

**行政院原子能委員會**  
**委託研究計畫研究報告**

**微型電網專用之智慧型電力調控系統研製**

**Development of intelligent power converter system for micro grid**

**計畫編號：992001INER059**

**受委託機關(構)：國立中央大學**

**計畫主持人：林法正**

**核研所聯絡人員：詹振旻**

**聯絡電話：03-4227151 轉 34532**

**E-mail address：linfj@ee.ncu.edu.tw**

**報告日期：99.12.15**

## 目 錄

目 錄.....	I
中文摘要.....	1
英文摘要.....	2
壹、計畫緣起與目的.....	3
貳、研究方法與過程.....	7
一、計畫完成項目.....	7
二、5kW 直流/交流功率轉換器設計.....	9
三、市電併聯同步法.....	9
四、比例積分微分型類神經網路控制器設計.....	16
(一)比例積分微分型類神經網路架構.....	16
(二)比例積分微分型類神經網路線上學習法則.....	19
(三)直流/交流功率轉換器硬體控制測試.....	20
五、孤島現象偵測.....	21
(一)主、被動式孤島偵測技術.....	25
(二)主、被動式孤島偵測 PSIM 模擬.....	26
(三)主、被動式孤島偵測硬體控制測試.....	30
參、主要發現與結論.....	35
一、目前研究成果.....	36
肆、參考文獻.....	37

## 中文摘要

本計畫預計將完成 5kW 直流/交流併網型轉換器之設計與製作，其中閉迴路控制器將採用比例積分微分型類神經網路 (Proportional-Integral- Differential Neural Network, PIDNN) 控制器並以 DSP TMS320F2812 進行實現。為使併網型轉換器能順利與市電併聯，將設計同步併網控制法與主動式孤島偵測法。另一方面，為達成有效的電能管理分配以及提升分散式發電系統使用效率，將設計一微電網控制器，以 CAN Bus 作為分散式發電系統內部和 DSP TMS320F2812 間之資料傳輸。待電力資訊收集完畢後使用微電網控制器之 GSM 無線通訊模組將微電網控制器之資訊傳送至市電端之區域調度中心，以利區域調度中心對各分散式發電系統作有效的能源分配與管理。本計畫最後將藉由 IEEE1547 及 UL1741 所提供之測試方式以測試所發展之併網型轉換器，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。

**關鍵字：反流器、孤島偵測、優異過渡能力**

## **Abstract**

The objective of this project is to accomplish the design and manufacture of 5kW DC/AC grid-connected converter, in which the proportional-integral- differential neural network (PIDNN) controller will be adopted for the closed-loop controller and be implemented by means of DSP TMS320F2812. In order to connect the grid-connected converter with the grid smoothly, the methods of synchronous grid-connected control and active islanding detection algorithm will also be designed. Moreover, to improve the efficiency of power management for the distributed generation (DG) system, a microgrid controller will be designed and the CAN Bus will be adopted for internal data transmission between the DG system and the DSP TMS320F2812. After the power information is collected completely, the data will be sent to the area dispatched control center (ADCC) of the grid side utilizing the GSM wireless module installed in the microgrid controller for the efficient power allotment and management of the DG system. Finally, in order to possess the related function of islanding mode and meet the relevant interconnection standards, the project will verify the developed grid-connected converter by using the offered test methodology in IEEE1547 and UL1741 and to meet the standard.

keyword: inverter, islanding detection, ride-through capability

## 壹、計畫緣起與目的

近年來隨著科技不斷進步，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。所採行的發電型式稱為集中式發電(Centralized Generation, CG)，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。然而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(Distributed Generation, DG) [1]系統最能解決集中式發電所產生的問題。

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。我國提出的再生能源政策，目標是在 2010 年再生能源達總電力供應的 10%，而再生能源包含：太陽能、風能、水力、地熱、波浪能、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，其中微型電源除包含再生能源外，亦包含微型渦輪發電機與小型柴油發電機等。微電網主要併聯於用戶端與大電網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。再者，所謂的隨插即用概念即是由電腦硬體連接的相容性問題延伸出來的理想情況，以往在電腦設備安裝額外硬體設施的同時，必須對新硬體的驅動程式進行安裝，才能正常使用。微電網設計提供設備隨插即用的功能，目的在於負載與搭配的電源(或稱供需模組)能夠整組從微電網移除或併入，甚至兩個不同模組能予以對調，而不需調整

任何監控參數及保護設定，也不需考慮工程上的設計問題；另一方面，則必須考慮微電網軟硬體的相容性以及設備間的協調性。以上即為微電網隨插即用的概念。

地球大氣所獲得的太陽能，約有 2%轉化為風，如果這個比例以能量產生的方式加以估算，則風能可產生之功率約  $2.74 \times 10^9$  MW，其中可利用的風能  $2 \times 10^7$  MW，遠大於地球上所有發電廠的總發電值，因此風力發電是在兼顧環保與抑制溫室效應下之再生能源，其本身是一種近乎取之不盡、用之不竭、且又無污染的能源。台灣地處東亞季風盛行區域內，冬季有強勁的東北季風，夏季則有豐沛的西南氣流，常年風向穩定，風速不小，非常具有發展風能的潛力。另一方面，台灣地處亞熱帶，更是適合直接利用太陽光發電，因此近年來台灣地區各式太陽光電模組與系統之發展與安裝更是發展快速。但是不論是利用太陽能或風能所獲得之再生能源均必須利用直流/交流併網型轉換器將分散式發電系統產生之電能送入電力系統，並配合微電網技術以克服台電滲透 (penetration) 率上限 5% 之困難。

本計畫之完整系統架構如圖 1 所示，預計將完成 5kW 直流/交流併網型轉換器之設計與製作，其中閉迴路控制器將採用比例積分微分型類神經網路控制器，並以 DSP TMS320F2812 進行實現。另外欲使分散式發電系統順利與市電併聯，將設計同步併網與主動式孤島偵測技術，使系統能安全與有效地操作於市電併聯或孤島運轉模式，而為達成有效的電能管理分配以及提升分散式發電系統使用效率，將設計一微電網控制器，以 CAN Bus 作為 DSP TMS320F2812 之間之資料傳輸，待電力資訊收集完畢後使用

微電網控制器之 GSM 無線通訊模組將資訊傳送至市電端之區域調度中心，以利區域調度中心對各分散式發電系統作有效的能源分配與管理；微電網控制器並具有保護電驛之功能。當靜態開關 (Static Switch, SS) SS2 導通，表示分散式發電系統供電於本地負載，若分散式發電系統所提供之功率可以完全滿足本地負載之所需，即形成自給自足之獨立運轉型微電網系統。而此時若仍有多餘之電力，可透過區域調度中心之電能管理機制使靜態開關 SS1 導通，將電力調度至市電系統。反之，若本地負載所需之功率大於分散式發電系統所能提供之功率，此時功率流向為市電端至微電網系統端，由市電補足分散式發電系統功率之不足。本計畫將藉由 IEEE1547 及 UL1741[5,6]所提供之測試方式以測試所發展之併網型轉換器，使其具備孤島運轉之相關功能，並能符合相關併聯標準。

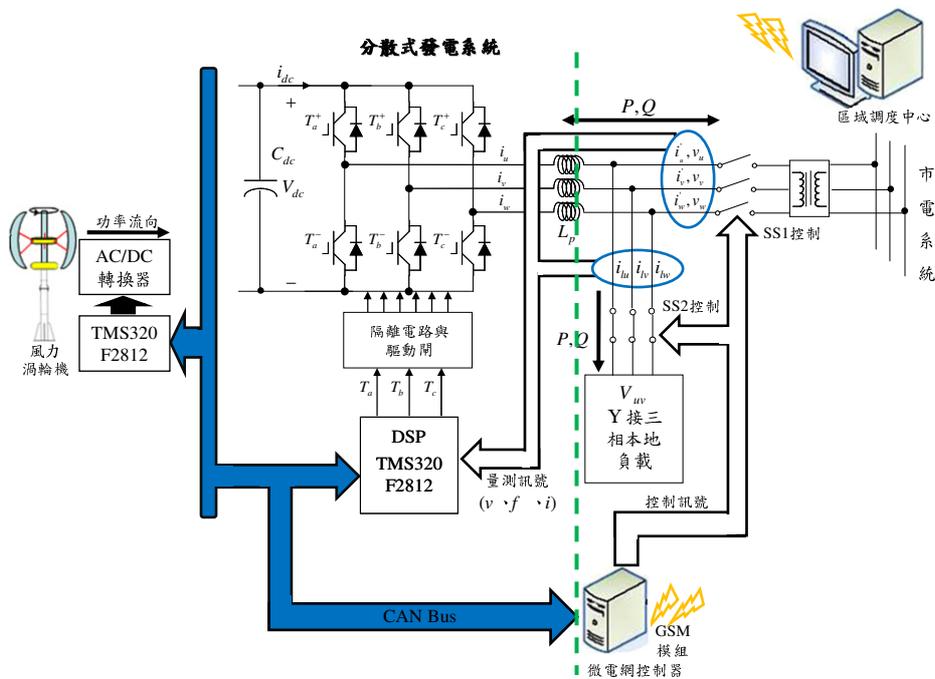


圖 1. 本計畫系統架構圖

## 貳、研究方法與過程

本計畫主要目的係設計一微電網併聯系統，其設計需具有系統同步與孤島偵測之能力，使分散式發電系統能安全與有效地操作於市電併聯同步或孤島運轉模式，而為達成有效的電能管理分配以及提升分散式發電系統使用效率，使分散式發電系統順利與市電併聯，將以 CAN Bus 作為分散式發電系統內部和 DSP TMS320F2812 間之資料傳輸，待資料收集完畢後使用 GSM 通訊模組將微電網控制器之資訊傳送至市電端之區域調度中心，以利區域調度中心對各分散式發電系統作有效的能源分配與管理。

### 一、計畫完成項目

本計畫已完成 5kW 直流/交流功率併網型轉換器設計與製作，為維持穩定電壓及功率輸出，本計畫採用比例積分微分型類神經網路控制器實現電壓或功率之閉迴路控制，直流/交流併網型轉換器之磁場導向控制方塊架構如圖 2 示。若分散式發電系統運作在市電併聯模式如圖 2 示，比例積分微分型類神經網路控制器將用以控制功率轉換器端之輸出實功與虛功。另一方面，併聯負載或市電系統側之功率轉換器採用固定座標軸控制架構，以調節分散式發電系統功率轉換器側之三相線電壓或輸出功率，獲得具穩定性和可靠性之三相 220VAC/60Hz 交流電源，以獨立供給三相負載或同時併聯於市電系統。

本計畫已發展硬體控制測試系統如圖 3 所示，以達成與市電併聯之同步併網控制法、主動式孤島偵測，及 CAN Bus 通訊連結。而為使分散式發電系統能夠在孤島運轉模式與併聯運轉

模式之間平穩的轉換，本計畫參照 IEEE1547 及 UL1741 之測試項目，使 5kW 直流/交流併網型轉換器滿足 IEEE1547 及 UL1741 之相關標準。

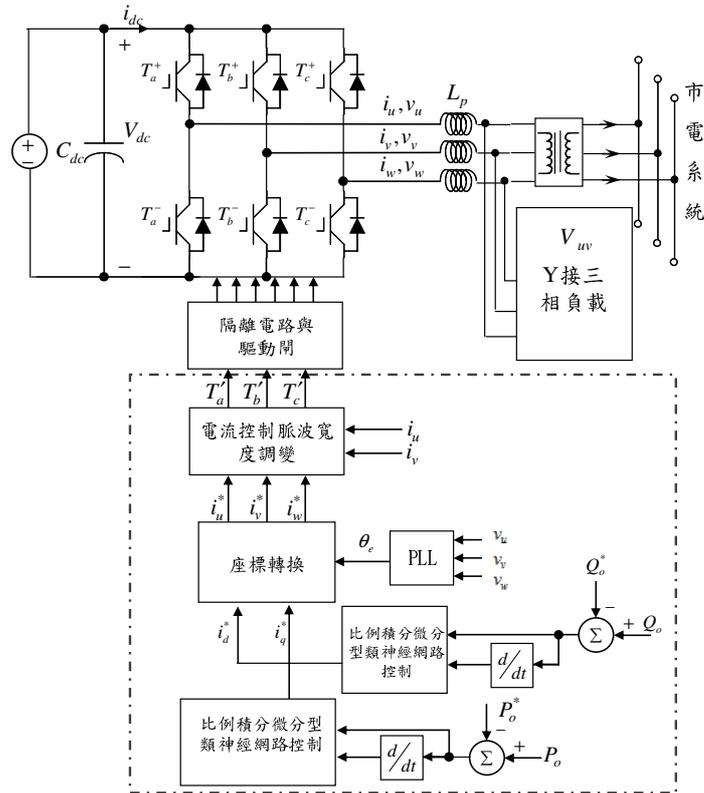


圖 2. 併聯於市電之磁場導向控制架構方塊圖

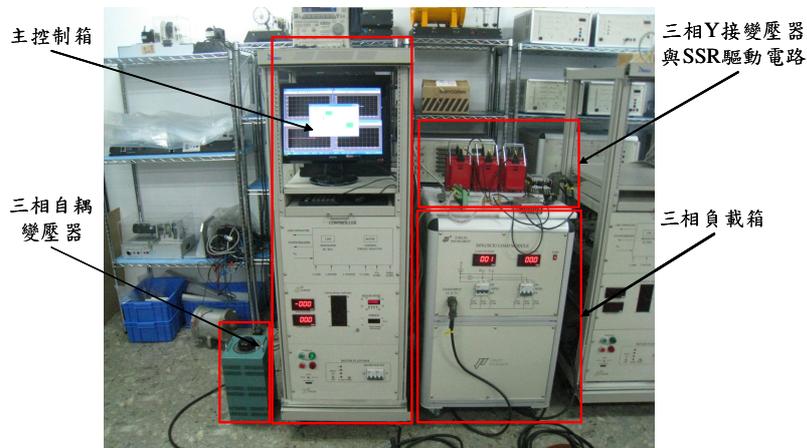


圖 3. 硬體控制測試系統

## 二、5kW 直流/交流功率轉換器設計

如圖 2 所示，當功率轉換器併聯於市電系統時，輸出功率命令  $P_o^*$  與  $P_o$  比較後經過比例積分微分型類神經網路控制器產生功率轉換器之轉矩電流分量  $i_q^*$ ，令功率轉換器之磁場電流分量  $i_d^* = 0$ ， $i_d^*$  與  $i_q^*$  利用偵測市電系統  $v_u$  之相角  $\theta_e$  經由二相同步旋轉座標軸對三相固定座標由轉換後，產生與市電系統同步之三相命令電流，再利用電流控制 PWM 產生功率轉換器之三相觸發信號。 $i_d^*$  表示功率轉換器之磁場命令電流； $i_q^*$  表示功率轉換器之實功率命令電流； $\theta_e$  表示功率轉換器之電氣角度； $i_u^*$ 、 $i_v^*$ 、 $i_w^*$  表示功率轉換器之三相命令電流； $v_u$ 、 $v_v$ 、 $v_w$  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； $T_a$ 、 $T_b$ 、 $T_c$  表示功率轉換器之三相控制訊號； $V_{uv}$  表示功率轉換器端三相電源之線間電壓均方根值； $V_{uv}^*$  表示功率轉換器端三相電源之線間電壓均方根值命令。 $P_o$  表示功率轉換器端輸出功率； $P_o^*$  表示功率轉換器端輸出功率命令。

## 三、市電併聯同步法

本計畫針對市電併聯同步與孤島偵測部分，以硬體控制測試系統來執行完成市電併聯同步。而為達成與市電併聯，因此需偵測市電相角及電壓，故本計畫先行完成發展電壓濾波法及鎖相迴路法(PLL)達到與市電併聯同步，控制架構圖如圖 4，其輸出功率誤差藉由 PIDNN 類神經網路控制架構產生  $i_{ds}^*$  後，與電壓率波法或鎖相迴路法產生之  $\theta_e$ ，經由軸座標轉換產生  $i_u^*$ 、 $i_v^*$ 、 $i_w^*$ ，再經由控制而達成與市電併聯同步。

本計畫採用三相電壓濾波法或鎖相迴路法產生之 $\theta_e$ 達到三相電壓同步，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 $V_m = |v_u| = |v_v| = |v_w|$ 。在此定義電壓濾波法及鎖相迴路法的軸轉換公式：

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

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

將(1)至(3)式代入至(4)與(5)式，可以推得：

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

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

此外

$$V_m = \sqrt{(v_\alpha)^2 + (v_\beta)^2} \quad (8)$$

因此軸轉換的 $\sin \theta_e$ 與 $\cos \theta_e$ 可以利用(6)除以(8)式以及(7)除以(8)式來取得。市電電壓角度 $\theta_e$ 可由(9)式來求得。

$$\theta_e = \tan^{-1} \frac{v_\alpha}{v_\beta} \quad (9)$$

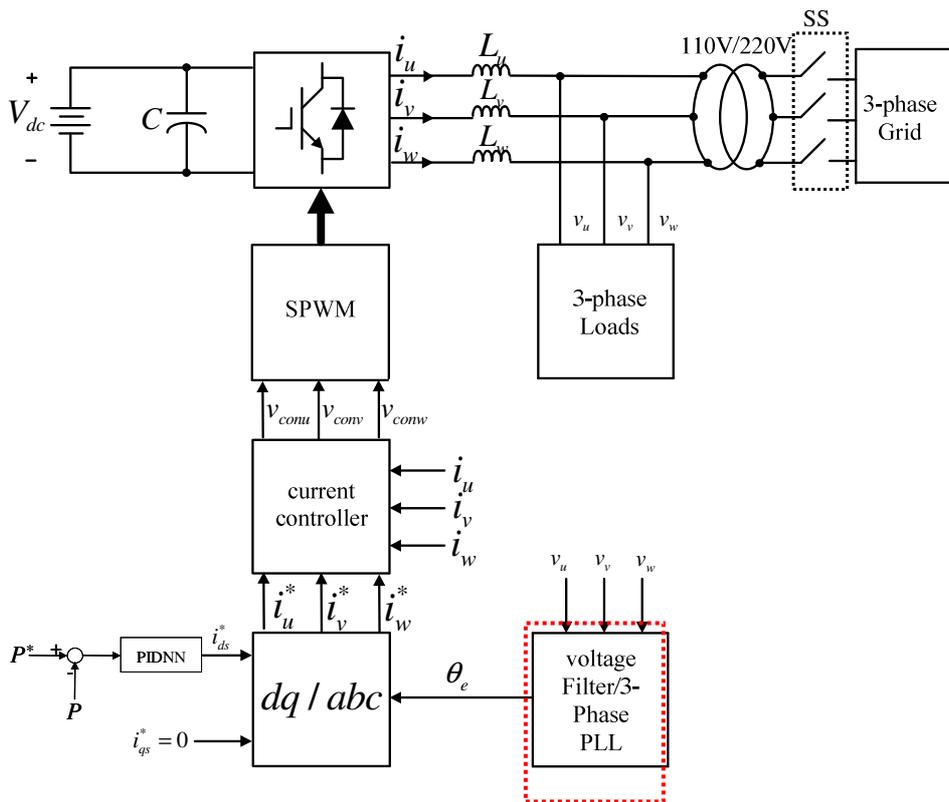


圖 4. 三相市電併聯控制架構圖

本計畫以電壓濾波法之實作波形，如圖 5 所示，上圖為電壓濾波法計算出的  $\sin\theta_e$  與相電壓  $v_u$ ，並以三種輸出功率  $P_O$  與本地負載功率  $P_L$  不同情況分別作測試，圖 6 為輸出功率  $P_O < \text{本地負載功率 } P_L$ ，圖 7 為輸出功率  $P_O = \text{本地負載功率 } P_L$ ，圖 8 為輸出功率  $P_O > \text{本地負載功率 } P_L$ 。由實作可知，利用電壓濾波法在不同情況下均可達到市電併聯同步。

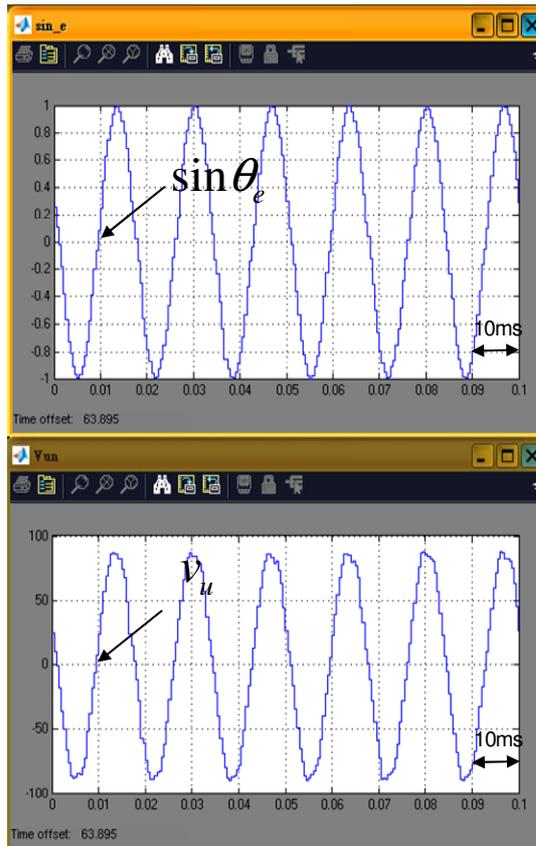


圖 5. 電壓濾波法之實作波形

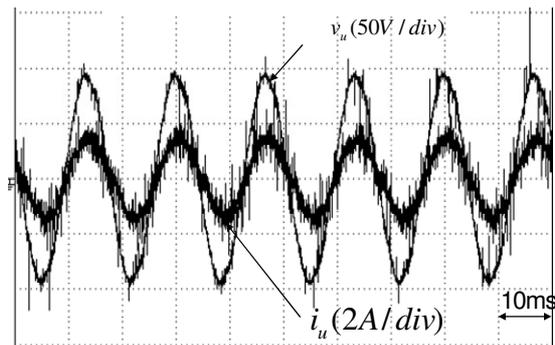


圖 6. 輸出功率  $P_O <$  本地負載功率  $P_L$  之實作波形

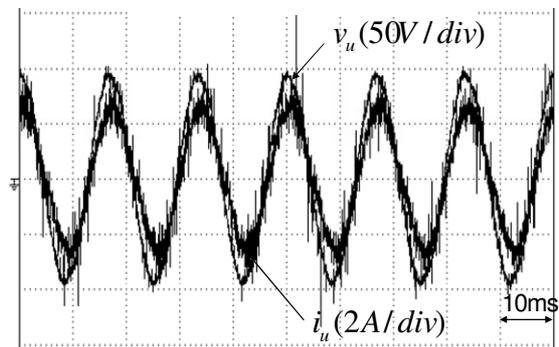


圖 7. 輸出功率  $P_O =$  本地負載功率  $P_L$  之實作波形

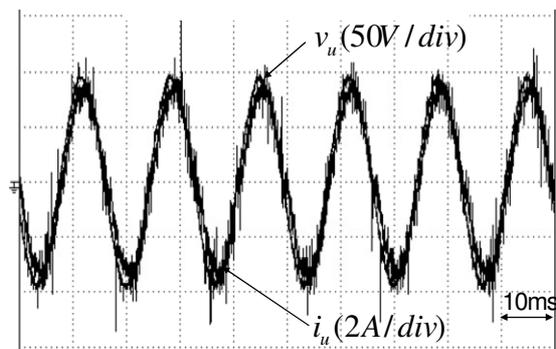


圖 8. 輸出功率  $P_O >$  本地負載功率  $P_L$  之實作波形

鎖相迴路法[7-9]，在三相鎖相迴路的推導中，首先假設同步旋轉座標軸轉換公式：

$$\begin{bmatrix} v_q \\ v_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \hat{\theta}_e & -\sin \hat{\theta}_e \\ \sin \hat{\theta}_e & \cos \hat{\theta}_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (10)$$

將(6)與(7)代入(10)式，可以得到(11)式：

$$\begin{bmatrix} v_q \\ v_d \end{bmatrix} = V_m \begin{bmatrix} \sin(\theta_e - \hat{\theta}_e) \\ \cos(\theta_e - \hat{\theta}_e) \end{bmatrix} = V_m \begin{bmatrix} \sin \delta \\ \cos \delta \end{bmatrix} \quad (11)$$

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 9 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  $\theta$  與鎖相迴路輸出角度  $\hat{\theta}$  之間的誤差量，將  $v_q^*$  設為零，再利用比例積分控制器  $K_f(s)$  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，進而達成三相鎖相之目的。實作波形如圖 10 及圖 11 所示，由實作可知，利用鎖相迴路法可達到市電併聯同步。

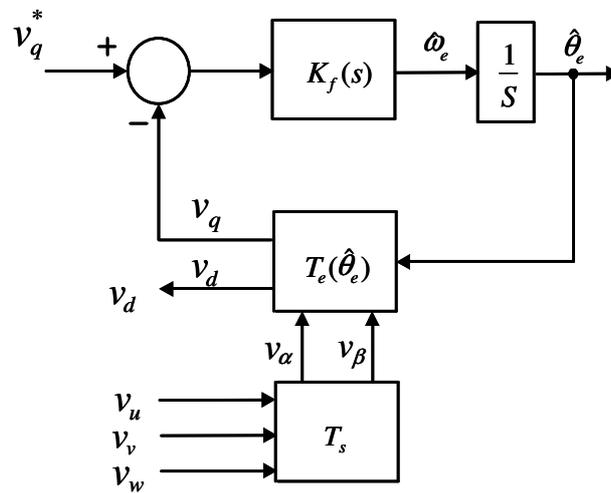


圖 9. 鎖相迴路法控制架構圖

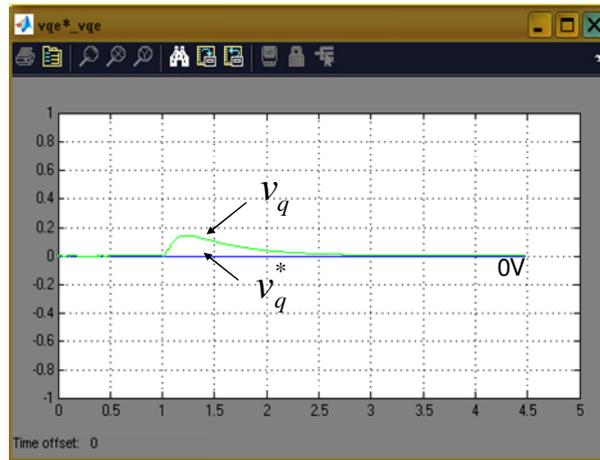


圖 10. 鎖相迴路法之實作波形

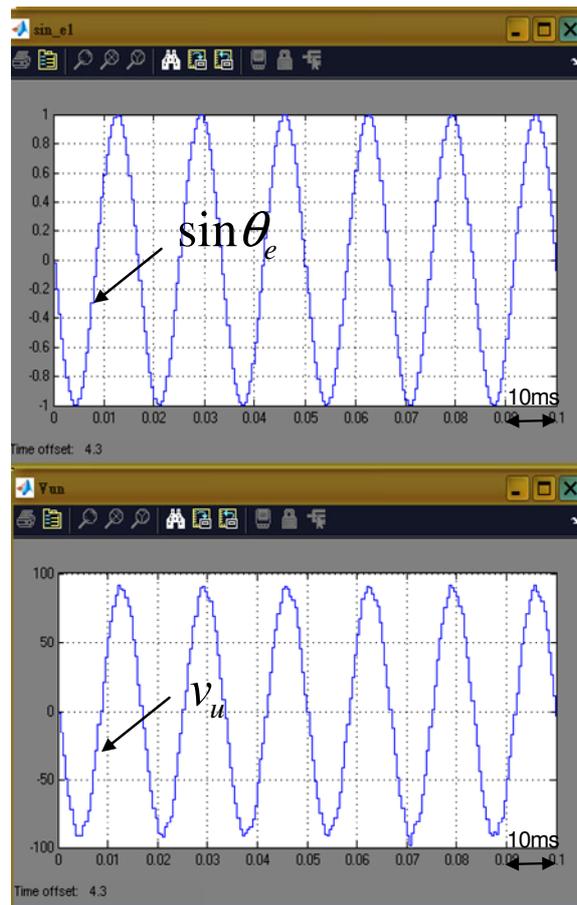


圖 11. 鎖相迴路法之實作波形

#### 四、比例積分微分型類神經網路控制器設計

本計畫所提出之比例積分微分型類神經網路在網路承接層中增加了神經元自我連結與輸出端回授連結，結合了遞迴式類神經網路與比例積分微分型控制器的優點，可強化網路學習能力與增快網路收斂時間，適合用在複雜的受控系統建模或是建構高階的智慧型控制器。為了有效的控制輸出功率，因而設計一比例積分微分型類神經網路控制器，詳細網路架構與學習法則描述如下[10-15]：

##### (一)比例積分微分型類神經網路架構

比例積分微分型類神經網路結構是利用遞迴式類神經網路表示比例積分微分型控制器的新型網路架構，能有效處理大量資料並達到快速收斂的特性，對於網路的權重值具有穩定的調整方式，進而達到即時控制的策略目標。圖 12 為比例積分微分型類神經網路之架構圖，本身為包含輸入層、隱藏層與輸出層的三層神經網路架構，輸入層包含誤差值、誤差值的積分與微分，隱藏層神經元數目為三個，分別利用神經元直接傳遞、神經元輸出端回授與神經元本身回授的方式表示資料經由比例、積分與微分的處理過程，輸出層為隱藏層神經元的輸出總和。在網路參數調整利用倒傳遞線上調整方式使動態回授網路受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調整能力。而每層間的訊號傳遞描述情形，如下所述[16-18]：

##### ► 第一層(輸入層)：

設計比例積分微分型類神經網路的輸入為  $e_{\phi_1}(N) = e_{\phi}$ 、 $e_{\phi_2}(N) = \int e_{\phi}$  和  $e_{\phi_3}(N) = \frac{e_{\phi}}{\Delta t}$ ，分別表示成追蹤誤差、追蹤誤差的積

分與追蹤誤差的微分； $N$  表示第  $N$  次網路訓練次數； $\phi$  為受控系統的狀態。此外，誤差代表為  $e \equiv d_{\phi m} - d_{\phi}$ ，其中  $d_{\phi m}$  與  $d_{\phi}$  分別代表參考軌跡與受控系統軌跡。為簡化描述，以下只考慮單一狀態情形而省略  $\phi$  之表示。

► 第二層(隱藏層)：

在隱藏層中，比例積分微分型類神經網路的控制節點  $u_j^{(1)}(N)$  表示成：

$$u_j^{(1)}(N) = \sum_{i=1}^3 w_{ij}^{(1)}(N) e_i(N) \quad (12)$$

其中  $w_{1j}^{(1)}$ 、 $w_{2j}^{(1)}$  與  $w_{3j}^{(1)}$  為連結輸入層與隱藏層間的權重值，其功用等同於比例積分微分型控制器的  $K_p$ 、 $K_I$  與  $K_D$  控制增益。此外，節點輸出  $o_j^{(1)}(N)$  經由個別的比例、積分與微分路徑，可分別表示成：

$$\begin{aligned} o_1^{(1)}(N) &= f_p(u_1^{(1)}(N)) \\ &= \sum_{i=1}^3 w_{i1}^{(1)}(N) e_i(N) \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} o_2^{(1)}(N) &= f_I(u_2^{(1)}(N) + o_2^{(1)}(N-1)) \\ &= \sum_{i=1}^3 w_{i2}^{(1)}(N) e_i(N) + o_2^{(1)}(N-1) \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} o_3^{(1)}(N) &= f_D(u_3^{(1)}(N) - u_3^{(1)}(N-1)) \\ &= \sum_{i=1}^3 w_{i3}^{(1)}(N) e_i(N) - \sum_{i=1}^3 w_{i3}^{(1)}(N-1) e_i(N-1) \end{aligned} \quad (15)$$

其中  $f_p$ 、 $f_I$  與  $f_D$  分別為比例、積分與微分函數。再者，根據(13) ~ (15)的來源， $o_1^{(1)}$ 、 $o_2^{(1)}$  與  $o_3^{(1)}$  可分別定義成比例、積分與微分的節點。

► 第三層(輸出層)：

在輸出層中，比例積分微分型類神經網路的控制節點  $u_j^{(2)}(N)$  表示成：

$$u^{(2)}(N) = \sum_{j=1}^3 w_j^{(2)}(N) o_j^{(1)}(N) \quad (16)$$

其中  $w_{1j}^{(1)}$ 、 $w_{2j}^{(1)}$  與  $w_{3j}^{(1)}$  為連結隱藏層與輸出層間的權重值，其效用亦等同於比例積分微分型控制器的  $K_P$ 、 $K_I$  與  $K_D$  控制增益。再者，為使所提出的比例積分微分型類神經網路可獲得較佳的學習效能與控制穩定性，定義實際的控制輸出效能表示如下：

$$\begin{aligned} y_o(N) &= o^{(2)}(N) = f_o \left( u^{(2)}(N) + o^{(2)}(N-1) \right) \\ &= \sum_{j=1}^3 w_j^{(2)}(N) o_j^{(1)}(N) + o^{(2)}(N-1) \end{aligned} \quad (17)$$

其中  $f_o$  為輸出函數。 $y_o$  為比例積分微分型類神經網路的輸出，因此，在獨立型轉換器端之輸出為  $y_o = i_q^*$ ；在併網型轉換器端之輸出為  $y_o = i_q^*$ 。

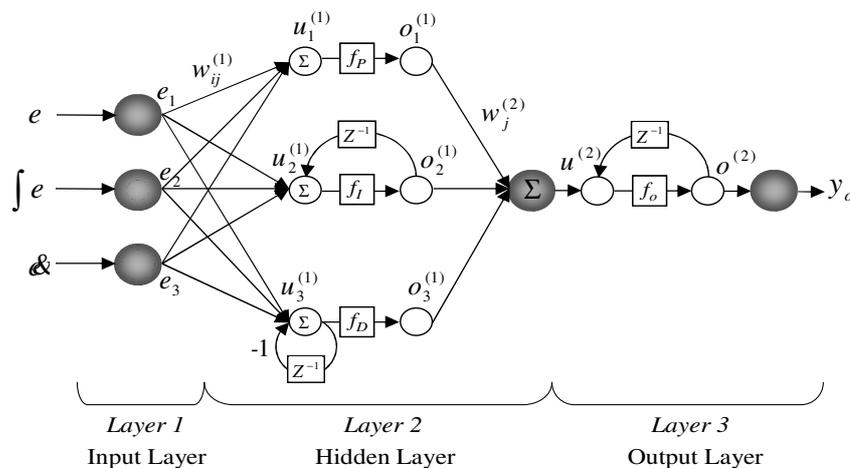


圖 12.比例積分微分型類神經網路

(二) 比例積分微分型類神經網路線上學習法則

比例積分微分型類神經網路的學習訓練核心為藉由誤差能量函數的產生不斷遞迴式獲得學習訓練參數中的梯度向量。此方法必須藉由連鎖律與參考倒傳遞學習演算法[19-22]。為了描述比例積分微分型類神經網路的監督式線上學習法則，首先定義能量函數如下：

$$E = \frac{1}{2}(d_m - d)^2 = \frac{1}{2}e^2 \quad (18)$$

而學習演算法則描述如下：

► 第三層(輸出層)：

倒傳遞的誤差項如下：

$$\delta_o = -\frac{\partial E}{\partial y_o(N)} = -\frac{\partial E}{\partial e} \frac{\partial e}{\partial y_o(N)} = -\frac{\partial E}{\partial e} \frac{\partial e}{\partial d} \frac{\partial d}{\partial y_o(N)} \quad (19)$$

比例積分微分型類神經網路之連結權重值的更新疊代如下：

$$\begin{aligned} \Delta w_j^{(2)}(N) &= -\eta_{w^{(2)}} \frac{\partial E}{\partial w_j^{(2)}(N)} = -\eta_{w^{(2)}} \frac{\partial E}{\partial y_o(N)} \frac{\partial y_o(N)}{\partial o^{(2)}(N)} \frac{\partial o^{(2)}(N)}{\partial u^{(2)}(N)} \frac{\partial u^{(2)}(N)}{\partial w_j^{(2)}(N)} \\ &= \eta_{w^{(2)}} \delta_o o_j^{(1)}(N) \end{aligned} \quad (20)$$

其中  $\eta_{w^{(2)}}$  為連結權重值的學習速率。因此，比例積分微分型類神經網路之連結權重值  $w_j^{(2)}$  可根據下式來調整：

$$w_j^{(2)}(N+1) = w_j^{(2)}(N) + \Delta w_j^{(2)} \quad (21)$$

► 第二層(隱藏層)：

藉由連鎖律， $w_{ij}^{(1)}$  連結權重值的更新疊代如下：

$$\begin{aligned} \Delta w_{ij}^{(1)} &= -\eta_{w^{(1)}} \frac{\partial E}{\partial w_{ij}^{(1)}} = -\eta_{w^{(1)}} \frac{\partial E}{\partial y_o(N)} \frac{\partial y_o(N)}{\partial o^{(2)}(N)} \frac{\partial o^{(2)}(N)}{\partial u^{(2)}(N)} \frac{\partial u^{(2)}(N)}{\partial o_j^{(1)}(N)} \frac{\partial o_j^{(1)}(N)}{\partial u_j^{(1)}(N)} \frac{\partial u_j^{(1)}(N)}{\partial w_{ij}^{(1)}} \\ &= \eta_{w^{(1)}} \delta_o w_j^{(2)} e_i \end{aligned} \quad (22)$$

其中  $\eta_{w^{(1)}}$  為連結權重值的學習速率。因此，比例積分微分型類神經網路之連結權重值  $w_{ij}^{(1)}$  可根據下式來調整：

$$w_{ij}^{(1)}(N+1) = w_{ij}^{(1)}(N) + \Delta w_{ij}^{(1)} \quad (23)$$

由於分散式發電系統存在不確定項，系統的靈敏度 ( $\partial d / \partial y$ ) 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：

$$\delta_o \cong (d_m - d) + (\dot{\delta}_m - \dot{\delta}) = e + \dot{\delta} \quad (24)$$

以取代系統的靈敏度，其中  $\dot{\delta}$  為追蹤誤差  $e$  之導數。

### (三) 直流/交流功率轉換器硬體控制測試

為與 PIDNN 控制器做比較，本計畫亦以傳統 PI 控制器做測試，其中實功率命令均設為 2kW，圖 13 為 PI 控制器所獲得之實功率命令及回授暫態響應結果圖，由圖 13 可得知利用 PI 控制器無法在暫態有優越的即時反應表現，也就是命令與實際值在暫態仍有一明顯誤差存在，因此本計畫所提之 PIDNN 控制器，其實作結果如圖 14 所示，暫態響應之誤差值明顯優越於 PI 控制器。

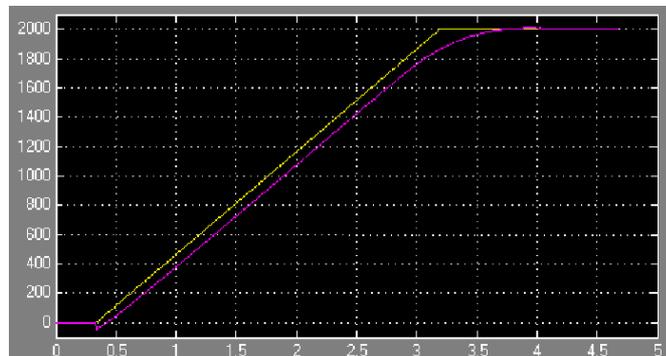


圖 13. 利用 PI 控制器之實功率命令及回授實作結果圖

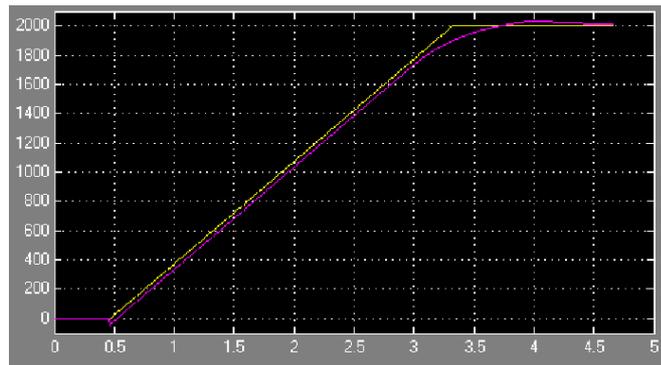


圖 14.利用 PIDNN 控制器之實功率命令及回授實作結果圖

## 五、孤島現象偵測

所謂孤島現象意指分散式電源與電力網路連結運轉時，電力網路因發生故障而導致電力中斷，而分散式電源供應系統並未立即檢知並切離系統，而在部分網路呈現獨立供電的現象，此一現象將造成電力網路、負載、檢修人員許多不良的影響：

- 當電力網路供電中斷後，電力網路將緊急進行轉供和修復動作。但由於分散式系統仍然持續獨立供電給負載，極可能造成維修人員觸電的危險。
- 以太陽能供電系統而言，在孤島現象發生時，由於其失去了電力網路電壓做為參考訊號；所以電力轉換器的輸出電壓、電流及頻率將出現不穩定的情況；若未及時將其切離系統，會造成某些敏感性負載受到傷害。
- 與電力網路連結運轉的分散式電源系統未必是三相系統，若發生孤島現象將形成欠相供電，而造成用戶三相負載的不良影響。
- 孤島現象勢必破壞電力網路的保護協調動作。

➤ 於電力網路恢復供電時，可能造成同步的問題。

由上述的幾種不良影響可以發現孤島現象的偵測對於分散式電源系統的重要性。

而依據 IEEE1547 及 UL1741 之反孤島測試規範中，孤島效應測試電路以電阻、電感及電容併聯共振等效電路，作為模擬分散式電源併聯式電網路時發生孤島運轉可能情況，如圖 15 所示。孤島測試主要操作在單位功因校正時，SS2 開路且電壓及頻率在 PCC(Point of Common Coupling, PCC)點無顯著變化之情況下，藉由抽離電流基本波成分方式達最糟之孤島偵測情況，而在反孤島運轉測試電路中對於 RLC 負載有以下的具體定義：

- RLC 負載在的共振頻率等同於市電網路的線頻率。
- RLC 負載的品質因數  $Q$  設定為 1，實際上，品質因數被定義為儲存在  $L$  或  $C$  上的虛功是  $R$  上消耗功率的  $Q$  倍。
- 分散式電源所產生的功率應該符合 RLC 所消耗的功率（形成線性負載），即  $\Delta p$ 、 $\Delta q$  等於零。

雖然此種方法無法完全模擬孤島運轉時之狀況，但卻可以模擬出孤島運轉時，最糟糕情況下之等效電路。在 UL1741 中建議選擇品質因數  $Q_f \leq 2.5$ ，作為測試電路的量測依據。RLC 併聯負載決定於品質因數  $Q_f$  (Quality Factor) 如式(25)所示：

$$Q_f = R \sqrt{\frac{C}{L}} = \frac{1}{P} \sqrt{P_{qc} P_{ql}} \quad (25)$$

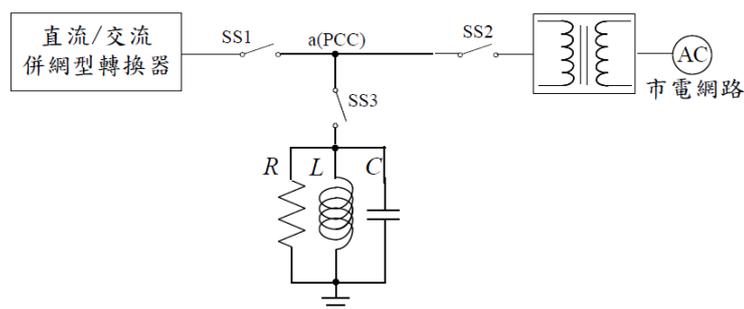


圖 15. 孤島運轉測試電路

在理想的情況下，當開關 SS1 短路、SS2 短路、SS3 開路時，此時分散式電源與 RLC 負載若共振在額定電壓與頻率，如無某種機制迫使電壓、頻率跳脫出正常的範圍，分散式電源將形成孤島運轉。IEEE1547 及 UL1741 所定之電壓變動與頻率變動最大跳脫時間規定如表 1、2。

表 1. 分散式電源的電壓規範

標準	項目	電壓範圍 (%基準電壓)	跳脫時間(秒)
IEEE Std. 1547		$V < 50$	0.16
		$50 \leq V < 88$	2.00
		$88 \leq V \leq 110$	正常
		$110 < V < 120$	1.00
		$120 \leq V$	0.16
UL 1741		$V < 50$	0.1
		$50 \leq V < 88$	2.00
		$88 \leq V \leq 110$	正常
		$110 < V < 137$	2.0
		$137 \leq V$	0.033

表 2. 分散式電源的頻率規範

標準 \ 項目	頻率範圍		跳脫時間 (秒)
IEEE Std. 1547	≤30kW	>60.5	0.16
		<59.3	0.16
	>30kW	>60.5	0.16
		<{59.8~57.0}	0.16~300
		<57.0	0.16
UL 1741	f > 60.5		0.1
	59.3 ≤ f ≤ 60.5		正常
	f ≤ 59.3		0.1

孤島偵測在最難偵測之情況，可由設計電路圖 16 所示說明，由於  $\Delta Q = Q_{load} - Q_{PV}$ ，故孤島最難偵測點為當  $Q_{PV} = 0$  之情形

下， $\Delta Q = Q_{load}$  又因負載之虛功等效式為  $Q_{load} = V_g^2 \left( \frac{1}{\omega_g L} - \omega_g C \right)$ ，

所以  $\Delta Q = V_g^2 \left( \frac{1}{\omega_g L} - \omega_g C \right)$ 。在實功方面，負載與市電端及分散式

電源端之關係式為  $\Delta P = P_{load} - P_{PV}$ ，其孤島最難偵測點同為當

$\Delta P = 0$  之情形下，所以  $P_{load} = P_{PV} = \frac{V_a^2}{R}$ ，根據品質因數之定義

$Q_f = R \sqrt{\frac{C}{L}}$ ，將其與實功與虛功之關係代換後可得：

$$L = \frac{-\Delta Q V_a^2 + V_a^2 \sqrt{(\Delta Q)^2 + 4 Q_f^2 P_{load}^2}}{2 Q_f^2 P_{load}^2 \omega_g} \quad (26)$$

$$C = \frac{-\Delta Q + \sqrt{(\Delta Q)^2 + 4 Q_f^2 P_{load}^2}}{2 V_g^2 \omega_g} \quad (27)$$

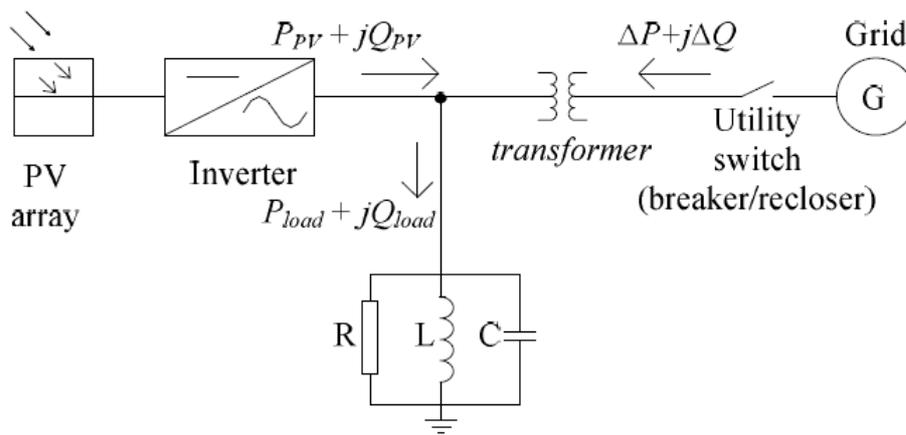


圖 16. 孤島偵測設計電路

### (一)主、被動式孤島偵測技術

在文獻探討中，孤島偵測法主要可區分被動式及主動式孤島偵測，而被動式孤島偵測，因其產生較大無法偵測區，進而容易造成危安因素[23]，是以本計畫採用主動式孤島偵測系統，主動式孤島偵測較常用有主動頻率偏移法、滑動模式頻率偏移法、Sandia 頻率偏移法(Sandia Frequency Shift, SFS)、Sandia 電壓偏移法(Sandia Voltage Shift, SVS)、PLL 之反孤島偵測法及電流注入之孤島偵測法[24-26]。主動頻率偏移法主要是將前次電壓頻率加入一頻率擾動進而比較產生一空白時間  $t_z$ ，此  $t_z$  將決定孤島偵測，根據此法，其仍會有一無法偵測區，且當品質因數大於 10 以上時，其孤島偵測效果將不甚理想。滑動模式頻率偏移法主要是將前次電壓加入一  $\theta_m$  及電流頻率擾動，此方法當品質因數愈大，其無法偵測區也將愈大。Sandia 頻率偏移法係目前較為常用之方法，其主要是係於正、負半週皆提早達到零交越點來達到其孤島偵測，其效果相當於結合主動頻率偏移法及滑動模式頻率偏移法之優點，且品質因數操作

範圍較廣。PLL 之反孤島偵測法，其主要係利用於前述市電併聯同步所採行之鎖相迴路控制來偵測孤島效應，主要於原本偵測之角度  $\theta_{PLL}$  再加入  $k \cdot \sin \theta_{PLL}$  擾動角度，此方法僅會影響輸出電流振幅，而不會影響零交越點，而藉由電流振幅失真來達成孤島偵測，此方法品質因數操作範圍廣。電流注入之孤島偵測法，主要利用 UL1741 所提供之測試方式，將擾動訊號  $i_{td}$  或  $i_{tq}$  注入轉換器並判斷 RLC 共振槽上之頻率及電壓變化情形，於 d 軸加入擾動訊號，量測其電壓飄移，於 q 軸加入擾動訊號，量測其頻率飄移，進而達到孤島偵測。電壓正回授之孤島偵測法，其方法為利用  $V_{pcc}$  點之電壓正回授值與 UL1741 所提出之電壓規範值之誤差經由一比例增益值  $K_v$  放大，使得電壓大小在經由調整後來達成安全規範 UL1741 之要求，然而此比例增益值過大會使市電併聯系統不穩定，過小則會使得無法偵測之盲點區加大，因此需使用小訊號分析來求出比例增益之適當範圍[27]。

## (二)主、被動式孤島偵測 PSIM 模擬

本計畫首先利用 PSIM 模擬主、被動式孤島偵測，其中主動式孤島偵測法選擇較為常用之 SFS、SVS 兩種孤島偵測方法，圖 17 為 PSIM 模擬之全系統架構圖，本系統主要由主電路(DG、Inverter、SSR、RLC、Grid)、實虛功率計算、鎖相迴路及內外回路之功率及電流控制、PWM 驅動電路、主動式孤島偵測程式撰寫區(Islanding Detection, ISD)所組成。其中 RLC 之孤島負載參數可由安全規範 UL1741 所定之公式(28)、(29)、(30)推得，在此模擬中設定  $V=110(V)$ 、 $P=2kW$ 、 $Qf=2.5$ ，由式(28)、

(29)、(30)計算得知  $R=6.05 (\Omega)$ 、 $L=6.42m (H)$ 、 $C=1096u (H)$ 。

$$R = \frac{V^2}{P} \quad (28)$$

$$L = \frac{V^2}{2\pi \cdot f \cdot Q_f \cdot P} \quad (29)$$

$$C = \frac{Q_f \cdot P}{2\pi \cdot f \cdot V^2} \quad (30)$$

其中  $R$  為有效負載電阻( $\Omega$ )、 $L$  為有效負載電感( $H$ )、 $C$  為有效負載電容( $F$ )、 $P$  為實功率( $W$ )、 $Q_f$  為品質因數、 $f$  為市電網路頻率( $Hz$ )。

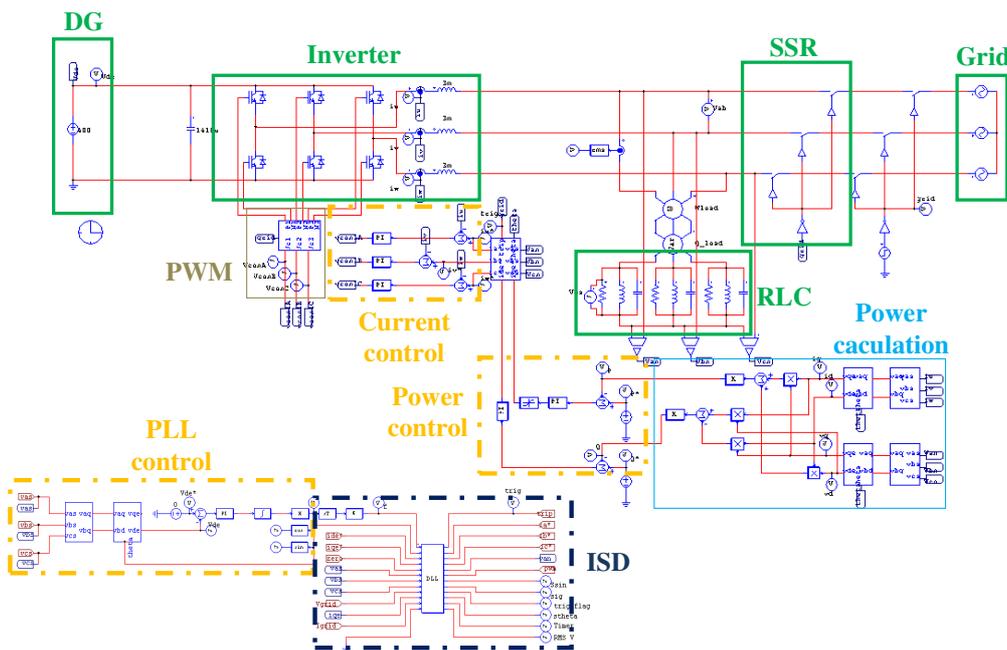


圖 17. PSIM 模擬之全系統架構圖

圖 18 為被動式孤島偵測之 PSIM 模擬結果，由圖可得知當轉換器於 0.1 秒與市電端脫離併聯關係後，DG 段仍然會持續輸

出功率至本地負載 RLC，形成一孤島運轉現象，此現象主要因圖 18 於市電端脫離後 0.1 秒之頻率與電壓值仍然操作在 UL1741 所定安全規範範圍內( $59.3 < f < 60.5$  及  $88\% < V < 110\%$ )，此亦即為盲點操作區(Non-Detection Zone, NDZ)。

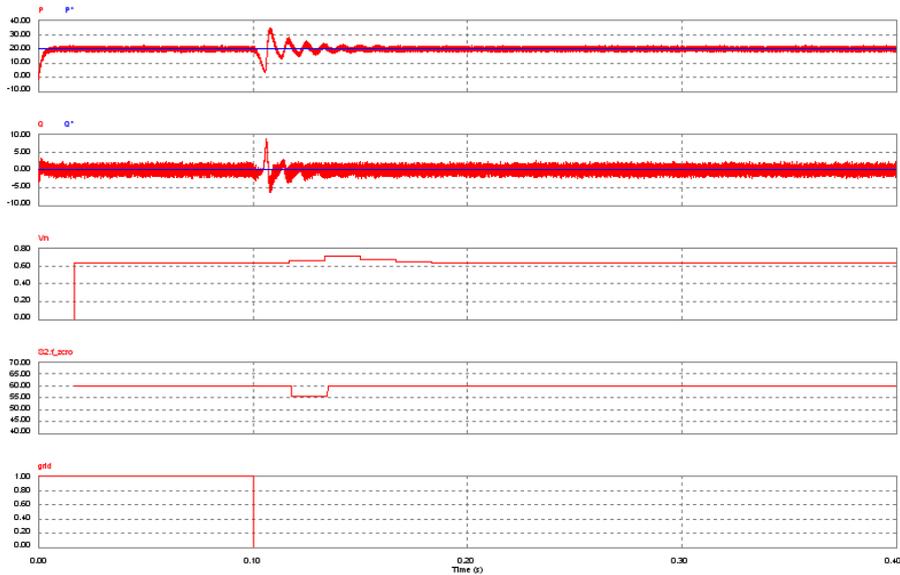


圖 18. 被動式孤島偵測之模擬結果圖

圖 19 為 SFS 主動式孤島偵測之模擬結果圖，由圖得知當市電於 0.1 秒跳脫後，由於 SFS 於輸出電流命令之正、負半週內加入擾動，使其提早達到零交越點而產生頻率偏離正常操作現象，由圖 19 市電跳脫後 0.1 秒可得知頻率不再操作於 60Hz，因此可偵測出孤島運轉現象。

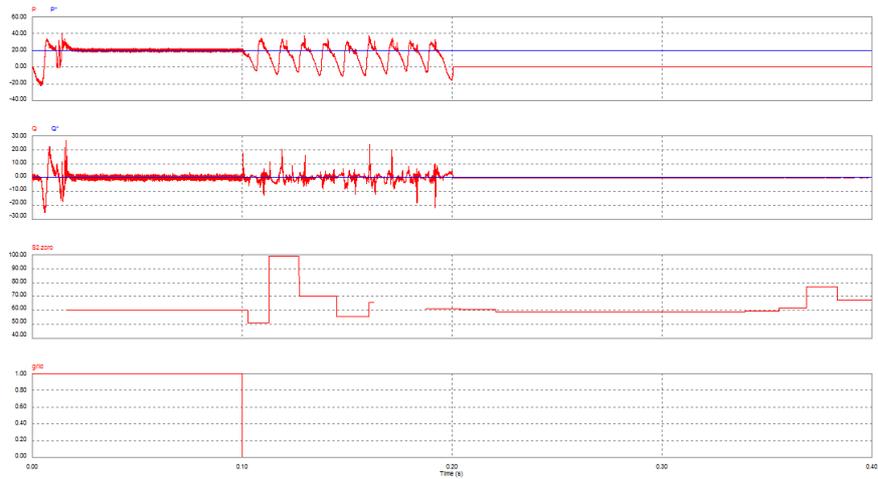


圖 19. SFS 主動式孤島偵測之模擬結果圖

圖 20 為 SVS 主動式孤島偵測模擬結果，由圖得知當市電於 0.1 秒跳脫後，由於 SVS 於 d 軸控制命令加入正回授之擾動，使 d 軸命令在市電脫離時突然產生過大誤差當正回授之擾動成分，因此導致輸出之電壓偏離安全規範規定之  $88\% < V < 110\%$  之安全範圍外來達成孤島之目的，由圖 20 可得知當市電脫離後之 0.1 秒電壓已不在規定範圍內，因此可偵測出孤島運轉現象。

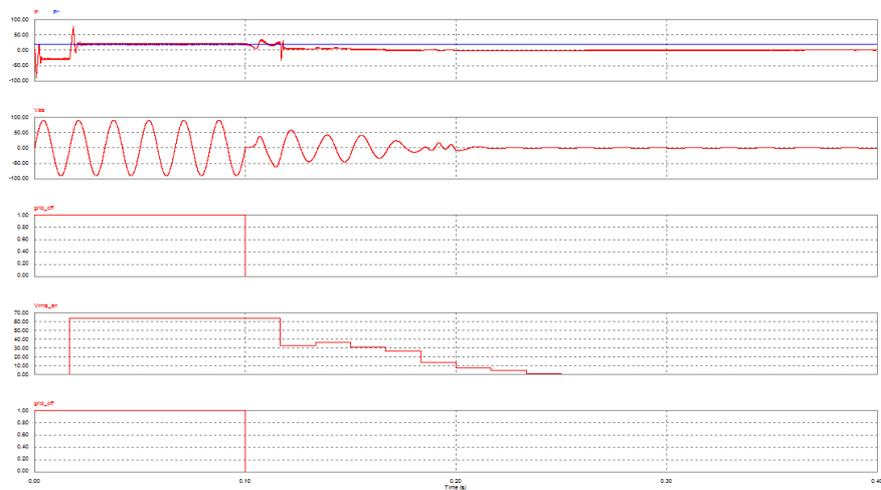


圖 20. SVS 主動式孤島偵測之模擬結果圖

### (三)主、被動式孤島偵測硬體控制測試

接著本計畫利用已發展之硬體控制測試系統來執行主、被動式孤島偵測，其中本地負載 RLC 與 PSIM 模擬所設之參數相同。圖 21 為被動式孤島偵測之實作結果圖，於圖中可得知當市電於 1.75 秒脫離與市電併聯之關係，然而此被動式孤島偵測在與市電併聯關係結束後之 2 秒內仍未偵測出市電脫離，導致分散市電源端仍持續輸出功率至負載，導致孤島運轉現象產生，而圖 22 為主動式孤島偵測之實作結果圖，由圖中可得知當市電於 0.6 秒脫離與市電併聯，於 1.2 秒後系統偵測出孤島運轉現象，前後需時 0.6 秒且於安全規範之 2 秒內偵測條件內。

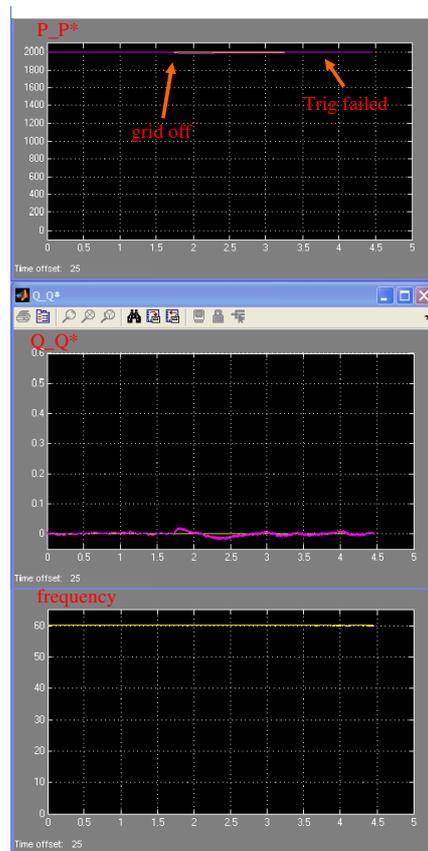


圖 21. 被動式孤島偵測之實作結果圖

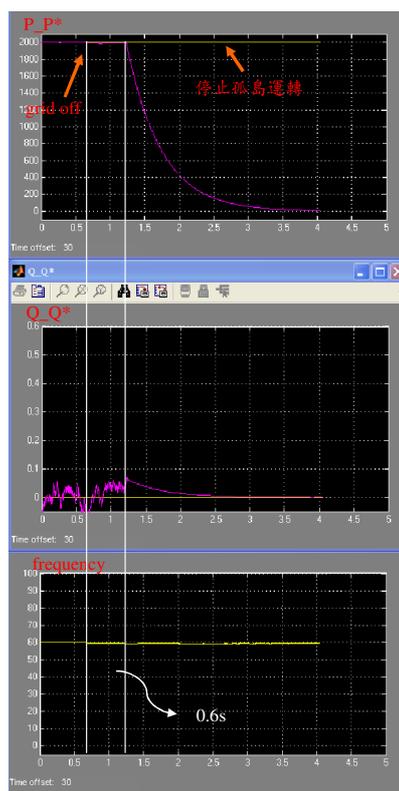


圖 22. 主動式孤島偵測之實作結果圖

另外，本計畫利用測試系統，設計本地負載全為電阻  $R=30\ (\Omega)$  時之被動式孤島偵測，測試三種輸出功率與本地負載功率不同情況時，市電中斷跳脫情形。被動式孤島偵測主要利用類比/數位轉換器回授三相電壓  $v_u$ 、 $v_v$ 、 $v_w$ ，計算出市電電壓角度  $\theta_e$ ，再微分得到市電頻率，當頻率過高或過低時，去關閉其三相電流命令  $i_u^*$ 、 $i_v^*$ 、 $i_w^*$  的輸出，進而達到市電中斷跳脫情形。圖 23、24、25 分別表示輸出功率  $P_O <$  負載功率  $P_L$  時，其直流鏈電壓  $V_{dc}$ 、饋入市電之相電壓  $v_u$  與相電流  $i_u$  以及饋入市電之電流命令  $i_u^*$ 、 $i_v^*$ 、 $i_w^*$ 。圖 26、27、28 分別表示輸出功率  $P_O =$  負載功率  $P_L$  時，其直流鏈電壓  $V_{dc}$ 、饋入市電之相電壓  $v_u$  與相電流  $i_u$  以及饋入市電之電流

命令  $i_u^*$ 、 $i_v^*$ 、 $i_w^*$ 。圖 29、30、31 分別表示輸出功率  $P_O >$  本地負載功率  $P_L$  時，其直流鏈電壓  $V_{dc}$ 、饋入市電之相電壓  $v_u$  與相電流  $i_u$  以及饋入市電之電流命令  $i_u^*$ 、 $i_v^*$ 、 $i_w^*$ 。

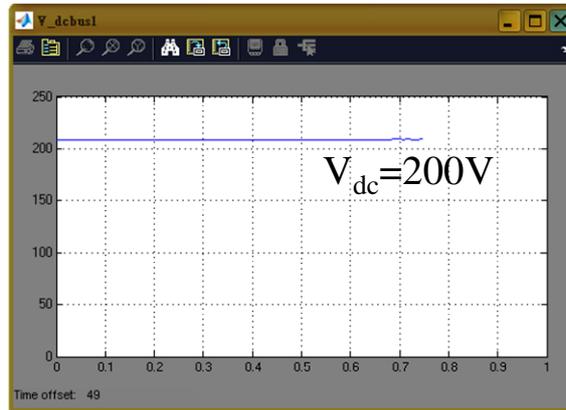


圖 23.  $P_O < P_L$ ，其直流鏈電壓  $V_{dc}$

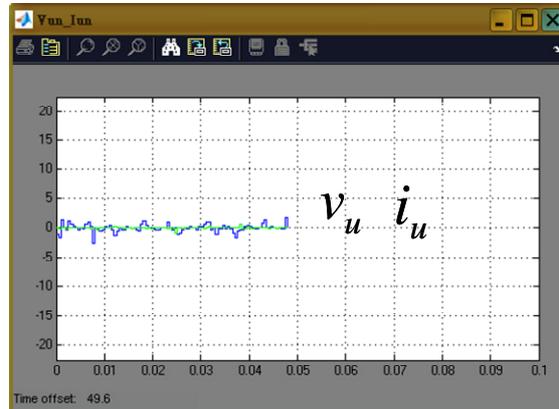


圖 24.  $P_O < P_L$ ，饋入市電之相電壓  $v_u$  與相電流  $i_u$

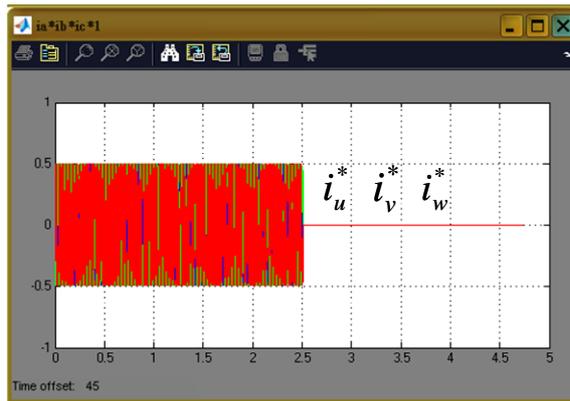


圖 25.  $P_O < P_L$ ，饋入市電之電流命令  $i_u^*$ 、 $i_v^*$ 、 $i_w^*$

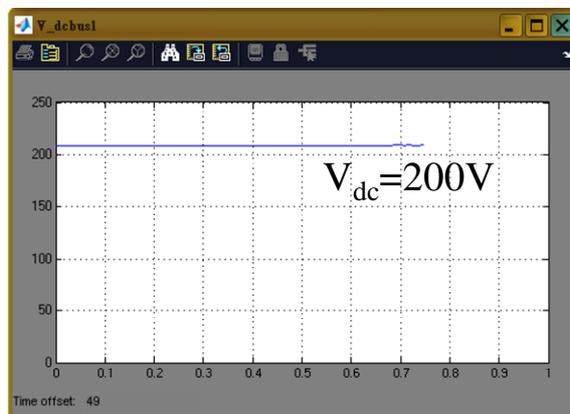


圖 26.  $P_O = P_L$ ，其直流鏈電壓  $V_{dc}$

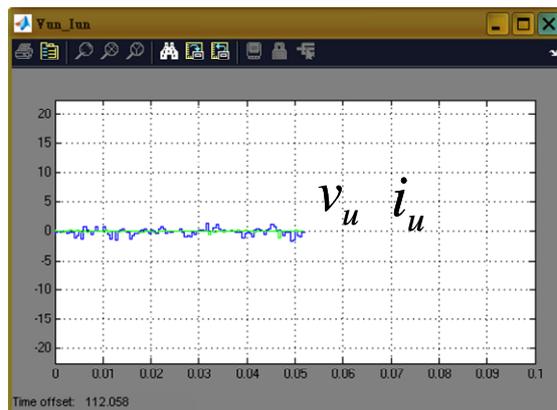


圖 27.  $P_O = P_L$ ，饋入市電之相電壓  $v_u$  與相電流  $i_u$

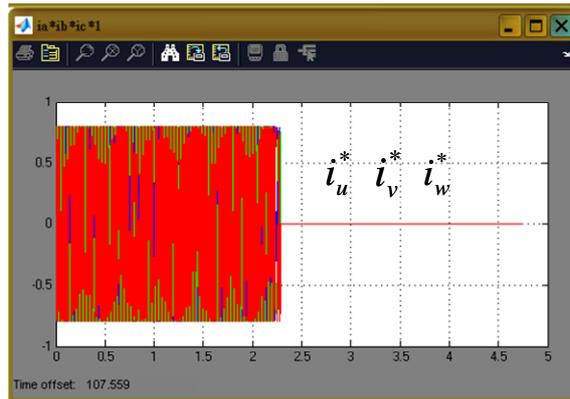


圖 28.  $P_O = P_L$ ，饋入市電之電流命令  $i_u^*$ 、 $i_v^*$ 、 $i_w^*$

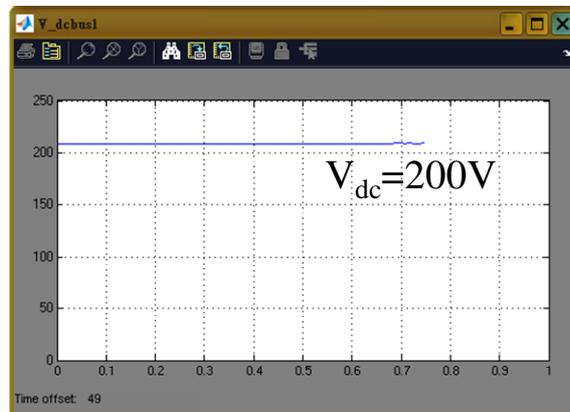


圖 29.  $P_O > P_L$ ，其直流鏈電壓  $V_{dc}$

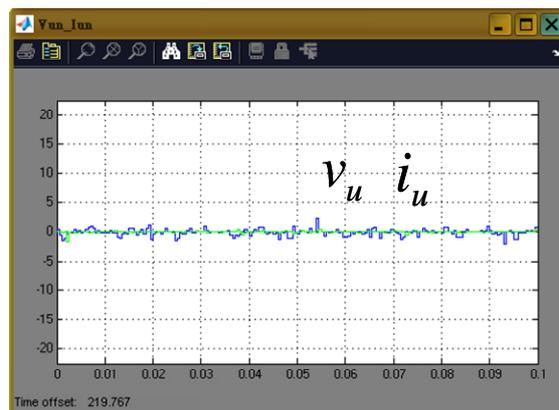


圖 30.  $P_O > P_L$ ，饋入市電之相電壓  $v_u$  與相電流  $i_u$



圖 31.  $P_O > P_L$ ，饋入市電之電流命令  $i_u^*$ 、 $i_v^*$ 、 $i_w^*$

### 參、主要發現與結論

本計畫已完成 5kW 直流/交流併網型轉換器之設計與製作，並發展電壓濾波法及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比例積分微分型類神經網路 PIDNN 架構產生  $i_{ds}^*$  後，與電壓率波法或鎖相迴路法產生之  $\theta_e$  經由控制而達成與市電併聯同步。

在直流/交流功率轉換器為與 PIDNN 控制器做比較，本計畫亦以傳統 PI 控制器做測試，由實作結果可知，利用 PI 控制器所獲得之實功率命令及回授暫態響應結果，其無法在暫態有優越的即時反應表現，亦即命令與實際值在暫態仍有一明顯誤差存在，而本計畫所提之 PIDNN 控制器，其暫態響應之誤差值明顯優越於 PI 控制器。

孤島偵測部分，本計畫完成 PSIM 模擬主、被動式孤島偵測，其中主動式孤島偵測法選擇較為常用之 SFS、SVS 兩種孤島偵測方法。由模擬結果可知，被動式孤島偵測當市電端脫離後，頻率與電壓值仍然操作在安全規範 UL1741 之範圍內，亦即盲點操作區，

此時 DG 仍會持續輸出功率至 RLC 負載，形成一孤島運轉現象。而 SFS、SVS 主動式孤島偵測 PSIM 模擬，因外加擾動訊號，是以當市電脫離後，會導致頻率或輸出電壓偏離安全規範規定( $59.3 < f < 60.5$  及  $88\% < V < 110\%$ )之安全範圍外來達成孤島之目的，故當市電脫離後可立即偵測出孤島運轉現象。

主、被動式孤島偵測實作部分，完成本地負載皆為電阻  $R=30(\Omega)$  之被動式孤島偵測，測試三種輸出功率與本地負載功率不同情況時，市電中斷跳脫情形；另外並設計當  $V=110(V)$ 、 $P=2kW$ 、 $Q_f=2.5$  之條件下本地負載分別為  $R=6.05(\Omega)$ 、 $L=6.42m(H)$ 、 $C=1096\mu(H)$  之主、被動式孤島偵測之實作，並藉由實作與 PSIM 模擬來互相驗證。

#### 一、目前研究成果

本計畫研究成果 "Intelligent Control of Doubly-Fed Induction Generator System Using PIDNNs" 已投稿 Asian Journal of Control 期刊。

本計畫研究成果 "Control of Doubly-Fed Induction Generator System Using PIDNNs" 投稿 International Conference on Machine Learning and Applications (ICMLA 2010) 已獲接受。

## 肆、参考文献

- 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.R. H. Lasseter and P. Paigi, "Microgrid: a conceptual solution," IEEE Power Electronics Conference, vol. 6, pp. 4285-4290, 2004.
- 5.IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems, IEEE Standard 1547-2003, July 2003.
- 6.Inverter, Converters, and Controllers for Use in Independent Power Systems, UL Std. 1741, 2002.
- 7.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.
- 8.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.
- 9.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.
- 10.T. J. Ren, T. C. Chen and C. J. Chen, "Motion control for a

- two-wheeled vehicle using a self-tuning PID controller,” *Control Engineering Practice*, vol. 16, no. 3, pp. 365-375, 2008.
- 11.S. Cong and Y. Liang, “PID-like neural network nonlinear adaptive control for uncertain multivariable motion control systems,” *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 10, pp. 3872-3879, 2009.
- 12.D. Nan and Y. Zhang, “Predictive modeling based on proportional integral derivative neural networks and quantum computation,” *World Congress on Intelligent Control and Automation*, pp. 769-774, 2008.
- 13.X. Dong, Z. Zhang and C. Chen, “Applying Genetic Algorithm to On-Line Updated PID Neural Network Controllers for Ball and Plate System,” *International Conference on Innovative Computing, Information and Control* , pp. 751-755, 2009.
- 14.H. Shu and H. Shu, “PID Neural Network Temperature Control System in Plastic Injecting-moulding Machine,” *International Conference on Natural Computation* , vol. 1, pp. 251-255, 2007.
- 15.M. G. Zgang and M. H. Qiang, “Study of PID Neural Network Control for Nonlinear System,” *International Conference on Signal Processing* , vol. 3, pp. 1-4, 2006.
- 16.H. L. Shu and H. Shu, “Simulation Study of PID Neural Network Temperature Control System in Plastic Injecting-Moulding Machine,” *International Conference on Machine Learning and Cybernetics* , vol. 1, pp. 492-497, 2007.
- 17.M. Fallahi and S. Azadi, “Adaptive Control of an Inverted Pendulum Using Adaptive PID Neural Network,” *International Conference on Signal Processing Systems*, pp. 589-593, 2009.
- 18.H. Shu, X. Guo and H. Shu, “PID neural networks in multivariable systems,” *IEEE International Symposium on Intelligent Control* , pp.

- 440-444, 2002.
- 19.H. Shu, "PID Neural Network Control for Unsymmetry Multivariable Systems," Chinese Control Conference, pp. 1137-1142, 2006.
  - 20.H. Shu and X. Guo, "Decoupling control of multivariable time-varying systems based on PID neural network," Asain Control Conference, vol. 1, pp. 682-685, 2004.
  - 21.B. Guo, H. Liu, Z. Luo and F. Wang, "Study of PID neural network for hydraulic system," IEEE International Conference on Automation and Logistics, pp. 228-232, 2009.
  - 22.Y. Yu, Y. Huang, and B. Zeng, "A PID neural network controller," International Conference on Neural Networks, vol. 3, pp. 1933-1938, 2003.
  - 23.F. Wang and Z. Mi, "Passive islanding detection method for grid connected PV system," International Conference on Industrial and Information Systems, pp. 409-412, 2009.
  - 24.L. A. C. Lopes and H. Sun, "Performance assessment of active frequency drifting islanding detection methods," IEEE Energy Conversion, vol. 21, no. 1, pp. 171-180, 2006.
  - 25.M. Ciobotaru, V. Agelidis and R. Teodorescu, "Accurate and less-disturbing active anti-islanding method based on PLL for grid-connected PV Inverters," IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 4569-4576, 2008.
  - 26.G. Hernandez-Gonzalez and R. Iravani, "Current injection for active islanding detection of electronically-interfaced distributed resources," IEEE Power Delivery, vol. 21, no. 3, pp. 1698-1705, 2006.
  - 27.T. T. Ma, "Novel voltage stability constrained positive feedback anti-islanding algorithms for the inverter-based distributed generator

systems,” IET Renewable Power Generation , vol. 4, no. 2, pp. 176-185, 2010.