

行政院原子能委員會
委託研究計畫研究報告

分散型電力系統即時模擬分析及特殊保護技術建立
**Real-time simulation analyses and establishments of special
protection technologies of distributed generator systems**

計畫編號：1032001INER031

受委託機關(構)：國立中央大學

計畫主持人：陳正一

聯絡電話：03-4227151 轉 34526

E-mail address：hq7296@yahoo.com.tw

核研所聯絡人員：劉力源

報告日期： 103 年 12 月 4 日

目 錄

目 錄.....	I
中文摘要.....	1
ABSTRACT	2
壹、計畫緣起與目的.....	4
貳、研究方法與過程.....	7
一、電併聯同步法	8
二、主動式偵測保護技術	11
(一) d 軸擾動訊號注入法	11
(二) d 軸擾動訊號注入法實作	14
三、磷酸鋰鐵電池儲能系統	15
(一)儲能系統架構簡介	16
(二)以 PC-Based 控制儲能系統實作	17
四、太陽能發電系統	20
(一)太陽能電池特性	20
(二)最大功率點追蹤	23
(三)太陽能系統架構	26
(四)天氣照度模擬分析	27
五、風力發電系統	29
(一)鼠籠式感應風力發電系統分析	30
(二)間接磁場導向控制鼠籠式感應發電機	31
(三)功率係數與尖端速度比	33
(四)小波模糊類神經網路 WFNN	36
(五)小波模糊類神經網路線上學習法則	40
(六)風力發電機結合小波模糊類神經網路實作	42
六、微電網系統控制與硬體實現	48
(一)微電網系統控制法則	48
(二)微電網系統控制法則硬體實現	51

參、主要發現與結論.....	55
目前研究成果.....	56
肆、參考文獻.....	56

中文摘要

本計畫為達成微電網中分散型電力系統即時控制及模擬分析與應用，將設計一以工業級電腦(Industrial PC, IPC)為基礎之微電網控制器，並以 RS485 作為分散式發電系統，如風力發電機(Wind Turbine Generator, WTG) 及太陽能發電系統 (Photovoltaic System)，與 IPC 間之資料傳輸。待電力資訊收集與處理完畢後，微電網控制器會將資訊傳送至各微電網分散式發電系統作有效的能源分配與管理。本計畫將發展磷酸鋰鐵電池儲能系統做為微電網控制器，並採用非對稱歸屬函數之 TSK 機率模糊類神經網路 (TSK-Type Probabilistic Fuzzy Neural Network-AMF, TSKPFNN-AMF) 控制器，來控制微電網之實、虛功率模式(P/Q mode)及電壓、頻率模式(V/f mode)，以提升微電網控制性能。另外也藉由儲能系統儲存多餘電力，而當市電斷電，且分散式發電系統又無法提供足夠的電力時，利用儲能系統來提供適當的電量給負載。此外，本計畫也將利用主動式孤島偵測法與鎖相迴路法 (Phase Lock Loop, PLL)，使併聯於市電之微電網系統，於市電斷電時時，能自主無縫切離形成孤島運轉，並當市電恢復後，能恢復與市電併聯。在微電網控制部分，本計畫將完成儲能系統、風力發電機、太陽能發電系統與負載併網及電能管理等功能之驗證，並將發展之微電網控制法則應用於核能研究所小型微電網系統。最後將藉由 IEEE1547 及 UL1741 所提供之測試方式以測試所發展之併網型分散式發電系統，使其具備孤島運轉之相關功能，並能符合相關之併聯標準與規範。

Abstract

The objective of this project is to achieve the real time controls, simulations analyses and applications of the distributed generation systems (DGs) in microgrid. An industrial PC (IPC)-based microgrid controller will be designed and RS485 will be adopted for internal data transmission between the DGs (e.g. wind turbine generator (WTG) and photovoltaic system) and the IPC. After the power information is collected and processed, the data will be sent to the DGs for the efficient power management of the microgrid system by the microgrid controller. Moreover, in this project, the LiFePO₄ storage system will be developed, as the microgrid controller, and the TSK-type probabilistic fuzzy neural network-AMF (TSKPFNN-AMF) controller will be adopted to control the active power and the reactive power (P/Q mode) and the voltage and the frequency (V/f mode) of the system to improve the microgrid control performance. Furthermore, when the grid is disconnected and the DGs can't provide enough power, the storage system will provide electrical power to the load. In addition, when the grid disconnects, the microgrid system can seamlessly disconnect from the power grid, and when the electricity is restored, the microgrid system can reconnect to power grid by the active islanding detection method and phase lock loop (PLL). Additionally, the energy management system of microgrid will be developed for the control of storage system, WTG and PV, and to verify the power management functions for the microgrid system. Accordingly, the developed microgrid control algorithms will be applied in the small microgrid system of the institute of Nuclear Energy Research(INER). Finally, in order to possessing the function

of islanding and meeting the relevant interconnection standards, this project will verify the developed grid-connected DGs by using the offered test methodology in IEEE1547 and UL1741.

壹、計畫緣起與目的

近年來，人類對生活品質的要求不斷提升，使得電力公司如何在輸配電系統上提供良好與穩定的供電品質給用戶端成為相當重要之議題。過去多數國家在固定區域建設大型發電廠如火力發電廠、核能發電廠以及水力發電廠等，其所採行的發電型式稱為集中式發電，而建立一個完善的電力輸送網路所開發大型的發電、輸電及供電系統，必須花費相當多的人力與金錢。不僅如此，為了安全考量，集中式大型發電廠往往建造於偏遠地區與用戶端距離甚遠，所以電力公司必須承擔傳輸電力過程中的能量損失及設備機組的維護。另外，當大型發電廠一旦發生故障，勢必造成整體電網的穩定度降低，更可能演變成無預警的大規模停電。因此世界各國紛紛開發新的能源供應環境，其中以分散式發電系統[1]最能解決集中式發電所造成的問題。

分散式發電若採用再生能源，可有效減緩全球溫室效應的惡化與地球上有限石化能源的枯竭。再生能源包含：太陽能、風能、地熱、水力、生質能與潮汐能等。以再生能源為主的分散式發電具有模組化、建造時程短與接近負載端的特性等優點。分散式發電以分散的發電機組提供用戶端所需用電。儘管分散式發電擁有許多優點，但隨著分散式電源不斷擴增，越來越多的分散式電源與市電併聯運轉產生諸多問題，例如分散式電源單機併入系統的成本高、電源設備控制與相容性問題等。不僅如此，分散式電源對於大電網而言較不易控制，因此 IEEE1547 對於分散型電源併網制定了相關規範，減少對大電網的衝擊，但同時限制了分散式電源的效能。為了協調分散式電源對大電網的影響與增加分散式電

源為用戶端的價值，近年來相關學者提出了一種新的概念：微電網(Microgrid)架構[2,3]。微電網是將分散式電源與鄰近負載端組成新的微型電網，其中包含兩種運轉模式，一是正常情況下，微電網與市電併聯運轉，稱為併網模式；另一是當檢測出微電網外部發生故障或電力品質不滿足要求時，微電網將及時與市電解聯並獨立運轉，稱為孤島運轉模式。微電網是由靜態切換開關、微型電源、電力設備及自動監控系統所組成，可將一系列的負載與微型電源整合而成的單一可控系統。微電網主要併聯於用戶端與大電網(市電)間之饋線上以提供穩定之電源；在與大電網併聯運轉時，由大電網平衡微電網內之電力供需；當在大電網發生故障時，微電網亦可獨立運轉。此外為了提高微電網的可靠度，微電網中的組件皆使用對等(Peer-to-Peer)與隨插即用(Plug-and-Play)的概念設計[4]。所謂對等概念即是微電網與用戶端或大電網存在著對等概念，其隱含著微電網在喪失大電網提供穩定電壓與頻率或用戶端不需要經由大電網提供電力的同時，微電網仍然可以正常運作。因此，本計畫將依上述特性完成分散式發電系統與微電網之管理與控制。

圖 1 為本計畫微電網系統架構圖，由圖 1 所示本計畫將設計一以工業級電腦(IPC)為基礎之微電網控制器，並 RS485 作為分散式發電系統內部和 IPC 間之資料傳輸。待電力資訊收集完畢後將微電網控制器之資訊傳送至各分散式發電系統作有效的能源分配與管理。另外為達成微電網系統之建置，本計畫發展與研究相關市電併聯同步法則、主動式孤島保護技術、磷酸鋰鐵電池儲能系統、太陽能發電系統與風力發電機之即時模擬分析。

最後本計畫將完成微電網控制法則，利用儲能系統當作主要功率調配之分散式發電系統(Master)，而風力發電機與太陽能發電系統則作為從屬之分散式發電系統(Slave)，當與市電併聯時，Master 及 Slave 分散式發電系統皆輸出固定功率，當微電網脫離市電獨立運轉時，Slave 分散式發電系統依然輸出固定功率，而此時 Master 發電系統則穩定微電網的電壓及頻率，並依據負載變化調整輸出功率。藉由所發展之微電網系統利用微電網控制與靜態開關，使併聯於市電之微電網系統，於市電故障時，能無縫切離市電形成獨立運轉型微電網系統；當市電復電後，能自主與市電併聯同步。最後本計畫將發展之微電網控制法則技轉於核能研究所小型單相微電網系統。

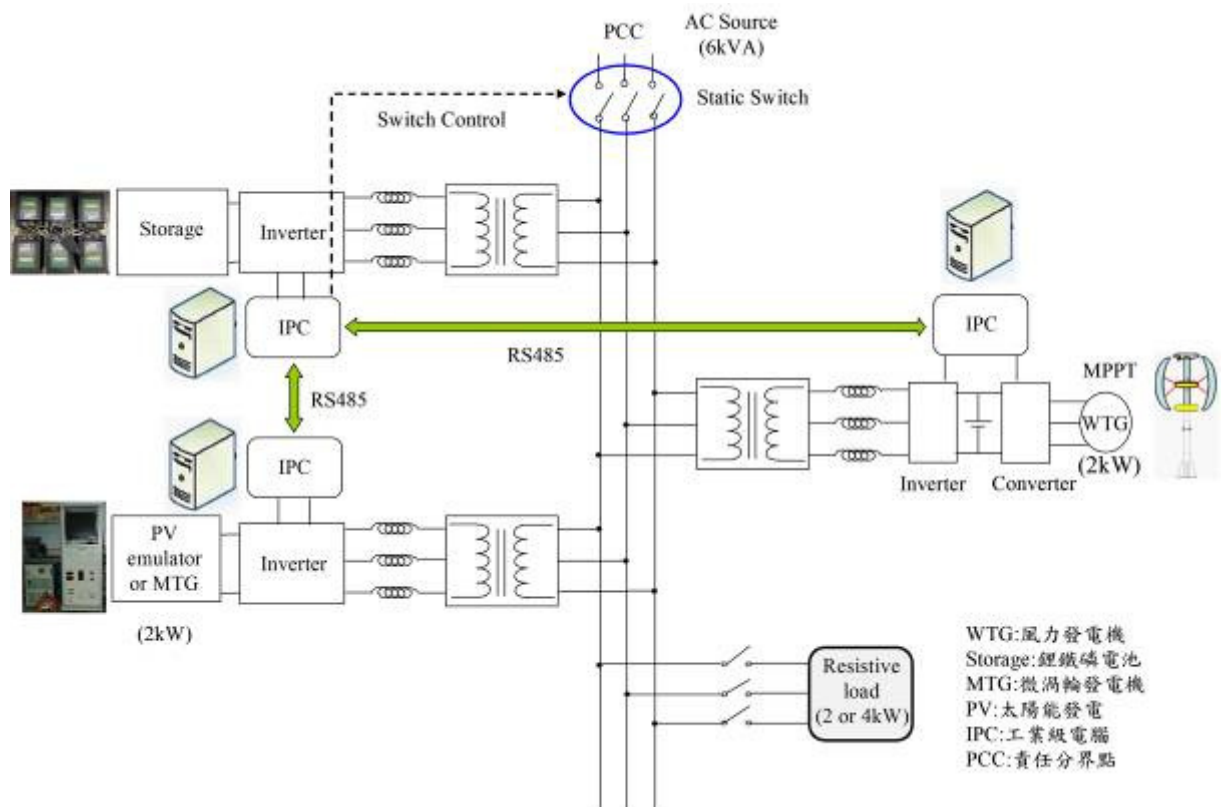


圖 1.微電網系統架構圖

貳、研究方法與過程

為達成分散型電力系統即時模擬分析及特殊保護技術建立，本計畫首先研究太陽能天氣照度及時變化之模擬分析，在控制部分，加入最大功率點追蹤研究其功率輸出變化，在風力發電機部分則依照風速變化即時模擬分析其輸出功率，此外，本計畫原採用非對稱歸屬函數之 TSK 機率模糊類神經網路(TSKPFNN-AMF) 控制器實現閉迴路控制，因研究與實驗需求，提出小波模糊類神經網路(Wavelet Fuzzy Neural Network, WFNN)控制器應用於風力發電機系統並以硬體實作改善直流鏈電壓之閉迴路控制。接著，為達成微電網智慧電能控制與管理之目標與提升分散式發電系統使用效率，本計畫設計一以工業級電腦為基礎之微電網控制器，並以 RS485 作為分散式發電系統，如風力發電機、太陽能及儲能系統與 IPC 間之資料傳輸。待電力資訊收集與處理完畢後將微電網控制器之資訊傳送至各微電網分散式發電系統作有效的能源分配與管理。而為發展微電網系統控制法則，本計畫也研究發展市電併聯同步法、主動式孤島偵測保護技術及磷酸鋰鐵電池儲能系統。本計畫以 PC-based Simulink 發展磷酸鋰鐵電池儲能系統研究其充、放電性能。最後在微電網控制部分，因微電網在併網與孤島運轉間轉換時，其動態響應需即時反應，故採用主、從控制法。而本計畫亦完成利用兩台分散式發電系統與 1kW 負載執行併網、孤島運轉及電能管理等功能之實機驗證，以整合再生能源之電能管理[5]。最後本計畫將發展之微電網控制法則技轉於核能研究所小型單相微電網系統。

一、電併聯同步法

本計畫為發展市電併聯同步法則，首先以 PC-based Simulink 直流/交流功率轉換器系統來執行市電併聯同步，功率轉換器如圖 2 所示。而為達成與市電併聯，因此需偵測市電相角及電壓，故發展鎖相迴路法(PLL)達到與市電併聯同步，其輸出功率命令 P^* 與 P 比較後經過 WFNN 控制器產生功率轉換器之 d 軸電流分量 i_{ds}^* ，接著與鎖相迴路法產生之電氣角度 θ_e ，經由軸座標轉換產生三相命令電流 i_u^* 、 i_v^* 、 i_w^* ，再經由控制達成與市電併聯同步。其中 v_u 、 v_v 、 v_w 表示功率轉換器之三相電壓； i_u 、 i_v 、 i_w 表示功率轉換器之三相電流。

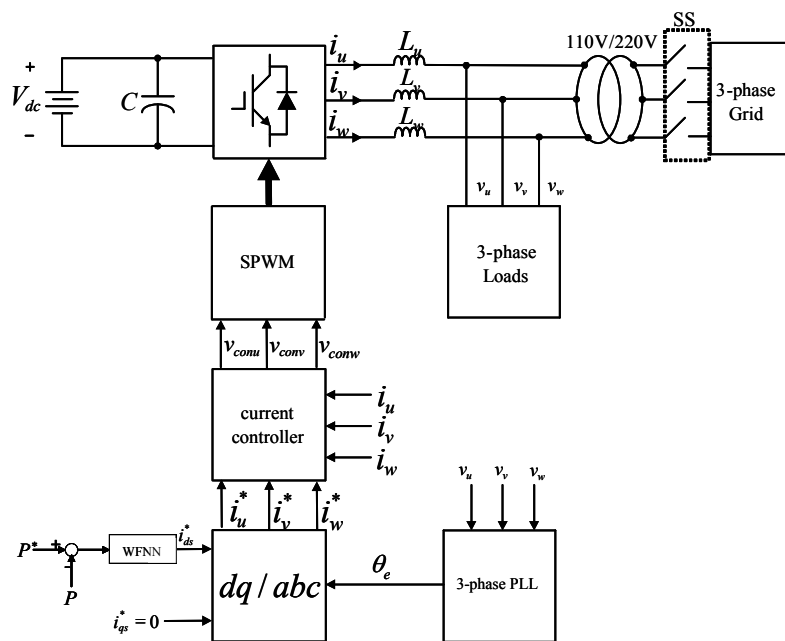


圖 2.市電併聯控制架構圖

本計畫採用鎖相迴路法產生之 θ_e 達到三相電壓同步[6-8]，其公式推導如下：

假設三相電壓為：

$$v_u = V_m \sin \theta_e \quad (1)$$

$$v_v = V_m \sin(\theta_e - 120^\circ) \quad (2)$$

$$v_w = V_m \sin(\theta_e + 120^\circ) \quad (3)$$

其中 $V_m = |v_u| = |v_v| = |v_w|$ 。在此定義鎖相迴路法的軸座標轉換公式：

$$v_\alpha = \frac{2}{3}v_u - \frac{1}{3}v_v - \frac{1}{3}v_w \quad (4)$$

$$v_\beta = -\frac{\sqrt{3}}{3}v_v + \frac{\sqrt{3}}{3}v_w \quad (5)$$

將(1)至(3)式代入至(4)與(5)式，可以推得：

$$v_\alpha = V_m \sin \theta_e \quad (6)$$

$$v_\beta = V_m \cos \theta_e \quad (7)$$

假設同步旋轉座標軸轉換公式：

$$\begin{bmatrix} v_q \\ v_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \hat{\theta}_e & -\sin \hat{\theta}_e \\ \sin \hat{\theta}_e & \cos \hat{\theta}_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (8)$$

將(6)與(7)代入(8)式，可以得到(9)式：

$$\begin{bmatrix} v_q \\ v_d \end{bmatrix} = V_m \begin{bmatrix} \sin(\theta_e - \hat{\theta}_e) \\ \cos(\theta_e - \hat{\theta}_e) \end{bmatrix} = V_m \begin{bmatrix} \sin \delta \\ \cos \delta \end{bmatrix} \quad (9)$$

其中 $\delta = \theta - \hat{\theta}$ ，當 $\delta = 0$ ，即三相電源之電壓角位置與鎖相迴路之角位置完全一樣，達到鎖相之目的，此時 $v_q = 0$ ， $v_d = V_m$ 。如圖 3 三相鎖相迴路控制架構圖所示，首先將三相電壓源 v_u 、 v_v 與 v_w 經由同步旋轉座標軸轉換得到非時變物理量

v_q 與 v_d ，其中 v_d 代表三相電壓源相電壓之峰值， v_q 代表三相電壓角度 θ 與鎖相迴路輸出角度 $\hat{\theta}$ 之間的誤差量，將 v_q^* 設為零，再利用 PI 控制器 $K_f(s)$ 去調節 v_q^* 與 v_q 的誤差量。其誤差量經過比例積分控制器獲得角頻率 $\hat{\omega}_e$ 再經過積分器，即可輸出角度 $\hat{\theta}_e$ ，此角度再輸入至軸轉換方程式，形成一閉迴路控制，進而達成鎖相之目的。圖 4 為 PSIM 模擬市電併聯同步之電壓電流響應圖。

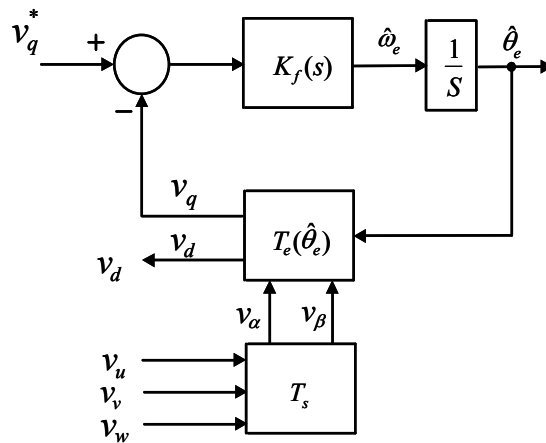


圖 3. 鎖相迴路法同步控制架構

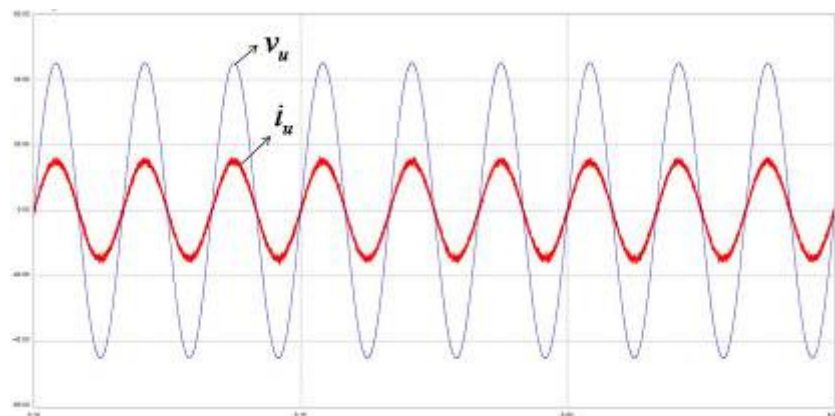


圖 4. 模擬市電併聯同步電壓電流響應圖

二、主動式偵測保護技術

本計畫之主動式孤島保護偵測技術，係採用先前發展之電流擾動注入法，其主要係在 d 軸(虛功率軸)注入擾動訊號，藉由注入頻率差之訊號至虛功率軸，於市電正常運作時，擾動訊號差值將趨近於零，對市電併聯型變流器而言將無任何正回授訊號影響，因此能夠減低擾動之諧波失真電流的影響。當市電異常或中斷時，此時頻率差值訊號擾動將逐量增大，使 d 軸之擾動訊號成分增加並加速頻率偏移至孤島安全規範之外，因此達到孤島偵測目的。

(一) d 軸擾動訊號注入法

本計畫所採用之 d 軸擾動訊號注入法之目的在於藉由加入一擾動訊號，使市電脫離時能快速擾動頻率至無法偵測之範圍外，以達成孤島偵測之效果，圖 5 為本計畫採用之 d 軸擾動訊號注入法控制架構圖。

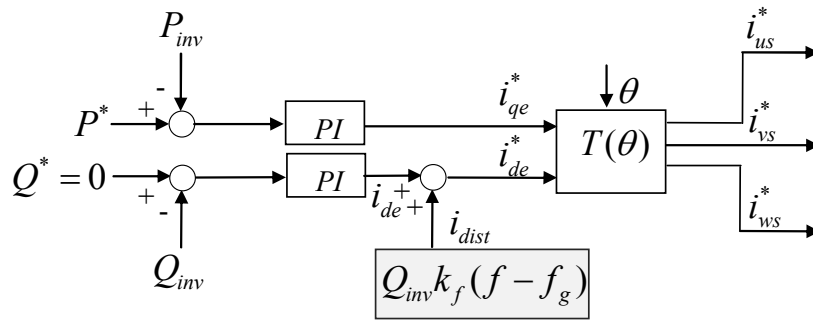


圖 5. d 軸擾動訊號注入法控制架構圖

其中 P^* 為實功率控制命令、 Q^* 為虛功率控制命令、 θ 為利用鎖相偵測迴路所求得之市電同步角度、 i_{us}^* 、 i_{vs}^* 、 i_{ws}^* 為三相電流控制命令、 i_{us} 、 i_{vs} 、 i_{ws} 為三相反流器

之回授電流、 i_{qe}^* 、 i_{de}^* 為 d - q 軸輸出電流控制命令，其實功率與虛功率之誤差訊號經由 PI 控制器調整後可得 d - q 軸電流命令，而 i_{de}^* 為一般虛功軸控制力經由三相座標軸轉換後可產生三相電流控制命令，其主要由 i_{de} 與加入之擾動訊號 i_{dist} 組成，可表示於(10)、(11)式

$$i_{de} = k_p (Q^* - Q_{inv}) + k_I \int (Q^* - Q_{inv}) dt \quad (10)$$

$$i_{dist} = Q_{inv} k_f (f - f_g) \quad (11)$$

其中 k_p 與 k_I 則為 PI 控制器之增益值、 k_f 為擾動訊號之比例增益、 f 為負載端頻率、 f_g 為一般市電標準頻率，其所注入之擾動訊號成分，將加速虛軸電流擾動。

由(10)式與(11)式加總後得虛軸之控制力 i_{de}^*

$$i_{de}^*(t) = i_{de} + Q_{inv} k_f (f - f_g) \quad (12)$$

將(12)式左右微分與整理後得(13)式：

$$\begin{aligned} \frac{d(i_{de}^*(t))}{dt} + k_p \frac{d(Q_{inv}(t))}{dt} + k_I Q_{inv}(t) + k_f \cdot f_g \frac{d(Q_{inv}(t))}{dt} \\ - k_f \frac{d(Q_{inv}(t)f(t))}{dt} = k_p \frac{dQ^*}{dt} + k_I Q^* \end{aligned} \quad (13)$$

其中 $Q^*=0$ ，並將(13)式兩邊做拉式轉換後得(14)式

$$\begin{aligned} sI_{de}^*(s) + k_p \cdot sQ_{inv}(s) + k_I Q_{inv}(s) + k_f f_g \cdot sQ_{inv}(s) \\ - k_f f \cdot sQ_{inv}(s) = 0 \end{aligned} \quad (14)$$

$Q_{inv}(s)$ 可整理得：

$$\begin{aligned}
Q_{inv}(s) &= \frac{-sI_{de}^*(s)}{s[k_p + k_f(f_g - f)] + k_I} \\
&= \frac{-I_{de}^*(s)}{k_p + k_f(f_g - f)} + \frac{k_I I_{de}^*(s) / [k_p + k_f(f_g - f)]^2}{s + k_I / [k_p + k_f(f_g - f)]}
\end{aligned} \tag{15}$$

最後再將左右兩式取反拉式轉換後得(16)式

$$Q_{inv}(t) = \frac{-i_{de}^*(t)}{k_p + k_f(f_g - f)} + \frac{k_I i_{de}^*(t) e^{\frac{-k_I t}{k_p + k_f(f_g - f)}}}{[k_p + k_f(f_g - f)]^2} \tag{16}$$

在無擾動訊號加入之情況下脫離市電時，由於 RLC 負載操作於共振頻率點，可視為一電阻性負載，因此換流器輸出虛功率 $Q_{inv} \approx 0$ ，將 $Q_{inv} \approx 0$ 帶入 IEEE1547 所規範之無法偵測區 (Non-Detection Zone, NDZ) 範圍表示式 (17) 式，可得 (18) 式

$$Q_f \left(\frac{f_{\min}}{f_g} - \frac{f_g}{f_{\min}} \right) \leq \frac{Q_{inv}}{P_{load}} \leq Q_f \left(\frac{f_{\max}}{f_g} - \frac{f_g}{f_{\max}} \right) \tag{17}$$

$$Q_f \left(\frac{f_{\min}}{f_g} - \frac{f_g}{f_{\min}} \right) \leq 0 \leq Q_f \left(\frac{f_{\max}}{f_g} - \frac{f_g}{f_{\max}} \right) \tag{18}$$

由 (18) 式得知於此情況下將操作在盲點區，因此會有孤島運轉之現象產生。

於擾動訊號加入之情況下脫離市電時， $i_{de}^*(t)$ 與 $f_g - f$ 之瞬間改變使得 $Q_{inv}(t)$ 不再趨近於零，接著將 (16) 式帶入 (17) 式後，得 d 軸注入訊號加速擾動至 NDZ 範圍外之表示式，如 (19) 式所示

$$\begin{cases} \frac{-i_{de}^*(t)}{P_{load}[k_p + k_f(f_g - f)]} + \frac{k_l i_{de}^*(t) e^{\frac{-k_l t}{k_p + k_f(f - f_g)}}}{P_{load}[k_p + k_f(f_g - f)]^2} < Q_f \left(\frac{f_{\min}}{f_g} - \frac{f_g}{f_{\min}} \right) \\ \frac{-i_{de}^*(t)}{P_{load}[k_p + k_f(f_g - f)]} + \frac{k_l i_{de}^*(t) e^{\frac{-k_l t}{k_p + k_f(f - f_g)}}}{P_{load}[k_p + k_f(f_g - f)]^2} > Q_f \left(\frac{f_{\max}}{f_g} - \frac{f_g}{f_{\max}} \right) \end{cases} \quad (19)$$

對於其擾動分析中，由於 f_g 、 k_p 、 k_l 、 k_f 、 P_{load} 為皆為正值的常數，因此(19)式之指數與平方項的結果為正，而 i_{de}^* 為實功率輸出，因此也恆正，所以(19)式中會影響 NDZ 何時操作於最大值與最小值的關係可改寫為(20)，其中 A 為一恆正的未知數。

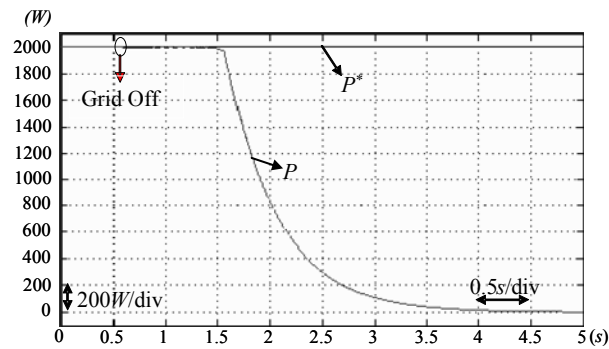
$$\frac{-i_{de}^*(t)}{P_{load}[k_p + k_f(f_g - f)]} + A < Q_f \left(\frac{f_{\min}}{f_g} - \frac{f_g}{f_{\min}} \right) \quad (20)$$

將(20)整理後可得，其實會造成 NDZ 之操作關係為 $f_g > f - B$ ，其中 B 為一恆正的未知數。

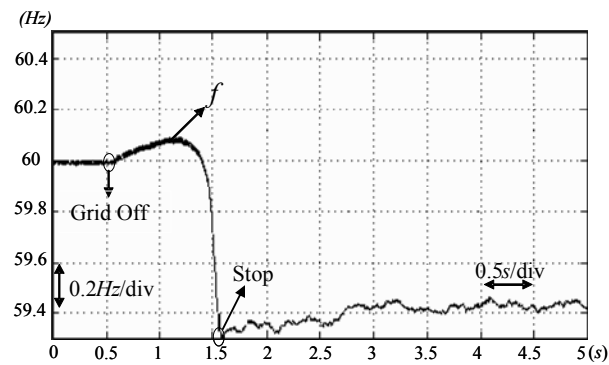
所以當市電脫離時，若 RLC 負載端所迴授之 $f - B$ 的值若低於 f_g ，則會操作於 NDZ 的下限之外，反之，當 RLC 負載端所迴授之 $f - B$ 的值若大於 f_g ，則會操作於 NDZ 的上限之外。

(二) d 軸擾動訊號注入法實作

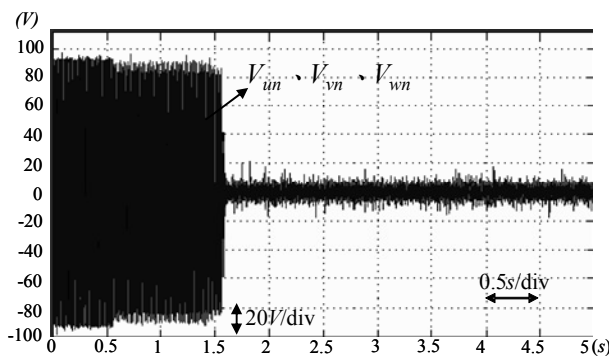
本計畫以 PC-based Simulink 直流/交流功率轉換器系統實作驗證所採行之 d 軸擾動訊號注入法，圖 6 為採用 d 軸擾動訊號注入法之實作結果，市電異常之時間點發生在 0.562(s)，耗時約 1 秒偵測到市電中斷或市電異常的現象發生，並隨即停止功率輸出，如圖 6(b)頻率變化波型與圖 6(c)電壓變化波型所示，並隨即停止功率輸出至 RLC 共振負載槽上，如圖 6(a)反流器輸出功率波型變化。



(a)



(b)



(c)

圖 6. d 軸擾動訊號注入法實作圖

三、磷酸鋰鐵電池儲能系統

本計畫儲能系統由磷酸鋰鐵電池組和具雙向功率流動之直/交流三相轉換器所組成，在經過濾波電感和隔離變壓器連接至電網。其主要目的是控制實功流向來達成磷酸鋰鐵電池組充放電功能。

(一)儲能系統架構簡介

圖 7 為本計畫研究之儲能系統架構圖。圖中將三相電壓及電流訊號分別經由 abc 軸至 dq 軸座標轉換，分別得到 dq 軸電壓 V_q 和 V_d 以及 dq 軸電流 i_q 和 i_d ，所得之電壓與電流訊號經由功率運算即可獲得實功 P 以及虛功 Q 。三相電壓經鎖相迴路控制可得到電網相位之估測角度 θ'_e 。而 P^* 和 Q^* 分別為實功以及虛功命令，本計畫之儲能系統以供應實功為主，因此虛功命令設定為零，讓所供應之功率皆為實功，其中實功為正值時，功率流動方向為從直流至交流，磷酸鋰鐵電池組對電網放電；實功為負值時，功率流動方向為從交流至直流，電網對磷酸鋰鐵電池組充電。

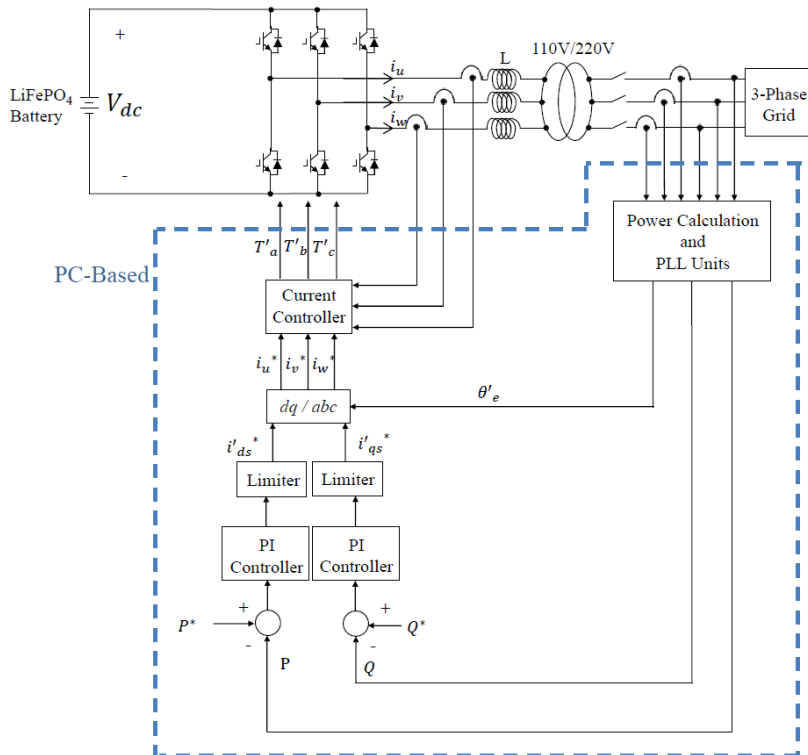


圖 7.磷酸鋰鐵電池儲能系統控制方塊圖

(二)以 PC-Based 控制儲能系統實作

本計畫以 PC-Based 為基礎控制儲能系統，本儲能系統可對電網以實、虛功率控制法則進行併網及充、放電功能。硬體使用 MRC-6810 介面卡執行訊號轉換，如圖 8 所示，供 Matlab/Simulink 計算及控制。磷酸鋰鐵電池組如圖 9 所示，三相直/交流轉換器如圖 10 所示。圖 11、12 為磷酸鋰鐵電池組放電狀態實功、線電壓、線電流、電池組電流及電壓狀態。圖 13、14 為磷酸鋰鐵電池組充電狀態實功、線電壓、線電流、電池組電流及電壓狀態。

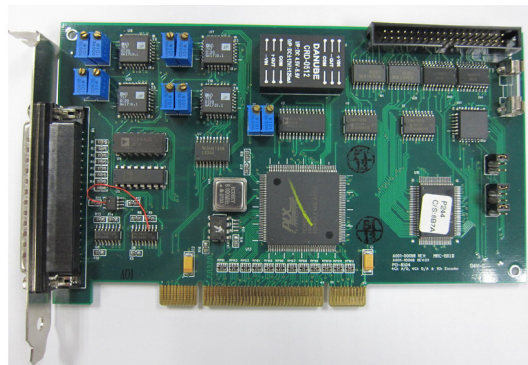


圖 8. 磷酸鋰鐵電池儲能系統 MRC-6810 介面卡



圖 9. 磷酸鋰鐵電池組



圖 10. 磷酸鋰鐵電池儲能系統三相直/交流轉換器

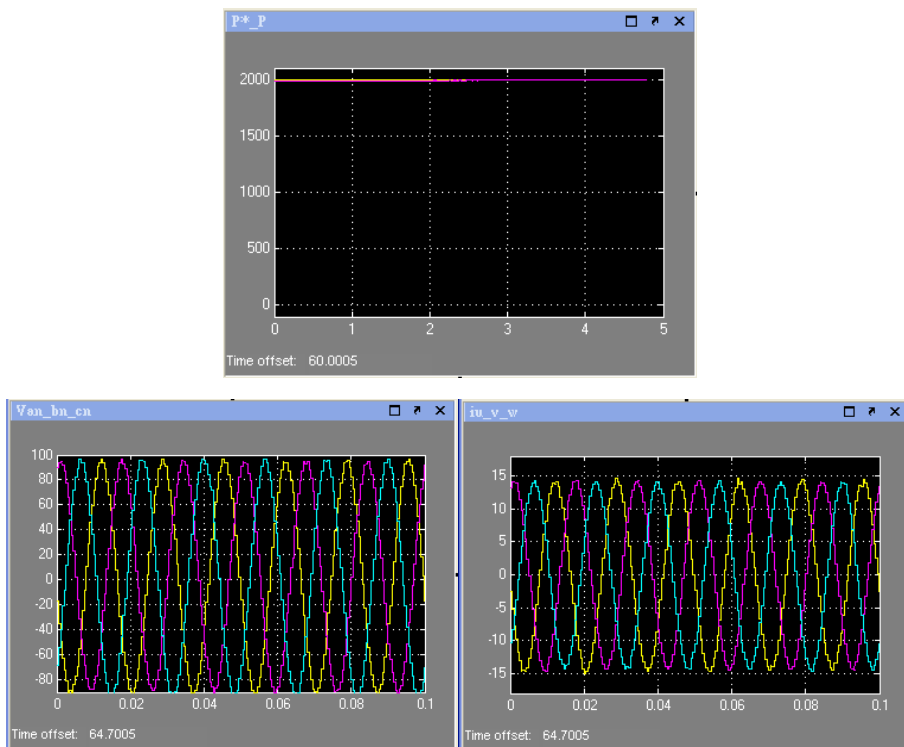


圖 11. 磷酸鋰鐵電池放電波形圖

	Vol1(mV)	Vol2(mV)	Vol3(mV)	Vol4(mV)	Vol5(mV)	Vol6(mV)	Vol7(mV)	Vol8(mV)	Vol9(mV)	Vol10(mV)	Vol11(mV)	Vol12(mV)	Vol13(mV)	Temp1(C)	Temp2(C)	Current(A)	Status	Pack(V)	SOC%
1_1	3242	3250	3266	3262	3271	3254	3249	3257	3246	3242	3246	3249		28.4	28.1	-9.232	00	39.034	96
2_1	3227	3242	3207	3239	3154	3242	3029	3154	3246	3218	3246	3238		29.1	29.4	-9.174	00	38.442	95
3_1	3279	3271	3279	3277	3274	3278	3279	3277	3276	3274	3281	3279		28.7	28.7	-9.270	00	39.324	96
4_1	3237	3238	3217	3238	3229	3234	3237	3235	3233	3239	3240	3234		27.6	27.8	-9.155	00	38.811	92
5_1	3232	3184	3274	3267	3276	3273	3267	3268	3272	3268	3272	3272		28.7	28.7	-9.174	00	39.125	96
6_1	3200	3185	2813	3134	3211	3210	3174	3200	3179	3150	3207	3213		27.6	26.8	-9.212	00	37.856	91

圖 12. 磷酸鋰鐵電池組放電時狀態

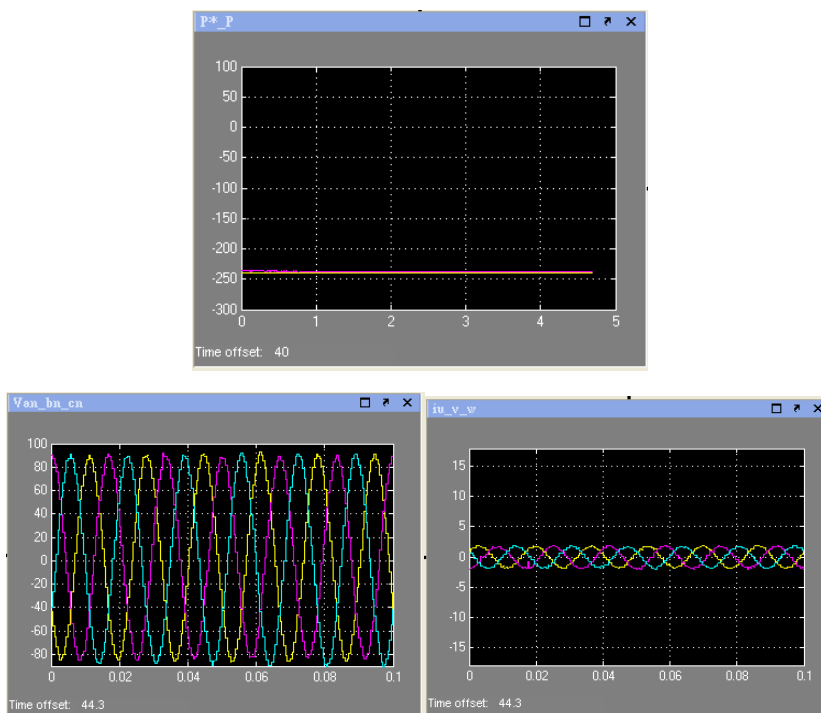


圖 13. 磷酸鋰鐵電池充電波形圖

	Vol1(mV)	Vol2(mV)	Vol3(mV)	Vol4(mV)	Vol5(mV)	Vol6(mV)	Vol7(mV)	Vol8(mV)	Vol9(mV)	Vol10(mV)	Vol11(mV)	Vol12(mV)	Vol13(mV)	Temp1(C)	Temp2(C)	Current(A)	Status	Pack(V)	SOC%
1_1	3289	3300	3318	3315	3325	3305	3299	3310	3296	3293	3294	3299		28.4	28.2	0.916	00	39.643	96
2_1	3276	3292	3259	3288	3209	3292	3080	3207	3292	3270	3294	3288		29.1	29.4	0.916	00	39.047	95
3_1	3328	3327	3328	3328	3327	3327	3328	3326	3327	3328	3331	3329		28.7	28.7	0.935	00	39.934	96
4_1	3285	3287	3268	3287	3285	3287	3287	3288	3285	3288	3292	3287		28.0	28.2	0.916	00	39.426	92
5_1	3285	3248	3327	3323	3326	3325	3323	3323	3325	3326	3327	3327		28.7	28.7	0.935	00	39.785	96
6_1	3252	3217	2862	3194	3260	3260	3227	3252	3228	3204	3259	3265		27.6	26.8	0.896	00	38.480	91

圖 14. 磷酸鋰鐵電池組放電時狀態

四、太陽能發電系統

本計畫完成研究太陽能發電系統，將太陽光能利用直流/交流轉換器，轉換至三相定電壓及定頻率之交流電源，再與市電併聯，相關太陽能電池特性、系統架構及最大功率點追蹤法詳述如下。

(一)太陽能電池特性

太陽光電池由許多 P-N 接面的半導體組成，並且直接將光能轉換成電能，等效電路如圖 15 所示，其中 R_s 和 R_{sh} 分別為內部的等效串聯及並聯電阻； R_o 為負載電阻； I_{ph} 表示太陽能電池所產生的電流； I_r 表示流經二極體的電流； I_p 及 V_p 分別為輸出電流和電壓。分析時因為 R_s 的值很小， R_{sh} 的值很大，為了簡化分析過程通常將兩者忽略不計。

由圖 15 所示，依據 P-N 接面半導體的特性，輸出電流可由以下數學式表示：

$$I_{pv} = I_{ph} - I_r = I_{ph} - I_{sat} \left[\exp\left(\frac{qV_{pv}}{KAT}\right) - 1 \right] \quad (21)$$

其中 q 為一個電子之電荷量 ($1.6 \times 10^{-19} \text{ C}$)； K 為波茲曼常數 ($1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$)； A 為太陽能電池的理想因數 (1~5)； T 為太陽能電池的溫度 (K)；

(21)式中的 I_{sat} 為太陽能電池的反向飽和電流，其數學關係可表示如下：

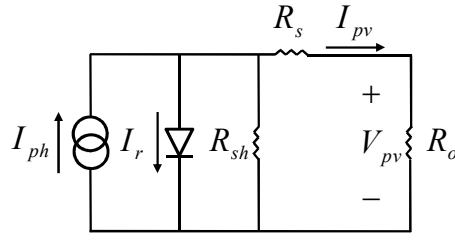


圖 15. 太陽能電池等效電路

$$I_{sat} = I_{rr} \left(\frac{T}{T_r} \right)^3 \exp \left[\frac{qE_{gap}}{KA} \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{T} \right) \right] \quad (22)$$

其中 T_r 為參考溫度； I_{rr} 為太陽能電池溫度在 T_r 時的反向飽和電流； E_{gap} 為半導體材料跨越能帶間隙時所需能量。

太陽能電池所產生的電流 I_{ph} ，會隨著日照強度 (S_i) 和太陽能電池溫度 (T) 的變化而改變，其關係可由以下數學式表示：

$$I_{ph} = \left[I_{scr} + K_i (T - T_r) \right] S_i \quad (23)$$

其中 I_{scr} 為太陽能電池工作在參考溫度及日照條件 1000 W/m^2 之下，所量測到的短路電流值； K_i 為太陽能電池的短路電流溫度係數； S_i 為太陽的日照強度 (W/m^2)。

以上為太陽能電池的物理特性，綜合以上(21)、(22)和(23)三式，並且考慮太陽能電池的串並聯，可計算出其輸出功率 P_{pv} ，其關係可由以下數學式所示：

$$P_{pv} = V_{pv} I_{pv} = n_p I_{ph} V_{pv} - n_p I_{sat} V_{pv} \left[\exp \left(\frac{q}{KAT} \frac{V_{pv}}{n_s} \right) - 1 \right] \quad (24)$$

其中 n_p 及 n_s 為太陽能電池的並聯和串聯個數。

聯立(21)、(22)、(23)和(24)求解，可以描繪出太陽能電池的電壓、電流與功率之間隨日照強度 (S_i) 和溫度 (T) 變化的關係圖，如圖 16 及圖 17 所示。

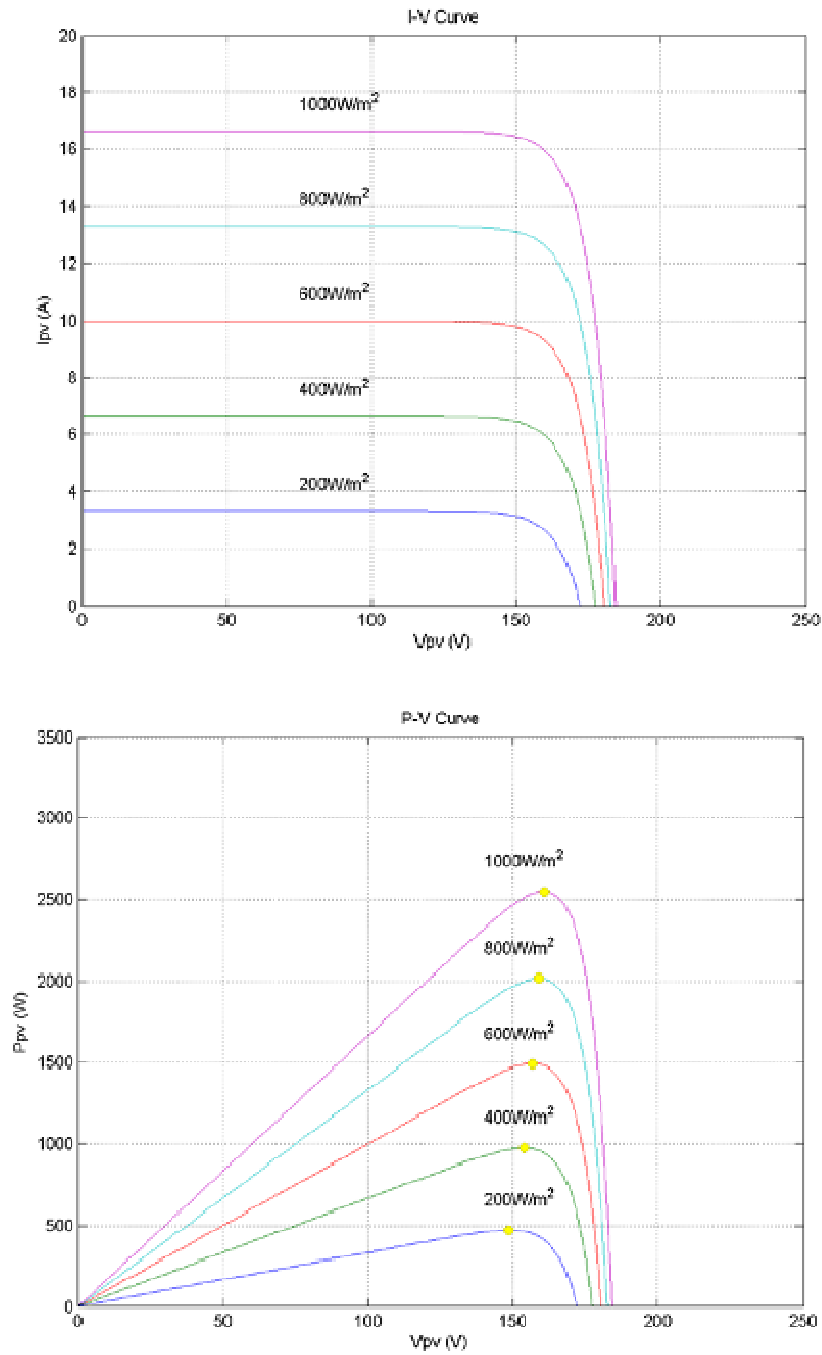


圖 16. 溫度固定於 $25^{\circ}C$ 下，日照強度變化下的
電流與電壓及功率與電壓關係圖

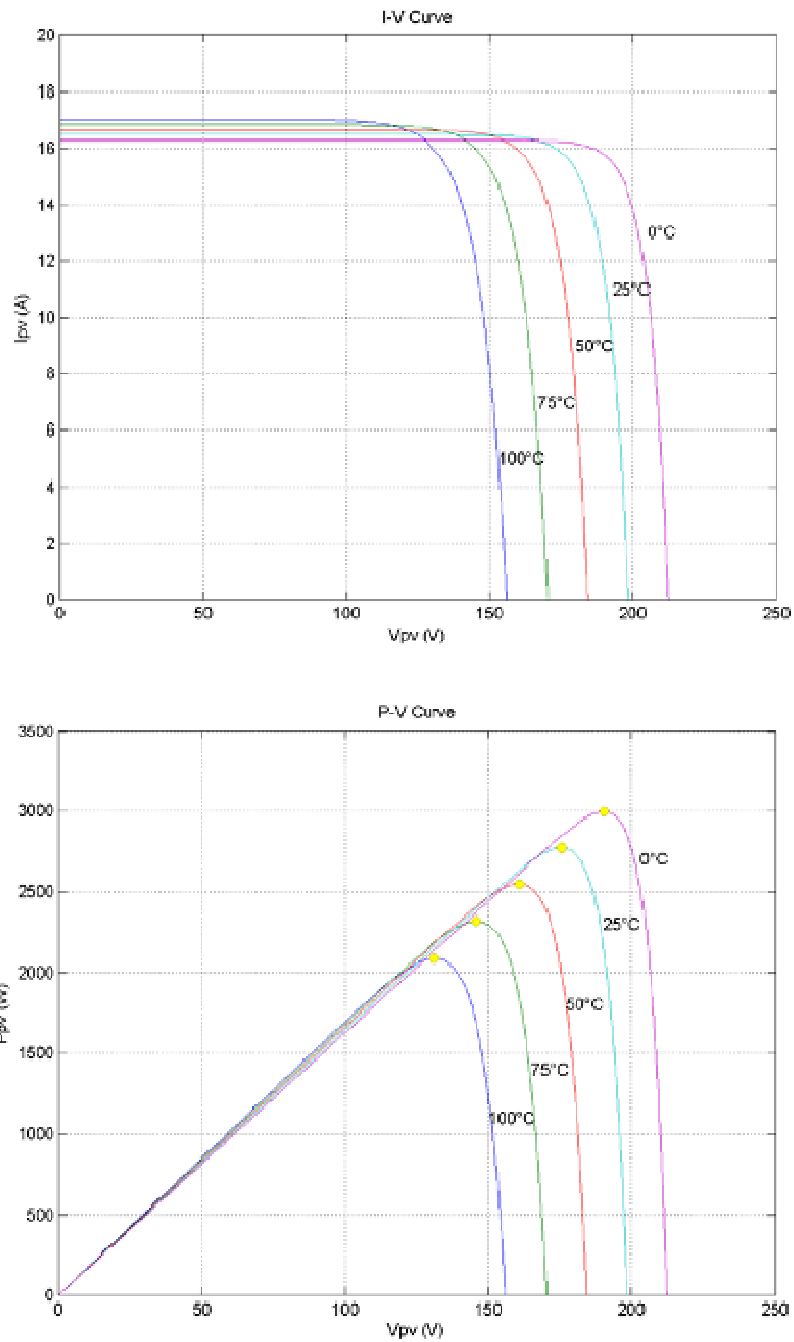


圖 17. 日照強度固定於 $1000W/m^2$ 下，溫度變化下的
電流與電壓及功率與電壓關係圖

(二)最大功率點追蹤

由圖 16、圖 17 可知，太陽能電池的電壓電流曲線是非線性

關係。在不同的工作環境之下，溫度和日照強度的不同，會產生不同的工作曲線。每條曲線都有一個峰值，代表此時工作點位於最大功率點。為了提高太陽能電池的工作效率，需要一種演算法來控制太陽能電池的電壓與電流，使其輸出最大功率。

擾動觀察法與增量電導法兩者是不同的方法，但原理相同。擾動觀察法因為控制簡單，需要量測參數較少，易於實施，所以本計畫的最大功率追蹤法採用此方法，如圖 18 所示。此方法藉由不斷擾動輸出電壓，並觀察其對輸出功率的影響。假設輸出功率較擾動前大 ($\Delta P > 0$)，則表示電壓變化朝同一方向移動；反之，輸出功率較擾動前小 ($\Delta P < 0$)，則下個週期改變電壓變化方向。然而，此方法在達到最大功率點附近之後，仍然會繼續擾動不會停止，持續在最大功率點左右震盪，造成能量損失並降低發電效率。改變擾動變化大小可以使得震盪損失降低，但是當天氣變化，溫度及日照強度有大幅改變時，追蹤速度變慢，造成能量浪費。因此擾動變化控制上必須在追蹤速度與震盪損失中做出取捨。

增量電導法是對於擾動觀察法在最大功率點附近產生左右震盪之狀況予以改良的方法，藉由太陽能特性曲線之斜率判斷去追蹤最大功率點，其判斷式如下所示：

$$\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} = \frac{d(V_{pv}I_{pv})}{dV_{pv}} = I_{pv} + V_{pv} \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} \cong I_{pv} + V_{pv} \frac{\Delta I_{pv}}{\Delta V_{pv}} = 0 \quad (25)$$

當 $\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} \neq 0$ 時，其追蹤方式與擾動觀察法相同，只有在

$\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} = 0$ 時表示此時於最大功率點，因此(25)式可以整理如下：

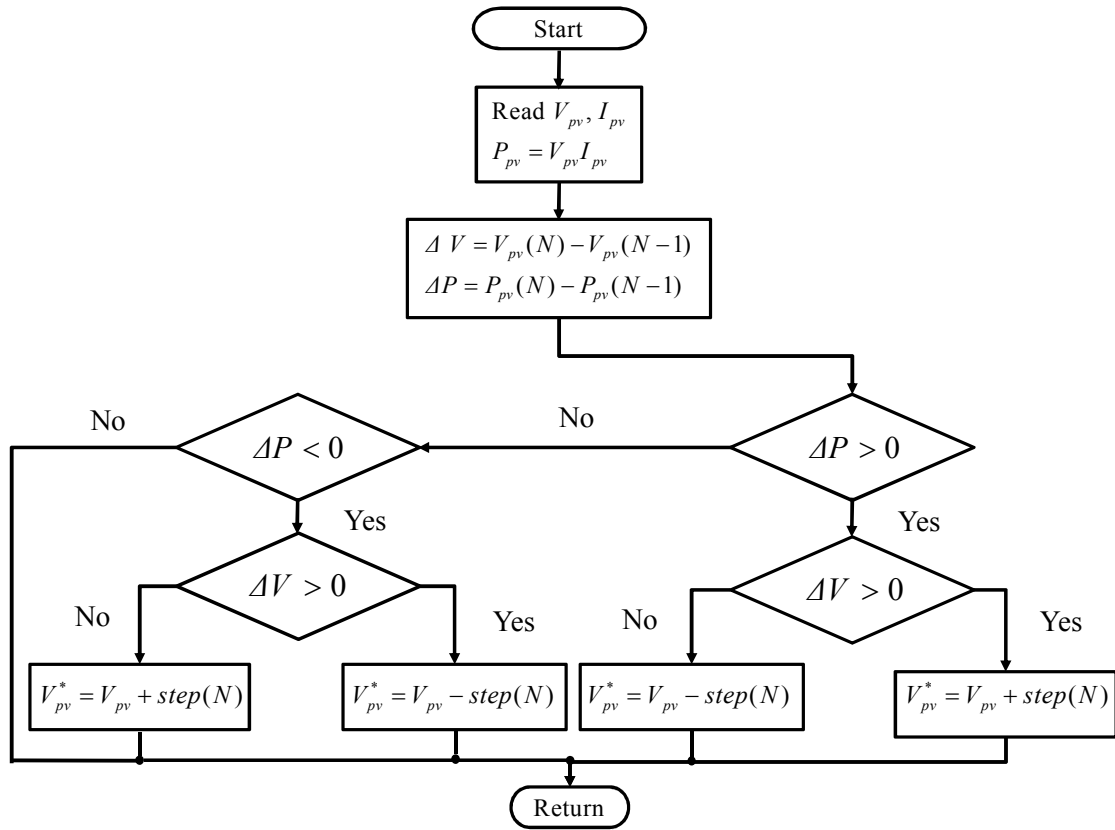


圖 18. 擾動觀察法流程圖

$$\left\{ \begin{array}{ll} \frac{\Delta I_{pv}}{\Delta V_{pv}} = -\frac{I_{pv}}{V_{pv}} & \text{at MPP} \\ \frac{\Delta I_{pv}}{\Delta V_{pv}} > -\frac{I_{pv}}{V_{pv}} & \text{left of MPP} \\ \frac{\Delta I_{pv}}{\Delta V_{pv}} < -\frac{I_{pv}}{V_{pv}} & \text{right of MPP} \end{array} \right. \quad (26)$$

增量電導法之流程圖 19 所示，雖然此法仍然是以擾動太陽光能電池之輸出電壓達到最大功率點，但是藉由修改判斷式可以減少在最大功率點附近之震盪現象，使其能夠相較於擾動觀察法，更能適應劇烈變化之天氣條件。

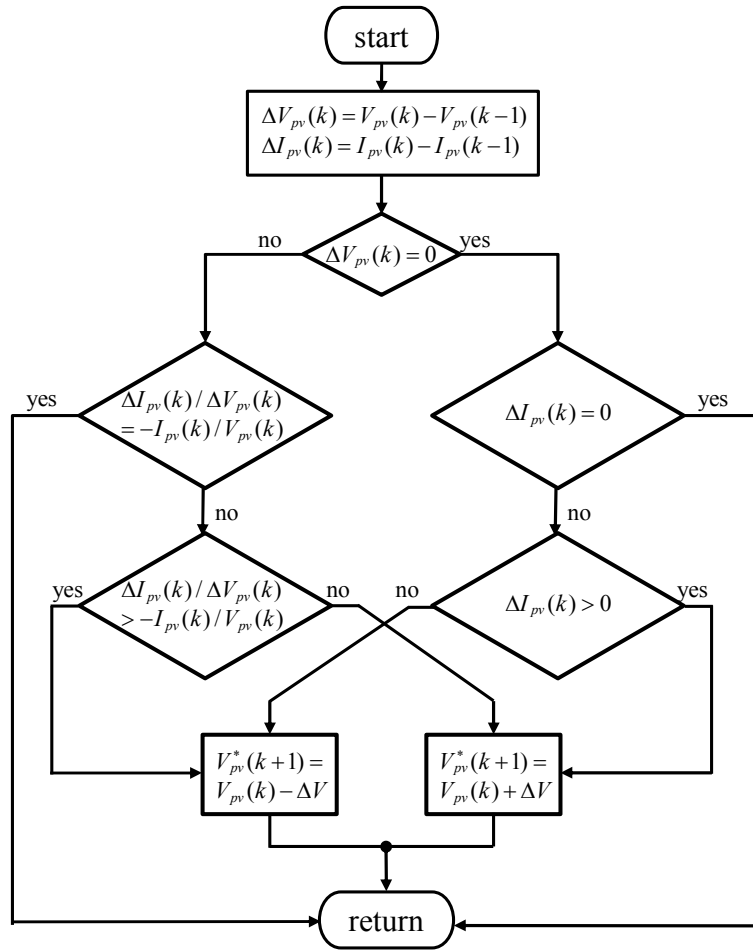


圖 19. 增量電導法流程圖

(三) 太陽能系統架構

一般情況下，升壓轉換器提升太陽能電池電壓至直流鏈電壓，並且實現太陽能電池之最大功率點追蹤。最大功率點追蹤採用觀察與擾動法，產生太陽能電池電壓命令 V_{pv}^* ，與回授之 V_{pv} 產生控制命令電壓 v_{con} ，經過脈波寬度調變電路產生脈波寬度調變訊號控制升壓轉換器。升壓轉換器與變流器之間並聯一個直流鏈電容，且透過變流器之控制器維持直流鏈電壓穩定。變流器之實功控制迴路利用回授之直流鏈電壓 V_{dc} 與直流鏈電壓命令 $V_{dc}^* = 200V$ 產生 q 軸命令電流 i_q^* ，虛功控制迴路利用計算之

虛功率 Q 與虛功命令 $Q^* = 0$ 產生 d 軸命令電流 i_d^* 、 i_q^* 與 i_d^* 經過坐標軸轉換由 dq 軸轉至 abc 軸產生三相命令電流 i_a^* 、 i_b^* 與 i_c^* ，其中座標軸旋轉角度是由鎖相迴路計算市電角度 θ_e 。三相命令電流再經過三相電流控制電路形成三相控制命令電壓 v_{conA} 、 v_{conB} 與 v_{conC} ，經過正弦脈波寬度調變電路產生脈波寬度調變訊號控制變流器。

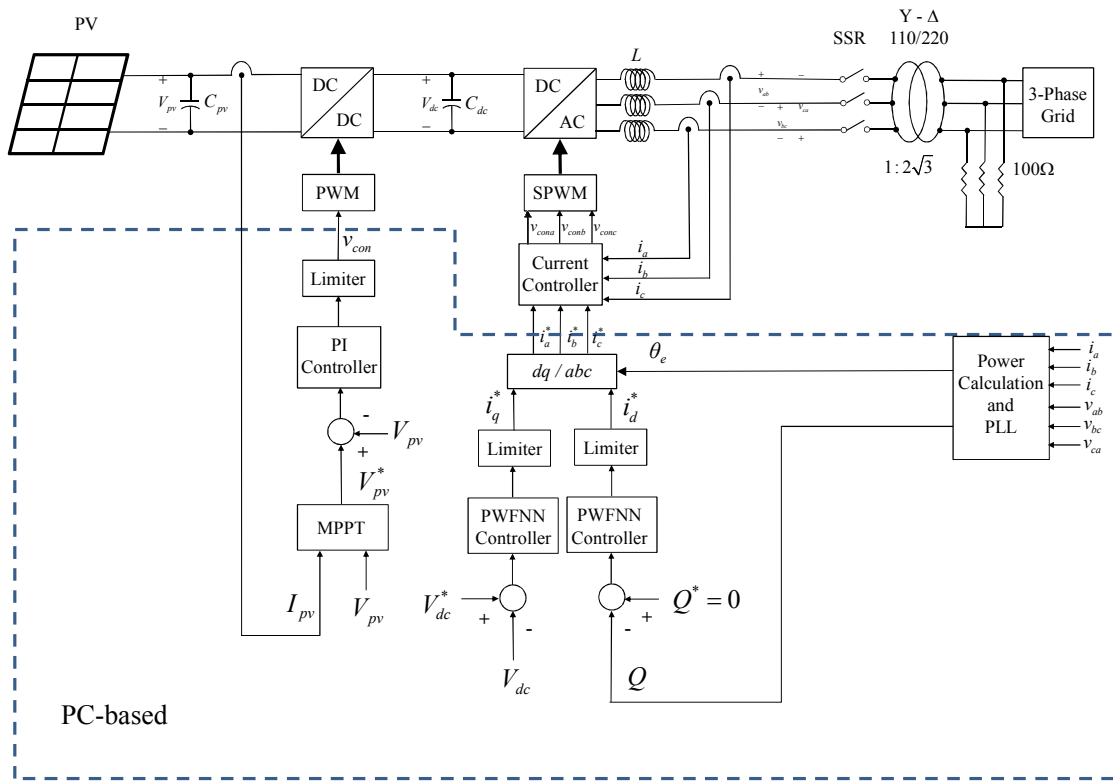


圖 20. 併網型太陽能發電系統架構圖

(四)天氣照度模擬分析

本計畫使用可程控直流電源供應器仿真太陽能電池陣列，採用的是 Chroma 62100H-600S 與系統實體圖如圖 21 所示，根據研究需求，使得太陽能模擬曲線參數為開路電壓

$V_{oc} = 177.6V$ 、短路電流 $I_{sc} = 3.4085A$ 、最大功率點電壓 $V_{mp} = 154V$ 、最大功率點電流 $I_{mp} = 6.49A$ 、最大功率輸出 $1000W$ 。



(a)



(b)

圖 21. 可控直流電源供應器與系統實體圖 (a)可控直流電源供應器(b)系統實體圖

模擬使用 PSIM 軟體模擬情境為當太陽能系統追蹤至 $1000W$ 時，在 1 秒時發生天氣照度變化，太陽能電池陣列輸出從 $1000W$ 降至 $580W$ ，在 1.5 秒時太陽光照度恢復，因此由 $580W$

上升至 1000W，如圖 22 所示。

而實作情境如圖 23 所示，其狀況為正常照度 1000W，再 0.4 秒時遭遇天氣遮蔽效應，功率由 1000W 降至 700W 之實際情況。

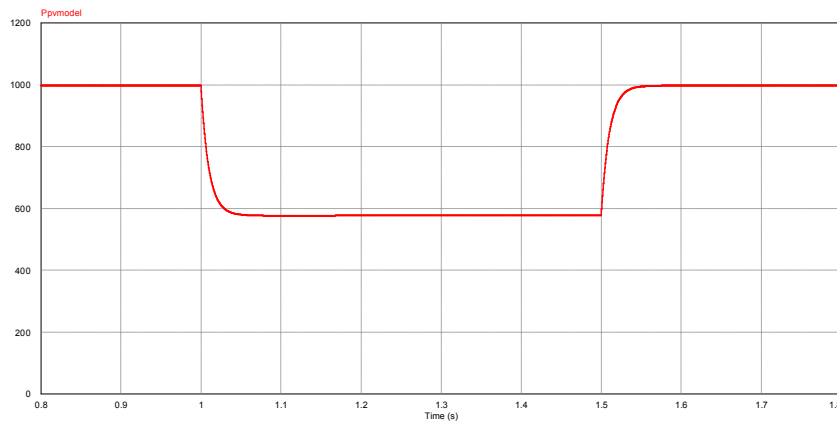


圖 22. 天氣照度改變之模擬響應圖

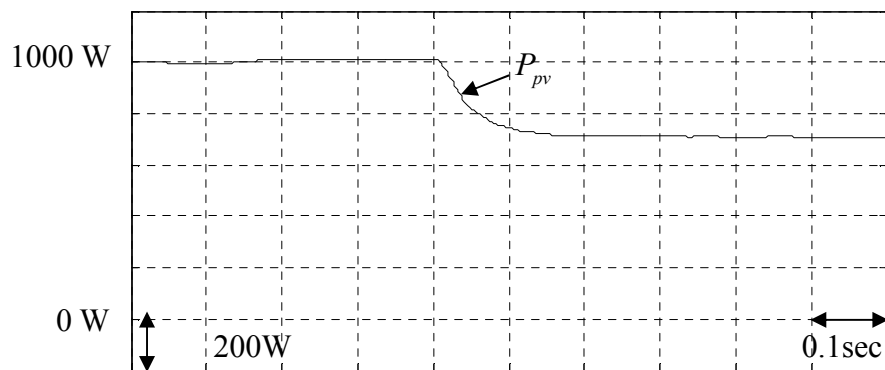


圖 23. 天氣照度改變之實際響應圖

五、風力發電系統

由於分散式電源包含風力發電系統，是以本計畫提出併網型風力驅動鼠籠式感應發電系統，利用交流/直流(AC/DC)轉換器將感應發電機所產生變動電壓及變動頻率之三相交流電源轉換成固定電壓之直流電源，再利用直流/交流(DC/AC)換流

器，轉換至三相定電壓及定頻率之交流電源，最後再與市電併聯，另外並結合 WFNN 類神經網路控制器來取代傳統之 PI 控制器，以改善風力驅動鼠籠式感應發電機在不同操作情況下直流鏈電壓之暫態與穩態特性。

(一)鼠籠式感應風力發電系統分析

本計畫使用一台永磁同步馬達當作原動機以取代風力機與齒輪箱來帶動鼠籠式感應發電機，其中電流迴路控制與 SPWM 以硬體電路實現，交流轉直流轉換器及直流轉交流轉換器的外迴路使用 Matlab & Simulink Real-Time Control 撰寫控制程式，並搭配個人電腦與控制卡 MRC-6810 送出三相電流命令、回授信號以及監控發電機轉速與電壓電流，其中軟體中斷時間設定為 1ms。

圖 24 為鼠籠式感應發電機控制架構圖，經由 MRC-6810 編碼器介面電路回授發電機轉速 ω_{rm} ，並與相對應的風速計算而得的轉速命令 ω_{rm}^* 相減後的誤差經一 PI 控制器得到 q 軸電流命令 i_{qs}^* ，發電機轉子的電器角則由前述之間接磁場導向控制求得，最後再經由 dq 轉 abc 座標軸轉換輸出三相電流命令 i_a^* 、 i_b^* 、 i_c^* 。

另一側經由 MRC-6810 回授市電側線電壓，經由鎖相迴路計算出市電角度 θ_e' ，並根據回授之直流鏈電壓 V_{dc} 與其命令 V_{dc}^* 相減後所得的誤差送入小波模糊類神經網路控制器產生 d 軸電流命令 i_d^* ， q 軸電流命令 i_q^* 則由回授的市電電壓及電流計算虛功率，與命令比較形成誤差後經由 PI 控制器求得，最後再經由同步旋轉座標軸轉成三相座標軸輸出三相電流命令 i_u^* 、 i_v^* 、 i_w^* 。

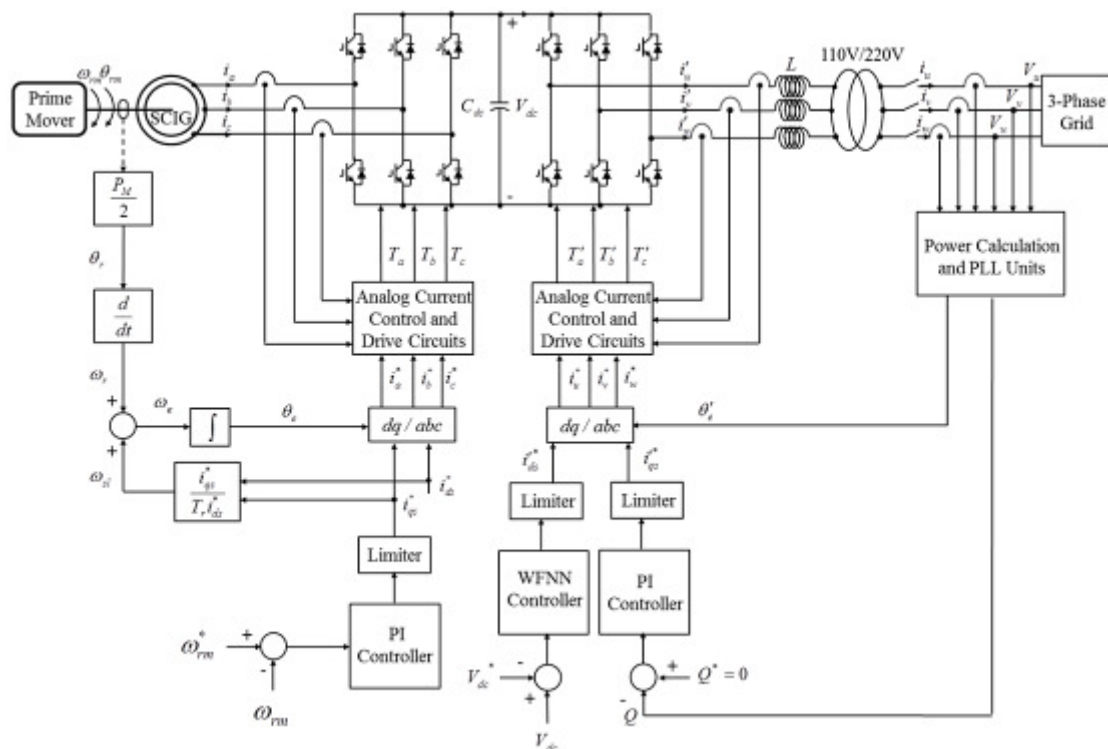


圖 24. 鼠籠式感應發電機控制架構圖

(二) 間接磁場導向控制鼠籠式感應發電機

間接磁場導向係藉由量測發電機定子電流以及計算轉子時間常數來計算轉差率 ω_{sl} ，並與編碼器回授之發電機轉子機械轉速 ω_{rm} 考慮發電機極數後求得之轉子電器轉速 ω_r 相加後，即可得到估測的轉子磁通速度 ω_e ，最後再經由一積分器即可求得轉子磁通角度 θ_e 。由於在三相系統下建立的感應發電機方程式為非線性且時變，非常不利於分析。為了簡化方程式，我們將感應發電機的系統模型轉換到同步旋轉座標軸上，通過座標軸轉換轉子磁通沿著 d 軸方向之位置，以簡化電壓及轉矩方程式，使系統易於分析及控制。

經同步旋轉座標軸轉換後，定子、轉子電壓與電磁轉矩方

程式可表示如下[9-10]:

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + p\lambda_{qs} + \omega_e \lambda_{ds} \quad (27)$$

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + p\lambda_{ds} - \omega_e \lambda_{qs} \quad (28)$$

$$V_{qr} = R_r i_{qr} + p\lambda_{qr} + (\omega_e - \omega_r) \lambda_{dr} \quad (29)$$

$$V_{dr} = R_r i_{dr} + p\lambda_{dr} - (\omega_e - \omega_r) \lambda_{qr} \quad (30)$$

$$T_e = \frac{3P_M}{4} \frac{L_m}{L_r} (i_{qs} \lambda_{dr} - i_{ds} \lambda_{qr}) \quad (31)$$

其中 V_{ds} 與 V_{qs} 為定子 dq 軸電壓、 V_{dr} 與 V_{qr} 為轉子 dq 軸電壓、 i_{ds} 與 i_{qs} 為定子 dq 軸電流、 i_{dr} 與 i_{qr} 為轉子 dq 軸電流、 R_s 與 R_r 為定子電阻與轉子電阻、 ω_e 與 ω_r 電氣角速度與轉子角速度、 λ_{ds} 與 λ_{qs} 為定子 dq 軸磁通鏈、 λ_{dr} 與 λ_{qr} 為轉子 dq 軸磁通鏈、 P_M 為發電機極數、 p 為微分運算子、 T_e 為電磁轉矩、 L_m 與 L_r 為互感及轉子電感。此外，轉子電流可由轉子磁通鏈與定子電流表示成：

$$i_{qr} = \frac{1}{L_r} \lambda_{qr} - \frac{L_m}{L_r} i_{qs} \quad (32)$$

$$i_{dr} = \frac{1}{L_r} \lambda_{dr} - \frac{L_m}{L_r} i_{ds} \quad (33)$$

將(32)式與(33)式代入(30)式與(31)式可得：

$$p\lambda_{qr} + \frac{R_r}{L_r} \lambda_{qr} - \frac{L_m}{L_r} R_r i_{qs} + (\omega_e - \omega_r) \lambda_{dr} = 0 \quad (34)$$

$$p\lambda_{dr} + \frac{R_r}{L_r} \lambda_{dr} - \frac{L_m}{L_r} R_r i_{ds} - (\omega_e - \omega_r) \lambda_{qr} = 0 \quad (35)$$

依據(34)式將電氣角速度表示如下：

$$\omega_e = \omega_r + \frac{L_m R_r i_{qs}}{L_r \lambda_{dr}} \quad (36)$$

故可得下式：

$$\lambda_{qr} = \exp\left(-\frac{R_r}{L_r}\right) \quad (37)$$

$$p\lambda_{dr} + \frac{R_r}{L_r} \lambda_{dr} - \frac{L_m}{L_r} R_r i_{ds} = 0 \quad (38)$$

由於(37)式中馬達參數皆為正常數，故可以保證系統之穩定。接著，當達到穩態時，可得下式：

$$\lambda_{qr} = 0; p\lambda_{qr} = 0 \quad (39)$$

$$\lambda_{dr} = L_m i_{ds} \quad (40)$$

因此，轉子磁通鏈被完全導於 d 軸方向，且磁通大小可由定子 d 軸電流 i_{ds} 來控制，故電磁轉矩可以進一步簡化為：

$$T_e = \frac{3P_M}{4} \frac{L_m^2}{L_r} i_{ds} i_{qs} = K_t i_{qs} \quad (41)$$

其中 $K_t = 3P_M L_m^2 i_{ds} / (4L_r)$ ，是以(41)式之轉矩方程式類似於直流發電機之轉矩方程式，若 i_{ds} 為固定值，則此時若欲控制轉矩之瞬間值，僅需控制 i_{qs} 即可。

(三)功率係數與尖端速度比

計畫所發展之併網型風力驅動鼠籠式感應發電系統，其中以鼠籠式感應馬達來模擬 2kW、三葉片水平軸式風機，其中風機葉片直徑為 2.4 公尺。風機在不同的尖端速度比(Tip Speed Ratio)時，會有相對應的功率係數(Performance Coefficient)，此風機的曲線圖於風機製造設計時，透過製造商測試並計算決定，

如圖 25 所示。尖端速度比的定義如下

$$\lambda = \frac{R_m \omega_m}{v} \quad (42)$$

其中 λ 為尖端速度比、 v 為風速、 R_m 為風機葉片半徑、 ω_m 為永磁同步馬達轉子轉速，而尖端速度比的物理意義即為葉片尖端之切線速度與風速之比率，在固定風速的情況下，尖端速度比與風機轉軸轉速成正比。

根據風能之特性，風機所輸出的機械功率可表示成

$$P = \rho A C_p v^3 / 2 \quad (43)$$

其中 ρ 為空氣密度； A 為風機葉片旋轉面積 (m^2)，由上式可知在固定風速下，風機輸出功率與功率係數成正比。

另外風機與發電機，還有一個齒輪變速箱將發電機械機轉速 ω_m 增加為風機轉速的 3 倍，即

$$\omega_m = 3\omega_w \quad (44)$$

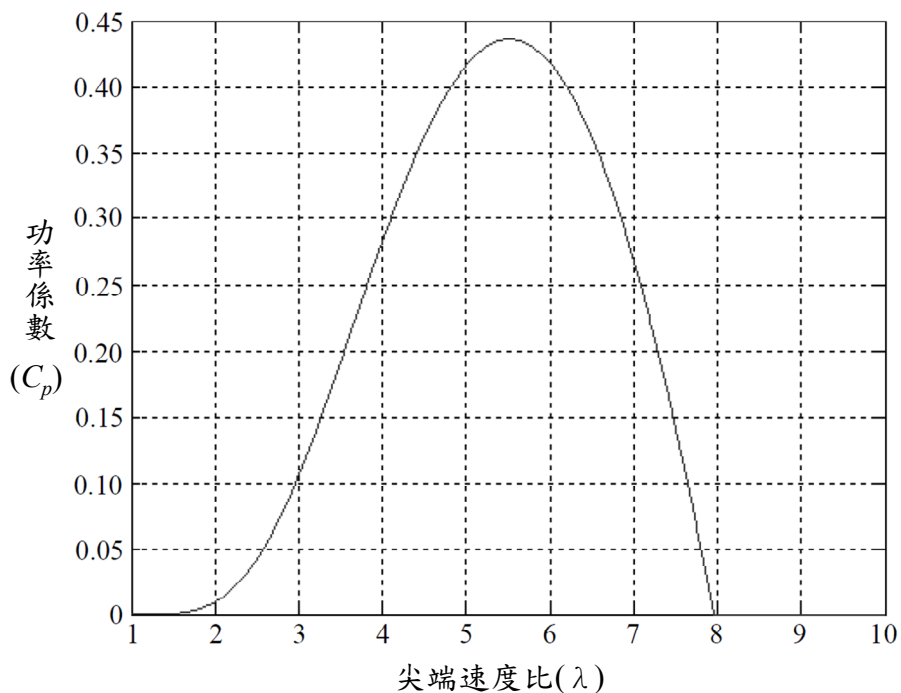


圖 25. 功率係數與尖端速度比關係圖

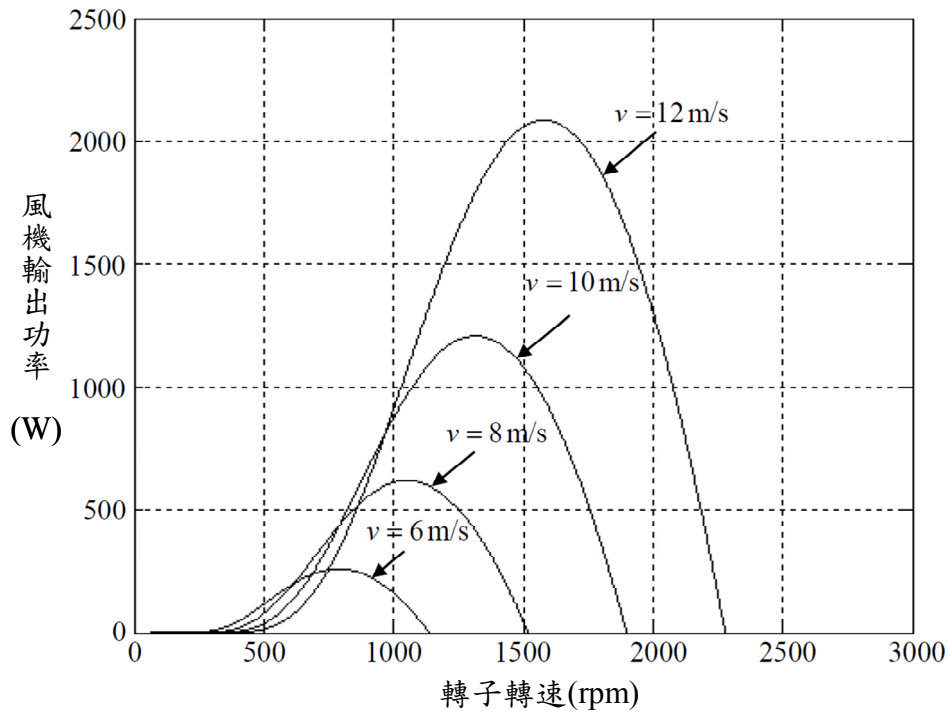


圖 26. 功率係數與尖端速度比關係圖

圖 26 顯示出在不同的風速下，皆會有一最佳發電機轉子轉速使發風機操作在最大功率點，從而得到最大功率的輸出。

本計畫使用一原動機操作在轉矩模式帶動鼠籠式感應發電機，模擬風機在不同風速下輸出的功率。根據上述，我們可以求得在不同風速下發電機最佳轉子轉速與其輸出功率。在風機傳送效率 $\eta_w = 0.98$ 及發電機轉換效率 $\eta_g = 0.97$ 時，感應發電機輸出功率 P_g 可表示如下

$$P_g = \eta_w \eta_g P_w \cong 0.95 P_w \quad (45)$$

原動機的轉矩 可由下列關係式求得

$$T_e = P_g / \omega_{rm} \quad (45)$$

另外由於 AC/DC 轉換器與 DC/AC 逆變器的效率為 0.95，因此 DC/AC 逆變器輸出饋入市電的功率 P_{inv} 為

$$P_{inv} = \eta_{conv} \eta_{inv} P_g \cong 0.9025 P_g \quad (46)$$

根據上述公式，相關參數可以將整理如表 1：

表 1. 天氣照度改變之實際響應圖

Parameter Wind Speed	ω_{em}	T_m	P_w	P_g	P_{inv}
$v = 12 m/s$	1581rpm	12.6Nm	2087W	1983W	1790W
$v = 10 m/s$	1318rpm	8.7Nm	1208W	1148W	1036W
$v = 8 m/s$	1058rpm	5.6Nm	618W	588W	530W
$v = 6 m/s$	791rpm	3.1Nm	261W	248W	223W

(四)小波模糊類神經網路 WFNN

比例積分控制器被廣泛的應用在傳統工業上，因為其結構簡單且容易實行。但是在現實生活中，大部分系統皆為非線性且時變的函數，比例積分控制器無法在系統變化時做出相對應的改變，因此在暫態的響應上，便會有較大的最大超越量、上升時間以及安定時間。近年來由於類神經網路相關理論的崛起，許多領域皆嘗試利用此一理論以改良傳統控制方法的不

足。模糊類神經網路控制是一種不需要受控體模型且擁有線上學習能力的智慧型控制，因此就不需額外複雜的數學理論便能夠有效近似非線性時變系統。因此有許多研究利用模糊類神經網路來描述複雜的受控體且用來建造一個具倒傳遞演算法的高性能控制器。另外由於小波優越的時域及頻域特性，使其對於收斂性速度與精確性有好的效果。因此本計畫提出一小波模糊類神經網路控制器(wavelet fuzzy neural network, WFNN)，所提之小波模糊類神經網路控制器為小波類神經網路與模糊類神經網路的結合，因此小波模糊類神經網路具有小波類神經網路快速響應、高精確度的優點及模糊類神經網路最佳化處理不確定項的能力來改善直流鏈電壓的暫態響應。

小波模糊類神經網路控制器架構如圖 27 所示，此控制器的網路架構主要由輸入層、歸屬函數層、規則層、小波函數層以及輸出層所組成；網路參數調整方面，利用倒傳遞線上調整的方式，使網路在外在干擾與不確定性的影響下，仍然具有強健而穩定的即時控制能力。有關於小波模糊類神經網路在每一層網路之訊號傳遞情形如下所述：

➤ 第一層(輸入層)：

在輸入層中，其輸入輸出可表示成：

$$net_i^1(N) = x_i^1, y_i^1 = f_i^1(net_i^1(N)) = net_i^1(N), \quad i = 1, 2 \quad (47)$$

其中 $x_1^1 = e$; $\dot{x}_1^1 = \dot{e} = x_2^1$, 分別表示成誤差值與誤差值的微分 ;

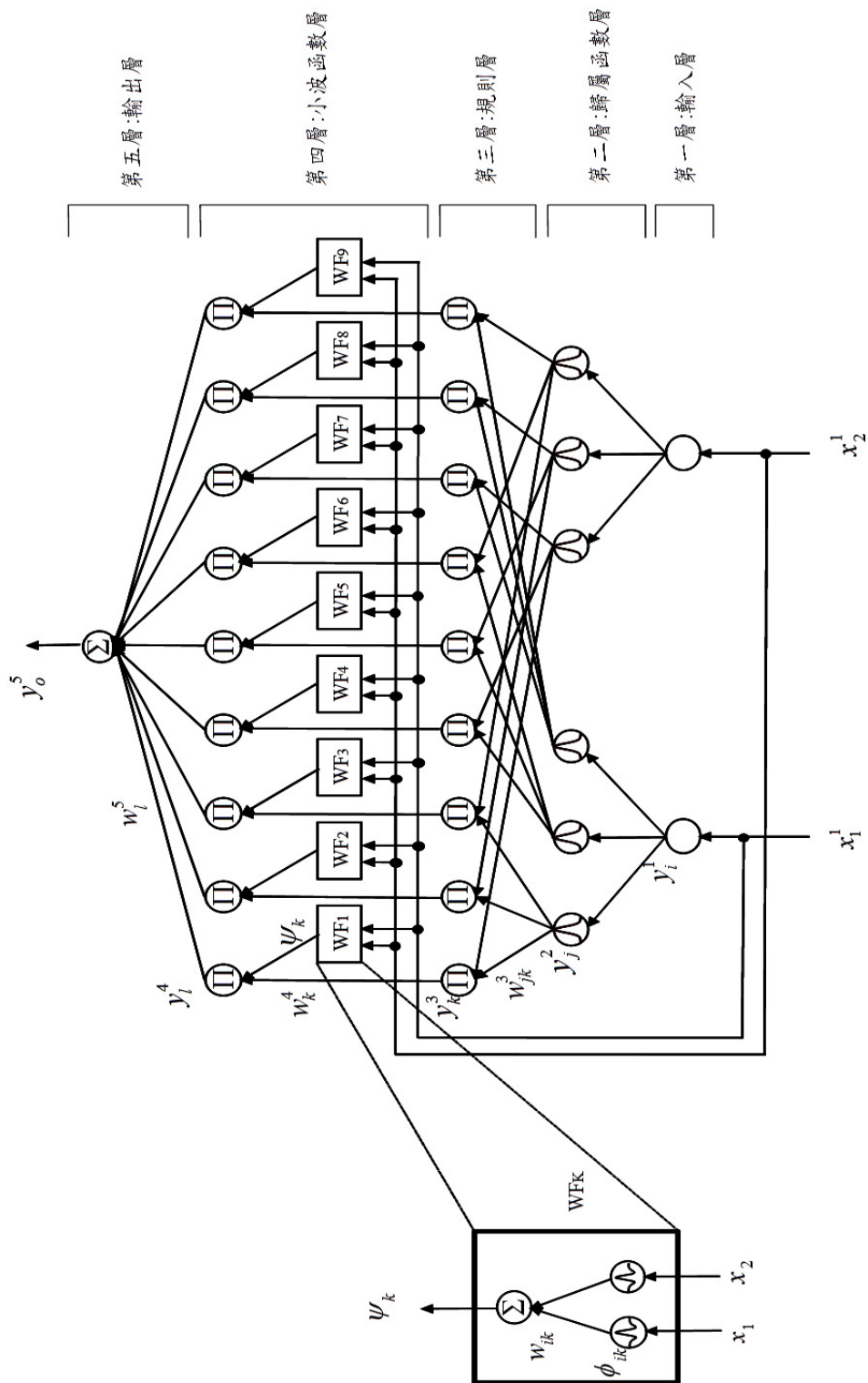


圖 27. 小波模糊類神經網路架構圖

N 表示第 N 次網路訓練次數；本研究中輸入變數分別為

$e = P^* - P_{inv}$ 實功控制、 $e = Q^* - Q_{inv}$ 虛功控制。

➤ 第二層(歸屬函數層)：

在歸屬函數層中，歸屬函數是採用高斯函數，其控制節點表示成：

$$net_j^2(N) = \frac{-(y_i^1 - m_j)^2}{\sigma_j^2}, \quad y_j^2(N) = f_j^2(net_j^2(N)) = \exp(net_j^2(N)) \quad (48)$$

$i=1,2 \quad j=1,2,\dots,n$

其中 m_j 與 σ_j 分別為第 j 項高斯函數的均值與標準差，並將輸入 y_i^1 至第二層節點， n 為相對於輸入節點之總數。

➤ 第三層(規則層)：

在輸出層中，控制節點是將各個輸入相乘後再輸出，其表示成：

$$net_k^3(N) = \prod_j w_{jk}^3 y_j^2(N) \quad (49)$$

$$y_k^3(N) = f_k^3(net_k^3(N)) = net_k^3(N), \quad k=1,\dots,p \quad (50)$$

其中 y_j^2 為第 j 個輸入， w_{jk}^3 為連結歸屬函數層與規則層間的權重值，此設為 1。

➤ 第四層(小波層)：

y_k^3 為次一節點輸入，在這一層中包含 k 個小波函數，小波函數如下所示， ψ_k 為小波函數輸出結果：

$$\phi_{ik}(x) = \frac{1}{\sqrt{|\sigma_j|}} \left[1 - \frac{(x_i^1 - m_j)^2}{\sigma_j^2} \right] \exp\left[\frac{-(x_i^1 - m_j)^2}{2\sigma_j^2} \right], \quad i=1,2 \quad k=1,\dots,p \quad (51)$$

$$\psi_k = \sum w_{ik} \phi_{ik}(x), \quad i=1,2 \quad k=1,\dots,p \quad (52)$$

其中 ψ_k 為第 k 項小波函數輸出至小波層節點， w_{ik} 為小波函數層內之小波權重值。

在第 l 層之輸出可表示：

$$net_l^4(N) = \prod \psi_k w_k^4 y_k^3(N), \quad i=1,2 \quad k=1,\dots,p \quad (53)$$

$$y_l^4(N) = f_l^4(net_l^4(N)) = net_l^4(N), \quad l=1,\dots,q \quad (54)$$

➤ 第五層(輸出層)：

在輸出層中，其控制節點是將所有輸入加總後輸出，可表示成：

$$net_o^5(N) = \sum_l w_l^5 y_l^4(N), \quad (55)$$

$$y_o^5(N) = f_o^5(net_o^5(N)) = net_o^5(N), \quad o=1 \quad (56)$$

其中 w_l^5 為小波層和輸出層之間的連結權重值。 y_l^4 為第 l 輸入。

(五)小波模糊類神經網路線上學習法則

小波模糊類神經網路的學習法則的重點是在監督式線上學習法則，藉由調整輸出層之連結權重值及倒傳遞學習法則來縮減能量函數，為了描述小波模糊類神經網路的線上學習法則，首先定義能量函數如下：

$$V = \frac{1}{2}(P^* - P_{inv})^2 = \frac{1}{2}e^2 \quad (57)$$

而學習演算法則描述如下：

➤ 第五層(輸出層)：

倒傳遞的誤差項如下：

$$\delta_o^5 = -\frac{\partial V}{\partial y_o^5} = -\frac{\partial V}{\partial P_{inv}} \frac{\partial P_{inv}}{\partial y_o^5} \quad (58)$$

連結權重值的更新疊代如下：

$$\Delta w_l^5 = -\eta_w \frac{\partial V}{\partial w_l^5} = -\eta_w \frac{\partial V}{\partial y_o^5} \frac{\partial y_o^5}{\partial w_l^5} = \eta_w \delta_o^5 y_l^4 \quad (59)$$

➤ 第四層(小波層)：

在此層，倒傳回來的誤差項如下所示：

$$\delta_l^4 = -\frac{\partial V}{\partial y_l^4} = -\frac{\partial V}{\partial y_o^5} \frac{\partial y_o^5}{\partial y_l^4} = \delta_o^5 w_l^5 \quad (60)$$

➤ 第三層(規則層)：

在此層，倒傳回來的誤差項如下所示：

$$\delta_k^3 = -\frac{\partial V}{\partial y_k^3} = -\frac{\partial V}{\partial y_o^5} \frac{\partial y_o^5}{\partial y_l^4} \frac{\partial y_l^4}{\partial y_k^3} = \delta_l^4 w_k^4 \psi_k \quad (61)$$

連結權重值的更新疊代如下：

$$\Delta w_{ik}^4 = -\eta_w \frac{\partial V}{\partial w_{ik}^4} = -\eta_w \frac{\partial V}{\partial y_o^5} \frac{\partial y_o^5}{\partial y_l^4} \frac{\partial y_l^4}{\partial w_{ik}^4} = \begin{cases} \eta_w \delta_l^4 y_k^3 w_k^4 \phi_{1k}, & i=1 \\ \eta_w \delta_l^4 y_k^3 w_k^4 \phi_{2k}, & i=2 \end{cases} \quad (62)$$

➤ 第二層(歸屬函數層)：

倒傳遞的誤差項如下：

$$\delta_j^2 = -\frac{\partial V}{\partial y_j^2} = -\frac{\partial V}{\partial y_o^5} \frac{\partial y_o^5}{\partial y_l^4} \frac{\partial y_l^4}{\partial y_k^3} \frac{\partial y_k^3}{\partial y_j^2} = \sum_k \delta_k^3 y_k^3 \quad (63)$$

均值的更新疊代如下：

$$\Delta m_j = -\eta_m \frac{\partial V}{\partial m_j} = -\eta_m \frac{\partial V}{\partial y_o^5} \frac{\partial y_o^5}{\partial y_l^4} \frac{\partial y_l^4}{\partial y_k^3} \frac{\partial y_k^3}{\partial y_j^2} \frac{\partial y_j^2}{\partial m_j} = \eta_m \delta_j^2 y_j^2 \frac{2(y_j^1 - m_j)}{\sigma_j^2} \quad (64)$$

標準差的更新疊代如下：

$$\Delta \sigma_j = -\eta_\sigma \frac{\partial V}{\partial \sigma_j} = -\eta_\sigma \frac{\partial V}{\partial y_o^5} \frac{\partial y_o^5}{\partial y_l^4} \frac{\partial y_l^4}{\partial y_k^3} \frac{\partial y_k^3}{\partial y_j^2} \frac{\partial y_j^2}{\partial \sigma_j} = \eta_\sigma \delta_j^2 y_j^2 \frac{2(y_j^1 - m_j)^2}{\sigma_j^3} \quad (65)$$

其中 η_w 、 η_m 和 η_σ 分別為連結權重值、均值與標準差的學習

速率。因此，連結權重值、歸屬函數之均值與標準差可根據下式來調整：

$$w_{ik}^4(N+1) = w_{ik}^4(N) + \Delta w_{ik}^4 \quad (66)$$

$$m_j(N+1) = m_j(N) + \Delta m_j \quad (67)$$

$$\sigma_j(N+1) = \sigma_j(N) + \Delta \sigma_j \quad (68)$$

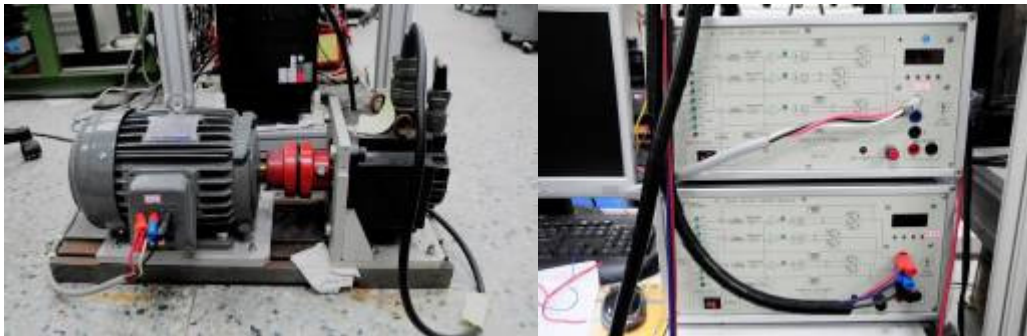
由於系統存在不確定項，系統的靈敏度($\partial V / \partial y_o^5$)無法精確求得。為了克服此問題及增加權重值的線上學習能力，採用一誤差適應法則如下：

$$\delta_o^5 \cong e + A\dot{e} \quad (69)$$

以取代系統的靈敏度，其中 A 為一常數。

(六)風力發電機結合小波模糊類神經網路實作

本計畫所使用的感應馬達與原動機，以及全橋式 AC/DC 轉換器與 DC/AC 逆變器如下圖 28 所示。



(a)

(b)

圖 28. (a)感應馬達與原動機(b)全橋式 AC/DC 轉換器與 DC/AC 逆變器

為模擬風速變化，本計畫實作共分為兩個 Case。Case I 為風速由 6 米風變化至 10 米風、Case II 為風速由 8 米風上升至

10 米風再變化至 8 米風，接著再由 8 米風上升至 11 米風，最後上升至 12 米風。為驗證小波模糊類神經網路控制器的性能，本計畫使用了 PI 控制器與之比較。風力發電機利用 PI 控制器在 Case I 測試條件下之轉子轉速、直流鏈電壓 V_{dc} 、實功率 P 及虛功率 Q 之響應實作如圖 29(a)-(d) 所示，在 Case II 測試條件下利用 PI 控制器之轉子轉速、直流鏈電壓 V_{dc} 、實功率 P 及虛功率 Q 之響應實作如圖 30(a)-(d) 所示。接著風力發電機結合本計畫採用之 WFNN 智慧型控制器在 Case I 與 Case II 測試條件之轉子轉速、直流鏈電壓 V_{dc} 、實功率 P 及虛功率 Q 之響應實作如圖 31 及圖 32 所示，從實驗結果圖 31 及圖 32 可知，發電機結合 WFNN 智慧型控制器之直流鏈電壓 V_{dc} 暫態響應均比例用 PI 控制器有較佳追蹤效果，此係由於 WFNN 智慧型控制器的連結權重值、歸屬函數層中高斯函數的中心值與標準偏差值具有線上學習訓練之能力，因此，鼠籠式感應發電機結合 WFNN 智慧型控制器之直流鏈電壓 V_{dc} 追隨響應較佳。

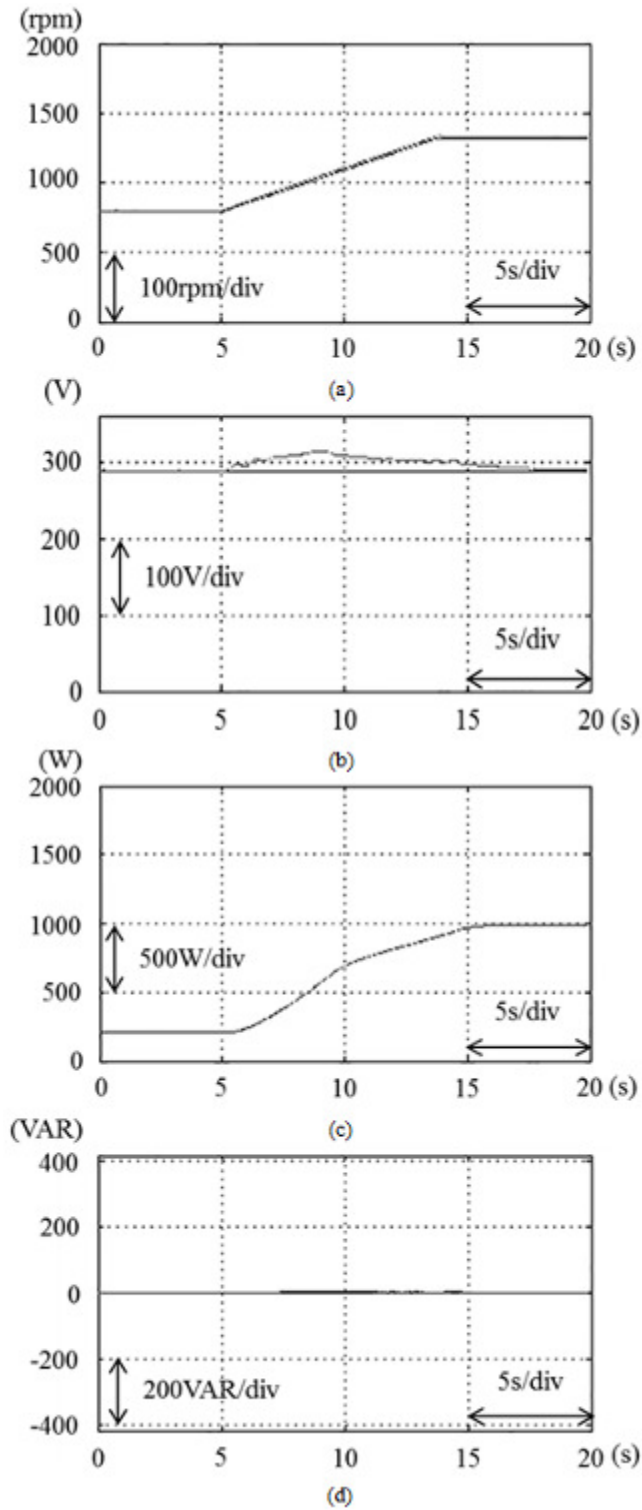


圖 29. Case I 下使用 PI 控制器的 (a) 發電機轉速 (b) 直流鏈電壓 (c) 逆變器輸出實功率 (d) 逆變器輸出虛功率

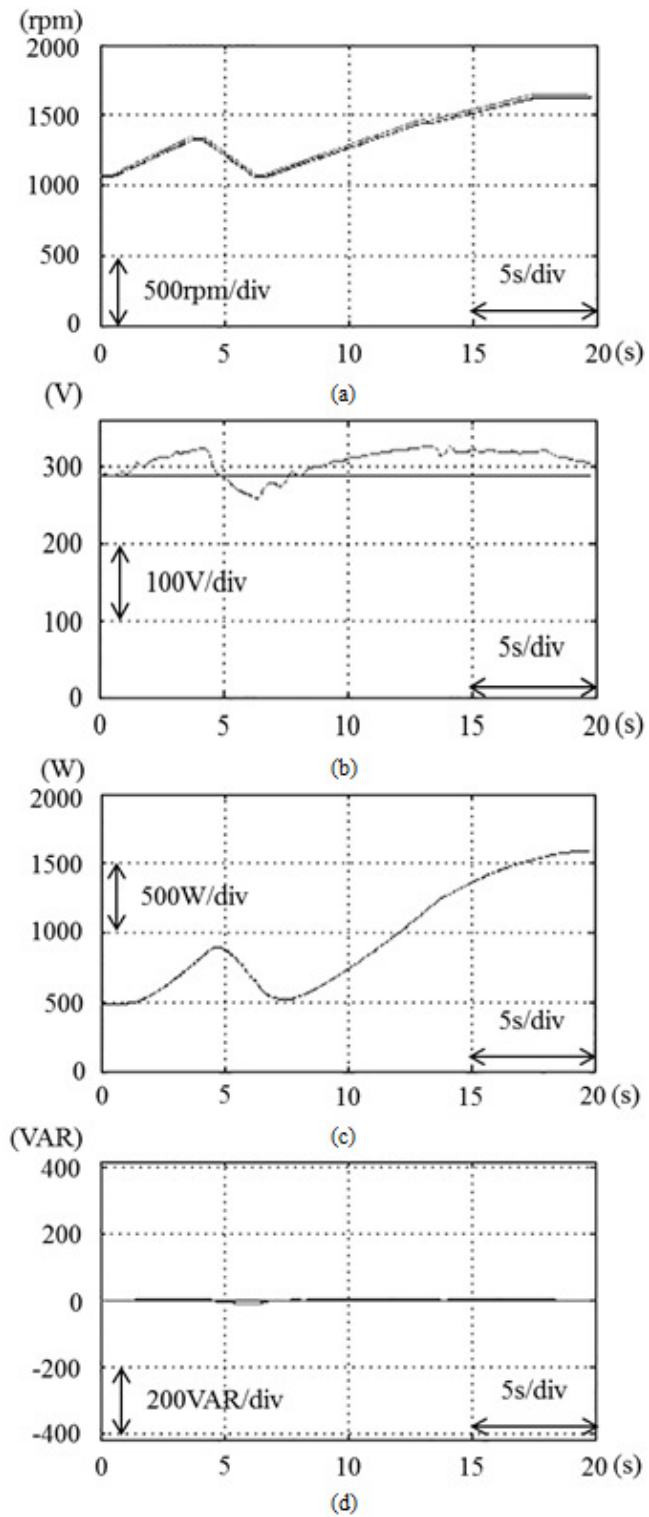


圖 30. Case II 下使用 PI 控制器的 (a) 發電機轉速 (b) 直流鏈電壓 (c) 逆變器輸出實功率 (d) 逆變器輸出虛功率

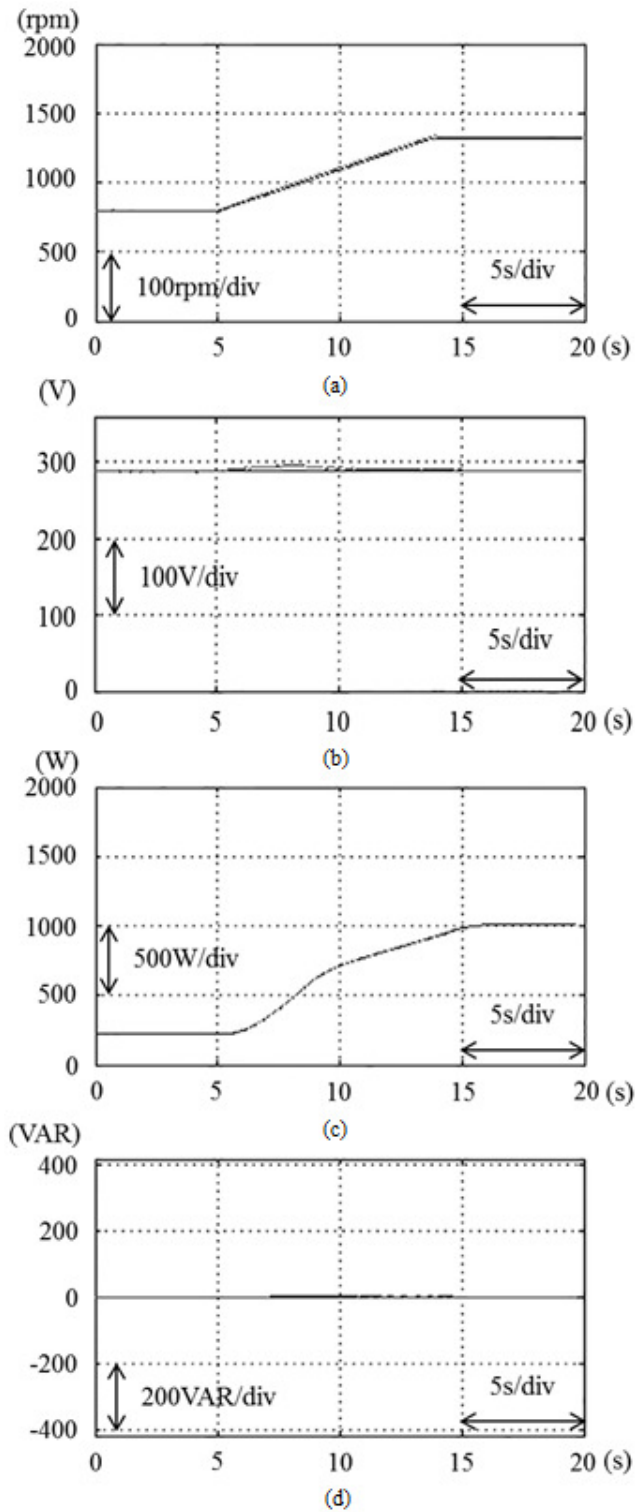


圖 31. Case I 下使用 WFNN 控制器的(a)發電機轉速(b)直流鏈電壓(c)逆變器輸出實功率(d)逆變器輸出虛功率

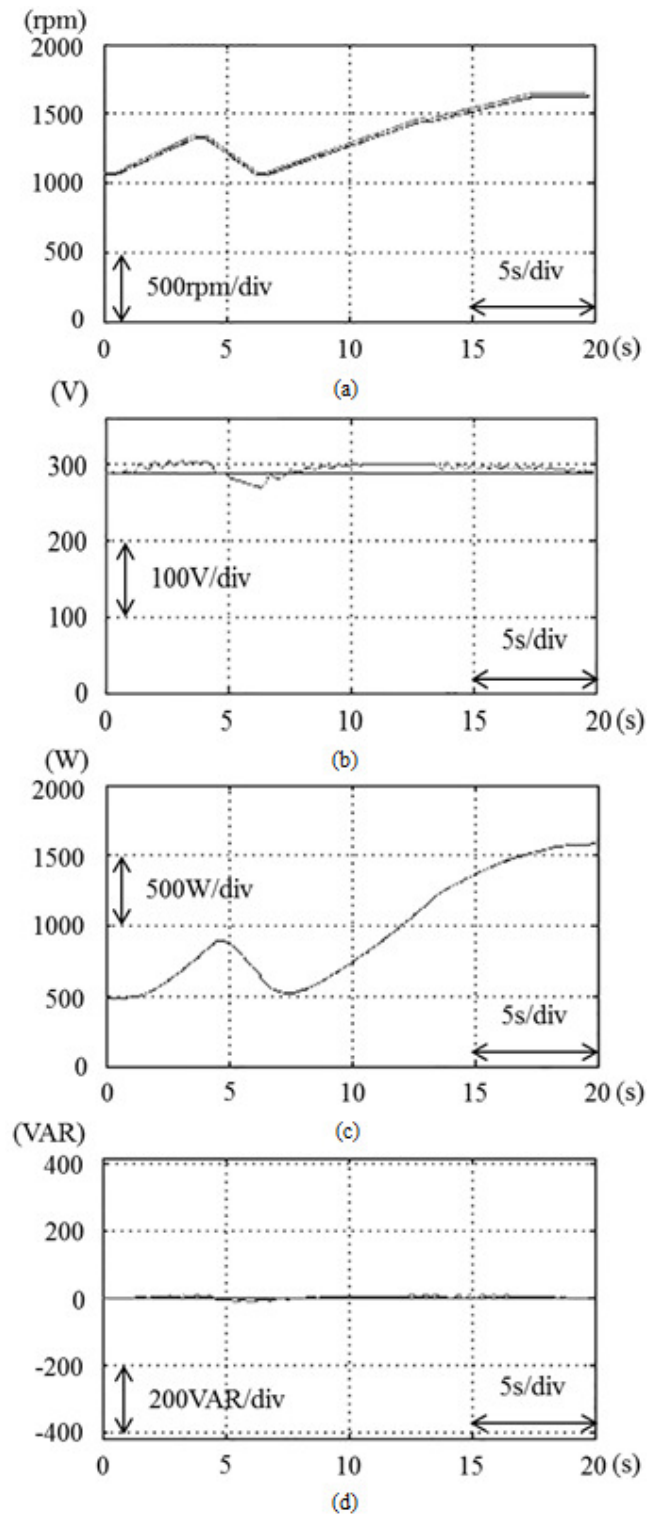


圖 32. Case II 下使用 WFNN 控制器的 (a) 發電機轉速 (b) 直流鏈電壓 (c) 逆變器輸出實功率 (d) 逆變器輸出虛功率

六、微電網系統控制與硬體實現

微電網包含兩種運轉模式，一是正常情況下，微電網與市電併聯運轉，稱為併網模式；另一是當檢測出微電網外部發生故障或電力品質不符合要求時，微電網將即時與市電解聯並獨立運轉，稱為孤島運轉模式。在微電網系統中最重要議題為功率分配亦即電能管理，在併網模式運作時，市電與微電網內各分散式電源將一起負責負載所需功率並達到供需平衡，而當在孤島運轉模式時，由於微電網已與市電脫離，微電網內分散式電源將適時改變輸出功率或者利用負載卸除，以符合負載供需平衡。

(一)微電網系統控制法則

微電網系統在併網模式運作時，微電網系統的電壓與頻率皆完全由市電所箝制，而當市電發生異常脫離進入孤島運轉模式時，由於供需的不平衡，將導致微電網系統的電壓與頻率造成波動，嚴重的話將導致微電網系統無法運作而崩潰。因此，目前在微電網系統分散式電源控制部分，已經發展出各種控制法則，其中最為常見的控制法則區分如下：(1)定功率控制法 (PQ Control); (2)電壓、頻率控制法 (V/f Control); (3)下降控制法 (Droop Control)。定功率控制法為各分散式電源依已預先設定之實、虛功率命令來輸出功率；電壓、頻率控制法主要是控制及穩定系統電壓與頻率，而忽略分散式電源功率之改變輸出；下降控制法亦即實功率-頻率下降法 ($P-f$ Droop)、虛功率-電壓下降法 ($Q-V$ droop)。然而，下降控制法卻有電壓控制性能較差、高電壓失真及市電恢復重新同步之問題。而本文在微電網

系統控制部分，因微電網在併網與孤島運轉間轉換時，其動態響應需即時反應，故採用主、從控制法，並利用兩台分散式發電系統執行驗證控制法則，其中以儲能系統當作微電網控制主機，而 DC source 三相換流器模擬分散式電源並定位為從屬部分，當在併網模式運作時，各分散式電源皆控制實、虛功率之輸出，而在進入孤島運轉時，DC source 三相換流器依然輸出固定功率，而儲能系統即微電網控制主機則負責穩定微電網的電壓及頻率，並依據負載所需調整輸出功率。

在控制部份，僅以儲能系統控制法則做說明，當儲能系統併網時，其主要控制實、虛功率之輸出，控制方塊圖如圖 33 所示，其實、虛功率依據微電網內各分散式電源與負載間關係，預設一實、虛功率之輸出，實功率命令 P^* 與實功率 P 比較及虛功率命令 Q^* 與虛功率 Q 比較後，經過 PI 控制器產生實功率命令電流 i_q^* 與虛功率命令電流 i_d^* ， i_q^* 與 i_d^* 利用鎖相迴路偵測市電網路所得相角 θ_e 經由二相同步旋轉座標軸對三相固定座標由轉換後，產生與市電網路同步之三相命令電流 i_u^* 、 i_v^* 、 i_w^* ，再利用電流控制 PWM 產生功率換流器之三相觸發信號 T_a 、 T_b 、 T_c 。圖中 i_{dc} 為直流鏈電流； V_{dc} 為直流鏈電壓； v_u 、 v_v 、 v_w 為三相電壓； i_u 、 i_v 、 i_w 為三相電流； L_f 為電感。最後儲能系統經由三相變壓器 110V/220V 與市電及其他分散式電源併聯。

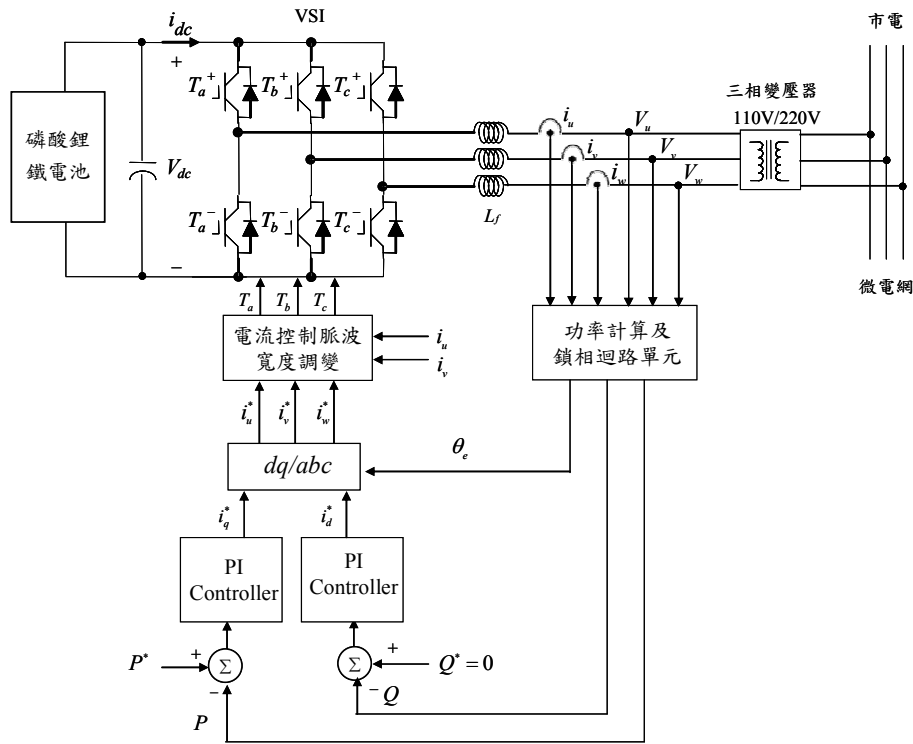


圖 33. 儲能系統於微電網併網時控制方塊圖

當市電發生異常，儲能系統將依據主動式孤島保護機制，偵測市電異常情況，並利用靜態開關與市電脫離，形成孤島運轉模式，當微電網進入孤島運轉時，儲能系統原先控制實、虛功率，立即切換至電壓與頻率控制，以負責維持微電網系統的電壓及頻率，而本文所發展之電壓與頻率控制法如圖 34 所示，其中原先 θ_e 為偵測市電網路產生之相角，因微電網系統已進入孤島運轉，故此新相角 θ'_e 將由頻率命令 f^* 轉換而成之相角取代，電壓命令 V_u^* 與輸出電壓 V_u 比較後，經過 PI 控制器產生命令電流 $i_d'^*$ ，而頻率命令 f^* 與鎖相迴路計算之頻率 f 比較後，經過 PI 控制器產生命令電流 $i_q'^*$ ，再由二相同步旋轉座標軸對三相固定座標軸轉換後，產生三相命令電流 $i_u'^*$ 、 $i_v'^*$ 、 $i_w'^*$ ，再利用電流控制 PWM 產生三相觸發信號 T_a' 、 T_b' 、 T_c' 。

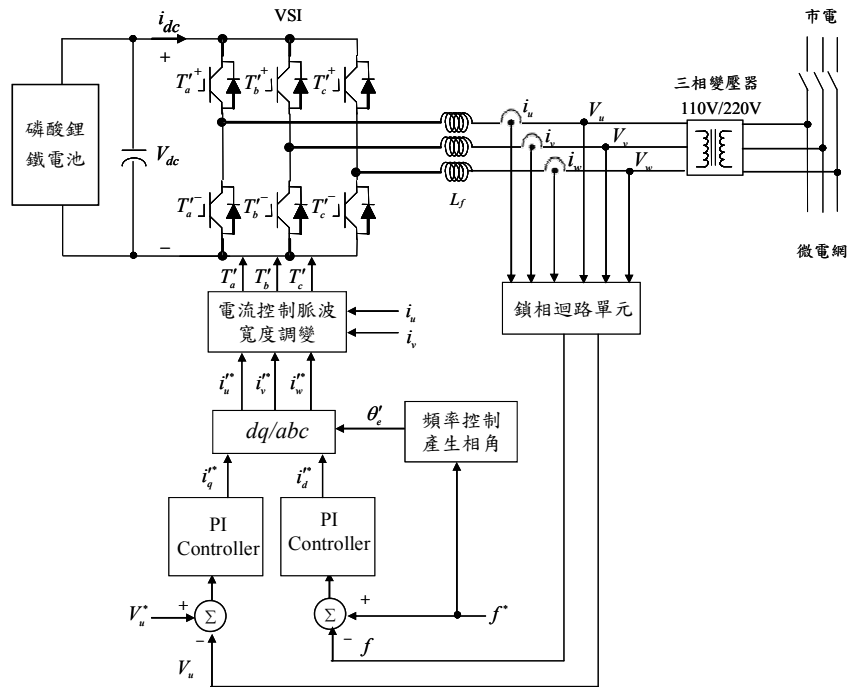


圖 34. 儲能系統於微電網孤島運轉時控制方塊圖

(二)微電網系統控制法則硬體實現

為驗證微電網控制法則及電能管理，本文完成兩台分散式發電系統與 1kW 負載併網、孤島運轉及電能管理等功能之實機驗證，以整合再生能源之電能管理，架構如圖 35 所示。其中以儲能系統當作微電網控制主機，而 DC source 三相換流器模擬分散式電源並定位為從屬部分；另外假設儲能系統額定功率足以滿足整體微電網系統所需。本計畫微電網負載設計為 1kW，當微電網操作在併網時，儲能系統控制實、虛功率輸出，實功率命令設為 0.3kW、虛功率命令設為零，而 DC source 三相換流器實功率命令設為 0.1kW，此時市電提供 0.6kW，達到功率平衡。當市電發生異常時，將利用孤島偵測模組，偵測市電異常之情況，

並與市電脫離，此時儲能系統將立即切換至電壓與頻率控制，以負責維持微電網系統的電壓及頻率，而 DC source 三相換流器仍執行定功率輸出實功率命令設為 0.1kW，雖然儲能系統切換至電壓與頻率控制，但因為達孤島運轉之供需平衡，此時，儲能系統將自動輸出 0.9kW 功率提供予負載，因此達成電能管理之目的。實作圖如圖 36、37 儲能系統及 DC source 三相換流器電壓頻率與功率輸出響應圖。

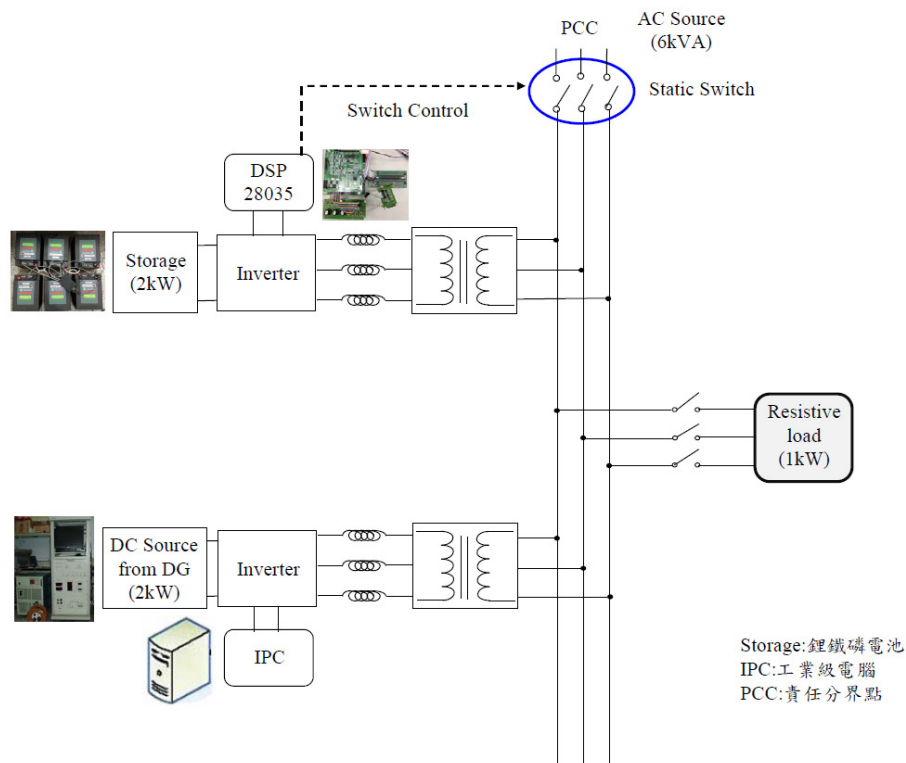
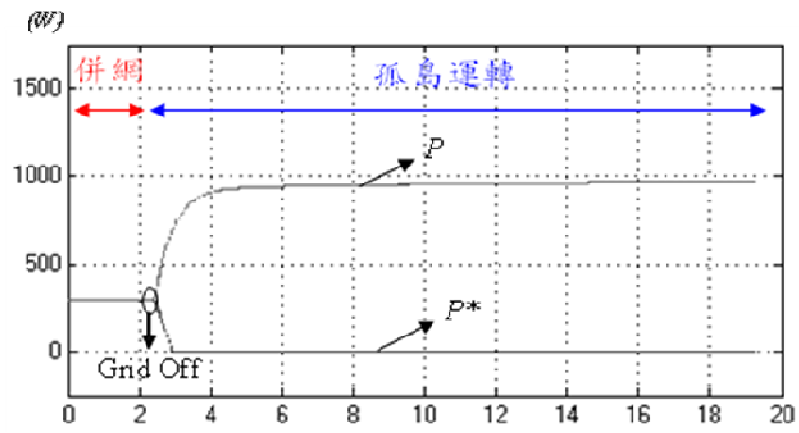
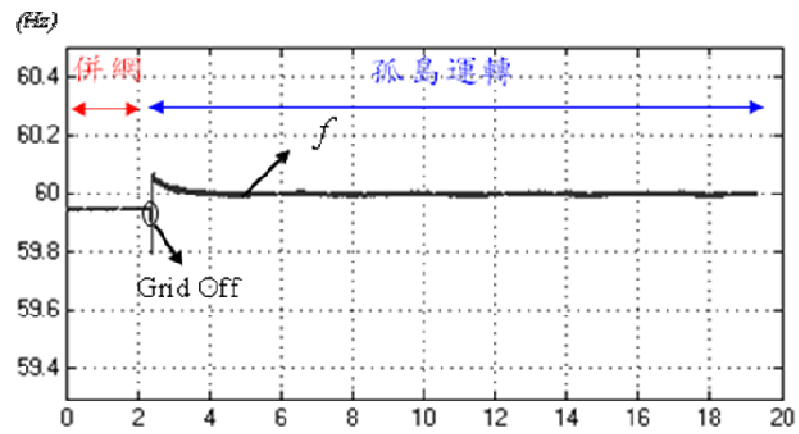


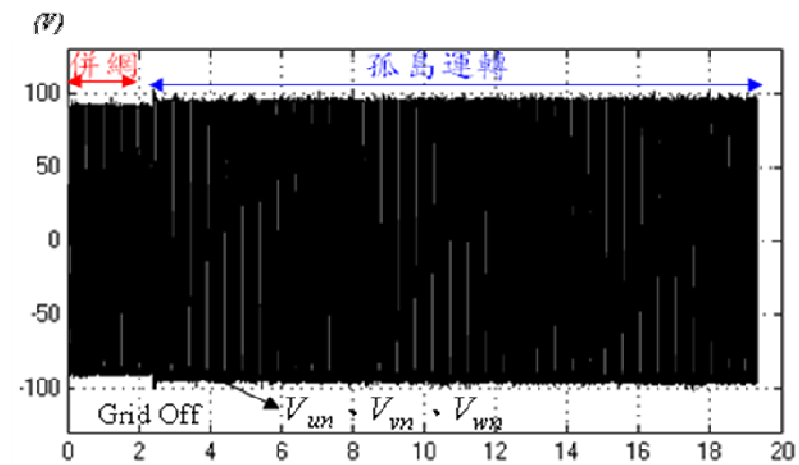
圖 35. 微電網硬體實作架構圖



(a)

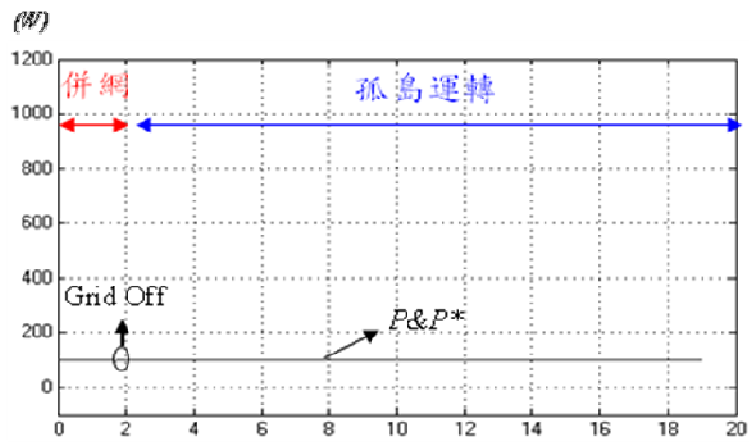


(b)

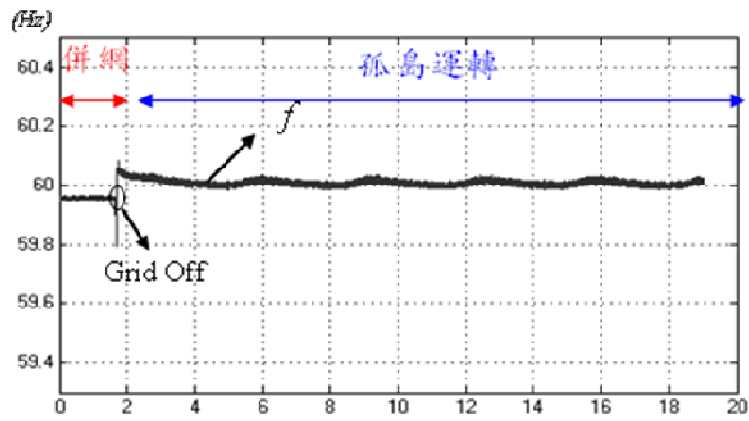


(c)

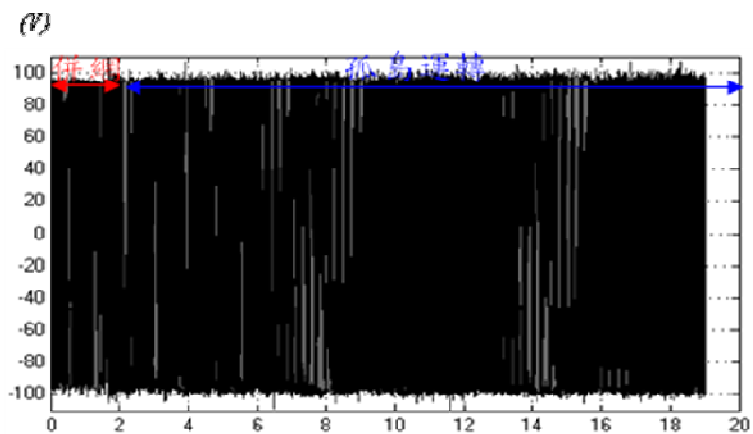
圖 36. 儲能系統(a)電壓;(b)頻率;(c)功率輸出響應圖



(a)



(b)



(c)

圖 37. DC source 三相換流器 (a) 電壓; (b) 頻率; (c) 功率輸出
響應圖

參、主要發現與結論

本計畫已完成發展鎖相迴路法達成與市電併聯同步實驗，由控制架構圖中，其輸出功率誤差藉由產生 i_{ds}^* 後，與鎖相迴路法產生之 θ_o 經由控制而達成與市電併聯同步。

在儲能系統，本計畫研究磷酸鋰鐵電池儲能系統之充、放電功能，磷酸鋰鐵電池組和具雙向功率流動之三相交流-直流轉換器所組成，最後經過濾波電感和隔離變壓器連接至電網。其主要目的以控制實、虛功率來滿足電網內充、放電功能。太陽發電系統部分，利用觀察與擾動法以達到太陽光電最大功率點追蹤，並藉由模擬照度改變其功率輸出之情形。

在風力發電機部分則依照風速變化即時模擬分析其輸出功率，此外，本計畫採用小波模糊類神經網路控制器應用於風力發電機系統並以硬體實作改善直流鏈電壓之暫態響應。

在微電網系統電能控制方面，本計畫完成兩台分散式發電系統與 1kW 負載併網、孤島運轉及電能管理等功能之實機驗證，以整合再生能源之電能管理。其中以儲能系統當作微電網控制主機，而 DC source 三相換流器模擬分散式電源並定位為從屬部分，當在併網模式運作時，DC source 三相換流器控制實、虛功率之輸出，而在進入孤島運轉時，風 DC source 三相換流器依然輸出固定功率，而儲能系統即微電網控制主機則負責穩定微電網的電壓及頻率，並依據負載所需調整輸出功率。最後本計畫並將微電網控制法則技轉予核能研究所之小型微電網系統。

目前研究成果

1. Faa-Jeng Lin, Kuang-Chin Lu, and Hsuan-Yu Lee "Reactive Power Control of Single-Stage Three-Phase Photovoltaic System during Grid Faults Using Recurrent Fuzzy Cerebellar Model Articulation Neural Network" *International Journal of Photoenergy*, vol. 2014, Article ID 760743, 2014.
2. Faa-Jeng Lin, Kuang-Hsiung Tan, and Dun-Yi Fang "Squirrel-cage induction generator system using hybrid wavelet fuzzy neural network control for wind power applications" *Neural Computing and Applications*, Accepted, 2014.
3. Kuang-Hsiung Tan, "Squirrel-cage induction generator system using intelligent controller" *IET Renewable Power Generation*, in preparation.

肆、參考文獻

1. D. J. Cox, and T. Davis, "Distributed generation and sensing for intelligent distributed microgrids," *IEEE/SMC International Conference on System of Systems Engineering*, Los Angeles, pp. 5, 2006.
2. R. H. Lasseter, "Microgrids," *Power Engineering Society Winter Meeting*, vol. 1, pp. 305-308, 2002.
3. P. Paigi and R. H. Lasseter, "Autonomous control of microgrids," *Power Engineering Society General Meeting*, 2006.
4. P. H. Lasseter and P. Paigi, "Microgrid: a conceptual solution," *IEEE Power Electronics Conference*, pp. 4285-4290, 2004.
5. J. Y. Kim, J. H. Jeon, S. K. Kim, C. Cho, J. H. Park, H. M. Kim

- and Nam, K. Y, “Cooperative control strategy of energy storage system and microsources for stabilizing the microgrid during islanded operation,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 12, pp. 3037-3028, 2010.
6. J. Youngseok, C. Jaeho, Y. Byunggyu and Y. Gwonjong, “Optimal Design of Active Anti-islanding Method Using Digital PLL for Grid-connected Inverters,” *IEEE Power Electronics Conference*, pp. 1-6, 2006.
 7. S.-K Chung, “Phase-locked loop for grid-connected three-phase power conversion systems,” *IEE Proceedings -Electric Power Applications*, vol. 147, no. 3, pp. 213-219, 2000.
 8. F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre and A. V. Timbus, “Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems,” *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, vol. 53, no. 5, pp. 1398-1409, 2006.
 9. Y. M. Chen, Y. C. Liu, S. C. Hung, and C. S. Cheng, “Multi-Input Inverter for Grid-Connected Hybrid PV/Wind Power System,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 3, pp. 1070-1077, 2007.
 10. F. J. Lin, L. T. Teng, and M. H. Yu, “Radial Basis Function Network Control with Improved Particle Swarm Optimization for Induction Generator System,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 4, pp. 2157-2169, 2008.