

行政院原子能委員會  
委託研究計畫研究報告

利用智慧型控制改善三相不平衡負載之電力品質調控

**Power quality improvement of three-phase unbalanced load using  
intelligent control**

計畫編號：NL1050154

受委託機關(構)：國立中央大學

計畫主持人：林法正

聯絡電話：03-4227151 轉 34532

E-mail address：linfj@ee.ncu.edu.tw

協同主持人：談光雄

研究期程：中華民國 105 年 2 月至 105 年 11 月

研究經費：新臺幣 61 萬元

核研所聯絡人員：劉力源

報告日期：105 年 12 月 21 日

## 目 錄

目 錄.....	I
中文摘要.....	1
ABSTRACT.....	2
壹、計畫緣起與目的.....	3
貳、研究方法與過程.....	7
一、市電併聯同步法.....	7
二、機率模糊類神經網路控制器.....	10
(一)機率模糊類神經網路結構.....	11
(二)機率模糊類神經網路架構線上學習法則.....	14
(三)PSIM 模擬反流器結合 PFNN 控制器實虛功率輸出.....	17
三、三相四臂反流器不平衡負載之電流補償控制法則.....	19
四、TMS320F28335 數位訊號處理器.....	29
(一)TMS320F28335 數位訊號處理器簡介.....	29
(二) 三相四臂變流器電路設計.....	31
(三) TMS320F28335 數位訊號處理器實作不平衡負載補償.....	38
參、主要發現與結論.....	42
肆、參考文獻.....	42

## 中文摘要

本計畫主要目標為利用智慧型控制器來發展微電網系統併網時三相不平衡負載之電流補償控制法則，以提昇微電網之電力品質。本計畫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 作為各式分散式電源，如風力發電機(Wind Turbine Generator, WTG)、磷酸鋰鐵電池儲能(Storage)及微渦輪發電機(Micro Turbine Generator, MTG)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分散式電源作有效的能源分配與管理。此外，為達成智慧型控制改善三相不平衡負載之電力品質調控之目的與提升分散式發電系統使用效率，將設計一三相四臂直/交流反流器與三相不平衡負載。本計畫將以 PSIM 模擬軟體驗證三相四臂直/交流反流器在併網時三相不平衡負載之電流補償控制法則，並採用機率模糊類神經網路(Probabilistic Fuzzy Neural Network, PFNN)控制器來改善三相不平衡電流之補償響應。最後，本計畫將以德州儀器所發展之數位信號處理器 TMS320F28335 實現三相不平衡負載之電流補償控制法則，以提昇與改善微電網系統併網時之電力品質。

關鍵字：微電網、再生能源、三相不平衡。

## **Abstract**

The objective of this project is to investigate a current compensation algorithm using intelligent control algorithm to improve the power quality of a grid-connected microgrid system with three-phase unbalance load. 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), LiFePO<sub>4</sub> storage system, micro turbine generation (MTG) and the IPC. After the electric power information is collected and processed, the data will be sent to the DGs for the efficient electric power management of the microgrid system by the microgrid controller. Moreover, a three-phase four-wire DC/AC inverter using intelligent control and a three-phase unbalanced load are designed to improve the power quality and the efficiency of the distributed generation systems (DGs). The effectiveness of the current compensation algorithm, which is implemented in the three-phase four-wire DC/AC inverter with three-phase unbalance load, is verified via PSIM software. Furthermore, a probabilistic fuzzy neural network (PFNN) controller will be adopted to improve the response of the current compensation. Finally, the current compensation algorithm will be implemented by digital signal processor TI TMS320F28335 to improve the power quality of the grid-connected microgrid system with three-phase unbalance load.

**Keywords :** microgrid, renewable energy, three-phase unbalance.

## 壹、計畫緣起與目的

人類的高度發展促進了經濟、社會及文化的成長，然而長期下來卻引發了許多環保及能源問題，如廢氣排放、地球暖化、冰山融化、海平面上升等等諸多異常現象。在地球有限的資源下，近年來人類意識到地球資源與環境之重要性，尤其在 2011 年 3 月 11 日，日本發生大地震後造成核能廠爆炸，全日本電力短缺，核輻射污染了周遭，綠色能源更成為了各國家重視的議題。常見之綠色能源包括風力、太陽能、地熱、潮汐、燃料電池等，其綠色能源之選擇，各個國家會以當地之地形、資源及技術為考量，發展出適合之綠色能源[1]。為因應國際節能減碳之趨勢，我國於 2008 年 6 月提出「永續能源政策綱領」[2]，希望在追求永續能源發展過程中，兼顧「能源安全」、「經濟發展」與「環境保護」，以滿足未來世代發展的需要。為了達到這些目標首先在提高能源效率方面要求未來八年每年提高能源效率 2% 以上，使能源密集度於 2015 年較 2005 年下降 20% 以上；並藉由技術突破及配套措施，2025 年下降 50% 以上。此外發展潔淨能源，全國二氧化碳排放量減量，於 2016 年至 2020 年之間回到 2008 年排放量，於 2025 年回到 2000 年排放量；發電系統中低碳能源將由 40% 增加至 2025 年的 55% 以上。此外，2009 年 4 月行政院宣布啟動「綠色能源產業旭升方案」[2]，積極推動綠色能源產業，以太陽光電、LED 光電照明、風力發電、生質燃料、氫能與燃料電池、能源資通訊、電動車輛等 7 項產業為發展主軸。2011 年 11 月經濟部能源局推動「千架海陸風力機」、「陽光屋頂百萬座」計畫[2]，預計於 2030 年我國再生能源總裝置容量可達 12,502MW、發電量約 356 億度，

占發電總裝置容量 16.1%，相當於 890 萬戶家庭年用電量。同時，促進低碳天然氣合理使用以保障供電安全，建構智慧電網與低碳高效率電力系統，並將擴張新能源及節能科技研發能量，拓展綠能產業發展。

我國電力系統屬於大型集中式的系統，其電力來源主要為火力（包含燃油、燃煤和燃氣）、核能（火力及核能占總發電量之 96.5%）、和部份的水力與再生能源（占總發電量之 3.5%）。該系統有發電機組大型化及負載集中兩大特色，無論是核能電廠、火力電廠或水力電廠所產生的電力，由於發電廠與用戶端距離遙遠，都必須藉助輸變電系統提高電壓、透過電力線輸送、最終變壓供給用戶使用，造成大量的能量耗損。且都會區及工業區的負載集中、電力需求急速成長，但變電所尋址及興建困難，時常遭遇民眾抗爭，集中式電源無法輸送到電力需求端造成地區性供電瓶頸。此外最重要的問題在於遠距離輸電與大電網互連使得系統難以快速追蹤負荷變化，故障問題容易透過電網擴散進一步造成電力系統癱瘓，且龐大的電網和過於集中的發電廠極易遭到攻擊而造成國安問題。因此電力供應「不患寡而患不均」，且為考慮國家安全及能源問題，導入分散式發電(Distributed Generation, DG) [3] 及提高電網效率便成為我國的既定政策及發展方向。

圖 1 為本計畫微電網系統及三相不平衡負載電流補償架構圖，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，亦即儲能系統，並以 RS485 作為各分散式電源內部和 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電源作有效的能源分配與管理。在控制法則部

份，利用儲能系統當作主要功率調配之分散式電源(Master)，而微渦輪機仿真系統與風力發電機則作為從屬之分散式電源(Slave)，當與市電併聯時，Master 及 Slave 分散式電源皆輸出固定功率，當微電網脫離市電獨立運轉時，Slave 分散式電源依然輸出固定功率，而此時 Master 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法則與靜態開關，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。此外，本計畫設計一三相四臂直/交流反流器與三相不平衡負載，首先，利用 PSIM 模擬軟體驗證三相四臂直/交流功率轉換器在併網時三相不平衡負載之電流補償控制法則，並採用機率模糊類神經網路(Probabilistic Fuzzy Neural Network, PFNN)控制器來改善三相不平衡電流之補償響應。最後，本計畫將以德州儀器所發展之數位信號處理器 TMS320F28335 實現三相不平衡負載之電流補償控制法則，以提昇與改善微電網系統併網時之電力品質。

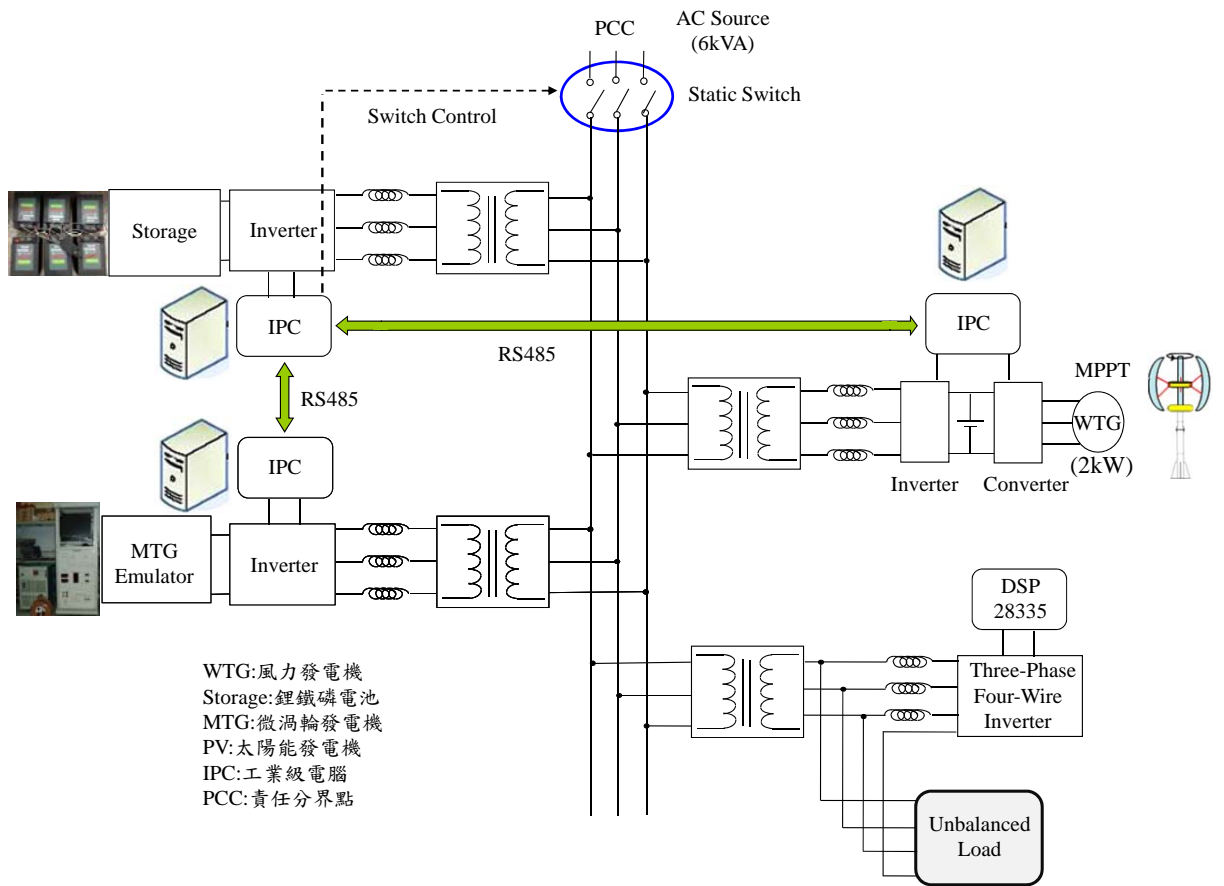


圖 1. 微電網系統及三相不平衡負載電流補償架構圖



## 貳、研究方法與過程

為達成利用智慧型控制改善三相不平衡負載之電力品質調控，本計畫首先研究市電併聯之同步併網控制法、機率模糊類神經網路控制器(Probabilistic Fuzzy Neural Network, PFNN)及三相不平衡負載之電流補償控制法則等。在控制法則驗證部分，先利用 PSIM 模擬，首先，模擬一三相直/交流反流器併市電及控制實功率輸出，以驗證併網控制法及機率模糊類神經網路控制器之特性。此外，本計畫設計一三相四臂直/交流反流器與三相不平衡負載並先利用 PSIM 模擬軟體驗證三相四臂直/交流反流器在併網時三相不平衡負載之電流補償控制法則，並採用機率模糊類神經網路控制器來改善三相不平衡電流之補償響應。接著，本計畫將以德州儀器所發展之數位信號處理器 TMS320F28335 實現一三相四臂直/交流反流器與三相不平衡負載之電流補償控制法則，以提昇與改善微電網系統併網時之電力品質。

### 一、市電併聯同步法

本計畫為發展市電併聯同步法則，首先以 PSIM 模擬一三相直/交流反流器併市電來執行市電併聯同步，反流器如圖 2 所示。而為達成與市電併聯，因此需偵測市電相角及電壓，故利用鎖相迴路法(PLL)達到與市電併聯同步，其輸出實功率命令  $P^*$  與  $P$  比較後經過 PFNN 控制器產生功率轉換器之  $d$  軸電流分量  $i_d^*$ ，而虛功率命令  $Q^*$  與  $Q$  比較後經過 PFNN 控制器產生功率轉換器之  $q$  軸電流分量  $i_q^*$ ，接著與鎖相迴路法產生之電氣角度  $\theta_e$ ，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  $v_u$ 、 $v_v$ 、 $v_w$  表示反流器之三相電壓； $i_u$ 、 $i_v$ 、 $i_w$  表示反流器之三相輸出電流。

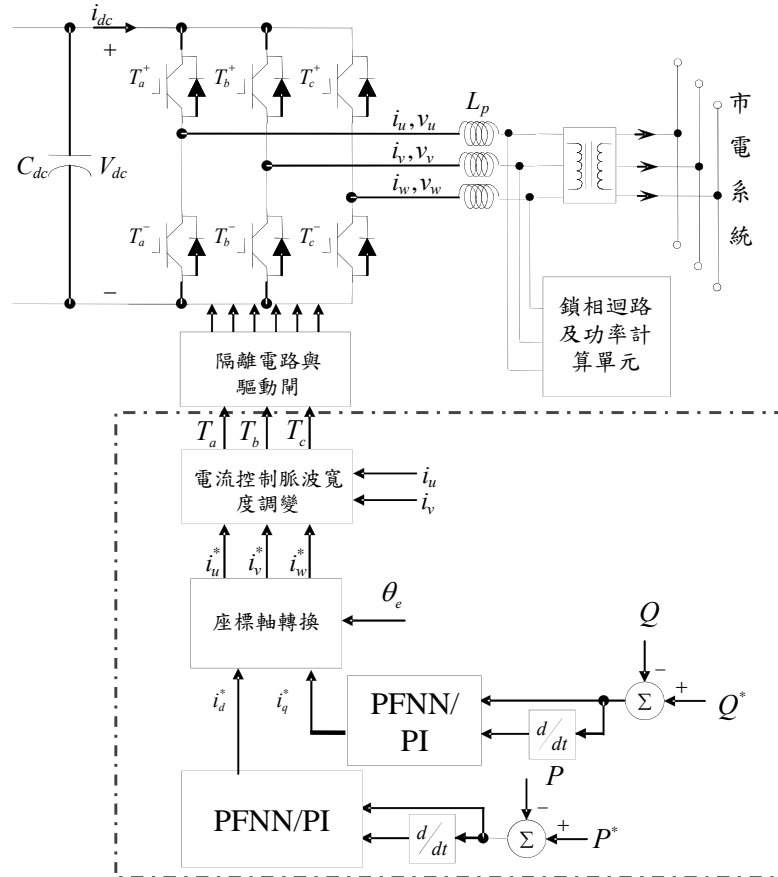


圖 2. 直/交流反流器併網控制架構圖

本計畫採用鎖相迴路法產生之  $\theta_e$  達到三相電壓同步[4-6]，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  $\theta$  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 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。

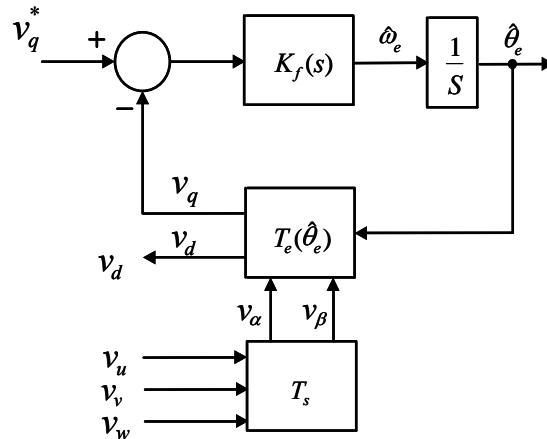


圖 3. 鎖相迴路法 PLL 控制架構

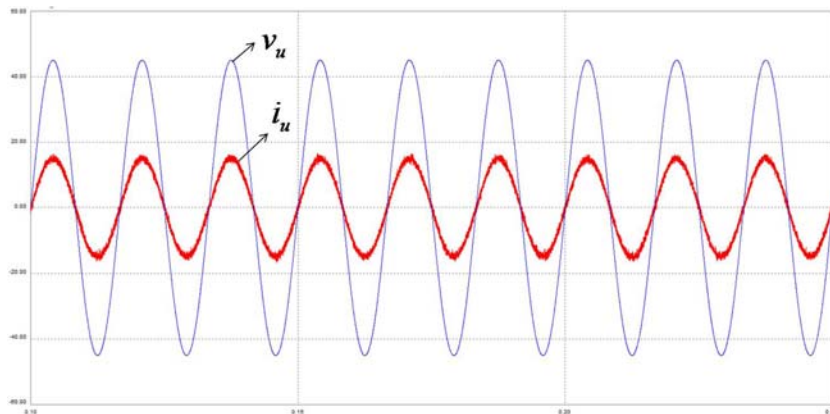


圖 4. PSIM 模擬市電併聯同步電壓與電流響應圖

## 二、機率模糊類神經網路控制器

近年來將模糊邏輯與類神經網路結合的概念漸漸成為受歡迎的研究主題[7, 8]。相較於單純的模糊系統或是類神經網路，模糊類神經網路(fuzzy neural network, FNN)擁有兩者的優點，擁有模糊推論的能力去處理不確定的資訊[8]，且擁有類神經網

路的能力去學習模仿[9]。此外模糊類神經網路不需要數學模型且有能力去近似一個非線性時變的系統[10, 11]。因此有許多研究利用 FNN 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[12]。除此之外，機率型類神經網路(probabilistic neural network, PNN)是一種前饋型的類神經網路，且此架構是由 Parzen 無變數型的機率密度函數(probability density function, PDF)估測法和 Bayes 分類準則所組成的類神經網路[12]。PNN 可以有效地處理在工業應用上的隨機不確定性，且廣泛地應用於圖型識別、非線性映射、信號處理、錯誤偵測以及分類[13]。基於上述的優點，機率型模糊類神經網路(probabilistic fuzzy neural network, PFNN)整合了 FNN 與 PNN 的優點，[14, 15]將 PFNN 應用於模型化與控制、隨機的模型化和永磁同步馬達的直接轉矩控制。由[15]可知機率型模糊類神經網路控制器具備良好的暫態響應與控制效能。因此本計畫採用機率型類神經網路控制器，結合 FNN、PNN 之優點，將 PFNN 應用於主動式濾波器控制架構，以改善在併網時三相不平衡負載情況下之電流補償響應。控制器網路結構及線上學習法則詳述如後：

#### (一) 機率模糊類神經網路結構

圖 5 為機率模糊類神經網路的架構圖，其中包含輸入層 (Input Layer)、歸屬函數層 (Membership Layer)、機率層 (Probabilistic Layer)、規則層 (Rule Layer) 和輸出層 (Output Layer)，以下介紹每層的函數：

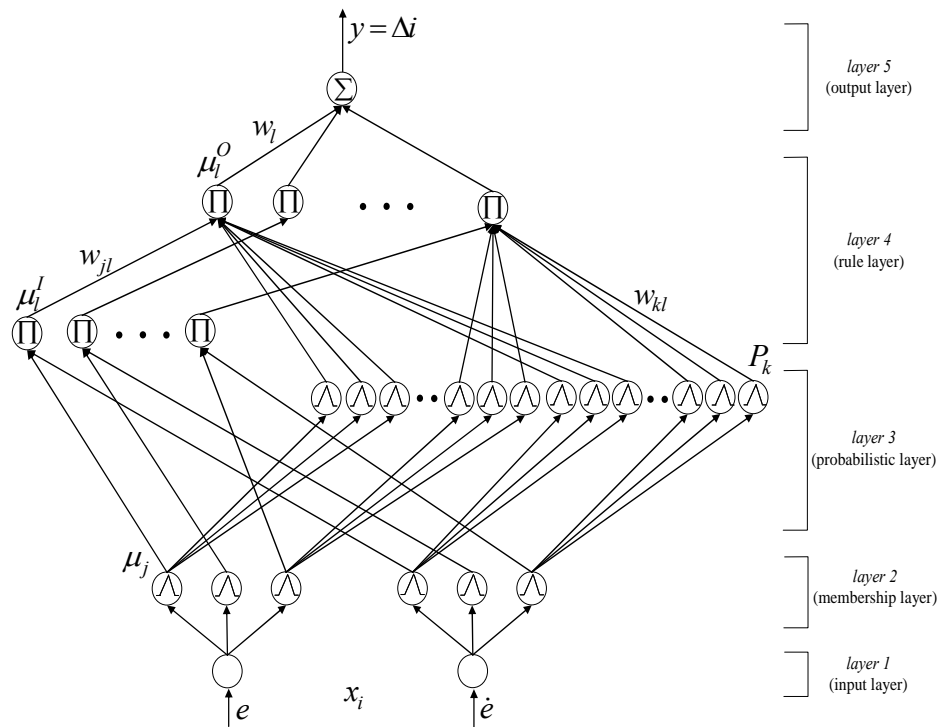


圖 5. 機率模糊類神經網路架構圖

➤ 第一層(輸入層)：

在輸入層，其輸入和輸出由(10)式表示：

$$x_i(N) = e_i(N), \quad i = 1, 2 \quad (10)$$

其中  $x_i$  為第  $i$  個輸入、 $N$  為第  $N$  次疊帶，在本計畫中，PFNN 的輸入為  $e_1(N) = e$  和  $e_2(N) = \dot{e}$ ，分別為實虛功率誤差以及實虛功率追隨誤差的一次微分。

➤ 第二層(歸屬函數層)：

在歸屬函數層中，模糊類神經網路通常利用高斯函數當作區域函數，為了減少定點運算 DSP 的運算量，採用三角形函數  $f_m(x_i)$ ，如圖 6(a)所示，三角形函數如下所示：

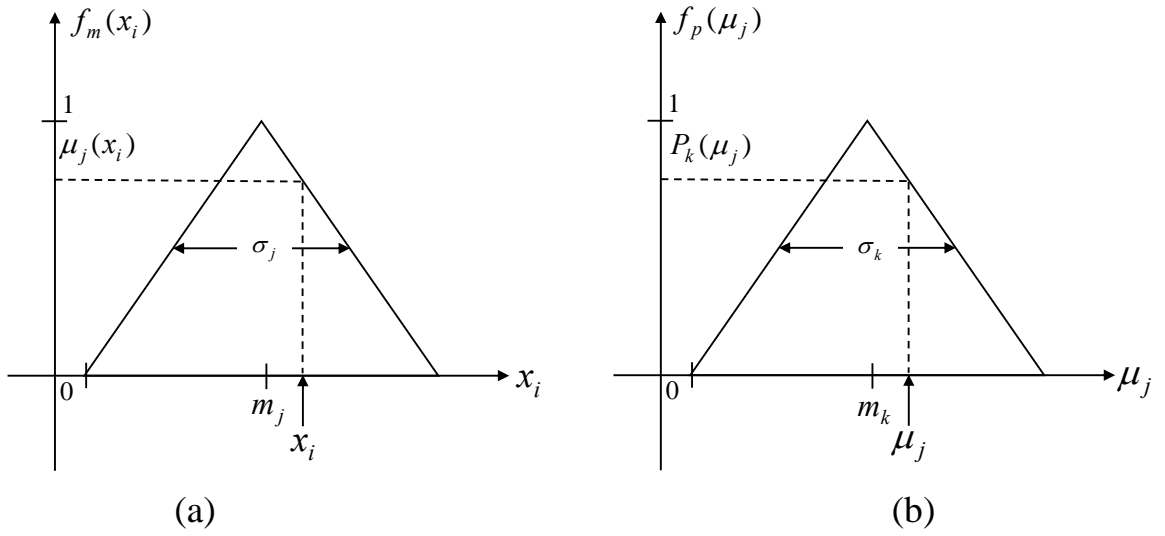


圖 6. 機率模糊類神經網路三角形函數

$$\mu_j(x_i) = f_m(x_i) = \begin{cases} 0 & \text{if } x_i \geq m_j + \sigma_j, x_i \leq m_j - \sigma_j \\ \frac{x_i - m_j + \sigma_j}{\sigma_j} & \text{if } m_j - \sigma_j < x_i \leq m_j \\ \frac{-x_i + m_j + \sigma_j}{\sigma_j} & \text{if } m_j < x_i \leq m_j + \sigma_j \end{cases} \quad (11)$$

$i=1,2. \quad j=1,2,\dots,6$

其中  $\mu_j(x_i)$  為第  $i$  個輸入變數的第  $j$  個輸出， $m_j$  為三角形的中心點， $\sigma_j$  為三角形中心點的寬度。

➤ 第三層(機率層)：

在機率層中，其區域函數利用高斯函數，但和歸屬函數層一樣，為了減少運算量，採用三角形函數  $f_p(\mu_j)$ ，如圖 6(b)所示，三角形函數如下所示：

$$P_k(\mu_j) = f_p(\mu_j) = \begin{cases} 0 & \text{if } \mu_j \geq m_k + \sigma_k, \mu_j \leq m_k - \sigma_k \\ \frac{\mu_j - m_k + \sigma_k}{\sigma_k} & \text{if } m_k - \sigma_k < \mu_j \leq m_k \\ \frac{-\mu_j + m_k + \sigma_k}{\sigma_k} & \text{if } m_k < \mu_j \leq m_k + \sigma_k \end{cases} \quad (12)$$

$k=1,2,\dots,18$

其中  $P_k(\mu_j)$  第  $j$  個輸入變數的第  $k$  個輸出， $m_k$  為三角形的中心點， $\sigma_k$  為三角形中心點的寬度。

➤ 第四層(規則層)：

在規則層中，每個節點對應一條在模糊規則庫裡的規則，在 Mamdani 推論中，每個節點根據規則，如 (13) 式，作 t-norm 運算得到推論集合，利用 Bayes'theorem 將模糊歸屬程度之機率進行處理，因此節點的輸入輸出表示如下：

$$\mu_l^l = \prod_j w_{jl} \mu_j \quad (13)$$

$$P_l^l = \prod_k w_{kl} P_k \quad (14)$$

$$\mu_l^o = \mu_l^l P_l^l \quad l=1, 2, \dots, 9. \quad (15)$$

其中  $\mu_l^l$  和  $P_l^l$  為規則層的輸入， $w_{jl}$  為歸屬函數層和規則層之間的連結權重值，其值設定為 1， $w_{kl}$  為機率層和規則層之間的連結權重值，其值設定為 1， $\mu_l^o$  為規則層的輸出。

➤ 第五層(輸出層)：

在輸出層中，輸入和輸出間的表示如下：

$$\Delta i = y(N) = \sum_{l=1}^9 w_l \mu_l^o \quad (16)$$

其中  $\Delta i = y(N)$  是機率模糊的輸出， $w_l$  為規則層和輸出層之間的連結權重值。

## (二) 機率模糊類神經網路架構線上學習法則

機率模糊類神經網路的學習法則的重點是在學習



過程中如何遞迴地得到一個梯度向量，此梯度向量的每一元素定義為針對網路的參數使用連鎖律之能量函數的導數，此方法就是所謂的倒傳遞學習法則，為了描述使用監督式梯度陡降法的機率模糊類神經網路的線上學習法則，首先定義一能量函數如下式：

$$E = \frac{1}{2}(P^* - P)^2 = \frac{1}{2}e^2 \quad (17)$$

因此線上學習法則描述如下：

➤ 第五層(輸出層)：

倒傳遞的誤差項如下：

$$\delta_o = -\frac{\partial E}{\partial y(N)} = -\frac{\partial E}{\partial P} \frac{\partial P}{\partial y(N)} \quad (18)$$

其連結權重值的更新如下：

$$\Delta w_i = -\eta_1 \frac{\partial E}{\partial w_i} = -\eta_1 \frac{\partial E}{\partial y(N)} \frac{\partial y(N)}{\partial w_i} = \eta_1 \delta_o \mu_i^o \quad (19)$$

其中  $\eta_1$  為學習速率。且連結權重值的疊代如下：

$$w_i(N+1) = w_i(N) + \Delta w_i \quad (20)$$

➤ 第四層(規則層)：

在此層，倒傳回來的誤差項如下所示：

$$\delta_l = -\frac{\partial E}{\partial \mu_l^o} = -\frac{\partial E}{\partial y(N)} \frac{\partial y(N)}{\partial \mu_l^o} = \delta_o w_l \quad (21)$$

➤ 第二層(規則層)：

在此層，倒傳回來的誤差項如下所示：

$$\delta_j = -\frac{\partial E}{\partial \mu_j} = -\frac{\partial E}{\partial y(N)} \frac{\partial y(N)}{\partial \mu_l^o} \frac{\partial \mu_l^o}{\partial \mu_l^I} \frac{\partial \mu_l^I}{\partial \mu_j} = \sum_l \delta_l P_l^I \quad (22)$$

利用連鎖律，三角形函數的中心值和寬度的更新如

下：

$$\begin{aligned}\Delta m_j &= -\eta_2 \frac{\partial E}{\partial m_j} = -\eta_2 \frac{\partial E}{\partial y(N)} \frac{\partial y(N)}{\partial \mu_i^o} \frac{\partial \mu_i^o}{\partial \mu_i'} \frac{\partial \mu_i'}{\partial \mu_j} \frac{\partial \mu_j}{\partial m_j} \\ &= \begin{cases} -\eta_2 \delta_j \frac{1}{\sigma_j} & \text{if } m_j - \sigma_j < x_i \leq m_j \\ \eta_2 \delta_j \frac{1}{\sigma_j} & \text{if } m_j < x_i \leq m_j + \sigma_j \end{cases} \end{aligned} \quad (23)$$

$$\begin{aligned}\Delta \sigma_j &= -\eta_3 \frac{\partial E}{\partial \sigma_j} = -\eta_3 \frac{\partial E}{\partial y(N)} \frac{\partial y(N)}{\partial \mu_i^o} \frac{\partial \mu_i^o}{\partial \mu_i'} \frac{\partial \mu_i'}{\partial \mu_j} \frac{\partial \mu_j}{\partial \sigma_j} \\ &= \begin{cases} \eta_3 \delta_j \frac{m_j - x_i}{(\sigma_j)^2} & \text{if } m_j - \sigma_j < x_i \leq m_j \\ \eta_3 \delta_j \frac{x_i - m_j}{(\sigma_j)^2} & \text{if } m_j < x_i \leq m_j + \sigma_j \end{cases} \end{aligned} \quad (24)$$

其中  $\eta_2$  和  $\eta_3$  為學習速率。三角形函數的中心值和寬度的更新如下：

$$m_j(N+1) = m_j(N) + \Delta m_j \quad (25)$$

$$\sigma_j(N+1) = \sigma_j(N) + \Delta \sigma_j \quad (26)$$

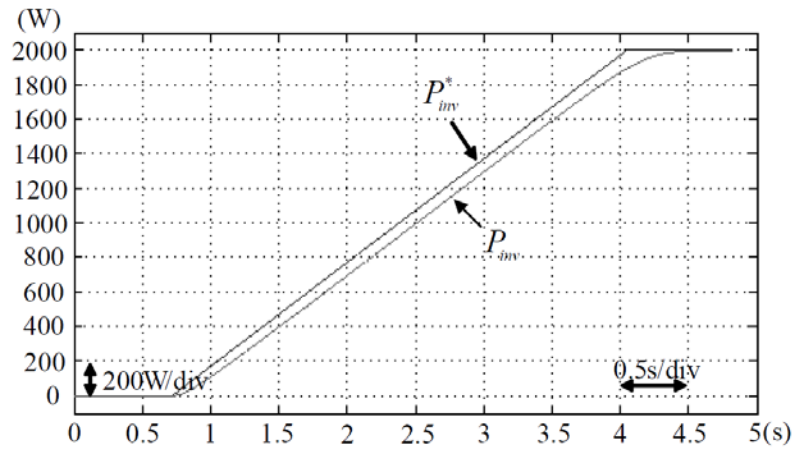
為了減少運算量，其中心點  $m_k$  和中心點寬度  $\sigma_k$  皆是常數，其中  $m_k$  分別設定為  $\mu_j - 0.1$ ，當  $k=1, 4, 7, 10, 13, 16$ 、 $\mu_j$ ，當  $k=2, 5, 8, 11, 14, 17$ 、 $\mu_j + 0.1$ ，當  $k=3, 6, 9, 12, 15, 18$ ，而  $\sigma_k$  設為 1。由於分散式發電系統存在不確定項，故  $\partial P / \partial y(N)$  不能夠精確求出，為了克服此問題，提出誤差適應法則如下來取代：

$$\delta_o \cong e + \dot{e} \quad (27)$$

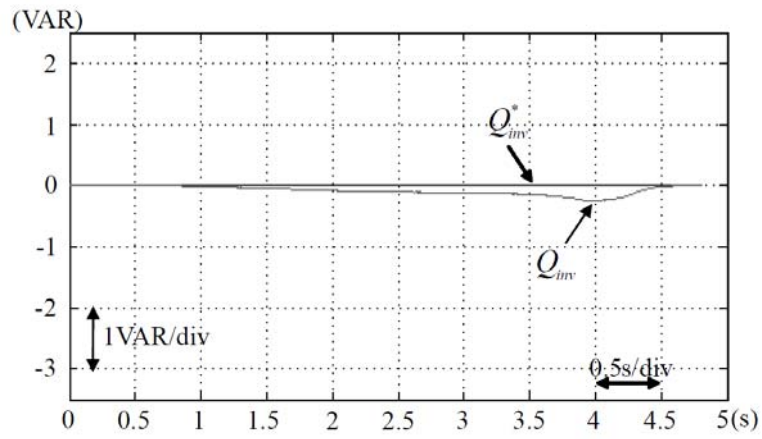
以取代系統的靈敏度，其中  $\dot{e}$  為追蹤誤差  $e$  之導數。

### (三)PSIM 模擬反流器結合 PFNN 控制器實虛功率輸出

本計畫為驗證 PFNN 之可行性，首先，利用 PSIM 模擬一三相反流器結合上述鎖相迴路法來控制其實、虛功率輸出，並驗證其效果，將以傳統之 PI 控制器來做比較。實功率命令設定由 0kW 升到 2kW，虛功率命令設定 0VAR，首先反流器均以 PI 控制器來模擬實虛功率輸出，其模擬圖如圖 7 所示，由圖 7 所示，其實、虛功率之暫態追蹤響應誤差較大，接著，反流器以 PFNN 取代傳統 PI 控制器來模擬實虛功率輸出，其模擬圖如圖 8 所示，由圖 8 所示，其反流器輸出實、虛功率之暫態追蹤響應誤差較小。此主要係由於機率型模糊類神經網路整合了 FNN 與 PNN 的優點，故可知機率型模糊類神經網路控制器具備良好的暫態響應與控制效能。

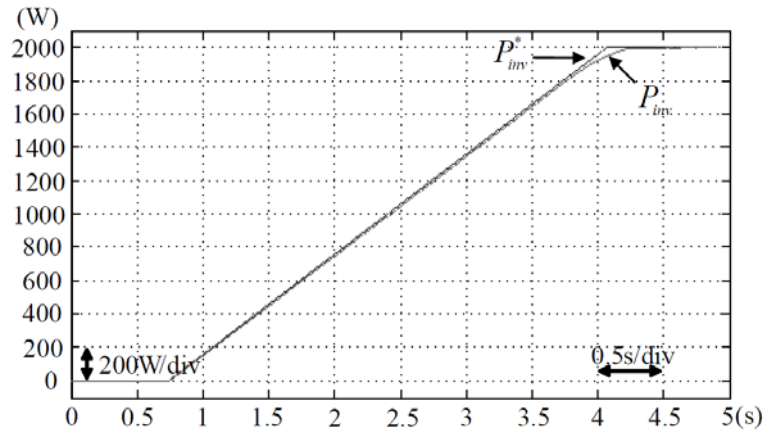


(a)

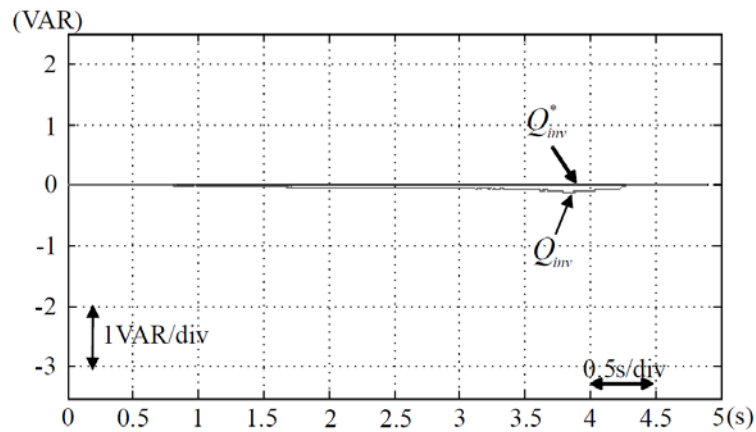


(b)

圖 7. 反流器以 PI 控制器模擬實虛功率輸出



(a)



(b)

圖 8. 反流器以 PFNN 控制器模擬實虛功率輸出

### 三、三相四臂反流器不平衡負載之電流補償控制法則

本計畫為達成智慧型控制改善三相不平衡負載之電力品質調控之目的與提升分散式發電系統使用效率，設計一三相四臂直/交流反流器與三相不平衡負載。本計畫先以 PSIM 模擬軟體驗證三相四臂直/交流反流器在併網時三相不平衡負載之電流補償控制法則，並採用機率模糊類神經網路控制器來改善三相不平衡電流之補償響應。而本計畫設計與製作之三相四臂直/交流

反流器及三相不平衡負載電路結構如圖 9 所示，其中電容為  $3mH$ ，電感為  $3\mu F$ 。三相不平衡負載之電流補償控制法則，如圖 10 所示，首先，先量測不平衡負載電流  $i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc}$  經  $abc/\alpha\beta 0$  座標軸轉換，圖中  $v_u, v_v, v_w$  代表市電電壓，利用市電電壓及鎖相迴路法與市電同步以獲得電氣角  $\theta_e$ ，電氣角  $\theta_e$  並當作  $abc/dq0$  座標軸轉換與反轉換公式之參考角度， $i_{La}, i_{Lb}, i_{Lc}$  代表三相不平衡負載電流，利用  $abc/dq0$  座標軸轉換得到  $q$  軸電流  $i_{Lq}$ 、 $d$  軸電流  $i_{Ld}$  與零軸電流  $i_{L0}$ ，此  $dq$  電流  $i_{Lq}$ 、 $i_{Ld}$  均流過低通率波器將直流成份濾除產生電流  $\tilde{i}_{Lq}$  及  $\tilde{i}_{Ld}$ ，接著，為控制反流器之直流鏈電壓，將其直流鏈電壓誤差經過 PI 或 PFNN 控制器產生控制電流  $i_{es}$  加入  $\tilde{i}_{Lq}$  上，以產生  $i_{Lq}^*$  電流命令，而  $\tilde{i}_{Ld} = i_{Ld}^*$ ，最後  $i_{Lq}^*, i_{Ld}^*, i_{L0}$  三相電流命令與反流器輸出之三相電流  $i_{as}, i_{bs}, i_{cs}$  經  $abc/dq0$  座標軸轉換得到電流  $i_{ds}, i_{qs}, i_{0s}$  相比較後，由  $dq0/abc$  反座標軸公式轉換成產生 PWM 觸發訊號，控制 IGBT 開關而達到電流補償之效果。

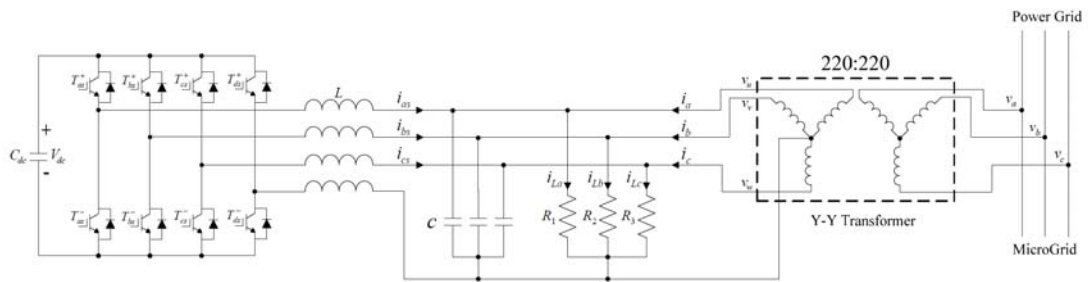


圖 9. 三相四臂直/交流反流器及三相不平衡負載電路結構

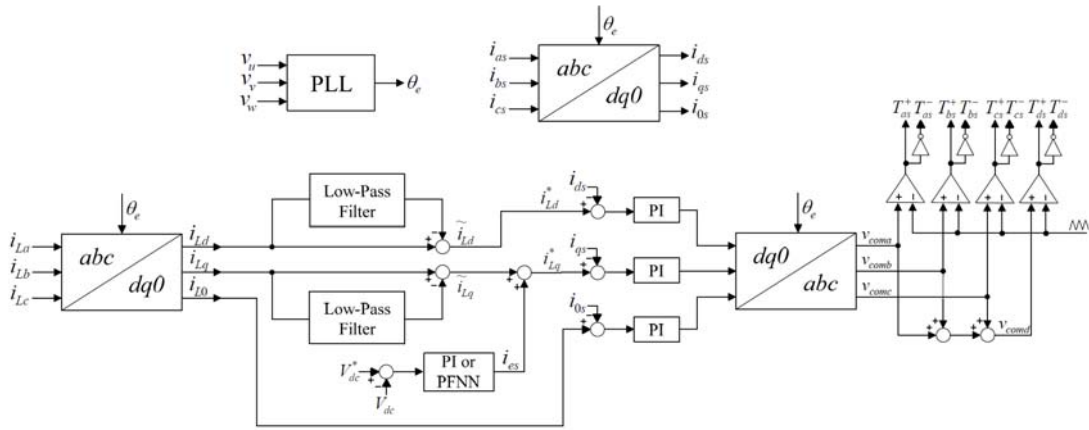
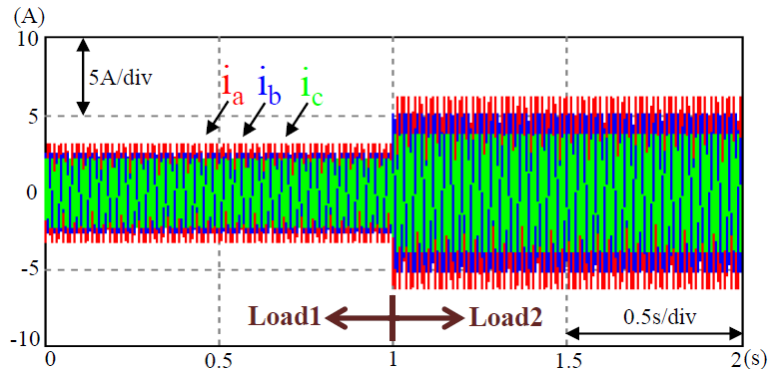


圖 10. 三相不平衡負載之電流補償控制法則

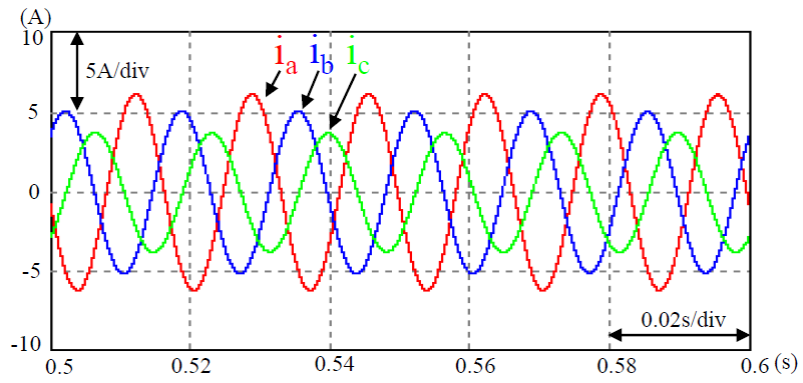
本計畫已完成設計三種不平衡負載，Case 1 為  $R_1 = 40\Omega, R_2 = 80\Omega, R_3 = 100\Omega$ ，Case 2 為  $R_1 = 20\Omega, R_2 = 40\Omega, R_3 = 60\Omega$ ，Case 3 為  $R_1 = 10\Omega, R_2 = 20\Omega, R_3 = 50\Omega$ ，首先，以 PSIM 模擬 Case 1 變化至 Case 2 之情況，其中直流鏈電壓分別以 PI 及 PFNN 來探討其控制與補償性能，圖 11 為 Case 1 變化至 Case 2 時，未加入電流補償控制法則之情況，時間軸 0-1 秒為 Case 1，1-2 秒則切換負載至 Case 2，由圖可知，因未加入補償控制法則，故市電之之三相電流  $i_a, i_b, i_c$  為不平衡，接著，採用電流補償控制法則並以 PI 控制器控制其三相四臂反流器之直流鏈電壓之模擬圖如圖 12 所示，圖 12(a) 為 0-2 秒市電電流模擬圖，圖 12(b)、(c) 分別為 Case 1 與 Case 2 市電電流模擬圖，圖 12(d) 為直流鏈電壓模擬圖，由圖 12 可知，當在三相不平衡負載時，採用電流補償控制法則將可使市電電流達到平衡，再者，採用電流補償控制法則並以 PFNN 控制器取代 PI 控制器，其模擬圖如圖 13 所示，圖 13(a) 為 0-2 秒市電電流模擬圖，圖 13(b)、(c) 分別為 Case 1 與 Case 2

市電電流模擬圖，圖 13(d)為直流鏈電壓模擬圖，由圖 13 亦可知，當在三相不平衡負載時，採用電流補償控制法則將可使市電電流達到平衡，比較圖 12(d) 與 13(d)直流鏈電壓模擬圖，因 PFNN 具較佳暫態響應，故三相四臂反流器以 PFNN 控制直流鏈電壓具較佳之暫態響應。最後，以 PSIM 模擬 Case 1 變化至 Case 3 之情況，其中直流鏈電壓分別以 PI 及 PFNN 來控制，圖 14 為 Case 1 變化至 Case 3 時，未加入電流補償控制法則之情況，時間軸 0-1 秒為 Case 1，1-2 秒則切換負載至 Case 3，由圖可知，因未加入補償控制法則，故市電之之三相電流  $i_a, i_b, i_c$  為不平衡，接著，採用電流補償控制法則並以 PI 控制器控制其三相四臂反流器之直流鏈電壓之模擬圖如圖 15 所示，圖 15(a)為 0-2 秒市電電流模擬圖，圖 15(b)、(c)分別為 Case 1 與 Case 3 市電電流模擬圖，圖 15(d)為直流鏈電壓模擬圖，由圖 15 可知，當在三相不平衡負載時，採用電流補償控制法則將可使市電電流達到平衡，再者，採用電流補償控制法則並以 PFNN 控制器取代 PI 控制器，其模擬圖如圖 16 所示，圖 16(a)為 0-2 秒市電電流模擬圖，圖 16(b)、(c)分別為 Case 1 與 Case 3 市電電流模擬圖，圖 16(d)為直流鏈電壓模擬圖，由圖 16 亦可知，當在三相不平衡負載時，採用電流補償控制法則將可使市電電流達到平衡，比較圖 15(d) 與 16(d)直流鏈電壓模擬圖，因 PFNN 具較佳暫態響應，故三相四臂反流器以 PFNN 控制直流鏈電壓具較佳之暫態響應。



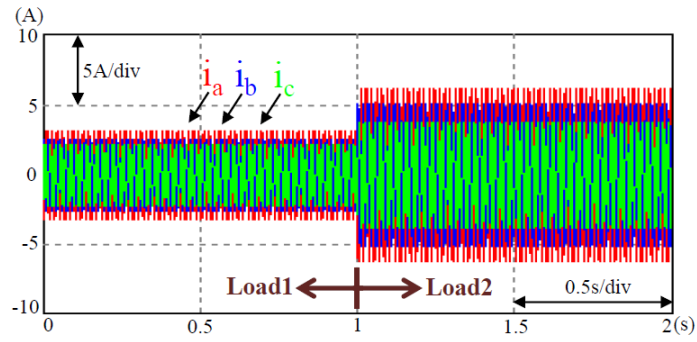


(a)

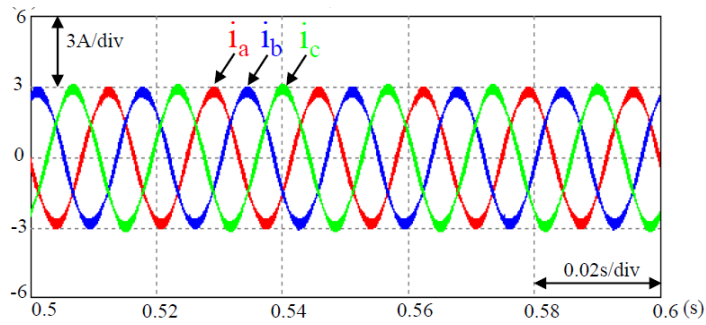


(b)

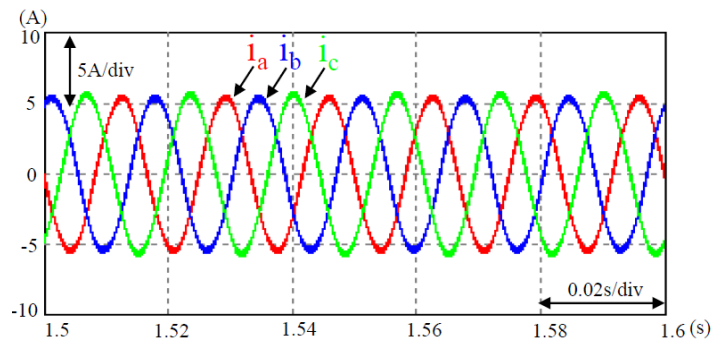
圖 11. Case 1 變化至 Case 2 時，未加入電流補償控制法則之模擬



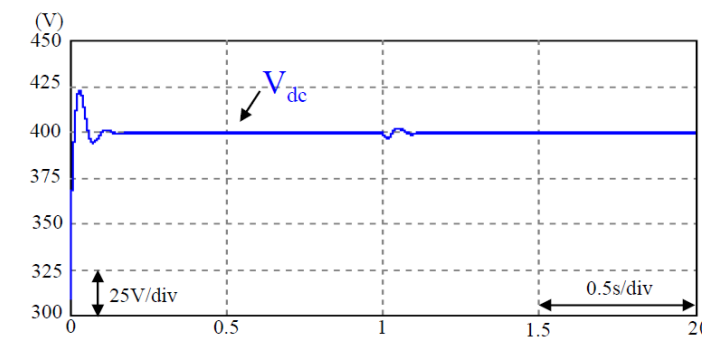
(a)



(b)

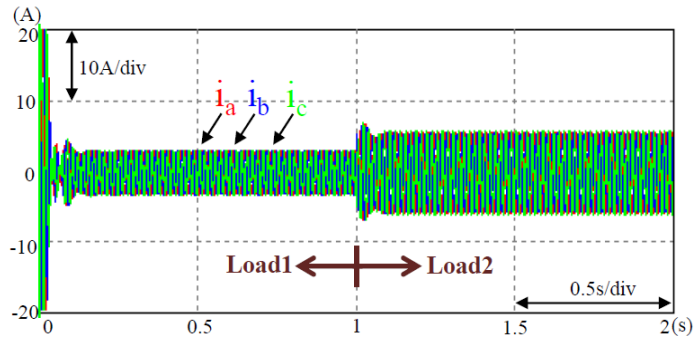


(c)

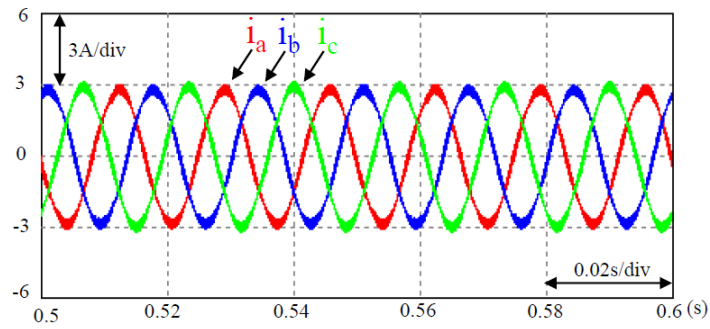


(d)

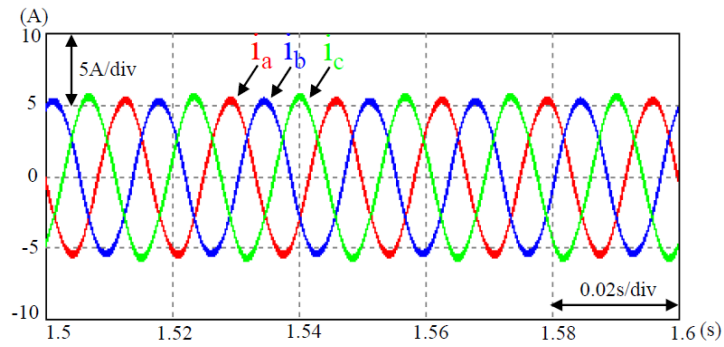
圖 12. Case 1 變化至 Case 2 時，加入電流補償控制法則以 PI 控制直  
流鏈電壓之模擬



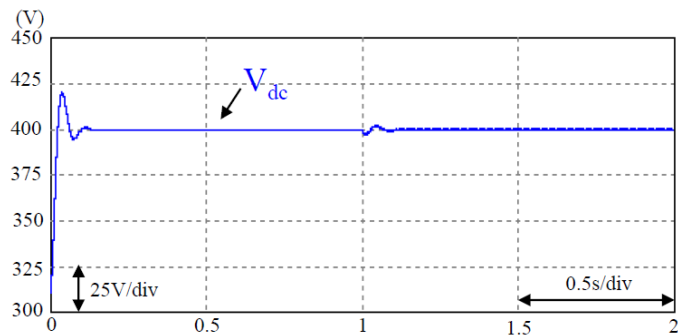
(a)



(b)

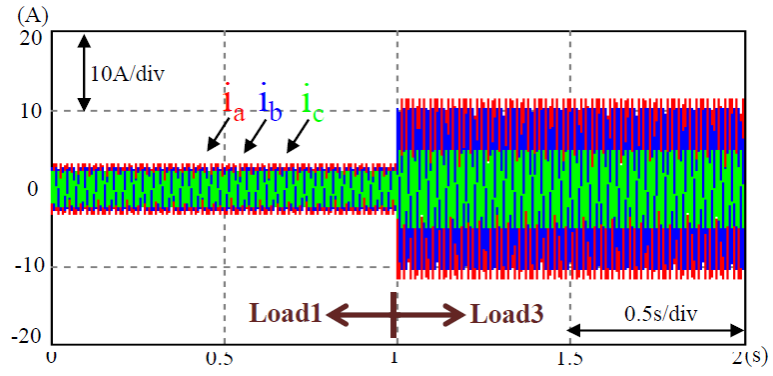


(c)

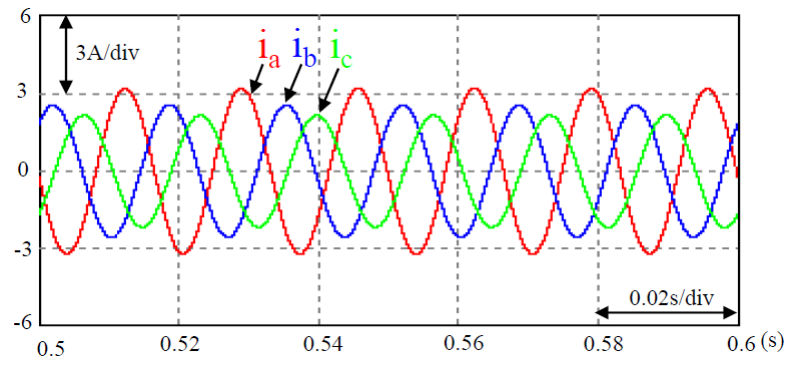


(d)

圖 13. Case 1 變化至 Case 2 時，加入電流補償控制法則以 PFNN 控制直流鏈電壓之模擬

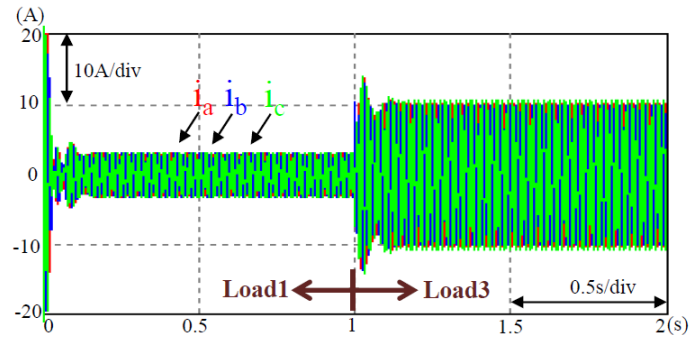


(a)

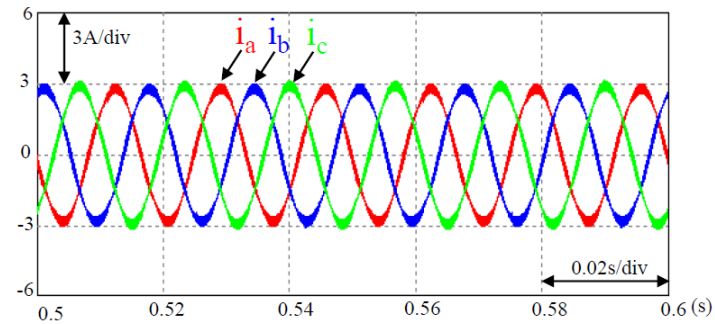


(b)

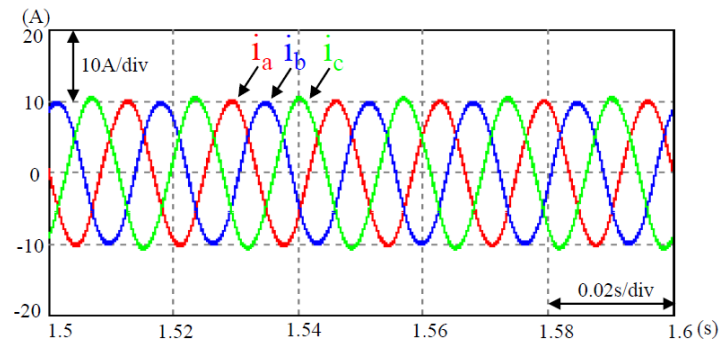
圖 14. Case 1 變化至 Case 3 時，未加入電流補償控制法則之模擬



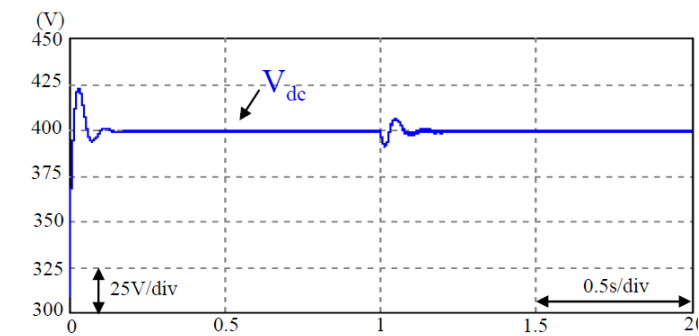
(a)



(b)

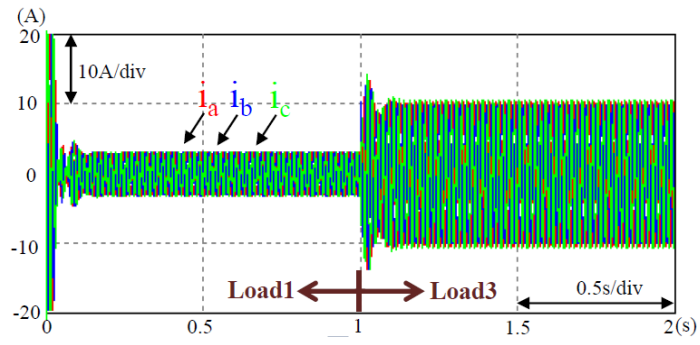


(c)

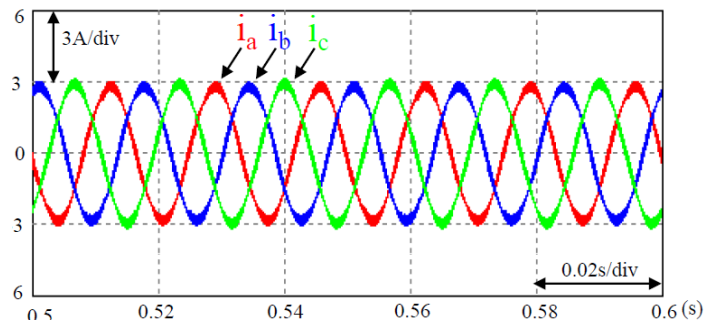


(d)

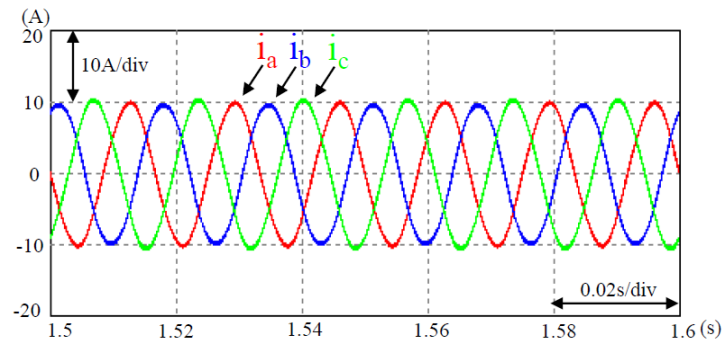
圖 15. Case 1 變化至 Case 3 時，加入電流補償控制法則以 PI 控制直  
流鏈電壓之模擬



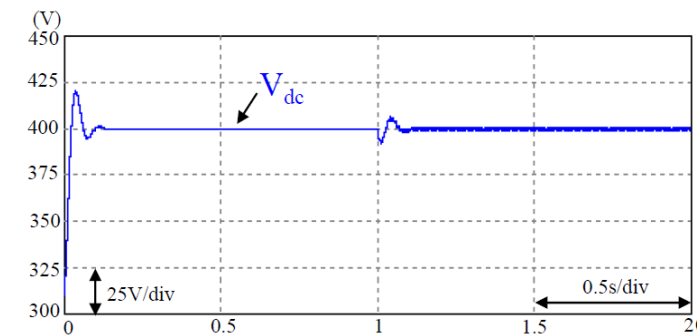
(a)



(b)



(c)



(d)

圖 16. Case 1 變化至 Case 3 時，加入電流補償控制法則以 PFNN 控制直流鏈電壓之模擬

#### 四、TMS320F28335 數位訊號處理器

本計畫以德州儀器所發展之數位信號處理器 TMS320F28335 實現三相不平衡負載之電流補償控制法則，以提昇與改善微電網系統併網時之電力品質，數位信號處理器 TMS320F28335 簡介及設計如後。

##### (一)TMS320F28335 數位訊號處理器簡介

德州儀器所生產的 TMS320F28335 晶片，如圖 17 所示，其具備浮點運算並包含各式模組，如類比/數位轉換(A/D)模組、脈波寬度調變(PWM)模組、正交編碼器脈衝(QEP)模組、數位/類比轉換(D/A)模組等功能，允許使用者使用高階語言開發控制系統的軟體，還支援 C/C++開發複雜的數學演算法，其功能如圖 18 所示，主要的特色如下：

- 1.工作時脈最快可達150MHz(6.67ns指令週期)。
2. 32位元浮點數運算。
- 3.總共可產生96個中斷服務程式，其中週邊中斷服務程式有58個。
- 4.12位元8組雙通道之類比/數位轉換器。
- 5.通訊介面包含一組SPI、兩組CAN、I<sup>2</sup>C及SCI。
- 6.提供低功率消耗、省電模式以及看門狗計時器。
- 7.具有增強型的週邊功能模組，包括二組增強型正交編碼器脈衝電路(eQEP)、六組增強型脈波寬度調變模組(ePWM)、六組增強型輸入捕捉模組(eCAP)。
8. On-chip 記憶體:
  - 256K x 16 bit Flash ROM;

- 34K x 16 bit SARAM(Single-Access RAM) ◦

9.8K x 16 bit Boot ROM ◦



圖 17. 數位訊號處理器 TMS320F28335 晶片

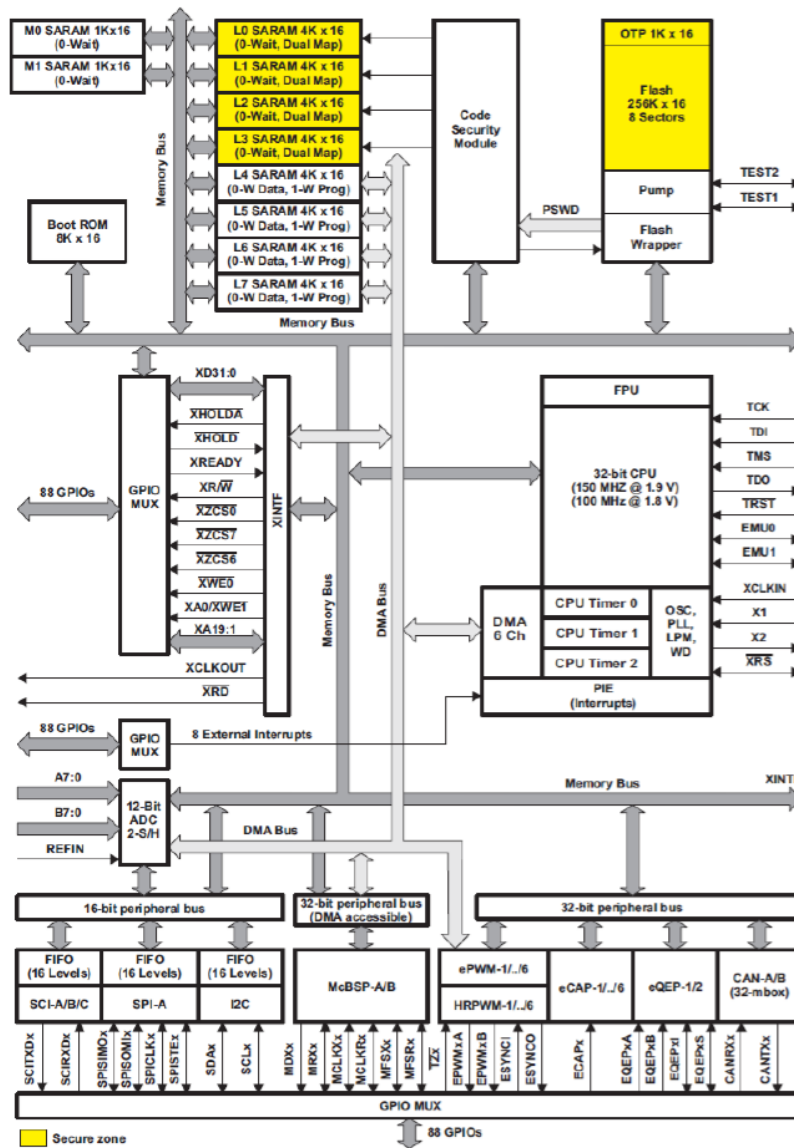


圖 18. TMS320F28335 功能方塊圖



## (二) 三相四臂變流器電路設計

本計畫整體平台如圖 19 所示，其針對使用數位訊號處理器 (DSP) 做為控制核心所設計的平台，主要包含了三相四臂變頻器、週邊電路、TMS320F28335 實驗板。平台使用電腦撰寫 C 語言的程式，透過 TMS320F28335 控制整體電路；主體採用三相四臂變頻器；週邊硬體中包含了電壓&電流回授電路、過電壓&電流保護電路與開關元件互鎖電路，而小電全部由 switching power supply 提供；電路輸出端同時接至不平衡負載與市電端。

TMS320F28335 Experimenter Kit 包含了控制卡與介面板。圖 20 為 TMS320F28335 控制卡，其中 TMS320F28335 浮點運算數位訊號處理器是其核心。圖 21 為 TMS320F28335 介面卡，此介面卡為 TI 開發的實驗板，包含 USB 轉 JTAG 的燒錄電路、開發軟體 CCS 5.0 跟 TMS320F28335 做溝通的 USB 轉 JTAG 燒錄電路，且將 6 個通道 PWM 訊號、8 個通道 A/D、QEP 接收的訊號與 SPI 數位輸出都包含在 TMS320F28335 介面板相對應的電路或接腳上，且分別提供額外的擴充腳位，可彈性的使用。

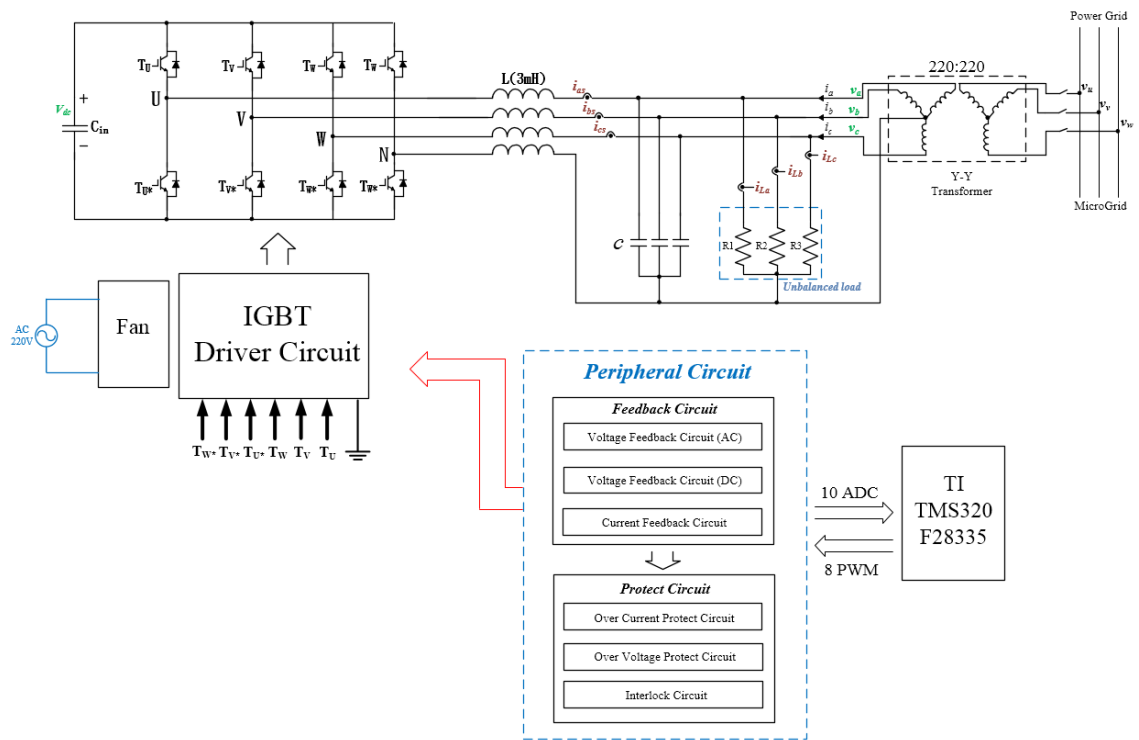


圖 19. TMS320F28335 功能方塊圖



圖 20. TMS320F28335 控制卡

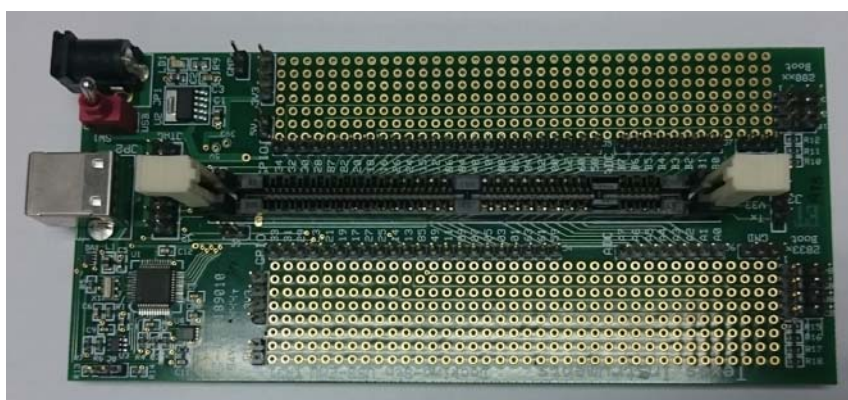


圖 21. TMS320F28335 介面卡

在回授電路設計部分，由於變頻器是交流信號控制，故經由回授電路所得到的訊號，為具有正負的交流信號；但數位訊號處理器為數位控制器，其中的類比/數位轉換器(ADC)只接受正準位的類比訊號。因此當回授信號為負準位時，ADC 無法轉換出正確的數位值。所以此次使用的回授電路，可將交流電壓及電流回授信號轉換為正準位的類比電壓訊號，以提供 ADC 轉換出 DSP 計算之用的數位值。圖 22 為交流電壓與電流回授的方塊圖，方塊中的 Power Stage 為變頻器，再經由回授電路與準位提升電路轉換為數位控制器可接受的類比訊號。當中的準位提升電路，因 TMS320F28335 的 ADC 輸入範圍為 0-3V，為了避免有負準位的情況發生，故取 3V 的一半作為電壓準位，且使用 ISL21080CIH315Z-TK，使電路可準確的提升 1.5V 的電壓準位。圖 23 為交流電壓回授電路，LV-25P 內部有一霍爾感測器，它可以將流進的電流轉換成電壓輸出，再經由一級差動放大器，並利用 ISL21080CIH315Z-TK 作為電壓準位提升，最後由一電壓隨耦器作緩衝。而電壓隨耦器具有高輸入阻抗及低輸出阻抗，因此可以隔絕前後級放大器之影響，作阻抗匹配的功用。而稽納二極體(Zener Diode)為回授電壓信號箝制之用，以防止回授電壓信號過高，而損毀 DSP。

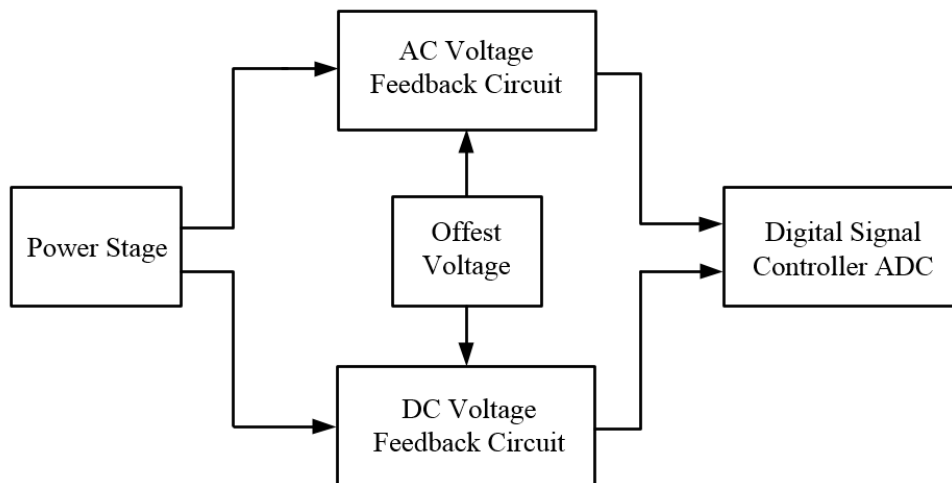


圖 22. 交流電壓與電流回授方塊圖

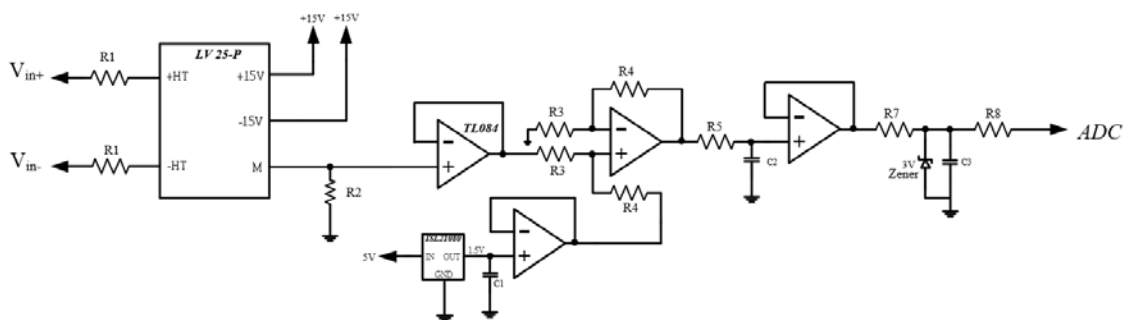


圖 23. 交流電壓回授電路

圖 24 為交流電流回授電路，電路設計如同上述的電壓回授電路。電流感測元件使用 HY 50-P，再由差動放大器、電壓準位電路以及電壓隨耦器輸出回授電路之電壓訊號。圖 25 為直流電壓回授電路，因為直流回授沒有提升負準位問題，所以不需做提升準位電路。由 LV-25P 輸出的回授電壓，再經由一級電壓隨耦器做緩衝。電壓隨耦器具有高輸入阻抗及低輸出阻抗，因此可以隔絕前後級放大器之影響，作阻抗匹配的功用。

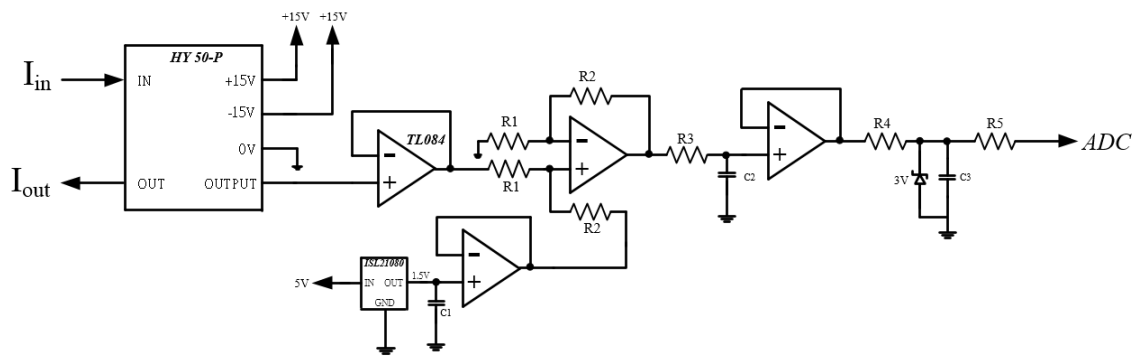


圖 24. 交流電流回授電路

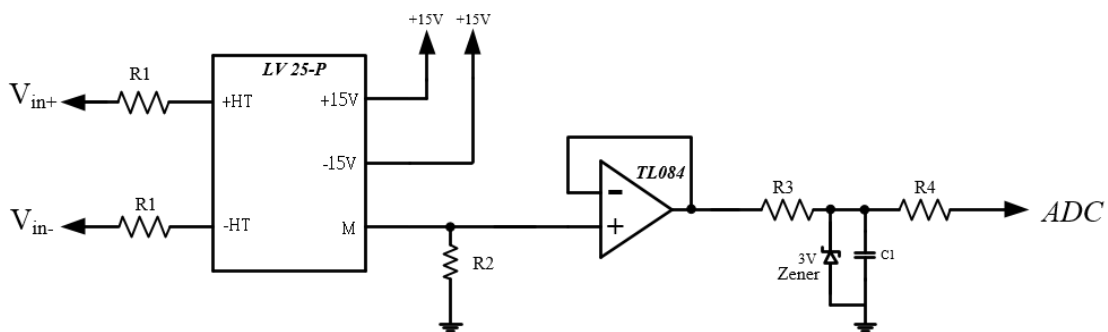


圖 25. 直流電壓回授電路

過電壓及電流保護電路部分，由於實驗初期可能會因為程式撰寫有問題，或者實驗中有意外發生，造成電流或電壓超出開關元件可容許的範圍，燒毀開關元件，雖然可藉由程式限制每相電流與電壓的大小，但是使用程式限流限壓的方式，其響應速度不如硬體來的快，所以本計畫採用硬體方式做保護。圖 26 為過電流 & 電壓保護電路，將所需保護的電流與電壓端回授之後，經過一絕對值電路，再分別與各需限制的值做比較，當有任何的過電壓或過電流的情況發生時，此時警示燈會亮起，即可知有過流或過壓的問題發生，並且配合下一節的開關元件互鎖電路，可以即時的鎖住 PWM 的訊號，達到限流限壓與保護電路的目的。

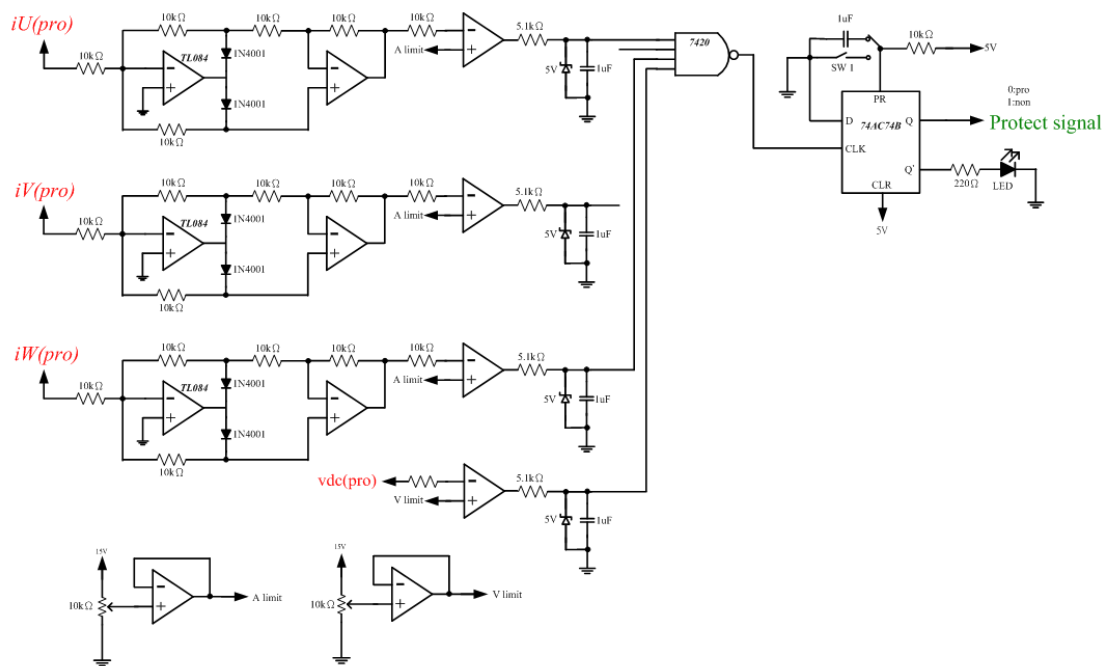


圖 26. 過電壓及電流保護電路

開關元件互鎖電路如圖 27 所示，此電路是為了保護開關元件不會因為不當的開關邏輯設定，造成某一臂之開關元件同時動作，發生短路情形而燒毀開關元件。此外當發生過電流之情況，可藉由過電流保護電路觸發一個信號，關閉脈波寬度調變信號。而為了使實驗進行中，如果發現有錯誤情況發生時，可以手動強制關閉脈波寬度調變的信號，進而保護電路，故電路中有設計一個開關(SW-PWM)，可以強制關閉脈波寬度調變的信號。本文實體的周邊電路如圖 28 所示。



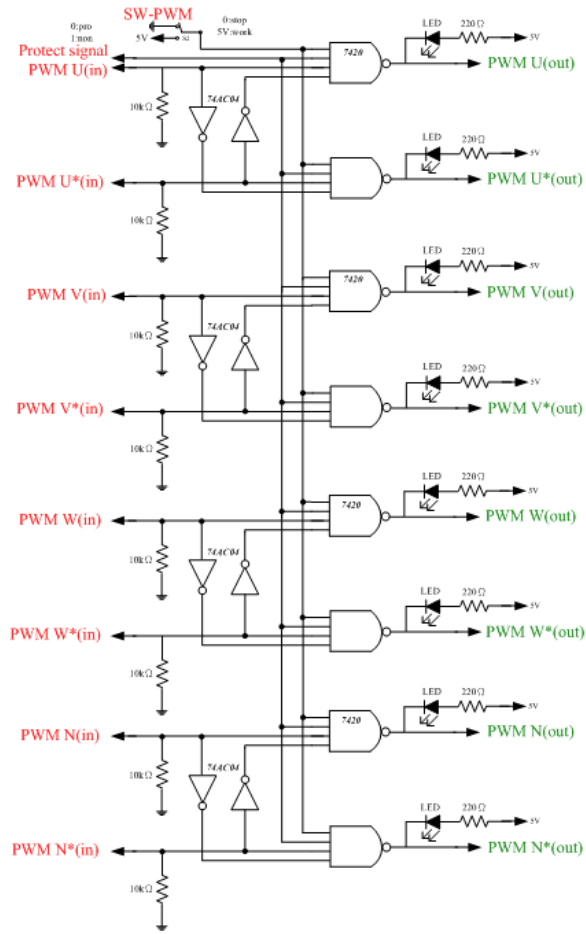


圖 27. 開關元件互鎖電路

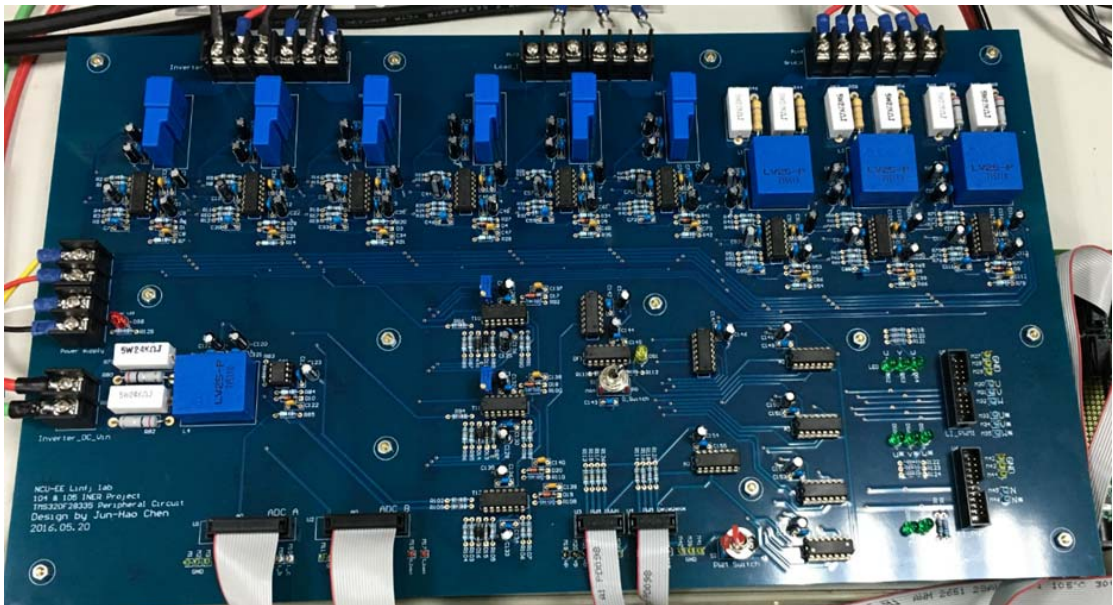


圖 28. 實體周邊電路板

### (三) TMS320F28335 數位訊號處理器實作不平衡負載補償

本計畫實作已完成三種不平衡負載補償，Case 1 為  $R_1 = 80\Omega, R_2 = 40\Omega, R_3 = 100\Omega$ ，Case 2 為  $R_1 = 40\Omega, R_2 = 20\Omega, R_3 = 60\Omega$ ，Case 3 為  $R_1 = 20\Omega, R_2 = 10\Omega, R_3 = 50\Omega$ 。圖 29 為 Case 1，未加入電流補償控制法則之情況，由圖可知，因未加入補償控制法則，故市電之三相電流  $i_a, i_b, i_c$  為不平衡，且有中性線電流  $i_n$ ，接著，採用電流補償控制法則並以 PI 控制器控制其三相四臂反流器之直流鏈電壓之如圖 30 所示，圖 30(a)為市電電壓與直流鏈電壓的波形圖，圖 30(b)為補償後的市電電流波形圖，由圖 30 可知，當在三相不平衡負載時，採用電流補償控制法則將可使市電電流趨近達到平衡，且中性線電流會降至很小。接著，圖 31 為 Case 2，未加入電流補償控制法則之情況，由圖可知，因未加入補償控制法則，故市電之三相電流  $i_a, i_b, i_c$  為不平衡，且有中性線電流  $i_n$ ，接著，採用電流補償控制法則並以 PI 控制器控制其三相四臂反流器之直流鏈電壓之如圖 32 所示，圖 32(a)為市電電壓與直流鏈電壓的波形圖，圖 32(b)為補償後的市電電流波形圖，由圖 32 可知，當在三相不平衡負載時，採用電流補償控制法則將可使市電電流趨近達到平衡，且中性線電流會降至很小。最後，圖 33 為 Case 3，未加入電流補償控制法則之情況，由圖可知，因未加入補償控制法則，故市電之三相電流  $i_a, i_b, i_c$  為不平衡，且有中性線電流  $i_n$ ，接著，採用電流補償控制法則並以 PI 控制器控制其三相四臂反流器之直流鏈電壓之如圖 34 所示，圖 34(a)為市電電壓與直流鏈電壓的波形圖，圖 34(b)為補償後的市電電流波形圖，由圖 34 可



知，當在三相不平衡負載時，採用電流補償控制法則將可使市電電流趨近達到平衡，且中性線電流會降至很小。由上述三種實作的 Cases 已驗證所提出的三相不平衡電流補償其可行性。

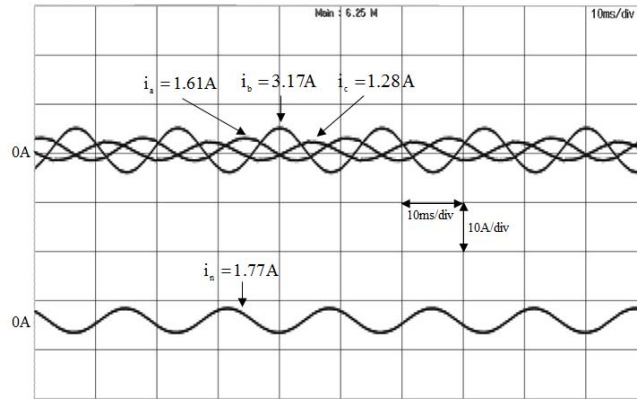
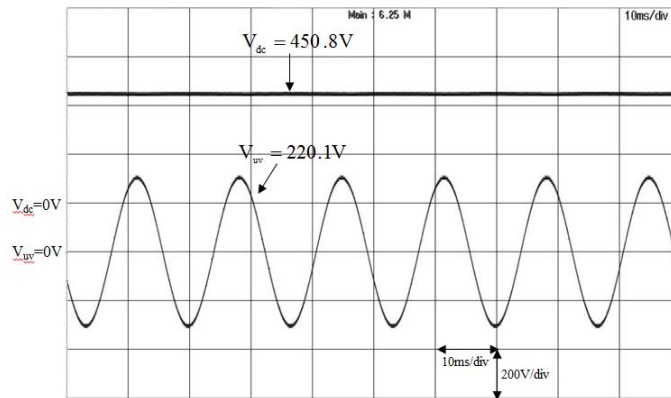
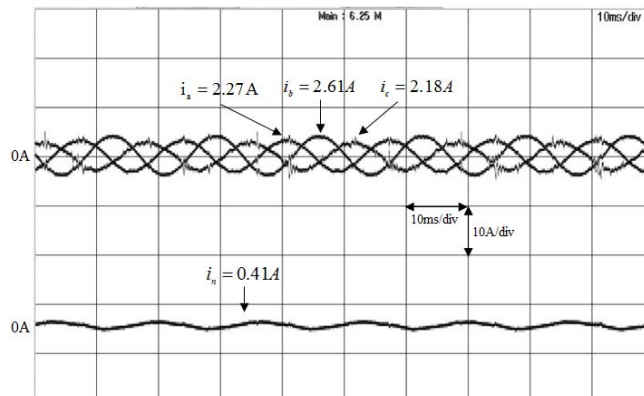


圖 29. Case 1 未加入電流補償控制法則之實作



(a)



(b)

圖 30. Case 1 加入電流補償控制法則以 PI 控制直流鏈電壓之實作

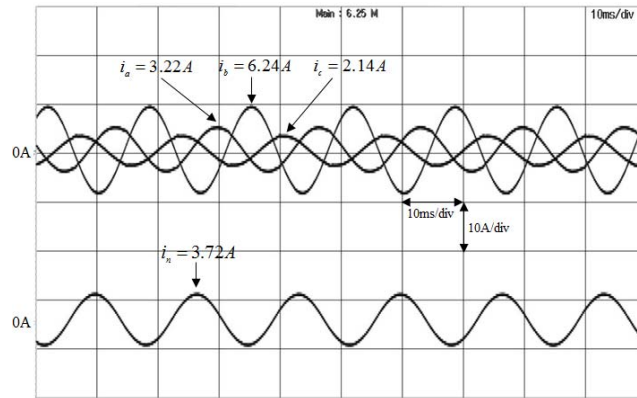
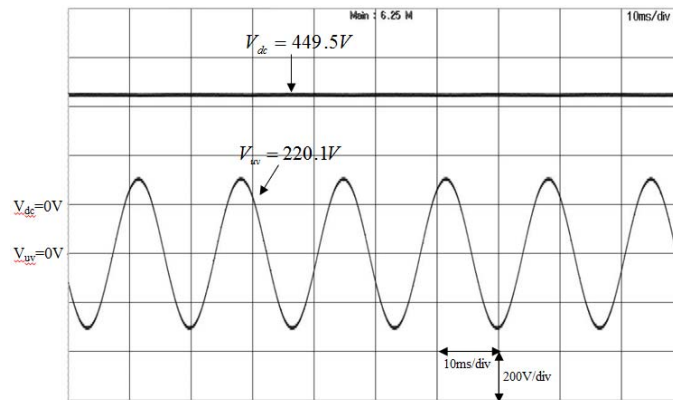
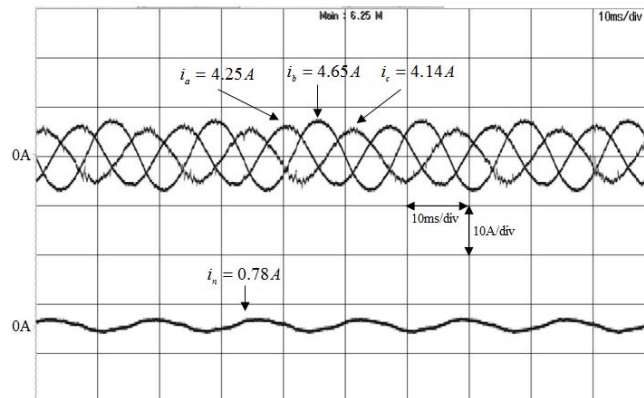


圖 31. Case 2 未加入電流補償控制法則之實作



(a)



(b)

圖 32. Case 2 加入電流補償控制法則以 PI 控制直流鏈電壓之實作

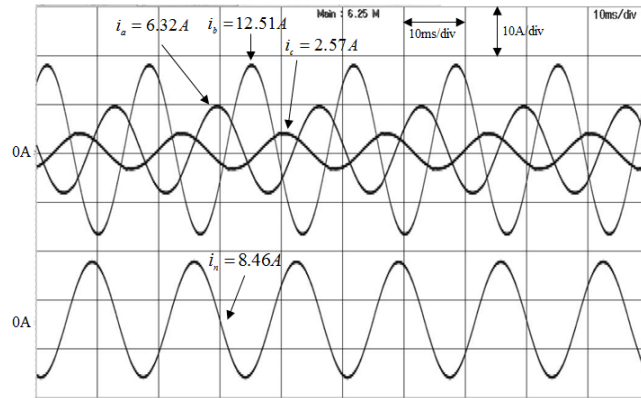
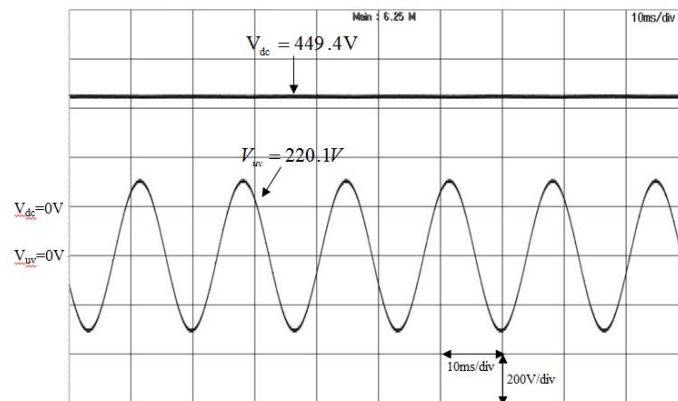
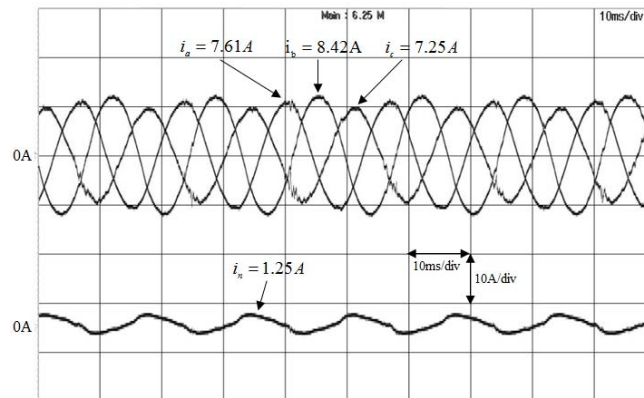


圖 33. Case 3 未加入電流補償控制法則之實作



(a)



(b)

圖 34. Case 3 加入電流補償控制法則以 PI 控制直流鏈電壓之實作

### 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，由控制架構圖中，其輸出功率誤差藉由產生後 $i_d^*$ ，與鎖相迴路法產生之 $\theta_e$ 經由控制而達成與市電併聯同步，並藉由採用之機率模糊類神經網路可發現其實、虛功率追縱之暫態與穩態響應較傳統 PI 控制器來得佳。

在三相四臂反流器不平衡負載補償部分，本計畫已完成 PSIM 模擬不平衡負載補償控制法則，並以不同負載變化之切換及加入機率模糊類神經網路控制器來改善三相四臂反流器之直流鏈電壓響應及不平衡負載補償效果，接著，本文設計開發以 TMS320F28335 數位訊號處理器實作三相四臂反流器不平衡負載補償。最後本計畫將相關 DSP 程式碼轉予核能研究所使用。

### 肆、參考文獻

1. 官啟玄，“以 TSK 機率模糊類神經網路控制之磷酸鋰鐵電池儲能系統之研製，”碩士論文，國立中央大學
2. 經濟部能源局，2012 年能源產業技術白皮書，經濟部能源局，台北市，2012。
3. 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.
4. 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.

5. 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.
6. 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.
7. F. J. Lin, W. J. Hwang, and R. J. Wai, 'A supervisory fuzzy neural network control system for tracking periodic inputs', *IEEE Trans. Fuzzy Systems*, vol. 7, no. 1, pp. 41-52, 1999.
8. L. X. Wang, A course in fuzzy systems and control, *New Jersey: Prentice-Hall*, 1997.
9. Y. M. Park, M. S. Choi, and K. Y. Lee, 'An optimal tracking neuro-controller for nonlinear dynamic systems', *IEEE Trans. Neural Networks*, vol. 7, no. 5, pp.1099-1110, 1996.
10. L. X. Wang, Adaptive fuzzy systems and control: design and stability analysis, *New Jersey: Prentice-Hall*, 1994.
11. F. J. Lin, H. J. Shieh, P. K. Huang, and L. T. Teng, 'Adaptive control with hysteresis estimation and compensation using RFNN for piezo-actuator', *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr., Freq. Control*, vol. 53, no.9, pp.1649-1661, 2006.
12. Y. Gao and M. J. Er, 'An intelligent adaptive control scheme for postsurgical blood pressure regulation', *IEEE Trans. Neural Networks*, vol. 16, no. 2, pp.475-483, 2005.
13. J. C. Pidre, C. J. Carrillo, and A. E. F. Lorenzo, 'Probabilistic model for mechanical power fluctuations in asynchronous wind parks', *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 18, no. 2, pp. 761-768, 2003.
14. Z. Liu and H. X. Li, 'A probabilistic fuzzy logic system for

modeling and control', *IEEE Trans. Fuzzy Systems*, vol. 13, no. 6, pp. 848-859, 2005.

15. H. X. Li and Z. Liu, 'A probabilistic neural-fuzzy learning system for stochastic modeling', *IEEE Trans. Fuzzy Systems*, vol. 16, no. 4, pp. 898-908, 2008.