



國立中山大學電機工程學系



應用人工智慧於電力系統諧波源與位置偵測

Power System Harmonic Sources and Location Detection with
Artificial Intelligence

研究生：杜耿邦 撰

指導教授：林惠民 博士

中華民國 九十二年 六月

誌 謝

感謝指導教授林惠民博士，二年來在課業與生活上辛勤殷切的指導與愛護，老師的大量與包容，讓本人如沐春風由衷感佩，體會獲益更是良多，在此致上最誠摯的感謝。

感謝口試委員曹大鵬教授、鄧人豪教授、蘇玉生教授對本論文的建議、指導，感謝謝世傑教授以及電力組諸位老師在課業上之指導與教誨。

感謝實驗室學長蔡明堂、鄧人豪、蘇玉生、金鴻展、陳曦照、鄭富升、楊進德、林家宏、詹東昇、吳建賢、孫政治、王睦祺、王隆誠，學弟曹銘介、洪文哲、王保仁、賴怡禎、邱裕欽及同學陳建名、黃琮暉、蔡明勳的相互幫忙與鼓勵，使本人在課業與研究上之進度得以順利完成，在此一併致謝。

感謝父母親、家人及天地間有情無情眾生，因為您慈悲的心念與付出，讓我的人生更充實與成長，獻上最誠摯的謝意，願大家平安快樂。

杜耿邦 謹誌

應用人工智慧於電力系統諧波源與位置偵測

杜耿邦*

林惠民**

國立中山大學電機工程研究所

摘 要

近年來由於電力電子設備廣泛的應用，電力諧波(Power Harmonics)造成之影響日漸嚴重，由於非線性負載的特性造成大量諧波注入電力系統，嚴重諧波污染影響電力品質，包括不斷電系統、整流器、變頻器等等之非線性負載在現代化工廠中已是不可或缺之設備，但其衍生之電力諧波問題，卻使得設備誤動作，電力電容器燒毀，造成工廠之重大損失等問題。

為了確保電力系統的電力品質，在電力系統中找出諧波源(Harmonic Sources)是一項重要的課題，本文提出以類神經網路(Artificial Neural Network)應用於電力系統諧波源與位置偵測。將根據負載諧波源的特性，透過諧波潮流分析程式，分析各種負載產生不同頻率之諧波成份，依據各種頻譜圖樣作為訓練資料，期望能執行偵測諧波源之工作。提出以機率神經網路(Probabilistic Neural Networks)與小波網路(Wavelet Probabilistic Network)應用於諧波源位置偵測(Harmonic Source Location)。根據負載諧波源的特性，透過諧波潮流分析程式，分析各種負載產生不同頻率之諧波成份，依據各種頻譜圖樣作為訓練資料，期望能執行偵測諧波源之工作。

本文提出的諧波源偵測系統，以 IEEE-14 bus 系統在個人電腦上模擬測試驗證其可行性。

關鍵詞：

類神經網路(Artificial Neural Network)

機率神經網路(Probabilistic Neural Network,PNN)

小波網路(Wavelet Probabilistic Network)

電力諧波 (Power Harmonics)

非線性負載 (non-linear loads)

***作者 **指導教授**

Power System Harmonic Sources and Location Detection with Artificial Intelligence

Keng-Pang Tu *

Whei-Min Lin **

Institute of Electrical Engineering National

Sun Yat-Sen University

Abstract

The technology of power electronics is used increasingly during recent years, and the electronic power facilities are used more and more in the power system. The non-linear electronic loads produce heavy harmonic currents and could significantly degrade the power quality. Nonlinear loads, including the un-interruptible power supply, motor control and converter, etc, are important equipment in a modern factory, however, these nonlinear loads could lead to power facility malfunction and capacitor damage. The harmonics would eventually cause severe unexpected capital loss.

Identification of harmonic sources location becomes an important study for power quality. An effective tool is thus helpful for the harmonic source locating. This paper proposes a method to deal with the harmonic sources and location detection in the power system by using the artificial neural network (ANN). The non-linear loading characteristics are studied by the power flow analysis, and then the proposed methodology uses the Probabilistic Neural Networks (PNN) and wavelet-probabilistic network (WPN) for harmonic source locating.

An IEEE 14-bus power system is used for study to show the effectiveness of the proposed approach.

Author* **Advisor****

目 錄

摘要	I
Abstract.....	III
目錄	V
圖目錄	VIII
表目錄	X
第一章 緒論	1
1.1 研究動機	1
1.2 研究背景及方法	1
1.3 論文內容概述	3
第二章 諧波源偵測之研究背景及問題描述	5
2.1 諧波之定義	5
2.1.1 前言	5
2.1.2 傅立葉級數及電力諧波之基本定義	5
2.1.3 諧波失真率之定義	7
2.2 諧波產生之原因	9
2.3 諧波之影響	10
2.4 諧波管制之標準	15
2.4.1 諧波源需管制評估之對象	15
2.4.2 諧波管制標準	16
2.4.3 台灣電力公司諧波管制標準	18
2.5 電力系統諧波潮流分析模型	19
2.5.1 元件模型	19
2.5.2 諧波負載潮流	25

第三章 研究方法介紹	28
3.1 前言	28
3.2 類神經網路介紹	28
3.2.1 類神經網路模型	29
3.2.2 人工神經元模型	32
3.2.3 常用的非線性轉換函數	33
3.2.4 類神經網路的組成	35
3.3 類神經網路的種類與特性	36
3.3.1 以學習策略分類	36
3.3.2 以網路架構分類	37
3.3.3 類神經網路的選用	38
3.3.4 類神經網路的特性	39
3.4 小波理論	40
3.4.1 Fourier Analysis 簡介	40
3.4.2 短時傅氏轉換—STFT 簡介	41
3.5 小波(Wavelet)特性	43
3.6 小波轉換種類	45
第四章 類神經網路於諧波源偵測架構與人機介面	47
4.1 前言	47
4.2 機率類神經網路	48
4.2.1 貝氏分類器	48
4.2.2 機率神經網路演算法	51
4.3 小波網路	52
4.3.1 簡介	52
4.3.2 小波轉換	54
4.3.3 小波網路演算法	55
4.4 諧波源位置偵測系統之設計	57

4.5 訓練資料之建立	62
4.6 諧波源偵測系統	65
4.7 結合小波分析之諧波源偵測系統設計	66
4.8 人機介面之建構與偵測架構之結合	71
第五章 系統實例整合測試與討論	73
5.1 系統簡介	73
5.2 測試模擬__PNN 機率神經網路之諧波源位置偵測	74
5.3 測試模擬__量測儀表之擺置位置	80
5.4 測試模擬__小波網路之諧波源位置偵測	85
5.5 PNN 機率神經網路與小波網路偵測架構之比較分析	88
5.6 平滑參數 σ 值之決定與測試	90
5.7 本章結論	91
第六章 結論與未來的研究方向	92
6.1 結論	92
6.2 未來研究方向	93
參考文獻	95

圖 目 錄

圖 2.1 不同次數之諧波成分所產生之諧波波形	7
圖 2.2 污染電力品質的負載歸類	10
圖 2.3 輸電線等效集總電路	20
圖 2.4 輸電線等效集總電路	21
圖 2.5 並聯負載模型	22
圖 2.6 串聯負載模型	23
圖 2.7 分布負載電路模型	23
圖 2.8 線性負載的等效電路圖	24
圖 2.9 非線性負載的等效電路圖	24
圖 2.10 諧波負載潮流流程圖	27
圖 3.1 典型神經結構細胞圖	30
圖 3.2 單一生物神經元模型	31
圖 3.3 人工神經元模型	32
圖 3.4 (a) 閥值函數/兩值函數	33
圖 3.4 (b) 指數函數/雙彎曲函數	33
圖 3.4 (c) 雙曲線正切函數	33
圖 3.4 (d) 高斯函數/Gauss 作用函數	33
圖 3.5 類神經網路的層架構	36
圖 3.6 前饋式類神經網路	37
圖 3.7 回饋式類神經網路	38
圖 3.8 Fourier Transform 示意圖	41
圖 3.9 STFT 示意圖	42
圖 3.10 小波轉換示意圖	43
圖 3.11 尺度參數 d 的作用	43
圖 3.12 平移參數 τ 的作用	44
圖 4.1 機率神經網路架構圖	50
圖 4.2 小波網路諧波偵測系統圖	54

圖 4.3 IEEE 14-Bus 單線圖	59
圖 4.4 各種設備產生不同頻率之諧波分佈	62
圖 4.5 非線性設備工作組合	64
圖 4.6 諧波偵測系統架構圖	66
圖 4.7 原始波形諧波波形對應圖	67
圖 4.8 經小波轉換後之小波圖譜，取樣點分別為 96 點、48 點、24 點	67
圖 4.9 經小波轉換後諧波源在 bus4 之工作組合圖譜	68
圖 4.10 經小波轉換後諧波源在 bus7 之工作組合圖譜	68
圖 4.11 經小波轉換後諧波源在 bus9 之工作組合圖譜	69
圖 4.12 經小波轉換後諧波源在 bus10 之工作組合圖譜	69
圖 4.13 人機介面 Lab View 與諧波源偵測系統之建構連結畫面 .	71
圖 4.14 配合諧波源偵測之畫面	72
圖 5.1 IEEE_14Bus 單線圖	73
圖 5.2 分區整合測試之 IEEE_14Bus 單線圖	75
圖 5.3 A 區結合 Lab View 之功能讀出系統發生諧波源之位置 ...	77
圖 5.4 B 區結合 Lab View 之功能讀出系統發生諧波源之位置 ...	78
圖 5.5 AB 兩區結合 Lab View 之功能讀出系統發生諧波源之位置	79
圖 5.6 重載時結合 Lab View 之功能讀出系統發生諧波源之位置 .	80
圖 5.7 量測儀表區塊劃分圖.....	82
圖 5.8 測試五_諧波電壓圖樣	83
圖 5.9 測試六_諧波電壓圖樣	84
圖 5.10 辨識機率比較圖	89
圖 5.11 取樣點數與判斷機率對應圖	89
圖 5.12 輸出機率值與平滑參數之對應表	90

表 目 錄

表 2.1 配電系統諧波標準限制值	17
表 2.2 諧波電壓限制值	18
表 2.3 用戶責任分界點之諧波電壓失真率	18
表 2.4 台電電力系統諧波電流管制暫行標準	19
表 3.1 生物體與生物模型對照表	31
表 4.1 IEEE 14-Bus 系統參數數值	59
表 4.2 IEEE 14-Bus 傳輸線參數數值	60
表 4.3 IEEE 14-Bus 變壓器參數數值	61
表 4.4 IEEE 14-Bus P-V BUS 參數數值	61
表 4.5 非線性電力電子轉換設備	61
表 4.6 諧波量測儀表適當位置之選擇	64
表 5.1 整合測試之匯流排上設定不同種類之諧波源	74
表 5.2 分區整合測試之匯流排上之諧波源	75
表 5.3 諧波量測儀表適當位置之選擇	81
表 5.4 量測儀表含括之匯流排	81
表 5.5 測試五_PNN 網路結構與量測儀表位置	81
表 5.6 測試六_PNN 網路結構與量測儀表位置	84
表 5.7 經小波轉換九十六點特徵值時之諧波源位置偵測結果 ...	86
表 5.8 經小波轉換四十八點特徵值時之諧波源位置偵測結果 ...	87
表 5.9 經小波轉換二十四點特徵值時之諧波源位置偵測結果 ...	88
表 5.10 不同工作組合平滑參數 σ 正確判斷之範圍表	91

第一章 緒論

1.1 研究動機

電力系統上有許多種類的非線性設備會產生諧波[1]，諧波的存在對電力設備會有不良的影響，所以必須加以限制諧波以提昇電力品質，欲管制諧波首要工作便是持續監視評估系統的諧波大小，建立完整諧波資料檔案，再選擇最佳的諧波抑制方法。

近年來由於電力電子技術的高度發展，電力電子設備廣泛應用於電力裝置上，由於非線性負載的特性，使得電力諧波造成之影響日漸嚴重，由於非線性負載的特性造成大量諧波注入電力系統，嚴重諧波污染影響電力品質，甚至導致過電壓與過電流破壞電力設備、輸電線過熱導致絕緣劣化、造成保護電驛誤動作、量測儀器造成量測誤差、電容發生並聯共振等問題，由於上述的各種問題，若要適時消除諧波，必須先找到諧波來源以最有效的方式改善，因此偵測諧波源是一項重要的課題。

1.2 研究背景及方法

對於電力諧波而言，電力電子的技術快速發展，電力轉換器等設備廣泛的被使用在多種電力設備中，雖然電力設備可以被有效的控制，然而這些電力設備有非線性負載的特性會導致電力系統受到嚴重的諧波污染，造成電力設備的干擾及設備（如電驛）的誤動作，甚至可能因為系統共振現象，導致儀器設備的毀損破壞。所以各國電力公司、IEEE及IEC都對電力諧波有管制要求，以保護用電設備。台灣電力公司為確保供電品質，亦參考國外標準IEEE 519-1989諧波限制標準，管制諧波電流的注入量，於民國82年訂定「電力系統諧波管制暫行標準」，作為限制用戶諧波依據。內容規定一般高壓用戶在300KVA 以上之用電設備，於送審時需加附改善諧波相關資料。由此可知

諧波源位置偵測與改善問題已成為電力系統的重要課題。建立一套應用人工智慧於電力系統諧波源與位置偵測的方法將可縮短諧波改善的時程，更進一步建立相關資料庫進行整理、儲存和分析電力系統諧波等方法，因其具有標準化、一致性、整合性，同時使系統維護性增加，減低成本。[2-4]

未來在電業自由化的風潮下，分散式電源扮演一種非常重要的零售電力轉供角色，其中再生能源（太陽光電、風能、地熱、沼氣及生質能）已逐漸受到重視，政府部門能委會正已大力推展太陽光電發電系統，以學校及公家單位為主要裝設對象。以民間單位而言，台塑公司亦也建構風力發電，這將是國內在推行分散式電源之重要里程碑。但是分散式電源（包括微渦輪機、柴油機、燃料電池、汽電共生等）必須利用電力電子轉換器將電能注入電力系統，因此可能對現有系統供電品質造成影響，國外已對其中某些分散式電源對電力品質衝擊進行研究，國內應針對分散式電源對電力品質（電力諧波、電壓閃爍、切換暫態、電壓驟降、三相不平衡、電壓波動、自動保護及故障隔離）的影響做深入之研究[5]。

諧波產生的來源起因於非線性負載，依負載特性略可分成電力電子轉換類、電機鐵心激磁類、及不規則非線性負載三種，操作人員可根據匯流排電壓和電流之量測找出諧波來源[6-7]，若諧波量測儀器裝置足夠[7-9]，操作人員可估計出諧波來源位置，才能著手進行諧波改善的策略，因此要消除諧波首要之務必須先找出諧波源(Harmonic Source)，一套智慧型偵測系統將可協助操作人員找出諧波源，相關文獻中 ANN 已提出應用於諧波源偵測[6-7,10-12]、主動式濾波器設計[13-14]，本研究以快速適應能力為考量，提出以 PNN 機率神經網路應用於諧波源位置之偵測，主要根據各種諧波源的特性，透過諧波潮流分析程式，分析不同頻率諧波成份之頻譜圖樣，作為訓練神經網路之訓練資料，期望能執行偵測諧波源之工作。

類神經網路[10,12-13,15-17]近來逐漸被提出應用在此研究課題，為了不影響神經網路學習過程的效能，通常改善學習法則的方式來解決此項缺點。本文採用機率神經網路具有學習速度極快，網路連結加權值只需一次設定，

而直接從訓練範例中取得所需資料，無任何疊代過程修正網路連結加權值之特性，本文提出以諧波源產生時期相對於其他匯流排之相關影響資料作為訓練資料，採用機率神經網路加以訓練，期望具有諧波源位置偵測及判斷之功能。

另外，本文也提出以小波理論[18-20]結合神經網路為基礎作為諧波源位置偵測之架構，小波分析是當前數學中一個迅速發展的新領域，它同時具有理論深刻和應用十分廣泛的雙重意義。它與Fourier變換、快速Fourier轉換相比，是一個時間和頻率的局域變換，因而能有效的從信號中提取信息，通過伸縮和平移等運算功能對函數或信號進行多尺度細化分析（Multiscale Analysis），解決了Fourier變換不能解決的許多困難問題。

本章首先介紹諧波源偵測之研究背景，接著分析各種諧波源的特性，並說明訓練資料規劃的構想，最後介紹以 PNN 機率神經網路為主體的諧波源偵測系統以及結合小波理論來加以分析，並作初步探討此構想的可行性。

1.3 論文內容概述

本論文總共分為六章，其內容概要如下：

第一章 緒論

主要描述本論文的研究動機、研究背景與方法。

第二章 諧波源偵測之研究背景及問題描述

針對諧波源產生之原因、來源、定義、影響。另對於諧波潮流分析之介紹，包括基頻電力潮流和諧波電力潮流，包括各元件模型化之等效電路等，以及國內、國外諧波管制標準等電力系統之相關知識背景與敘述。

第三章 研究方法介紹

包括神經網路以及小波理論等使用方法之發展史、基本原理、網路架構、數學模型等介紹。

第四章 類神經網路於諧波源偵測架構與人機介面

主要是描述如何以機率神經網路來解決電力系統因非線性設備產生諧波時，所建構之諧波源偵測步驟、方法與系統架構。

另外，對於諧波造成之畸變諧波之成分，將結合了小波分析與PNN機率神經網路之辨識功能，在原始訊號需要重建或訊號中含有雜訊需要濾除時，重建一組乾淨的訊號，使用小波理論作為訊號重建的理想濾波器，建立新特徵值。根據負載諧波源的特性，透過諧波潮流分析程式，分析各種負載產生不同頻率之諧波成份，依據各種頻譜圖樣及與特徵值作為訓練資料，而達到執行偵測諧波源的工作。

第五章 系統實例整合測試

以IEEE 14-BUS為例，將結合本文所提之方法驗證本文所提方法之可行性。

第六章 結論

總結本篇論文之研究結果，並敘述未來研究之發展方向。

第二章 諧波源偵測之研究背景及問題描述

2.1 諧波之定義

2.1.1 前言

電力公司發電端的電能產生在傳統上是以三相交流電 60HZ 正弦波來做為輸電。在負載端，若是能使負載兩端的電壓、電流波形相位保持不變，便稱之為線性負載，如鎢絲白熾燈泡及電熱線設備。反之若是發生電壓、電流波形畸變，則稱之為非線性負載，如變壓器、電動機驅動器、伺服馬達、不斷電系統等固態電力電子設備。

近年來科技不斷的進步，電力電子設備如：整流器、轉換器、變頻器、截波器 等非線性負載，大量使用於各種不同的領域，但隨其而產生的大量諧波回流到電力系統，使得電力系統正弦波電壓和電流發生畸變的情況日俱嚴重而影響電力品質，其諧波含量有越來越高的趨勢，而衍生許多嚴重問題。此即謂之諧波污染。

2.1.2 傅立葉級數及電力諧波之基本定義

傅立葉發現一個非弦波的週期函數，一個非正弦波的週期性函數等於其直流成份加上基本波再加上整數倍諧波之和，如下式表示[21]

$$\begin{aligned} X(t) &= C_0 + C_h \sin(h\omega t + \beta_h) \\ &= C_0 + C_1 \sin(h\omega t + \beta_1) + \sum_{h=2}^n C_h \sin(h\omega t + \beta_h) \end{aligned} \quad (2.1)$$

其中，

$$C_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} X(t) dt \quad (2.2)$$

根據正交的原則，即可導出

$$A_h = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} X(t) \cos(h\omega t) dt \quad (2.3)$$

$$B_h = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} X(t) \sin(h\omega t) dt \quad (2.4)$$

$$C_h = \sqrt{(A_h^2 + B_h^2)} \quad (2.5)$$

如果電力系統中含有非線性負載如電子轉換設備、電弧爐及鐵心激磁類負載，會產生非 60Hz 之電流成份，即造成諧波污染。這些波形畸變會產生除了正常頻率 60Hz 以外的其他頻率成分之波形。而這些成分被稱之為諧波(harmonic)。在數學上，諧波為基本頻率之整數倍者，習慣以第 n 次諧波稱之。在電力系統中所謂的諧波電壓及諧波電流，具有基本波頻率且含基本波頻率整數倍並有週期性，而其成分相位依照非線性元件的負載而有關聯。

若將傅立葉級數應用於電力系統之中則可以表示成下式：

$$V(t) = V_1 \sin(\omega t + \theta_1) + \sum_{h=2}^n V_h \sin(h\omega t + \theta_h) \quad (2.6)$$

$$I(t) = I_1 \sin(\omega t + \phi_1) + \sum_{h=2}^n I_h \sin(h\omega t + \phi_h) \quad (2.7)$$

式中：第 h 次諧波電壓的相位角： θ_h

基波電壓，角頻率 ω ： $V_1 \sin(\omega t + \theta_1)$

基波電流，角頻率 ω ： $I_1 \sin(\omega t + \phi_1)$

諧波電壓，角頻率為基頻的整數倍： $\sum_{h=2}^n V_h \sin(h\omega t + \theta_h)$

諧波電流，角頻率為基頻的整數倍： $\sum_{h=2}^n I_h \sin(h\omega t + \phi_h)$

h ：諧波次數

諧波電壓、諧波電流之有效值可依下式表示：

$$V_{rms} = \sqrt{V_1^2 + \sum_{h=2}^{\infty} V_h^2} \quad (2.8)$$

$$I_{rms} = \sqrt{I_1^2 + \sum_{h=2}^{\infty} I_h^2} \quad (2.9)$$

因此含諧波電壓、電流之視在功率 S 表示如下：

$$|S| = V_{rms} I_{rms} = \sqrt{V_1^2 + \sum_{h=2}^{\infty} V_h^2} \sqrt{I_1^2 + \sum_{h=2}^{\infty} I_h^2} \quad (2.10)$$

由圖 2.1 為例，當不同次數之諧波成分加入時，這些波形畸變會產生除了正常頻率 60Hz 以外的其他頻率成分之波形，造成電力污染。

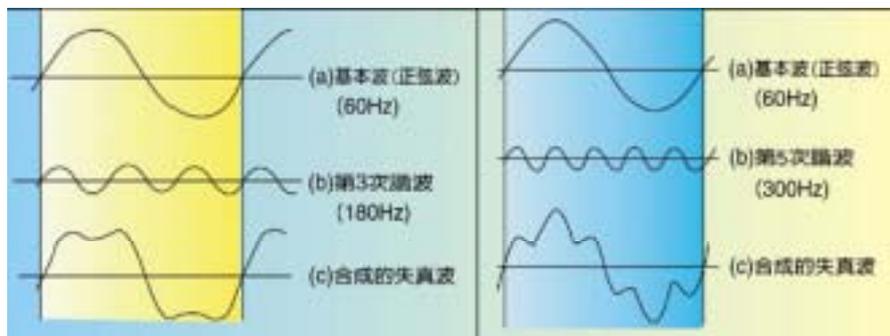


圖 2.1 不同次數之諧波成分所產生之諧波波形

2.1.3 諧波失真率之定義

根據 IEEE-519[24]的規定，總電壓諧波失真率(THD_V)如下式所示：

$$THD_V (\%) = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2}}{V_1} \times 100 \% \quad (2.11)$$

總電流諧波失真率(THD_I)：

$$THD_I (\%) = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_1} \times 100\% \quad (2.12)$$

所以第 h 次諧波失真率(VDF%)則定義如下式：

$$VDF(\%) = \frac{V_h}{V_1} \times 100\% \quad (2.13)$$

電壓諧波失真率 VDF 不同於總電壓諧波失真率 THD 的地方在於電壓諧波失真率，是針對單一諧波次數之電壓波形與基本波電壓波形的比例關係；而總電壓諧波失真率則是比較出現多種不同次數的諧波與基本波電壓波形的關係。只有電壓波形僅含單一種諧波次數時兩者才會相等。

基本波的功率因數又稱為移置功因(displacement power factor)。其定義如下所示：

$$\text{移置功因} = \frac{P(\text{基本波有效功率})}{S(\text{基本波視在功率})} = \cos(\phi_1 - \theta_1) \quad (2.14)$$

$$\text{輸入電源總功率因數} = \frac{P(\text{含諧波電源之平均功率})}{S(\text{含諧波電源之視在功率})} \quad (2.15)$$

利用總諧波失真率所定義之諧波電壓、電流及功因如下：

$$V_{rms} = \sqrt{V_1^2 + \sum_{k=2}^{\infty} V_k^2} = \sqrt{V_1^2 + \left[\frac{THD_V}{100}\right]^2 V_1^2} = V_1 \sqrt{1 + \left[\frac{THD_V}{100}\right]^2} \quad (2.16)$$

$$I_{rms} = \sqrt{I_1^2 + \sum_{k=2}^{\infty} I_k^2} = \sqrt{I_1^2 + \left[\frac{THD_I}{100}\right]^2 I_1^2} = I_1 \sqrt{1 + \left[\frac{THD_I}{100}\right]^2} \quad (2.17)$$

$$\text{功因} = \frac{P}{V_{rms} I_{rms}} = \frac{P}{V_{1rms} I_{1rms}} \times \frac{1}{\sqrt{1 + \left[\frac{THD_V}{100}\right]^2} \sqrt{1 + \left[\frac{THD_I}{100}\right]^2}} \quad (2.18)$$

2.2 諧波產生之原因

諧波產生的來源起因於非線性負載，諧波所造成的影響係電力系統的正常運轉及設備的安全，導致電力設備過電壓或過電流、旋轉電機和變壓器產生額外的鐵損或銅損、電力輸電線或電纜因諧波電流產生過熱及安全載流量降低、保護電驛誤動作、計量表及測量儀器造成表計誤差等問題，在臺灣及世界各國已逐漸重視這項問題，並制定諧波管制標準以管制諧波，欲維護良好的電力品質，必先找出諧波來源以消除諧波，如何有效及準確地找出諧波來源，係本研究主要的目的。欲建構諧波源偵測系統之前必須對諧波負載有所瞭解，依負載特性略可分成電力電子轉換類、電機鐵心激磁類、及不規則非線性負載三種[22-23]，整理如下：

- 電力電子轉換類：此類型負載為目前電力系統最主要的諧波源，主要諧波成份為 $h=pk\pm 1$ 級諧波，其中 p 為轉換器(Converter)/整流器(Rectifier)之脈波數， k 為大於零之任意整數($k=1, 2, 3, \dots, N$)。電力電子設備如整流器、轉換器、變週器、截波器、閘流體切換設備。
- 電機鐵心激磁類：此類負載產生諧波起因於非線性磁飽和激磁電流。因鐵心激磁類負載磁飽和現象不嚴重，故產生諧波污染遠小於電力電子類，常用鐵心激磁類設備為變比器、比流器、旋轉電機。
- 不規則非線性負載：此類非線性負載因負載特性具有不規則性或不對稱性，其中以煉鋼廠的電弧爐瞬時短路負載特性，造成諧波污染最為嚴重，典型負載為點焊機、切割機、電弧爐。
- 其他負載：將來高速鐵路及捷運電車、輕型電車系統之動力來源必然使用大量的電力電子轉換設備，以台灣地區之軌道建設而言，除了原先之台灣鐵路和台北捷運系統(Mass Rapid Transit, MRT)外，高雄捷運及高速鐵路系統(High Speed Railway, HSR)亦陸續規劃建設，因此，在電力網路上將大量使用整流設備供應

列車之運作，非線性整流設備勢必造成諧波污染。此外，高壓直流輸電(HVDC)，汽電共生系統之燃料電池等併入電力系統後所產生之諧波，皆為將來不可忽視之諧波源。

由上述之諧波源種類分析等整理，在電力網路上在大量使用非線性之整流設備，所產生諧波而造成不良影響，由於電力轉換設備為電力系統中主要的諧波來源，本研究以電力電子轉換設備作為主要的分析對象。將污染電力品質的負載歸類如圖2.2：

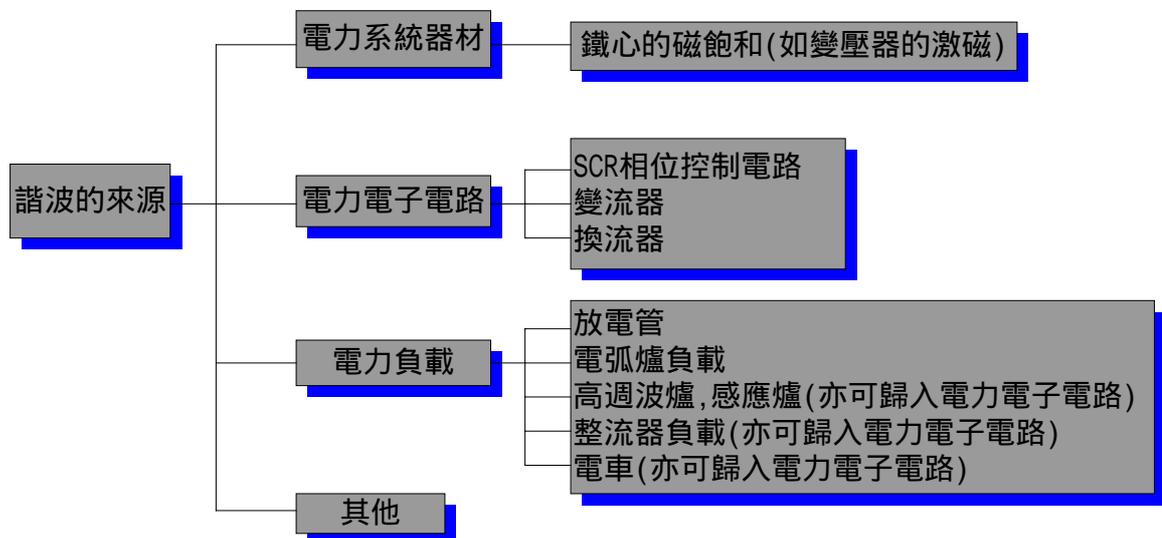


圖 2.2 污染電力品質的負載歸類

2.3 諧波之影響

過量之諧波成分，可能導致電力設備過電壓或過電流，使設備使用壽命減短，或者發生立即性之危險事故。因此在認識諧波之定義與諧波來源後，進一步了解諧波可能造成之破壞程度，也是認識諧波重要之一環。因此我們歸類諧波對電力系統設備造成故障之主要原因有二，一是諧波電流過大造成溫昇過熱而損害設備，一是波形失真造成設備過壓絕緣受損而損害設備，以下概略說明諧波之影響[24-27]：

(1) 絕緣應力之影響

此種影響係受電壓波形因素所致。當變壓器一次側產生初衝激磁現象，二次側將產生過高之電壓，此種電壓有諧波之存在，在電壓之最高點將影響絕緣應力。而一般變壓器均設計能承受此諧波高壓，但電容器組則對此種高次諧波電壓相當靈敏，故必須妥善加以保護。其他突波保護裝置也必須考量此種諧波電壓之影響。

(2) 熱應力之影響

此種影響係諧波電流所致。當諧波電流產生必增加熱應力及損失，這些損失包含銅損、鐵損及介質損。

1. 銅損：銅損是由電流通過繞組上等效電阻而產生，其消耗的能量則變成熱散出。

$$P_c = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} R_n I_n^2 = \frac{1}{2} I_1 [R_1 + (CDF)^2 R_k] \quad (2.19)$$

$$CDF = \frac{1}{I_1} \left(\sum_{k=2}^{\infty} I_k^2 \right)^{\frac{1}{2}} \quad (2.20)$$

I_1 ：基頻電流

I_n ：各諧波階數

R_n ：電阻值

R_1 、 R_k ：由 R_n 分解出之電阻值

CDF ：電流失真因數 (Current Distortion Factor)

2. 鐵損：鐵損形成的原因為當定子電流激磁變化以及定轉子相對位置改變時，定子齒極和軛鐵部分磁場分布發生變化，會產生磁滯損 (Hysteresis Loss) 及渦流損 (Eddy Current Loss)，合稱鐵損。

$$P_L = P_h + P_e = a_h f B_m^k + a_e f^2 B_m^2 \quad (2.21)$$

P_L : 鐵損
 P_h : 磁滯損
 P_e : 渦流損
 f : 通過電流之頻率
 k : 史坦麥係數

3. 介質損 :

$$P_d = 1/2(\tan \delta)_n V_n^2 n \omega t \quad (2.22)$$

$(\tan \delta)_n$: n 次諧波之介質損耗數
 V_n : n 次諧波電壓之峰值
 ω : 基本波之角頻率

(3) 諧波對保護電驛的影響

諧波對保護電驛動作的影響之研究，在國際及國內學術界已有相當多的成果，不過大多數均是針對差動電驛，在過電流保護電驛方面的研究探討較少，尤其是在電磁感應式過電流保護電驛則更少，依據 IEEE-519-1992 中之相關研究報導，得知大部份的電驛對小於 5% 之諧波電壓成份不會有影響，但對於大於 5% 之諧波成份，電驛是否會正常工作，就必須加以探討，尤其是對電磁感應式保護電驛之影響更大，更具有探討之必要性。

(4) 諧波對變壓器的影響

諧波對變壓器的影響可分為兩部份；(A) 諧波電流將增加變壓器的銅損與漏磁損，(B) 諧波電壓將增加變壓器的鐵損。此兩個影響因素將造成變壓器發熱及產生機械噪音。在 IEEE C57.11.00-1986 中所提供的變壓器規範，對於負載中存有諧波電流時，其最大安全電流與諧波電流的關係表示如下：

$$I_{\max} = 1 - \left[\frac{P_{ll-R(P.u)}}{1 + K \times P_{EC-R(P.u)}} \right]^{1/2} \quad (2.23)$$

$$K = \left[\frac{\sum_{h=1}^{\max} f_h^2 h^2}{\sum_{h=1}^{\max} f_h^2} \right] \quad (2.24)$$

其中

K : 變壓器對諧波的承載係數。

P_{ll-R} : 額定容量之負載損失值(P.u)。

P_{EC-R} : 額定容量之繞組渦流損失值(p.u)

f_h : h 次諧波電流對基頻電流比值。

因此在變壓器的負載中，若諧波量愈大將使得 K 值愈大($K > 1$)，則變壓器的最大安全電流亦隨之降低。另外在 IEEE C57.12.00-87 中有建議應限制諧波電流的上限值為變壓器額定電流的 5%，另外應建議變壓器能在滿載及全載時，容許諧波所產生的總諧波電壓值(r.m.s 值)各為 5% 及 10% 之額定電壓。

(5) 諧波對電力電纜的影響

電力電纜中若含有諧波將發生過熱的現象，使得電纜的絕緣層受到破壞。因為，諧波電流隨著導體的大小及空間因素產生不同的集膚效應(Skin effect)及鄰近效應(Proximity effect)，使得交流電阻值(RAC)大於直流電阻值(RDC)，因此隨著諧波量愈大，相對的電纜的額定安全電流將愈低且隨著電纜愈大，諧波對其影響性亦愈高。

(6) 諧波對瓦時計的影響

諧波對於瓦時計的影響應視諧波電流的方向而定，但一般而言，其影響造成的誤差值約在 2% 以下，除非因諧波發生共振而放大才會

有明顯的誤差。雖然影響不大，但對一般大型工業用戶的電費計算亦有相當大的影響，因此建議儘量採用儀器專用比壓器(P.T)及比流器(C.T)可避免此一問題。

(7) 諧波對電容器的影響

電容諧波事故常因電力系統發生並聯共振，擴大諧波污於電容器上，可改變共振點以避開諧波頻率，除可免擴大諧波污染，亦可適度濾除諧波。電力系統上之電容性負載除了改善功因之電容器與濾波器電容組外，亦有分相馬達啟動之電容器、輸電線路充電電容(尤其地下電纜)與整流設備之穩壓電容器等，皆可能因諧波而引起過熱或過壓事故。

(8) 諧波對通訊品質的干擾

因電力線中的諧波電流或諧波電壓會感應電磁場(Magnetic and electric fields)將會影響鄰近電話線之通訊品質。有關電話干擾權重率(TIF weighting factor)定義如下：

$$TIF = \frac{\sqrt{\sum (X_f W_f)^2}}{X_t} \times 100\% \quad (2.25)$$

其中

X_t : 總電壓或總電流有效值

X_f : f Hz 之諧波電壓或諧波電流有效值

W_f : f HZ 之 TIF 權重率, W_f 是由 C message 權重率轉換到 1000Hz 之等效值, 如下式所示: $W_f = 5P_f \times f$

P_f : f Hz 之 C message 權重率

TIF 權重率包含兩關鍵因素，一為人耳權重到電話機聽筒的 C

message 權重率，另一為等效到 1000Hz 之比例係數。如何減少諧波對通訊網路聲頻的干擾率，在 IEEE/Std519-1992 有下列幾項建議：

- A、適當的擺設與遮蔽。
- B、避開地線迴路與不平衡三相電路。
- C、減少閘流體換相時間。
- D、加裝串聯或並聯濾波器，以達隔離或濾除諧波之功效。

2.4 諧波管制之標準

諧波管制標準的制定主要有下列目的：(1) 控制電力設備所能忍受的電力電流及電壓所產生的畸變，(2) 提高供電品質給其他用戶，(3) 確保電力諧波不干擾到其他系統(如通訊系統)。

訂定諧波管制必須考慮以下因素：(1) 總諧波失真 (Total Harmonic Distortion)，(2) 不同電壓等級，(3) 尖峰值，有效值，瞬間等級，(4) 資料取得之可能性，(5) 對其他系統的效應。

諧波管制標準一般先考慮電壓等級，就配電系統而言，愈接近負載端之電壓等級愈低，而諧波污染來源一般由負載產生，換而言之，電壓等級較低較接近負載者污染比較嚴重，因此管制標準較電壓等級高者所限制之總諧波失真因素為大。

2.4.1 諧波源需管制評估之對象

電力電子等設備，常因為負載快速變化所引起之諧波而造成電力品質之下降，至於這些負載之來源於何處，我們把可能是來源處之廠家整理如下：

1. 五吋,六吋,八吋,十二吋晶元材料製造電子廠
2. 晶元製程電子廠
3. IC 封裝電子廠

4. IC 導線架製程電子廠
5. 印刷電路板製程電子廠
6. IC 測試電子廠
7. 化工廠
8. 鋼鐵廠
9. 造紙廠
10. IC 電鍍廠、鋼板電鍍廠
11. 商業大樓之變頻負載如電梯引起的諧波問題 (如電力供電不穩, 跳電, 電線發燙, 電容器炸掉引起火災)
12. 大容量 UPS 引起的諧波問題 (如電力供電不穩, 跳電, 電線發燙, 電容器炸掉引起火災)
13. 諧波引起的電容器爆炸問題
14. 印刷機負載引起的諧波問題 (如電力供電不穩, 跳電, 電線發燙, 電容器炸掉引起火災)
15. 醫院磁核共振機負載 引起的諧波問題 (如電力供電不穩, 跳電, 電線發燙, 電容器炸掉引起火災)
16. 醫院 X 光機負載引起的諧波問題 (如電力供電不穩, 跳電, 電線發燙, 電容器炸掉引起火災)
17. 高低週波爐廠
18. 電弧爐廠
19. 主機板鑽孔機機台

2.4.2 諧波管制標準

美國電機電子工程師協會 (IEEE) 之工業應用學會 (Industry Applications Society) 中之諧波與虛功補償分會 (The Harmonic and Reactive Compensation Subcommittee of the IEEE Static Power Converter Committee) 鑑於工業界使用非線性負載日益增加, 產且諧波電流流注入電力系統; 引起諧波電壓影響供電品質, 故於 1974

年開始致力於諧波標準制定，並於 1981 年完成 IEEE /Std 519-1981 版『諧波控制及靜態轉換器虛功補償指南 (IEEE Guide for Harmonic Control and Reactive Compensation of Static Power Converters)』，作為工業界與電力公司管制諧波電流與電壓的參考依據，並每隔五年定期檢討修訂所建議的標準內容。其中曾於 1989 年略作修改，並於 IEEE Transactions 中發表修改內容，名稱亦改為「IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems」。最新版由諧波與虛功補償分會與電機電子工程師協會之電力工程學會中之輸配電力系統諧波協會 (Working Group on Power System Harmonics of the Transmission and Distribution Committee of the IEEE Power Engineering Society) 共同完成，稱為 IEEE/Std 519-1992 版[24]，並於 1993 年 4 月公告，內容中之主要諧波標準推薦值如表 2.1 與表 2.2 所示，其中諧波管制標準中 I_{sc} 是指在 PCC(用戶責任分界點)的最大短路電流，而 I_L 是指在 PCC 的最大負載(基頻)電流。

表 2.1 配電系統諧波標準限制值

諧波電流失真率限制值 (%)						
I_{sc} / I_L	各次諧波個別值 (奇次)					總諧波失真率 THD (%)
< 20	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20 - 50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50 - 100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100 - 1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
> 1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0

- (a) 表 2.1 適用於 120V - 69KV 系統
- (b) 偶次諧波為上述限制值之 25%。
- (c) 偶次諧波電流失真視不允許含有直流成分，如直流偏壓或半波整流。
- (d) 所有發電設備，一律採用 I_{sc} / I_L 小於 20 之限制值。

- (e) I_{SC} 為共同耦合點之短路電流。
- (f) $I_{L(rms)}$ 為共同耦合點最大需量負載電流(基頻成份)。
- (g) 對於 69 - 161KV 系統為上述限制值之 50 %。

表 2.2 諧波電壓限制值

在 PCC 點匯流排電壓	69KV 以下	69KV 161KV	161KV 以上
個別諧波電壓失真率 (%)	3.0	1.5	1.0
總諧波電壓失真率 (THD%)	5.0	2.5	1.5

2.4.3 台灣電力公司諧波管制標準

台電的管制標準可分諧波電流與諧波電壓兩部份，諧波電壓(如表 2.3)之管制精神在要求電力公司提供用戶良好的電力品質，諧波電流(如表 2.4)之管制精神在限制用戶注入電力系統之諧波電流量，以確保諧波電壓不至於受污染而影響電力品質。[28-29]

表 2.3 用戶責任分界點之諧波電壓失真率

	諧波電壓失真率標準值 (%)		
	< 69KV	69KV	> 69KV
各次諧波失真率的最大值	3.0	1.5	1.0
總諧波失真的最大值	5.0	2.5	1.5

註：

- (a) 用戶總和諧波電壓失真率容許值 = 表內標準值 - 系統背景值。
- (b) 對於 161KV 用戶，若容許值 $\leq 0.1\%$ 則一律核發給容許值 0.1 %。
- (c) 對於 34.5~161KV 用戶，若容許值 $\leq 0.15\%$ 則一律核發給容許值 0.15 %。
- (d) 對於 3.3~22.8KV 用戶，若容許值 $\leq 0.3\%$ 則一律核發給容許值 0.3 %。

表 2.4 台電電力系統諧波電流管制暫行標準

82 年 6 月 4 日修訂

諧波電流失真率限制值 (%)						
I_{sc} / I_L	各次諧波個別值 (奇次)					總諧波失真率 THD (%)
< 20	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20 50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50 100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100 1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
> 1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0

註：

- (a) 表 2.4 適用於 3.3 - 22.8KV 系統
- (b) 偶次諧波為上述限制值之 25%。
- (c) 自備發電機用戶一律採用 I_{sc} / I_L 小於 20 之限制值。
- (d) I_{sc} 用戶責任分界點短路電流。
- (e) I_L 對既設用戶取 12 個月最大負載電流平均值。對新設或增設用戶，取主變額定電流值
- (f) 對於 34.5 - 161KV 系統為上述限制值之 50 %。

經比較得知台電諧波電流管制標準與 IEEE 標準的差異處為：

- (a) 電壓等級小於 69KV 時採用 IEEE 標準。
- (b) 偶次諧波以 IEEE 之 1/4 為標準。
- (c) 電壓等級大於 69KV 時以 IEEE 之 1/2 標準。

2.5 電力系統諧波潮流分析模型

2.5.1 元件模型

諧波潮流分析的過程中，各級諧波電流是以不同於基頻波的頻率在電力系統內流動，因此在分析諧波時，必須考慮系統中各種元件在諧波頻率下的運轉特性，以建立其電腦分析的數學模型[30]。

(一) 傳輸線：各傳輸線在基頻下有其本身的阻抗位 $R+jX$ ，一般而言，級數愈高的諧波其諧波的含量通常愈小，因比傳輸線在高頻時所表現出的非及總元件(Non-Lumped Element)的特性較不明顯，因此仍可將之視為線性的，所以在第 h 級的諧波頻率下，傳輸線的阻抗可以等效為 $R+jhX$ 。對於一個不平衡三相負載模型，常用來表示長度超過 8 公里的架空線或電纜線路特性的便是 π 模型。如圖 2.3 所示。

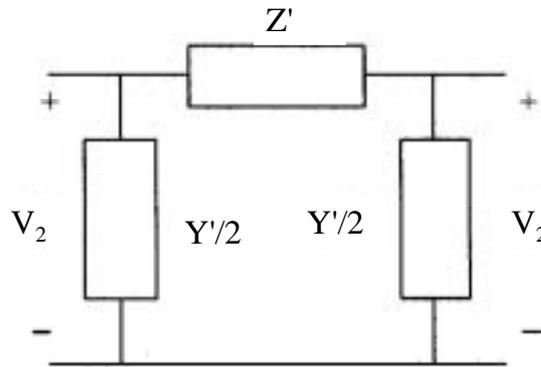


圖 2.3 輸電線等效集總電路

其中 $Z = zl$: 每相總串聯阻抗

$Y = yl$: 每相至中性線總並聯導納

$r = \sqrt{yz}$: 傳播常數

$Z_c = \sqrt{z/r}$: 特性阻抗

$$Z' = Z_c \sinh rl = Z \cdot \frac{\sinh rl}{rl}$$

$$\frac{Y'}{2} = \frac{1}{Z_c} \cdot \tanh \frac{rl}{2} = \frac{Y}{2} \cdot \frac{\tanh \frac{rl}{2}}{rl/2}$$

(二) 變壓器：我們假設變壓器都在額定電壓及額定容量下運轉，所以不發生磁迅飽和的現象，因此二次側的電壓電流仍為線性響應，則其在 h 級的諧波頻率下，阻抗可以等效為線性的 $R+jhX$ 。忽略磁化電流之變壓器模型如圖 2.4 所示，通常 R 甚小於 X

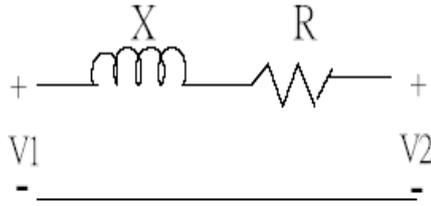


圖 2.4 忽略磁化電流之變壓器模型

其中， r_1 、 x_1 ：為一次側之電阻、電抗值
 r_2 、 x_2 ：為二次側之電阻。電抗值

$$R = r_1 + a^2 r_2 \quad (2.26)$$

$$X = x_1 + a^2 x_2 \quad (\text{基頻時之電抗值}) \quad (2.27)$$

諧波頻率下則僅修正諧波阻抗中的電抗部份，h 階諧波時 X 修正為 $X_h = hx$ 。

(三)電容器及電感器：電容器及電抗器的電容值(Capacitance)與電感值(Inductance)只和介質的種類、內部導體的形狀、介電係數、及導體本身的空間距離有關，在各級諧波頻率下皆為定值，因此其阻抗可以根據不同的頻率直接算出。

$$X_L^{(h)} = 2\pi f_1 h L \quad (2.28)$$

$$X_C^{(h)} = 1/(2\pi f_1 h C) \quad (2.29)$$

其中 $X_L^{(h)}$ ：電感器在 h 級諧波下的阻抗
 $X_C^{(h)}$ ：電容器在 h 級諧波下的阻抗
 f_1 ：基頻頻率

(四)發電機：在基頻時，發電機為一電壓源，供應系統基頻的功率，在諧波頻率下，則視為被動性的元件(Passive Element)，而以基頻下的次暫態電抗和諧波級數的乘積來模擬。

$$X_g^{(h)} = hX_g'' \quad (2.30)$$

其中 $X_g^{(h)}$: h 級諧波下發電棧的等效電
 hX_g'' : 基頻次暫態電抗

(五) 負載: 在諧波頻率下, 線性負載可以換算為由此匪流排看系統的等效阻抗。在基頻時等效阻抗可以當作一個 R, L 串聯的線性元件, 如(2-31)式所示

$$Z_L = R_L + jX_L \quad (2.31)$$

而等效阻抗的大小, 可以由線性負載 $P_L + jQ_L$ 的大小及端電壓 V_L 算出:

$$Z_L = \frac{V_L^2}{P_L + jQ_L} = \frac{V_L^2(P_L - jQ_L)}{P_L^2 + Q_L^2} \quad (2-32)$$

而在各級諧波頻率下, 負載即以等效阻抗表示為

$$Z_L^{(h)} = R_L + jhX_L \quad (2-33)$$

P、Q 為已知之負載, 對傳統電力潮流討論諧波時以並聯或串聯電路表示, 分述如下:

(a) 並聯 RL 線

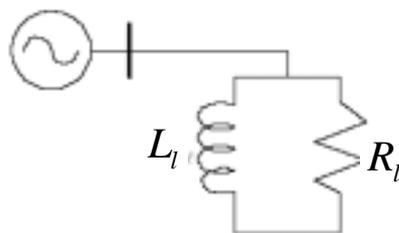


圖 2.5 並聯負載模型

$$R_l = \frac{V_1^2}{P_L} \quad (2.34)$$

$$L_l = \frac{V_1^2}{\omega_1 Q_L} \quad (2.35)$$

(b) 串聯 RL 線路

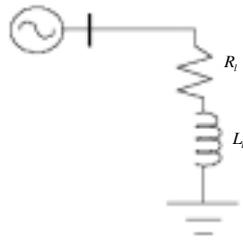


圖 2.6 串聯負載模型

$$R_l = \frac{V_1^2 P_L}{P_L^2 + Q_L^2} \quad (2.36)$$

$$L_l = \frac{V_1^2 Q_L}{(P_L^2 + Q_L^2) \omega_1} \quad (2.37)$$

其中 ω_1 : $2\pi f_1$ 基本波角頻率

V_1 : 基頻時匯流排電壓

P_L : 基頻時實功率

Q_L : 基頻時虛功率

(C) 分布負載電路: 通常分支負載不易明確分辨時, 以如圖 2.7 所示。

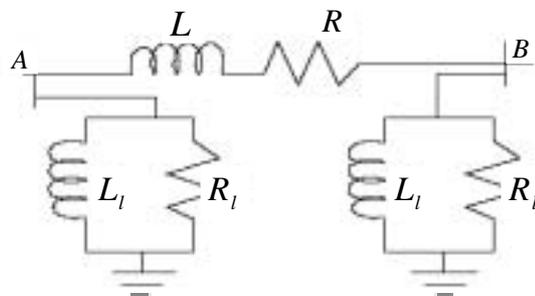


圖 2.7 分布負載電路模型

$$R_l = \frac{V_{LL}^2}{S_L(\cos\theta)} \quad (2.38)$$

$$L_l = \frac{V_{LL}^2}{\omega_l S_L(1 - \cos^2\theta)} \quad (2.39)$$

其中， V_{LL} ：線對線電壓(KV)

R_l ：負載電阻

L_l ：負載電抗

S_L ：負載 MVA 值

$\cos\theta$ ：負載功率因數

對於非線性負載，會產生非基頻的正弦波，因此在各級諧波頻率下，視為各級諧波的注入電流源。圖 2-8，圖 2-9 所示分別為線性及非線性負載的等效電路圖。

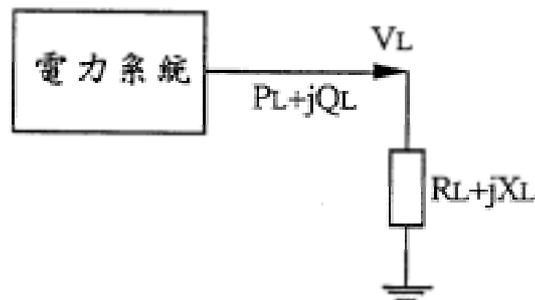


圖 2.8 線性負載的等效電路圖

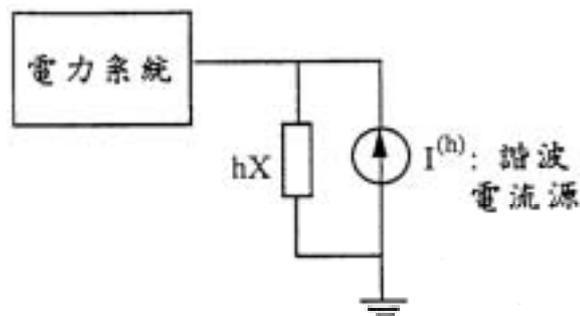


圖 2.9 非線性負載的等效電路圖

2.5.2 諧波負載潮流

在上一節，我們已經將系統中的各種元件轉換為諧波頻率下的等效電路，在諧波潮流分析中，必須隨著所模擬的諧波級數調整等效模型的阻抗，以便能準確分析諧波對系統的影響。以下是諧波負載潮流 [30] 的分析流程，圖 2-10 則為其流程圖。

(一) 讀入系統資料

1. 匯流排：匯流排資料的編號、名稱、負載的大小、負載類別、以及並聯電容器的容量。
2. 饋線資料：饋線的類別或其阻抗的大小，以及所連接的匯流排。
3. 發電機資料：發電機的額定電壓、輸出功率的上下限、及次暫態電抗的值。
4. 諧波源：各匯流排非線性負載的比例，以及各級諧波源的含量。

(二) 基頻三相負載潮流

根據輸入的系統資料，即可以建立基頻導納矩陣，然後求解各匯流排(Phase Bus)的收斂電壓及相角，此外還可以算出饋線上的電流大小、功率的流向、搖擺匯流排(Swing Bus)的輸出功率、系統的功率損失 等其它系統狀態。

(三) 諧波負載潮流計算

首先將系統中的各元件等效為諧波模型，計算出各諧波頻率的等效阻抗值，然後由各被動性元件的等效阻抗值建立此諧波頻率下的導納矩陣，再計算各匯流排諧波源的大小，因此在第 h 級的諧波負載潮流方程式可以表示為：

$$[Y]^{(h)}[V]^{(h)} = [I]^{(h)} \quad (2.40)$$

其中 $[V]^{(h)}$ 、 $[I]^{(h)}$ 為各匯流排在第 h 級諧波的電壓及注入電流向量。由於 $[Y]^{(h)}$ 和 $[I]^{(h)}$ 是已知固定值，所以可以直接求解 $[V]^{(h)}$ ，不必要如基頻負載潮流分析，必須靠疊代方式求解匯流排的電壓。而(2-40)式所求解之 $[V]^{(h)}$ ；即為第 h 級的諧波電壓。針對每一級諧波分別計算每個被動性元件的等效阻抗值，建立對應此諧波頻率下的導納矩陣，求解各級的諧波電壓，經由全部級數的諧波潮流分析，各匯流排電壓的諧波失真度即可以各級的諧波電壓來表示為：

$$HDF_i(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^n (V_i^{(h)})^2}}{V_i^{(1)}} \times 100\% \quad (2-41)$$

其中 HDF_i : 匯流排 i 的諧波失真度

$V_i^{(h)}$: 匯流排 i 的第 h 級諧波電壓

同理，各匯流排的電流諧波失真度也可根據各級的諧波電流大小加以表示。

(四) 結果輸出

諧波負載潮流分析的結果如下：

1. 系統在基頻時的負載潮流結果。
2. 各匯流排各級諧波的電壓大小。
3. 各匯流排的諧波失真度 (HDF)。

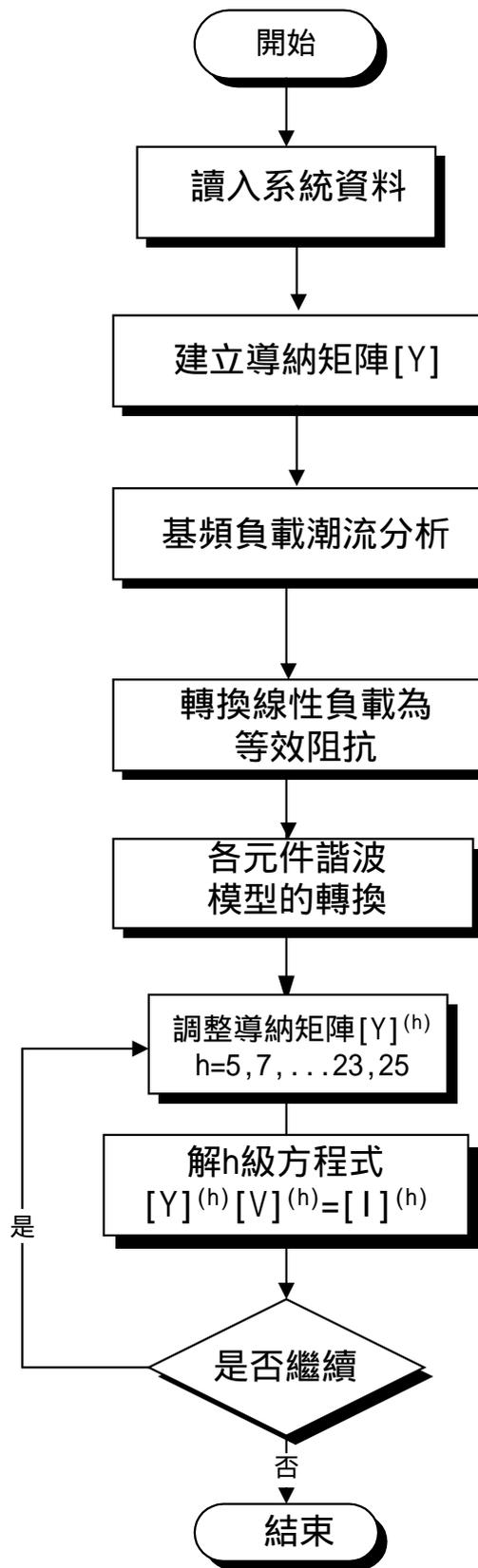


圖 2.10 諧波負載潮流流程圖

第三章 研究方法介紹

3.1 前言

近年來人工智慧已被廣泛應用於電力工程領域，本章主要是描述神經網路以及小波理論等使用方法之發展史、基本原理、網路架構、數學模型等介紹。類神經網路近來逐漸被提出應用在此研究課題，藉由不同的網路結構及學習演算法，訓練類神經網路具有分類及診斷的能力，如諧波源類型的分類、定位、及處理等。另外，小波理論分析，在原始訊號需要重建或訊號中含有雜訊需要濾除時，其有重建一組乾淨的訊號，使用小波作為訊號重建的理想濾波器，建立新特徵值之特質。

3.2 類神經網路介紹

神經網路(Neural Network)又稱為平行分散處理器(Parallel Distributed Processors)、自我組織系統(Self-Organizing System)、類神經網路等。類神經網路(Artificial Neural Networks，簡稱ANN)是一種模仿生物的大腦與神經網路系統所建構出來的資訊處理系統，能夠對於由外界所輸入的訊號具備儲存、學習、回想等一系列動作。類神經網路較精確的定義為：「類神經網路是一種計算系統，包括軟體與硬體，它使用大量簡單的相聯人工神經元來模仿生物神經網路的能力。人工神經元是生物神經元的簡單模擬。它從外界環境或者其他人工神經元取得資訊，並加以非常簡單的運算，並輸出其結果到外界環境或者其他人工神經元。」大約在一百多年以前，藉著解剖學的幫助，生物學家方瞭解生物大腦的主要構造細胞是神經細胞，然後神經電化學家E.D.ADRAIN 的研究發現：「當外界輸入一電流給一個神經細胞時，神經細胞受到足夠強度電流刺激時，便會放出電流，這種電流大多具有相同的強度，其放射頻率與外來刺激的電流強

度成正比。」人類開始才對於神經細胞的作用才開始瞭解幫助日後類神經網路模型的建立。

最早由Mc Culloch和Pitts在1943年提出第一個神經元運算模型，直到1949年加拿大心理學家Hebb提出學習方式，稱為Hebbian學習法則，建立類神經網路的雛型，學習法則的觀念直到現在仍然被採用，在1980年美國物理學家Hopfield，將能量函數的觀念引進到神經網路，使得類神經網路之研究又開始復甦，在1986年Rumelhart和PDP(Parallel Distributed Processing)研究群提出回傳神經網路，從此類神經網路更加快速發展。

近年來類神經網路受到各界的矚目，包括心理學、數學、醫學、計算機科學、及電機工程等不同研究領域，主要建立具有智慧型的系統，提供各界的需求，在電機工程領域則應用於控制工程、最佳化、影像處理、及語音辨識等，同時又結合其他領域的觀念，使得神經網路的發展更加健全。

3.2.1類神經網路模型

在自然界中的高等生物具有大量簡單的神經元，各神經元經由連結構成一個複雜的網路，使其能夠從外在環境中學習並適應環境。神經元(neuron)為人腦組織的基本單元，人類大約有 10^{11} 個神經細胞，以及 10^{14} 個神經細胞之連結點，對於視覺、聽覺、嗅覺、觸覺、及味覺所接受到外界之訊息，具有快速處理的能力。每個神經細胞大約有1000根連結與其他神經細胞相連結，組成巨大的神經網路系統。人的心智活動基礎是神經系統，其基本功能及結構的單元是神經元，又稱神經細胞；這些神經細胞經由特定的方式相互聯接成一複雜無比的網路，身體內部或外界環境的訊息就透過這樣的神經網路傳遞和處理。生物神經元模型，如圖3.1。

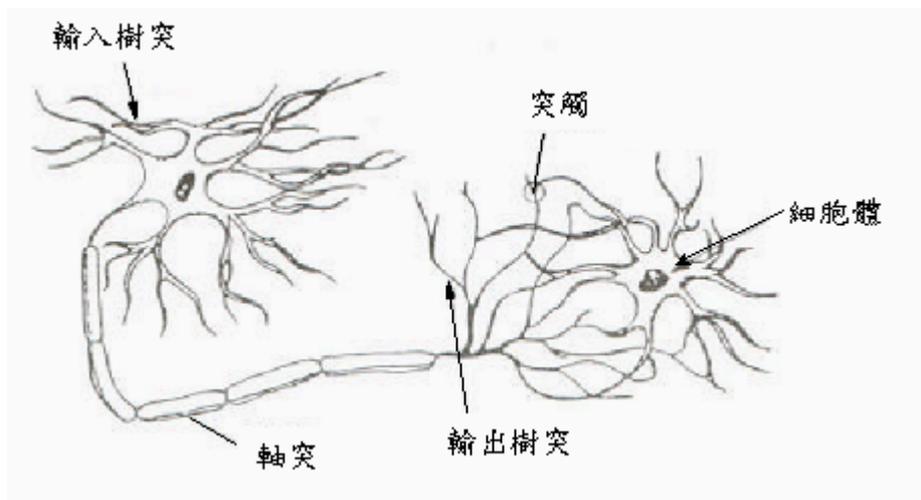


圖 3.1 典型神經結構細胞圖

每個神經細胞主要由四部分所構成:

1. 細胞體(Soma):是神經細胞的中心體，其作用是收集外界輸入的訊號，經非線性的處理後，再發送至其它的神經細胞中。
2. 軸突(Axon):由細胞體向外伸出的最長一條分支，即神經纖維，屬於細胞輸出端，負責傳送由神經細胞核處理過後的訊號發送至其它神經細胞。
3. 樹突(Dendrites):可分為輸出樹突與輸入樹突，由細胞體向外伸出的許多短的分支。它是神經細胞呈樹枝狀的輸出及輸入機構，可接收或傳遞受激發的訊號(或稱為神經脈衝)。
4. 突觸(Synapse):神經元(neuron)之間透過軸突(axon)輸出和樹突(dendrites)，輸入相互連結，其界面即為突觸。突觸可分為兩種型態:興奮型和抑制型。假如激發是在興奮型突觸(excitatory synapse)，則會增加脈衝列的速率(pulse rate)。倘若激發在抑制型突觸(inhibitory synapse)，則會減少脈衝列的速率。至於影響脈衝列速率的因素，主要是輸入訊號的強弱和突觸的強度(strength)。

類神經網路根據生物體的功能，仿照成生物神經元模型，生物體與生物模型對照表，如表3-1所示。

表 3.1 生物體與生物模型對照表

生物體	生物模型
神經細胞	神經元
神經鍵(突觸)	鍵結值、加權值
樹突	神經元輸入
軸突	神經元輸出

生物神經元模型中，神經元如同生物體的神經細胞，又稱為節點 (Node)、臨界值元件(Threshold Element)、或處理元件(Processing Element)，神經元之輸入端相當於樹突，輸出端相當於樹突軸突，而神經細胞的突觸，又稱為鍵結值(Connection)或加權值(Weight)，單一神經元的模型如圖3-2所示。一個完整的神經系統是由多個神經元所組成，藉由神經鍵互相的聯結，構成龐大的網路架構，再加入學習法則後，則神經網路將具有特殊功能，如語音辨識、文字辨識、或控制的能力，以滿足我們的各項需求。

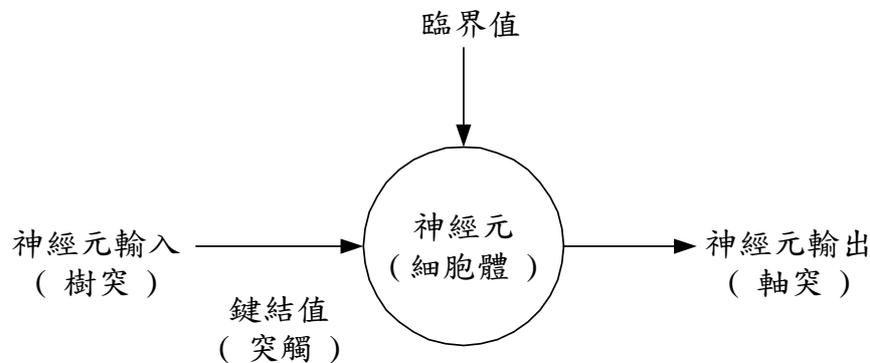


圖 3.2 單一生物神經元模型

人工類神經網路使用數個微處理器，用來當做人腦之中的神經元，將它們組成人腦的神經網路結構型態，然後選定一個數學推論出來的演算法，將這演算法置入這個類神經網路中，最後選定你所要讓類神經網路學習的東西，將它轉成類神經網路所能接受的型態，經由介面輸入，則類神

經網路就開始學習，並且自己調整每個微處理器(神經元)之間的加權值，直到符合你所要學習的目標。

3.2.2 人工神經元模型

在瞭解了生物神經細胞模型後，類神經網路便是模仿生物神經細胞而建立人工神經元，其模型如圖 3.3 所示。在圖 3.3 中，每一個人工神經元皆有多個輸入 $X_1, X_2, X_3, \dots, X_n$ 及一個輸出 y ，輸入值與輸出值的關係式，一般可用輸入值的加權乘積和的函數來表示，即

$$y(t) = f\left(\sum_{i=1}^n w_i \cdot x_i(t) - \theta\right) \quad (3.1)$$

其中 w_i ：模仿生物神經細胞的神經結加權值。

θ ：模仿生物神經細胞的細胞核偏權值(bias)，即輸入訊號的加權乘積和必須大於偏權值後，才能被傳輸至其他人工神經元中。

$f(\theta)$ ：模仿生物神經細胞的細胞核非線性轉換函數。

n ：人工神經元輸入數目。

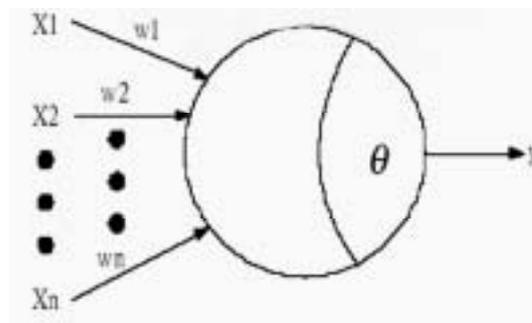
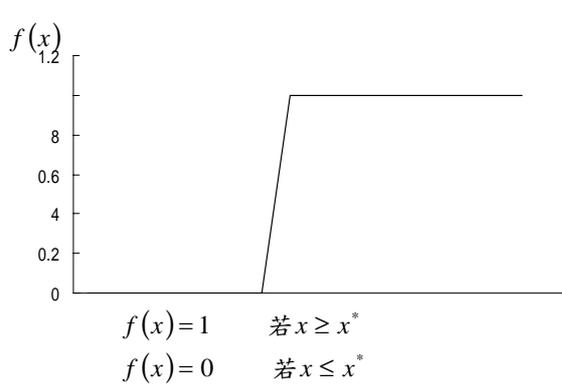


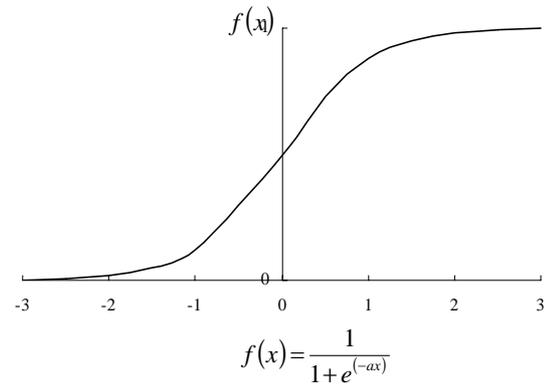
圖 3.3 人工神經元模型

3.2.3 常用的非線性轉換函數

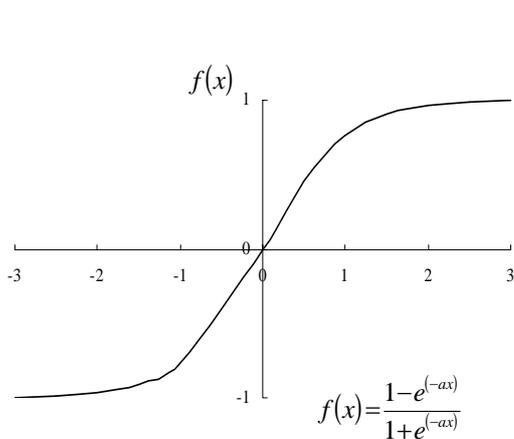
由式(3.1)知，非線性轉換函數可表示為 $f(x)$ ，其中 $x = \sum_{i=1}^n w_i \cdot x_i(t) - \theta$ 其目的是將輸入值的加權值的加權乘積和轉換為輸出值，而常用的非線性轉換函數有三種，包括閥值函數（兩值函數）、S 型函數（指數函數、雙曲正切函數）、高斯函數（Gauss 作用函數）等，如圖 3.4 所示：



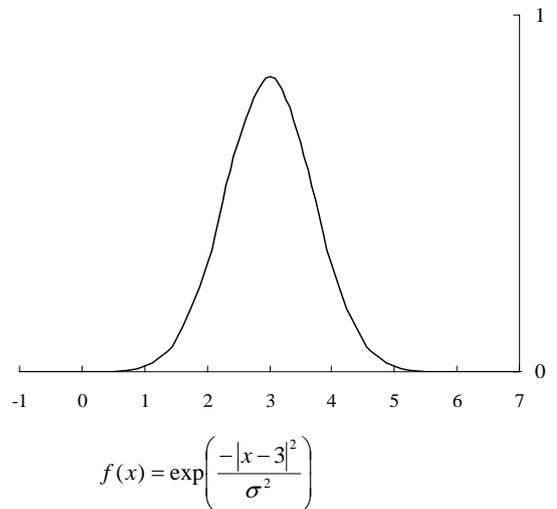
(a) 閥值函數/兩值函數



(b) 指數函數/雙彎曲函數



(c) 雙曲線正切函數



(d) 高斯函數/Gauss 作用函數

圖 3.4 常用的非線性轉換函數

1. 閥值函數/兩值函數(two-value function)，如圖 3.4(a)所示，其中

$$\begin{aligned} f(x) &= 1 && \text{若 } x \geq x^* \\ f(x) &= 0 && \text{若 } x \leq x^* \end{aligned} \quad (3.2)$$

使用這一類作用函數的神經網路有認知器、適應線性元件、Hopfield 網路、雙向聯想記憶網路等。

2. 指數函數/雙彎曲函數(sigmoid function)，如圖 3.4(b)所示，其中

$$f(x) = \frac{1}{1 + e^{(-ax)}} \quad (0 < f(x) < 1) \quad (3.3)$$

使用這一類作用函數的神經網路有回傳神經網路、連續 Hopfield 網路、適應 BAM 網路等。

3. 雙曲線正切函數(hyperbolic tangent function)如圖 3.4(c)所示，其中

$$f(x) = \frac{1 - e^{(-ax)}}{1 + e^{(-ax)}} \quad (-1 < f(x) < 1) \quad (3.4)$$

使用這一類作用函數的神經網路有回傳神經網路、連續 Hopfield 網路、適應 BAM 網路等。這類曲線不僅具有可微分的特性，而且能適當的反映出神經元的飽和性質。

4. 高斯函數/Gauss 作用函數(Gauss activation function)如圖 3.4(d)所示，其中

$$f(x) = \exp\left(\frac{-|x - 3|^2}{\sigma^2}\right) \quad (3.5)$$

使用 Gauss 作用函數的神經網路有放射狀基礎函數網路、機率神經網路。

前三種函數都有一共通性，即當輸入值較小時，其輸出值為 0(或為 -1，視函數而定)，而當輸入值較大時，其輸出值即轉為 1，這主要是根據

E.D.Adrain 的神經細胞的電化學作用學說。在實際使用時，這三種非線性轉換函數，常分別應用在不同的類神經網路的模式中。當類神經網路應用在二進位 (Binary) 系統時，大都採用兩值函數。當類神經網路應用在連續性(Continuous)系統時，雙彎曲函數及雙曲線正切函數便較實用。本文所採用之作用函數 Gauss 作用函數，乃架構在機率神經網路之學習機制下。

3.2.4 類神經網路的組成

類神經網路的架構大概分為三部份，就是處理單元、層(layers)及網路聯結部分 (Network)，簡述如下：

(1) 處理單元：

類神經網路中的基本運算單元，一般稱為人工神經元，為類神經網路組成的基本單元，其數學模型如圖 3.3 所示。類神經網路中每單元的輸出以扇狀送出，成為其他後續許多處理單元的輸入。各單元輸出值與輸入值的關係，一般可用輸入值得加權乘積和函數表示，式(3.1)中每一項都是模仿生物神經元中的功能。

(2) 層(layer)：

若干個有相同作用的處理單元所組成的部分即為“層”。在一般類神經網路架構內，常包含三種層:輸入層、隱藏層與輸出層，如圖 3.5 所示。

(3) 網路 (Network)：

由不同的層所組成的架構即為網路聯結，層與層之間透過神經鍵結，構成整個網路聯結，即本身也具備兩種功能，學習過程與回想過程。

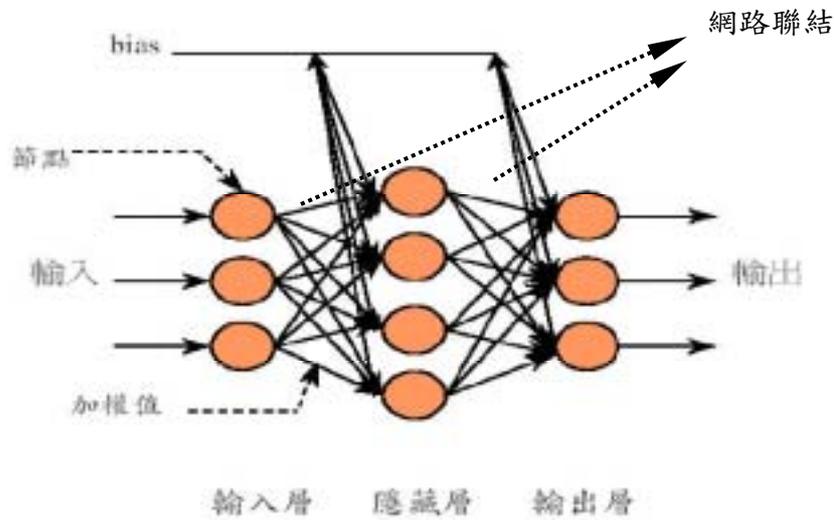


圖 3.5 類神經網路的層架構

3.3 類神經網路的種類與特性

類神經網路的模式有數十種，大致上依學習策略與網路架構加以分類，可歸納為：

3.3.1 以學習策略分類

依網路學習策略而言，可以分為以下四類：

- 1、監督式學習網路(supervised Learning Network)：所取得的訓練範例當中，包含輸入值以及輸出值，在學習的過程當中，輸入值經由網路的運算，會計算出一組推論值，將此推論值會與範例的輸出值比較，來調整網路內的權重值，如此不斷地反覆計算，以達到推論值與輸出值之差距達到最小，倒傳遞類神經網路即屬於此類網路。
- 2、非監督式學習網路(unsupervised Learning Network)：所取得的訓練範例當中，只有輸入值，從學習的範例去尋找範例內在聚類規則，自行找出輸入資料的規則或趨勢，自組織映射圖網路即屬於此類網路。
- 3、聯想式學習網路(Associate Learning Network)：所取得的訓練範例當

中，學習範例的內在記憶規則，以應用於新的輸入樣本中(只有不完整的狀態變數值而需推論其完整狀態變數值的應用)，Hopfield 網路即屬於此類網路。

4. 最適化應用網路(Optimization Application Network)：對一模擬問題所設計的變數值，不僅使其滿足設計限制條件，並且使得我們所定義的目標達到最佳狀態的設計目標，Hopfield-Tank 神經網路即屬於此類網路。

3.3.2 以網路架構分類

依網路架構分類可以分為以下兩類：

1. 前饋式網路架構 (Feedforward Network)：前饋式網路是一種階層式網路，它包含數個"層(layer)"，如輸入層、隱藏層及輸出層，同一層裡的神經元彼此不相連結，而每一層皆由其他層的神經元彼此連結，信號的傳輸方向也是單方向，由前往後傳輸，如圖 3.6，學習向量量化網路(LVQN)與倒傳遞類神經網路(BPN) 即屬於此類網路。

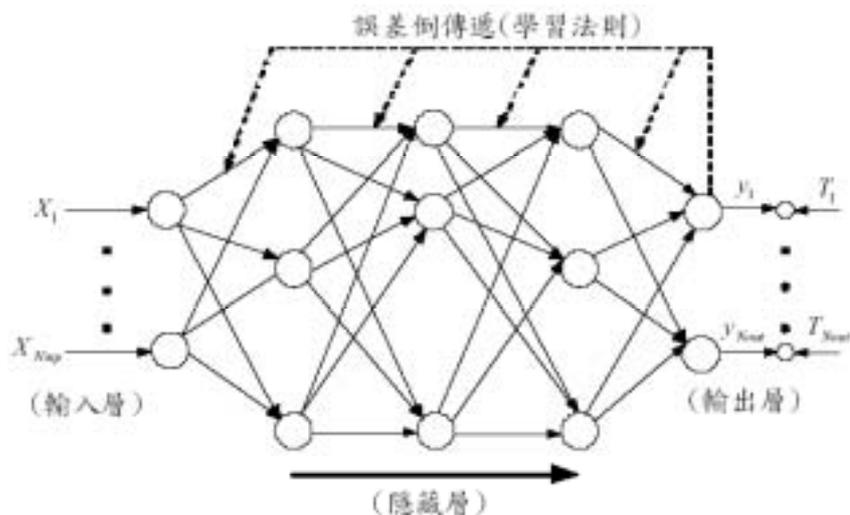


圖 3.6 前饋式類神經網路

2、回饋式網路架構(Feedback Network)：回饋式網路中的神經元彼此相互連結；每個神經元是平行地接受其他神經元的訊號，並且再將訊號平行地輸出到其他神經元，如圖 3.7，Hopfield 網路即屬於此類網路。

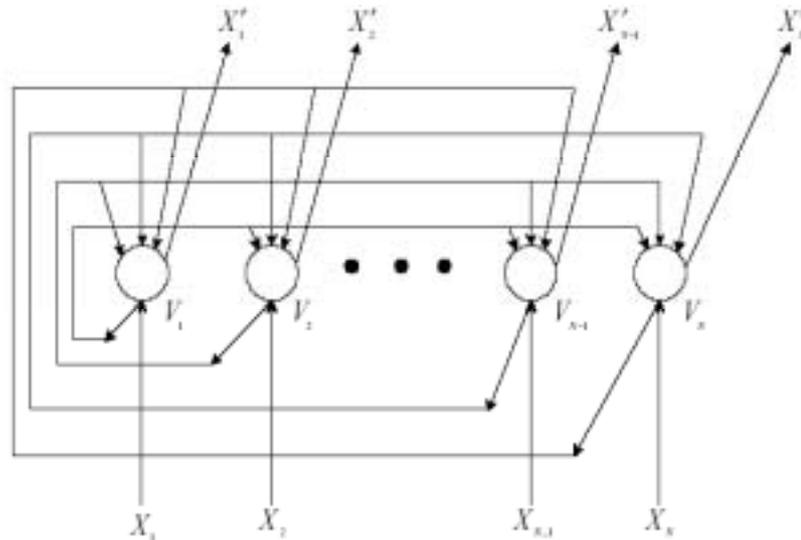


圖 3.7 回饋式類神經網路

3.3.3 類神經網路的選用

類神經網路經由訓練後，將具有我們訓練前所期望的功能，不同的學習法則，或者不同的學習法則的結合，可組織成不同種類神經網路，以解決某些特殊問題，如下所示：

- 適應線性元件應用於雜訊的消除。
- 辨識器應用於數字辨識，具有良好的辨識能力。
- 競爭學習神經網路應用於影像壓縮。
- Boltzmann 機器應用於解決最佳化的問題。
- 回傳神經網路適用於函數近似的問題。
- 放射狀基礎函數網路同樣適用於函數近似的問題。

類神經網路的應用相當的廣泛，由於學習演算法與神經網路架構的不同，可解決的問題也就不同，我們在解決問題之前，必須選擇適當的學習

神經網路，以協助我們訓練出具有特殊功能的網路，本論文將採用監督式學習法，及前饋式網路架構，建構具有諧波源偵測功能之神經網路。

3.3.4 類神經網路的特性

雖然類神經網路的模式不下數十種，但是一般而言具有下列幾項特性：

- 1、平行處理：類神經網路採用大量平行計算，經由許多不同的人工神經元來做運算處理，有別於傳統的范紐曼式 (Von Neumann) 電腦。
- 2、錯誤容忍度：類神經網路在運作時具有很高的錯誤容忍度，如果輸入的資料混雜些許的雜訊干擾，仍然不會影響其運作的正確性。而且即使有部分人工神經元失效，整個類神經網路仍然能夠有效運作。
- 3、聯想記憶：在回歸型類神經網路中，並沒有所謂的資料記憶區，但是網路卻可以記住需記憶的訓練範例，以後若對輸入訊號進行運算時，整個網路藉由運算過程可聯想出相對應的輸出值。這種記憶方式稱為"聯想記憶"，而它的聯想過程稱為"內容定址(Content Addressing)"。
- 4、解決最佳化(Optimization)問題：類神經網路的學習過程，是調整參數來達成目標差最小的過程，即是達到最接近目標之最佳化過程，而學習規則可謂解最佳化問題的方法。
- 5、超大型積體電路實現 (VLSI Implementation)：類神經網路之結構有高度的互聯性，其運算方式簡單且具規則性，易以超大型積體電路實現。
- 6、可模擬非線性問題：神經網路的神經元有時可採用可微分之非線性轉換函數，此非線性轉換函數可表成無窮級數，而輸入與輸出之映射關係則藉由學習法則來調整網路參數以達其誤差最小化來逼近非線性之映射關係。

本論文採用機率神經網路，應用於諧波源位置偵測之研究，其具有學

習速度極快，網路連結加權值只需一次設定，而直接從訓練範例中取得所需資料，無任何迭代過程修正網路連結加權值之特性，本文提出以系統匯流排諧波電壓值資料作為訓練資料，採用機率神經網路加以訓練，期望具有偵測諧波源位置之功能。隨著電力電子設備被廣泛應用於電力系統，新的電力轉換設備將加入系統，為了適應新的環境，神經網路應具備快速學習及良好的適應能力系統，才能夠在短時間內重新學習以應付新環境，機率神經網路另一個優點是具有快速學習的能力，若有新的諧波源投入於系統中之動作資料，可在短時間內學習完成。

3.4 小波理論

近年來在訊號處理的方法，不外乎快速傅立葉轉換(FFT)或者短時傅立葉轉換(STFT)，這兩種訊號的處理方法各有其優缺點;例如：FFT 在頻率域中具有良好的解析度，而 STFT 在時間域及頻率域上獲得良好的解析度，但也只能粗略地知道其發生時間及頻率的大概範圍。而在 1910 年由 Haar 所提出之小波(Wavelet)概念[31-34]，將訊號處理的方法更往前跨進一大步。

3.4.1 Fourier Analysis 簡介

在從事訊號處理的學者們，最常使用的工具便是傅立葉轉換，傅立葉分析是將訊號分解成數個不同頻率的三角函數（如下式），也就是說將時域訊號轉換至頻率中做分析。

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)e^{-j\omega t} dt \quad (3.6)$$

其中 $s(t)$ ：時域的訊號
 $s(\omega)$ ： $s(t)$ 在頻域的訊號

但傅立葉轉換有一個嚴重的缺點便是將訊號轉換至頻率域中時，其時間的資訊便會失去，也就是說在頻率域中我們不可能知道其特別事件發生的時間。而且傅立葉轉換對於穩態訊號 (stationary signal) 的分析較有效，但是對於非穩態訊號 (non-stationary signal) 的分析並不是如此的有用。在大自然界中，我們較感興趣的是非穩態訊號及一些短暫的特徵 (漂移、趨勢、突然的改變、.....等)，而這些在訊號處理中是非常重要的部份，但傅立葉分析卻不能做到。由圖 3.8 可看出其轉換示意圖。

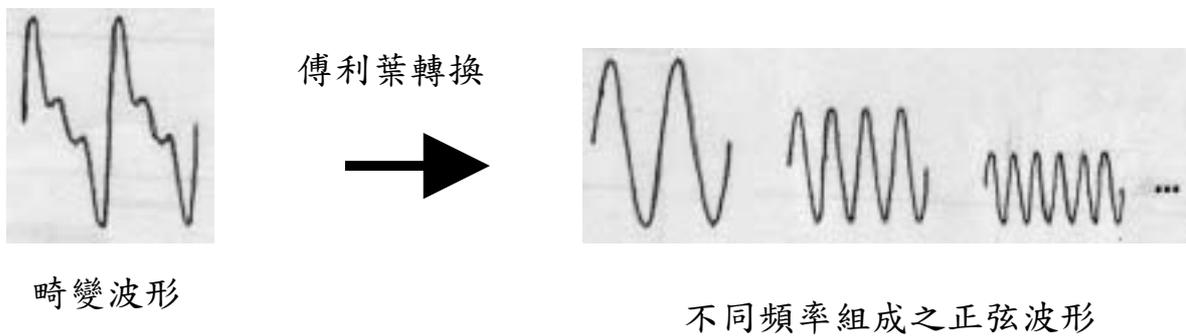


圖 3.8 Fourier Transform 示意圖

3.4.2 短時傅氏轉換—STFT 簡介

為了彌補傅立葉分析的一些缺點，Dennis Gabor (1946) 將視窗 (windowing) 的觀念引進到傅立葉轉換中，此種分析方法便是所謂的短時傅立葉分析。

$$STFT(\tau, \omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) g^*(t - \tau) e^{-j\omega t} dt \quad (3.7)$$

- 其中
- $s(t)$: 時域的訊號
 - $g(t - \tau)$: 視窗移動函數
 - τ : 沿著時間軸的平移參數

STFT 為窗口傅立葉轉換 (Windows Fourier Transform)，利用 τ 的移動去函蓋整個時間軸，以取得訊號的區域資訊。將非平穩訊號分成許多區段，並假設在每一區段中之訊號是平穩的，乘上與其相同長度的視窗函數 (Windows Function) 做傅立葉轉換，再將其映射至從中提取的時頻函數二維函數，當視窗函數 $g(t)$ 相當小時，得到區域的瞬時間訊號，所以改善了傳統傅利葉轉換的缺點。

使用 STFT 不論在平穩或非平穩訊號，都能同時獲得時域及頻率域的訊息。但是因為 STFT 使用固定之時間視窗，當 STFT 視窗選定之後，時域與頻率域的解析度就已經固定，無法隨輸入訊號來改變，對於任何頻率的輸入訊號皆使用相同的寬度如圖 3.9 所示。若視窗取的太小則只能得知高頻訊號的訊息而遺失低頻訊號的訊息；視窗取的太大則只能得知低頻訊號的訊息而遺失高頻訊號的訊息，若一訊號含有高頻及低頻，則 STFT 就無法兼顧到。



圖 3.9 STFT 示意圖

在短時傅立葉分析中，其在頻率域中的座標軸不再是頻率 (frequency) 與大小 (amplitude) 所構成的平面座標系，圖 3.9 所示，可解決傅氏轉換到頻率域時，無法了解時間軸上的變化問題。但 STFT 由於它的視窗大小為固定，有一些需要更佳解析度時，便無法進行調整，對於較細微的部分訊息被忽略，造成訊息模糊不清的問題。但是小波理論的視窗大小不為固定可解決此問題，也兼具 STFT 之優點。

3.5 小波(Wavelet)特性

在早期的訊號處理方法，首推快速傅立葉轉換(FFT)，由於它能夠使我們獲得頻率域中的重要訊息。但隨著時代的進步及工程複雜度的增加，單單只有頻率域的訊息是不足夠的，因而發展出短時傅立葉轉換(STFT)，它能同時提供我們時間域及頻率域的訊息，但是由於它是採用單一視窗，使得某些較細微的部分(須具備高解析度)被忽略。為了改善上述之缺點，學者提出小波轉換(Wavelet Transform)的概念。小波轉換如圖 3.10 所示。

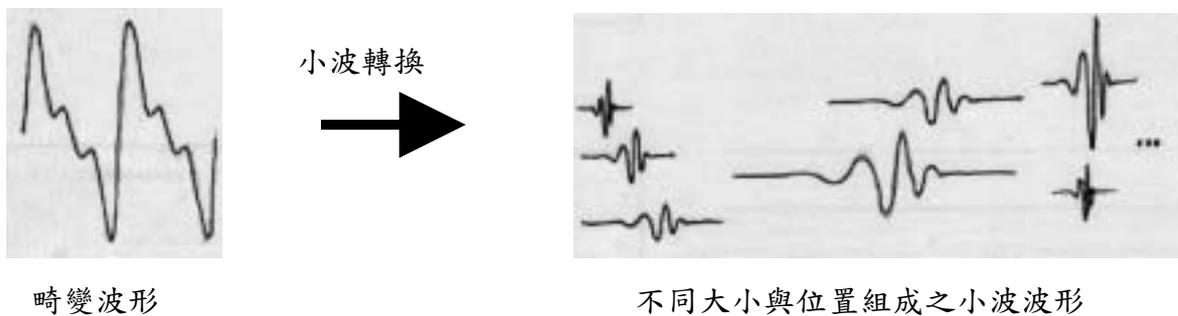


圖 3.10 小波轉換示意圖

有別於 FFT 及 STFT，它具有兩個重要的參數，即 d-尺度參數 (dilation parameter, d) 與平移參數 (translate parameter, τ)，其中 d-尺度參數是將圖形作壓縮或伸展，如圖 3.11

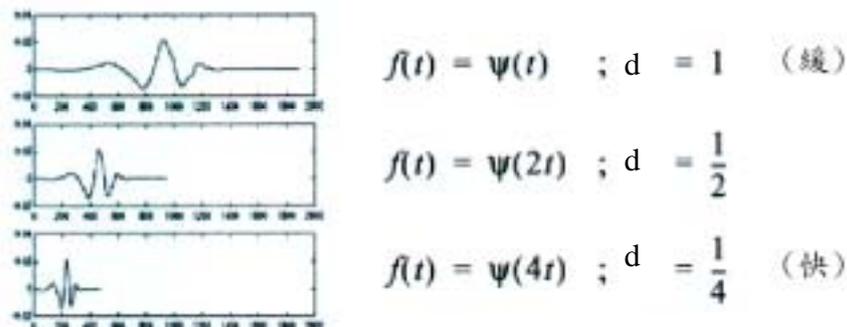


圖 3.11 尺度參數 d 的作用

而 τ -平移參數是將函數圖形在時間軸上作平移，如圖 3.12

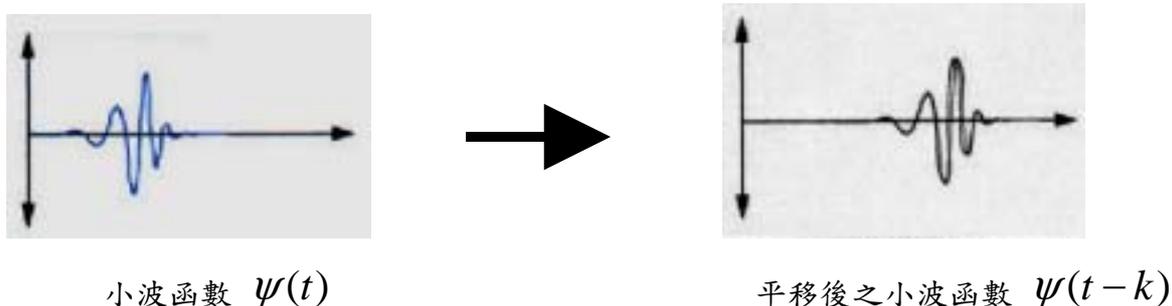


圖 3.12 平移參數 τ 的作用

d-尺度參數和頻率成倒數，亦即 d 值(尺度)愈小則頻率愈大，圖形被伸展開；而 d 值(尺度)愈大則頻率愈小，圖形被壓縮，而其尺度參數與頻率間的關係我們可以整理得出如下：

- d 小(低尺度) → 壓縮小波 ((Compress wavelet) → 快速變化、細部特徵 (rapidly changing、details features) → 高頻(High frequency ω)
- d 大(高尺度) → 伸展小波 (Stretched wavelet) → 緩慢變化、粗糙特徵 (slowly changing、coarse features) → 低頻(Low frequency ω)

這個關係使得小波在頻率域中具有縮小 (Zoom-in) 的及放大 (Zoom-out) 的功能。

總括而言，小波具有下列幾項特性：

1. $\psi(\omega=0)$ 在 $\omega=0$ 時， $\int_{-\infty}^{\infty} \psi(t)dt$ 。亦即小波的均值必須為零，且具有振盪的特性。
2. 它們是帶通訊號(bandpass signals)。
3. 小波隨著時間 $t \rightarrow \pm\infty$ ，而迅速遞減為零。
4. $C_{\psi} = \int_0^{\infty} \frac{|\psi(\omega)|^2}{\omega} d\omega < \infty$ (此式存在才有反小波轉換)

3.6 小波轉換種類

(1) 連續小波轉換 (Continuous Wavelet Transform, CWT)

假設訊號 $s(t) \in L^2(\mathbb{R})$ 一平方可積，則訊號 $s(t)$ 的連續小波轉換 (CWT) 可表示為下式：

$$CWT(d, \tau) = \frac{1}{\sqrt{d}} \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \psi\left(\frac{t-\tau}{d}\right) dt \quad (3.8)$$

其中 $\psi(t)$ 稱為基本小波 (basic wavelet) 或稱為母波 (mother wavelet)，而 $\frac{1}{\sqrt{d}} \psi\left(\frac{t-\tau}{d}\right)$ 稱為小波基底函數 (wavelet basic function) 或稱為子波 (baby wavelet)，而 $\frac{1}{\sqrt{d}}$ 是為了使其轉換後的能量保持相等。

基本小波 $\psi(t)$ 可以為實數或複數，這會造成小波轉換的結果為實數或複數。在某些應用中，使用複數小波會較好，因為使用複數小波之小波轉換的相角含有許多有用的資訊。

(2) 離散參數小波轉換 (Discrete Parameter Wavelet Transform, DPWT)

$$DPWT(m, n) = d_0^{-\frac{m}{2}} \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \psi(d_0^{-m} t - n\tau_0) dt \quad (3.9)$$

連續小波轉換由於參數是連續的，所以並不像離散小波轉換那樣常常被工程師所使用。連續小波轉換通常用於看性質，若要在電腦上計算則須用離散小波轉換。在離散小波轉換中，離散的部分只有尺度參數 a 及平移參數 τ ，時間還是連續的。其中 $d = d_0^m$ 及 $\tau = n\tau_0$ ， d_0 ， τ_0 為取樣間隔 (sampling intervals)， m 、 n 為整數， $s(t)$ 與 $\psi(d_0^{-m} t)$ 仍為連續。此轉換與離散傅立葉級數相同，只有頻率為離散。為了計算上能更有效率，通常令 $d_0 = 2$ 及 $\tau_0 = 1$ ，以 2^{-m} 倍數來擴張及以 $2^{-m} n$ 倍數來

平移。

(3) 離散時間小波轉換 (Discrete Time Wavelet Transform)

$$DPWT(m, n) = d_0^{-\frac{m}{2}} \sum_k s(k) \psi(d_0^{-m} k - n \tau_0) \quad (3.10)$$

即 $s(k)$ 與 $\psi(k)$ 均為離散，在時間上不連續， $t=kT$ 且取樣間隔 $T=1$ 。此轉換與離散傅立葉級數相似，時間及頻率皆為離散。所以離散時間小波轉換與離散參數小波轉換之不同處在於將(3.9)式中積分換為總和。

(4) 離散小波轉換 (Discrete Wavelet Transform)

$$DWT(m, n) = 2^{-\frac{m}{2}} \sum_k s(k) \psi(2^{-m} k - n) \quad (3.11)$$

即令 (3.10) 式中 $d_0=2$ 及 $\tau_0=1$ ，以以 2^{-m} 倍數來擴張及以 $2^{-m} n$ 倍數來平移。

第四章 類神經網路於諧波源偵測架構與人機介面

4.1 前言

本章主要是描述如何以機率神經網路來偵測電力系統上之諧波源與位置。電力系統上有許多種類的非線性設備會產生諧波，諧波的存在對電力設備會有不良的影響，藉由人工智慧的方法來判斷系統發生諧波源之匯流排位置與設備，將有助於提升調度人員處理與判斷的能力，經由諧波源偵測架構之建立，而管制諧波首要工作將是持續監視評估系統的諧波大小，建立完整諧波資料檔案，再選擇最佳的諧波抑制方法。

在以往的文獻中，人工智慧的方法亦被提出應用在電力工程領域，如故障區域偵測、警報訊號處理、變壓器故障診斷、及諧波偵測等，藉由不同的網路結構及學習演算法，訓練類神經網路具有上述的功能，以往的文獻中以回傳神經網路(Backpropagation Neural Network)應用最為廣泛，然而回傳神經網路存在著某些問題[35]，如採用梯度下降法容易陷入局部誤差極小(Local Error Minimum)、學習速度緩慢之缺點、及網路架構設定的問題，隱藏層的層數及隱藏神經元個數多寡，將影響神經網路訓練的效能，若網路架構設定太過複雜，不僅學習速度會變得比較慢，亦造成網路過度適應(Overfitting)，使其推廣能力(Generalization)變得較差，針對上述的缺點，通常以改善學習法則的方式來解決。

本文提出以機率神經網路 (Probabilistic Neural Network) 應用於諧波源(Harmonic Source)位置之偵測架構，主要根據負載諧波源的特性，透過諧波潮流分析程式，分析各種負載產生不同頻率之諧波成份，依據各種頻譜圖樣及與特徵值作為訓練資料，期望能執行偵測諧波源之工作。

另外，亦提出小波網路 (Wavelet Network) 應用於諧波源位置偵測，結合小波轉換與 PNN 機率神經網路之優點，期望直接從畸變時

域波形擷取採樣資料，經小波轉換成特徵圖樣後，再藉由 PNN 機率神經網路辨識功能以確認諧波源位置，期望能夠縮短資料處理時間和簡化網路結構兩大目標。

4.2 機率類神經網路

機率神經網路 (Probabilistic Neural Network) 是由 D. F. Specht 在1988年提出，機率神經網路的架構基本上，是一個四層神經元結構的網路模型，屬於前向式的神經網路架構的一種，機率神經網路主要的理論基礎建立在於貝氏決策上。

運用機率神經網路於任意維度輸出的分類應用問題上，可以快速且有效地解決，在於輸入向量大小上的問題上，由於網路結構上的優點，並沒有限定一定是連續值或必須是二進位值，對於面對不同型的問題上多了許多的方便性。而且機率神經網路在面臨因為系統外界環境因素改變，而需要加入新的分類資料時，僅需對新進之資料定義新分類資料的權值而無需像其他類型的網路架構改變全部的網路權值。

4.2.1 貝氏分類器 (Bayes Classifier)

機率神經網路的主要架構建立在以貝氏分類法則 (Bayes' Method) 為基礎的分類器上。

假設一分類問題具有K個類別：

$$C_1, C_2, \dots, C_k \quad (4.1)$$

此一分類問題的分類規則是由M維的特徵向量

$$X = (X_1, X_2, \dots, X_m) \quad (4.2)$$

所決定，即在此M維樣本空間中，各分類的機率密度函數為特徵向量的函數：

$$f_1(X), f_2(X), \dots, f_k(X) \quad (4.3)$$

而貝氏分類器的決策公式：

$$h_i c_i f_i(X) > h_j c_j f_j(X) \quad \text{對所有的 } j \neq i \quad (4.4)$$

其中 f_k ：第 x 類的機率密度函數

c_k ：代表應為第 x 類，但被誤判的評估函數值

h_k ：第 x 類的事前機率 (prior probability)

在理論上利用上面貝氏決策公式可解決分類的問題，但是實際應用中會有一個問題。因為在於一般情況下，我們並無法事先了解要訓練的資料真實的機率密度函數，但是為了要利用貝氏分類器解決問題，所以在使用貝氏分類器時，對於每一個類別的訓練資料，必須假設一個機率密度函數，在一般的情況下，為了使用上的方便假設該機率密度函數具有固定的形式，例如常態分佈。如此一來，便能夠利用已知的訓練資料來估計出機率密度函數的參數，方便在應用貝氏分類器上。

此種神經網路學習速度極快，直接從訓練範例設定網路連結加權值，而且只需一次設定，無任何修正加權值的疊代過程，網路的連結數與訓練範例數有關。機率神經網路的基本原理是由機率模型所啟發的貝氏分類器(Bayesian Classifiers)，一群具有 N 維輸入向量的訓練範例可視為 M 維空間之樣本點，神經網路藉由樣本點估計整個樣本空間中各分類器之機率密度函數，如式(4.5)

$$f(x) = \frac{1}{(2\pi)^{n/2} \sigma^n} \sum_{i=1}^m \exp\left(-\frac{\|X - X_i\|^2}{2\sigma^2}\right) \quad (4.5)$$

其中 $f(X)$ ：當分類 A 在 X 點位置的機率密度函數值

i ：訓練向量的個數

n ：訓練向量中的個數

σ : 平滑參數

n : 在 A 分類中的訓練向量個數

X : 測試分類向量

X_i : 在分類 A 中第 i 訓練資料

其中 $\|X - X_i\|$ 為 X 向量與 X_i 向量之歐氏距離平方， σ 稱為平滑參數 (Smoothing Parameter)。機率神經網路的架構如圖4.1所示，可分成輸入層、隱藏層、及輸出層三部分，隱藏層用來表示訓練範例，與輸入層連結儲存著該訓練範例的特徵向量，輸出層用來表示分類結果，與隱藏層連結儲存著該訓練範例的分類訊息。圖4.1為機率神經網路之架構圖。

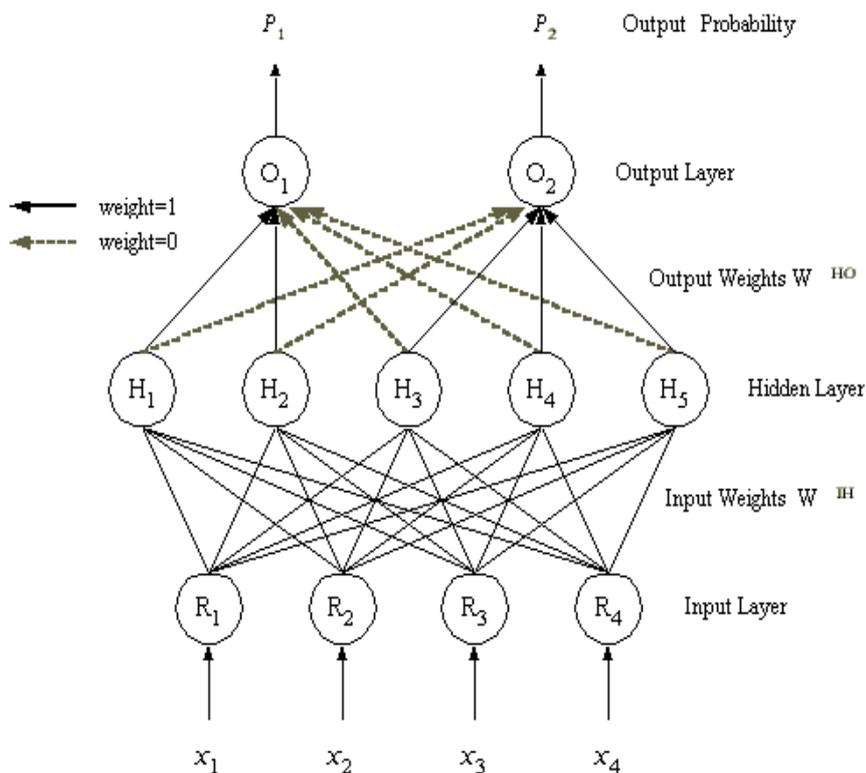


圖4.1 機率神經網路架構圖

4.2.2 機率神經網路演算法

學習過程

步驟一 設定輸入層至隱藏層間之鍵結值矩陣，如(4.6)式

$$w_{ki}^{IH} = x_i(k) \quad (i=1, 2, \dots, n) \quad (4.6)$$

其中 $W^{IH} = [w_{ki}^{IH}]_{k \times n}$ ， $X(k) = [x_1(k), \dots, x_i(k), \dots, x_n(k)]^t$ ， $x_i(k) \in N$ 。

步驟二 設定隱藏層至輸出層間之鍵結值矩陣，如(4.7)式

$$w_{kj}^{HO} = \begin{cases} 1, & k \in \text{Category 1} \\ 0, & k \in \text{Category 2} \end{cases} \quad (4.7)$$

其中 $W^{HO} = [w_{kj}^{HO}]_{k \times m}$ ($j=1, 2, \dots, m$)。

回想過程

步驟一 讀取網路連結之鍵結值矩陣 W^{IH} 和 W^{HO} 。

步驟二 讀取測試向量 $X = [x_1, \dots, x_i, \dots, x_n]$ 輸入至神經網路。

步驟三 傳遞測試向量 X 至隱藏層，並計算隱藏層輸出，如(4.8)式和(4.9)式

$$net_k = \sum_{i=1}^n (x_i - w_{ki}^{IH})^2 \quad (4.8)$$

$$H_k = \exp\left(-\frac{net_k}{2}\right) \quad (4.9)$$

其中平滑參數 $\tau_1 = \tau_2 = \tau_3 = \dots = \tau_K = \tau$ 。

步驟四 傳遞隱藏層之輸出至輸出層，並計算屬於第一類之機率總和 O_j ，如(4.10)式

$$O_j = \sum_{k=1}^K w_{kj}^{HO} H_k \quad (k \in \text{Category } 1) \quad (4.10)$$

步驟五 計算隱藏層之輸出機率總和，並計算最後輸出機率 $Prob P_j$ ，如(4.11)式

$$Prob P_j = \frac{O_j}{\sum_{k=1}^K H_k} \quad (4.11)$$

4.3 小波網路

4.3.1 簡介

傳統電力品質之量測與分析乃藉由快速傅立葉轉換，將信號從時域轉至頻域，以了解信號頻譜。然而，傅立葉轉換係著重於週期性穩態信號之探討，但對於高頻穩態現象，則無法藉由快速傅立葉轉換獲得精確結果。同時，對於不良品質亦無法於時域適時發出警訊。

小波分析轉換與 Fourier 變換相比，這是一個時間和頻率的局域變換，因而能有效的從信號中提取信息，通過伸縮和平移等運算功能對函數或信號進行多尺度細化分析 (Multiscale Analysis)，解決了 Fourier 變換不能解決的許多困難問題。Wavelet 理論的發展其實是為了改進 Fourier transform 的缺點，但其又將原有 Fourier transform 的優點要全部保留下來，在電機界，要解決這個問題，其實最常用的方法是 Windowed Fourier Transform，但是這個方法其

實並沒有解決原有 Fourier transform 的缺點,例如 window size 選 0.1 秒時,這時寬度大於 0.1 秒的 pulse 能被有效地觀察到,但小於 0.1 秒的 pulse 就不怎麼清楚了。例如假設在 2.000—2.001 秒中出現一個寬度為 0.001 秒的 pulse,如用上述的 Windowed Fourier transform,可能偵測不到這個 pulse,即使知道有 pulse 發生,也不知道其寬度及位置。

在 4.4 小節已說明應用 PNN 機率神經網路辨識頻譜圖樣之規劃方式,因實際應用上 Fourier transform 或數位濾波器 (Digital filter) 技術需要耗費處理時間與記憶容量,使的整個偵測過程無法有效且快速的運算,本章提出另一個解決方案應用於諧波偵測,以小波理論和 PNN 機率神經網路結合之小波網路 (Wavelet Network) 建構諧波源偵測系統,為了簡化 Fourier transform 或數位濾波器技術,本章提出直接由畸變的時域波形,偵測諧波源之位置。第一階段小波轉換之概念將畸變的時域波形之基頻波形有效濾除,只剩下高頻之成分特徵值圖樣,小波轉換函數如同濾波器功能,快速將畸變波形有效轉換至小波域之特徵圖樣,第二階段藉由 PNN 機率神經網路之辨識功能,有效辨識特徵圖樣已確認諧波源之位置。

基於以上之原因與理由,本文結合小波轉換和 PNN 機率神經網路設計一套諧波源偵測系統,希望偵測系統能涵蓋更細微之諧波成分,使得辨識效果更精確且有效縮短整個運算時間,整個小波網路諧波偵測系統如圖 4.2 所示。

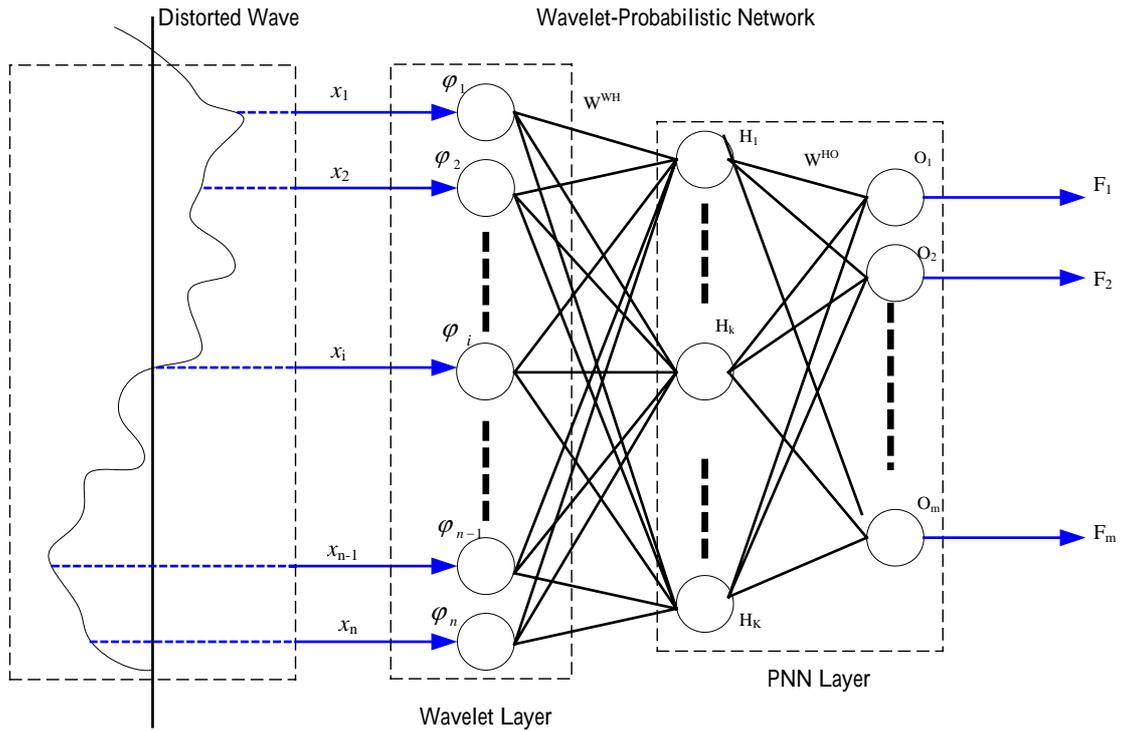


圖 4.2 小波網路諧波偵測系統圖

4.3.2 小波轉換

在第三章已描述小波轉換函數分成連續和離散兩種模式，因連續性小波轉換函數在實際應用時有其困難度，本文則選用離散性小波轉換函數，其小波轉換函數定義如下：[36]

母函數 (mother wavelet) 之數學表示式如(4.12)式

$$\Psi_{d,t}(x) = 2^{\frac{d}{2}} \psi(2^d x - t) \quad \Psi_{d,t} \in L^2(R^n) \quad (4.12)$$

本文所採用之小波函數，乃是高斯 (Gaussain) 小波函數，其具濾波和特徵值擷取之特性。本文所選用之小波轉換函數係數從母函數 (4.12) 式所推導出小波層函數，可表示成 (4.13) 式。

$$\psi(X) = -X \exp(-\frac{1}{2} / X^2) \quad (4.13)$$

其中 $X=2^d x - t$ ，小波層之 n 個高斯小波含函數可表示成（4.14）式。

$$\varphi_i(x_i) = -2^{\frac{d_i}{2}} (2^{d_i} x_i - t_i) e^{-\frac{1}{2} (2^{d_i} x_i - t_i)^2} \quad (4.14)$$

其中 d_i ：尺度函數（dilation function），用於擴展，壓縮小波基底函數 $\psi(t)$ ，與頻率有關。

t_i ：為位移函數（translation function），用以移動小波基底函數 $\psi(t)$ 涵蓋整個時間域，與時間有關。

x_i ：連續取樣之樣本數，乃是以連續時間之訊號 x 值

經（4.14）式所計算後可視為濾波器之效果，利用此一功能效果將消去原先之基本波，經小波轉換函數轉換成小波域之特徵值，而將此細微之變量值做為系統之辨識值。

4.3.3 小波網路演算法

本文提出小波網路其演算法分成學習和回想兩個過程，分述如下：

學習過程

步驟一 設定小波層至隱藏層之鍵結值矩陣 W^{WH} ，如(4.15)和(4.16)式

$$\chi_i(k) = -2^{\frac{d_i}{2}} (2^{d_i} x_i - t_i) \exp(-\frac{1}{2} (2^{d_i} x_i - t_i)^2) \quad (4.15)$$

$$w_{ki}^{WH} = \chi_i(k) \quad (i=1, 2, \dots, n) \quad (4.16)$$

鍵結值矩陣 $W^{WH} = [w_{ki}^{WH}]_{k \times n}$ ， $X(k) = [\chi_1(k), \dots, \chi_i(k), \dots, \chi_n(k)]^t$ ， $\chi_i(k) \in \mathbb{N}$

其中 $\chi_i = \chi(nT)$, 測試波形 χ 週期性信號樣本 (未知波形取樣)
 $t_i = \chi_c(nT)$, 測試波形 χ_c 週期性信號樣本 (基頻波形取樣)
 d_i : 尺度函數, 本文設定 $d_1 = d_2 = d_3 = \dots = d_n = 0$ 。
 T : 取樣週期
 n : 取樣點數

步驟二 設定隱藏層至輸出層之鍵結值矩陣 W^{HO} , 如 (4.17) 式

$$w_{kj}^{HO} = \begin{cases} 1, & k \in \text{Category 1} \\ 0, & k \in \text{Category 2} \end{cases} \quad (4.17)$$

鍵結值矩陣 $W^{HO} = [w_{kj}^{HO}]_{k \times m}, j=1, 2, \dots, m$.

回想過程

步驟一 讀取網路連結之鍵結值矩陣 W^{IH} 和 W^{HO} 。

步驟二 讀取測試向量 $X = [x_1, \dots, x_i, \dots, x_n]$ 輸入至小波網路。

步驟三 傳遞測試向量 X 至小波層, 並計算小波層輸出, 如 (4.18) 式

$$\varphi_i = -2^{\frac{d_i}{2}} (2^{d_i} x_i - t_i) \exp\left(-\frac{1}{2} (2^{d_i} x_i - t_i)^2\right) \quad (4.18)$$

步驟四 傳遞小波層之輸出至隱藏層, 並計算隱藏層輸出, 如 (4.19) 式、(4.20) 式

$$\text{net}_k = \sum_{i=1}^n (\varphi_i - w_{ki}^{WH})^2 \quad (4.19)$$

$$H_k = \exp\left(-\frac{\text{net}_k}{2}\right) \quad (4.20)$$

步驟五 傳遞隱藏層之輸出至輸出層，並計算屬於第一類之機率總和 O_j ，如(4.21)式

$$O_j = \sum_{k=1}^K w_{kj}^{HO} H_k \quad (k \in \text{Category } 1) \quad (4.21)$$

步驟六 計算隱藏層之輸出機率總和，並計算最後輸出機率 $Prob P_j$ ，如(4.22)式

$$Prob P_j = \frac{O_j}{\sum_{k=1}^K H_k} \quad (4.22)$$

4.4 諧波源位置偵測系統之設計

為了確實掌握諧波電流與電壓是否合乎管制值，必須長時間測量電力設備之諧波產生量、諧波背景與諧波走勢，諧波測量資料可用來確認模擬結果，早期數位處理應用軟體運算速度與記憶體容量有限，電力品質監測儀器祇能對電流與電壓波形作監視，近代由於諧波分析儀器相當進步，已具備多功能資料測量、暫態與隱態資料儲存功能，依照使用目的不同可分成不同的種類[1]：

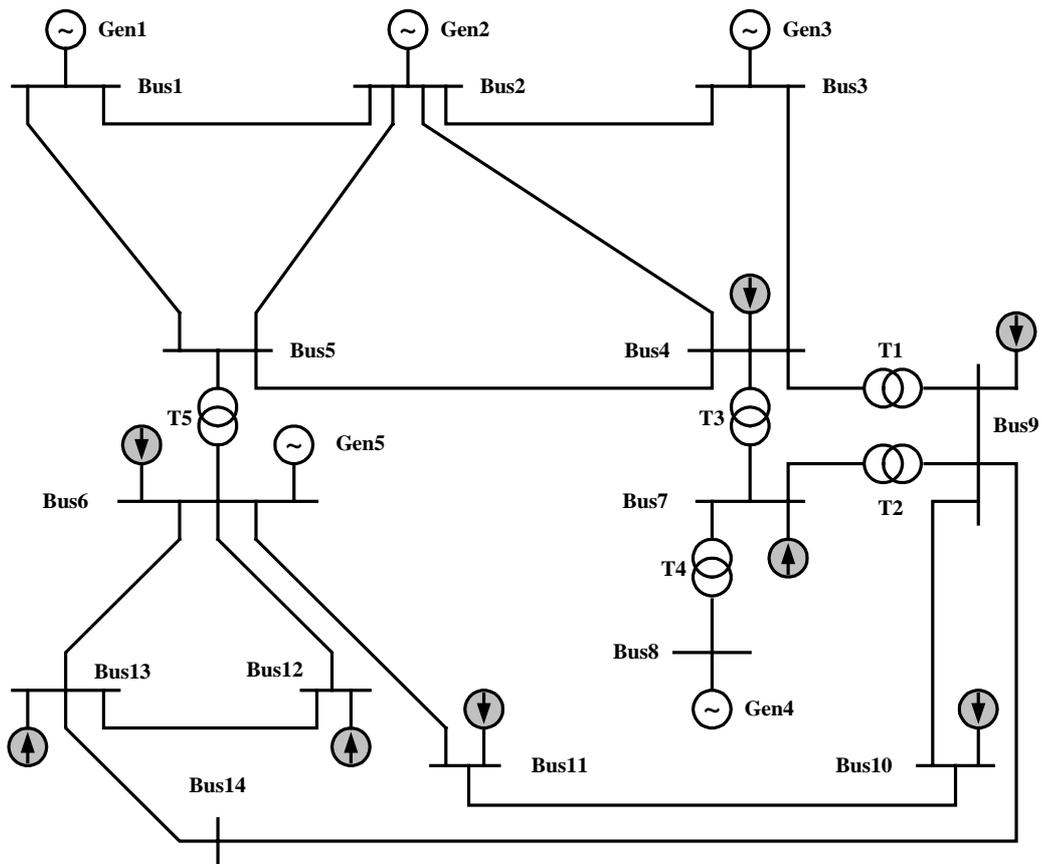
- 頻譜分析儀(Spectrum Analyzers)：可分析各整數倍或非整數倍諧波成份。
- 失真率分析儀(Distortion Analyzer)：顯示總諧波失真率。
- 諧波分析儀或波形分析儀(Harmonic Analyzers or Wave Analyzers)：可分析諧波大小，並有記錄與列印功能。
- 數位諧波測量設備(Digital Harmonics Measuring Equipment)：利用數位濾波器(Digital Filters)或傅立葉快速轉換(Fast Fourier

Transformer)技術，可快速而且大量擷取測量資料。使用傅立葉快速轉換技術，可配合個人電腦作即時資料擷取與記錄。

本研究將在既有的諧波量測設備下，規劃以類神經網路為主之諧波源偵測系統，在個人電腦上建構偵測系統，事實上諧波量測儀器採用數目常受到限制，而且分析儀器價格相當昂貴，無法在每個匯流排上安置諧波量測儀器[7-9]，如何選擇少量的儀表數目及適當的位置，使得諧波來源偵測的工作變得有效率，為本研究另一個主要探討的課題。

諧波的產生主要來源為電力系統中之電力電子轉換設備，欲瞭解非線性設備之特性，可藉由諧波潮流分析程式來分析，在電力系統中之潮流分析包含基頻與諧波潮流分析，基頻潮流分析主要處理系統正常運轉下，運算線上電流及匯流排上之電壓大小和相角，諧波潮流分析主要運算諧波電流注入系統時，所產生之諧波電壓和總諧波電壓失真率(Total Harmonic Distortion of Voltage, THD)，其結果可用來判斷諧波污染的程度。

本文以 IEEE 14-bus 電力系統分析規劃，如圖 4.3 所示，其系統相關的參數參考文獻[9]整理，如表 4.1，表 4.2，表 4.3，表 4.4，並將系統中電力電子轉換設備歸類整理如表 4.5 所示。



⬅ Harmonic Source

圖 4.3 IEEE 14-Bus 單線圖

表 4.1 IEEE 14-Bus 系統參數數值

Bus NO.	Bus Voltage		Generation		Load	
	電壓大小 (PU)	角度 (degree)	實功 (PU)	虛功 (PU)	實功 (PU)	虛功 (PU)
Bus 1 (swing bus)	1.060	0	未知	未知	0	0
Bus 2 (PV)	1.045	未知	0.4	未知	0.217	0.127
Bus 3 (PV)	1.010	未知	0	未知	0.942	0.19
Bus 4 (PQ)	1	0	0	0	0.478	0.039
Bus 5 (PQ)	1	0	0	0	0.076	0.016
Bus 6 (PV)	1.07	未知	0	未知	0.112	0.075
Bus 7 (PQ)	1	0	0	0	0	0
Bus 8 (PV)	1.090	未知	0	未知	0	0
Bus 9 (PQ)	1	0	0	0	0.295	0.166

Bus 10 (PQ)	1	0	0	0	0.09	0.058
Bus 11 (PQ)	1	0	0	0	0.035	0.018
Bus 12 (PQ)	1	0	0	0	0.061	0.016
Bus 13 (PQ)	1	0	0	0	0.135	0.058
Bus 14 (PQ)	1	0	0	0	0.149	0.05

表 4.2 IEEE 14-Bus 傳輸線參數數值

Line NO.	Between Buses	Line impedance (PU)		Y/2 Susceptance(PU)
		R (PU)	X (PU)	
1	1-2	0.01938	0.05917	0.02640
2	2-3	0.04669	0.19797	0.02190
3	2-4	0.05811	0.17632	0.01870
4	1-5	0.05403	0.22304	0.02460
5	2-5	0.05695	0.17388	0.01700
6	3-4	0.06701	0.17103	0.01730
7	4-5	0.01335	0.04211	0.00640
8	5-6	0	0.25202	0
9	4-7	0	0.20912	0
10	7-8	0	0.17615	0
11	4-9	0	0.55618	0
12	7-9	0	0.11001	0
13	9-10	0.3181	0.08450	0
14	6-11	0.09498	0.19890	0
15	6-12	0.12291	0.25581	0
16	6-13	0.06615	0.13027	0
17	9-14	0.12711	0.27038	0
18	10-11	0.08205	0.19027	0
19	12-13	0.22092	0.19988	0
20	13-14	0.17093	0.34802	0

表 4.3 IEEE 14-Bus 變壓器參數數值

Transformer	Between Buses	Tap setting
1	4-7	0.978
2	4-9	0.969
3	5-6	0.932

表 4.4 IEEE 14-Bus P-V BUS 參數數值

Transformer	Between Buses	Tap setting	
		Min.	Max.
2	1.045	-0.4	0.5
3	1.010	0	0.4
6	1.070	-0.06	0.24
8	1.090	-0.06	0.24

表 4.5 非線性電力電子轉換設備

匯流排編號	非線性設備種類	特性諧波成份
Bus4	12-pulse 整流器	$h=11,13, 23, 25, 35, 37, \dots$
Bus7	不斷電系統 (UPS)	$h=3, 5, 7, 9, 11, 13,19, \dots$
Bus9	靜態頻率控制器 (SFC)	$h=5, 7, 11, 13, 17,19, 23, 25, \dots$
Bus10	液晶螢幕	$h=3, 5, 7, 9, 11, 13,16, \dots$
Bus6	6-Pulse 整流器	$h=5, 7, 11,13, 17, 19, \dots$
Bus11	12-Pulse 整流器	$h=11,13, 23, 25, 35, 37, \dots$
Bus12	24-Pulse 整流器	$h=3, 5, 7, 11, 13,17,19 \dots$
Bus13	變速馬達(ASD)	$h=5,7,11,13,17,19,25,29 \dots$

透過諧波潮流分析程式，分析各種設備產生不同頻率之諧波成份，如圖 4.4 所示設備產生不同頻率之諧波分佈[37-38]，例如 6-pulse 整流器為特性諧波(Characteristic Harmonics)，特性諧波為閘流體整流設備所引起之諧波，其特性諧波為 5, 7, 11,13, 17, 19, ...級，屬於奇次級諧波，12- pulse 整流器之特性諧波為 11,13,

23, 25, ...級，各種設備產生不同頻率之諧波成份，因此可根據各種設備之頻譜圖樣作為訓練資料。

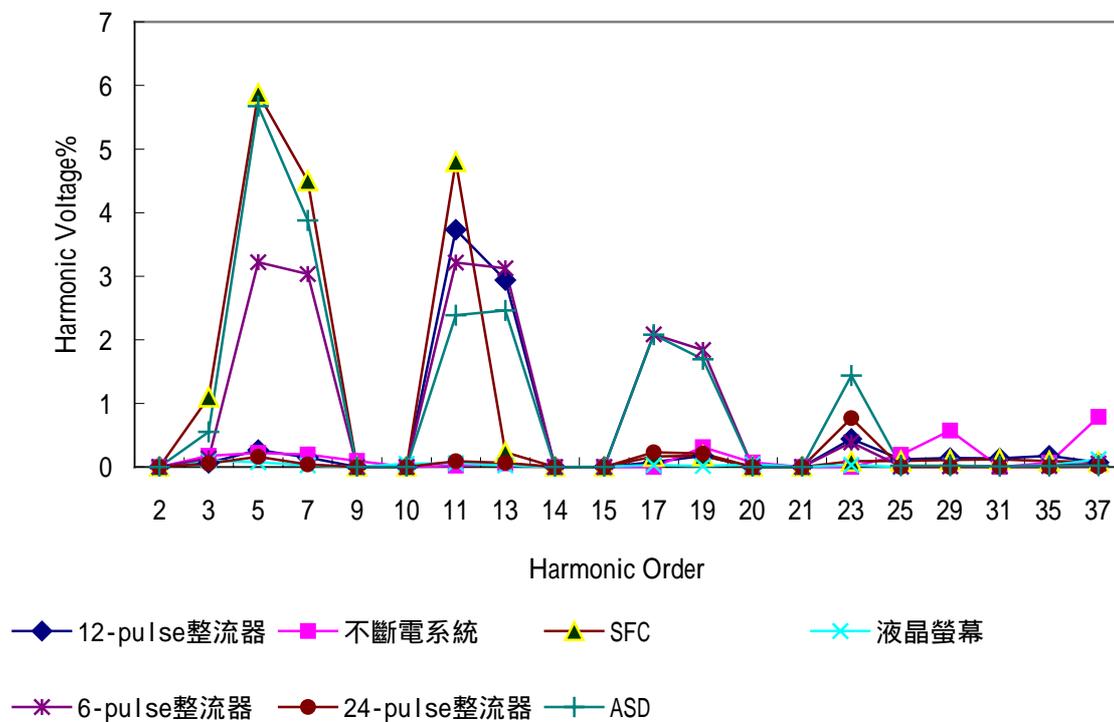


圖 4.4 各種設備產生不同頻率之諧波分佈

4.5 訓練資料之建立

諧波在電力系統中的產生主要來源為電力電子轉換設備，藉由諧波潮流分析程式來分析來瞭解非線性設備之特性，在電力系統中之潮流分析包含基頻與諧波潮流分析，基頻潮流分析主要處理系統正常運轉下，運算線上電流及匯流排上之電壓大小和相角，諧波潮流分析主要運算諧波電流注入系統時，所產生之諧波電壓和總諧波電壓失真率 (Total Harmonic Distortion of Voltage)，其結果可用來判斷諧波污染的程度。當諧波產生時之工作組合，所對應至匯流排之電壓值將做為訓練資料。

另外，諧波量測儀表擺置適當之選擇將以總諧波電壓失真率為指標，分析安置諧波量測儀表的適當位置，透過諧波潮流分析程式計算

各匯流排之總諧波電壓失真率，如(4.23)式

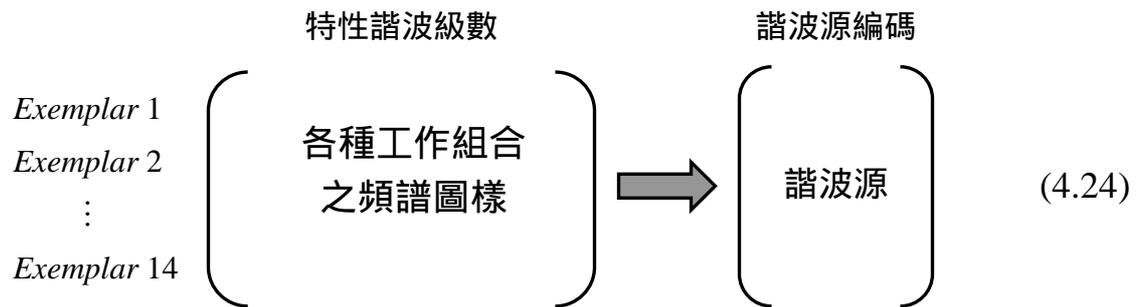
$$V_{b,THD}\% = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^H |V_b^h|^2}}{|V_b^1|} \times 100\% \quad (4.23)$$

其中 $V_{b,THD}$ ：諧波電壓失真率； V_b^h ：諧波電壓成份； V_b^1 ：基頻電壓成份； b ：匯流排編號； h ：諧波級數($H=50$)。

選擇安置諧波量測儀表適當位置之步驟，概述如下：

- 步驟一 透過諧波潮流分析程式計算各匯流排之 $V_{b,THD}$ 。
- 步驟二 搜尋 $V_{b,THD} \geq 2.5\%$ 之匯流排。
- 步驟三 從步驟二所搜尋匯流排當中，優先選擇有電力電子轉換設備之匯流排，即為「感興趣的節點」(Interested Nodal Bus)。
- 步驟四 從感興趣的節點中，依序搜尋鄰近感興趣的節點，並連結構成「感興趣的地點」(Interested Place)，此地點即為選擇安置量測儀表適當位置，在步驟四搜尋過程中，各感興趣的節點必須相互鄰近，連結圖脈之節點不得重複連結。其圖脈(Graph)有下列兩種樣式：
 - (1) 相鄰近的節點構成封閉迴路。
 - (2) 相鄰近的節點構成一線段或祇存在一節點。

以圖4.3之14-bus電力系統為例，透過諧波潮流分析程式來分析，首先分析各種設備產生不同頻率之諧波成份，並計算各匯流排之總諧波電壓失真率，以 THD 為指標研判諧波污染的程度，優先選擇 $V_{b,THD} \geq 2.5\%$ 及有電力電子轉換設備之匯流排，將感興趣的節點連結構成圖脈，如圖4.3所示，在14-bus電力系統中搜尋出三個適合安置量測儀表的地點(M1~M3)，每個地點裝設一組諧波量測儀表，負責監測臨近匯流排之諧波電壓，整個選擇適當位置之步驟如表4.6。



每組頻譜圖樣所對應的輸出以二元值編碼，若匯流排上有諧波源存在，以訊號”1”表示，反之，以訊號”0”表示，將規劃完成的訓練範例組以PNN網路學習，本研究設定神經網路的依據如下所示：

- 輸入層神經元節點個數與特性諧波級數相同。
- 輸出層神經元節點個數與諧波源個數相同。
- 隱藏層神經元節點個數和訓練範例個數相同。

4.6 諧波源偵測系統

整個諧波偵測系統如圖4.6所示，在被選定匯流排上裝設一組諧波量測儀表，每個諧波測量儀表下皆有諧波偵測器(Harmonic Detection Processor, HDP)，HDP由PNN網路訓練完成，網路之輸入層神經元節點個數與特性諧波級數相同，輸入為各諧波級數之諧波電壓成份，本研究針對二十個特性諧波級數進行監測，如圖4.4所示二十個諧波級數，輸出則對應至被監視的匯流排。若有諧波源存在時，從輸入層讀取諧波儀表之諧波電壓成份，由HDP辨識頻譜圖樣以判定諧波源位置，從輸出層可讀取各HDP的輸出值，藉由排序法將輸出值由大至小排列，以閾值 $\theta=0.5$ 為基準，若輸出值大於閾值並接近”1”，則視該匯流排為「諧波源」，反之，則接近”0”，最後顯示可能有諧波源存在之匯流排編號，根據匯流排之編號從資料庫中查詢設備類型。

本研究以諧波潮流分析程式模擬測量儀表之讀值，將電壓頻譜圖樣輸入至HDP，藉由類神經網路圖樣分類功能，判定諧波來源及設備種類

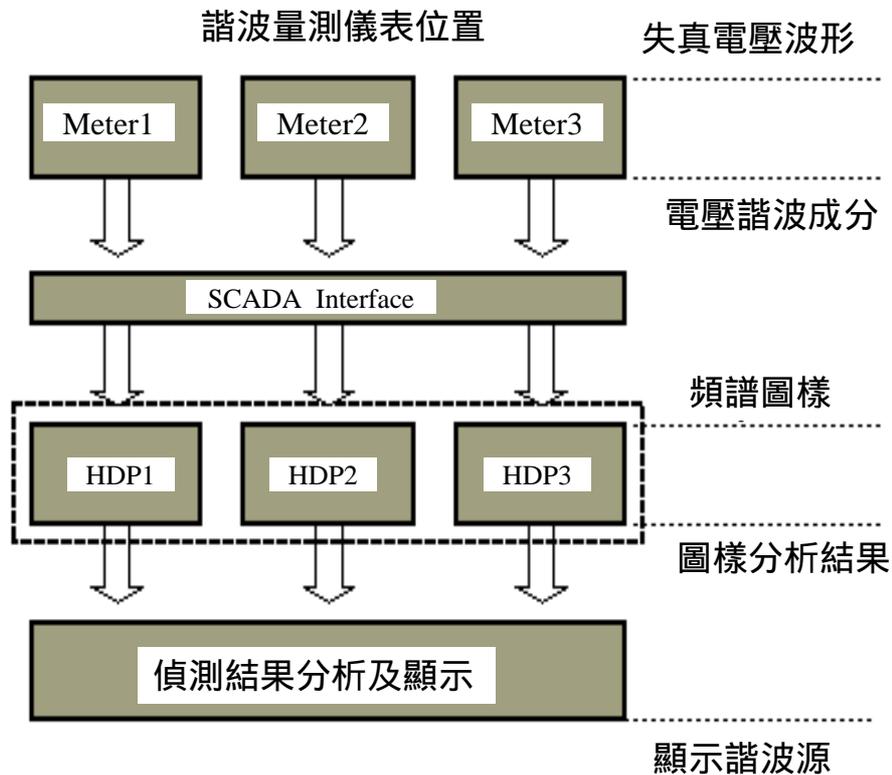
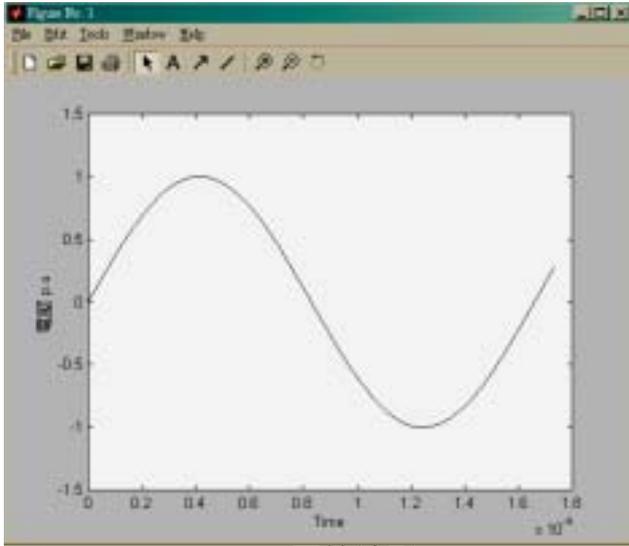


圖 4.6 諧波偵測系統架構圖

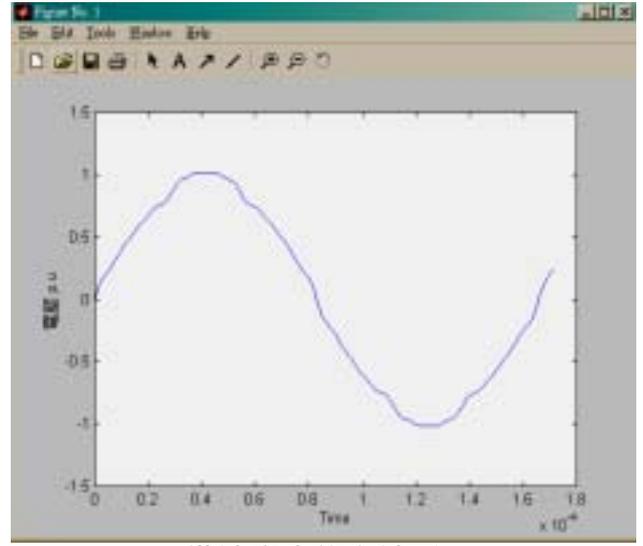
4.7 結合小波分析之諧波源偵測系統設計

經小波分析轉換所須之特徵值（依照設計所需之取樣點數），以一諧波波形為例，如圖4.7，其分別經小波轉換後之小波圖譜如圖4.8，本文所規劃之取樣點有以下三種樣式：

- 取樣點 N=24點，取樣頻率1.44 KHz
- 取樣點 N=48點，取樣頻率2.88 KHz
- 取樣點 N=96點，取樣頻率5.76KHz



原始波形



諧波產生後之波形

圖4.7 原始波形諧波波形對應圖

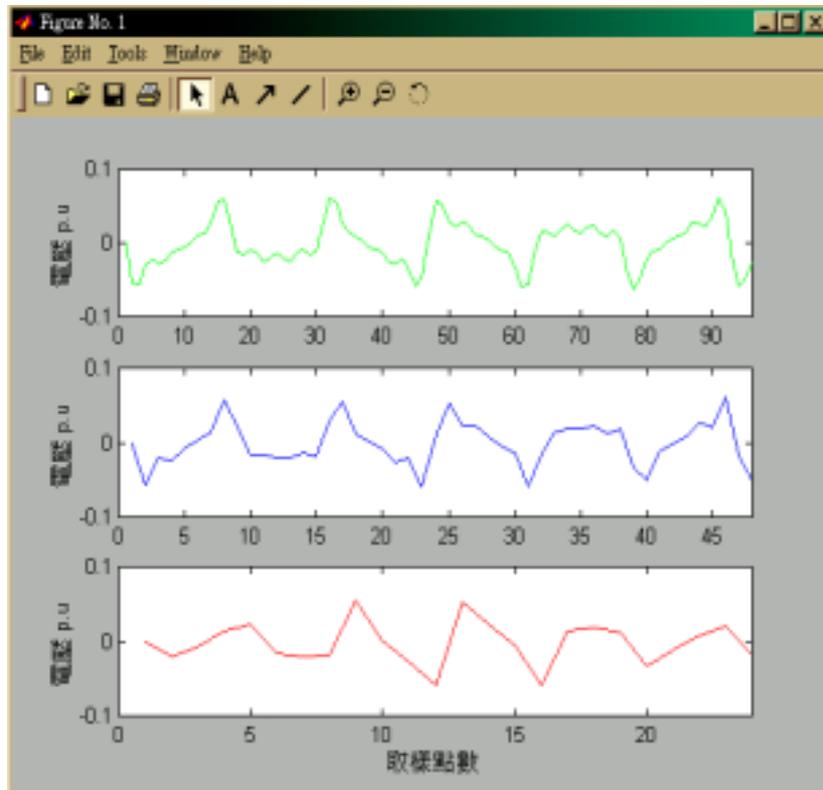


圖 4.8 經小波轉換後之小波圖譜，取樣點分別為 96 點、48 點、24 點

整個諧波偵測系統如圖4.6所示，在被選定匯流排上裝設一組諧波量測儀表，每個諧波測量儀表下皆有小波網路，如同前章節所述之透過諧波潮流分析程式，分析各種組合產生時域畸變波形，經週期性取樣後將樣本資料送至小波網路之小波層，經過小波層之函數轉換後所得特徵圖樣（依照設計所需之取樣點數，本文規劃之取樣點數包括24點、48點、96點等三種），將所得之資料架構成各種排列組合之資料建立，由各個諧波源匯流排觀察所得各種工作組合之特徵圖樣作為訓練資料。以取樣點為48點且諧波源位置分別在bus4、bus7、bus9、bus10為例，我們可得圖4.9，圖4.10，圖4.11，圖4.12經小波轉換後之工作組合圖樣。

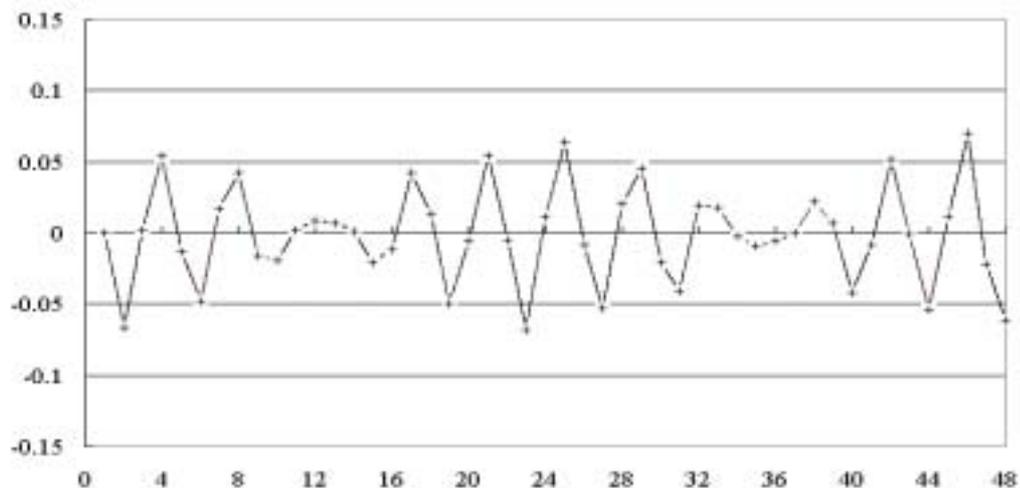


圖4.9 經小波轉換後諧波源在bus4之工作組合圖譜

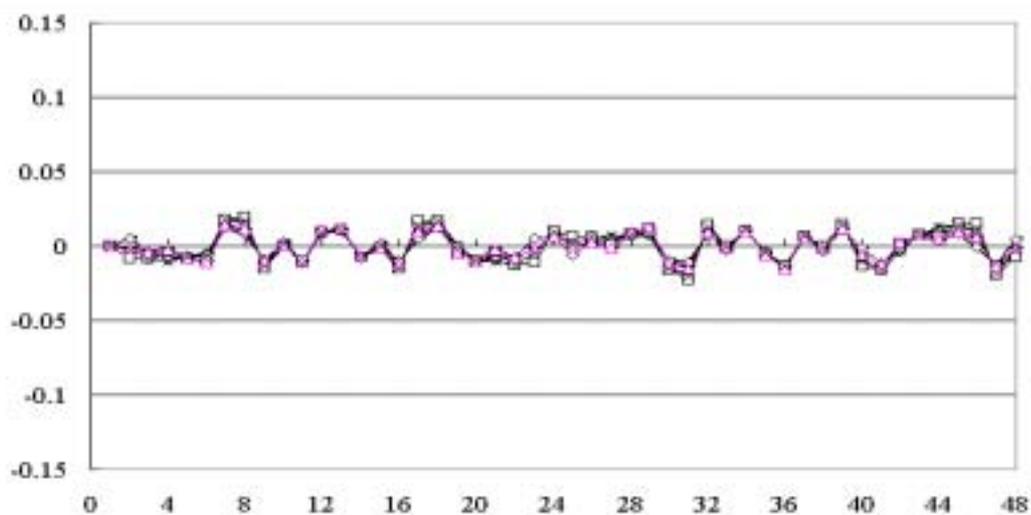


圖4.10 經小波轉換後諧波源在bus7之工作組合圖譜



圖4.11 經小波轉換後諧波源在bus9之工作組合圖譜

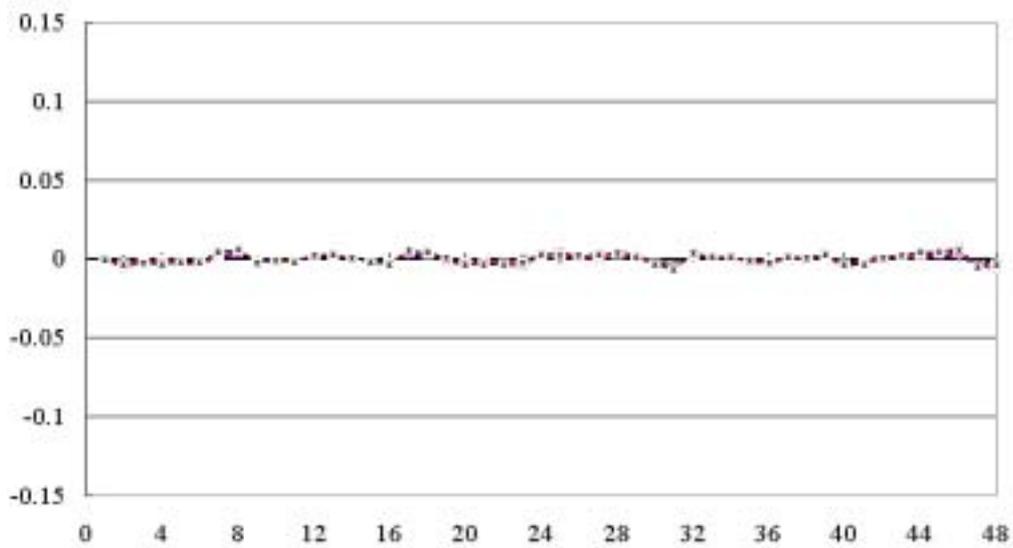


圖4.12 經小波轉換後諧波源在bus10之工作組合圖譜

將取得之輸入_輸出對應資料(小波轉換圖樣_諧波來源)，依據各種工作組合之小波轉換圖樣作為訓練資料，作為從問題領域中取得訓練範例組，將十四組資料以(4.25)式矩陣表示：

$$\begin{array}{l}
 \text{Exemplar 1} \\
 \text{Exemplar 2} \\
 \vdots \\
 \text{Exemplar 14}
 \end{array}
 \left(\begin{array}{c}
 \text{小波分析轉換} \\
 \text{特徵圖樣} \\
 \\
 \text{小波轉換圖樣} \\
 \\
 \end{array} \right) \rightarrow \left(\begin{array}{c}
 \text{諧波源編碼} \\
 \\
 \text{諧波源} \\
 \end{array} \right) \quad (4.25)$$

每組小波轉換圖樣所對應的輸出以二元值編碼，若匯流排上有諧波源存在，以訊號“1”表示，反之，以訊號“0”表示，將規劃完成的訓練範例組以PNN網路學習。

若有諧波源存在時，從輸入層讀取諧波儀表之諧波電壓，經週期性取樣後，將樣本資料送至小波網路判定諧波源位置，從輸出層可讀取各小波網路的輸出值，藉由排序法將輸出值由大至小排列，以閾值 $\theta=0.5$ 為基準，若輸出值大於閾值並接近“1”，則視該匯流排為「諧波源」，反之，則接近“0”，最後顯示可能有諧波源存在之匯流排編號，根據匯流排之編號從資料庫中查詢設備類型。本研究以諧波潮流分析程式模擬測量儀表之讀值，再經由週期性取樣之樣本資料，經由小波轉換成特徵圖樣後，藉由類神經網路圖樣分類功能，判定諧波來源及設備種類。

利用 PNN 機率神經網路之模式來識別區分完成相關分類工作。而結合小波轉換與 PNN 網路之偵測架構設計將以簡化網路的架構和縮短處理時間為兩大目標。本文最後將以小波網路和傳統 PNN 網路，比較兩個網路之特性，並建議最佳的網路架構設定。

本研究同樣以 *MATLAB/C* 語言建立諧波偵測系統，在 *MATLAB* 工作環境下，由高階程式語言撰寫各諧波偵測器、結果分析及顯示流程、及提供資料存取的副程式；而在 *EXCEL* 工作環境下，負責記錄神經網路所需訓練範例資料，在每個量測地點最初有十四組資料，在實際應用時若負載隨時間變動，必會收集到不同負載情況下之諧波成份資料，如直流電動機屬於間歇性負載(Intermittence Load)，此類負載常運轉於滿載、輕載、或滿載的情況，且其鄰近的設備通常不會同時運轉，設備與設備之間有其不同的發生時刻，必須考慮其工作與非工作時段兩項組合。本研究設定在鄰近量測地點之設備，同一時間最多有三個設備同時運轉，直流電動機則運轉在重載或半載，新資料可允許陸續加入至網路作訓練，使得網路可在短時間內重新訓練，以補強網路的適應能力。

4.8 人機介面之建構與偵測架構之結合

一個應用程式是否會受到使用者的歡迎，人機介面佔了大部份的因素，一個美觀、簡單的人機介面能讓使用者很容易地學習操作軟體，執行應用程式。而且一個好的人機介面也必須對使用者做等級的區分，讓使用者除了用程式的預設值來執行程式之外，亦可自己去改變較內層的設定，以滿足各種不同層次的需求。

本文以結合 Lab View(Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench)之功能軟體，該軟體乃採用美商慧曇儀器(National Instrument, NI)公司所發展的 Lab View(Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench)作為偵測諧波源位置之人機介面的工具，其內建許多附屬虛擬儀表，使用 Lab VIEW 開發圖形介面分析軟體上，可縮短軟體開發的時間和減少硬體資源不必要的浪費，更顛覆以往傳統儀錶只作量測，而不作分析的概念。圖 4.13 人機介面 Lab View 與諧波源偵測系統之建構連結畫面

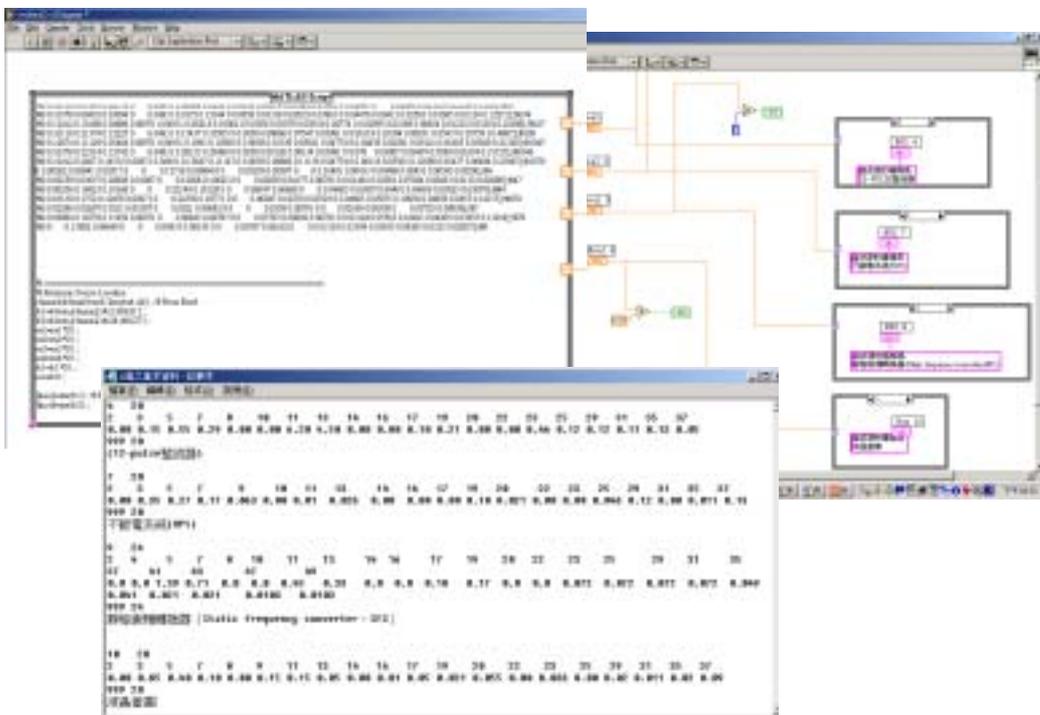


圖 4.13 人機介面 Lab View 與諧波源偵測系統之建構連結畫面

不僅在設計圖形視窗化監控應用程式來達成即時資料擷取、控制，即時警報記錄處理等功能，符合現行之要求。讓使用者在操控此監控應用程式時，不受時間和距離的限制，以及不受應用程式的限制。

提供許多各種不同視窗化零組件，因此可以直接套用以完成視窗化人機介面，可以說是相當方便的，利用 MATLAB 程式(PNN 類神經，機率神經網路)與 Lab View 之功能相結合，讓程式設計者能快速地建立整個人機介面架構。圖 4.14 為人機介面 Lab View 諧波源偵測之畫面。

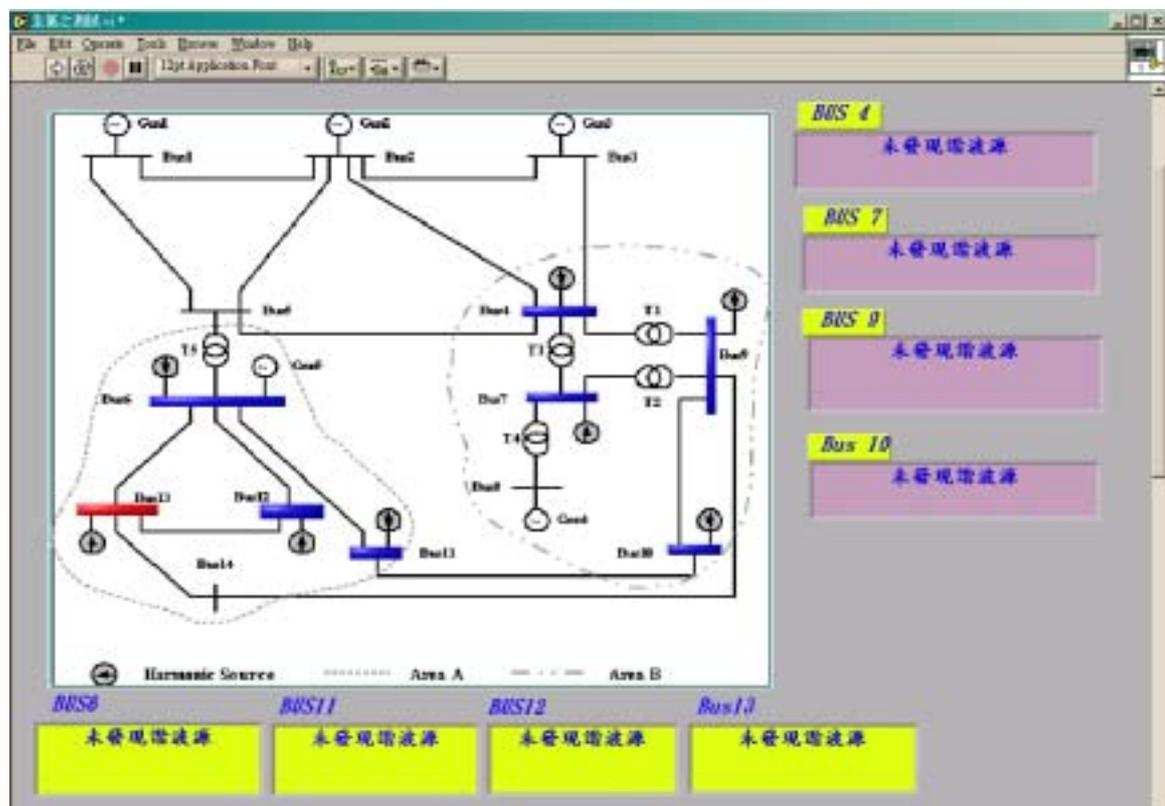


圖 4.14 配合諧波源偵測之畫面

第五章 系統實例整合測試與討論

5.1 系統簡介

本章將以 IEEE-14BUS 電力系統分析規劃，作為本論文所提出方法之測試。系統之單線圖如圖 5.1 所示，其系統相關的參數參閱文獻[9]整理，如表 4.1，表 4.2，表 4.3，表 4.4，表 4.5 所示。諧波的產生主要來源為電力系統中之電力電子轉換設備，欲瞭解非線性設備之特性，可藉由諧波潮流分析程式來分析，本文將以電力電子轉換設備做為主要的分析對象，在指定之匯流排上設定不同種類之諧波源。

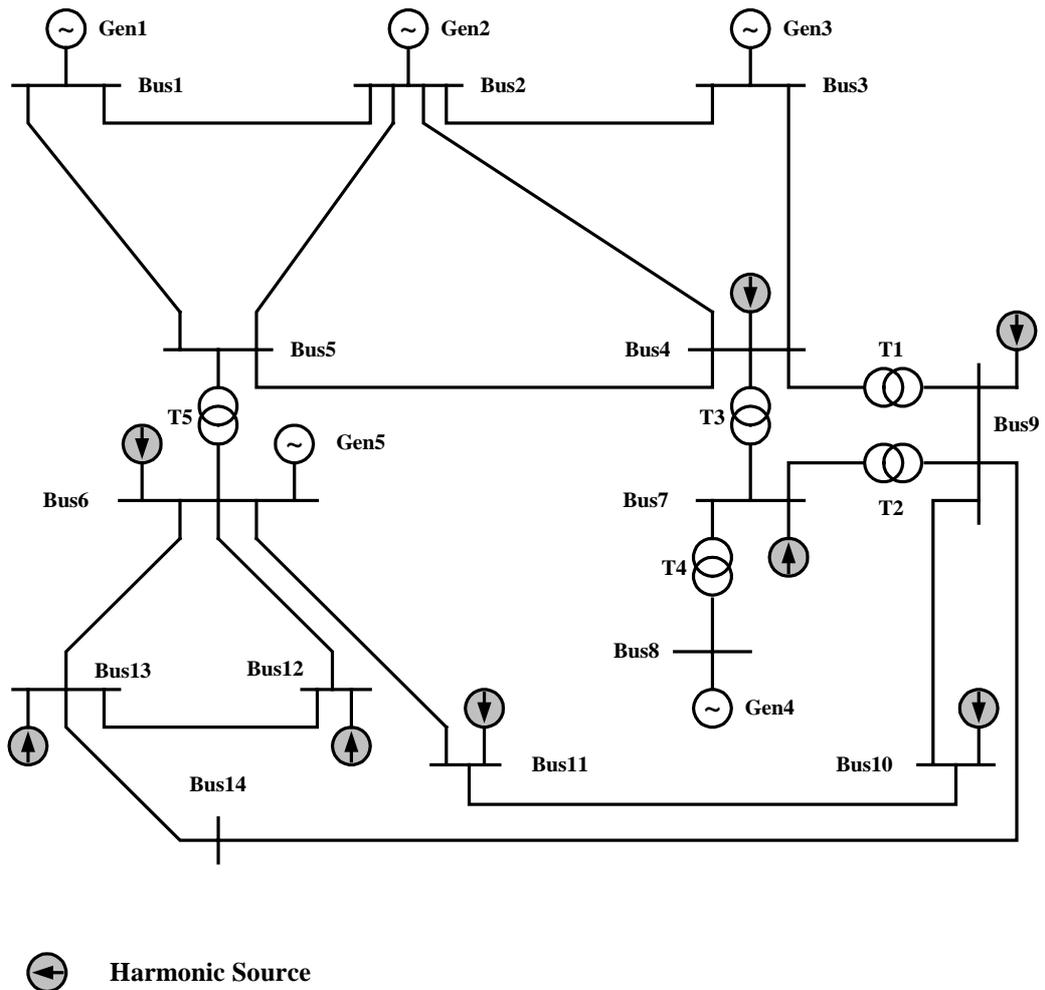


圖 5.1 IEEE_14Bus 單線圖

表5.1 整合測試之匯流排上設定不同種類之諧波源

匯流排編號	非線性設備種類
Bus4	12-pulse 整流器
Bus6	6-Pulse 整流器
Bus7	不斷電系統 (UPS)
Bus9	靜態頻率控制器 (SFC)
Bus10	液晶螢幕製造廠
Bus11	12-Pulse 整流器
Bus12	24-Pulse 整流器
Bus13	變速馬達(ASD)

系統實例整合測試中所規劃諧波源如表 5.1 所示。透過諧波潮流分析程式，分析各種設備產生不同頻率之諧波成份，依據設備產生不同頻率之諧波分佈，例如 6- pulse 整流器屬於特性諧波 (Characteristic Harmonics)，特性諧波為閘流體整流設備所引起之諧波，其特性諧波為 5, 7, 11,13, 17, 19, ... 級，屬於奇次級諧波，12-pulse 整流器之特性諧波為 11,13, 23, 25, ... 級，各種設備產生不同頻率之諧波成份，因此可根據各種設備之頻譜圖樣作為訓練資料。諧波潮流分析主要運算諧波電流注入系統時，所產生之諧波電壓和總諧波電壓失真率(Total Harmonic Distortion of Voltage, THD)，其結果可用來判斷諧波污染的程度，結合人工智慧之方法以達到偵測諧波源位置的目的。

5.2 測試模擬__PWM機率神經網路之諧波源位置偵測

為了驗證整個諧波偵測流程可行性，本文以Matlab軟體建立偵測流程，在個人電腦CPU-P III 850，RAM-256，HDD-20G之規格下進行模擬測試，並選取下列測試案例說明。測試一、測試二、測試三、測試四等乃將IEEE-14BUS劃分為兩區，包括A區及B區，如圖5.2之分區單線圖單線圖所示，另外亦將分區整合測試之匯流排上，依區別所設定不同種類之諧波源整理如表5.2所示。

表5.2 分區整合測試之匯流排上之諧波源

區別	匯流排編號	非線性設備種類
A 區	Bus6	6-Pulse 整流器
	Bus11	12-Pulse 整流器
	Bus12	24-Pulse 整流器
	Bus13	變速馬達(ASD)
B 區	Bus4	12-pulse 整流器
	Bus7	不斷電系統 (UPS)
	Bus9	靜態頻率控制器 (SFC)
	Bus10	液晶螢幕製造廠

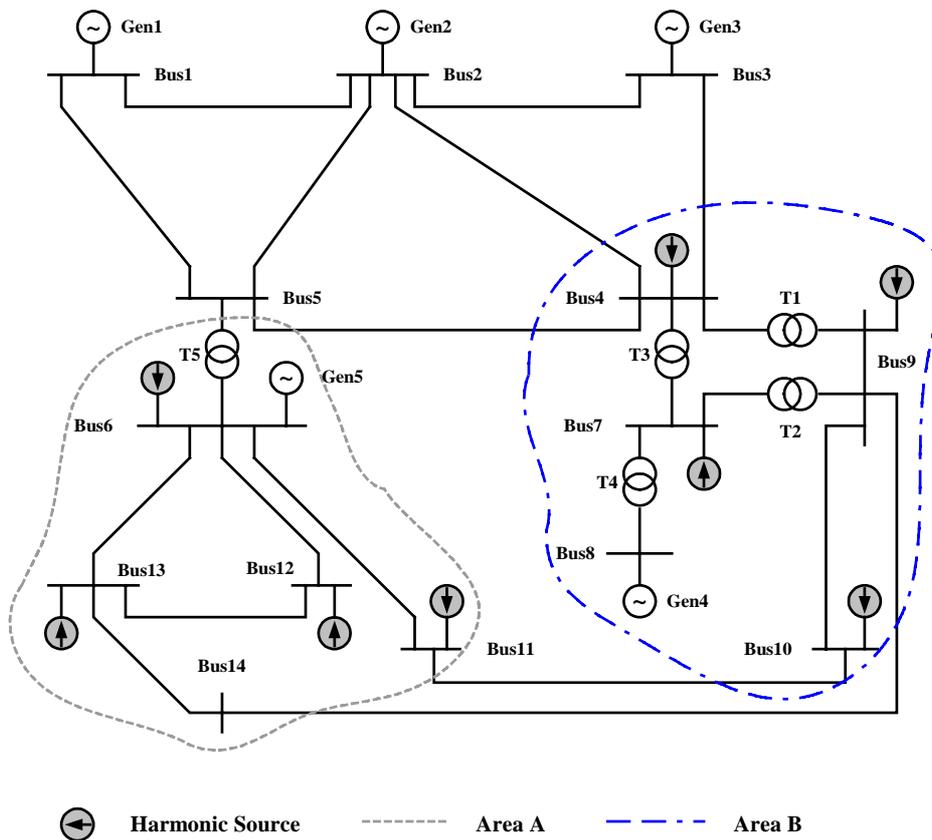
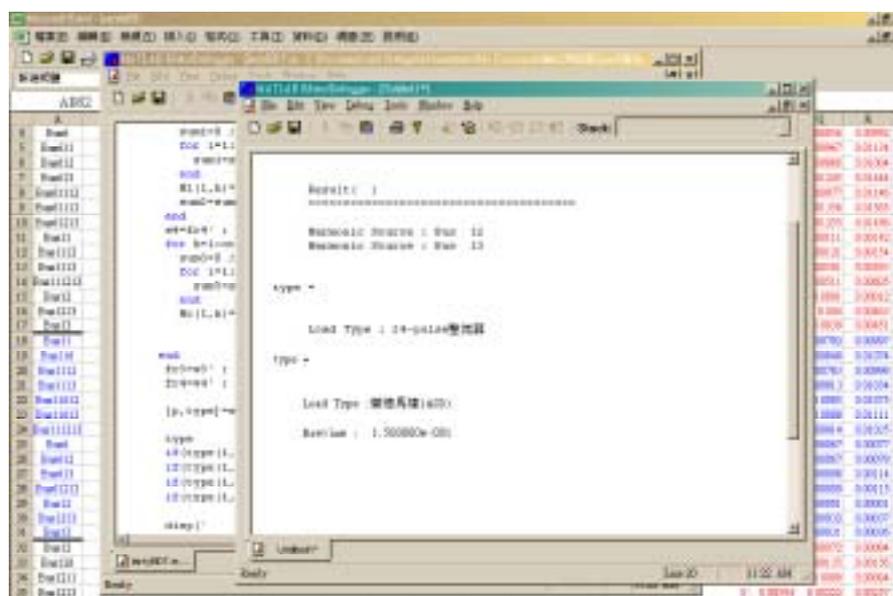


圖5.2 分區整合測試之IEEE_14Bus單線圖

測試一：分區測試，A 區諧波源位置偵測

假設 A 區於系統運作時，發生諧波之狀況發生，而諧波源之位置分別為 BUS12、BUS13 等二處位置。經 PNN 諧波偵測系統之辨識結果，電腦之偵測結果為：

```
====測試結果
    諧波源: Bus 12 <0.9033> 24-Pulse 整流器
           Bus 13 <0.8945> 變速馬達(ASD)
====電腦執行時間
    Time= 0.15sec
```



結合 Lab View 之功能，我們可由圖 5.3 清楚讀出 A 區系統發生諧波源之狀況，利用程式偵測系統諧波源之位置。

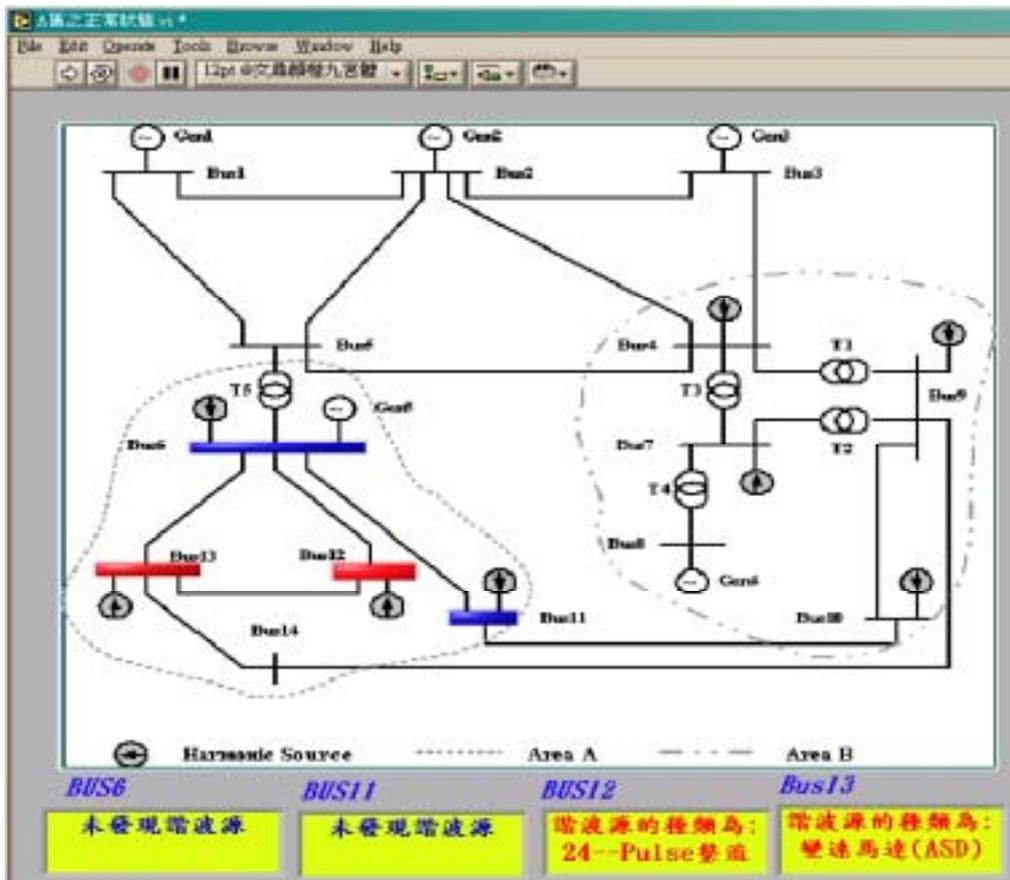


圖 5.3 A 區結合 Lab View 之功能讀出系統發生諧波源位置

測試二：分區測試，B 區諧波源位置偵測

假設 B 區於系統運作時，發生諧波之狀況發生，而諧波源之位置設定分別為 BUS4、BUS7、BUS10 等三處位置。經諧波偵測系統之辨識結果，其電腦之偵測結果為：

```

===== 測試結果
    諧波源: Bus 4 < 0.9523 > 12-pulse 整流器
              7 <0.9139> 不斷電系統 UPS
              9 <0.9315> 靜態變頻轉換器(SFC)
=====電腦執行時間
    Time= 0.17sec
  
```

結合 Lab View 之圖控功能，我們可由圖 5.4 清楚讀出 B 區系統發生諧波源之位置，以便調度中心之工作人員可於即時做必要之因應與處理。

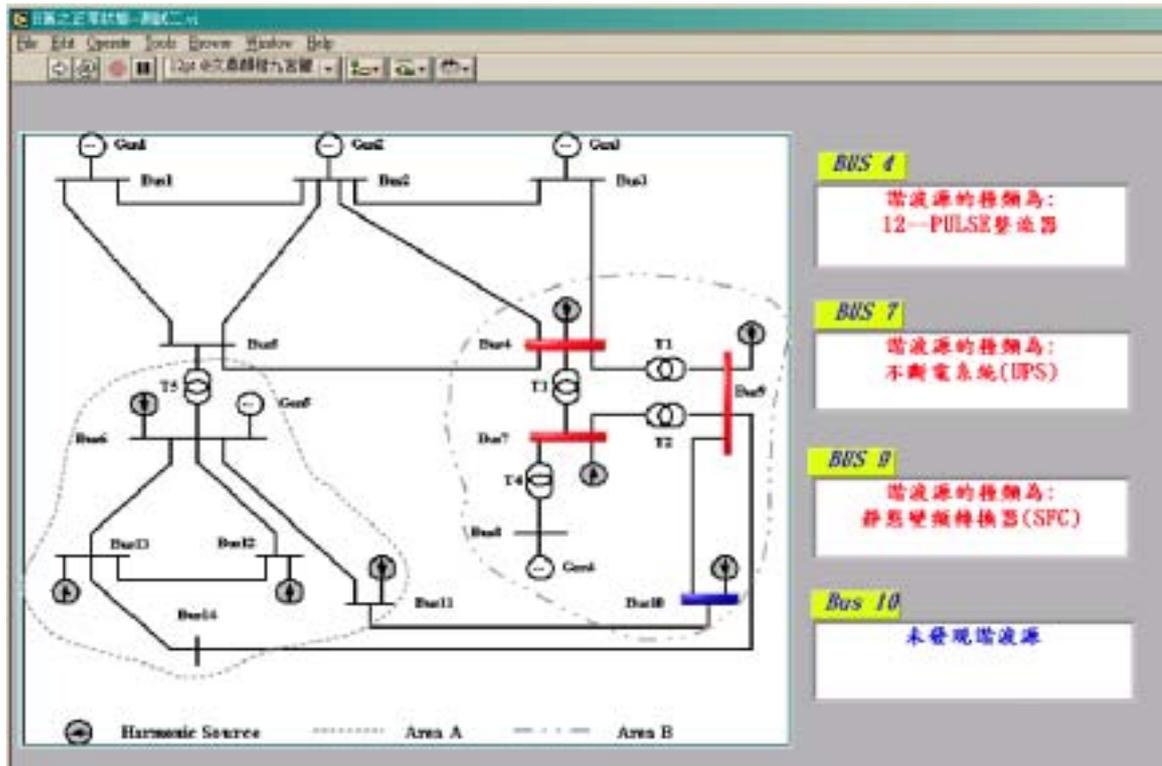


圖 5.4 B 區結合 Lab View 功能讀出系統發生諧波源位置

測試三：結合 A 與 B 區之諧波源位置偵測

設定 A 區與 B 區於系統運作時，發生諧波之狀況發生，而諧波源之位置分別為 BUS4、BUS6、BUS10、BUS13 等四處位置。經諧波偵測系統之辨識結果，其電腦之偵測結果為：

```

===== 測試結果
    諧波源: Bus  4  < 0.7902 > 12-pulse 整流器
              6   <0.8245>  6-pulse  整流器
              10  <0.8175>  液晶螢幕製造廠
              13  <0.8045>  變速馬達(ASD)

=====電腦執行時間
    Time= 0.15sec
  
```

結合 Lab View 圖控介面之功能，我們可由圖 5.5 清楚讀出整區包括 A 與 B 區系統發生諧波源狀況時，利用程式可偵測系統諧波源之位置。

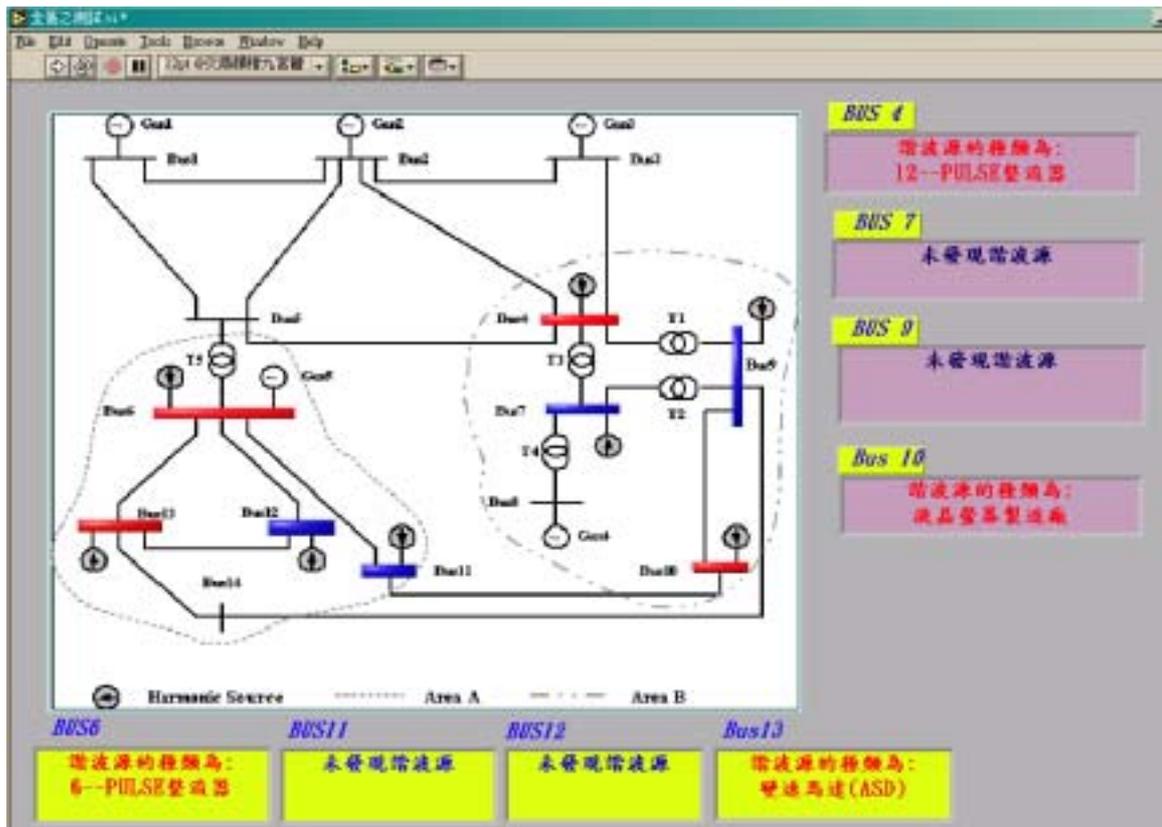


圖 5.5 AB 兩區結合 Lab View 功能判斷系統發生諧波源位置

測試四：諧波源條件不同時（重載）之諧波源位置偵測

如圖 5.1 所示，將 B 區歸類為電子生產園區，A 區為重工業生產園區，其諧波之特性亦隨各種之類別不同而產生之諧波污染狀況不同，當模擬諧波源產生位置為 bus11、bus12，且產生時狀況為重載條件，經諧波潮流程式將其負載調整後，再重新計算相關匯流排諧波電壓資料，將各種諧波源發生之組合做為類神經之訓練資料，經諧波偵測系統之辨識結果，其電腦之偵測結果為：

```

===== 測試結果          (重載條件)
    諧波源: Bus 11 < 0.7023 > 12-pulse 整流器
              12  < 0.6734 > 24-Pulse 整流器
=====電腦執行時間
    Time= 0.18sec
  
```

結合 Lab View 之功能，我們可由圖 5.6 清楚讀出在重載條件下之系統諧波源之位置偵測結果。

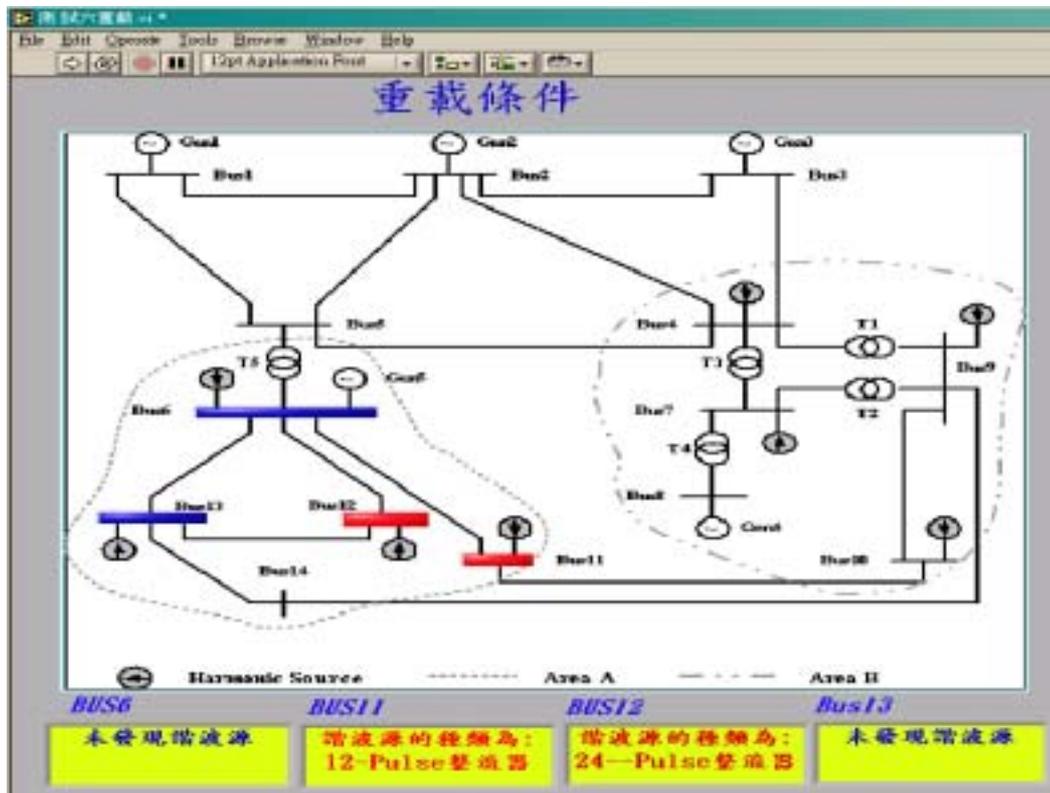


圖 5.6 重載時結合 Lab View 之功能讀出系統發生諧波源之位置

5.3 測試模擬量測儀表之擺置位置

諧波產生的來源操作人員可根據匯流排電壓和電流之量測找出諧波來源，若諧波量測儀器裝置足夠，操作人員可估計出諧波來源位置，事實上諧波量測儀器採用數目常受到限制，而且分析儀器價格相當昂貴，無法每個匯流排安置諧波儀表裝置，如何選擇少量的儀表數目及適當的位置，使得諧波來源偵測的工作變得有效率，操作人員才能著手進行諧波改善的策略。在前面之測試乃是採隨機之諧波源偵測方式，為了讓諧波位置偵測建立相關機制，將量測儀表選擇適當擺置位置及數量最小化之原則，所以建構整個量測儀表之擺置位置之測試。

以圖5-1之14-bus電力系統為例，透過諧波潮流分析程式來分析，首先分析各種設備產生不同頻率之諧波成份，並計算各匯流排之總諧波電壓失真率，以 THD 為指標研判諧波污染的程度，優先選擇 $V_{b,THD} \geq 2.5\%$ 及有電力電子轉換設備之匯流排，將感興趣的節點連結構成圖脈，因此本文設計在14-bus電力系統中搜尋出三個適合安置量測儀表的地點(M1~M3)，每個地點裝設一組諧波量測儀表，負責監測臨近匯流排之諧波電壓，經計算過系統之 THD 值後，設計整個選擇適當位置之步驟如表5-3。

表 5-3 諧波量測儀表適當位置之選擇

Bus No.	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
$V_{THD} \% \geq 2.5\%$	—	√	√	√	—	√	√	√	√	√	√	√	√	—
Interested Node	—	—	—	√	—	√	√	—	√	√	√	√	√	—
Meter No.	—	—	—	M1	—	M3	M1	—	M1	M2	M2	M3	M3	—

為了驗證整個諧波偵測流程可行性，本文以Matlab軟體建立偵測流程，在個人電腦進行模擬測試，並選取二個測試案例說明。儀表擺置位置分別將IEEE 14-BUS 依據諧波量測儀表適當位置選擇，劃分為三個區塊，包括X區 (Meter M1)、Y區 (Meter M2)、Z區 (Meter M3)，所包括之匯流排整理如表5.4，整個偵測系統從新劃分區塊如圖5.7

表5.4 量測儀表含括之匯流排

諧波偵測劃分區塊	量測儀表代號	區塊所包括之匯流排
X 區	Meter M1	Bus4、 Bus7、 Bus9
Y 區	Meter M2	Bus10、 Bus11
Z區	Meter M3	Bus6、 Bus12、 Bus13

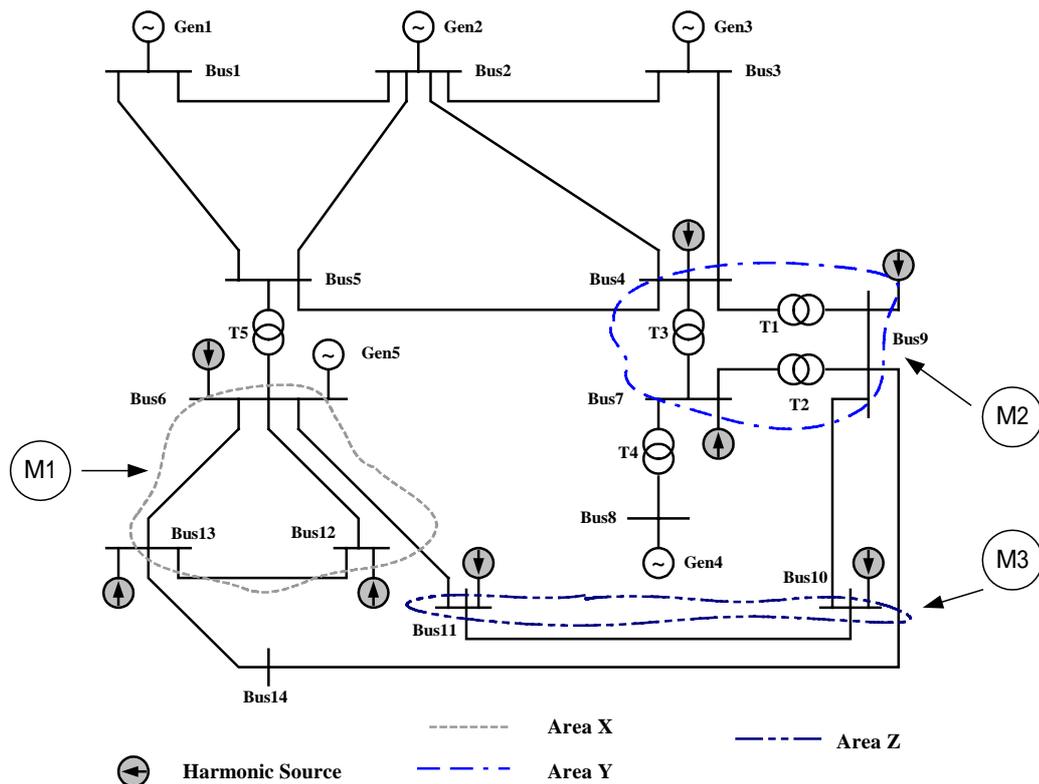


圖5.7 量測儀表區塊劃分圖

測試五：設置三個測量儀表（1）

在14-bus系統任意設定諧波源出現的位置，假設在Bus4、Bus6、Bus7、Bus10、Bus12、Bus13皆有諧波源存在，測試網路結構與量測儀表代號位置如表5.5所示。在已知有諧波源之匯流排放置測量儀表，並針對有放置儀表之匯流排進行測試，本文選擇將儀表放置在Bus9、Bus11、Bus13三個位置

表 5.5 測試五_PNN 網路結構與量測儀表位置

量表擺置位置	諧波偵測系統	網路結構
		輸入層-隱藏層-輸出層
M1-Bus9	PNN1	20-42-3
M2-Bus11	PNN2	20-28-2
M3-Bus13	PNN3	20-42-3

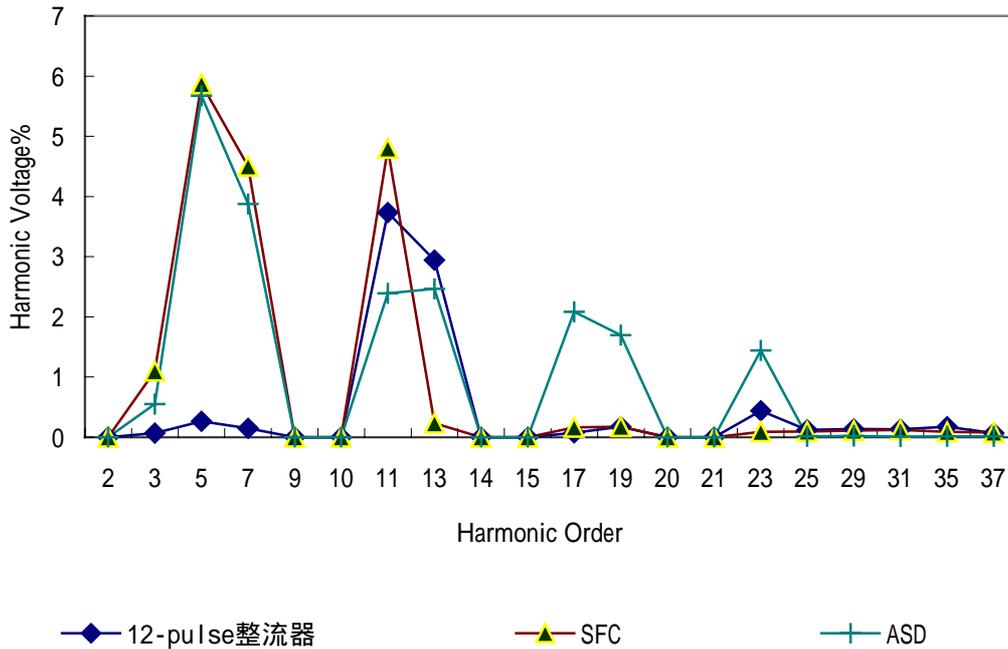


圖 5.8 測試五_諧波電壓圖樣

每個儀表裝置下皆有諧波偵測器，每個諧波偵測器由類神經網路訓練完成，所需訓練資料，諧波偵測系統PNN1總共收集四十二筆資料，諧波偵測系統PNN2總共收集二十八筆資料，諧波偵測系統PNN3總共收集四十二筆資料，類神經網路輸入為各諧波級數之諧波電壓成份，輸出為被監視匯流排。透過諧波潮流分析程式計算各匯流排之諧波電壓，模擬經由儀表所傳送的諧波電壓，如圖5.8所示諧波電壓圖樣，經由諧波偵測器判定結果：

```

=====偵測結果
      Harmonic Source: Bus 4 <0.9266> 12-pulse 整流器
                          7 <0.89024> 不斷電系統 UPS
                          10 <0.93233> 液晶螢幕製造廠
                          6 <0.96544> 6-pulse 整流器
                          12 <0.9759> 24-Pulse 整流器
                          13 <0.9845> 變速馬達(ASD)

=====電腦執行時間:
      Time=0.14 sec
  
```

測試六：設置三個測量儀表（2）

本測試將量測儀表重新更換匯流排擺置位置進行測試，本次選擇儀表放置在Bus4、Bus10、Bus6三個位置，測試網路結構與量測儀表代號位置如表5.6所示。在14-bus系統任意設定諧波源出現的位置，假設在Bus4、Bus6、Bus7、Bus10、Bus12、Bus13皆有諧波源存在

表 5.6 測試六_PNN 網路結構與量測儀表位置

量表擺置位置	諧波偵測系統	網路結構
		輸入層-隱藏層-輸出層
M1-Bus4	PNN1	20-42-3
M2-Bus10	PNN2	20-28-2
M3-Bus6	PNN3	20-42-3

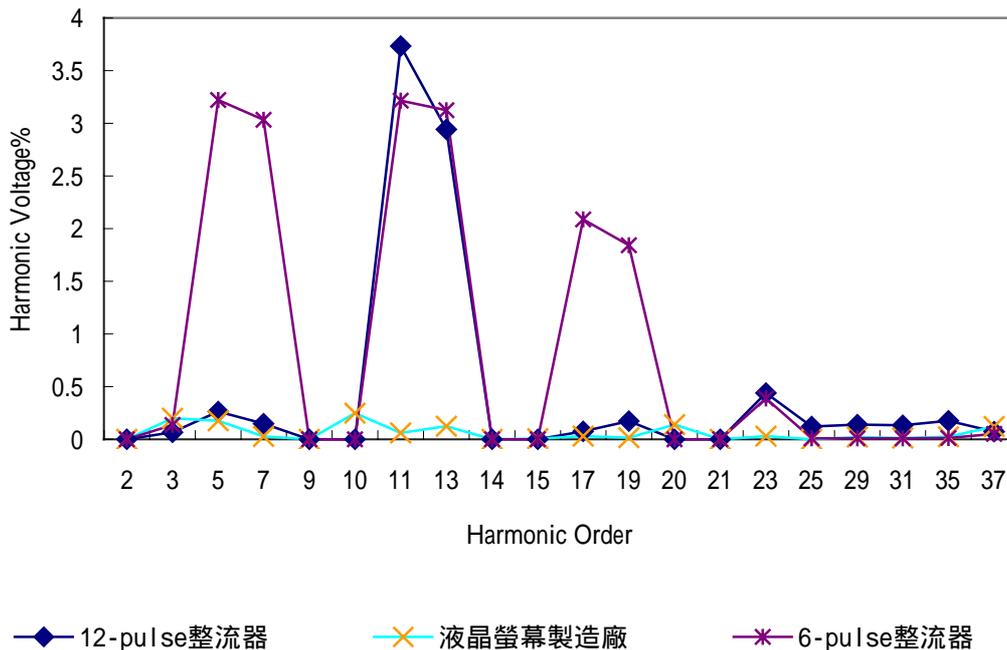


圖 5.9 測試六_諧波電壓圖樣

每個儀表裝置下皆有諧波偵測器，每個諧波偵測器由類神經網路訓練完成，所需訓練資料，諧波偵測系統PNN1總共收集四十二筆資

料，諧波偵測系統PNN2總共收集二十八筆資料，諧波偵測系統PNN3總共收集四十二筆資料類神經網路輸入為各諧波級數之諧波電壓成份，輸出為被監視匯流排。透過諧波潮流分析程式計算各匯流排之諧波電壓，模擬經由儀表所傳送的諧波電壓，如圖5.9所示諧波電壓圖樣，經由諧波偵測器判定結果：

```
====偵測結果
Harmonic Source: Bus 4 <0.87134> 12-pulse 整流器
                  13 <0.89454> 變速馬達(ASD)
                  7  <0.87345> 不斷電系統 UPS
                  6  <0.86345> 6-pulse 整流器
                  12 <0.86454> 24-Pulse 整流器
                  10 <0.85433> 液晶螢幕製造廠
====電腦執行時間:
Time=0.15 sec
```

5.4 測試模擬__小波網路之諧波源位置偵測

在被選定匯流排上裝設一組諧波量測儀表，每個諧波測量儀表下皆有小波網路，如同前章節所述之透過諧波潮流分析程式，分析各種組合產生時域畸變波形，直接取樣時域波形，經週期性取樣後將樣本資料送至小波網路之小波層，經過小波層之函數轉換後所得特徵圖樣，再經由PNN機率神經網路辨識，而架構整個小波網路之諧波偵測系統。本文規劃之取樣點數包括二十四點、四十八點、九十六點等三種，做為小波網路之訓練學習資料，並經測試七、測試八、測試九等實例驗證其辨識效果。

測試七：經小波轉換，取樣點設定為九十六點特徵值時之諧波源位置偵測

在14-bus系統任意設定諧波源出現的位置，假設在Bus4、Bus6、Bus7、Bus9、Bus10、Bus12、Bus13皆有諧波源存在，經過小波層之函數轉換後所得特徵圖樣，取樣點共取得九十六點特徵值，其轉換之特徵值由類神經網路訓練完成，所需訓練資料總共收集二十八筆資料，類神經網路輸入為各諧波級數之諧波電壓成份，輸出為被監視匯流排。由結合小波網路之諧波偵測器判定結果，相關諧波源發生於各種組合狀況之測試結果整理如表5.7所示。

表5.7 經小波轉換九十六點特徵值時之諧波源位置偵測結果

測試結果	諧波源發生時之BUS組合狀況	偵測機率值	諧波源種類	電腦執行時間
	Bus9	1	靜態頻率控制器 (SFC)	0.26 sec
	Bus4 Bus7	0.9987 1	12-pulse 整流器 不斷電系統 (UPS)	0.24 sec
	Bus4 Bus10	1 1	12-pulse 整流器 液晶螢幕製造廠	0.21 sec
	Bus6 Bus12 Bus13	1 1 1	6-Pulse 整流器 24-Pulse 整流器 變速馬達(ASD)	0.22 sec
	Bus11 Bus12	1 0.9949	12-Pulse 整流器 24-Pulse 整流器	0.21 sec

測試八：經小波轉換，取樣點設定為四十八點特徵值時之諧波源位置偵測

透過諧波潮流分析程式計算各匯流排之諧波電壓，經過小波層之函數轉換後所得特徵圖樣，本測視為將所得之數值經小波轉換為四十

八點特徵值，所得之特徵值由類神經網路訓練完成，所需訓練資料總共收集二十八筆資料，類神經網路輸入為各諧波級數之諧波電壓成份，輸出為被監視匯流排。由小波網路之諧波偵測器判定結果，相關諧波源發生於各種組合狀況之測試結果整理如表5.8所示。

表5.8 經小波轉換四十八點特徵值時之諧波源位置偵測結果

測試結果	諧波源發生時之BUS組合狀況	偵測機率值	諧波源種類	電腦執行時間
	Bus9	0.9491	靜態頻率控制器 (SFC)	0.21 sec
	Bus9	0.9391	靜態頻率控制器 (SFC)	0.24 sec
	Bus10	0.9945	液晶螢幕製造廠	
	Bus7	0.9983	不斷電系統 (UPS)	0.21 sec
	Bus9	0.9391	靜態頻率控制器 (SFC)	
	Bus10	0.8724	液晶螢幕製造廠	
	Bus12	0.9575	24-Pulse 整流器	0.19 sec
Bus6	0.9425	6-Pulse 整流器	0.21 sec	
Bus13	0.9275	變速馬達(ASD)		

測試九：經小波轉換，取樣點設定為二十四點特徵值時之諧波源位置偵測

透過諧波潮流分析程式計算各匯流排之諧波電壓，經週期性取樣後將樣本資料送至小波網路之小波層得特徵圖樣，經小波轉換共二十四點特徵值，經轉換之特徵值由類神經網路訓練完成，所需訓練資料總共收集二十八筆資料，類神經網路輸入為各諧波級數之諧波電壓成份，輸出為被監視匯流排。相關諧波源發生於各種組合狀況之測試結果整理如表5.9所示。

表5.9 經小波轉換二十四點特徵值時之諧波源位置偵測結果

測試結果	諧波源發生時之BUS組合狀況	偵測機率值	諧波源種類	電腦執行時間
	Bus6	0.9221	6-Pulse整流器	0.23 sec
	Bus9	0.9551	靜態頻率控制器 (SFC) 液晶螢幕製造廠	0.21 sec
	Bus10	0.96785		
	Bus10	0.9124	液晶螢幕製造廠	0.19 sec
	Bus12	0.9575	24-Pulse 整流器	0.19 sec
Bus11	0.9235	12-Pulse 整流器	0.22 sec	
Bus13	0.9575	變速馬達(ASD)		

5.5 *PNN* 機率神經網路與小波網路偵測架構之比較分析

PNN 機率神經網路偵測架構與小波網路諧波源位置偵測架構二種方式，透過隨機將所測試之諧波源設定發生於指定之諧波源位置，將各種工作組合隨機選取14種，我們可由圖5.10辨識機率比較圖得知與分別 *PNN* 機率神經網路與小波網路偵測架構的辨識效果之差異趨勢。由辨識率之平均數值來看，小波網路之偵測架構的辨識效果將優於只有 *PNN* 機率神經網路之偵測架構。

小波網路其特性乃分析各種組合產生時域畸變波形，直接取樣時域波形，經週期性取樣後將樣本資料送至小波網路之小波層來加以轉換為設定之特徵數值。因而小波網路強調無須經Fourier Transform，簡化傅利葉轉換和數位濾波器等步驟，減少耗費處理時間與記憶容量。諧波源發生於運轉中之電力系統勢必為複雜且各種工作組合皆可能發生的狀態，利用小波網路來建構諧波源位置偵測架構，必然可更具彈性與簡化建構訓練資料與提高辨識效果。

另外，由圖5.11取樣點數與判斷機率對應圖得知，在任何一種偵測架構下，取樣點數愈多時，其資料更齊備，相對其辨識機率值將更

高。另外，小波網路之偵測架構，在諧波源之位置偵測上，相對其更優於僅PNN機率神經網路之偵測架構，辨識偵測效果更能突顯與運用上。

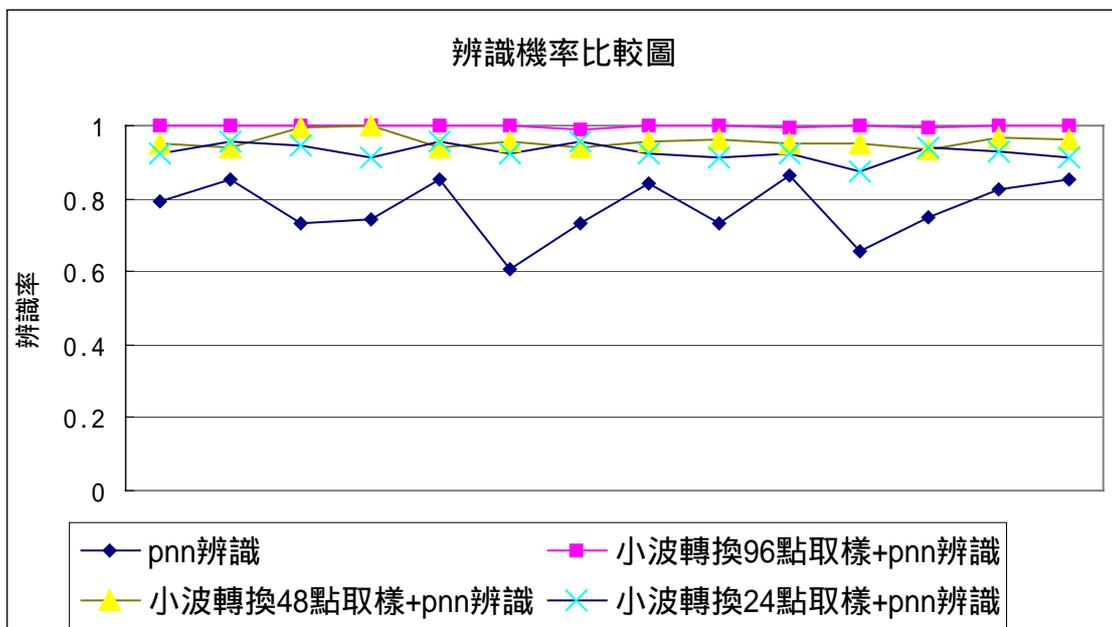


圖5.10 辨識機率比較圖

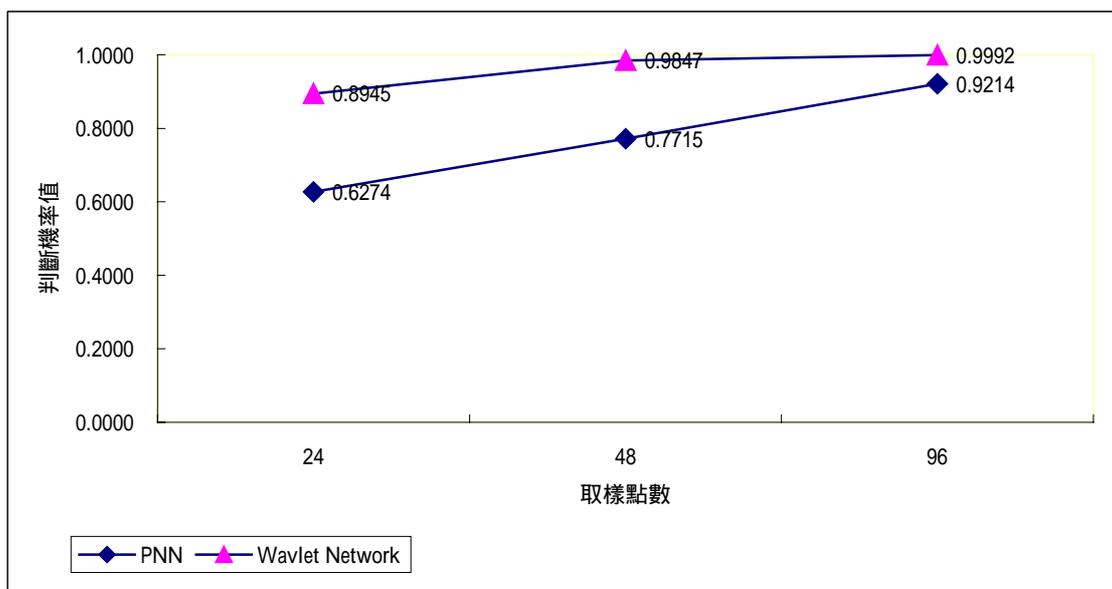


圖5.11 取樣點數與判斷機率對應圖

5.6 平滑參數 σ 值之決定與測試

平滑參數 σ 值將決定系統辨識之準確率之範圍界線，通常它是一項經驗值。圖 5.12 為配合諧波源偵測架構之測試輸出機率值與平滑參數之對應表，顯示出其適當之取樣點範圍值。表 5.10 為諧波偵測之不同工作組合時期所對應之平滑參數正確判斷之範圍數值。

平滑參數值之設定選擇將決定類神經訓練狀況之誤差值，表 5.10 所呈現是各種工作組合時諧波源發生之判斷結果。本文經測試其平滑參數之設定範圍為 0.005 ~ 0.2，而對於諧波源之偵測我們選定其 $\sigma=0.04$ ，其將對於我測試結果有所助益。輸出值以閾值 $\theta=0.5$ 為基準，若輸出值大於閾值並接近”1”，則視該匯流排為「諧波源」，反之，則接近”0”，最後顯示可能有諧波源存在之匯流排編號，根據匯流排之編號從資料庫中查詢設備類型。

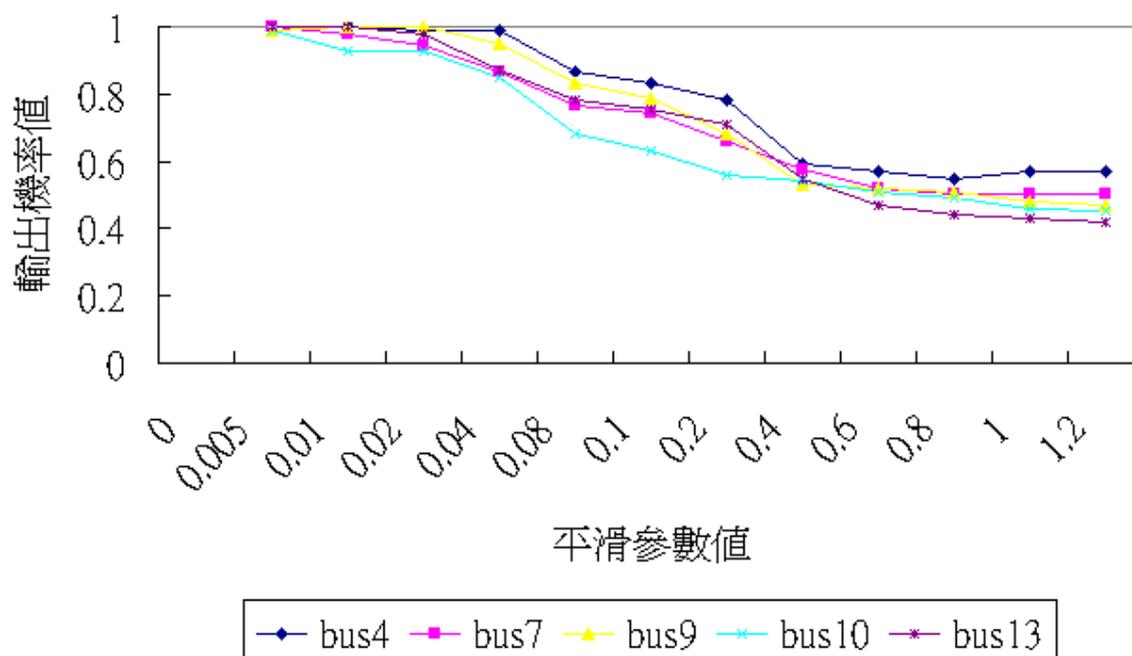


圖 5.12 輸出機率值與平滑參數之對應表

表 5.10 不同工作組合平滑參數 σ 正確判斷之範圍表

諧波 發生位置	σ											
	<0.005	0.005 ~0.01	0.01 ~0.02	0.02 ~0.04	0.04 ~0.08	0.08 ~0.1	0.1 ~0.2	0.2 ~0.4	0.4 ~0.6	0.6 ~0.8	0.8 ~1.0	1.0 ~1.2
Bus4	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	
Bus7	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓		
Bus9	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓			
Bus10	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓	✓			
Bus13		✓	✓	✓	✓	✓	✓					

Note: ✓ correct judgment

5.7 本章結論

本章在測試模擬中，分別以 PNN 機率神經網路及小波網路之諧波源位置偵測等二種偵測架構作測試，其中包含不同狀況與工作組合等條件加入時，其偵測辨識效果，均能達到設定之目的。由此驗證本文所提之方法能正確判斷電系統諧波源之位置。

第六章 結論與未來的研究方向

6.1 結論

隨著政府電業自由化的政策開放與解制，在自由化競爭的導向下，電力市場的競爭性將大幅提高，在自由化的導向下，用戶對於電力品質的提升必日漸重視，尤其是高科技工廠對電力品質要求更形殷切。有鑑於電力諧波造成之影響日漸嚴重，欲改善電力諧波首要之務係在眾多的匯流排中找尋諧波源，才能著手進行諧波改善的策略，一套快速而完整諧波偵測流程，將有助於提升操作人員處理的能力，本文PNN機率神經網路及小波網路兩種方式驗證所提之諧波源位置偵測，網路之學習速度比傳統的學習法則為快，並且能夠解決相同的問題，有效的提昇類神經網路的學習效能。

本文所選用之神經網路，建構整個諧波源偵測系統，由 *THD* 為指標研判各匯流排之諧波污染程度，在污染嚴重地點設置諧波量測儀表，並規劃其工作與非工作時段組合之頻譜圖樣，作為類神經網路之訓練資料，經模擬測試網路的特性，評估整個諧波源偵測系統的可行性，本文所建構的諧波源偵測系統具有以下特點：

- *PNN* 網路學習與回想過程快速，訓練範例組若有新增或變動時，可在短時間內重新學習完成，具有良好的適應性。
- 諧波源偵測系統不需要任何推論規則或推論機制，本研究採用「類型辨別」及「函數近似」之功能，使得整個偵測過程更具有彈性。
- 已事先選擇適當的量測地點，祇需考慮量測儀表所在之匯流排，及其鄰近匯流排基本工作組合圖樣，不需要全面監測整個電力系統，由於採用部份監測方式，因此可減少類神經網路訓練範例之

規劃。

- 由諧波造成之變形諧波之成分，直接取樣時域波形，經週期性取樣，由小波網路轉換成相關特徵數值，並與 PNN 機率神經網路結合之偵測辨識架構，如此將使小波作為訊號重建的理想濾波器。希望偵測系統能涵蓋更細微之 pulse 成分，使得辨識效果更精確，且簡化傅利葉轉換和數位濾波器等步驟，減少耗費處理時間與記憶容量
- 整個諧波源偵測系統分成 *MATLAB* 和 *EXCEL* 工作環境，在 *MATLAB* 環境下撰寫和維護程式，在 *EXCEL* 工作環境下作資料的管理，可新增資料、刪除資料、及繪製諧波頻譜圖樣，*MATLAB* 和 *EXCEL* 兩個環境可互相聯結、擷取相關資料。

在電力系統中，匯流排之電壓與電流等數值往往透過電力控制中心之 SCADA (supervisory control and data acquisition) 系統，利用量測儀表來監測與讀取。本文最後選擇幾種測試案例，利用 PNN 機率神經網路與小波網路等二種諧波源偵測架構下，在個人電腦進行模擬測試驗證其可行性，包括依據諧波電壓失真率適當選擇儀表放置地點，及以少量的儀表有效偵測出諧波源，另外對於諧波所產生之畸變波形等影響電力品質之部分，快速將畸變波形有效轉換至小波域之特徵圖樣，再藉由 PNN 機率神經網路之辨識功能，有效辨識特徵圖樣以確認諧波源之位置。此偵測架構將是偵測系統是一項新的發展方向，且能更精確偵測諧波源之位置。

6.2 未來研究方向

1. 增加更多電力品質問題之辨識事件，如三相不平衡、電壓脈衝、閃爍、電壓突升（降）、頻率漂移等，使整個電力品質事件之辨識架構更為完整。
2. 建立一個知識庫，依據辨識之結果與數值，提供一套改善之

對策，其能做到改善諧波狀況之目的。

3. 建立其他方法之規則庫，以增加與驗證推論其辨識結果之可靠度。

參考文獻

- [1] IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems ANSI/IEEE Std 519-1992.
- [2] Flinn, D.G., Dugan, R.c., “ A Database for Diverse Power System Simulation Applications ” , IEEE Transactions on Power System, vol. 7, no. 2, May 1992,PP 784-790.
- [3] Melhorn, J. McGranaghan, MF., “ Interpretation and Analysis of Power Quality Measurements ” , IEEE Transactions on Industry Applications, Nov/Dec, 1995.PP1363-1370.
- [4] T. S. Key and J. S. Lai, “ Comparison of Standards and Power Supply Design Options for Limiting Harmonic Distortion, ” IEEE Trans. On Ind. Appl., Jul./Aug. 1993, PP 668-695.
- [5] Jos Arrillaga, Math h. J. Bollen and Neville R. Watson ” power quality following deregulation”. Proceedings of the IEEE, vol. 88, no. 2, February 2000 , pp.246-261。
- [6] M. Najjar and G. T. Heydt, “A Hybrid Nonlinear Least Squares Estimation of Harmonic Signal Levels in Power Systems, ”IEEE Trans. on Power delivery, Vol.6, No.1, Jan. 1991, pp. 282-288.
- [7] J. E. Farach, W. M. Grady and A. Arapostant, “An Optimal Procedure for Placing Sensors and Estimating the Locations for Hramonic Sources in Power System, ”1992 PES Summe Meeting, Seattle, WA, July 12-16, 1996, Paper 497-8 PWRD.
- [8] Y.-Y. Hong and Y.-C. Chen, “Application of Algorithms and Artificial-intelligence Approach for Locating Multiple Harmonics in Distribution System, ”IEE Proc.-Gener. Transm. Distrib., Vol. 146, No. 3, May 1999, pp.325-329.
- [9] 吳家宏 , ”類神經網路應用於電力系統諧波源位置之偵測” , 國立

台北科技大學電機與能源研究所碩士論文，2000年。

- [10] R. K. Hartana and G. G. Richards, "Harmonic Source Monitoring and Identification Using Neural Network," *IEEE Transaction on Power Systems*, Vol. 5, No.4, November 1990, pp. 1098-1104.
- [11] N. Pecharanin, H. Mitsui, and M. Sone, "Harmonic Detection by Using Neural Network," *IEEE International Conference on Neural Network*, Vol. 2, 1995.
- [12] A.A.Mohd. Zin, Md. Rukonuzzaman, H. Shaibon, and K.L. Lo, "Neural Network Approach of Harmonics Detection," *1998 International Conference on Energy Management and Power Delivery*, Vol. 2, 1998, pp. 467-472.
- [13] N. Pecharanin, H. Mitsui, and M. Sone, "An Application of Neural Network for Harmonic Detection in Active Filter," *IEEE World Congress on Computational Intelligence, International Conference on Neural Network*, Vol. 6, 1994.
- [14] N. Pecharanin, "An Application of Neural Network to Harmonic Detection in Active Filter," *WCCI-ICNN'94, Proc. Vol.6, No.684, P.3756 (1994)*.
- [15] Ying-Yi Hong and Yau-Ching Chen, "Application of Algorithms and Artificial Intelligence Approach for Identifying Locations of Harmonic Sources in Distribution Systems," *Proceedings of the 19th Symposium on Electrical Power Engineering, Taiwan, November 1998*, pp. 884-888.
- [16] Chia-Hung Wu and Chao-Rong Chen, "Apply Artificial Neural Network to Power System in Detecting the Positions of the Harmonic Sources," *Proceedings of the 21th Symposium on Electrical Power Engineering, Taiwan, November 2000*, pp. 329-333.
- [17] N. Pecharanin, H. Mitsui, and M. Sone, "Harmonic Detection by

- Using Neural Network, "IEEE International Conference on Neural Network, Vol. 2, 1995, pp. 923-926.
- [18] P. Pillay and A. Bhattacharjee, "Application of Wavelet to Model Short-Term Power System Disturbances, "IEEE Transaction on Power System, Vol. 1, No. 4, November 1996, pp. 2031-2037.
- [19] Leopoldo Angrisani, Pasquale Daponte, and Massimo D' Apuzzo, Wavelet Network-Based Detection and Classification of Transients, "IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement, Vol. 50, No. 50, October 2001, pp. 1425-1435.
- [20] Yann-Chang Huang and Chao-Ming Huang, "Evolving Wavelet Network for Power Transformer Condition Monitoring, "IEEE Trans. on Power Delivery, Vol.17, No.2, April 2002, pp. 412-416.
- [21] Gary Chang W. K., IEEE Power Engineering Society Tutorial On Harmonics Modeling and Simulation, Chapter 3, 1998.
- [22] Dan W. Patterson, " Artificial Neural Networks: Theory and Applications, "Prentice Hall, 1996.
- [23] Seymour Lipschutz, "Theory and Problems of Data Structures, "McGRAW-Hill Book Company, 1986.
- [24] Zastrow,O.W., "Recommended Practice for Voice Frequency Electrical Noise Tests of Distribution Transformers" ,IEEE Trans., COM-21, 1973, pp.1448-1455
- [25] Cumming, P.G. "Estimating Effect of System Harmonic on Losses and Temperature Rise if Squirrel-Cage Motors," IEEE Trans.on IA,Vol.22,No. 6. pp1121-1126,1986
- [26] 周翌生, 「電力系統諧波問題之探討」, 電機月刊, 第六卷第十期, 第 139 頁至 143 頁
- [27] 台鵬, 「防護高諧波障害電力電容器之保護對策」, 電機月刊, 第三卷第八期, 第 106 頁至 108 頁
- [28] 台灣電力公司, 「諧波管制標準之研擬」, 台電工程月刊, 1992

- [29] 江榮城，陳士麟和顏世雄，“諧波管制標準之研提”，台灣工程月刊，第 526 期，民國八十一年六月，pp.36-42.
- [30] 江榮城，“諧波電力潮流分析與濾波器設計”，國立中山大學電機工程研究所碩士論文，1990 年。
- [31] David C.Robertson, Octavia I.Camps, Jeffrey S.Mayer and William B.Gish, “Wavelet and Electromagnetic Power System Transients”, IEEE Transaction on Power Delivery, Vol. 11, No. 2, April 1996, pp.1050-1056.
- [32] Johan Driesen, Thierry Van Craenenbroeck, Roland Reekmans and Daniel Van Dommelen, “Analysing Time-Varying Power System Harmonics Using Wavelet Transform”, IEEE Instrumentation and Measurement Technonlgy Conference, Brussels, Belgium, June 4-6, 1996, pp.474-479.
- [33] Charles K.Chui, Wavelets: A Mathematical Tool for Signal Processing, SIAM Press, 1997.
- [34] 單維彰，凌波初步，全華科技圖書股份有限公司。
- [35] Tsutomu Oyama, “Fault Section Estimation in Power System Using Boltzmann Machine, “Proceedings of Second Forum on Artificial Neural Network Applications to Power Systems (ANNPS’93), Japan, 1993, pp. 1-7.
- [36] Yann-Chang Huang and Chao-Ming Huang, “Evolving Wavelet Network for Power Transformer Condition Monitoring, ”IEEE Trans. on Power Delivery, Vol.17, No.2, April 2002, pp. 412-416.
- [37] 江榮城，“電力品質實務書(一)”，全華科技圖書股份有限公司，民國九十年七月。
- [38] 江榮城，“電力品質實務書(二)”，全華科技圖書股份有限公司，民國九十年七月。