

圖 1-1 世界風力發電累積發電容量圖[1]

表 1-1 國內再生能源推動現況與未來發展目標[2]

發展時程 推廣項目	2007		2010		2025	
	裝置容量 (MW)	比例 (%)	裝置容量 (MW)	比例 (%)	裝置容量 (MW)	比例 (%)
1. 慣常水力發電	192	5	216.8	5.7	250	4.4
2. 風力發電	28.16	0.7	98	2.6	300	5.3
3. 太陽光電	0.21	0.0	3.1	0.1	100	1.8
4. 地熱發電	---	---	---	---	15	0.3
5. 生質能發電	63.7	1.7	74.1	1.9	140	2.5
6. 燃料電池	---	---	---	---	20	0.4
7. 海洋能發電	---	---	---	---	20	0.4
合計	284.3	7.5	392.0	10.3	845	15.1

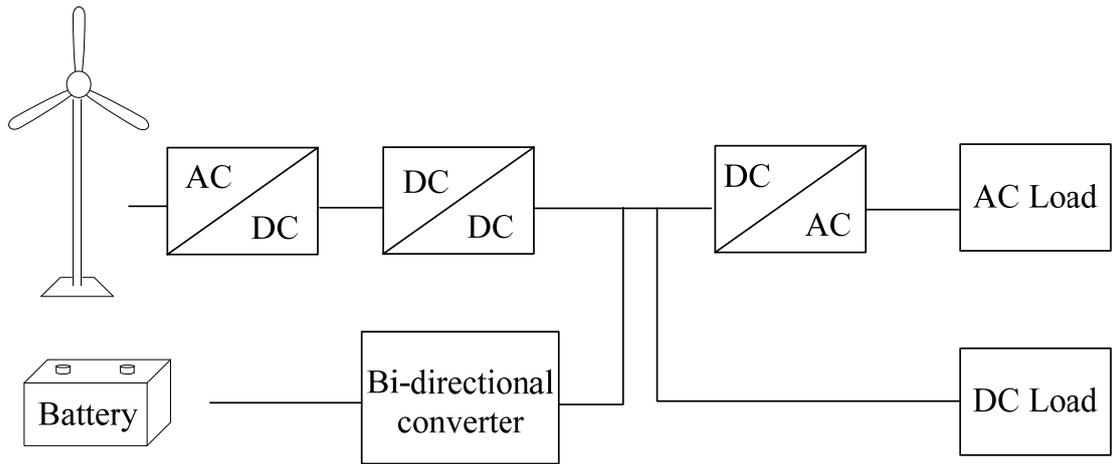


圖 1-2 獨立型再生能源電能轉換器系統架構圖

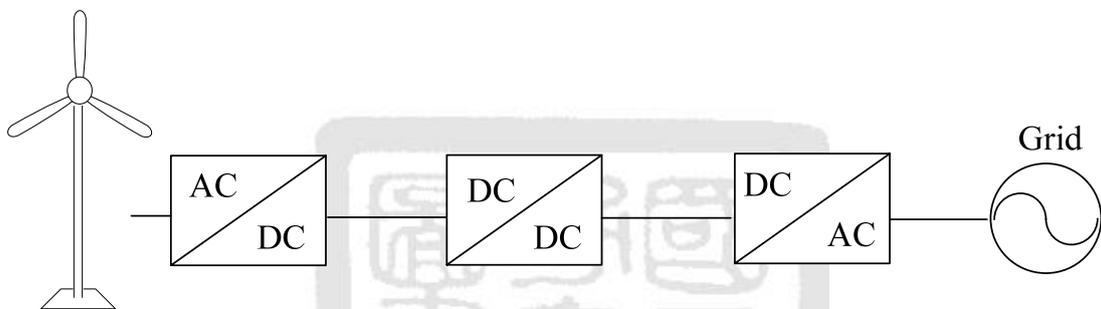


圖 1-3 市併型再生能源電能轉換器系統架構圖

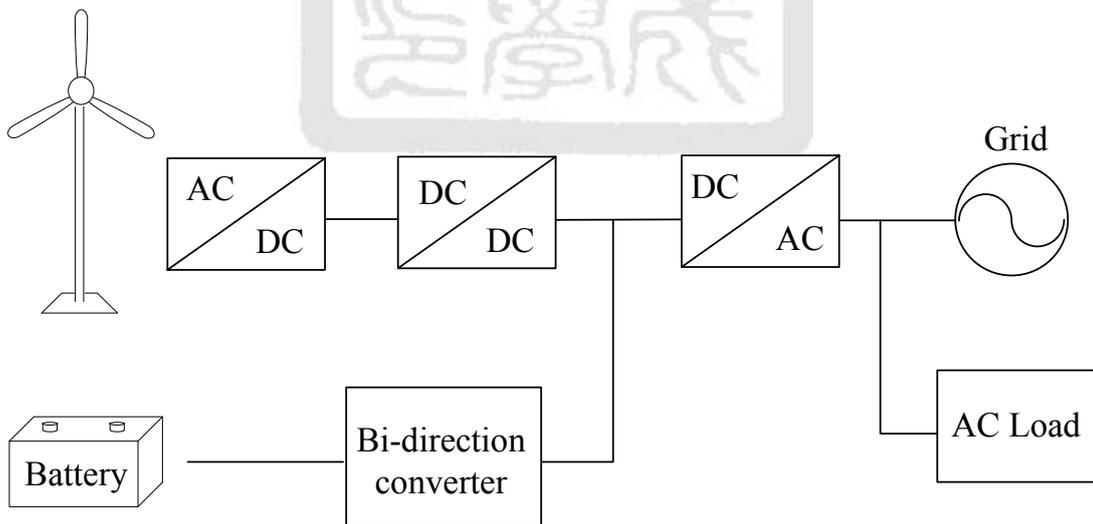


圖 1-4 具儲能設備之市併型再生能源電能轉換器系統架構圖

## 第二章 風力發電系統

### 2-1 本章簡介

本章節首先介紹風力發電機種類及發電機特性，分析風速與輸出功率變化情形，並繪製風力發電機最大功率曲線圖，接著介紹常用於再生能源系統之電能轉換器，分析其動作原理及系統特性，最後針對最大功率追蹤法進行探討，分析控制方法及優缺點。

### 2-2 風力發電機種類

風力發電機種類相當多，可依照旋轉結構、發電機種類等參數加以分類[24-25]。依照旋轉結構可將風機分為垂直式與水平式，垂直軸式風力發電機具有對稱之扇葉，能夠適應不同方向之風力，並且具有啟動轉矩低之優點，如圖 2-1(a)。水平軸式則具有轉換效率高之優點，較適合風力較大，風向固定之風場使用，如圖 2-1(b)。

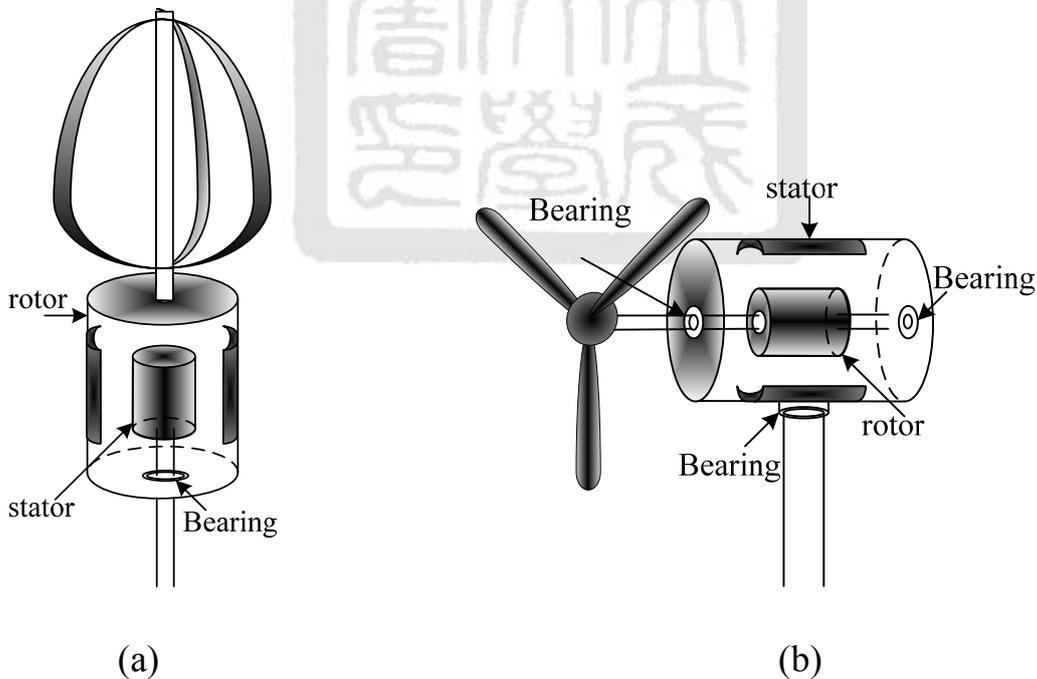


圖 2-1 (a) 垂直軸式風力發電機 (b) 水平軸式風力發電機

發電機本身類型可分為非同步機和同步機兩種，非同步機可稱為自激式感應電動機，同步機可稱為同步發電機，非同步機構造簡單、容易維護、價格低廉，但由於運轉時會消耗虛功，且需要啟動裝置，整體經濟效益和效率皆比較低；同步機因為轉子可以直接安裝在轉軸中心，不需要另外安裝齒輪組，可以減少噪音和機械損耗，整體效率比非同步機高，目前同步機技術發展逐漸純熟，因此現在多採用同步機作為風力發電機之發電核心，表 2-1 為同步機與非同步機特性比較表。

同步發電機種類又可分為激磁繞線式及永磁式發電機。激磁繞線式同步發電機可利用轉子磁場的控制來調整可控速範圍，適用於低速與高轉矩風力發電機。永磁式同步發電機轉子使用永久磁鐵，構造簡單，但可控速範圍受限。

表 2-1 同步機與非同步機比較表[25]

	優點	缺點
非同步機	(1)結構簡單、堅固 (2)成本低 (3)易於維護	(1)功率因數低，諧波失真大 (2)電壓建立不易 (3)需要啟動裝置
同步機	(1)功率因數高，整體效率高 (2)電壓建立容易 (3)適用於中小型發電 (4)不需啟動裝置	(1)結構較複雜 (2)成本較高

其中  $C_p$  為風力渦輪機的性能係數， $\lambda$  為風力渦輪機葉片尖端速率比。

$\lambda$ 可由下列方程式表示：

$$\lambda = \frac{R \times \omega_m}{V_w} \quad (2-4)$$

其中  $R$  為渦輪機葉片半徑， $\omega_m$  為風力渦輪機的角速度。

圖 2-2 為一個風力發電機之  $C_p$  對  $\lambda$  之特性曲線圖，可知風力發電機的性能係數  $C_p$  並不是常數，風力渦輪機的輸出功率  $P_m$  亦將隨著  $C_p$  的變化而改變，圖 2-3 所示為一典型  $P_m$  對渦輪機頻率  $\omega_m$  之特性曲線，由圖 2-3 觀察可知，在每一個風速下，風力發電機都有一個最大功率點，只有運轉在最大功率點，風力發電機才能獲得最大的輸出功率。

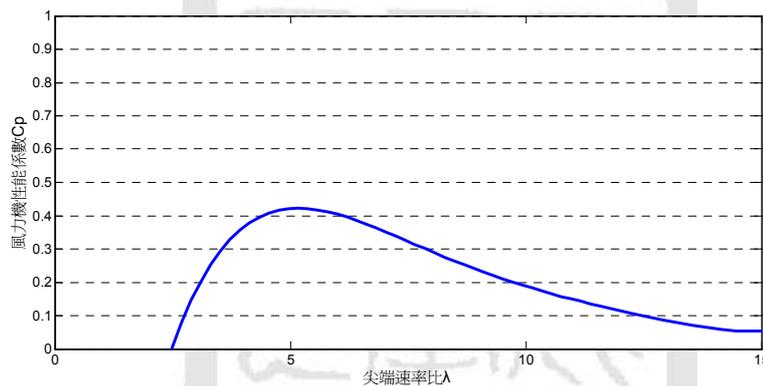


圖 2-2 風力發電機之性能係數  $\lambda$ - $C_p$

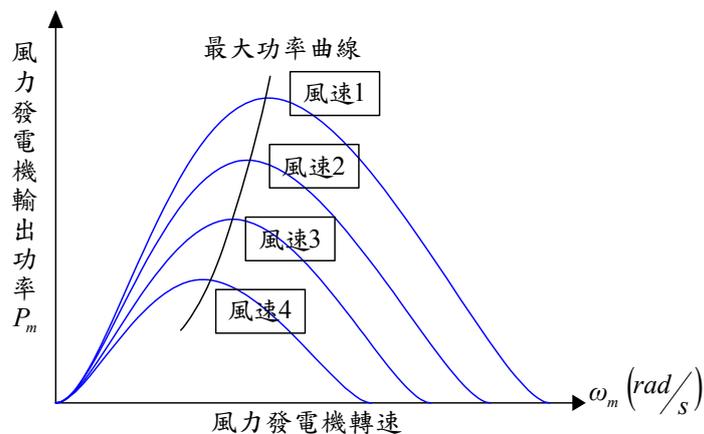


圖 2-3 風力輪機之輸出功率對發電機頻率特性曲線示意圖

## 2-4 DC-DC 電能轉換器

由於再生能源發電容易受到環境因素影響，輸出電能較不穩定，必須使用電能轉換器輔助來穩定輸出電能，風力發電機輸出為三相交流電，需要經過整流系統方可與電能轉換器連接，本文使用傳統三相橋式整流器作為整流系統，後端電能轉換器依其功能可分為升壓型、降壓型、升降壓型以及雙向電能轉換器，本文針對升壓型及雙向電能轉換器進行分析。

### 2-4-1 DC-DC 電能轉換器

圖 2-4 為升壓型直流-直流轉換器電路圖，其組成包含功率開關  $SW_1$ 、二極體  $D_1$ 、耦合電感  $L_1$  及輸出穩壓電容  $C_1$ 。當功率開關導通時，電感產生  $V_{in}$  之跨壓並將能量儲存於電感中，此時電感電流逐漸上升；當開關截止時，電感所儲存的能量與輸入電源重疊，經功率二極體放電至負載，所以輸出所得之電壓會比輸入電壓高。圖 2-5 及圖 2-6 為升壓型直流轉換器之功率開關導通及截止時的等效電路圖。其工作原理如下[26-27]：

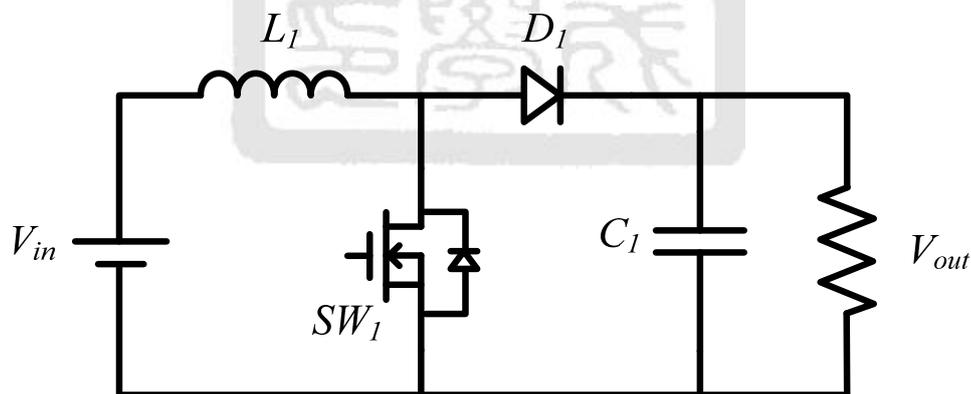
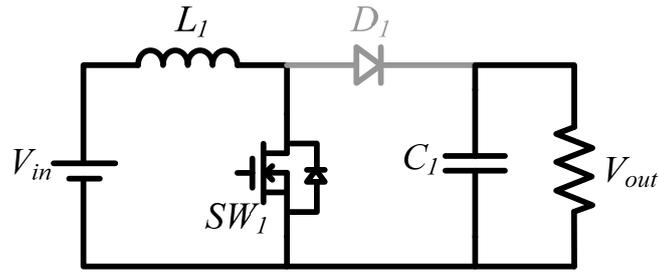
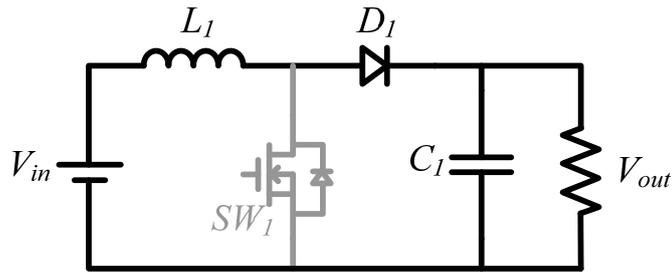


圖 2-4 升壓型直流/直流轉換器電路圖



(a) 開關導通



(b) 開關截止

圖 2-5 開關導通及截止時等效電路圖

功率開關  $SW_1$  導通時，輸入端電壓跨於電感兩端，並儲能於電感中，圖 2-6 為連續導通模式下電感電壓電流波型圖。

$$V_L(t) = V_{in} \quad (2-5)$$

電感充電之電流為 ( $0 \leq t \leq DT_s$ )， $D$  為開關責任週期

$$i_L(t) = i_L(0) + \frac{1}{L} \int_0^t V_L(t) dt = i_L(0) + \frac{1}{L} V_{in} t \quad (2-6)$$

並於  $t = DT_s$  代入式(2-6)可得

$$i_L(DT_s) = i_L(0) + \frac{1}{L} V_{in} DT_s \quad (2-7)$$

而當功率開關  $SW_1$  截止時，電感產生的跨壓為

$$V_L(t) = -(V_{out} - V_{in}) \quad (2-8)$$

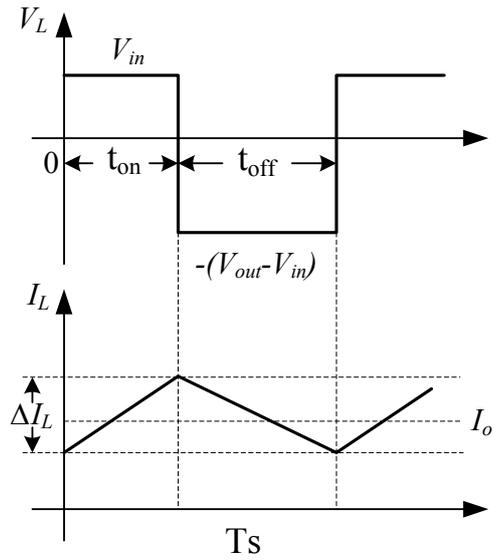


圖 2-6 升壓轉換器電感電壓電流波形圖

**2-4-2 雙向直流電能轉換器**

雙向升降壓電路常運用於電池雙向充放電電路中，其組成包含功率開關  $SW_1$ 、 $SW_2$ 、耦合電感  $L_1$  及輸出穩壓電容  $C_1$ ，如圖 2-7 所示，視用戶端使用而定，通常低壓側連接電池，底下以  $V_{in}$  來表示，高壓側連接電源，底下以  $V_{out}$  來表示。

進行充電控制時系統操作在降壓模式，由  $V_{out}$  端對電池進行降壓充電，利用調整  $SW_2$  來進行充電控制，此模式一方面用於對電池充電，另一方面也可視為利用電池來降低  $V_{out}$  電壓；操作於升壓模式時，由  $V_{in}$  端進行升壓放電，經由控制  $SW_1$  釋放電池能量，提升  $V_{out}$  端電壓，如圖 2-7。圖 2-8 及圖 2-9 為雙向升降壓轉換器，升壓模式與降壓模式動作原理如下 [26-27]：

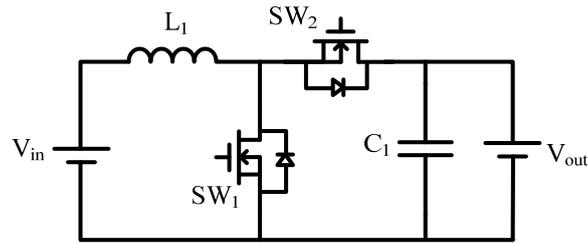


圖 2-7 雙向升降壓轉換器電路圖

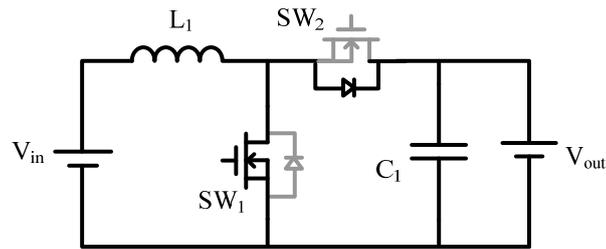


圖 2-8 升壓模式電路圖

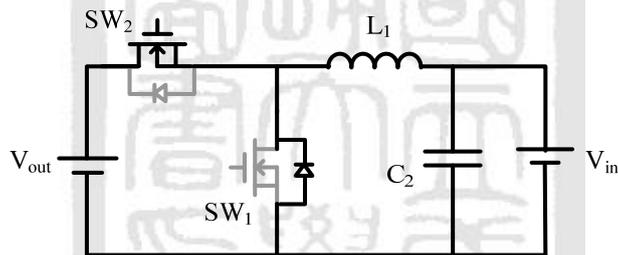


圖 2-9 降壓模式電路圖

### 升壓模式

升壓模式控制開關  $SW_1$  來調整輸出電壓與輸入電壓的比例，控制電池放電電流大小且能隔離輸入端與輸出端；圖 2-8 為升壓模式電路圖，其優點有二：一為效率高，由於流過功率開關元件之電流小，其導通損失也較小，其次為輸入端具有平滑與連續電流特性，降低雜訊與電磁干擾影響，此模式之控制方式與詳細推導已於 2-3-1 章節介紹。

穩態運轉時， $i_L(T_s)=i_L(0)$ 代入式(2-16)與式(2-19)中，可得

$$i_L(T_s) = i_L(0) + \frac{1}{L}(V_{out} - V_{in})D T_s + \frac{1}{L}(-V_{in})(1-D)T_s \quad (2-20)$$

簡化式(2-20)為

$$V_{L(on)}D T_s = V_{L(off)}(1-D)T_s \quad (2-21)$$

此為功率開關元件導通與截止期間，電感達伏特-秒平衡，因而其輸入與輸出關係為

$$\frac{V_{in}}{V_{out}} = D_2 = \frac{t_{ON}}{T_s} \quad (2-22)$$

由式(2-22)得知輸出電壓會小於等於輸入電壓，故為降壓轉換器，並假設轉換上無損失，則可得  $P_{in}=P_{out}$ ，如此得式(2-23)，以此轉換輸入輸出電壓與電流之關係。

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{V_{in}}{V_{out}} = \frac{1}{D} \quad (2-23)$$

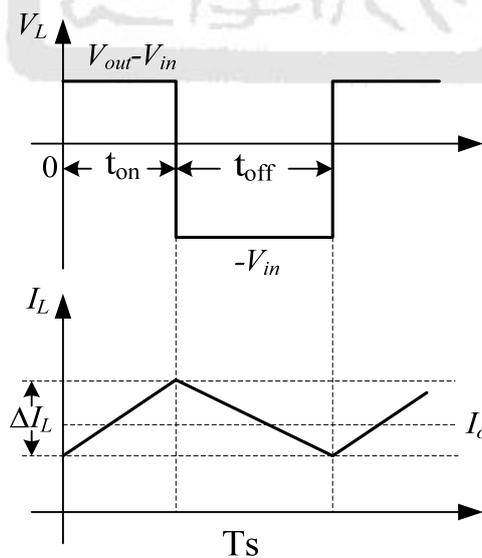


圖 2-10 降壓模式電感電壓電流波形圖

## 2-5 DC-AC 電能轉換器

直流-交流電能轉換器又稱為變流器，主要是利用控制功率開關的切換將直流電轉換成交流電，本文使用傳統全橋式變流器來產生交流電壓與市電併聯，如圖 2-11。變流器功率開關切換技術採用正弦波脈波寬度調變(SPWM)控制，此法輸入電壓通常為固定，變流器本身能藉由切換控制達成調頻及調幅的功能。[26-27]

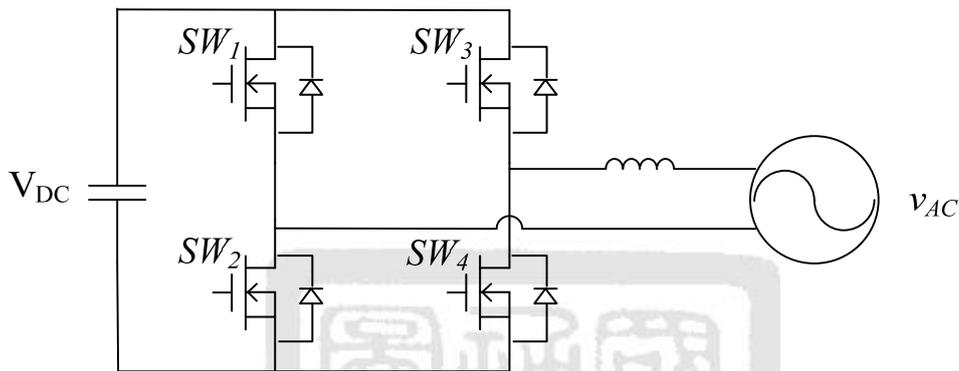


圖 2-11 直流-交流電能轉換器系統架構圖

正弦波脈波寬度調變控制其開關信號產生的方式，是利用一正弦波訊號  $v_{control}$  與三角波訊號  $v_{tri}$  比較來產生。當正弦波的值大於三角波時，脈波訊號為高準位驅動開關動作，小於時則變為低準位命令開關截止；控制輸出交流頻率以及幅度的參數取決於頻率調變比以及振幅調變比，如式(2-24)及(2-25)，其中  $f_l$  為正弦波訊號  $v_{control}$  頻率，即為變流器輸出的基本頻率，稱為調變頻率， $f_s$  為三角波控制訊號  $v_{tri}$  頻率，等於功率開關的切換頻率，也稱為載波頻率，在變流器中控制  $m_f$  越高輸出電壓越接近弦波； $v_{control,peak}$  為弦波控制訊號  $v_{control}$  之峰值， $v_{tri,peak}$  為鋸齒波  $v_{tri}$  之峰值，控制  $m_a$  可以調整變流器輸入與輸出電壓的比例，也可以控制輸出電流的大小。

圖2-12(d)為輸出電壓波形，全橋變流器若採用單極性的SPWM 切換方式，其輸出電壓會在 0 和  $+V_{DC}$  間變換之脈衝電壓波形或 0 和  $-V_{DC}$  間作變換之脈衝電壓波形，故可稱為單極性電壓切換。

整理開關切換狀態與相對應的輸出電壓值後可以得到單極性電壓切換模式的開關函數如表2-2 所示。根據四個開關導通與截止的狀態，變流器的操作模式有四種組合，其動作如圖2-13 所示：

操作模式A.  $SW_1、SW_4$  on :  $v_{AN} = V_{dc}$ 、 $v_{BN} = 0$ 、 $v_{AB} = +V_{DC}$

操作模式B.  $SW_2、SW_3$  on :  $v_{AN} = 0$ 、 $v_{BN} = V_{dc}$ 、 $v_{AB} = -V_{DC}$

操作模式C.  $SW_1、SW_3$  on :  $v_{AN} = V_{dc}$ 、 $v_{BN} = V_{dc}$ 、 $v_{AB} = 0$

操作模式D.  $SW_2、SW_4$  on :  $v_{AN} = 0$ 、 $v_{BN} = 0$ 、 $v_{AB} = 0$

表 2-2 單極性電壓切換模式開關函數

$SW_1$	$SW_2$	$SW_3$	$SW_4$	$v_{AN}$	$v_{BN}$	$v_{AB}$
1	0	0	1	$V_{DC}$	0	$V_{DC}$
0	1	1	0	0	$V_{DC}$	$-V_{DC}$
1	0	1	0	$V_{DC}$	$V_{DC}$	0
0	1	0	1	0	0	0

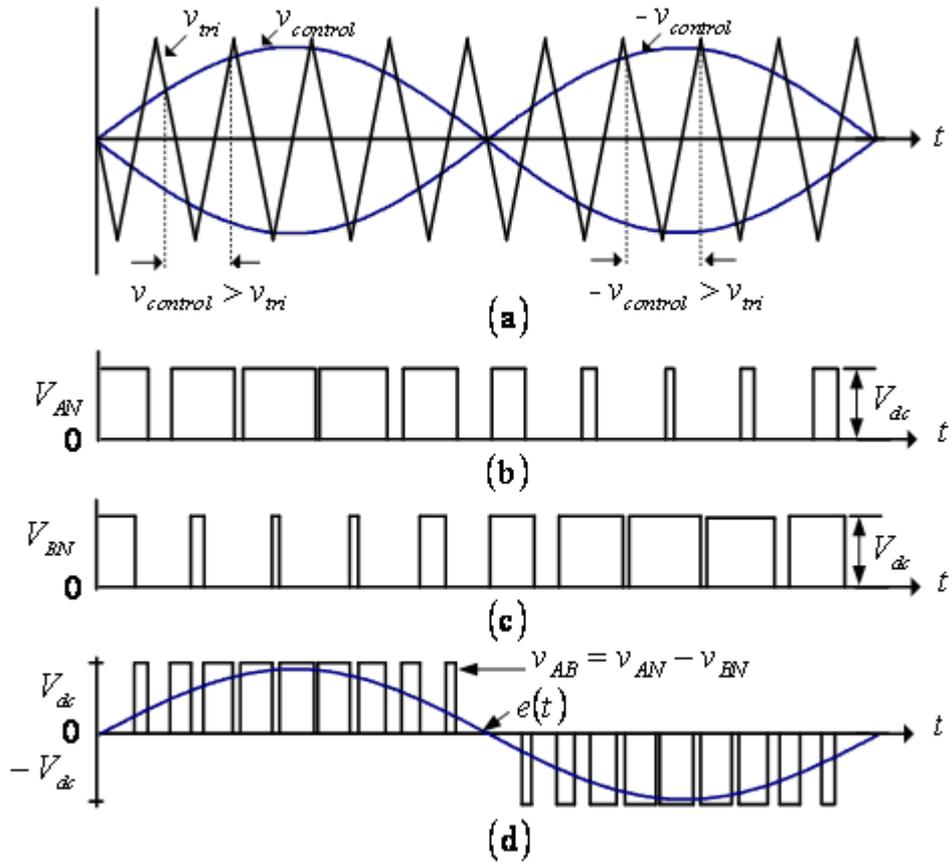


圖 2-12 採用單極性正弦脈波寬度調變之訊號示意圖

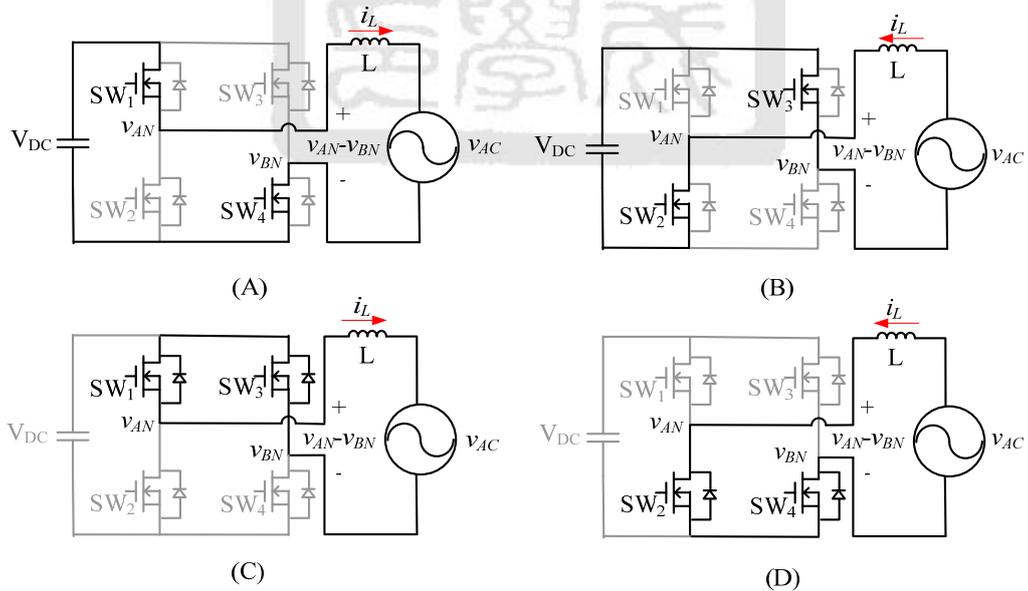


圖 2-13 全橋式變流器採用單極性切換方式之操作模式圖

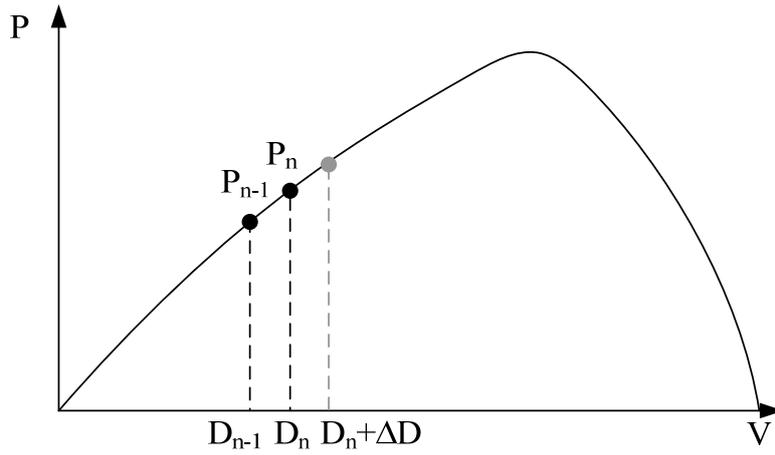


圖 2-14 擾動觀察法示意圖

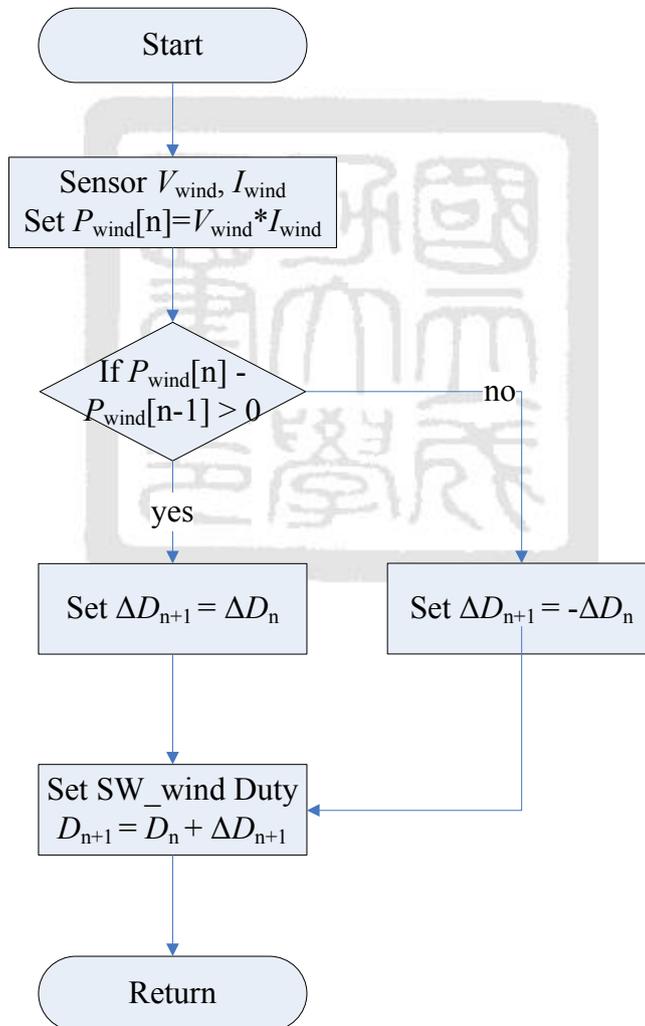


圖2-15 擾動觀察法控制流程圖[8-12]

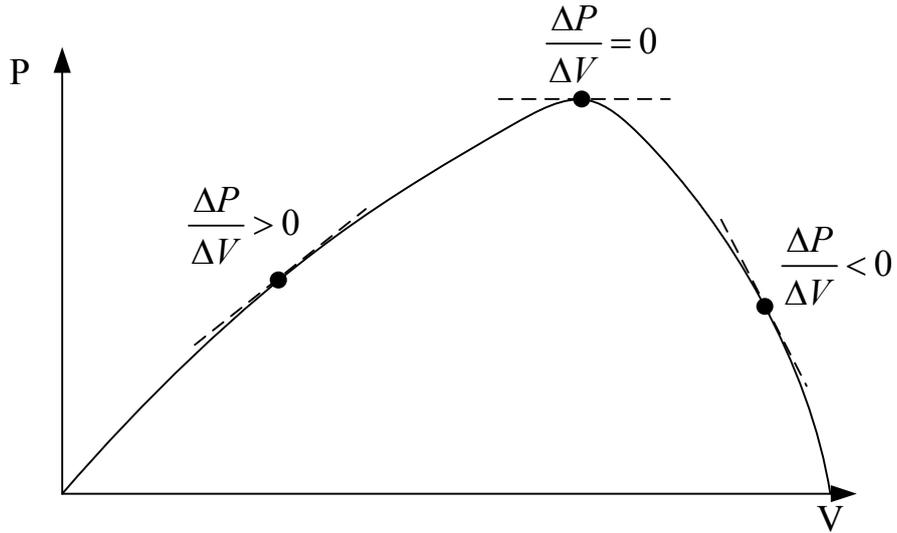


圖 2-16 增量電導法示意圖

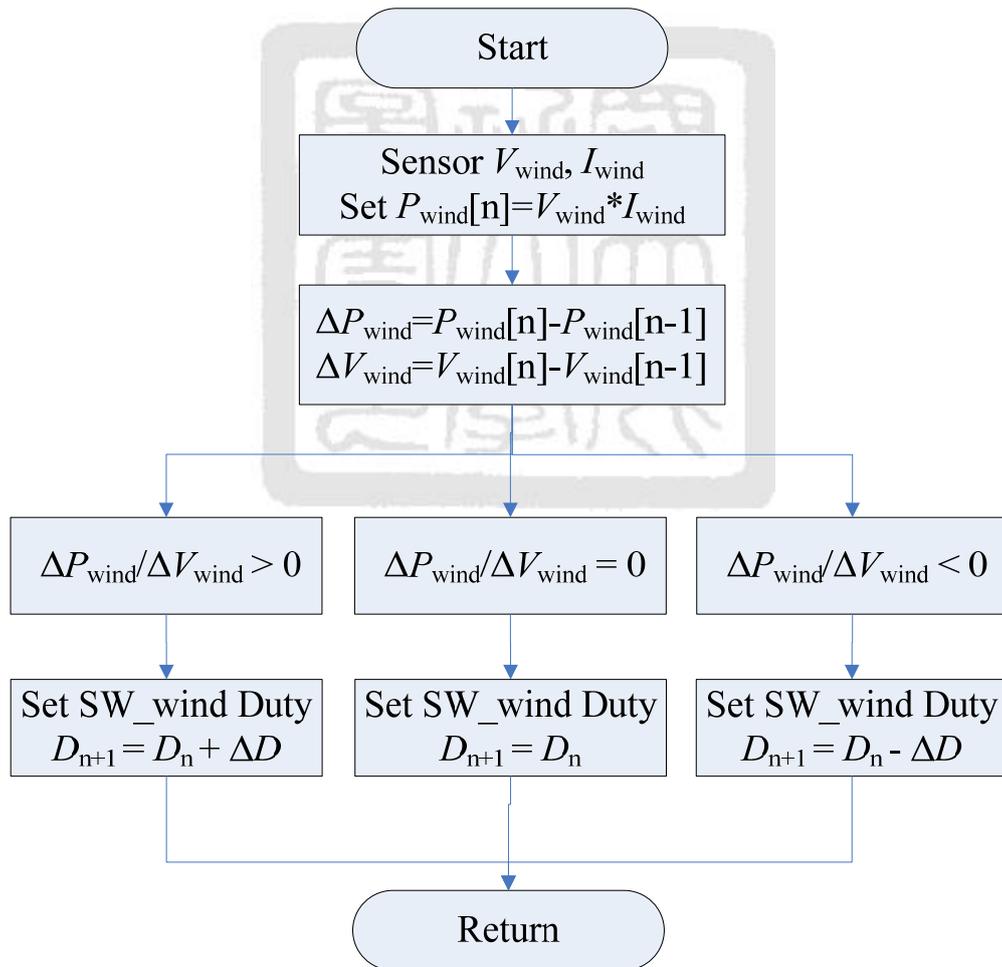


圖2-17 增量電導法控制流程圖[10]

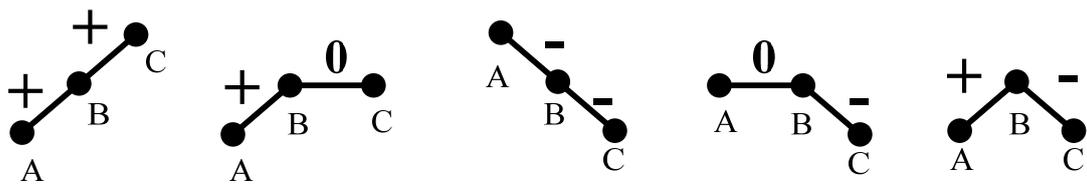
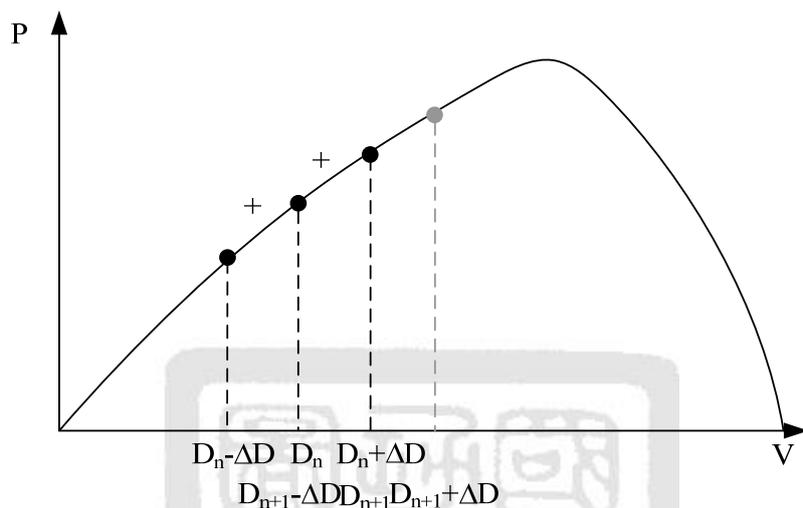
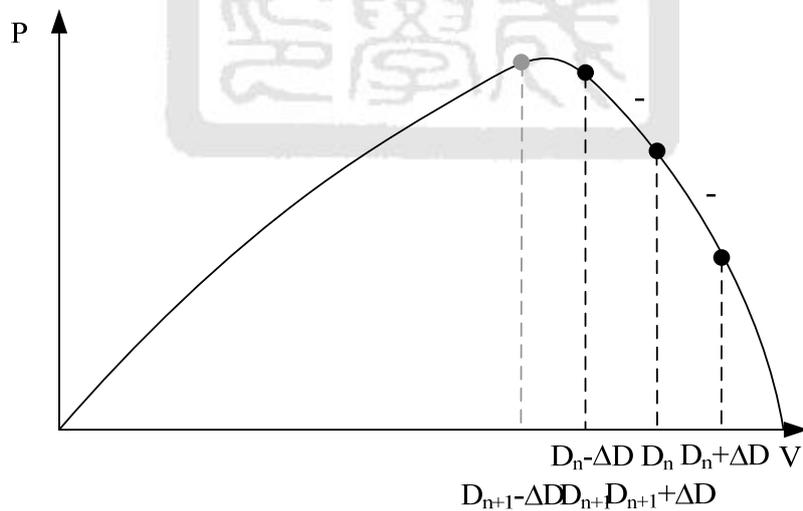


圖 2-18 三點權位法權位定義圖



(a)



(b)

圖 2-19 三點權位法示意圖

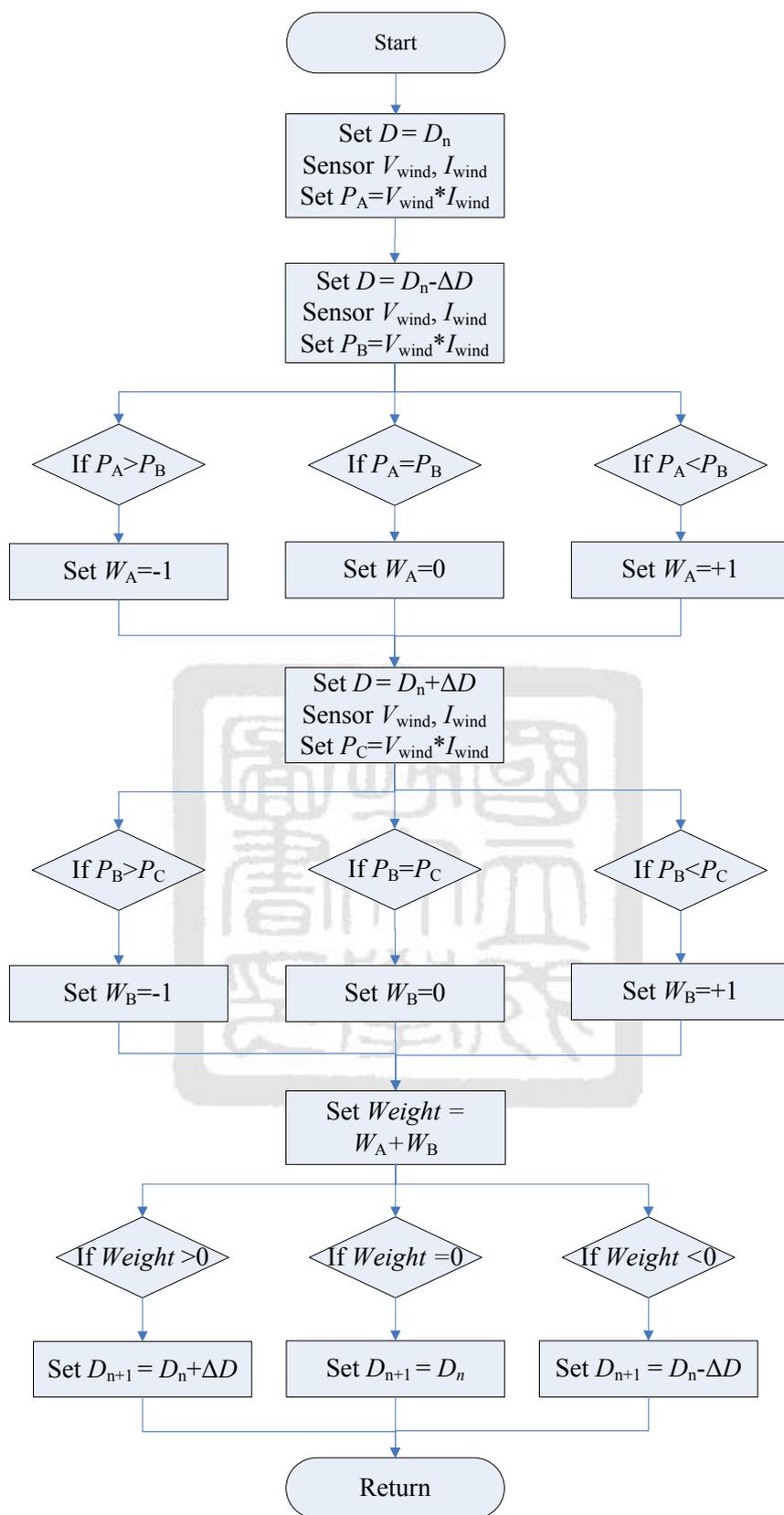


圖2-20 三點權位法控制流程圖[13]

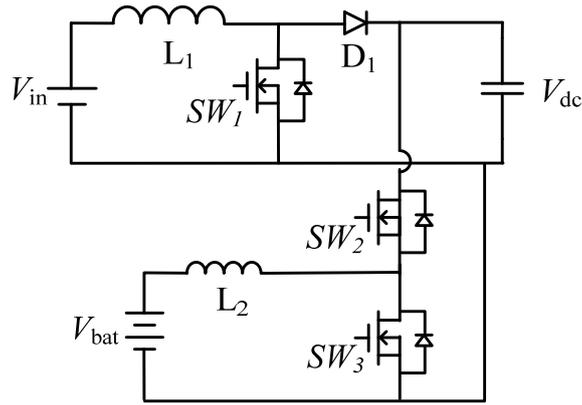


圖 3-1 常見之雙向電能轉換器架構圖

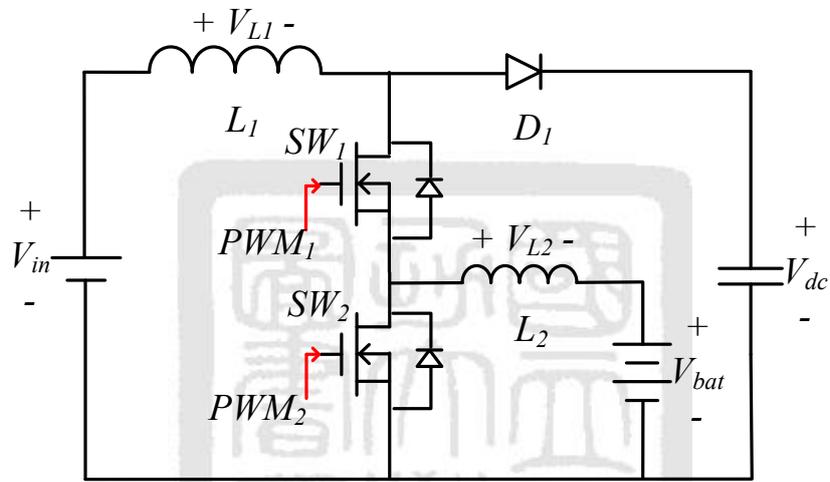


圖 3-2 本文所提電能轉換器架構圖

所提電能轉換器動作原理如下，依照開關導通分為四個模式，請參照圖 3-3，圖 3-4 為電壓與電流參考波型。

模式一( $t_0 \sim t_1$ )：充電模式，參考圖 3-3(a)。

觸發訊號  $PWM_1$  為 1、 $PWM_2$  為 0，此時  $SW_1$  導通、 $SW_2$  截止，輸入端與輸出端電壓差跨在兩個電感兩端，儲能於電感中，此模式用以控制電池充電電流，故為充電模式。

$$V_{L1+L2}(t) = V_{in} - V_{bat} \quad (3-1)$$

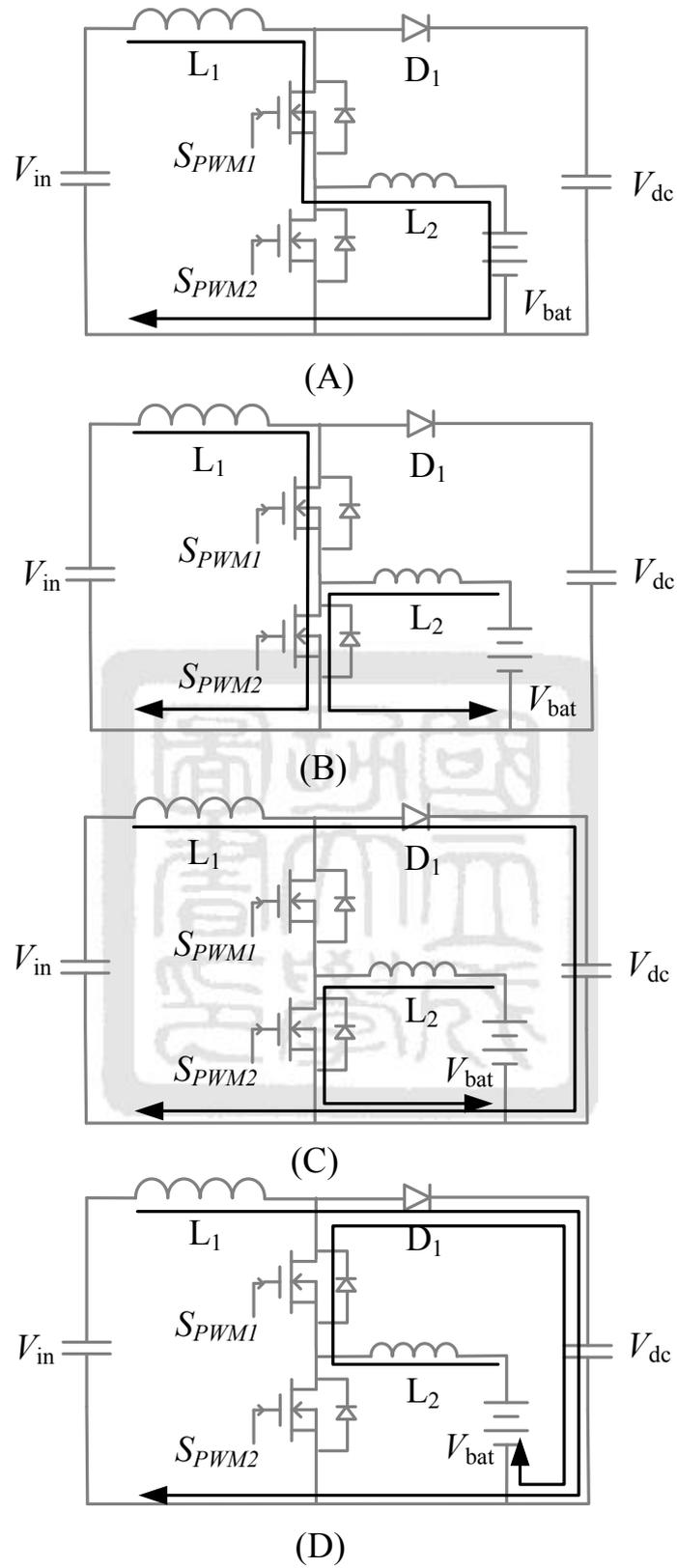


圖 3-3 本文所提電能轉換器動作原理介紹

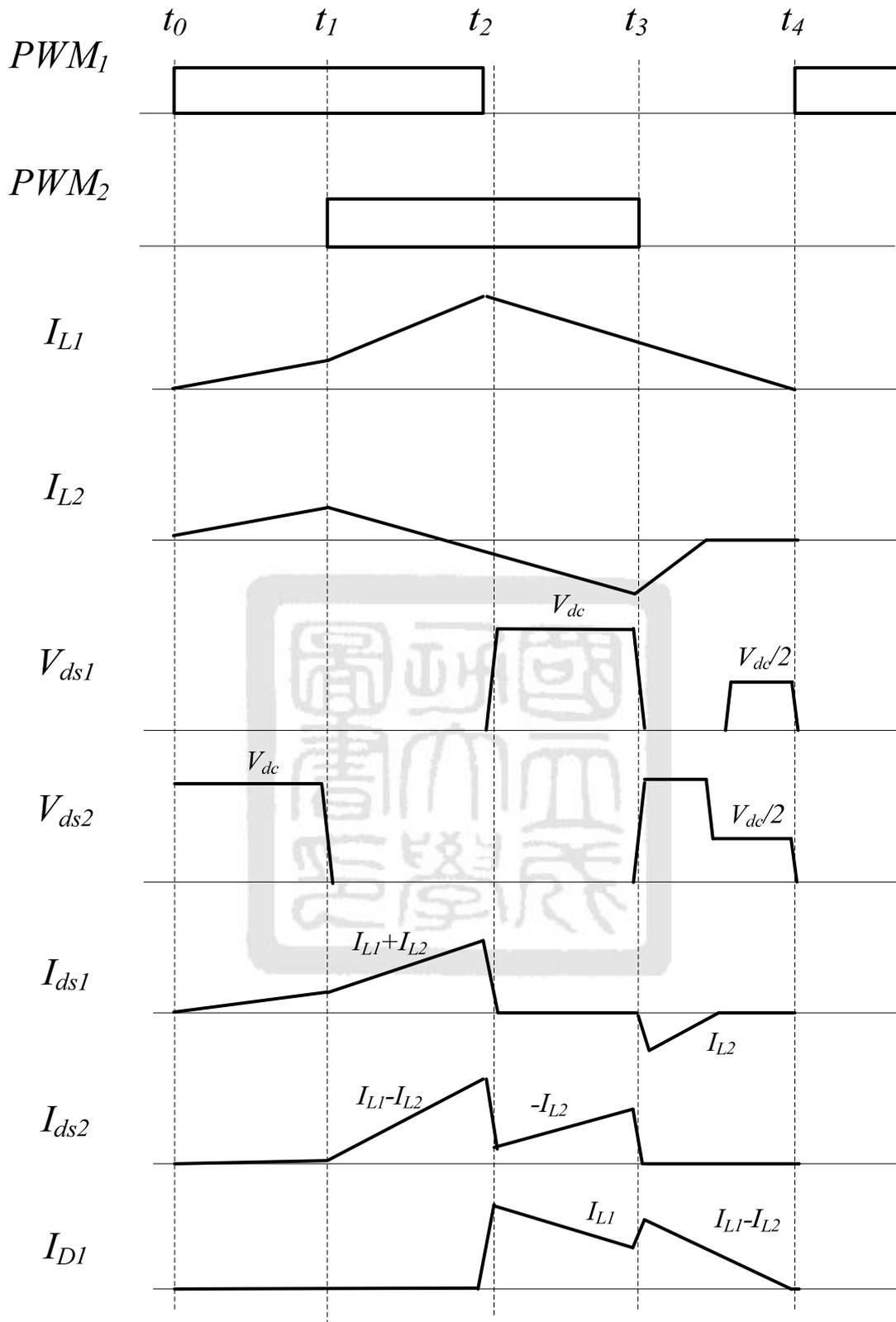


圖 3-4 本文所提電能轉換器電壓電流波型示意圖

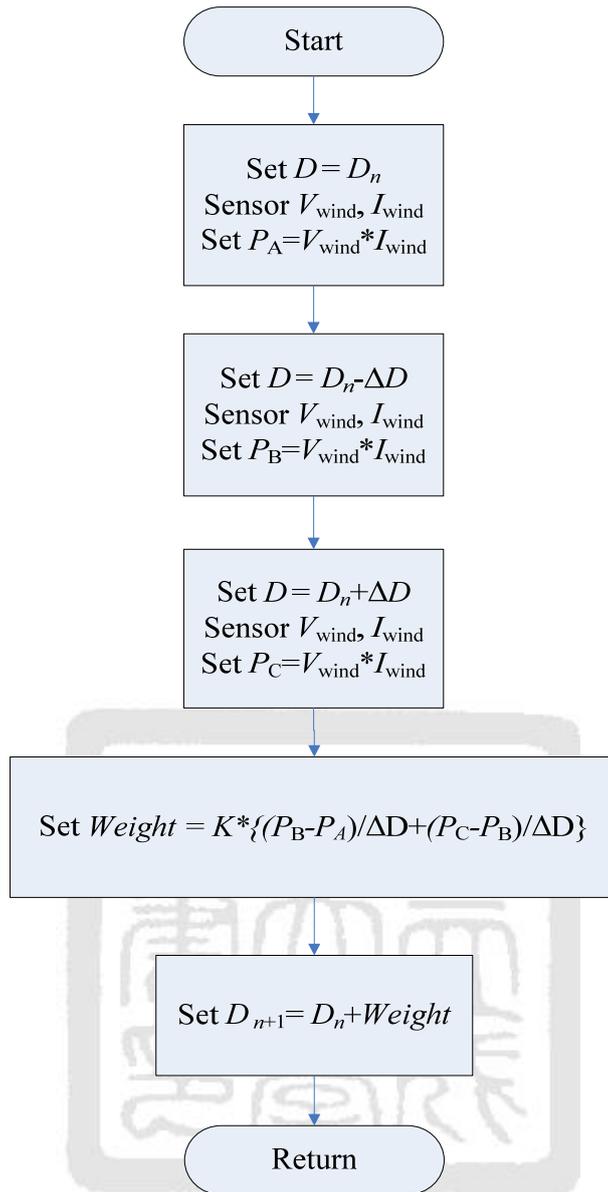


圖 3-5 改良式三點權位法控制流程圖

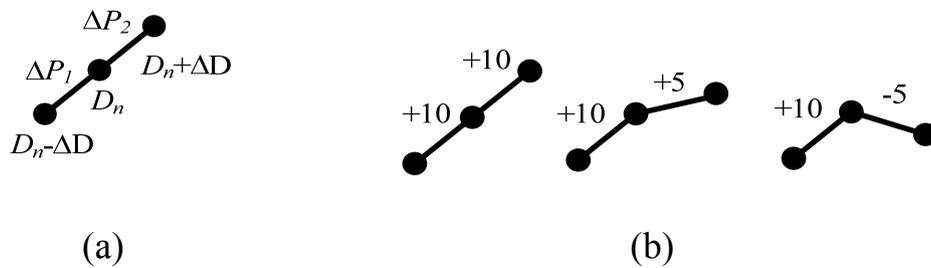


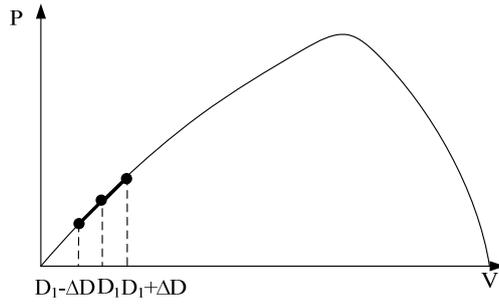
圖 3-6 改良式三點權位法權值變動示意圖

以下將針對追蹤速度及準確度分析三點權位法及改良式三點權位法之追蹤效率。假設圖 3-7(a)是操作點  $D_n$  離最大功率點較遠時，對於最大功率曲線所擷取的三個點；在此情況下，如果用傳統三點權位法來追蹤，系統只會判定最大功率點在右邊，將操作點變動到  $D_{n+1}$ ，如圖 3-7(b)；本文所提改良型三點權位法則會判斷該時功率變化量，並利用此功率變化量來計算下一操作點之值，此方法在操作點離最大功率點較遠時，能夠利用其斜率較大之特性，加大下一個操作點的變動量，如圖 3-7(c)所示，故改良型三點權位法之追蹤速度較好。

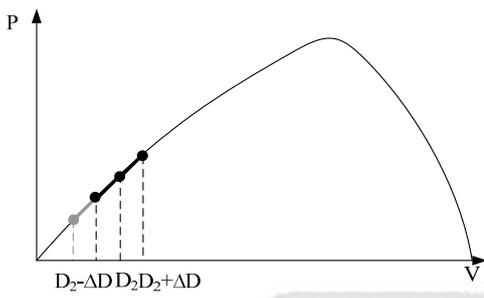
接著討論追蹤之準確性，圖 3-8(a)是當操作點接近最大功率點時，於最大功率曲線所擷取的三個點，此時傳統之三點權位法判斷最大功率點在右邊，將操作點變動到  $D_{n+1}$ ，如圖 3-8(b)，因量測到之三點權值之和為零，故判定  $D_{n+1}$  為最大功率點，但其與實際最大功率點仍存在誤差；改良型三點權位法利用此三點功率變化量來計算下次操作點位置，如圖 3-8(b)操作點已接近最大功率點，功率曲線變化斜率較緩，計算出的操作點變動量不大，故能夠進入微調控制來逐漸追蹤到最大功率點，如圖 3-8(c)，因此使用改良型三點權位法能更準確地操作在最大功率點。以下比較傳統最大功率追蹤法與本文所提之最大功率追蹤法優缺點。

表 3-1 最大功率追蹤法優缺點比較表

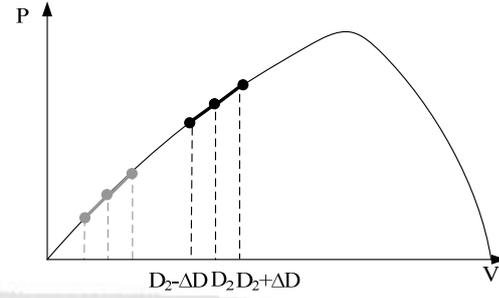
追蹤法	優點	缺點
擾動觀察法	控制簡單	追蹤速度較慢、穩定度較低
增量電導法	準確度高	易受環境干擾
三點權位法	穩定性高	準確度較差
本文所提改良型三點權位法	追蹤速度快、準確度高、穩定性高	控制方法較複雜



(a)

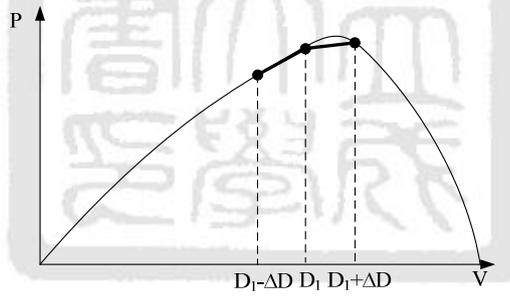


(b)

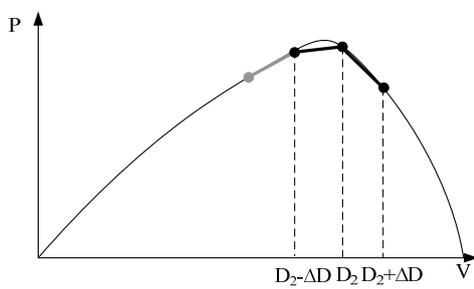


(c)

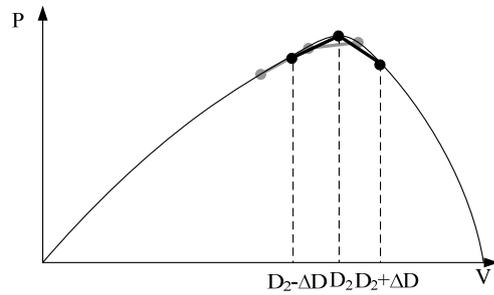
圖 3-7 最大功率追蹤速度比較圖



(a)



(b)



(c)

圖 3-8 最大功率追蹤準確度比較圖

### 3-4 FPGA 控制器設計

本文硬體電路與數位控制器訊號配置如圖 3-9 所示，數位控制器接收電壓電流回授訊號，經運算後輸出七組開關驅動訊號。本文所採用之數位控制器為 Xilinx 公司 Spartan3 系列的 XC3S400-PQ208 晶片[28]，利用硬體描述語言 Verilog HDL 進行內部程式撰寫[29-30]，本系統數位控制內部功能包含了類比/數位轉換控制、最大功率追蹤控制、電池充放電控制、直流電壓電流輸出控制、交流電壓電流輸出控制、脈波寬度調變器等模塊，參照圖 3-10，輸出訊號  $PWM_1$  及  $PWM_2$  作為直流-直流電能轉換器兩開關之控制， $SPWM_1 \sim SPWM_4$  則用以控制全橋直流-交流電流轉換器開關，訊號  $SDL$  則是在風速過高的情況下進行風機制動保護。底下章節將分別針對圖 3-10 中 ADC、MPPT、Charge Control、DC Voltage & Current Control、AC Voltage & Current Control 及 PWM 模塊進行說明。

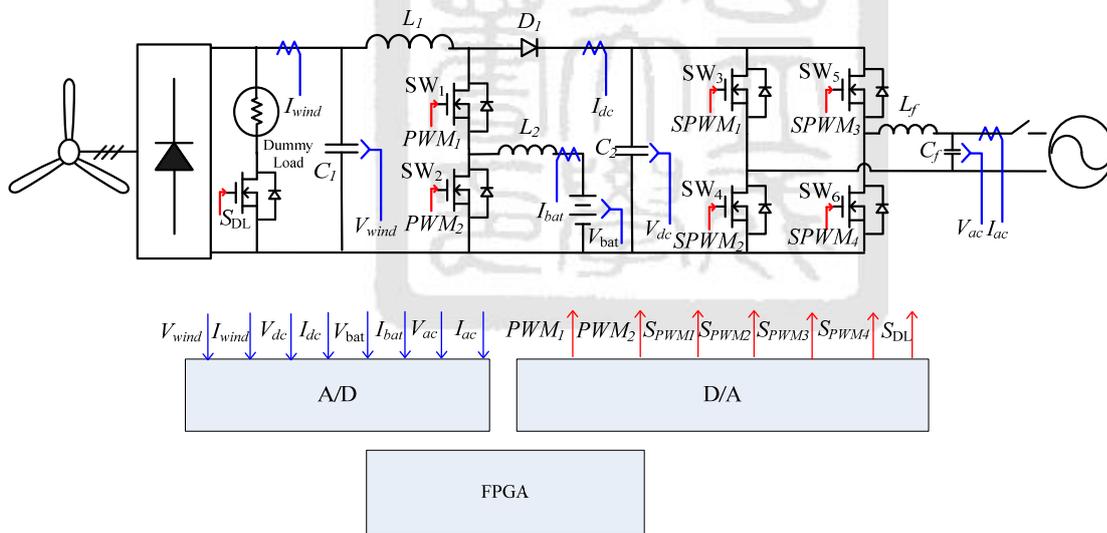


圖 3-9 本文硬體電路與數位控制器訊號配置圖

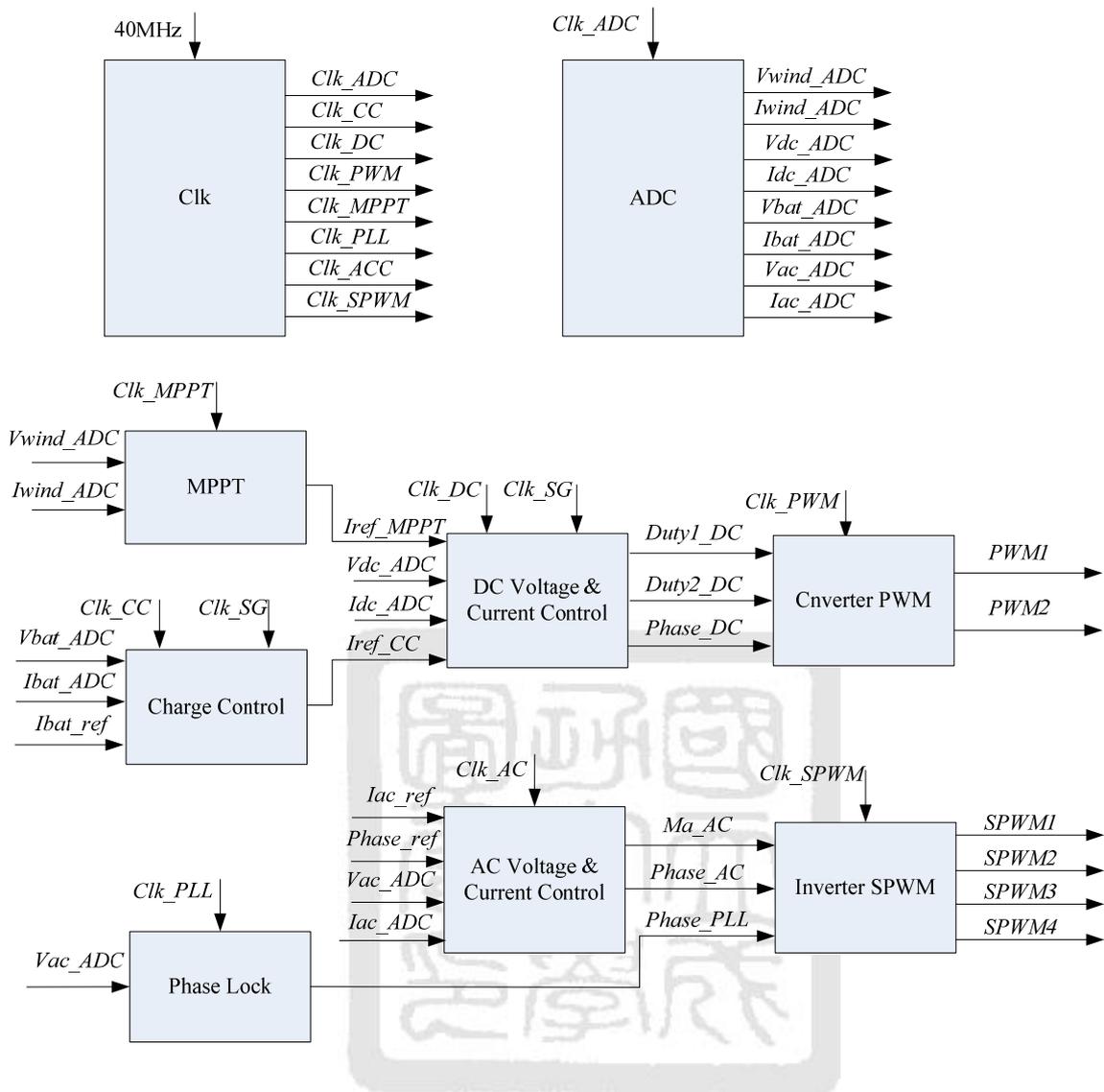


圖 3-10 數位控制晶片系統方塊圖

表 3-2 數位控制晶片之各腳位說明

模塊名稱	輸入/輸出 腳位名稱	功能
Clk	Clk_ADC	設定 ADC 模塊工作時脈
	Clk_CC	設定 Charge Control 模塊工作時脈

*OFL*：當發生溢位時，由此腳位輸出。

*VREF(+)*：參考電壓正端。

*VREF(-)*：參考電壓負端。

*DB0~DB7*：數位訊號輸出腳位。

圖 3-13 為類比/數位轉換控制時序圖，當輸入 *CS* 與 *RD* 腳位都為高準位時，IC 不會動作，*DB0~DB7* 腳位維持上一刻狀態；時間等於  $t_0$  時 *CS* 腳位轉成低準位，IC 致能；在時間等於  $t_1$  時 *CS*、*RD* 腳位皆為低準位，IC 開始進行資料轉換；資料轉換完畢後 *INT* 腳位會變成低準位，此時 *DB0~DB7* 變換成新的訊號，此時 FPGA 開始讀取訊號。

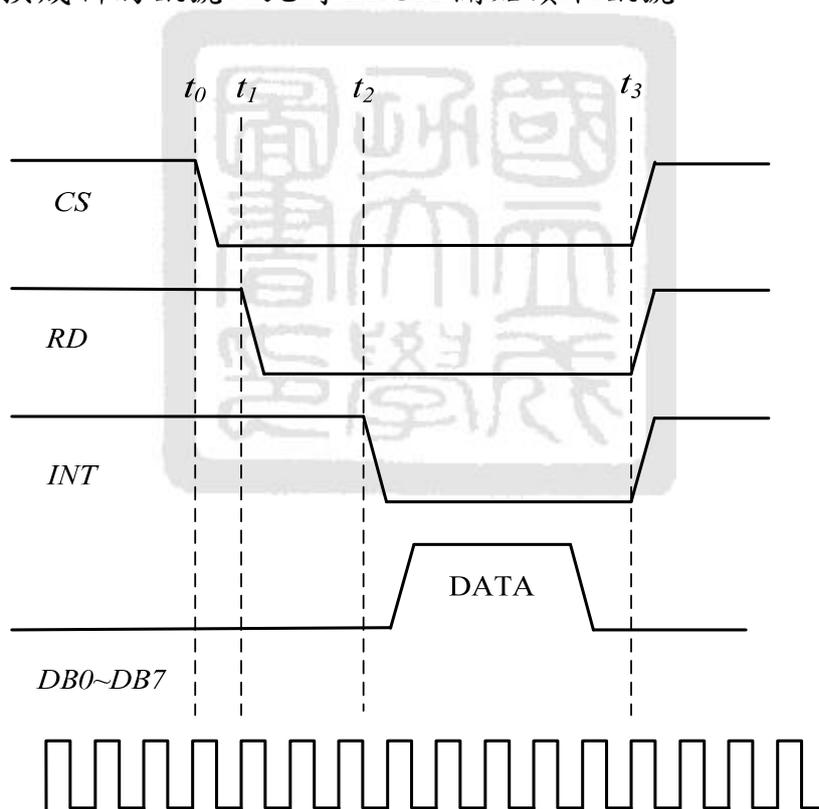


圖 3-13 ADC0820 控制時序圖

### 3-4-2 最大功率追蹤控制(MPPT)

本節將介紹圖 3-10 MPPT 模塊動作原理，以本文所提改良型三點權位法做為最大功率追蹤方法，改良型三點權位法控制方式已於 3-3 節介紹，在此針對本架構如何在實際電路中實現最大功率追蹤控制作一說明。

由於最大功率追蹤控制會受負載所需能量限制，當能量到達負載無法消耗的情況時，則無法進行最大功率追蹤，在市電併聯的情況下，市電可視為一無耗能限制的負載，最大功率追蹤功能不會受到限制；獨立供電模式時則由於負載與電池充電所需能量有限，但風力發電機所產生的最大功率不一定吻合負載所需功率，故須視實際負載需求進行最大功率追蹤控制。

本模塊利用風力發電機電壓電流回授訊號  $V_{wind}$  及  $I_{wind}$ ，計算風機瞬間輸出功率  $P_{wind}$ ，經 FPGA 計算功率變化所對應出的權值，調整責任週期  $D_2$  改變系統操作點， $D_2$  為儲能模式的責任週期，其範圍如圖 3-14 所示，並計算當前操作點經電能轉換器後直流側所產生的電流輸出量，將此電流參考訊號送給直流電壓電流控制模塊作為直流側電能調控參考。

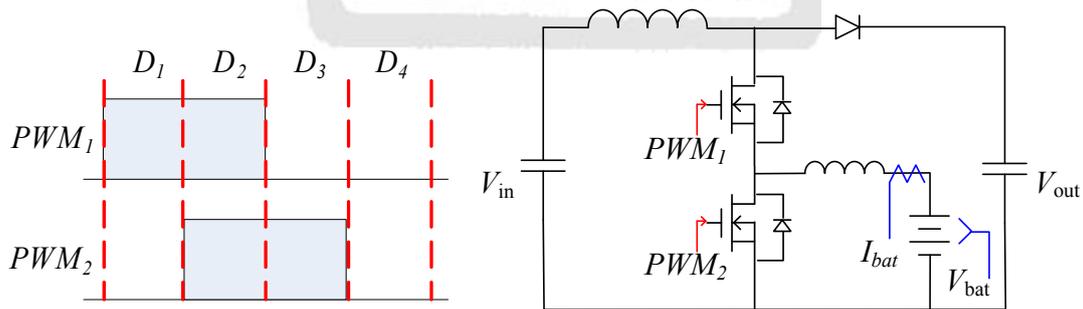


圖 3-14 本文所提電能轉換器開關位置及驅動訊號

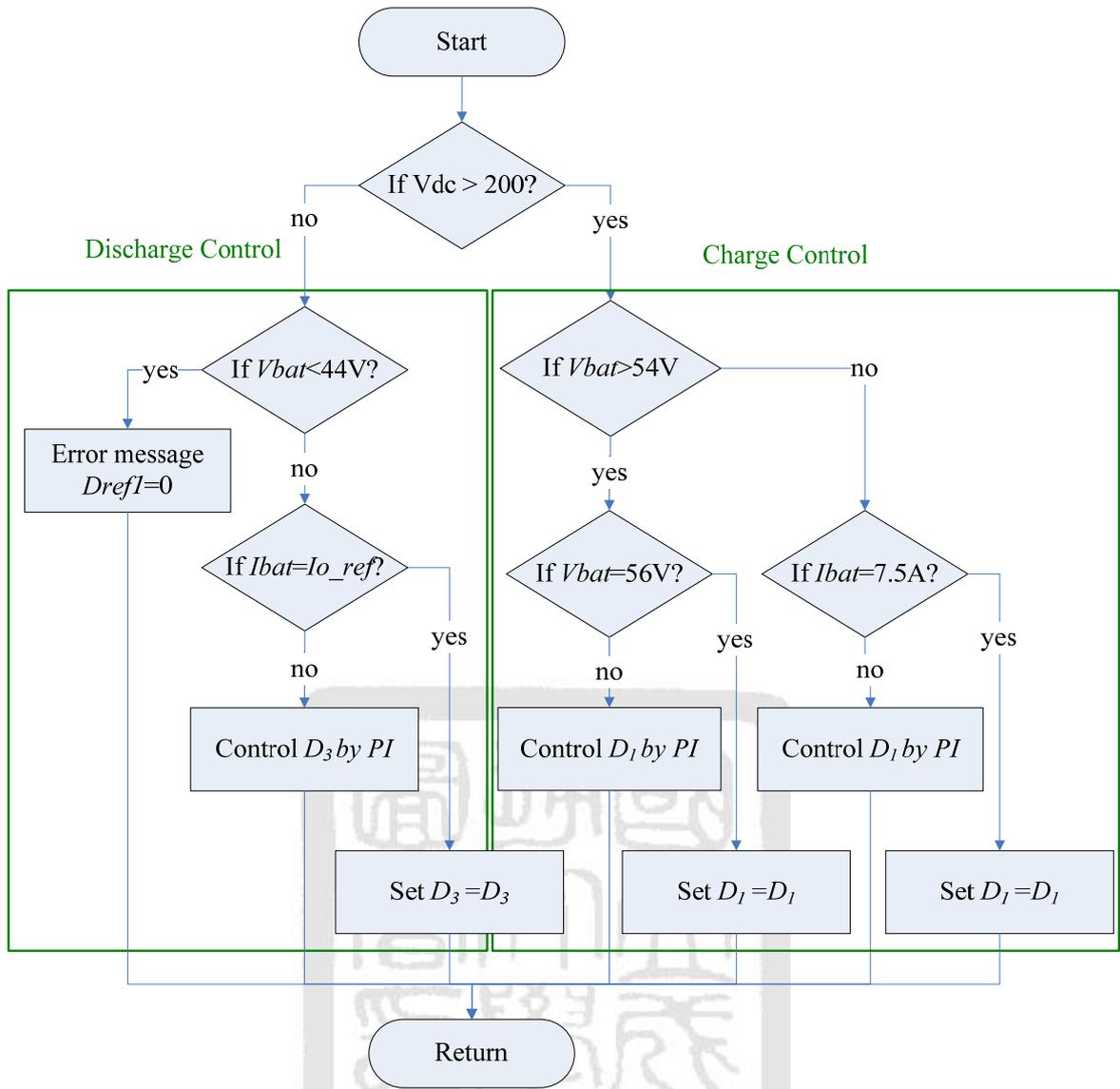


圖 3-15 電池充放電方塊流程圖

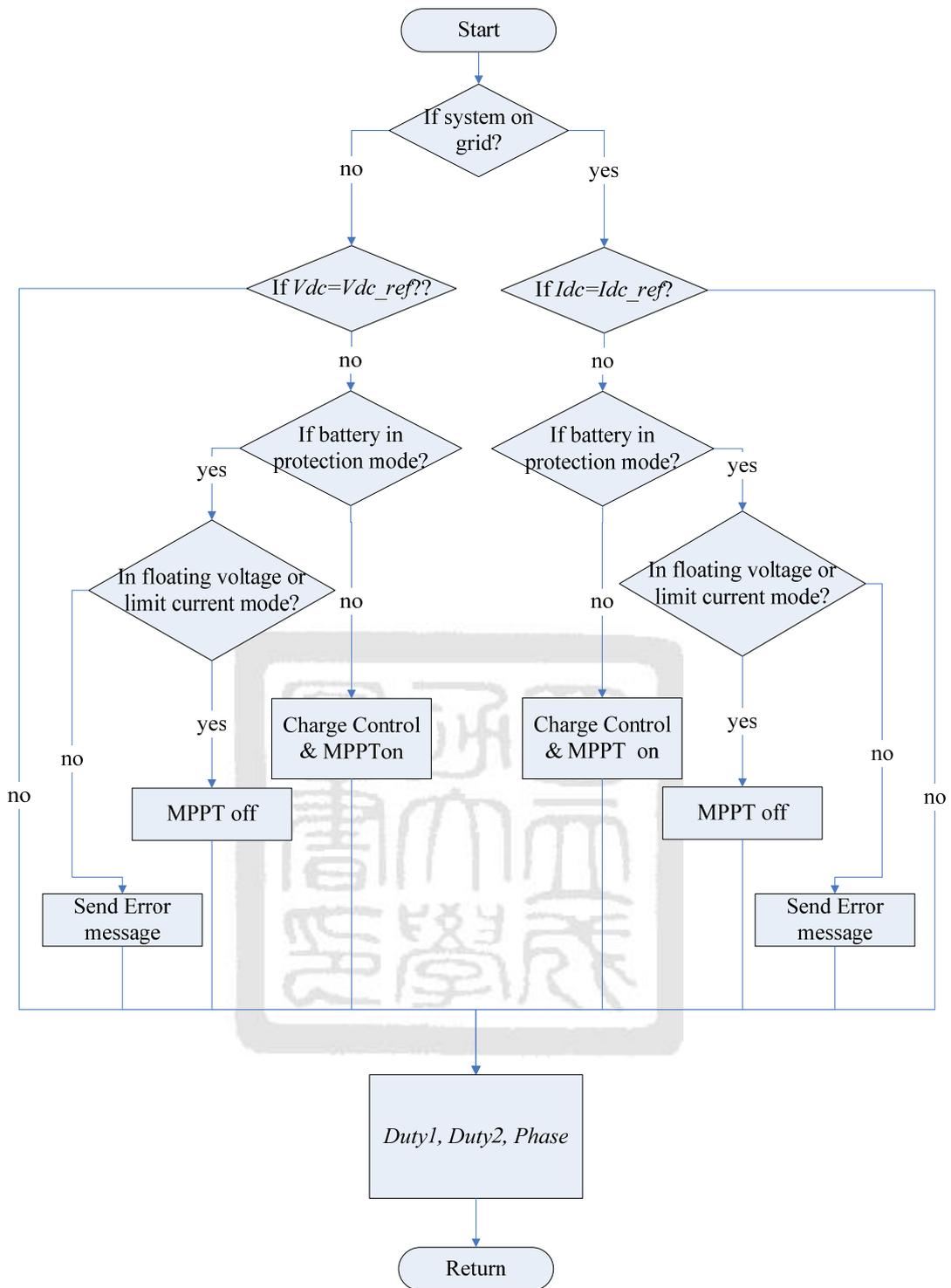


圖 3-16 直流電壓電流控制流程方塊圖

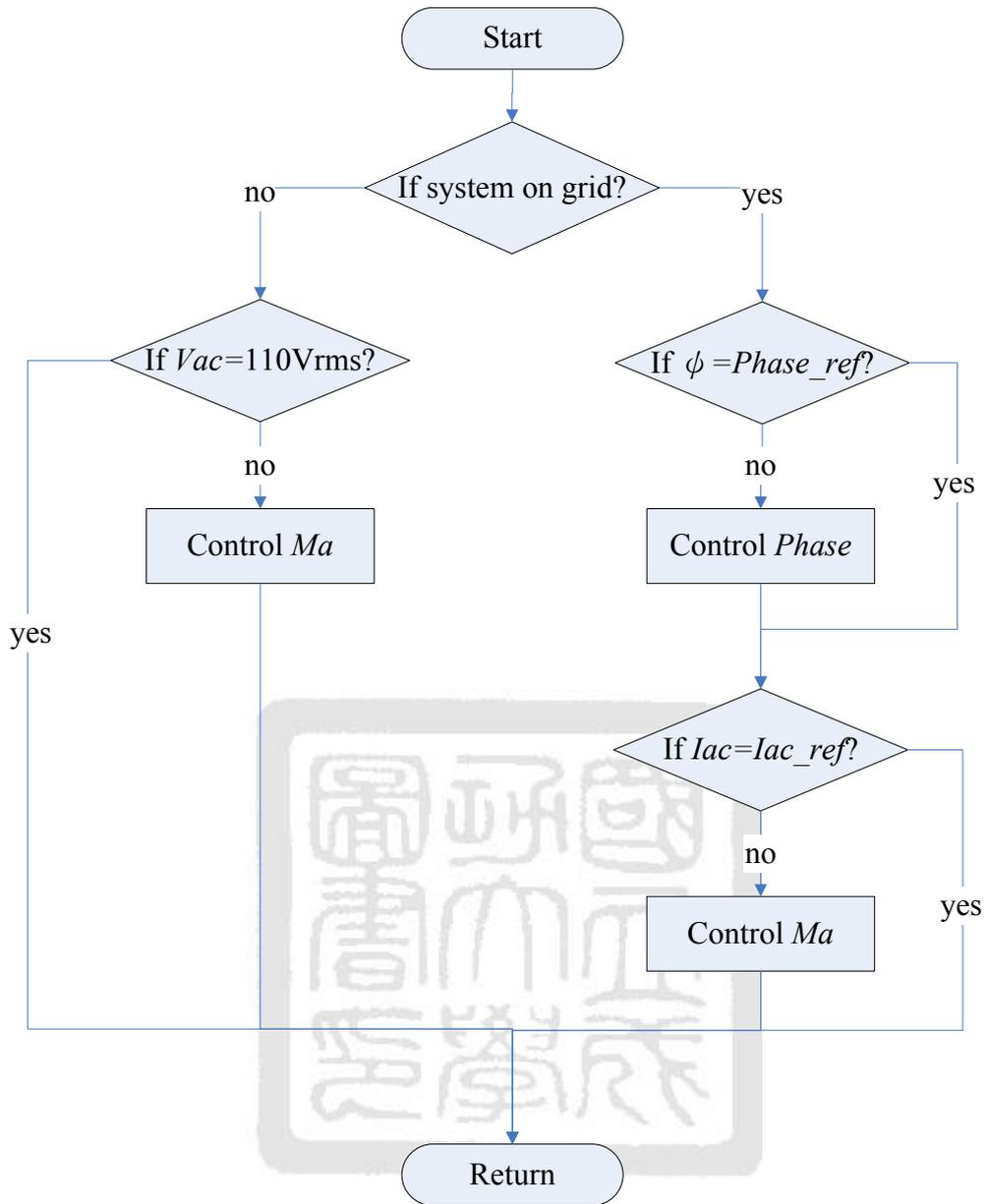


圖 3-17 交流電壓電流控制流程方塊圖

### 3-4-6 脈波寬度調變器(PWM)

本節將介紹圖 3-10 Converter PWM 模塊動作原理，本模塊包含上數計數器  $Tria$ 、比較器  $Comp$  以及相移控制器  $Phase\_shift$ 。將直流電壓電流控制模塊得到之兩組參考訊號  $Duty_1$ 、 $Duty_2$  及一組相角訊號  $Phase$  輸入到 Converter PWM 模塊中，兩組參考訊號用以控制開關的責任週期，而相移控制則是調整兩責任週期的起始點。

首先利用相移控制器  $Phase\_shift$  讀取相角訊號，配合上數計數器來產生兩組上數計數訊號，即可產生兩組具相移的載波訊號，如圖 3-19；之後將兩組參考訊號與上數計數器的訊號送至比較器  $Comp$ ，得到用以調整 Converter 上下開關責任週期的訊號  $PWM_1$ 、 $PWM_2$ 。

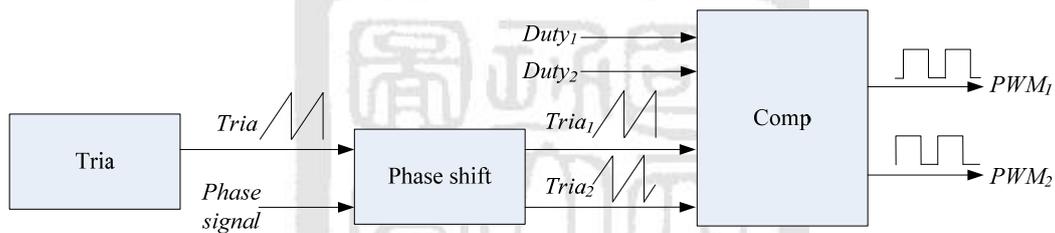


圖 3-18 PWM 控制流程方塊圖

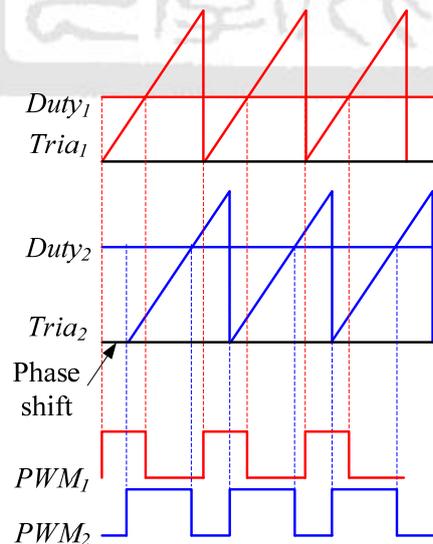


圖 3-19 兩組 PWM 訊號產生方法

### 3-4-7 正弦波脈波寬度調變器(SPWM)

本節將介紹圖 3-10 Inverter SPWM 模塊動作原理，本模塊包含上數計數器 Tria、正弦波產生器 Sin 以及比較器 Comp。將鎖相迴路訊號  $Phase_{PLL}$ 、相位控制訊號  $Phase_{AC}$  以及振幅調變控制訊號  $Ma_{AC}$  輸入到 Inverter SPWM 模塊中。SPWM 控制方塊圖如圖 3-20，將得到的弦波振幅參考訊號  $Ma_{AC}$  輸入正弦波產生器，配合鎖相訊號  $Phase_{PLL}$  即可產生一與市電同相之輸出調制訊號，並利用  $Phase_{AC}$  訊號調整輸出電壓電流相位，進行實虛功輸出控制，將產生出來的正弦波調制訊號與載波訊號送進比較器 Comp，得到用以控制 Inverter 四組開關之驅動訊號，本文全橋式 Inverter 使用單極性切換控制。

鑒於數位控制器種類不同，其功能也有差異，故在正弦波產生器的部份設計方法也會有不同，可分為內建一正弦函數即時產生或者建立一個正弦波對照表，本文利用讀取正弦波表的方式來產生正弦波，本文建構之正弦波表總共 167 點，切換頻率設定為 20kHz，輸出交流頻率為 60Hz，但內建正弦波表有一缺點，因為市電頻率並非固定 60Hz 正弦波，在尖峰離峰時期市電頻率變動範圍會在 58.5Hz~61.5Hz 之間，如果以增減點數的方式來對應輸出頻率可能會造成輸出諧波失真的情形，故本文以變頻的方式來控制輸出頻率，利用 PLL 回授計算市電頻率，並調整 Inverter 切換頻率來使輸出與市電同步。

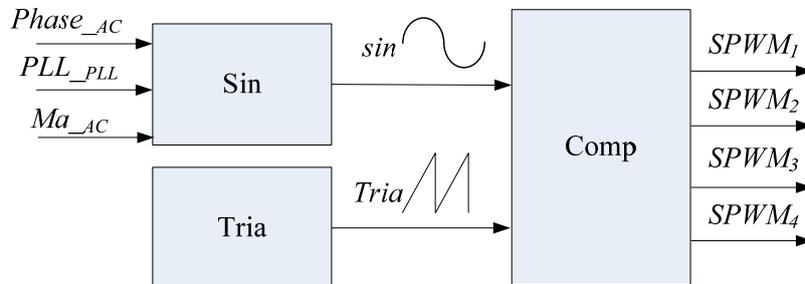


圖 3-20 SPWM 控制流程方塊圖

### 3-5-2 回授電路設計

#### A. 電壓回授電路

本文電壓回授電路用以偵測風機整流後電壓、直流側電壓、電池電壓以及市電電壓回授訊號。由於本系統直流側電壓皆為共地連接，故直流電壓回授電路使用電阻分壓回授電路即可，如圖 3-21。設計上需設定所欲量測的電壓最大值經分壓後為 5V(此為 ADC0820 輸入電壓限制)，並加入一濾波電容濾除高頻雜訊；交流電壓回授電路設計上有兩種方法，一種是利用整流電路將負半週電壓轉為正半週，再輔以鎖相訊號來判定弦波的正負，第二種方法則是將回授電壓加上一直流準位，直接將具直流準位的回授訊號送給控制器，由於第一種方法須考慮整流二極體的順向導通電壓，且整體控制電路較為繁複，故本文使用第二種交流電壓回授方式，如圖 3-22 所示。利用變壓器將市電電壓降低，後端經過電壓隨耦器連接到一具直流準位調整之反向放大器，利用電阻  $R_3$  來調控直流準位，藉由可變電阻  $R_4$  調整回授訊號為一介於 0~5V 之交流電壓，並將此電壓訊號交給類比轉數位 IC 轉換為數位訊號。

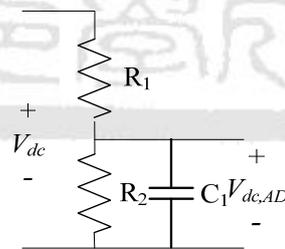


圖 3-21 直流電壓回授電路

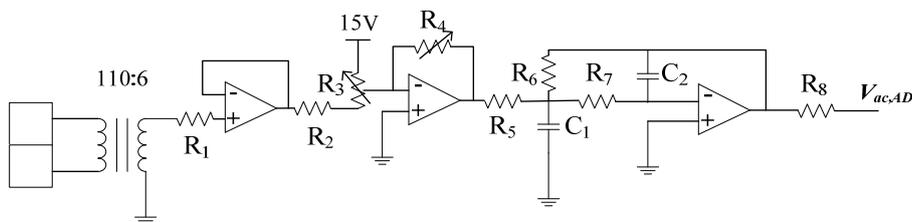


圖 3-22 交流電壓回授電路

## B. 電流回授電路

本系統採用霍爾元件將風力發電機輸出電流、電池充放電電流、直流側電流以及系統饋入市電電流檢測至數位訊號處理器中，如圖 3-23 所示，由於電池充放電電流以及市電電流皆有反向電流出現，在回授電流訊號時需加入一直流準位方能偵測反向的電流，本系統使用的霍爾元件為 HXS 20-NP/SP30，此霍爾元件本身存在一直流準位 2.5V，故在回授交流側電流無須加入直流準位調整電路，在直流電流偵測時也可將此直流準位去掉，增加直流電流的解析度[34]。

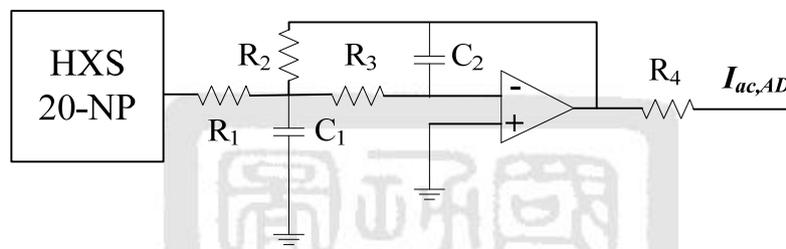


圖 3-23 電流訊號回授電路

## C. 零交越偵測電路

零交越偵測電路如圖 3-24 所示，使用變壓器將市電電壓降低到  $6V_{rms}$ ，並利用差動壓降電路檢測交流電壓正半週訊號，後端加上一光耦合器增強此訊號輸出，將光耦合器輸出之 15V 電壓利用 IC4050 轉換為適合 FPGA 接收之 5V 的電壓相位訊號。

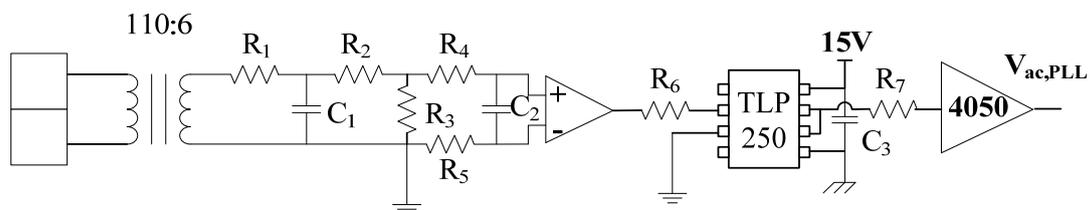


圖 3-24 零交越偵測電路

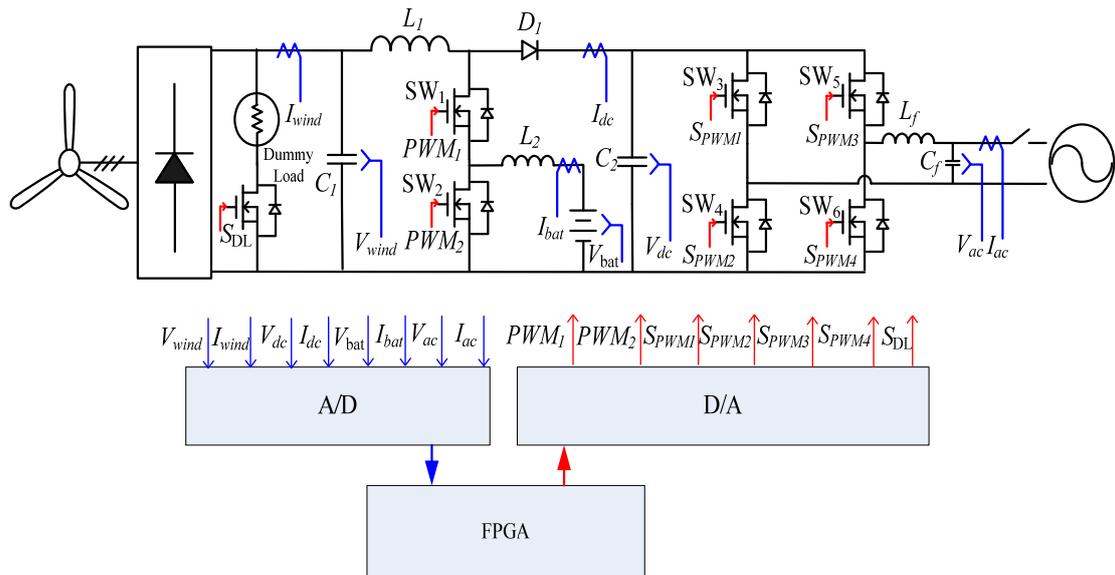


圖 4-1 風力發電電能轉換系統架構圖

表 4-1 風力發電電能轉換系統規格表

系統規格		
風力發電機	投入風速	3 米/秒
	切離風速	20 米/秒
	額定功率	1.2kW
電池	輸出電壓範圍	42~155V <sub>ac</sub>
	輸出電壓範圍	44~56V <sub>dc</sub>
整流器	輸入電壓範圍	42~155V <sub>ac</sub>
	輸出電壓範圍	60~200V <sub>dc</sub>
轉換器	輸入電壓範圍	60~200V <sub>dc</sub>
	第一組輸出電壓	180~220V <sub>dc</sub>
	第二組輸出電壓	44~56V <sub>dc</sub>
變流器	輸入電壓範圍	180~220V <sub>dc</sub>
	輸出電壓範圍	110V <sub>ac</sub>

本系統之風力發電機動力來源以三相感應電動機帶動同步發電機的方式模擬風力發電機系統，如圖4-2所示。表4-2為本系統裝置設備型號與規格。風力發電機採用恒耀工業生產之1,200W永磁式同步發電機，並利用富士電機生產的變頻器及東元電機生產的三相馬達帶動風力發電機模擬風機發電。



圖 4-2 風力發電模擬系統硬體圖

表 4-2 風力發電模擬系統基本規格

裝置設備基本規格	
風力發電機	3PH, 1.2kW，如表 4-1 所示
三相馬達	TECO 3PH,220VAC,50~60Hz,7.5kW
變頻器	Fuji FRN75G1S2J,200~240VAC,50/60Hz
扭力計	KYOWA TP-10KMCB

### 4-3 數值模擬結果

#### 4-3-1 本文所提電能轉換器數值模擬

圖4-3為本文所提電能轉換器架構圖，本文利用模擬軟體PSIM進行電路模擬，並比較模擬結果與理論分析的動作方式，以驗證理論推導的正確性。模擬波型如圖4-4所示，其中圖4-4(a)為功率開關 $SW_1$ 、 $SW_2$ 的驅動訊號 $PWM_1$ 及 $PWM_2$ ，圖4-4(b)為電感電流 $I_{L1}$ 及 $I_{L2}$ ，圖4-4(c)為開關跨壓 $V_{ds1}$ 及 $V_{ds2}$ ，圖4-4(d)為開關導通電流 $I_{ds1}$ 及 $I_{ds2}$ ，圖4-4(e)為二極體的電流 $I_{D1}$ 。

模擬設定輸入電壓設定為100V，電池等效電路初始電壓設定為48V，電感量參考式(3-43)及(3-44)計算值分別設定為0.6mH及0.4mH，訊號責任週期分別為0.5及0.6，調整週期重疊角度為 $93^\circ$ 使輸出電壓提升至200V。如第三章所述模式一的情況，開關 $SW_1$ 導通，電感電流 $I_{L2}$ 增加，二極體電流為 $I_{L1}$ 減去 $I_{L2}$ ；進入模式二後，兩開關同時導通，電感電流 $I_{L1}$ 快速上升，電感 $L_2$ 則由於有反向的跨壓 $-V_{bat}$ ，電流 $I_{L2}$ 由正降為負；模式三只有開關 $SW_2$ 導通， $SW_1$ 開關跨壓與輸出電壓相同， $L_1$ 電感能量釋放至負載，二極體導通；模式四電感 $L_2$ 釋能，開關 $SW_2$ 跨壓等於輸出電壓，釋能完畢後輸出電壓則會分配在兩個開關跨壓上。

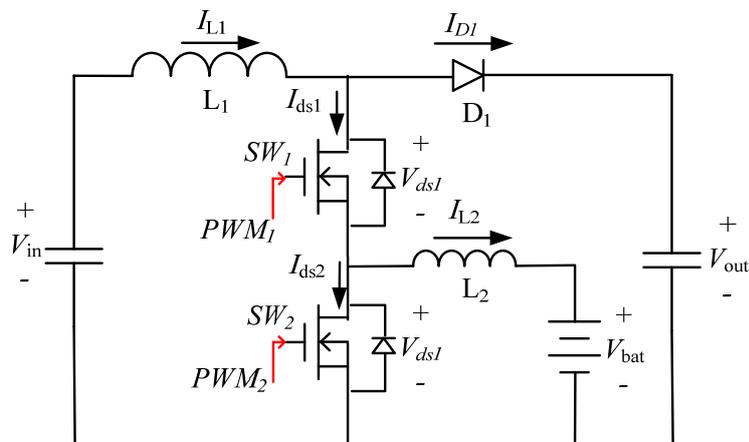


圖 4-3 本文所提電能轉換器架構圖

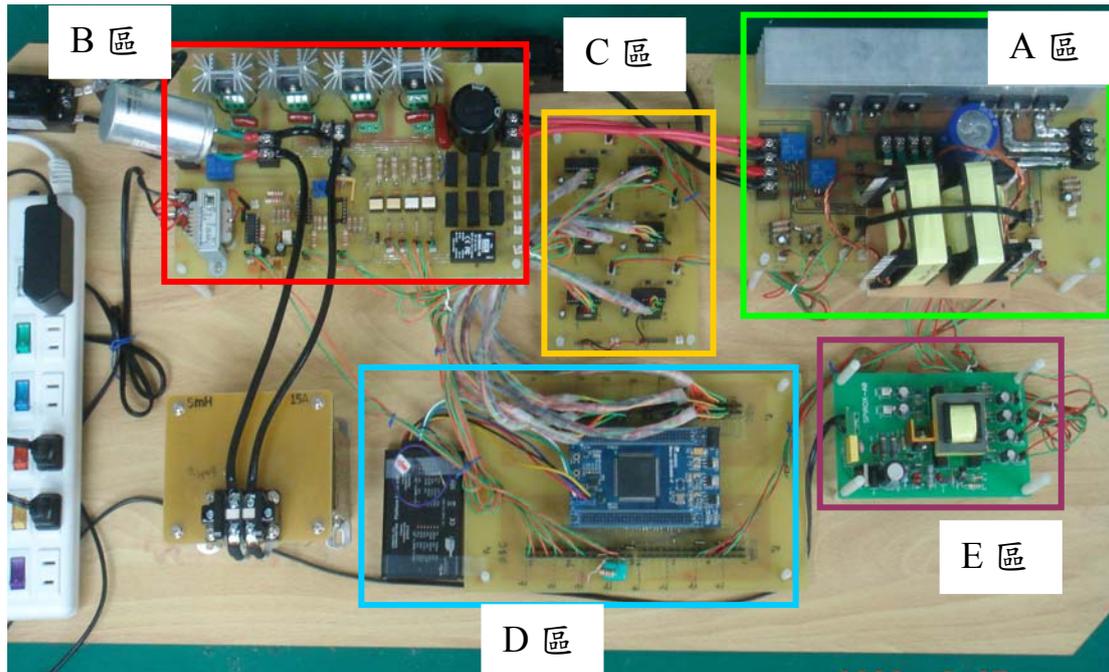


圖 4-8 本文硬體電路圖

表 4-3 本系統架構元件選用表

本文所提轉換器	
整流器二極體	GBJ1006
功率開關元件	$SW_1, SW_2$ : IRFP4242
快速二極體	$D_1$ : DSEP 30-06A
輸入濾波電容	$C_1$ : 470 $\mu$ F/400V
輸出濾波電容	$C_2$ : 940 $\mu$ F/400V
電感	$L_1$ : 0.6mH、 $L_2$ : 0.4mH
功率開關切換頻率	20kHz
全橋變流器	
功率開關元件	$SW_1, SW_2, SW_3, SW_4$ : IRFP460
輸出濾波電感、電容	$L_f$ : 5 mH、 $C_f$ : 20 $\mu$ F/250V
開關切換頻率	20kHz