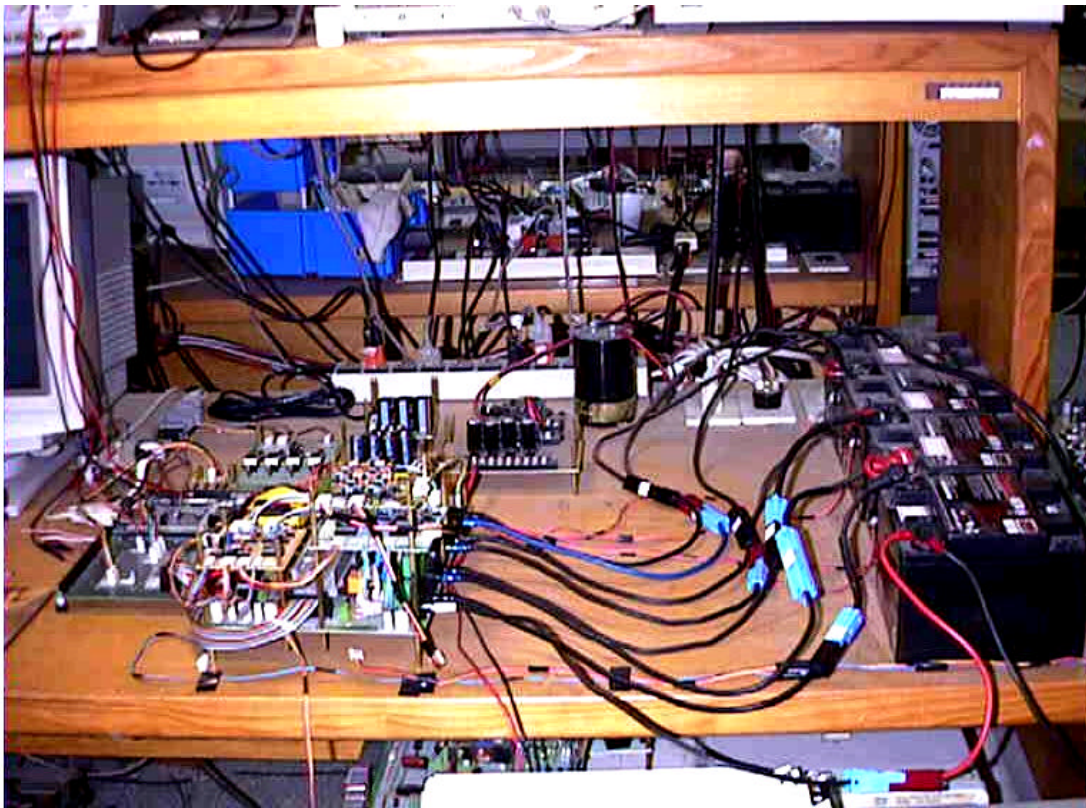


圖 8-1 智慧型電動機車電池充殘電器實驗系統

8.1 定電流充電實驗結果（以電阻為負載）

為測試所製作之推挽式電源轉換器的性能，我們先以水泥電阻為負載，模擬電池定電流充電的實驗。

以下為三個運用電阻當負載的定電流實驗，且將所得四個 channels 的電壓、電流數據經由 RS232 傳送到電腦顯示，

圖 8-2 是以 5.7 歐姆水泥電阻為負載，以 1.40A 定電流充電實驗圖。

圖 8-3 是以 1.6 歐姆水泥電阻為負載，以 3.75A 定電流充電實驗圖。

圖 8-4 是以 1.6 歐姆水泥電阻為負載，以 5.25A 定電流充電實驗圖。

由實驗數據可知，本架構也可以以定電流的方式充電，並且電路設計四個 channels 皆可以達到所要求的瓦數。

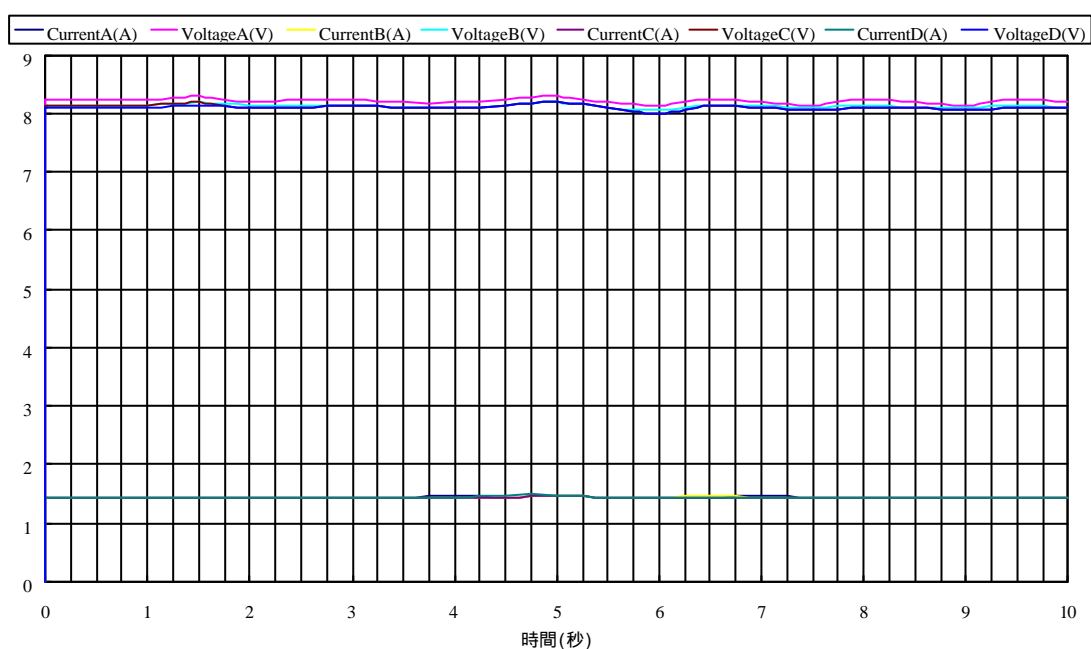


圖 8-2 以 1.4A 定電流充電（以 5.7 歐姆水泥電阻為負載）

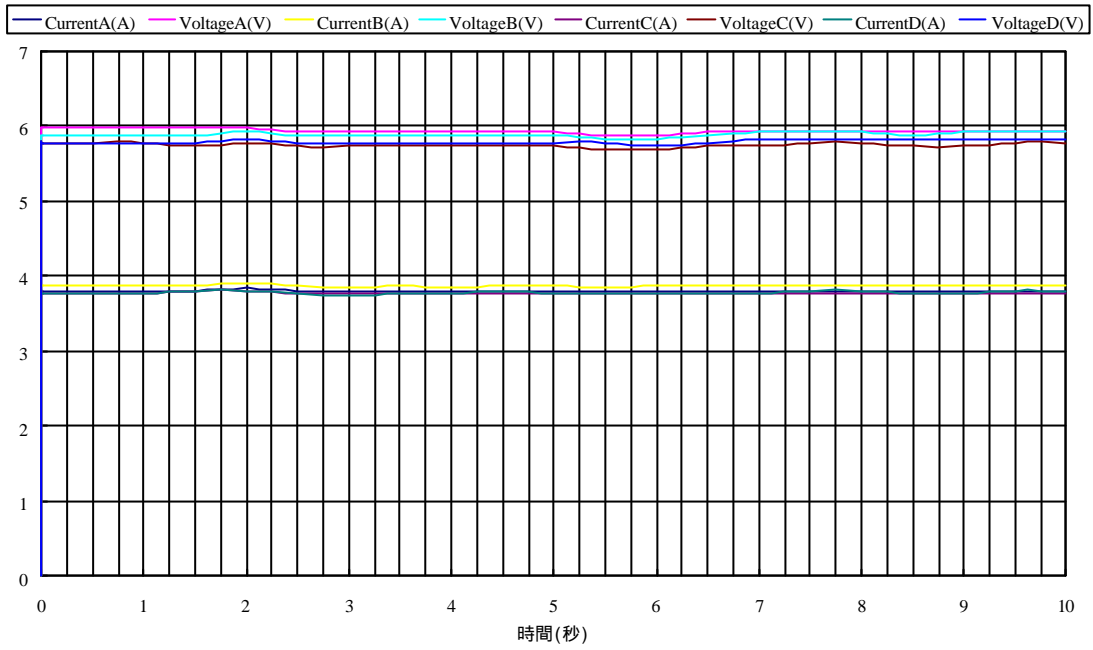


圖 8-3 以 3.75A 定電流充電 (以 1.6 歐姆水泥電阻為負載)

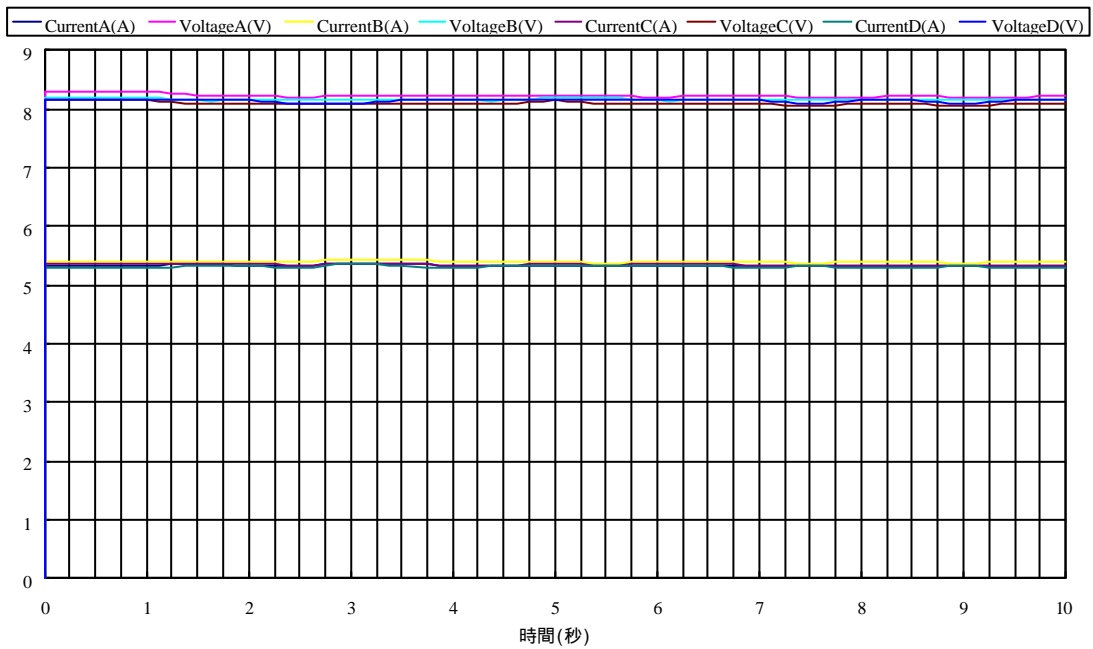


圖 8-4 以 5.25A 定電流充電 (以 1.6 歐姆水泥電阻為負載)

8.2 定電壓充電實驗結果（以電阻為負載）

為測試所製作之推挽式電源轉換器性能，我們先以水泥電阻為負載，模擬電池定電壓充電的實驗。

以下為三個運用電阻當負載的定電壓實驗，且將所得四個 channels 的電壓、電流數據經由 RS232 傳送到電腦顯示，

圖 8-5 是以 3.2 歐姆水泥電阻為負載，模擬 15.6V 定電壓充電的實驗圖。

圖 8-6 是以 2.6 歐姆水泥電阻為負載，模擬 14.7V 定電壓充電的實驗圖。

圖 8-7 是以 3.2 歐姆水泥電阻為負載，模擬 13.6V 定電壓充電的實驗圖。

由實驗數據可以顯示，不論在輕載或重載時，電壓均可以達到所要求的電壓，可見所完成的推挽式電源供應電路可以達到所需求的瓦數。

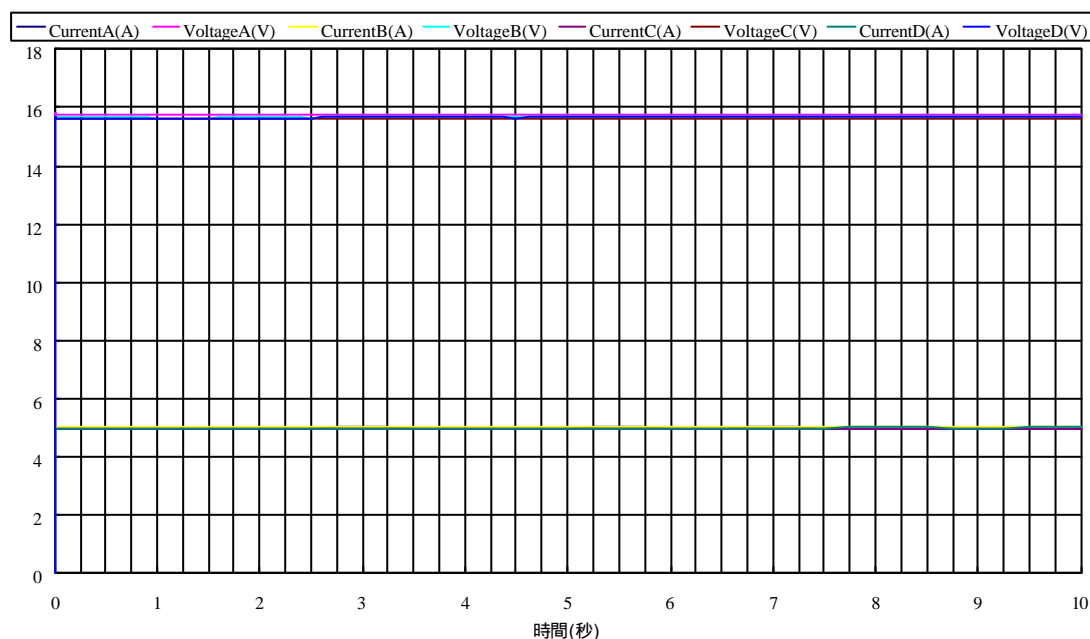


圖 8-5 以 15.6V 定電壓充電（以 3.2 歐姆水泥電阻為負載）

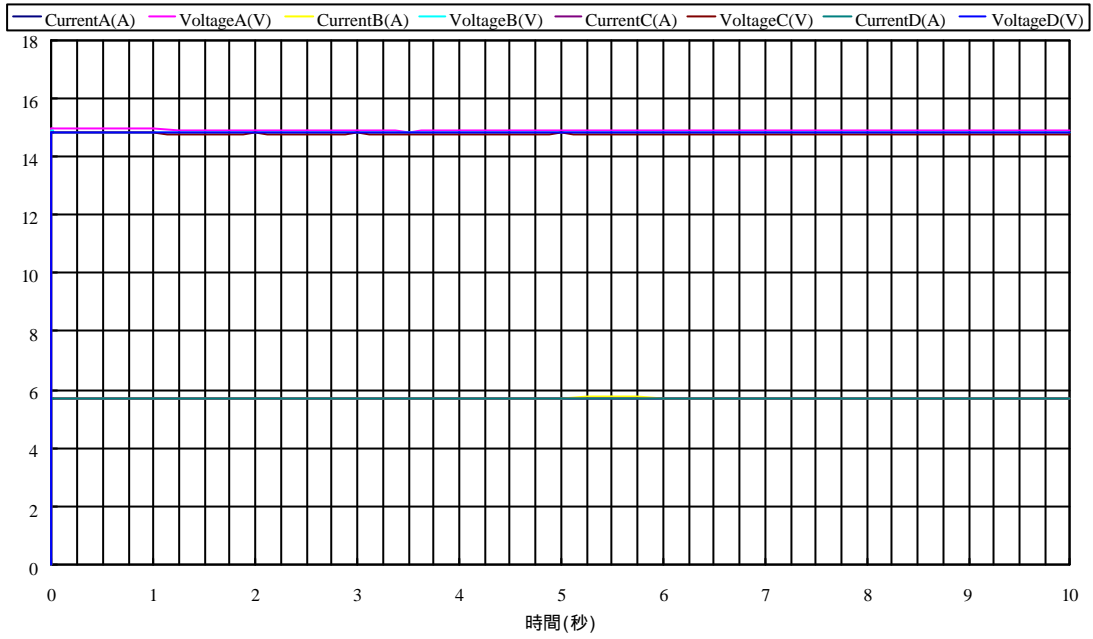


圖 8-6 以 14.7V 定電壓充電 (以 2.6 歐姆水泥電阻為負載)

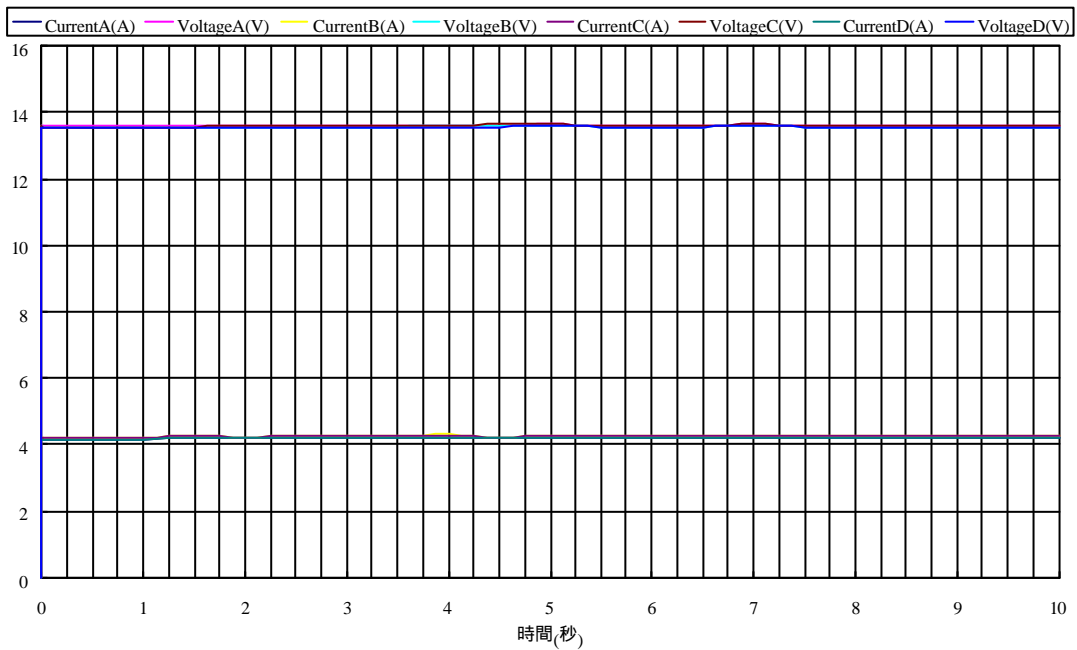


圖 8-7 以 13.6V 定電壓充電 (以 3.2 歐姆水泥電阻為負載)

8.3 智慧型模糊充電實驗結果

此節是以本論文所提出之智慧型模糊充電法，所做的實驗數據，分為以下幾個部份：

- (1) 電池殘電量很低時（例如：剩下 10% 容量），所做之充電曲線，如圖 8-8~圖 8-12。（在圖形中，Voltage A~D 為電池端電壓，單位為伏特（V），Current A~D 為充電電流，單位為安培（A）。）

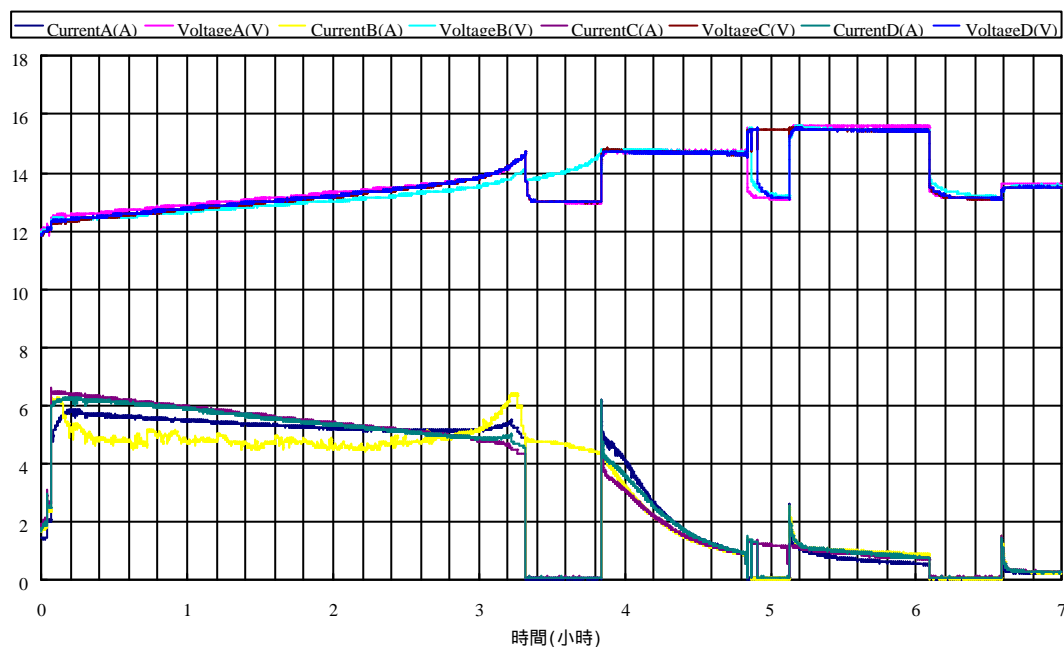


圖 8-8 智慧型模糊充電法，四顆電池的充電曲線實驗圖。

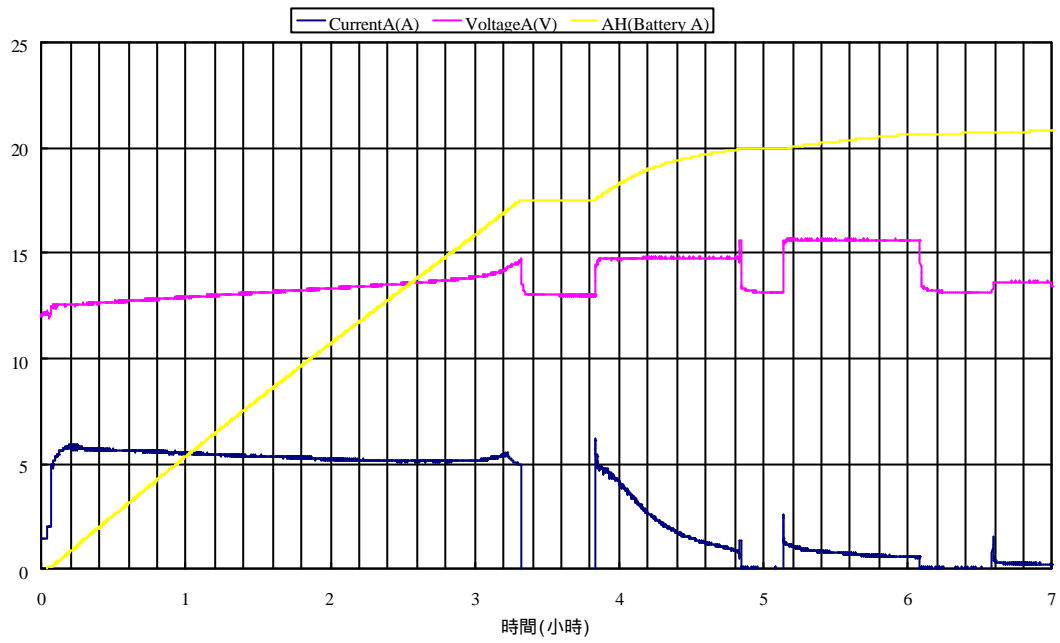


圖 8-9 智慧型模糊充電法，電池 A 的充電曲線實驗圖。

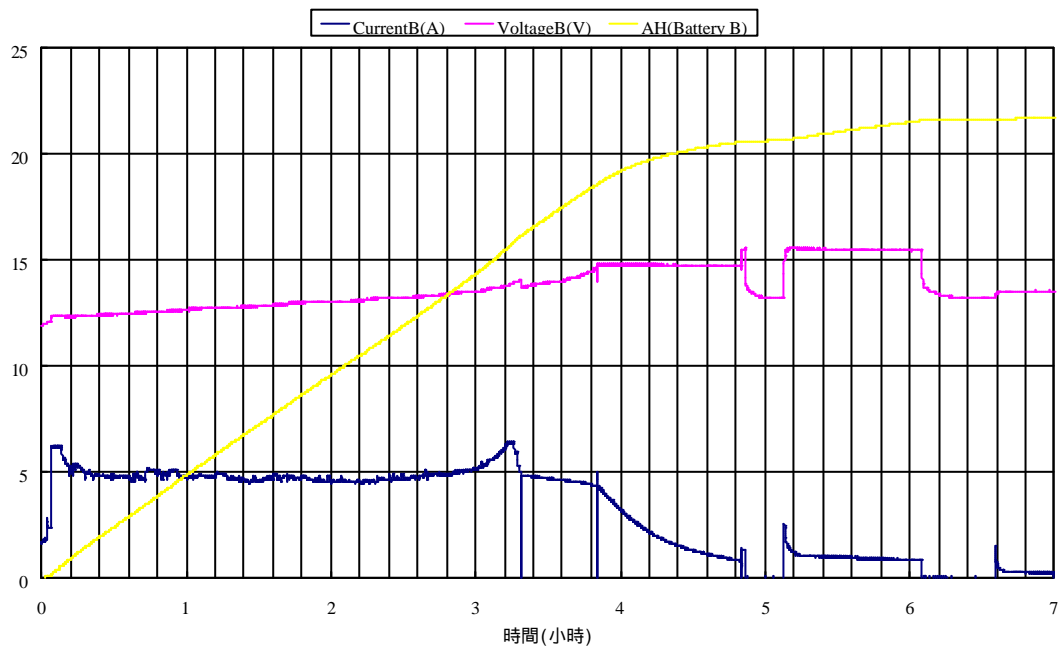


圖 8-10 智慧型模糊充電法，電池 B 的充電曲線實驗圖。

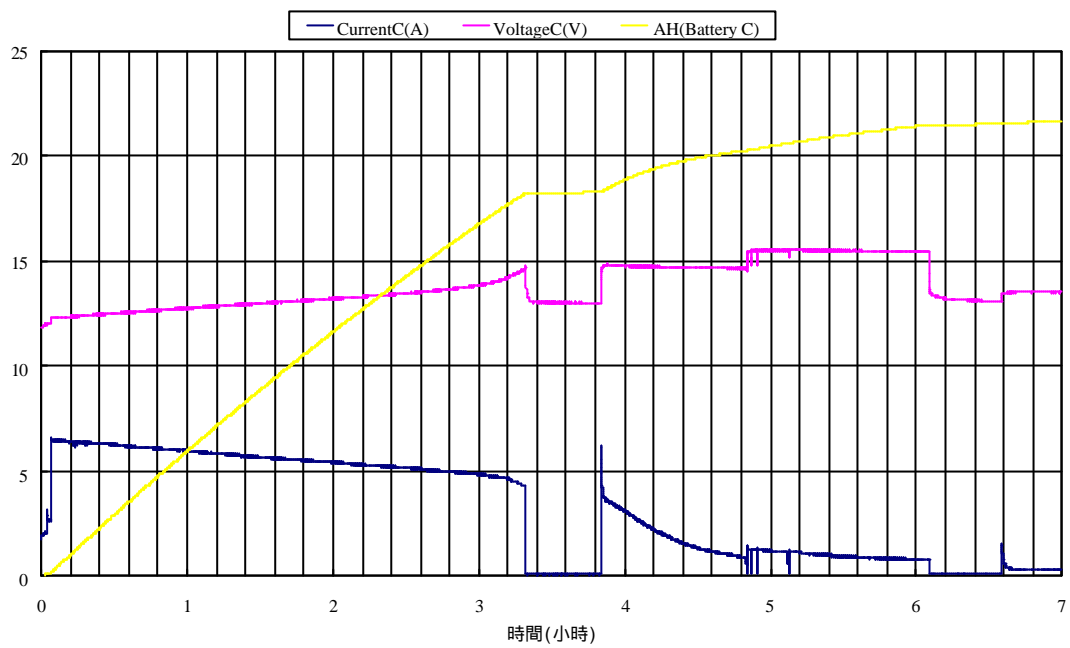


圖 8-11 智慧型模糊充電法，電池 C 的充電曲線實驗圖。

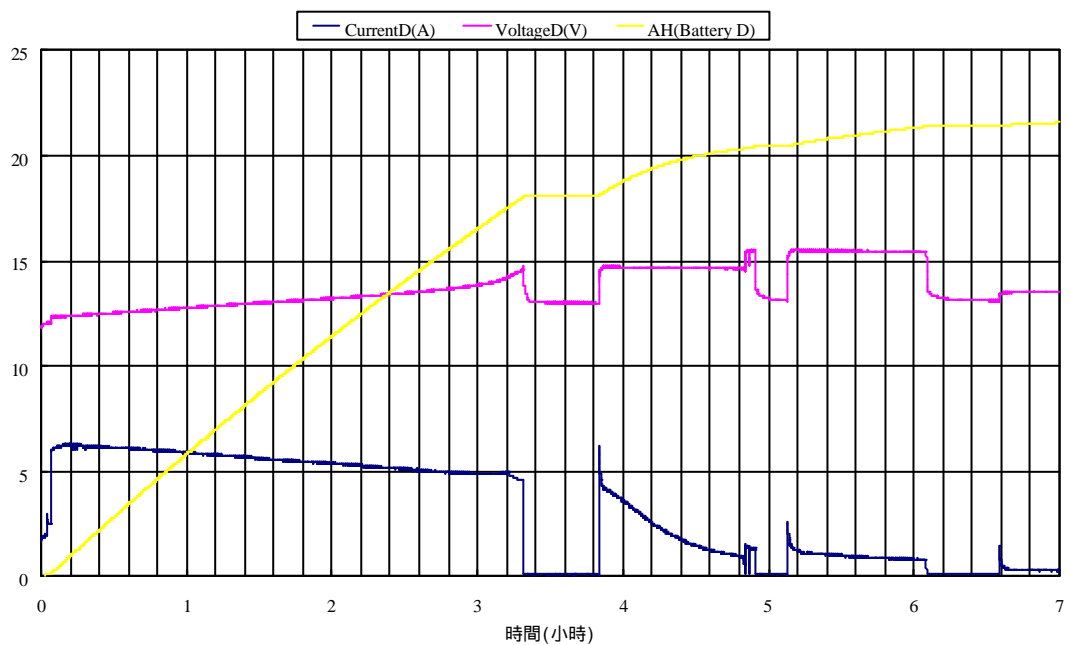


圖 8-12 智慧型模糊充電法，電池 D 的充電曲線實驗圖。

(2) 電池殘電量仍高時 (例如：剩下 80% 容量) ，所做之充電曲線。如圖 8-13~圖 8-17。(在圖形中，Voltage A~D 為電池端電壓，單位為伏特 (V) ，Current A~D 為充電電流，單位為安培 (A) 。)

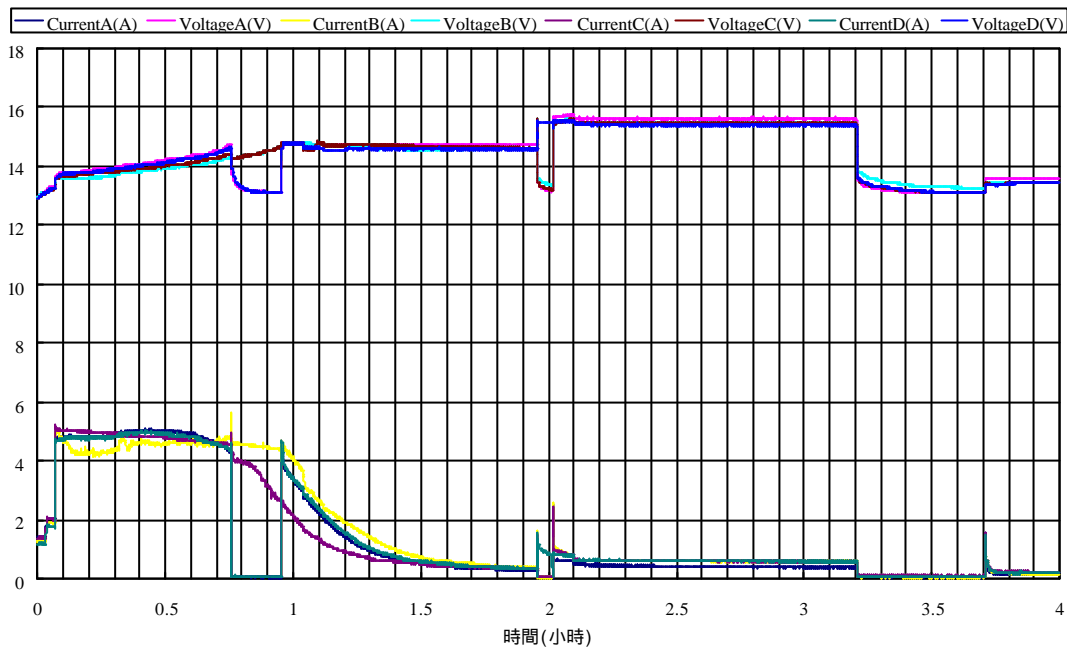


圖 8-13 智慧型模糊充電法，在電量仍高時，四顆電池的充電曲線實驗圖。

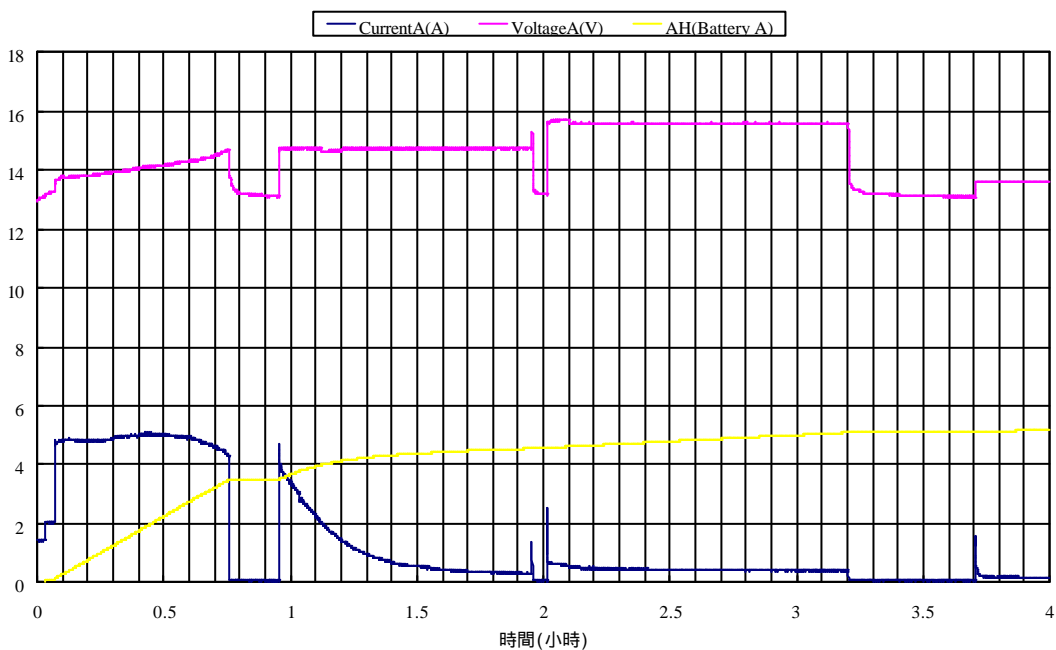


圖 8-14 智慧型模糊充電法，在電量仍高時，電池 A 的充電曲線實驗圖。

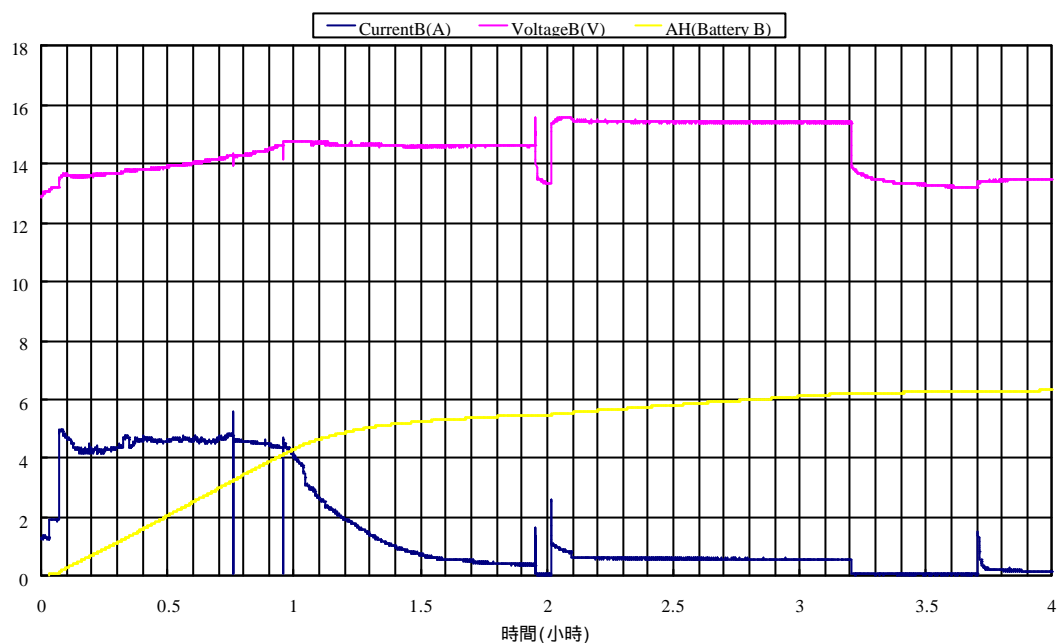


圖 8-15 智慧型模糊充電法，在電量仍高時，電池 B 的充電曲線實驗圖。

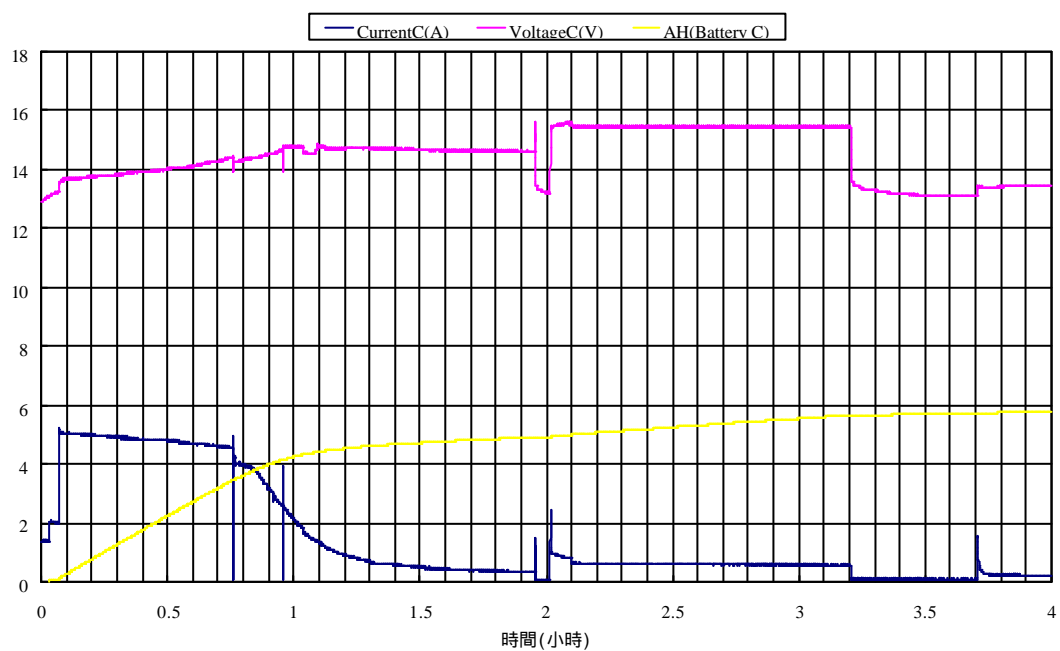


圖 8-16 智慧型模糊充電法，在電量仍高時，電池 C 的充電曲線實驗圖。

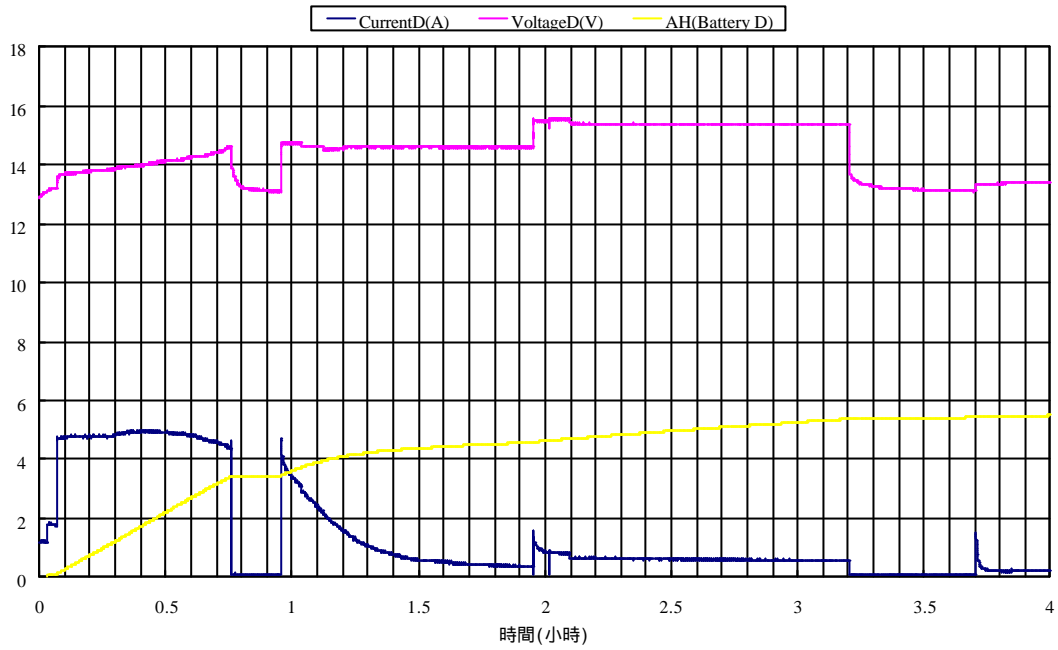


圖 8-17 智慧型模糊充電法，在電量仍高時，電池 D 的充電曲線實驗圖。

(3) 電池殘電量很高時（例如：剩下 98% 容量），所做之充電曲線。如圖 8-18。（在圖形中，Voltage A~D 為電池端電壓，單位為伏特（V），Current A~D 為充電電流，單位為安培（A）。）

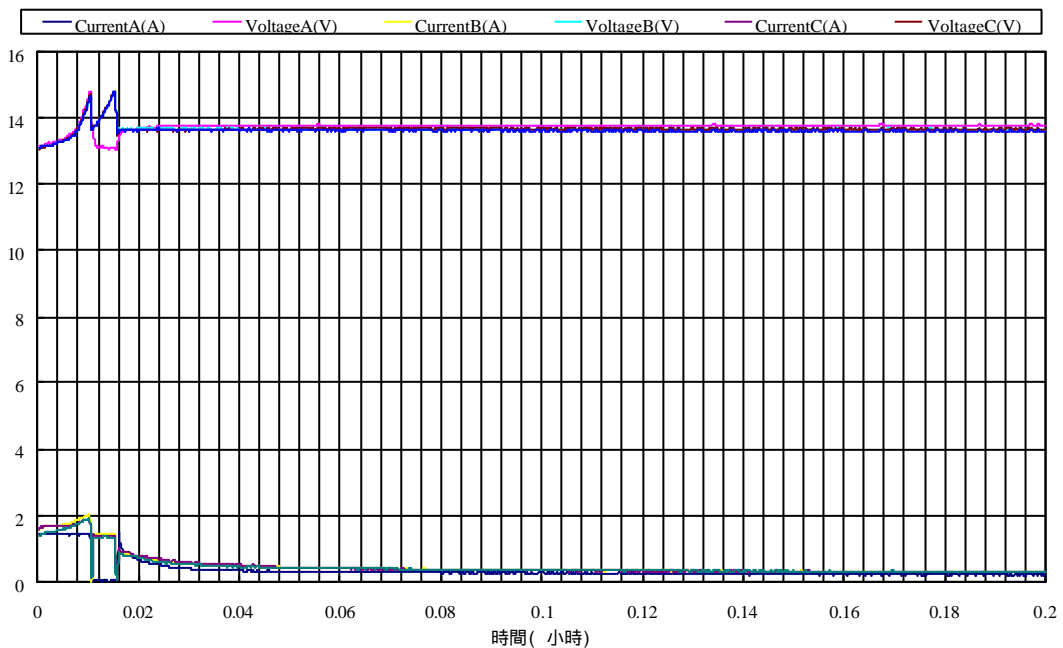


圖 8-18 智慧型模糊充電法，在電量很高時，對四顆電池充電曲線的實驗圖。

由圖 8-18 可看出，當電池電量還剩下很多時，運用此充電法則可以判斷電池電量，避免大電流充電造成電池損壞。

當電池電量耗盡（圖 8-8），與電量仍高（圖 8-13）時，由於在 SECTION3 這個主要充電階段中，是採用模糊控制法則來充電，它可因電池電量及電壓的不同而調節充電電流，可避免因固定一大電流充電而造成電池的損壞。

經由充電完成後，將電池靜置 24 小時後，測量電池端電壓值大約在 12.92V 左右。且在四顆電池的端電壓值中最高和最低的值相差不超過 0.05V，由此可知，此實驗架構及充電法則可以達到四顆電池均勻充電的效果。且由前述三個實驗之數據可以看出，可以在要求時間內（6~8 小時）將電池充飽。

8.4 殘電量估測實驗結果

使用具有較精確殘電量估測之改良式庫侖量測法，可以對電池殘電量的估測有一定的準確度。在此實驗中，是以 60W12V 的燈泡，串聯四顆，並聯三組，所以放電時大約有 720W 的能量。

圖 8-19 是未對電池老化因素作電量調整的情形，Voltage A~D 為電池端電壓，單位為伏特（V），真實電流為實際測量到的電流，加成效應電流為經計算（如 6.2.2 節所述）的電流值，單位皆為安培（A），不過為了圖形的刻度，將電流除以 2，Ah 值為電池用真實電流計算出的殘電量，Ah（add）則為以加成效應電流計算出的殘電量，也是為了圖形刻度，將兩個值皆除以 2。由此圖可見電池 A 的老化程度較其它電池為高，因此容量比其他電池少很多，需對老化因素作電量調整，否則會使估測不準確。

圖 8-20 是對電池老化因素作電量調整且放電到 EODV 的圖形（各圖形單位如圖 8-19），將電池 A 作因老化因素的電量調整且將其容量當成整組電池的容量，此時大致可以估測到電池的殘電量，而若以真實的電流做計算，則會造成很大的誤差。

由圖形可知，若不經加成效應電流補償，在大電流放電下，將無法估測電池容量已用盡，而如果再經對電池老化因素作電量調整，就可以大略顯示出目前電池的電量，如圖 8-20 所示。

雖然在估測電池電量終止後，電池仍可以以比此放電電流小的電流值繼續放電一段時間，但此時如果不將電池放電電流限制住，會很容易造成電池端電壓急速下降，因而造成電池損壞。所以在實際電動機車使用中，當殘電量儀表板已顯示電量不足時，可以考慮改採低速度限電流的方式行駛，讓騎乘者可以慢速騎至充電站充電補充電量。

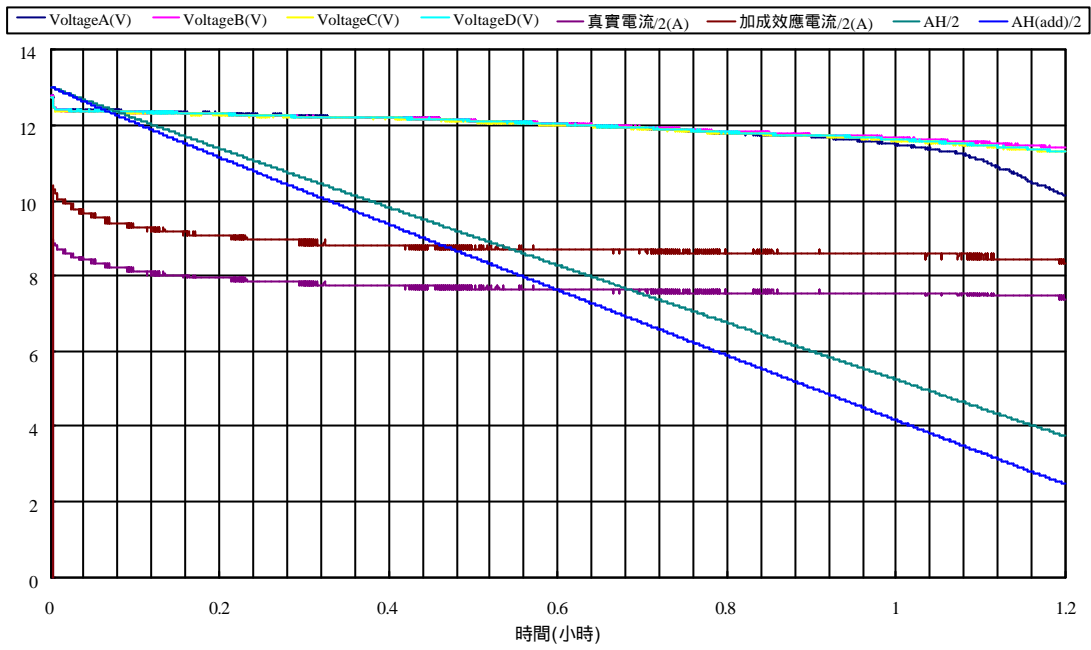


圖 8-19 殘電量估測圖(未對電池老化因素作修正)

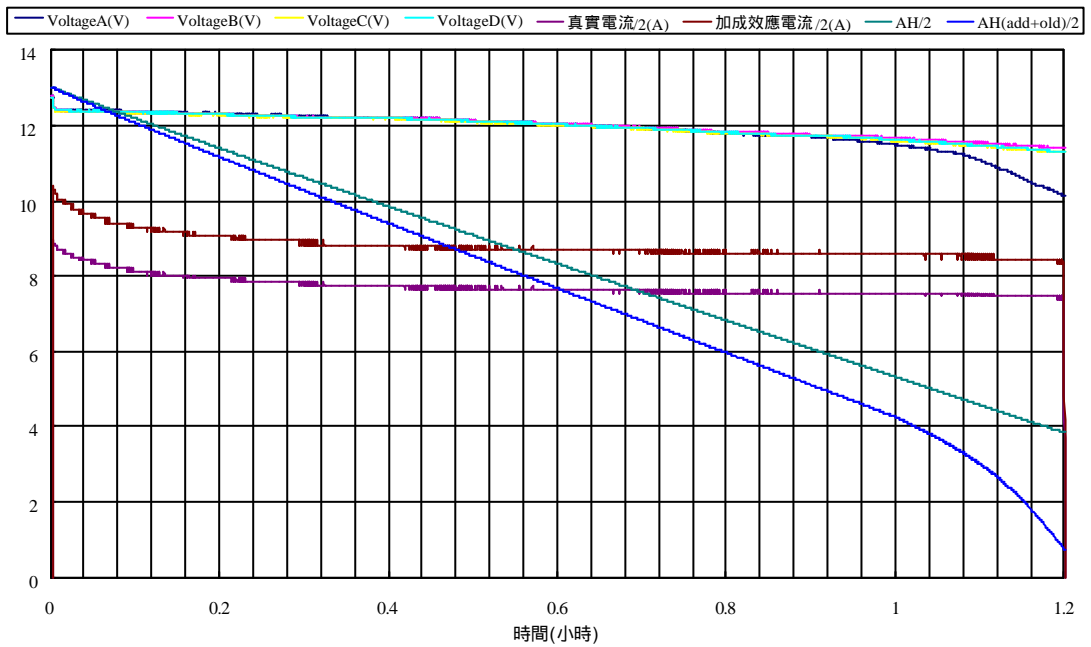


圖 8-20 殘電量估測圖(對電池老化因素作修正)

第九章 結論

9.1 結語

本論文製作出一以數位訊號處理器 (DSP) 為基礎的智慧型電動機車電池充殘電器，且將充電與殘電估測結合成一系統。在充電部份，運用智慧型模糊充電法及所設計的充電器電路架構，將之應用在四顆電池串聯的環境上，在實驗結果中，得知可以讓電池在 6~8 小時之內充完電，且能夠智慧地依電池的電量和電壓不同，給予不同程度的充電電流，因此不至於造成個別電池過充或是有不當的充電電流造成電池的損壞情形發生；在殘電量估測部份因使用具有較精確殘電量估測之改良式庫侖量測法可以對不同等級的放電電流，對電池容量造成的加成影響估算在內，同時也考慮因電池的老化因素對殘電量造成的影響。故本論文所提出之充電與殘電器為一高性能且可行的系統。

本論文所建立的系統優點如下：

- (1) 使用運算功能強大且為整合型的 DSP(ADMC331)，使得效率提高，且不會增加數位電路部分的成本。
- (2) 運用智慧型模糊充電法，可以依電池電壓和電量的不同，給予不同的充電電流，因此可以保護電池避免當其尚有仍多電量時還運用一固定大電流充電，而造成電池的損壞。
- (3) 運用智慧型地判斷控制一組電池的電壓電流迴路，進而對四顆電池加以充電，而不會發生單顆電池過充或充不飽的情形。
- (4) 在充電中加入了溫度補償的功能，所以可以確實的保護電池避免因溫度太高而造成的損壞。
- (5) 在充電器的部份，運用電阻分壓差動放大的電流感測電路取代霍爾感測元件，可以降低許多成本。
- (6) 可以使用家用電達成 6~8 小時快速充電的目標。
- (7) 使用具有較精確殘電量估測之改良式庫侖量測法可以較精確的估測電池的殘電量。

9.2 建議事項

本論文中整個實驗架構，在電動機車電池充殘電器系統設計上雖然已經有不錯的結果呈現，但是仍有未臻理想待改進之處，建議未來可以朝下列目標繼續研究：

- (1) 除了對電池的均勻充電外，另外一方面很重要的是針對放電，均勻放電可能是一個很重要的課題，如何使性能較不好的電池可以減少放電電流或停止放電，由其他電池來提供電量。
- (2) 在殘電量估測時，可能必須把電池的充放電次數當成一個因素，再運用一些模糊控制估測電池狀態，如此應該可以把電池的容量估測更準。
- (3) 在電路的部分，可以考慮使用柔性切換的技術，減小開關元件切換瞬間產生的突波。
- (4) 由於將充電與殘電器結合在同一系統，故可以監控電池的情況，當電池出現狀況時，適時發出更換電池的訊號。
- (5) 加強保護電路的設計及考慮電路的安全性，不論是過電流或是過電壓保護，在對於使用者的安全來說，都是不可或缺的。
- (6) 充電電路的設計需具備有省電功能，可將一些切換上的損失減到最低，同時也需考慮電池在充電時的效率問題。
- (7) 在論文中的電源供應電路架構部份，大部份都是採用切換式電源供應器的方式設計，切換式電源供應器是電磁干擾的產生來源，以防治的觀點而言，EMI 和 EMC 的問題是一定要量測並加以解決的。
- (8) 在現今電力品質要求嚴格的環境下，功因修正電路設計，是一個必然的趨勢。

參考文獻

- [1] “Introduction to Batteries,” Hawker Energy Products Inc.
- [2] “Electric Vehicle Application Handbook For Genesis Sealed-Lead Battery” – Fourth Edition, Hawker Energy Products Inc.
- [3] “Genesis Application Manual” – Fifth Edition, Hawker Energy Products Inc.
- [4] L. A. Zadeh, “Fuzzy sets,” Inform. Control, Vol. 8, 1965, pp. 338-353.
- [5] E. Sanchez and L. A. Zadeh, “Approximate Reasoning in Intelligent Systems, Decision and Control,” Pergamon, 1987.
- [6] E. H. Mamdani, “Applications of Fuzzy Algorithms for Simple Dynamic Plant,” Proc. IEE, Vol. 121, No. 12, 1974, pp. 1585-1588.
- [7] 孫宗瀛與楊英魁編著, “Fuzzy 控制理論、實作與應用”, 全華科技圖書股份有限公司, 1994。
- [8] E. H. Mamdani and B. R. Gaines, “Fuzzy Reasoning and its Applications,” Academic, 1981.
- [9] T. J. Ross, “Fuzzy Logic with Engineering Applications,” McGraw-Hill, Inc., 1997.
- [10] “HIGH FREQUENCY SWITCHING POWER SUPPLIES : theory and design,” Second Edition by GEORGE C. CHRYSISS, McGraw-Hill Inc.。
- [11] 梁適安編著, “交換式電源供給器之理論與實務設計”, 全華科技圖書股份有限公司。
- [12] “高頻變壓器設計實務”講義, 工業技術研究院能源與資源研究所, 1995。
- [13] “Magnetics Designer Application Note,” Intusoft, 1997.
- [14] “變壓器設計實務”, 卓傑企業有限公司, 1999。
- [15] “電感器設計實務”, 卓傑企業有限公司, 1999。
- [16] 林志一與曾龍圖編著, “IsSpice Version 8 交談式電路模擬分析與應用”, 全華科技圖書股份有限公司, 1997。
- [17] 林新康編譯, “交換式穩壓器設計要訣”, 建宏出版社。
- [18] 李世興編譯, “電池活用手冊” 全華科技圖書股份有限公司, 1996。
- [19] Li SUN, Xinde TAN, Fuchun XIE, Chunli SONG, “The Battery Management System for Electric Vehicle Based on Estimating Battery’s State,” 15th Electric Vehicle SYMPOSIUM.
- [20] Bernhard Hauck, Jag Altmeier, “Test and Evaluation of the Battery Management System with the Two WIRE Bus,” 15th Electric Vehicle SYMPOSIUM.
- [21] M.Ceraolo, D. Prattichizzo, P. Romano, F. Smargrasso, “Experience on Residual-Range Estimation of Electric Vehicles powered by Lead-Acid Batteries,” 16th Electric Vehicle Symposium.

- [22] Alvin J. Salkind, Pritpal Singh, Craig Fennie, Jr. and David E. Reisner, “A Fuzzy Logic Approach to State-of-Charge Determination in High Performance Batteries with Applications to Electric Vehicles,” 16th Electric Vehicle Symposium.
- [23] Xiaomin Sun, Yufei Zhong, Guoguang Qi, Zaiqing Nie, “EV Battery Management System with Fuzzy Expert Diagnosing,” 16th Electric Vehicle Symposium.
- [24] Han Xiaodong, Du Yu, Chen Quanshi, “Automatic Monitoring System of Traction Battery for Electric Vehicle,” 16th Electric Vehicle Symposium.
- [25] Takahiro Yanagihara, Atsuo Kawamura, “Residual Capacity Estimation of Sealed Lead-Acid Batteries for Electric Vehicles,” 1997 Joint Ias Power Conversion Conference, IEEE Power Engineering, pp. 943-946.
- [26] Atsuo Kawamura, Takahiro Yanagihara, “State of Charge Estimation of Sealed Lead-Acid Batteries used for Electric vehicles,” 29th Power Electronics Specialists Conference(PESC), IEEE, pp. 583-587.
- [27] Takayuki Torikai, Takaaki Takesue, Yukihiro Toyota, Kazushi Nakano, “Research and Development of the Model-Based Battery State of Charge indicator,” Proceedings of the 1992 International Conference on Industrial Electronics, Control, Instrumentation, and Automation, pp. 996-1001.
- [28] 洪芳州編譯, “各類電池使用指南”全華科技圖書股份有限公司, 1994。
- [29] David C. Lay, “Linear Algebra and Its Application,” -second edition, Addison-Wesley Longman, Inc., 1997.
- [30] Martin Hornung, Michael Braun, “A Charging And Charge Equalization System For Series Connected,” 15th Electric Vehicle SYMPOSIUM.
- [31] Analog Devices, “ADMC331 – Single Chip Motor Controller,” Data Sheet.
- [32] Motorola, “TL494 – Switchmode Pulse Width Modulation Control Circuit, ” Data Sheet.
- [33] “Top_Switch Family Application Note,” Power Intergrations, Inc., 1998.
- [34] Analog Devices, “ AD22100 – Voltage Output Temperature Sensor with Signal Conditioning,” Data Sheet.
- [35] “電動車充電技術研討會”講義, 工業技術研究院機械工業研究所, 1999。