

第一章 緒論

第一節 前言

心電圖訊號可以用來監測異常心臟電生理現象，如心律不整、心室撲動、心室顫動等，這些現象有些在實際臨床檢查中，並非容易發現，一般是藉由 24 小時的霍特式(Holter)心電圖紀錄器來記錄病患的心電圖資料，醫師再透過離線式(off-line)的模式來找出異常心電圖的存在與否，往往容易因注意力的不集中或疲累造成誤判或漏判，由於有關傳統的霍特式心電圖紀錄器或即時(real-time)的心電圖分析器，在業界或學界已有相當純熟的研究與發展，因此在本研究中，我們希望結合即時心電圖分析器的優點，並整合即時心率變異分析的功能至系統中，讓目前在臨床上已逐漸熱絡的心率變異特性分析能被廣泛的應用。

由於人體心跳的頻率並非完全規則的，若仔細量測便會發現每次心跳與心跳的間隔均有幾十毫秒以內的微小差異，此種差異謂之心率變異特性 (Heart Rate Variability, HRV)，而心跳速率 (Heart rate, 簡稱心率) 之改變與交感神經及副交感神經系統之交互作用息息相關。在 1990 年 Akserlmod 等發現心率頻譜特性可以區分出交感神經及副交感神經作用之後【1,2】，許多不同的訊號處理方法即被應用於解析心率變異特性與自主神經系統作用之相關性，並評估在不同病症下（尤其是心臟血管病變）自主神經系統對心率調節的改變【3,4】。由於心率會因外在環境刺激（如姿勢改變、藥物作用）及內在生理機制，而瞬間改變其特性，因此利用此瞬變特性，心率變異特性應可發展成一種生理監視指標，以監視在不同狀況下自主神經系統受到刺激所引發的

心率特性改變，以及其所代表的意義，其中包括偵測心肌梗塞病人局部缺血(ischemia episode)的發生【5】、評估暈眩及麻醉病人的生理狀況【6】及其他生理監控。而對於與其他生醫訊號之整合，諸如血壓【7】及呼吸訊號等，更是近來研究的重點。

第二節 研究目的與動機

心電圖訊號雖然可以用來監測異常心臟電生理的現象，如心律不整、心室撲動等，但這些現象並非長期存在，若透過床邊監測器來監測異常心電圖，則限制了病患的活動，而且無法長期記錄，有效掌控病患可能之異常心電圖。若是藉由霍特式心電圖紀錄器執行二十四小時的心電圖紀錄，雖有助於異常心電圖的發現，但是須透過離線式(off-line)的分析，無法達到即時監測的目的。因此，具有彈性應用、長期記錄、異常辨認與即時監測分析等特性的心率分析系統，在臨床上是非常必須的。

有關心率的研究與應用，大部份均以個人電腦為發展主體，然而在實際應用上，個人電腦因體積較大而不易攜帶、價格較高而受限。而且對於一個心率分析系統，從心電圖之 QRS 波偵測、心率分析以至於參數萃取，均需龐大的計算量，因此不易藉由一般的微處理器來完成。因此本研究的目的，即是以數位訊號處理器為基礎，研製一個即時心率變異特性分析系統，藉由數位訊號處理晶片所提供之強大數位訊號處理與運算功能，發展相關數位訊號處理所需之軟體，以提昇系統在心率分析上的性能，同時亦能兼顧即時分析的訴求；另外亦經由數位訊號處理晶片所提供之強大輸入輸出(I/O)能力，將運算的結果

經由串列傳輸埠(UART)或亦可選擇無線傳輸模式輸出，或傳遞至其他裝置做進一步的處理與控制。

第三節 論文架構

本論文共分為六章。第一章為緒論，介紹心率變異特性的定義與其在臨床上的應用，以及在發展即時心率分析器的限制與需求，進而引出研究的目的與動機。第二章研究背景與基本原理，第一部份主要是介紹心電圖的原理、異常心電圖訊號、心率變異特性與自主神經系統作用的關聯；第二部份介紹數位訊號處理器的功能與優點，並進而比較其與傳統單晶片的不同與優勢；之後也對數位訊號處理的基本理論和訊號處理的方法做探討，第三部份則探討無線傳輸技術的發展與展頻無線通訊的原理與優點。第三章系統架構與硬體設計，說明整個心率分析系統的整體架構與組成，並針對硬體的設計構想、電路的實現與系統的整合等做頗為深入的介紹與探討。第四章演算法與軟體設計部份，係探討本系統所使用到之 QRS 波偵測與異常心電圖(含 PAC 與 PVC)偵測與辨認法則規劃與程式設計，本章與第三章係本篇論文的重點所在。第五章系統操作與系統效能評估及結果，主要說明系統的連接與操作步驟，並提出系統性能驗證的方法與驗證的結果，並實際應用到人體量測上。第六章結論與未來發展，提出本系統目前的限制與可以加強改善的方向，期望能透過經驗的傳承，讓本系統經過不斷的改善與精進後，真正在臨床的應用上獲得好評。

第二章 研究背景與基本原理

第一節 生理訊號特性

人體中有許多的生理訊號可經由醫用換能器或感測器來感測並轉換成電訊號，再透過醫用電子儀表來做記錄、分析與顯示的工作，這些訊號經過醫生的判讀，將可協助診斷病因所在，所以生理訊號是極具臨床參考價值的。其中又以非侵入性的生理訊號量測為醫院最常實施的檢驗，例如：心電圖、肌電圖、腦波圖、血壓與體溫...等。由於本研究係開發以數位訊號處理器為基礎之即時心率變異特性分析系統為目的，著重於心電訊號的處理與分析，所以將針對心電訊號的特性與機制做進一步的探討。

由於人體本身是一個非常複雜的系統，心率的變化與自主神經系統的調控情形，有著密切的交互關係，而在許多學術和臨床的研究上，有關心率變異特性的分析可以被應用到監控麻醉、心肌梗塞、暈眩病人的生理狀況以及測謊【8】、加護病房病患病情評估【9】等等，再再都顯示心率變異特性極有可能發展成為一種新的生理指標，協助醫師作為診斷病人之參考，因此，也將對心率變異特性的定義及其與自主神經系統調控情形的關聯性作進一步的說明與探討。

1-1 心電圖原理

心臟是我們身體維持生命最重要的器官，當心臟停止跳動，即代表生命的終止。如圖 2-1 所示，心臟可以區分為左心房、左心室與右心房、右心室，正常情況下心臟收縮的機制是由右心房的竇房結（SA node）來控制，經由房室結（AV node）、希氏束（His Bundle），把

電刺激由心房傳到心室，引起心臟的收縮，如此便完成一個心跳週期，以維持正常的血壓及身體所需之血液供應。

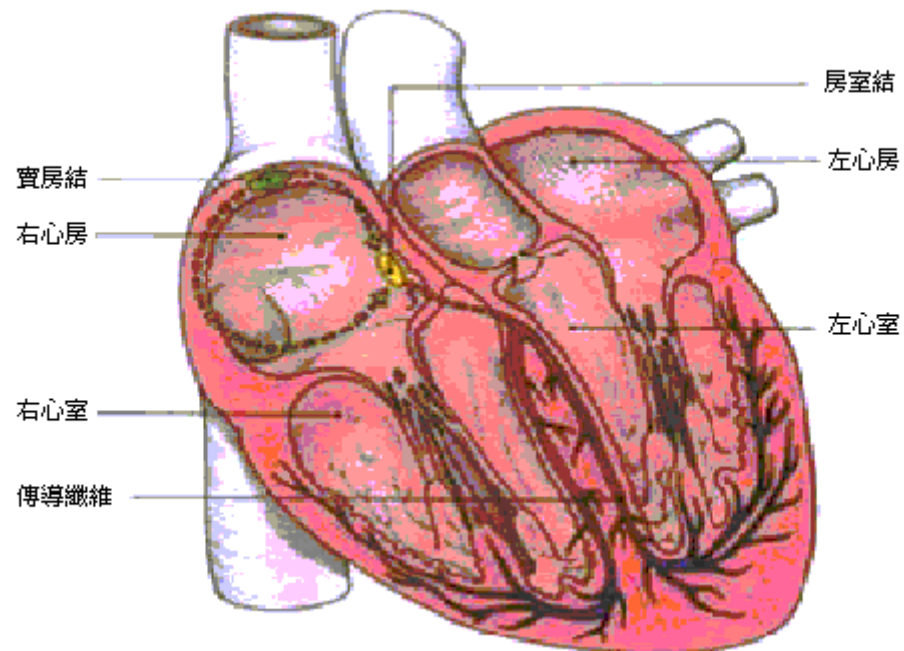


圖 2-1 心臟剖面圖

由於心臟細胞在靜止狀況下係帶負電位的（約 -80mV ），或稱作極化（polarization），一旦受到了電刺激便去極化（depolarization），因而帶正電位（一般稱之為活化電位）並產生收縮反應。而心電圖便是心臟週期性電氣活動的電位變化記錄，圖 2-2 即說明了心電圖與心臟各主要細胞電氣活動的關聯性。標準的心電圖波形如圖 2-3 所示，主要係由 P 波、QRS 複合波、T 波和 U 波所構成，各波形的生理意義簡述如下：P 波代表心房的去極化；QRS 複合波代表心室去極化；T 波代表心室再極化（repolarization）；U 波代表心室肌肉收縮緩慢，一般不容易觀測出來。在臨床的應用上也定義了 PR 間隔代表左右心房去極化和去極化波傳導至房室結的時間，QT 間隔代表左右心室去極化和

再極化的時間、ST 段代表心室再極化的時間等等。

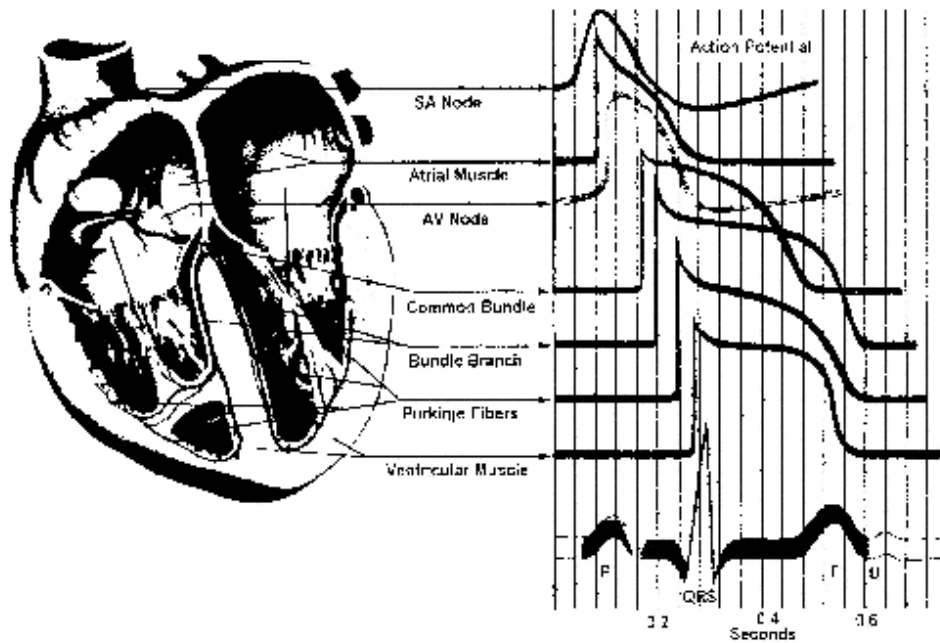


圖 2-2 心臟各部位的電氣活動與心電圖之關聯

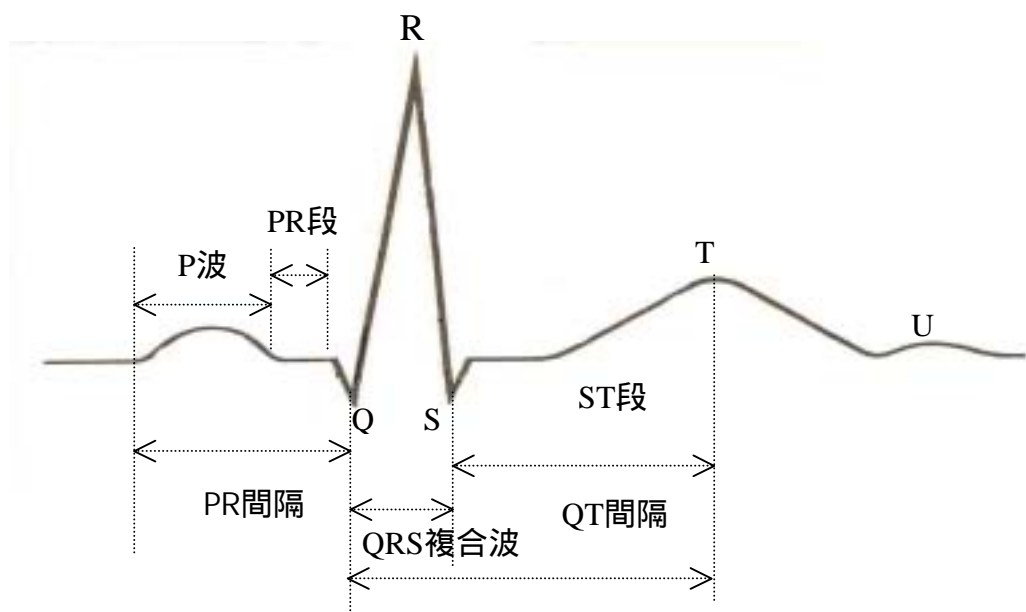


圖 2-3 心電圖波形

1-2 異常心電圖

心臟具有正常且規則的收縮特性，而心跳一般正常情況是由竇房節發出的規律激動所控制，所以竇房節可以說是心臟的節律點。在臨床上所謂正常心電圖的樣本及各波形的範圍如圖 2-4 所示，且一般在診斷上有以下幾個特徵：（1）心率在成人約每分鐘 60~100 次；（2）P 波是竇房結出來(間隔不超過 0.11 秒)；（3）P-R 間隔在 0.12~0.20 秒範圍；（4）每一個 P 波形狀穩定；（5）P-P 間隔正常。

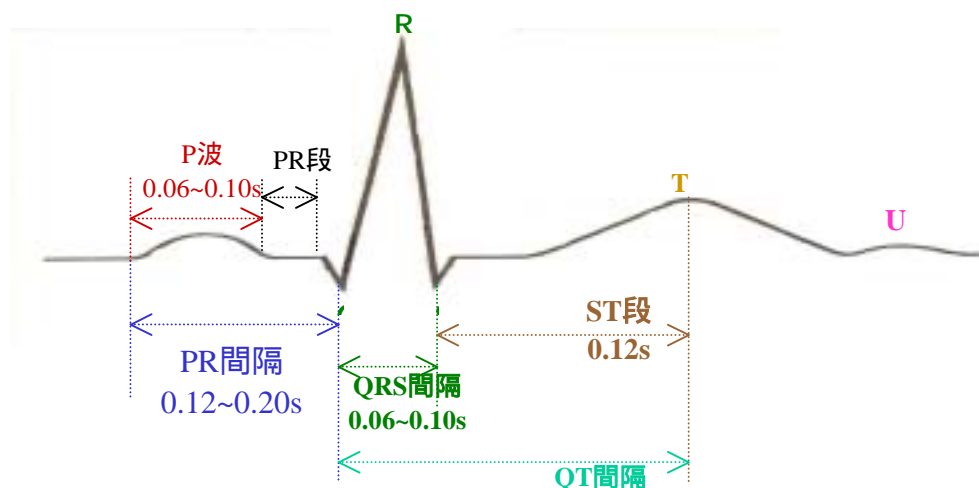


圖 2-4 正常心電圖波形樣本

由於異常的心電圖訊號在臨床上的分類相當繁多，也各有其波形的特徵與診斷的依據，且本研究的主要目的並非探討這些異常心電圖的偵測與辨認，因此僅就心房早期收縮 (atrial premature contraction, PAC) 及心室早期收縮 (ventricular premature contraction, PVC) 兩項異常的心電圖訊號做探討，以避免此兩項不整脈訊號對後續頻譜分析所造成之影響。

1.2.1 心房早期收縮 (atrial premature contraction, PAC)

心房早期收縮主要是因為心房的異位點發出的激動，而造成比預期還早的心房興奮波（即 P' 波）。其外形依其發源點以及採用的傳導方向而有種種的變化，本研究主要採用導程 I（左手及右手的電位差，LA-RA），因而心房早期收縮的波形如圖 2-5 所示具有以下特徵：（1）相鄰的心率呈現不規則；（2）P 波提早出現；（3）相鄰的 RR 間隔相加之和小於正常 RR 間隔的兩倍（即 $pp1+pp4 > pp2+pp3$ ）。

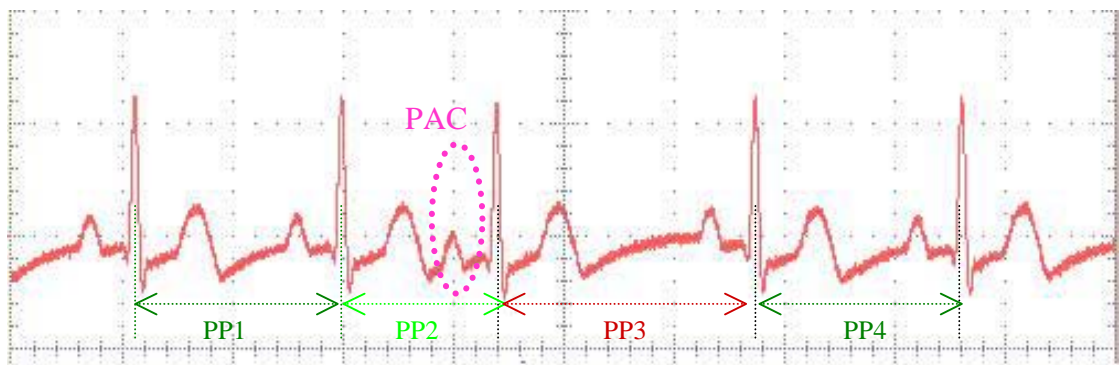


圖 2-5 典型心房早期收縮波形

1.2.2 心室早期收縮 (ventricular premature contraction, PVC)

心室早期收縮乃由於心室心肌的異位放電，激動從異位點發出，使心室活化而興奮，是一種有器官性心臟病時常見的不整脈。由於異常的激動波由中隔部或左右心室壁內發生，一方面向同側心肌傳導，一方面向反對側之心室傳導。因此心室的興奮過程延長，而 QRS 波之幅度變寬，型態往往十分怪異。大體來說心室早期收縮的波形如圖 2-6 所示具有以下特徵：（1）沒有 P 波；（2）QRS 波變形且異常。

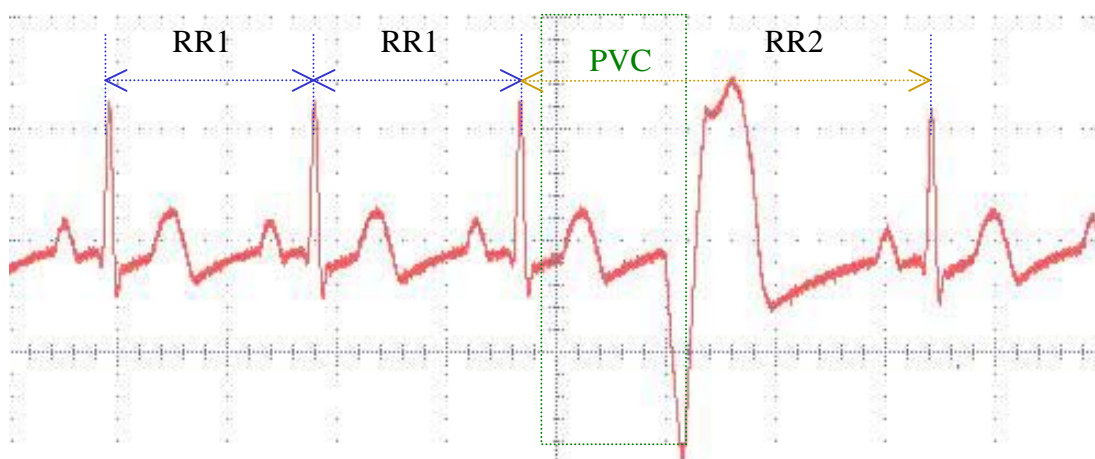


圖 2-6 典型心室早期收縮波形

1-3 心率變異特性

心率的快慢受竇房結節律細胞的基本發電頻率和自主神經系統的調控這兩個主要因素所影響，竇房結節律細胞的基本發電頻率是固定的，並不會在短時間內改變，而自主神經系統的活性則無時無刻不隨著外在環境的刺激和內在生理機制而變化，以因應身體的需要。竇房結的放電頻率因自主神經系統的調控而表現出的變異特性，亦即人類的心跳在巨觀之下，似乎是有規則的，但若仔細測量便會發現每次心跳間隔均有幾十毫秒以內的微小差異，此種差異即是心率變異特性的定義（如圖 2-7 所示）。

有關心率變異特性的分析方法，一般可區分為線性與非線性兩大類。線性的分析方法又可區分為時域與頻域的分析，時域心率變異特性的分析方法大都針對整個 24 小時心電圖紀錄做統計學上的分析，典型的法有：正常 R-R 間隔的標準差法(SDNN)、每 5 分鐘段平均正常 R-R 間隔的標準差法(SDANN)、連續均方根差值法(r-MSSD)及相鄰 R-R 間隔大於 50ms 百分比差異法(pNN50)等四種方法，由於時域的分

析法皆以 24 小時心電圖紀錄做離線式的統計分析，不適用於本系統之即時監測分析。而頻域的分析法，一般係透過快速傅利葉轉換後，轉換為功率頻譜來分析，一般區分為極低頻功率(0.0033~0.04Hz)、低頻功率(0.04~0.015Hz)、高頻功率(0.15~0.4Hz)及低高頻比值來表示，一般頻域的分析法在臨床或工程上較常被使用，且在執行即時與線上分析時較容易實現，因此本系統係以頻譜分析法來分析心率變異特性。而在非線性的分析方法中，最典型的即是 Lyapounov exponents 量測法、1/f 特徵法與 Approximate Entropy 估測法等，由於其分析之方法相當複雜，對本系統程式之實現難度頗高，且其分析之性能未必比前述方法高，因此本研究並未以非線性的分析方法做考量。

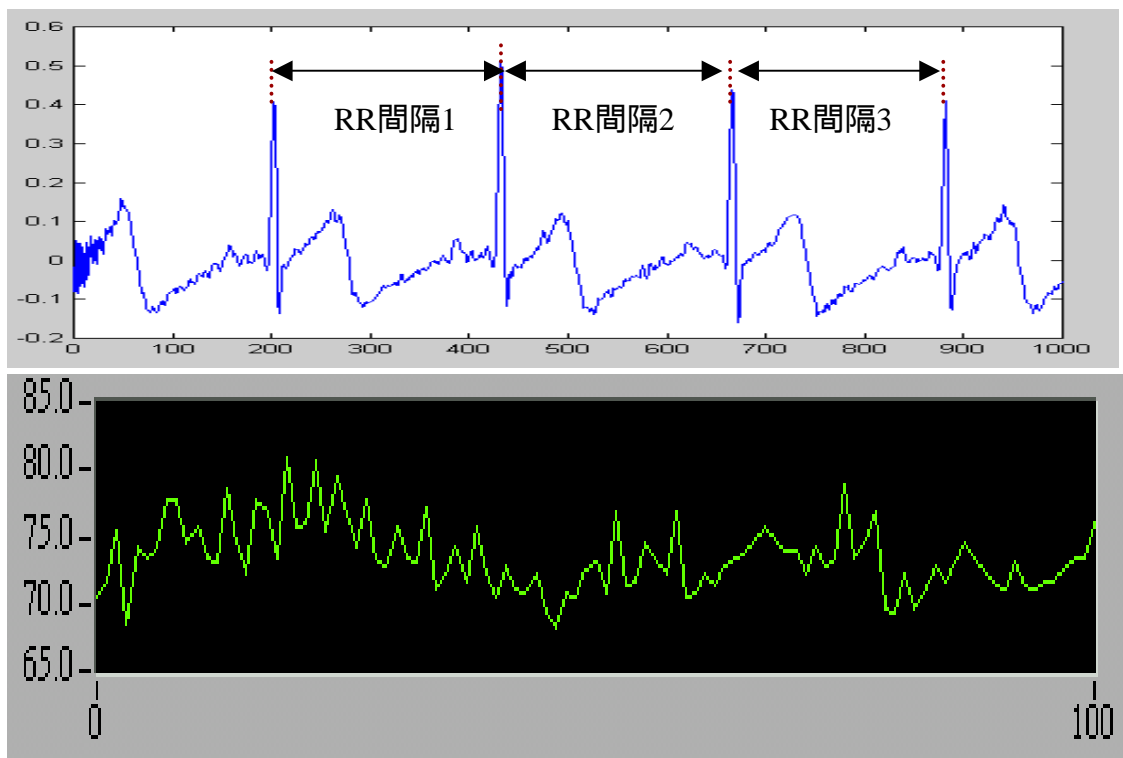


圖 2-7 心率變異特性（上圖心電圖波形巨觀上 RR 間隔似乎均是等距的，但仔細量測可以換算出下圖的心率變化，此即 HRV）

1-4 心率變異特性的頻譜分析

心率變異特性係由交感與副交感神經系統交互作用與調控所產生的變異特性，而其與血壓及心輸出量等生理現象一樣具有週期性的變化。其中交感神經會加速心跳的速率，且會造成血壓的上升，相對於交感神經的副交感神經，則是降低心跳速率與血壓，在1981年AkseI rod【10】等人的研究發現，經由非侵入性量測所獲得的心電訊號，再透過快速傅立葉轉換後之心率變異特性功率頻譜，可以反映出交感、副交感神經於生理機制的調控現象，因此，開啟了心率變異特性與自主神經系統關聯性的研究序幕。

在心率變異特性頻譜圖中，通常我們可以觀測到三個明顯的頻峰（Spectral peak），分別為低頻、中頻及高頻頻帶，如圖 2-8 所示。在之前的研究文獻中對低、中及高頻頻帶有許多不同的定義，其中最常被使用的定義是低頻（0.02~0.08 Hz）、中頻（0.08~0.15 Hz）及高頻（0.15~0.40Hz）。由於在先前的研究發現：（1）在將副交感神經以藥物抑制其作用後，中頻及高頻頻峰大幅降低，而低頻頻峰亦有些微降低之現象，（2）若將交感及副交感神經合併抑制後，則心率變異特性頻譜圖中的所有頻峰均消失。因此，研究者推測中頻與高頻部份可能代表副交感神經的作用情形，而低頻與中頻部份可能代表交感神經的作用情形。因而，心率變異特性的頻譜分析可以發展成一種新的生理指標，用來分析自主神經系統的調控情形，而且最重要的是，它是一種非侵入性的量測模式。

近來在一些學術及臨床的研究中【11】，也把上述心率變異特性的頻譜做另一種型態的分類，因而定義出高頻帶（0.15~0.40Hz）及低

頻帶 (0.04~0.15Hz)，而以高頻頻譜做為副交感神經活性的指標，低頻頻譜作為交感與副交感神經共同調控的指標，而高低頻功率比 (高頻功率/低頻功率) 為副交感相對交感神經活性平衡的指標。利用此三項指標即可監測交感與副交感神經系統隨生理變化的調控情形。而本研究亦採用這樣的頻譜範圍來作探討。

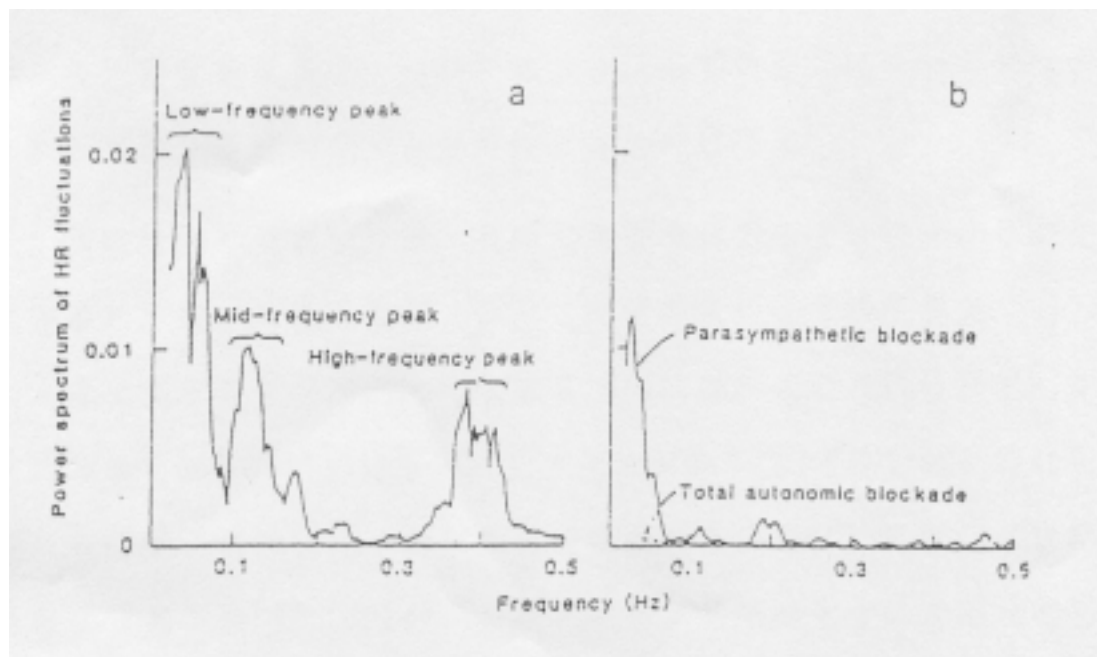


圖 2.8a 心率變異之三個主要頻峰。 圖 2.8b 副交感神經抑制使中、高頻衰減，合併抑制交感與副交感神經使心率變動消失【10】

第二節 數位訊號處理器

所謂的數位信號處理器(Digital Signal Processor, DSP)係指能高速處理數位式信號的處理器，只要輸入/輸出都是數位信號，通常就可以概稱之。但是現在所定義的 DSP 晶片是指其硬體在經過特殊處理後，適合作數位信號經常演算並具有即時且快速的計算的功能。而其與一

般電腦 CPU 最大的差異，在於 DSP 對數學運算較擅長。

近年來數位技術的提昇，積體電路的高度應用，以數位方式處理信號已經成為一種普遍的方式。隨著多媒體產業的蓬勃發展，電子技術的突飛猛進及個人電腦的普及，將我們推向了資訊化的社會型式。而數位化的資訊傳遞透過網路的傳播，以及網路的資源共享與交流，使人類邁入一個數位資訊的時代。利用數位技術將現實世界的信號 (real world signal)，經取樣(sample)、量化(quantization)的過程轉換成數位資料，再來做分析(analysis)、修改(modification)與萃取(extraction)，充分發揮數位形式資訊處理的優點，圖 2-9 為 DSP 系統中將信號數位化的過程，如此才能利用數位信號處理的技術來處理信號。

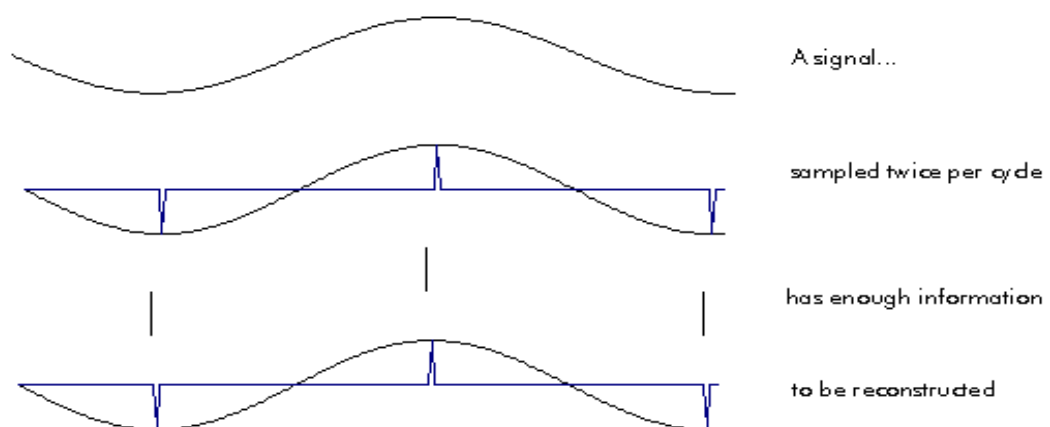


圖 2-9 類比信號數位化的過程示意

2.1 數位訊號處理器的優點與功能

2.1.1 數位訊號處理器的優點

一般而言數位信號處理器有下列數項優點：

- 靈活性好：數位信號處理器一般都是可程式化(programmable)。例

如，改變一個類比濾波器的頻率與帶寬，至少需要重新調整原有的電路參數，而數位濾波器則只需要向計算機置入新的參數就可以了。還有應用廣泛的自適應濾波器用類比電路是極難實現的，但用 DSP 就比較容易實現。

- 精確度高：類比電路受其元件精密度的影響，系統的精確度一般都很差，很難達到 0.1% 以下的誤差。但數位系統可以透過提高 A/D 轉換器的位元數的設計，從而使得數位系統的精確度可以比相應的類比系統高出很多。

- 利用大型積體電路的合成：現今新型大規模與超大型積體電路推陳出新。與類比電路相比，數位電路的密集度可以作得高得多。還有數位元件比類比元件較易於積體電路的合成，數位信號處理器 (DSP)，就是基於超大型積體電路技術和計算機技術發展起來的、適合於作數位信號處理的高速高位元單晶片計算機。它們體積小，功能強，使用方便。

2.1.2 數位訊號處理器的功能

數位訊號處理器具備以下的功能：

- 程式管線式 Pipeline 運作：管線式運作即是在同一指令週期中，處理器不僅執行目前之指令，亦同時抓取下一個或下幾個指令的一些準備動作。Pipeline 運作其包括抓取、解碼、運算、執行等，因此 DSP 中之大部份指令僅需一個指令週期即可完成動作。
- 零負擔 (Zero overhead) 之迴圈計算：以高階語言為例，於執行迴圈

時需要用軟體計算迴圈執行次數並作據以做迴圈終結判斷，使得在計算大量迴圈時浪費不少時間，然而DSP則是利用硬體設計，使執行迴圈時無須作上述之計數及判斷，而使得計算速度增快。

- 大量的 I/O 介面：就並列的 I/O 而言，除了記憶映射 I/O 外，其亦可額外擴充。
- 匯流排不共用：為達到並行處理之功能，DSP晶片內部有多條匯流排，每條匯流排皆傳輸特定的資料而不共用。例如將程式與資料匯流排分開，使指令與資料的存取可同時進行以增進程式執行的速度。
- 特殊之位址解碼模式：為節省大量計算時資料搬動的時間，DSP晶片中有環狀定址模式。對於有些演算法如迴旋積分(Convolution)、Correlation 或是數位濾波器等需要用到大量且重複性的運算時，此種定址法可使程式變得更簡捷、易懂。

2.2 數位訊號處理器與傳統單晶片之比較

一般而言，數位信號處理器與傳統單晶片的優缺點可以綜整如下：

- DSP 晶片之優點：
 - (1) 執行速度快，整體效能佳，可做為即時運作之應用。
 - (2) 特殊硬體與數位訊號處理指令設計，適用於高等控制技巧。
 - (3) 晶片設計導向為做數位訊號處理與高等數學運算之用。
 - (4) 容易增加附屬應用功能。
- DSP晶片之缺點

- (1) 由於DSP晶片並無獨立的I/O接腳(pin)，因此不易適用於簡單的控制應用。
- (2) 與傳統單晶片相比較，DSP晶片之周邊元件不是非常充足。
- 一般傳統單晶片之優點
 - (1) 周邊元件設計於單一晶片中，容易實現簡單的控制應用。
 - (2) 傳統單晶片每種結構皆相類似，易學易懂。
- 傳統單晶片之缺點
 - (1) 指令執行速度慢，整體效能低，不適合應用於即時控制。
 - (2) 傳統單晶片由於執行速度不足，而且數學運算指令不足，所以不適用於高等數學運算。

由於本研究主要目的係發展即時心率分析雛形系統，以利於爾後發展演算法則與發展 ASIC 晶片之基礎，重點是具有即時處理與高速運算，因此選擇數位訊號處理器為發展的核心，而在考量浮點式比定點式數位訊號處理器具有：(1)更規則之指令，(2)支援小數算法，(3)支援更大的記憶體等優點，因而選擇具有美國德州儀器公司出產之 TMS320C32 浮點式處理器的 STC-32 數位訊號處理模組做為本系統研製的核心。

2.3 數位訊號處理的理論基礎

2.3.1 傅立葉轉換(Fourier Transform)

傅立葉轉換是將在時域(time domain) 信號如 2-1 式乘上一個 $e^{-j\omega t}$ 的次方，再積分之後就會變成頻域(frequency domain) 的信號。換而

言之，傅氏轉換是將信號由時域轉到頻域，如此我們就可以看到此信號的頻譜(frequency spectrum)，由頻譜可以知道此信號含某頻率的成份有多少，進而分析此信號的頻譜特性。例如：對一雜訊做傅氏轉換，我們就能知道它哪一個頻率成份最多(能量最大)，這樣我們就可以針對這個頻率設計濾波器的濾波頻率來抑制雜訊。因此，傅立葉轉換是我們分析信號的一項重要的工具。

$$X(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \bullet e^{-j\omega t} dt \quad 2-1$$

2.3.2 離散傅氏轉換(Discrete Fourier Transform, DFT)

離散傅氏轉換是將離散信號從時域轉到頻域做分析的數學式(如 2-2 式所示)，而這個數學是我們可以透過電腦的運算來得到結果，可是複雜的運算量卻一直是即時的離散傅氏(DFT)無法實現的主要瓶頸。因此，尋找離散傅氏轉換(DFT)的快速演算法，一直是科學家關心的話題。自從快速傅立葉轉換(Fast Fourier Transform, FFT)演算法的問世，有效的降低 DFT 的運算量，並且可以有效率地使用硬體實現，成就了數位信號處理的實用價值。數位信號可以即時處理，就促進了數位信號處理器(Digital Signal Processor, DSP)的發展，奠定信號處理數位化的重要基礎。

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \bullet e^{-j\omega n k} \quad k=1,2,\dots,N-1 ; \omega = \frac{2\pi}{N} \quad 2-2$$

2.3.3 數位濾波器

在進行信號處理時，我們常會使信號通過一系統以求得輸入與輸出的響應比值，再分析改善輸出響應的特性，我們稱此系統為一種數位濾波器(digital filter)。一般都以 Z 轉換(Z-transform)來求得數位濾波

器的轉移函數(transfer function)。再利用反 Z 轉換(inverse Z-transform)來求得數位濾波器的差分方程式(difference equation)。因此，基本上 Z 轉換是被用來在數位系統內作為分析、設計及實現的工具。

一般數位濾波器可區分為無限脈衝響應(Infinite impulse response, IIR)及有限脈衝響應(Finite impulse response, FIR)兩種型態，其數學模式分別如 2-3 與 2-4 式所示：

(1) 無限脈衝響應濾波器

$$y[n] = \left\{ \sum_{k=0}^N a_k x[n-k] \right\} - \left\{ \sum_{k=1}^M b_k y[n-k] \right\} \quad 2-3$$

(2) 有限脈衝響應濾波器

$$y[n] = \sum_{k=0}^{N-1} a_k x[n-k] \quad 2-4$$

其中 a_k 和 b_k 是濾波器的係數，從 2-3 式中可以發現輸出 $y[n]$ 與過去輸入值 $x[n-k]$ 、現在輸入值 $x[n]$ 及過去輸出值 $y[n-k]$ 均有關，因此無限脈衝響應濾波器基本上具有回授的機制，而 2-4 式中有限脈衝響應濾波器的輸出 $y[n]$ 僅與過去和現在的輸入值有關，因此其為前饋式的機制。基於 (1) 若要獲得比較陡峭截止頻率的濾波器，有限脈衝響應濾波器的階數需求要比無限脈衝響應濾波器大，(2) 在給定的振幅規格下，有限脈衝響應濾波器處理的時間和儲存的需求要比無限脈衝響應濾波器大。因此本研究皆採用無限脈衝響應濾波器，且在濾波器的設計技巧上，皆採用極零點配置(Pole-Zero Plot)的方法來實現，只要決定極零點的位置，即可以定義出所需的濾波器規格。

第三節 無線通訊傳輸

發展無線通訊的目的，在於使用者之間能夠於任何時間、任何地點互通訊息，而不必受限於傳統有線的束縛。基於這樣的理念，本研究也希望整合無線通訊的技術，藉由其傳輸不受傳統有線拘限的優點，在一定距離內將心電圖及心率變異特性訊號傳輸至監測主機上(電腦)，則可在不致限制病患的活動下(亦可將本系統安置在輪椅上)，協助醫師即時監測身心障礙者或心臟血管病患之心電圖及心率變異特性變化情形，讓本系統在應用上更具實用性與彈性。

一般而言，目前無線區域網路傳輸技術主要可以區分為微波 (Microwave)、展頻 (spread spectrum) 及紅外線 (Infrared ray) 等三類。前兩者都是利用電波來傳遞訊號，其與紅外線技術最大的差別在於電波容易擴散反射，具有穿透牆壁、隔版的能力，在運用上前兩者的使用者較具行動能力。表 2-1 為無線傳輸技術的比較：

表 2-1 無線傳輸技術比較表

技術種類 比較項目	微波	展頻	紅外線	
			擴散式	直射式
資料傳輸率	100 Mbps	200K~2Mbps	1 Mbps	10 Mbps
行動能力	佳	最好	可	無
被竊聽可能性	有	低	無	無
傳輸範圍 (ft)	40~130	100~800	70	80
使用頻率	18GHz(美)	2.4 GHz	800~900nm	800~900nm
發射功率	25mW	<1W	-	-
頻道執照	要	不需	不需	不需

經評估及比較，以展頻無線通訊與目前在世界各地積極開發之藍芽（Bluetooth）技術最適用於本系統，由於目前藍芽無線傳輸模組仍在技術開發階段，考量其價格與傳輸距離（目前最大為 50m），本研究仍選擇以展頻無線通訊模組作為無線傳輸之工具。

3-1 展頻通訊

展頻無線電通訊(Spread Spectrum)是由美國軍方發展出來，作為通訊時資料保密與確保資訊傳送成功的無線傳輸技術。乃是將欲傳遞訊號開展在較訊號本身傳遞需求最小頻寬更寬的頻帶上傳遞，資料以寬頻加碼訊號(wideband encoding signal)調變後傳遞。可將數千赫茲(Hz)的資料開展在數百萬赫茲的頻寬上，展頻的頻寬約有 10~100MHz 寬，一般訊號的頻寬僅在 10~100KHz 範圍內，資訊的傳遞透過增加頻寬的方式進行，可以隨環境干擾頻率的特性機動調整不使用某些頻帶或頻寬，減少訊號傳遞的錯誤率，由於資料的傳遞是以加碼方式進行，故可以有效避免外在環境可能的干擾，透過不同的加碼型式，相同頻帶可供許多使用者同時利用，系統容量可達到最有效的利用。由於其所使用的頻道為免執照頻道（Unlicensed Band），且使用展頻通訊技術具有下列之優點：

- 避免干擾：透過展頻將訊號處理後，系統可自動過濾掉雜訊或不相關訊號，解決訊號干擾問題。
- 保密：訊號經過處理後，竊聽訊號者無法取得完整的訊號，只有在同一個網路上的其他使用者可對訊號做正確解讀。
- 訊號發射功率限制較寬鬆：為了避免開放頻道上訊號互相干擾問

題，各國政府都會限制訊號發射功率，相對也限制了訊號傳輸的範圍。由於展頻技術本身具有抗干擾特性，因此各國在限制展頻產品的發射功率上較微波技術產品寬鬆，較高的發射功率可擴大展頻產品有效通訊範圍，提高產品的實用性。

因此，展頻無線電通訊技術被廣泛的應用在免執照無線區域網路的產品上。

目前無線區域網路所採用的展頻技術，大致可分為直接序列展頻（ Direct Sequence Spread Spectrum, DSSS ）與跳頻展頻（ Frequency Hopping Spread Spectrum, FHSS ）兩種類別。直接序列技術係將訊號以 PN-code 展開後發射出去，接受端收到訊號後再將其利用相同的 PN-code 解調回來，每個無線網路有各自的 PN-code，截聽者收到訊號時也無法正確解讀，同時訊號經展開後，訊號波形與雜訊差異變大，可輕易辨識、過濾出不相關的干擾訊號，解決干擾問題。而跳頻技術不像直接序列技術對訊號本身做數位處理，它利用變換傳輸頻道的模式來達到資料保密、防止干擾等功能，一般其所傳輸的訊號並非固定在同一個頻道，而是利用 75 個頻道以每 0.4 秒轉換一個頻道的方式來傳輸訊號。由於並非採用固定的頻道傳輸訊號，除非第三者知悉頻道轉換的順序，否則無法截收完整的訊號，而此項技術也是藍芽採用的技術。

3-2 未來技術發展趨勢

未來無線區域網路的發展可以分成兩個發展方向：其一為往高速傳輸發展，另一為低速短距離的應用。在高速無線傳輸部分，由於頻寬的需求十分殷切，IEEE 802.11b 規格底定後，其他的高速無線傳

輸技術亦持續發展中。而在低速短距的無線傳輸技術部分，目前市場上主要的傳輸技術有藍芽(Bluetooth)與家庭用射頻(HomeRF)兩種，兩者目前均已有產品在市場上發表，然而兩者亦積極發展下一代標準中。在高速無線傳輸技術方面，雖然 802.11b 標準在今年已逐漸取代 802.11 標準，成為市場的主流，然而其他高速無線區域網路標準的發展進程並未受到影響，仍積極發展中。目前在較受矚目的技術計有 802.11a、WBFH、HiperLAN1、HiperLAN2 等四種技術，其中 802.11a、HiperLAN1、HiperLAN2 三種採用正交劃頻多工(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)的技術，正交劃頻多工是一種資料編碼的技術，利用在不同頻段同時傳送資料以增加傳輸速率。而寬頻帶跳頻(Wide Band Frequency Hopping, WBFH)則仍使用跳頻展頻的技術。

繼 IEEE 組織的 802.11b 無線區域網路工作小組推出傳輸速率 11Mbps、使用直接序列展頻技術的 802.11b 標準之後，其 802.11a 小組也正積極研擬更高速的無線區域網路標準，802.11a 小組預定採用 5GHz 頻段，使用正交劃頻多工技術，而傳輸速率為 54Mbps 的標準，一旦規格底定，相信將對無線區域網路標準掀起另一次的革命。

第三章 系統架構及硬體設計

第一節 系統架構

本系統係以數位訊號處理器為核心，負責資料擷取、訊號處理及參數輸出，其架構如圖 3-1 所示。整個系統的可區分為硬體及軟體兩大部分，其中硬體部分又可細分成前端類比電路、數位電路與無線傳輸模組三大部分，前端類比電路係由儀表放大器、凹陷濾波器、高通濾波器、低通濾波器及非反相放大器所構成（如圖 3-2 所示），目的係執行心電圖訊號之擷取、雜訊濾除及放大，並透過類比至數位轉換（Analog to Digital Converter, ADC）將心電圖訊號送入數位訊號處理器執行進一步之處理與分析；而數位電路則由具有 TMS320C32 浮點式數位訊號處理器之 STC-32 數位訊號處理模組為主體（實體如圖 3-3 所示），並於該處理器上發展相關訊號處理之軟體，而軟體部分則包括數位濾波、心電圖 QRS 波偵測、心率計算、快速傅利葉轉換(FFT)、心率變異特性功率頻譜及利用 LabView 撰寫之參數顯示介面等。

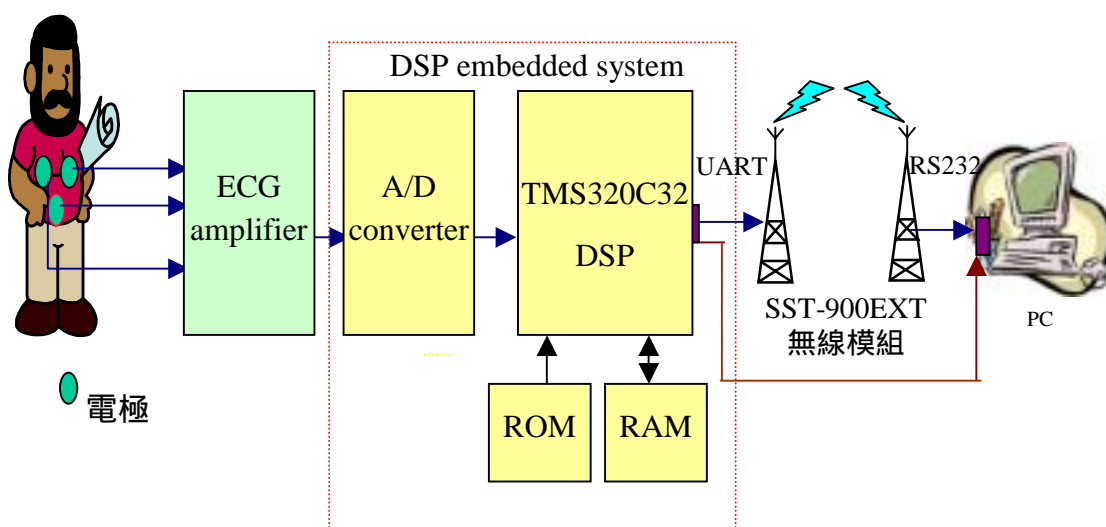


圖 3-1 系統架構圖

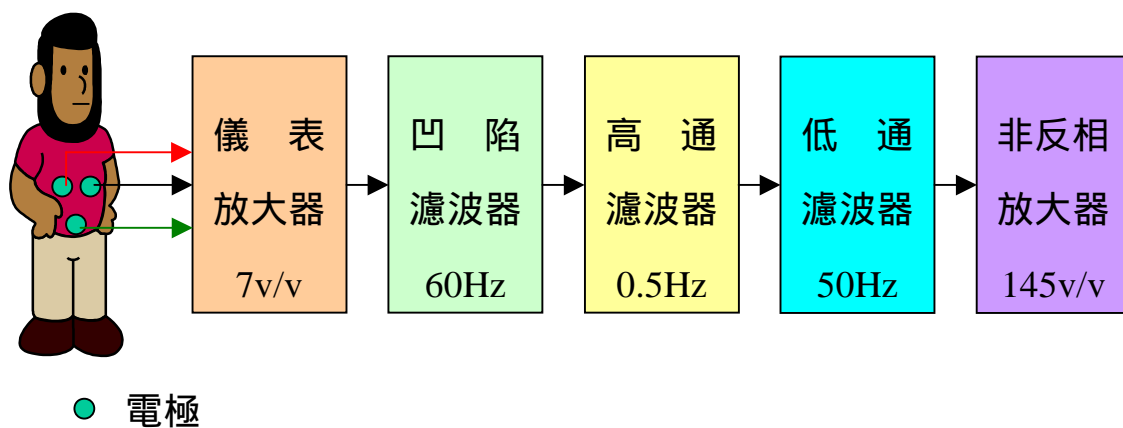


圖 3-2 類比電路組成圖

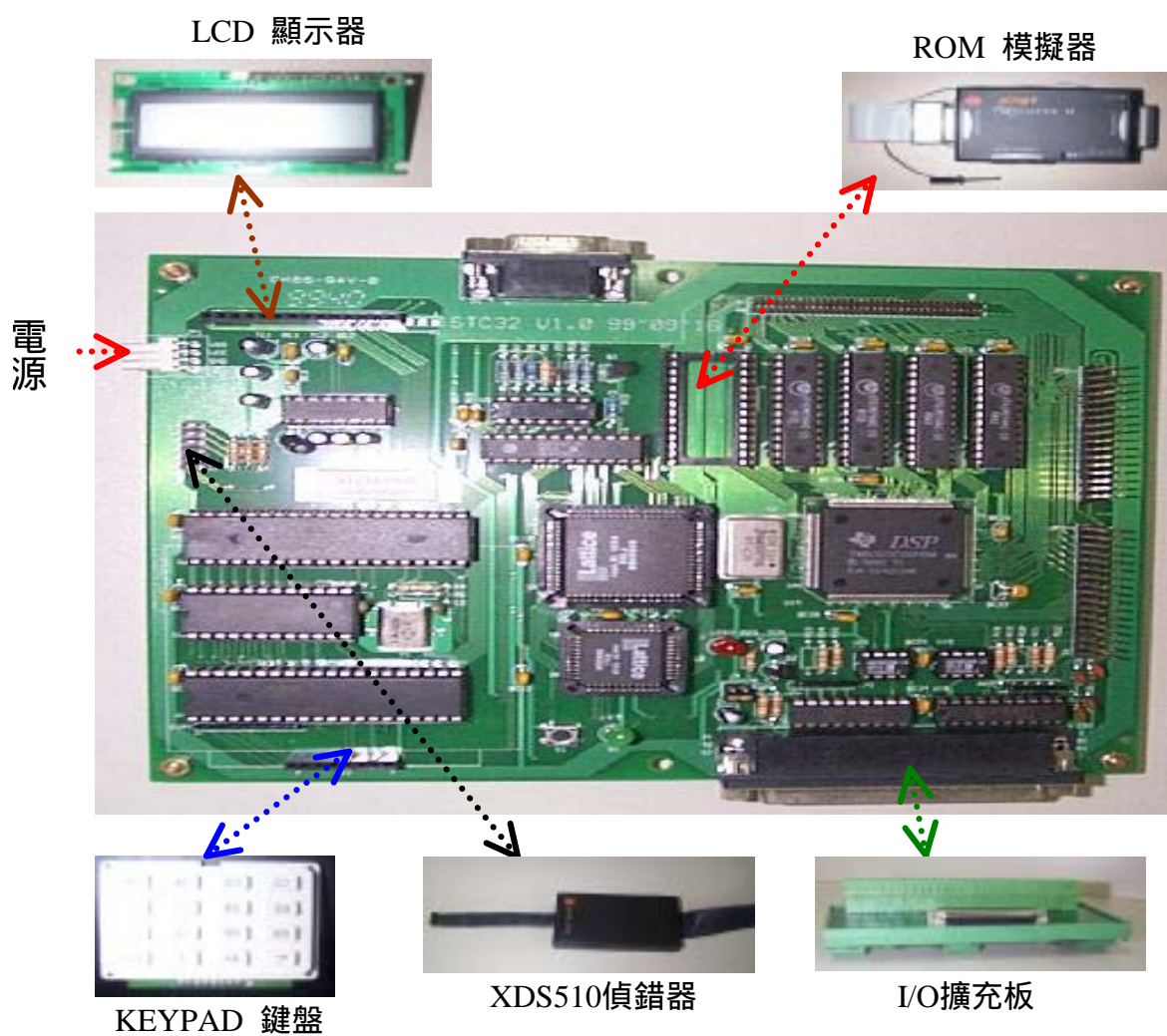


圖 3-3 STC-32 DSP 應用模組實體圖

第二節 硬體設計部分

2.1 前端類比電路設計（心電圖放大器）

原始的心電訊號振幅極為微弱（約 1mv 的範圍），所以如果要達到可以觀測的程度，就必須將訊號放大到一定的電位位準，而前級類比電路的目的即在將由人體量測到的微弱心電訊號放大，一般至少需放大至 1~2V 之間才符合理想，因此，此處的整體放大倍率設定為 1015 倍（儀表放大器放大 7 倍與非反相放大器放大 145 倍）。

由於前端類比電路在放大微弱的心電訊號時，極有可能同時將一些不必要的雜訊與 60Hz 的電源雜訊一併放大，致使心電圖訊號的辨認上造成困擾，因此在前級類比電路的設計上必須考量 60Hz 電源雜訊的濾除、所要處理心電訊號的適當頻寬（一般在心電圖的監測上其考慮頻寬為 0.5~50Hz）、訊號放大的適當倍率和對受測者的保護措施等等，因此在電路的架構上包含了儀表放大器、凹陷濾波器、高通濾波器、低通濾波器及非反向放大器等五大部分，以下茲針對此五大部分之電路的設計與驗證做進一步的說明。

2.1.1 儀表放大器

儀表放大器主要係將電極接收到之微弱心電圖訊號放大，並藉由其高輸入阻抗及高共模拒斥比之特性，以提升訊號對雜訊比。本研究係利用三顆運算放大器（OP Amplifier）來設計儀表放大器，其放大倍率為 7 倍，並使用一顆運算放大器實現 driven leg 電路，目的在於消除共模電壓與保護受測者（電路圖如圖 3-4 所示）。

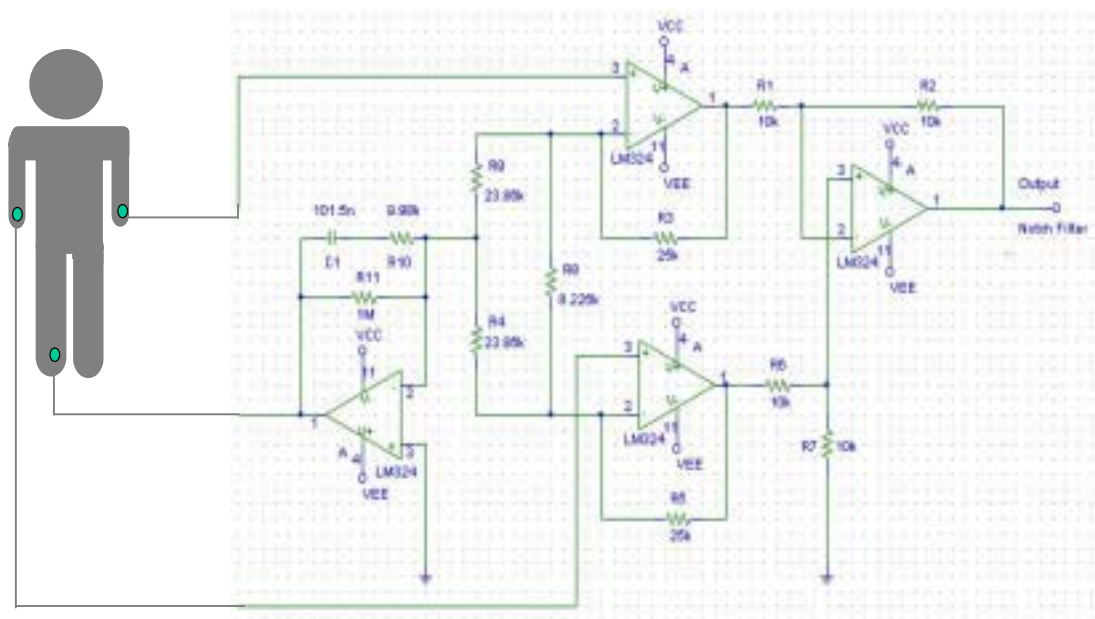
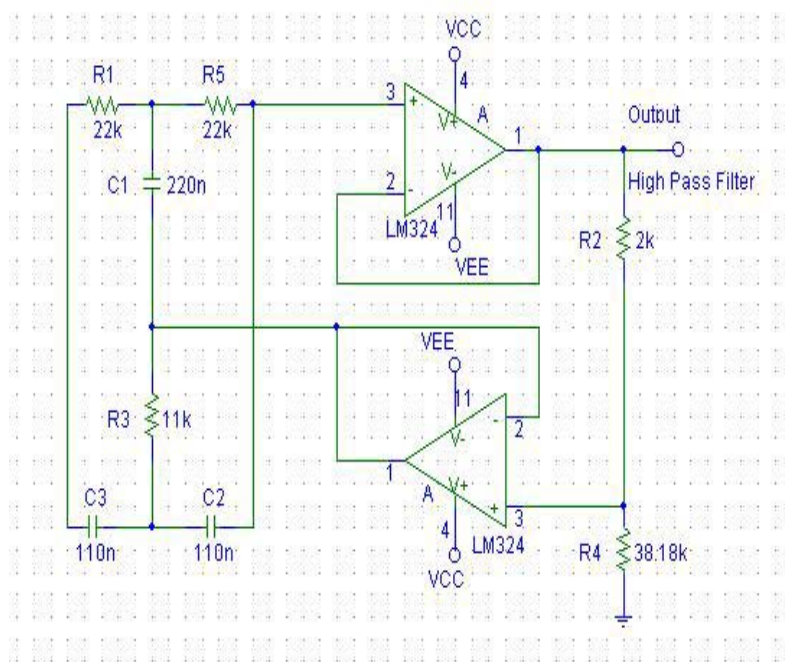


圖 3-4 儀表放大器電路圖

2.1.2 凹陷濾波器 (Notch filter)

由於心電圖訊號屬於低頻範圍（ $0.05\text{Hz} \sim 100\text{Hz}$ ），且振幅微小僅 1mV 的範圍，易受環境干擾訊號或 60Hz 電源雜訊所影響，再經過放大處理後往往致使心電圖訊號失真而無法辨識，一般在應用上均藉由 60Hz 的陷波濾波器來濾除 60Hz 的電源干擾雜訊。在本研究中係採用雙 T 凹陷濾波器(Twin-T notch Filter)的架構（如圖 3-5 所示），來設計 60Hz 凹陷濾波器，主要係考量其電路較為簡單，且使用之元件較節省空間之故。經由 Pspice 軟體模擬該電路之頻率響應，可以得到圖 3-6 的結果，可以明顯的觀察到 60Hz 之訊號已被衰減至最小，而其中波形的陡峭程度，可以藉由調整 Q 值來達成（一般 Q 值越高波形越陡峭），本電路的 Q 值設定為 5。此電路實際的濾波之結果，可由圖 3-7 濾波處理前後之比較得到驗證。



截止頻率:

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC}$$

$$Q = \frac{1}{4 \left[1 - \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right]}$$

圖 3-5 類比凹陷濾波器電路圖

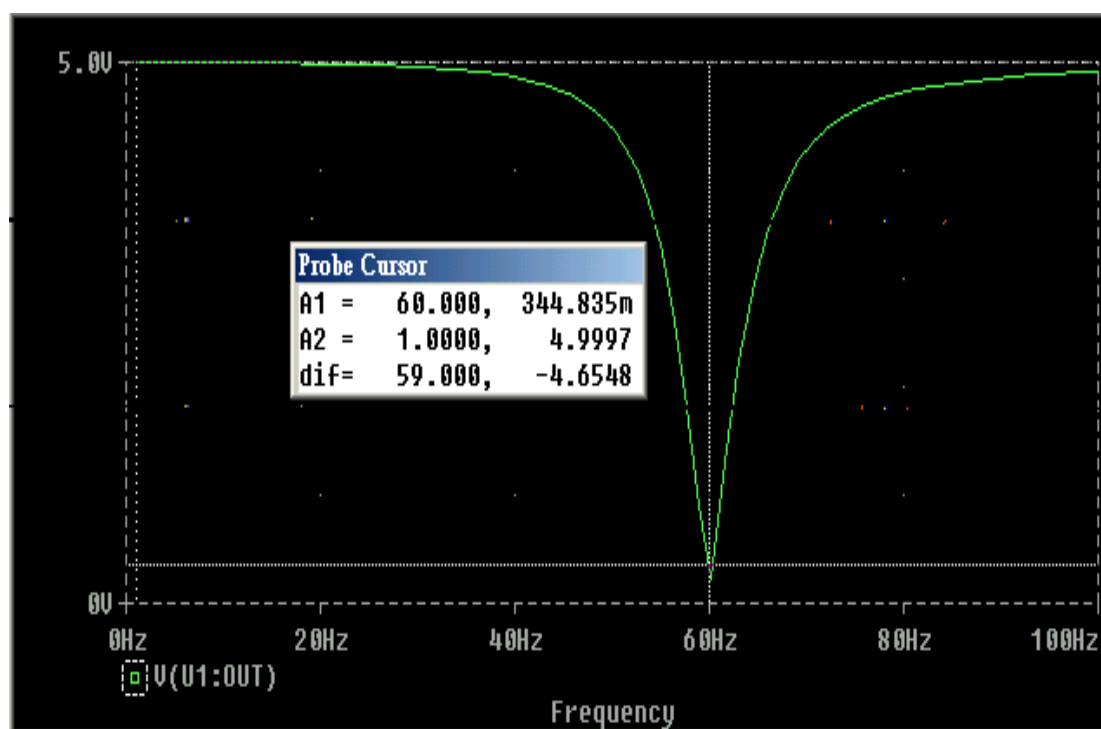


圖 3-6 Pspice 模擬凹陷濾波器之頻率響應圖

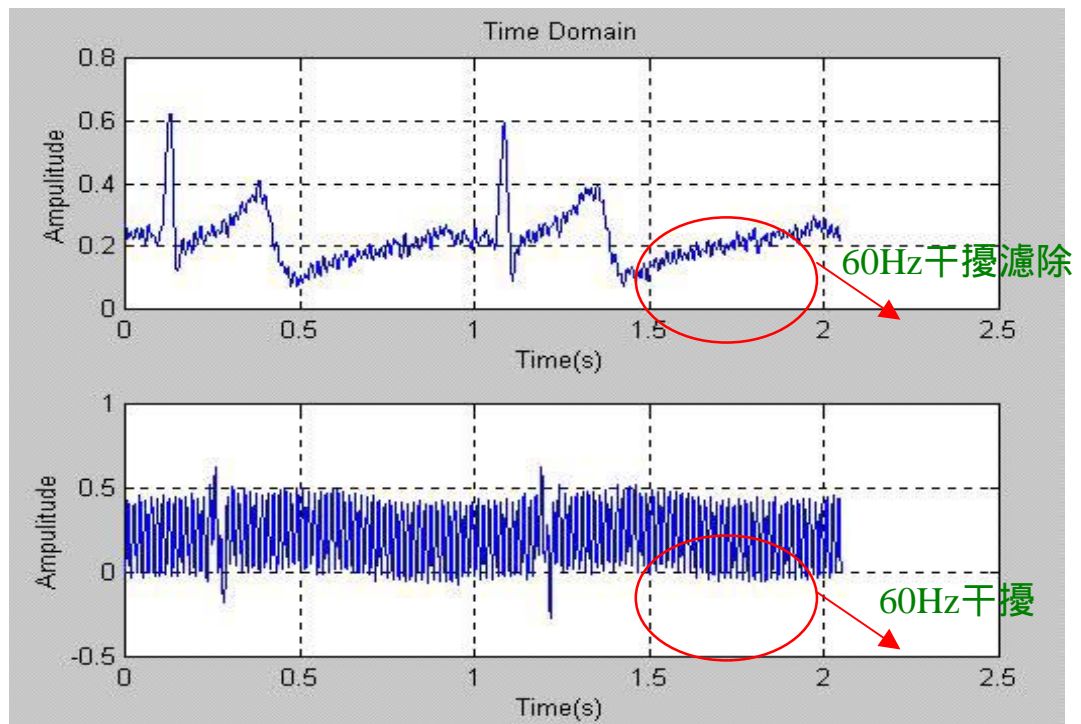


圖 3-7 60Hz 干擾濾波前後比較圖

2.1.3 高通濾波器

高通濾波器的主要作用為濾除直流漂移的影響，其截止頻率設定為 0.5Hz。由於在常用的巴特渥斯(Butterworth)、柴比雪夫(Chevyshev)及貝索(Bessel)三種型態的濾波器中，巴特渥斯濾波器在通帶受鏈波的影響最小，且相較於貝索濾波器能得到較陡峭的截止波形（三種型態濾波器的振幅響應比較如圖 3-8 所示），因此本研究所採用的類比濾波器型態均為巴特渥斯濾波器。而在高通濾波器部分係採用兩個單一增益 Sallen-Key 高通濾波器串接成四階巴特渥斯高通濾波器來實現此電路（如圖 3-9 所示）。經由 Pspice 軟體模擬該電路之頻率響應，可以得到圖 3-10 的結果，可以發現 0Hz 之直流成分已被衰減為 0。

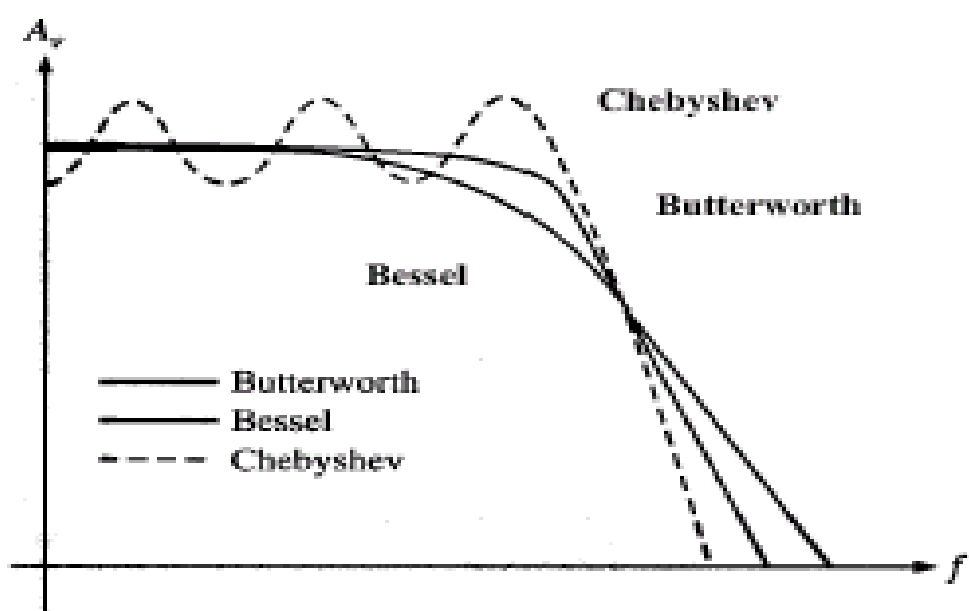
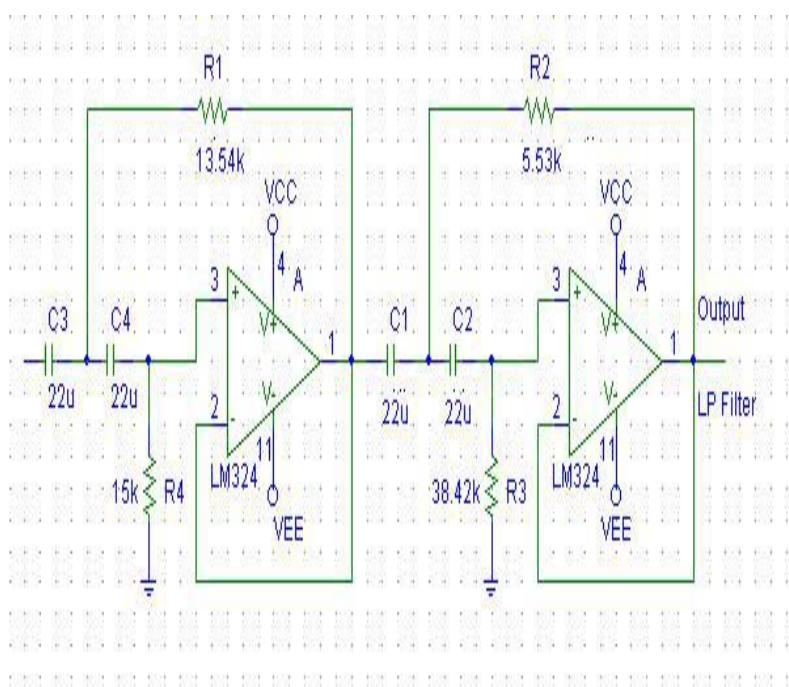


圖 3-8 Butterworth、Chevyshev 及 Bessel 濾波器的振幅響應圖



截止頻率:

$$F_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{mn}RC}$$

$$Q = \frac{\sqrt{mn}}{n+1}$$

圖 3-9 類比高通濾波器電路

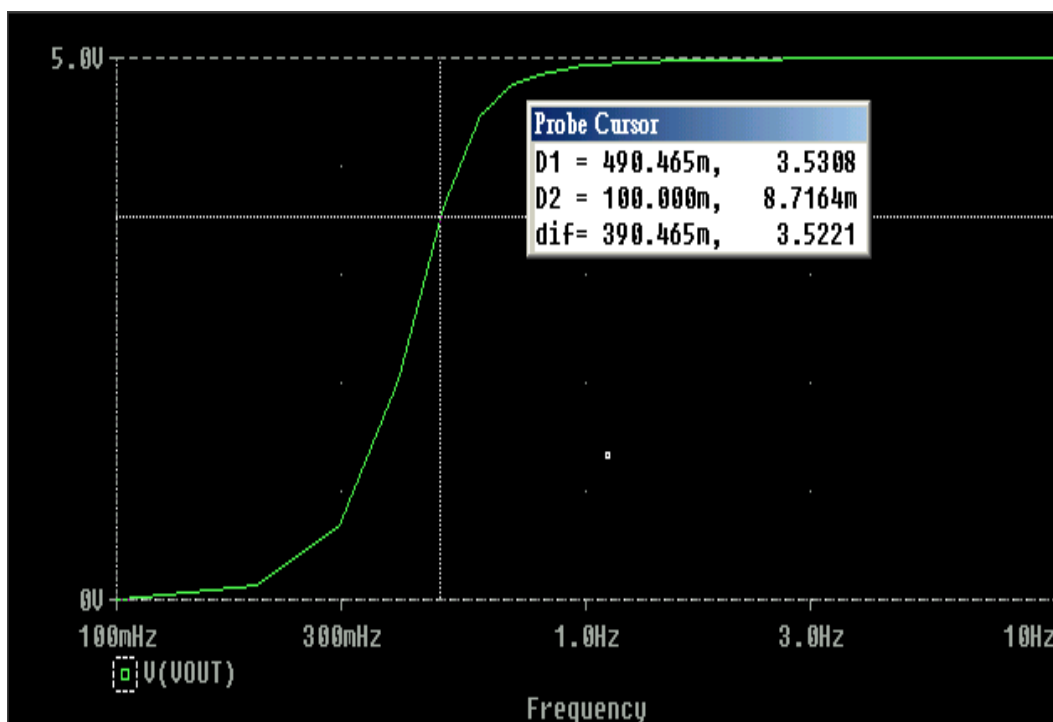
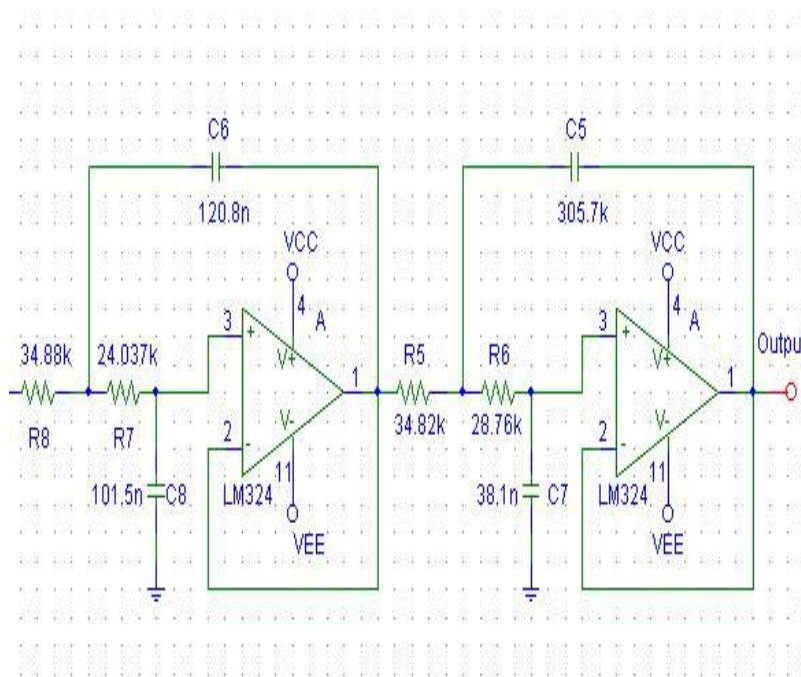


圖 3-10 Pspice 模擬高通濾波器之頻率響應圖

2.1.4 低通濾波器

就心電圖訊號而言，大部分訊號的重要成分皆為低頻，因此低通濾波器的主要作用係濾除超過訊號頻譜外的高頻雜訊，由於在心電圖的監測應用上，其頻率範圍約在 0.5~50Hz（若係精確的心電圖分析，則頻率範圍考慮為 0.1~100Hz），因此我們將濾波器的截止頻率設定為 50Hz，並採用兩個單一增益 Sallen-Key 低通濾波器串接成四階巴特渥斯低通濾波器來實現此電路（如圖 3-11 所示）。經由 Pspice 軟體模擬該電路之頻率響應，可以得到圖 3-12 的結果，可以發現 50Hz 以上的高頻雜訊成分均被衰減。



截止頻率:

$$F_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{mn}RC}$$

$$Q = \frac{\sqrt{mn}}{n+1}$$

圖 3-11 類比低通濾波器電路圖

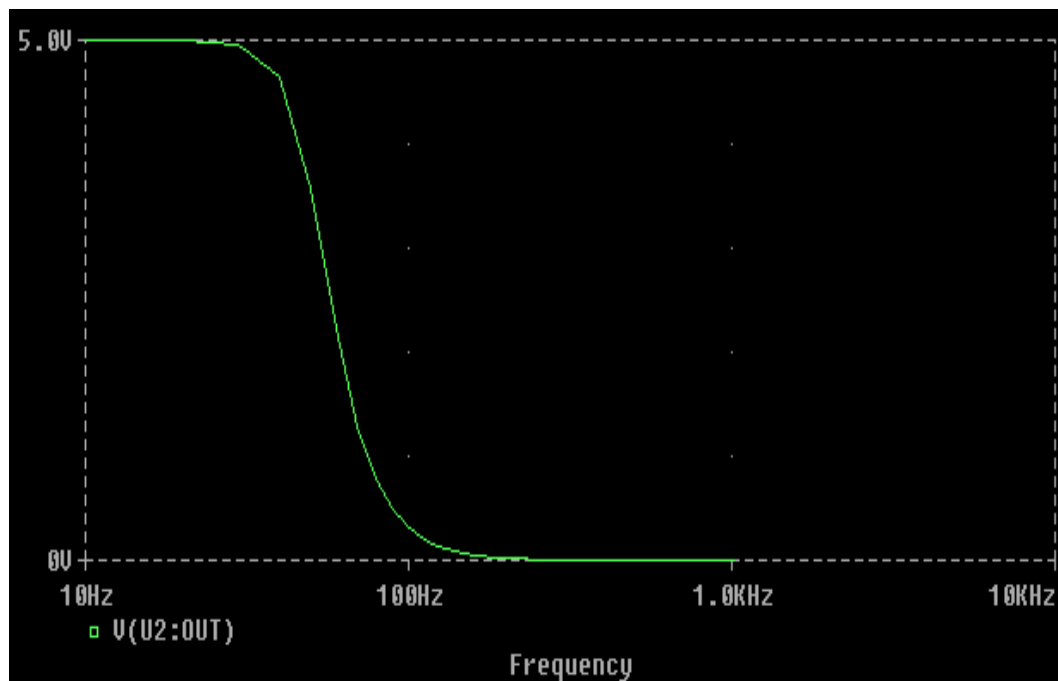
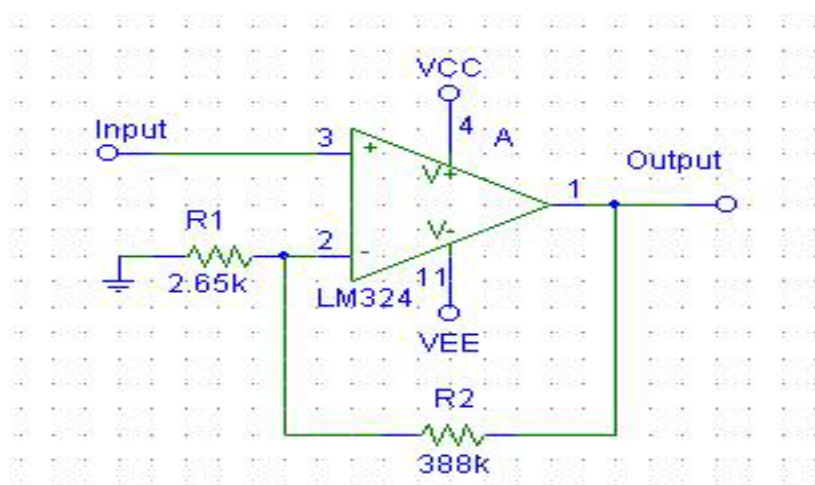


圖 3-12 Pspice 模擬低通濾波器之頻率響應圖

2.1.5 非反相 OP 放大器

此級放大器之目的係將經過前置放大及濾波處理之心電圖訊號放大 145 倍，與第一級的儀表放大器之放大倍率 7 倍，串接之後整體的放大倍率約 1015 倍，此倍率對於心電圖的應用亦已足夠，我們採用非反相 OP 放大器來實現此電路(如圖 3-13 所示)。



放大倍率:

$$\frac{V_o}{V_i} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$
$$= 147.415 \text{ V/V}$$

圖 3-13 非反相 OP 放大器電路圖

2.2 數位訊號處理嵌入式系統

心電訊號經由前端心電圖放大器處理後，可以得到肉眼可以觀測的心電圖訊號，而為了執行後續的運算與分析工作，必須透過具高速運算能力的微處理器、單晶片或數位訊號處理器來達成，由於心電訊號的取樣頻率一般在 200~1000Hz 即可獲得不錯的解析度，為了顧及訊號的精確度，選用了浮點式數位訊號處理器為考量。

數位訊號處理電路部分是本研究的核心，所有有關訊號處理與分析的軟體皆在此發展。而本研究所採用的數位訊號處理電路，係國內

史賓納科技股份有限公司設計，以美國德州儀器公司出產之 TMS320C32 32 位元浮點(floating point) 運算數位訊號處理器為核心，所開發之 STC-32 數位訊號處理模組。該模組的規格如下：

- (1) T.I. TMS320C32PCM50、50MHz 浮點 32 位元 DSP CPU。
- (2) 32K words SRAM 記憶體 (zero wait states) 。
- (3) 32K 或 64K bytes ROM 記憶體 (2 wait states) 。
- (4) 2 通道 ADC、12 位元解析度、100KHz 取樣頻率、 $\pm 10V$ 輸入。
- (5) 2 通道 DAC、12 位元解析度、100KHz 取樣頻率、 $\pm 10V$ 輸出。
- (6) 2 通道編碼器輸入 (A/A-,B/B-,Z/Z-)、24 位元計數器。
- (7) 1 通道 RS-232C UART 串列輸出入埠。
- (8) 24 位元數位輸出入埠、可接 16 \times 2 LCD 顯示器及 4 \times 4 鍵盤。
- (9) 2 組 PWM 輸出、16 位元解析度。
- (10) 2 組步進馬達 STEP/DIR 或 CW/CCW 輸出 (DDA) 。
- (11) 1 組 DSPLINK3 擴充槽。
- (12) 可外加子板擴充系統記憶體及輸出入功能。

而 STC-32 模組的系統方塊圖如圖 3-14 所示：

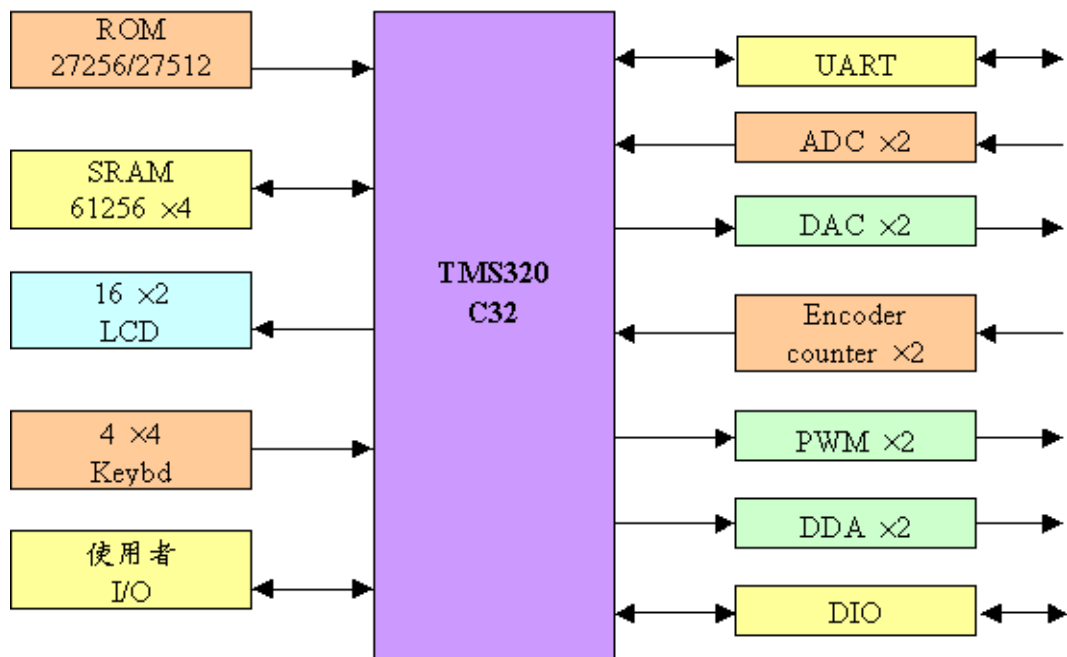


圖 3-14 STC-32 系統方塊圖

由於 TMS320C32PCM50 數位訊號處理器，其具有 50MFLOPS 的高運算效率，即可在一個指令週期內完成高精確度數學運算及移位運算等，大大提昇了其系統的操作性能，符合我們系統的需求規格。

2.2.1 TMS320C32PCM50 處理器

STC-32 使用德州儀器的 TMS320C32PCM 50MHz(簡稱 C32) 32 位元浮點數的數位訊號處理器。並外接 32K×32bits 的 Static RAM 與 32×8bits 的 ROM。系統時脈為配合慢速的周邊選擇需加入額外的 Wait States，系統的 RAM 使用 61256-15，無需加入 Wait States，ROM 使用 27256 則加入兩個 Wait States。C32 的 Boot Loader 會在系統啟動時將 ROM 內的程式碼載入 RAM 中執行。

2.2.2 系統記憶體配置

STC-32 系統之記憶體包含有處理器內部記憶體、外加可讀取記憶體及額外擴充可讀取記憶體等四部分，而該模組係將 DSP 設定在微電腦/開機啟動模式（Microcomputer/boot loader mode），其記憶體配置情形如表 3-1 所示。

位址範圍	說 明
000000h~000FFFh	Reserved
001000h~7FFFFFFh	未使用
080000h~807FFFh	Reserved (32K words)
808000h~8097FFh	處理器內部 I/O 區
809800h~80FFFFh	Reserved (32K words)
810000h~81FFFFh	外加程式記憶體 ROM (32K/64K bytes)、Boot
830000h~87FDFFh	Reserved
87FE00h~87FEFFh	內部記憶體區塊 0 (256 words)
87FF00h~87FFFFh	內部記憶體區塊 1 (256 words)
880000h~887FFFh	外加程式記憶體 SRAM (32K words)
900000h~97FFFFh	外部 I/O 區
980000h~FFFFFFh	額外擴充記憶體用 (未使用)

表 3-1 STC32 記憶體分配表

2.2.3 輸入輸出 I/O

STC-32 系統之輸入輸出 I/O 包含處理器內部 I/O、外部 I/O 及額外擴充 I/O 等三部份，表 3-2 及表 3-3 分別為處理器內部 I/O 位址及外部 I/O 位址的配置情形。

處理器內部 I/O 位址	說 明
808000h~80800Fh	DMA0 (未使用)
808010h~80801Fh	DMA1 (未使用)
808020h	Timer 0 global control
808024h	Timer 0 counter (32 bits)
808028h	Timer 0 period register (32 bits)
808030h	Timer 1 global control
808034h	Timer 1 counter (32 bits)
808038h	Timer 1 period register (32 bits)
808040h~80804Fh	處理器內部 Serial Port (未使用)
808060h	IOTRB bus control
808064h	STRB0 bus control
808068h	STRB1 bus control

表 3-2 處理器內部 I/O 位址配置表

外部 I/O 位址	說 明
900000h	AD0 (AD7893、 12 bits)
908000h	AD1 (AD7893、 12 bits)
910000h	ENC0 (24 bits)
918000h	ENC1 (24 bits)
920000h~92FFFFh	DSPLINK3
930000h	DA0 (AD7547、 12 bits)
938000h	DA1 (AD7547、 12 bits)
940000h	8255 port A (8 bits input) 、 可連接 4×4 鍵盤及 4 個極限感應器
940001h	8255 port B (8 bits output) 、 可連接 16×2 LCD 顯示器
940002h	8255 port C (8 bits output) 、 可連接 4×4 鍵盤及個驅動器
940003h	8255 control register
948000h	8254 timer 0 (16 bits) 、 系統內部使用
948001h	8254 timer 1 (16 bits) 、 可作為 PWM 輸出
948002h	8254 timer 2 (16 bits) 、 可作為 PWM 輸出
948003h	8254 control register (8 bits)
950000h	16550 Receiver/Transmitter Buffer register (8 bits)
950001h	16550 Interrupt Enable register (8 bits)
950002h	16550 FIFO Control register (8 bits)
950003h	16550 Line Control register (8 bits)
950004h	16550 MODEM Control register (未使用)
950005h	16550 Line Status register (8 bits)
950006h	16550 MODEM Status register (未使用)
950007h	16550 Scratch register (未使用)
960000h~97FFFFh	額外擴充 I/O

表 3-3 STC32 外部 I/O 位址配置表

2.2.4 系統中斷

STC-32 系統的中斷源大致可區分為系統重置 (RESET)、外部硬體中斷、內部串列埠(Serial-port)中斷、內部時序(Timer)中斷及內部直接記憶體存取 (DMA) 中斷等，其中斷優先順序如表 3-4 所示。

優先權	中斷源	使用說明	C 語言中斷程式
0	系統重置 RESET	系統重置	main()
1	外部硬體中斷 $\overline{INT0}$	系統保留	C_int01()
2	外部硬體中斷 $\overline{INT1}$	Boot Loader 使用	Boot Loader
3	外部硬體中斷 $\overline{INT2}$	供 user 使用	User 自定
4	外部硬體中斷 $\overline{INT3}$	供 user 使用	User 自定
5	內部 Serial-port 0 傳送中斷	未使用	
6	內部 Serial-port 0 接收中斷	未使用	
7	內部 Serial-port 1 傳送中斷	未使用	
8	內部 Serial-port 1 接收中斷	未使用	
9	內部 Timer 0 中斷	系統使用	C_int07()
10	內部 Timer 1 中斷	供 user 使用	C_int08()
11	內部 DMA 0 中斷	未使用	
12	內部 DMA 1 中斷	未使用	

表 3-4 STC-32 系統中斷優先權順序表

2.3 無線傳輸模組

本研究所採用之無線傳輸模組係傑程科技公司所開發之 SST-900EXT 展頻式無線 RS-232/RS485 數據機（如圖 3-14 所示），其主要的規格如下：

- (1) 使用 902~928MHz 或 2.4GHz 的免執照頻段（亦即 ISM 頻段）。
- (2) 在半雙工及單工的傳輸模式下，其傳輸速率可達 57.6Kbps。
- (3) 頻道數有 8 個，且其頻道間隔為 2MHz。
- (4) 調變方式為 GMSK，且其展頻模式為直接展頻(DSS)。
- (5) 同時具備 RS-232 及 RS-485 傳輸介面。
- (6) 輸入電壓直流 10~30 伏特，發射功率約 100 毫瓦。
- (7) 最大傳輸距離可達 300 公尺。



圖 3-15 SST-900EXT 展頻式無線 RS-232/RS485 數據機

第四章 演算法則與軟體設計部分

第一節 演算法則

1.1 心電圖 QRS 波偵測

心電圖波形中以 R 波的振幅最大且特徵最明顯(如圖 4-1 所示)，一般在做心率分析時，首先必須偵測 QRS 波的位置，再透過閾值之設定將 R 波的峰值位置找出，藉以算出 R 波和 R 波之間的時間(R-R Interval, RRI)，再由 R 波和 R 波之間的時間反算出心率。本研究 QRS 波之偵測法則係基於 Tompkins 的峰值偵測法【12】與樣板耦合【13】，提出了整合兩者的混合式偵測法。主要係考量 Tompkins 的峰值偵測法易因閾值設定的不理想而產生誤判或漏判，若加入回授搜尋(back research)的方式來補償，又不利於即時性分析。因此整合了樣板耦合的方法來加以輔助，以確保能精確的偵測出 QRS 波的位置。且本研究亦增加心房早期收縮(PAC)與心室早期收縮(PVC)不整脈的偵測功能，因此在 Tompkins 的峰值偵測法則上，也做了部份的修正，以確保能精確偵測出 R 波所在位置及分辨出異常的心電訊號。

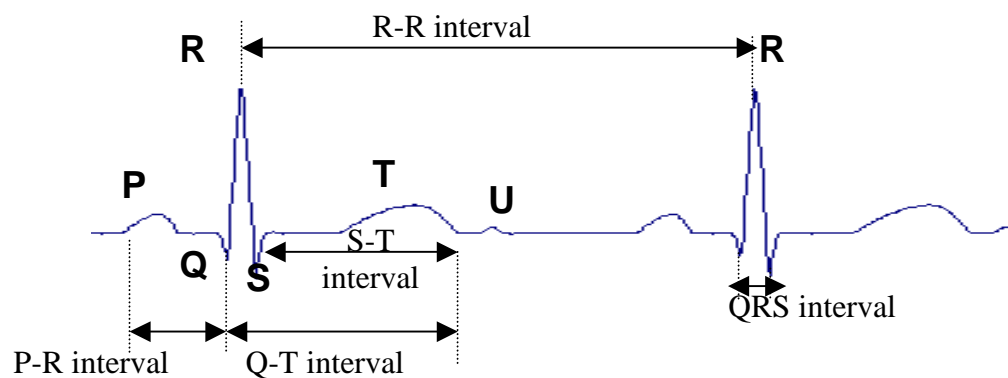


圖 4-1 心電圖完整波型

1.1.1 Tompkins 峰值自動偵測法

其原理乃利用 QRS 波的波形特性（如振幅、寬度與斜率等特性）做分析，其法則包含有帶通濾波、微分、平方、視窗平均及動態閾值等五個流程（如圖 4-2 所示），其處理後之訊號如圖 4-3 所示。

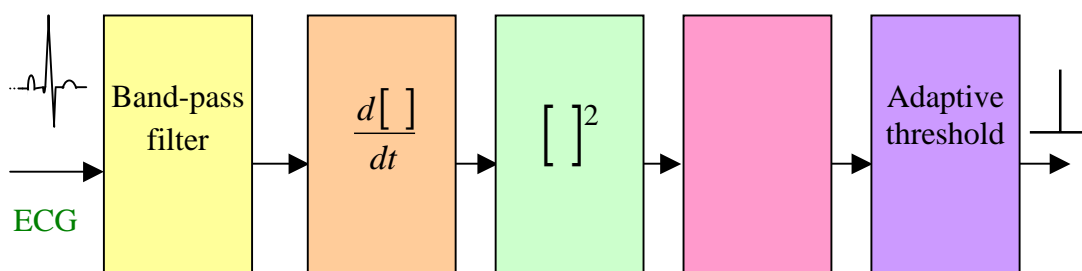


圖 4-2 Tompkins 即時 QRS 波偵測法則方塊圖

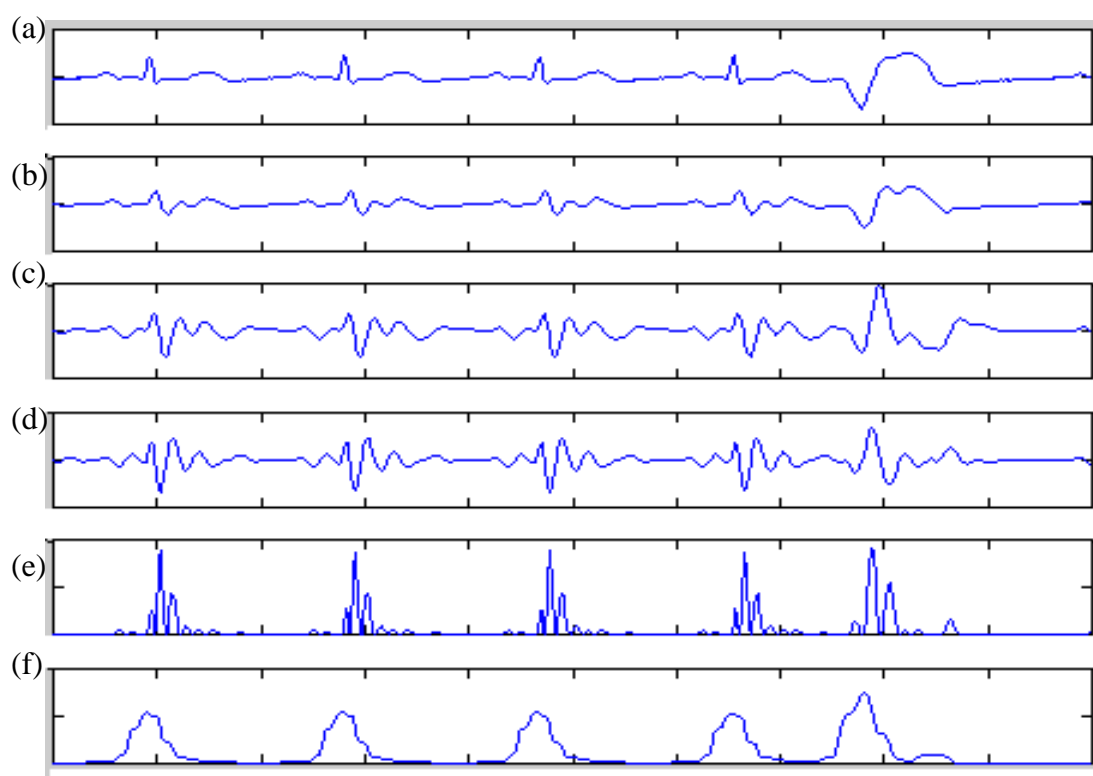


圖 4-3 QRS 波偵測圖 (a)原始心電圖訊號 (b)經過低通濾波器後訊號 (c)經過高通濾波器後訊號(d) 經過微分後之訊號(e)取平方值(f)視窗平均後之訊號。

(1) 帶通濾波：本研究有別於 Tompkins 峰值偵測法則之帶通濾波設計，係以截止頻率為 10Hz 的雙極點無限脈衝響應低通濾波器和一個截止頻率為 2Hz 的雙極點無限脈衝響應高通濾波來構成，其轉移函數分別如 4-1 與 4-2 式所示，且其頻率響應如圖 4-4 與 4-5 所示；目的除了要將 QRS 波的波形特徵保持外，還能將心室早期收縮的不整脈訊號特徵顯現出來。

$$H(z) = \frac{1 + 2z^1 + z^2}{1 - 1.8403z^1 + 0.9025z^2} \quad 4-1$$

$$H(z) = \frac{1 - 2z^1 + z^2}{1 - 1.8976z^1 + 0.9025z^2} \quad 4-2$$

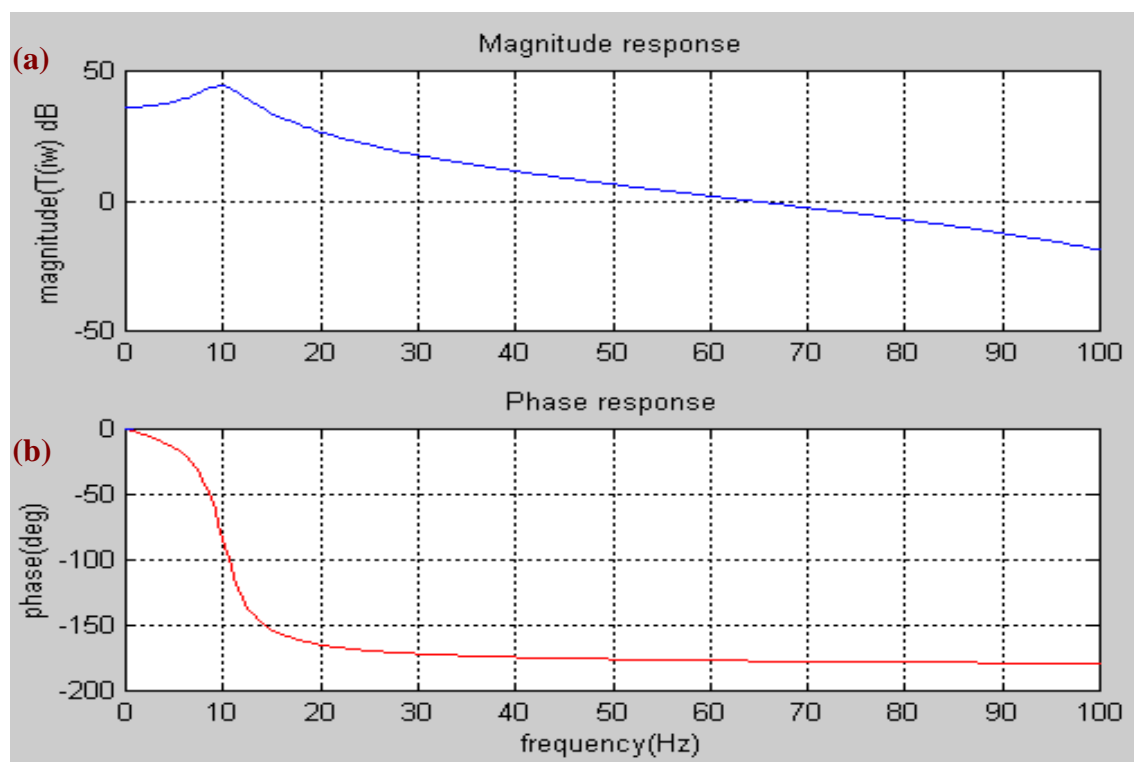


圖 4-4 無限脈衝響應低通濾波器頻率響應圖(a)振幅響應(b)相位響應

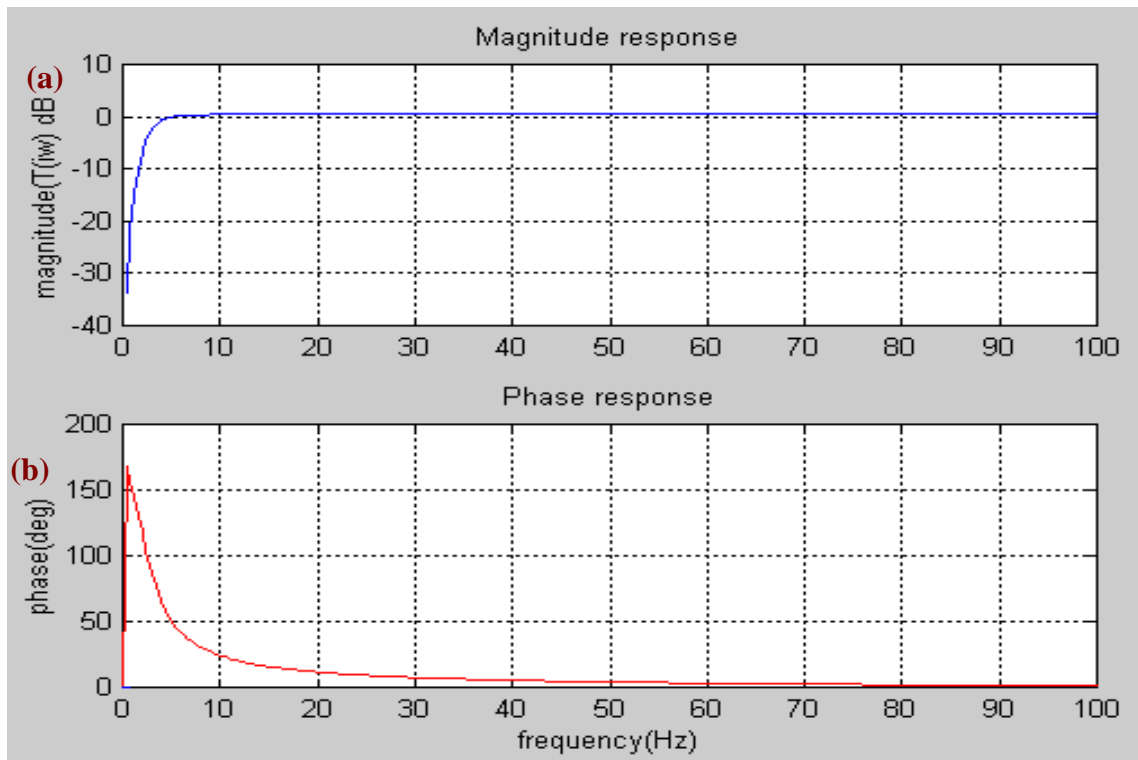


圖 4-5 無限脈衝響應高通濾波器頻率響應圖(a)振幅響應(b)相位響應

(2) 微分：為了進一步的提高波形特徵的相對強度，因而加入微分的處理，本研究係採用三點中心微分（Three-point central difference）的型式，其差分方程式如 4-3 式所示，主要是考量在節省運算量下，仍舊能確保高頻雜訊不被放大之優點。

$$y(nT) = \frac{1}{2T} [x(n) - x(n-2)] \quad 4-3$$

(3) 平方：取平方值之目的係確保我們所要處理訊號的資料點均為正值，便於後續之處理。

(4) 視窗平均：由於僅靠 R 波的斜率是無法保證可以精確的檢測出 QRS 波，此乃在許多異常的 QRS 波（如 PVC），一般均具有較大振幅和較長持續時間（非陡峭的斜率），因此必須從訊號中設法得到更

多的資訊，方能正確檢測出 QRS 波，而視窗平均法便是解決此一問題常用之方法，本研究中採用 32 個樣本長度的視窗平均，即以 4-4 式之差分方程式來實現。

$$y(nT) = \frac{1}{32} [x(n) + x(n-1) + \dots + x(n-31)] \quad 4-4$$

(5) 動態閾值：經過視窗平均法處理後之訊號，只要設定適當的閾值（threshold）便可將 R 波位置檢測出來。由於每個受測者心電圖訊號之振幅不盡相同，且即使是同一個受測者其振幅亦有所差異，所以閾值的設定必須具有適應性與全域性，且針對異常心電訊號所造成較大的峰值，要有濾除的機制，才不至造成誤判或遺漏訊號。因而在程式設計上採用機動的動態閾值設定，首先利用被偵測出的前三點 QRS 波峰平均值的 0.5 倍作為初始閾值，如 4-5 式所示：

$$thres = \frac{1}{3} (peak1 + peak2 + peak3) \times 0.5 \quad 4-5$$

隨後再依據新的峰值做調整，其調整準則如 4-6 式所示：

$$new_threshold = new_peak \times 0.5 \times 0.1 + old_threshold \times 0.9 \quad 4-6$$

在上式中，新閾值 $new_threshold$ 變動的基準係以最新偵測到之 QRS 波峰值一半的 10% 和前一個閾值的 90% 所構成，如此閾值便可隨著連續進來之訊號做比較、調整及更新的動作。假使當新的峰值與原有峰值的變化率達 25% 以上時（亦即 PVC 發生時），其峰值仍維持上一筆的峰值，以免造成新的閾值過大影響偵測。

(6) 偵測機制：整個 QRS 波偵測的機制如圖 4-6 所示。系統在前 20

個取樣點時處於等待階段；俟經過 20 個取樣點後，開始執行新取樣值與閾值的比較，直到第一個大於閾值的訊號被偵測到時，進入比較更新階段，直到第 40 個取樣點到達時即保證已偵測到最大值，且之後的 40 個取樣點可忽略不做運算，如此便可得知 R 波已被偵測。

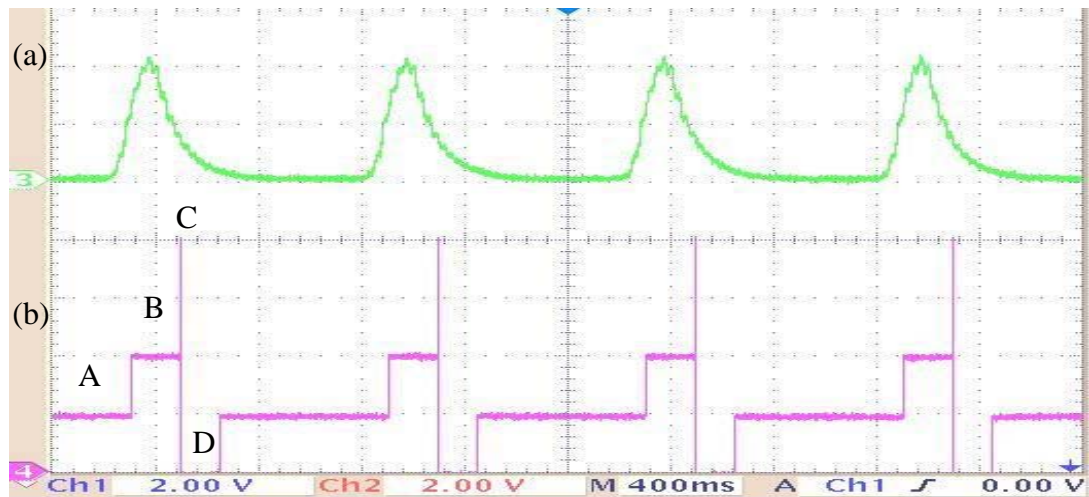


圖 4-6 R 波之偵測。(a) 經視窗平均後之訊號 (b) R 波偵測法則，A 為等待階段；B 為執行取樣點與閾值之比較階段；C 為已偵測到峰值；D 為忽略不執行運算。

1.1.2 樣板耦合(Template match)偵測法

兩個信號波形的外觀相稱謂之相關 (correlated)，因此樣板耦合偵測法乃是利用相關係數 (correlation coefficient) 來決定兩個或更多信號外型相稱程度，一般相關係數的值介於+1 和-1 之間，+1 代表訊號和樣本完全吻合，相關係數越接近於+1 則表示兩個訊號的外觀越相似，其處理過程大致可區分為樣板建立、相關係數運算、閾值比較等三個流程，茲說明如後。

(1) 樣板建立：樣板耦合偵測法則的第一個步驟，便是要建立提供比對

的樣本，而樣本的長度與外觀對於心電圖訊號的辨識有絕對的影響，因此，在此步驟中以圖 4-7 之心電圖樣本，找出其最大值所在，並以其為中心分別建構圖 4-8 之 50 點與 25 點樣本，藉以評估適用之樣本。

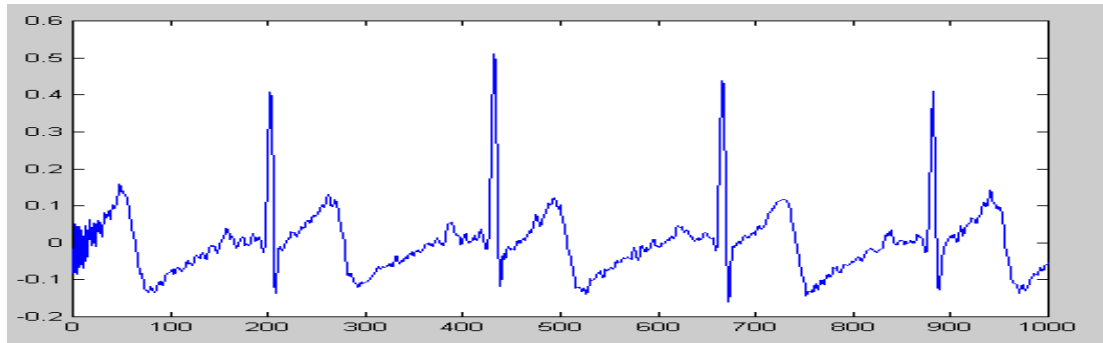


圖 4-7 樣板心電圖訊號

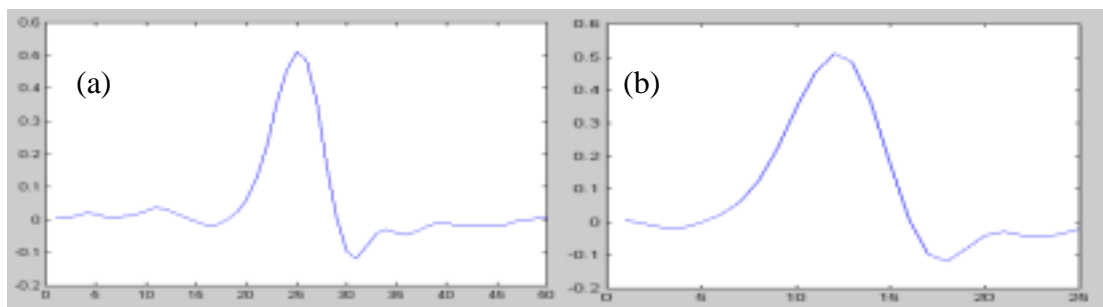


圖 4-8 樣本圖 (a) 50 點 template , (b) 25 點 template

(2) 相關係數運算：4-7 式為本系統執行相關係數運算所採用的數學模式，其中 x_i 代表樣本訊號； y_i 代表輸入訊號； mx 為樣本平均值； my 為輸入訊號平均值； n 代表資料點數：

$$Corr_coe = \frac{\sum_{i=1}^n [(x_i - mx)(y_i - my)]}{\sqrt{\sum_{i=1}^n (x_i - mx)^2} \sqrt{\sum_{i=1}^n (y_i - my)^2}} \quad 4-7$$

當進入系統的資料點數與樣本點數相同時，則依 4-7 式執行相關係數運算。為了評估兩種不同取樣點數之樣板，何者適用於本系統，經實際載入心電圖訊號驗證後，結果 50 點與 25 點樣板其所計算出之相關係數的變化情形如圖 4-9 及圖 4-10 所示。經比較兩者與心電圖特徵點相關係數的變化情形，可以綜整得到表 4-1。而從表 4-1 中可以比較出 50 點樣本在心電圖的主要特徵點 P 波、R 波及 T 波相關係數的變化範圍較大，比較容易區隔而避免誤判，而且本系統也應用樣板耦合的方式來偵測心室早期收縮及心房早期收縮等異常訊號，因此選定 50 點樣本，在即時的辨識上比較容易達成。

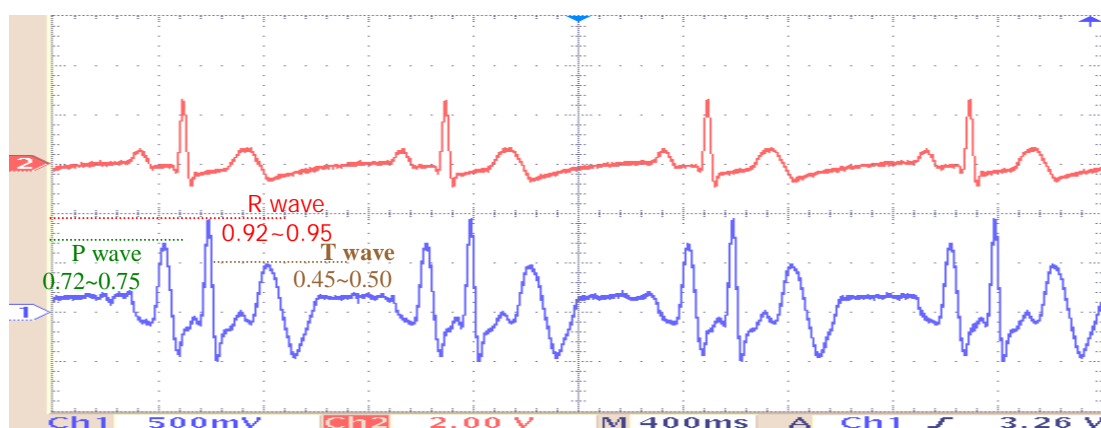


圖 4-9 50 點樣本與輸入心電圖訊號相關係數變化

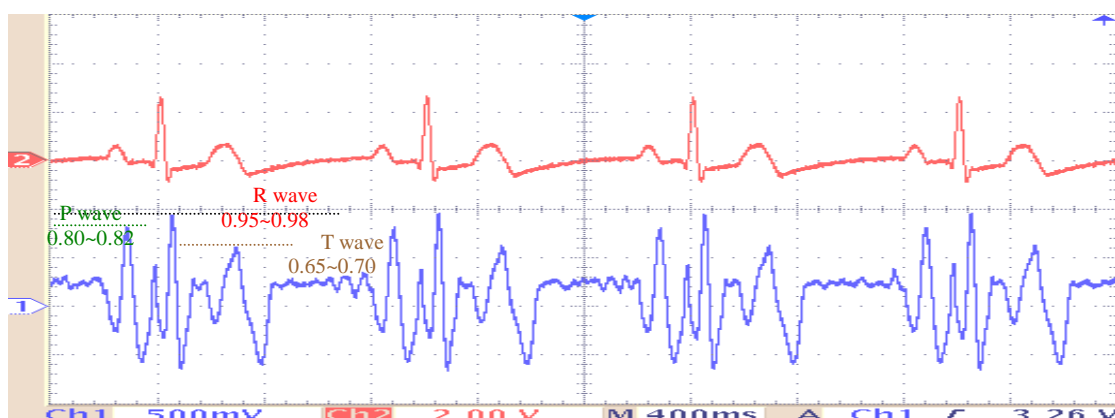


圖 4-10 25 點樣本與輸入心電圖訊號相關係數變化

相關係數值 樣本	相關係數變化		
	P wave	R wave	T wave
50 points	0.72~0.75	0.92~0.95	0.45~0.50
25 points	0.80~0.82	0.92~0.98	0.65~0.70

表 4-1 樣本長度與相關係數變化關係

(3) 閾值比較：從圖 3-29、3-30 中可以觀察出，當偵測到 R 波所在位置時的相關係數最大（ > 0.9 ），因此在本系統中，以 0.86 為辨認的閾值，當相關係數大於 0.86 時，即代表已偵測到 R 波所在位置。

2. 異常心電圖偵測

為了避免異常心電訊號（如 PAC、PVC 等等）影響正常心率頻譜的分析，本系統也設計了異常心電圖的偵測機制，主要分成兩個階段來執行。其中第一個階段係在剛開始量測時，用來偵測是否因電極鬆脫、或有不正常的心電訊號進入。第二階段為量測期間的判斷，由於異常心電圖的種類繁多，且異常心電圖的辨認並非本研究之主題，因此，主要針對心室早期收縮及心房早期收縮作為辨識的訊號，而典型心房早期收縮和心室早期收縮的特徵與相關係數的變化情形如圖 4-11、12 所示，因而本研究便以其相關係數的變化和視窗平均峰值的變化為基礎來建立偵測的機制。當系統偵測到異常心電訊號時，此時所計算出的 R-R 間隔就置換為中值濾波器(Median filter)的運算結果，並以此值來計算本筆的心率，可以避免因異常心電訊號而造成心率的巨幅變化，進而影響心率頻譜分析的精確性。同時在程式中將對異常心電訊號的種類做計數（PAC 與 PVC），並顯示在視窗上以利測試人

員觀測與留意。

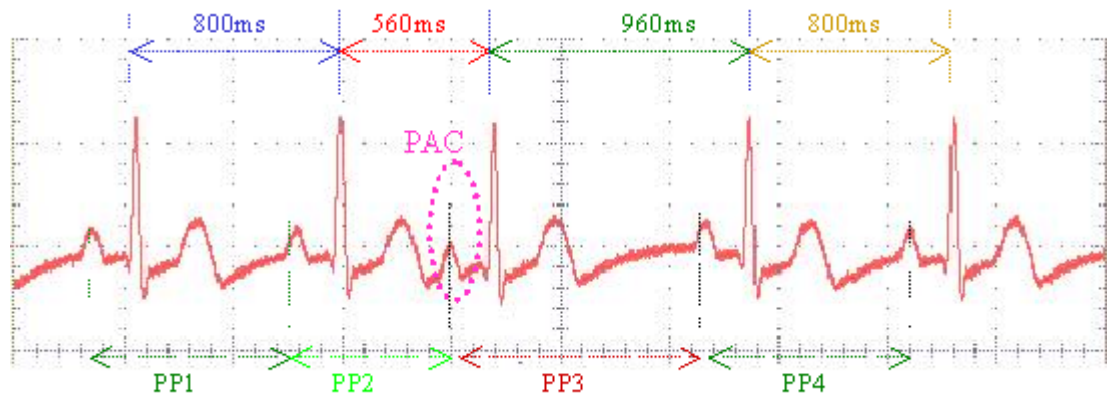


圖 4-11 典型 PAC 與正常心電圖訊號關係圖

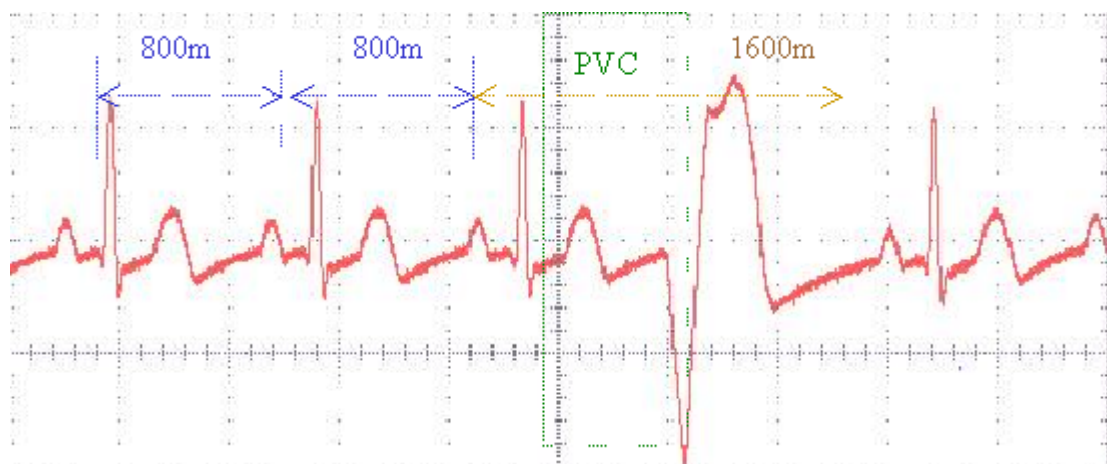


圖 4-12 典型 PVC 與正常心電圖訊號關係圖

2..Zeroth. 心房早期收縮 (Atrial Premature Contraction, PAC)

心房早期收縮主要具有以下三個特徵：（1）相鄰的心率呈現不規則。（2）P 波提早出現。（3）相鄰的 R-R 間隔相加之和小於正常 RR 間隔的兩倍(即如圖 4-11 所示 $pp1+pp4 > pp2+pp3$)，由於系統無 P 波偵測功能，無法以 P 波的出現來偵測，而從圖 3-34 觀察得知 PAC

發生前後兩個心率呈現不規則，且與正常的心率約有 25% 的變化率，因此便以前後心率的變化率作為判斷的標準。

1.2.2 心室早期收縮 (Ventricular Premature Contraction, PVC)

心室早期收縮主要具有以下兩個特徵：(1) 沒有 P 波出現。(2) QRS 波變寬且異常。由於系統無 P 波偵測功能，無法以 P 波的特徵來偵測 PVC，而從圖 4-12 及 4-13 觀察得知，當心室早期收縮發生時沒有 P 波且 QRS 波波形異常，配合使用樣板耦合方法，其所計算的相關係數偏低；且在視窗平均峰值偵測法上，其峰值的變化率在心室早期收縮發生時，明顯要大於正常心電訊號 20% 以上，因此可以利用相關係數的變化與峰值變化率為偵測的標準。

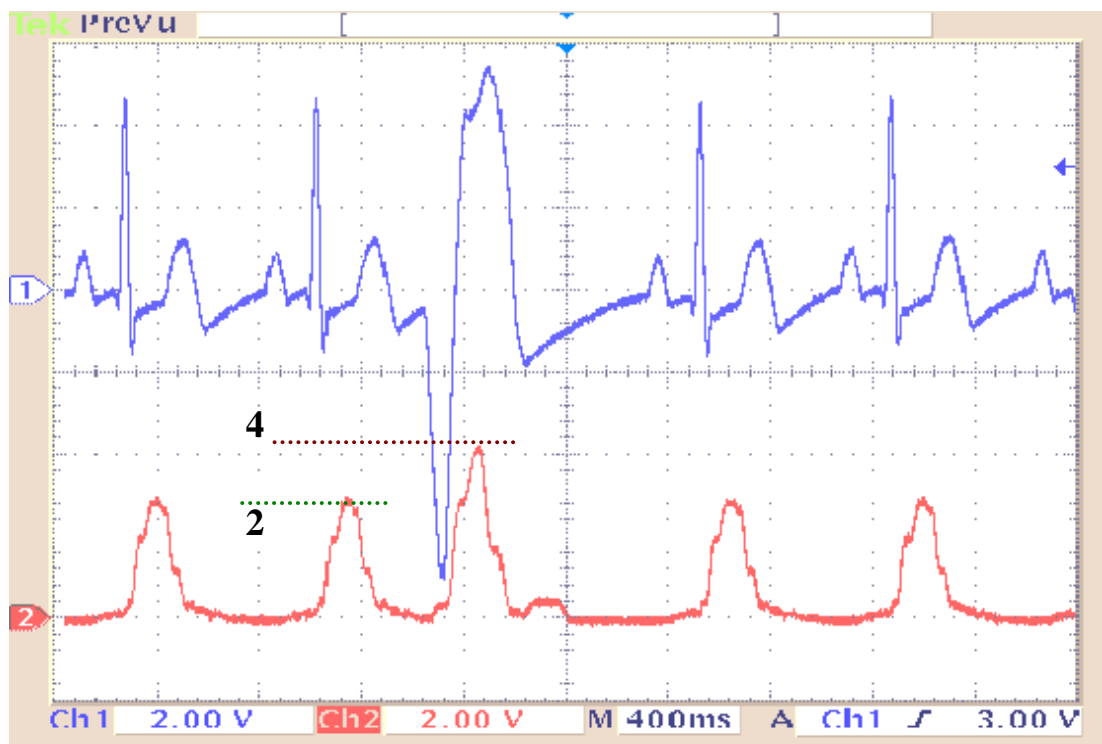


圖 4-13 典型 PVC 與正常心電圖視窗平均峰值變化關係圖

2. 軟體設計部分

本系統軟體設計部分可區分為 DSP 訊號處理程式及 LabView 圖形化即時顯示介面程式兩大部分，茲分述如下：

2.1 DSP 訊號處理程式

DSP 訊號處理程式主要係處理由前級心電圖放大器傳來之心電圖訊號，程式架構大致包含有數位濾波、心電圖 QRS 波偵測、異常心電圖偵測、心率訊號計算及心率分析等五大部分（如圖 4-14 所示）。程式大部份以 C 語言撰寫，在軟體發展與除錯階段，使用德州儀器公司的 Code composer 搭配 TMS320C3X 系統發展除錯工具（XDS Emulator, XDS-510）或 27256 記憶體模擬器進行程式的修改，俟驗證無誤後將程式碼轉碼為二進位格式後，再以可程式規劃燒錄器將二進位程式碼燒至可清除式記憶體(EPROM)中，使系統達到獨立運作的目標（Stand alone）。圖 4-15 為本研究的系統程式流程圖。

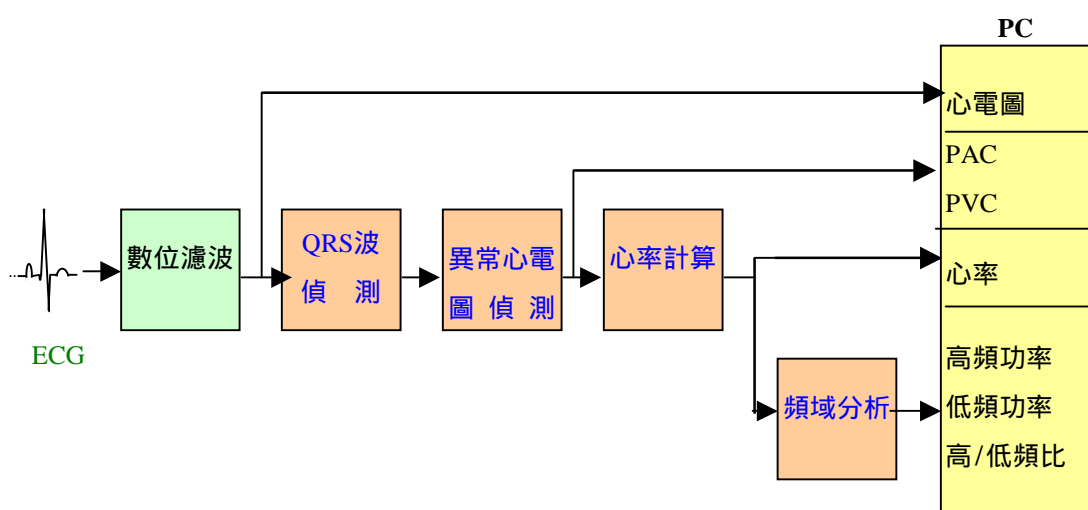


圖 4-14 DSP 訊號處理方塊圖

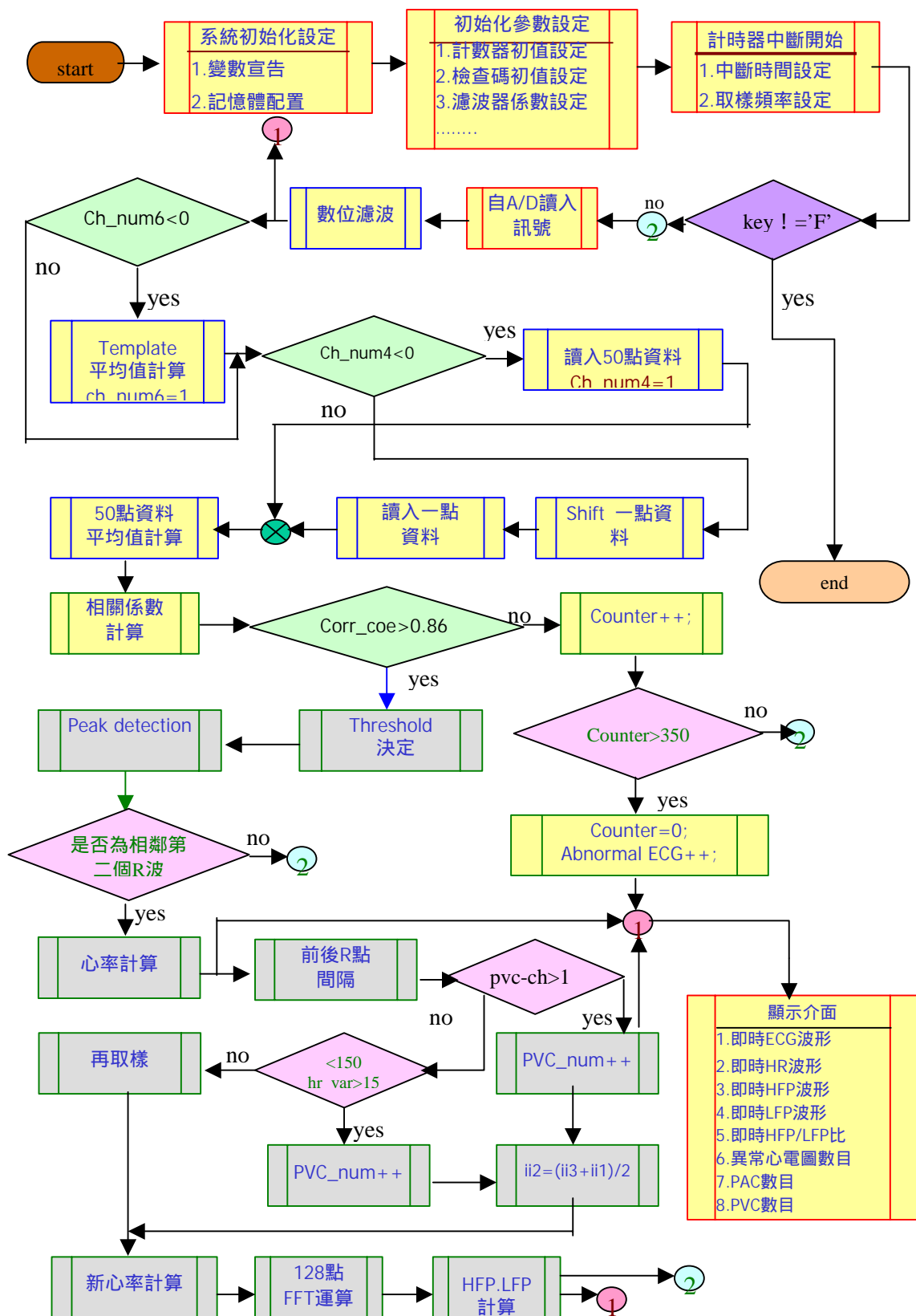


圖 4-15 系統程式流程圖

2.1.1 數位濾波

為了確保進入數位訊號處理器的心電訊號品質，將經過類比轉數位後的心電訊號，再經過數位濾波的處理，以下茲就使用到之數位凹陷濾波器及高通濾波器之設計說明如下：

2. 凹陷濾波器設計：採用雙極點無限脈衝響應濾波器來實現數位凹陷濾波器，其設計的流程說明如下：

步驟 1：濾波器的轉移函數如 4-8 式所描述：

$$H(Z) = \frac{1 + a_1 Z^{-1} + a_2 Z^{-2}}{1 - b_1 Z^{-1} + b_2 Z^{-2}} \quad 4-8$$

其中 $a_1 = 2\cos\theta$; $a_2 = 1$; $b_1 = 2r\cos\theta$; $b_2 = r^2$; $\theta = \frac{f_c}{f_s} \times 2\pi$, $0 < r < 1$

步驟 2：因為角度 $\theta = \frac{f_c}{f_s} \times 2\pi$, 其中截止頻率 f_c 為 60Hz；取樣頻率 f_s 為 250Hz，則可以計算出角度 $\theta = 0.48\pi$ (如 4-9 式所示)。

$$\theta = \frac{60_c}{250_s} \times 2\pi = 0.48\pi \quad 4-9$$

步驟 3：由於半徑 r 的值越大，濾波器的截止波形越陡峭，本研究選擇的半徑 $r=0.95$ 。

步驟 4：將半徑 r 的值與角度 θ 的值帶入 4-8 式的濾波器轉移函數，則可以得到 4-10 式的濾波器函數。

$$a_1 = 2\cos\theta = -0.1256 ; a_2 = 1 ; b_1 = 2r\cos\theta = -0.11932 ; b_2 = r^2 = 0.9025$$

$$H(Z) = \frac{1 - 0.1256Z^{-1} + Z^{-2}}{1 + 0.11932Z^{-1} + 0.9025Z^{-2}} \quad 4-10$$

為了驗證所設計的濾波器規格，利用 Matlab 軟體設計程式模擬濾波器的響應性能，可以得到圖 4-16 的頻率響應圖，從圖 4-16 觀察得知 60Hz 的電源雜訊確實已被濾除。同時也利用 Matlab 程式載入實際心電圖訊號來模擬驗證，可以得到圖 4-17 的結果，其中 60Hz 的電源雜訊明顯的已被濾除乾淨，與我們預期的結果相符。

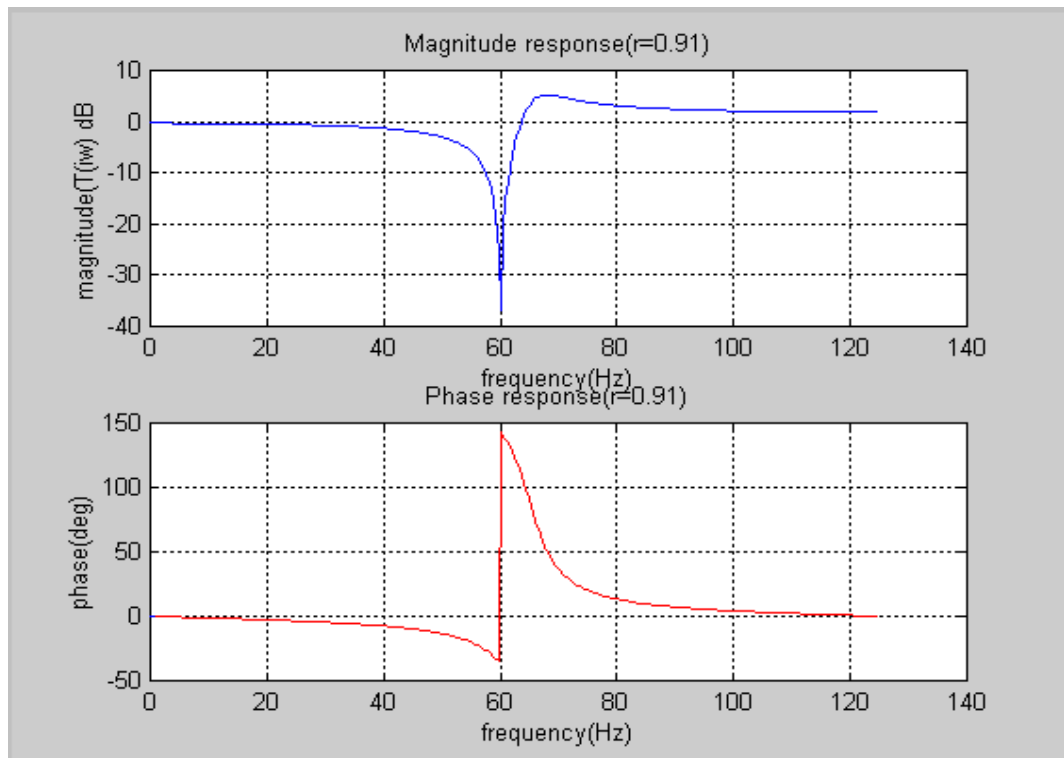


圖 4-16 雙極點無限脈衝響應凹陷濾波器頻率響應圖

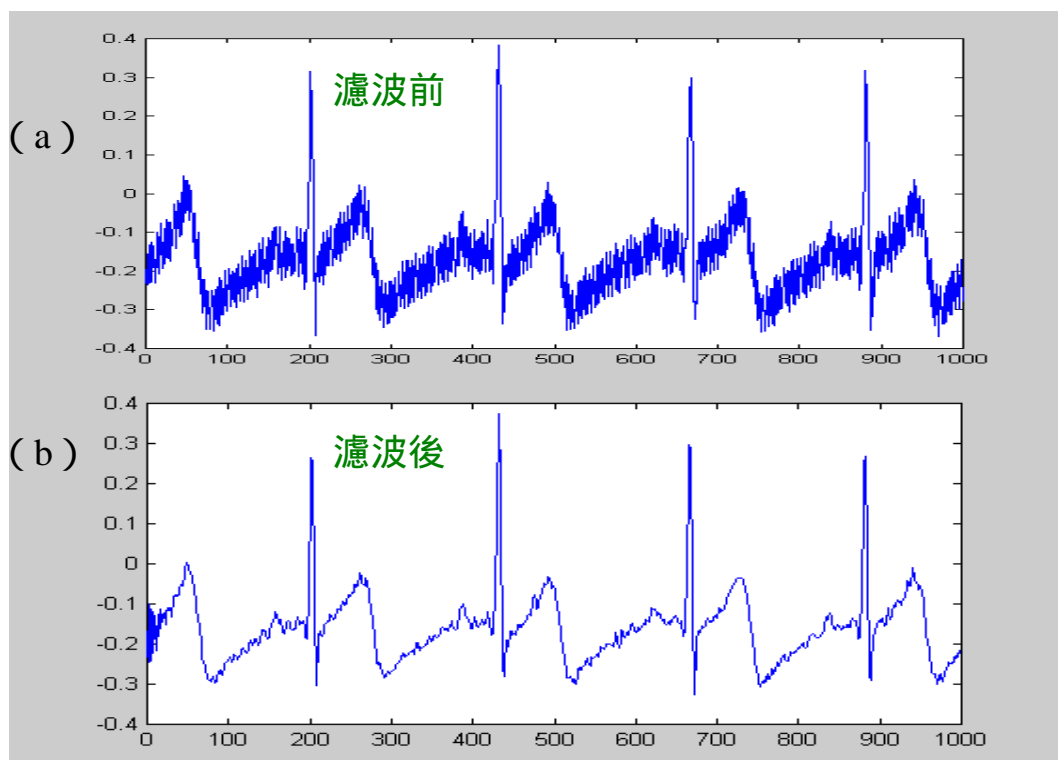


圖 4-17 雙極點無限脈衝響應凹陷濾波器實際心電圖訊號驗證結果：

(a) 帶有 60Hz 電源雜訊之 ECG (b) 濾波後 ECG。

(2) 高通濾波器設計：亦是採用雙極點無限脈衝響應濾波器的架構，其設計的流程與數位凹陷濾波器相同，所設定之截止頻率為 0.5Hz，則可以得到 4-11 式的濾波器規格：

$$H(z) = \frac{1 - 2z^{-1} + z^{-2}}{1 - 1.98z^{-1} + 0.9801z^{-2}} \quad 4-11$$

透過 Matlab 程式的模擬，可以得到圖 4-18 的頻率響應圖，而從圖 4-19 觀察得知直流飄移成分確實已被濾除。同時也利用 Matlab 程式載入實際心電圖訊號來驗證濾波的性能，其結果如圖 3-21 所示，直流飄移成分確實已被濾除，與我們預期的結果相符。

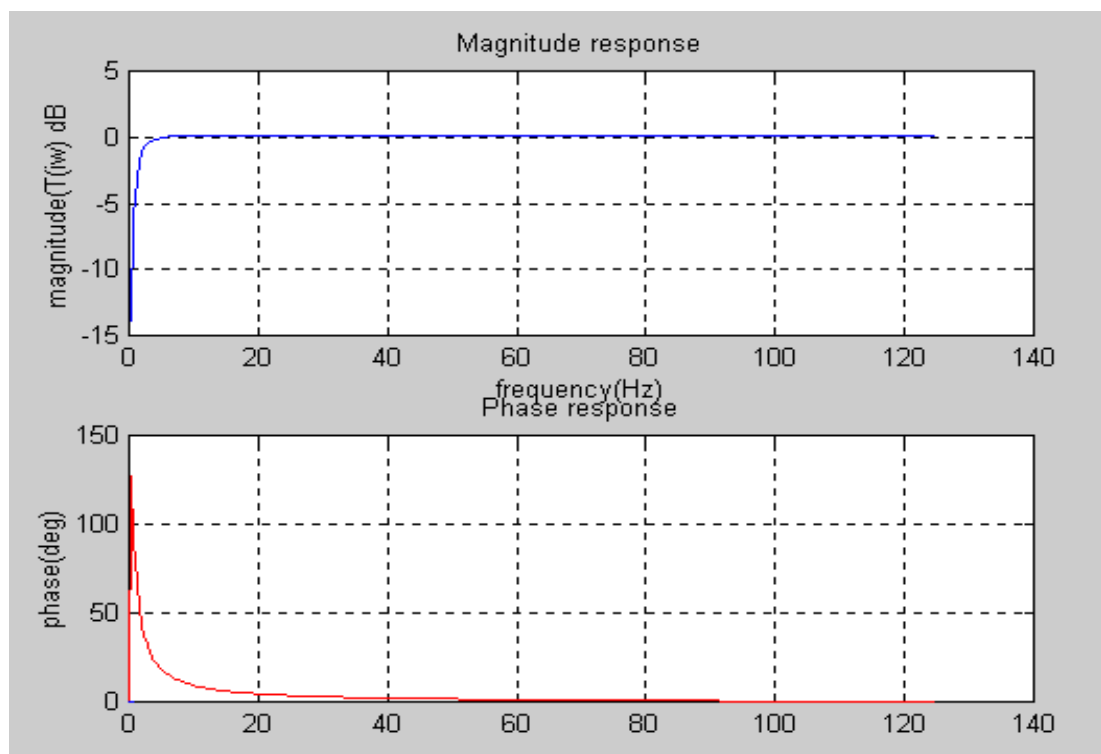


圖 4-18 雙極點無限脈衝響應高通濾波器頻率響應圖

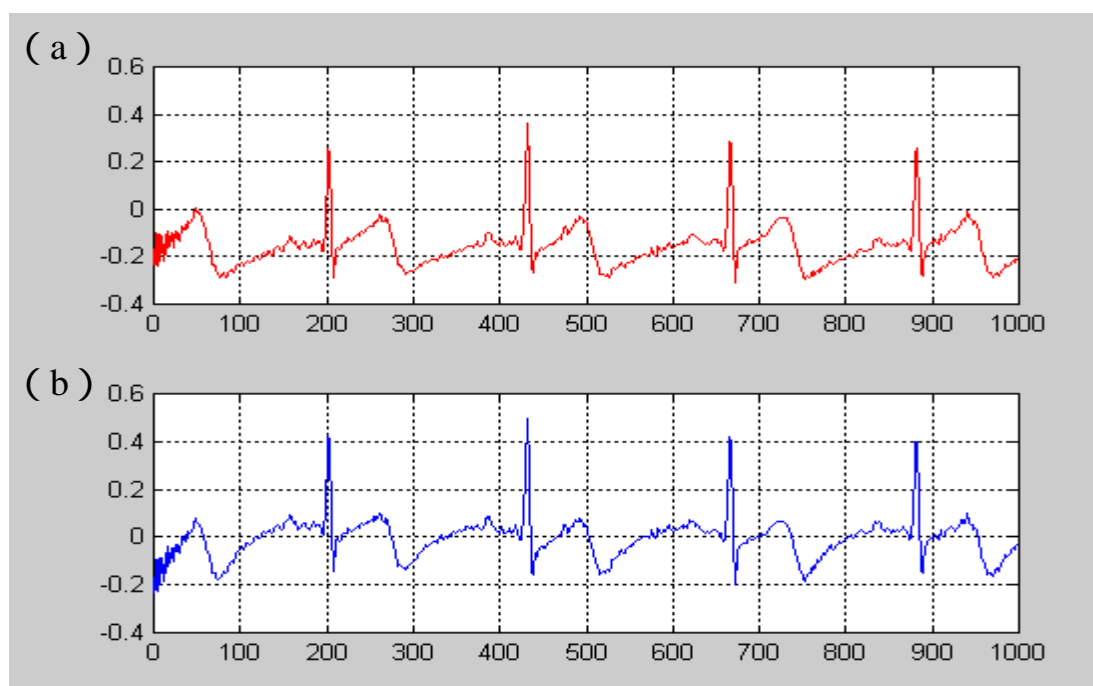


圖 4-19 雙極點無限脈衝響應高通濾波器實際心電圖訊號驗證結果：
(a) 帶有直流飄移之心電圖 (b) 濾波後心電圖。

本研究有關 QRS 波之偵測法則係整合 Tompkins 的峰值偵測與樣板耦合兩種法則的混合型偵測法。其程式執行流程如圖 4-20 所示，當相關係數大於設定的閾值，且視窗平均後峰值被偵測到時，才認定 QRS 波被偵測到，再從心電圖的緩衝器中找出真正 R 波所在位置點數，之後再執行後續的心率計算和頻譜分析等步驟。

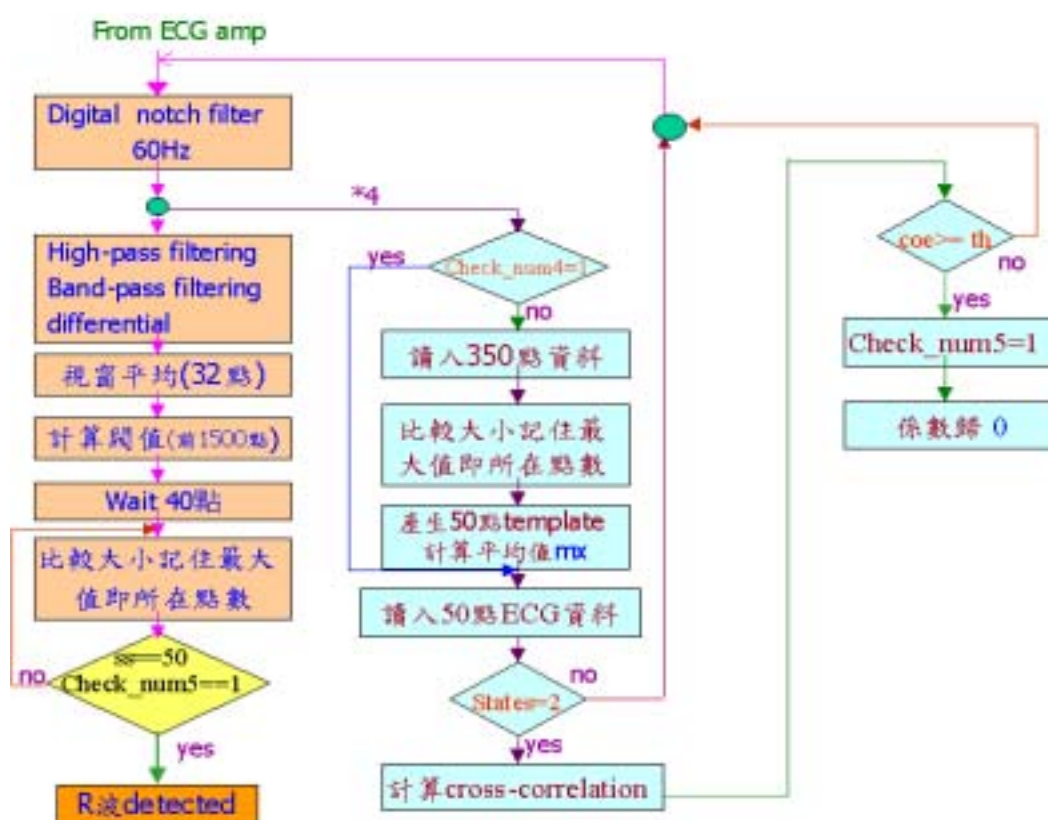


圖 4-20 心電圖 QRS 波偵測程式流程圖(註：當 R 波確定被偵測到時系統則由 ECG buffer 中所紀錄的資料找出真正 R 波所在位置)

2.1.3 異常心電圖偵測

為了避免異常心電訊號（如 PAC、PVC 等等）影響正常心率頻譜的分析，本系統程式中也加入了異常心電圖的偵測機制。主要分成

兩個階段來執行。其中第一個階段係在剛開始量測時，用來偵測是否因電極鬆脫、或有不正常的心電訊號進入，程式的執行流程如圖 4-21 所示，第二階段主要是針對量測期間心室提早收縮及心房提早收縮等異常訊號的辨識與處理，其程式的執行流程如圖 4-22 所示。

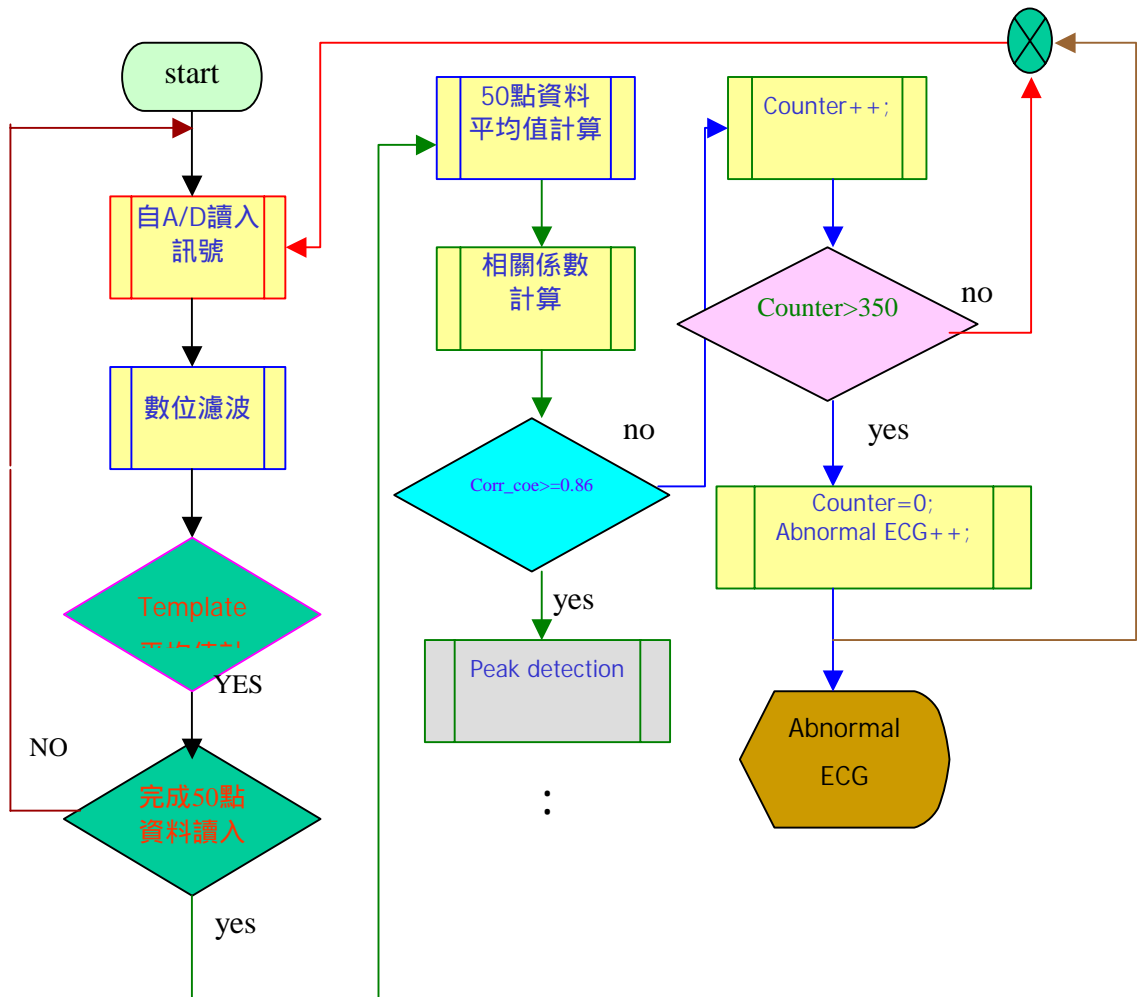


圖 4-21 量測初期異常心電圖判斷程式流程圖

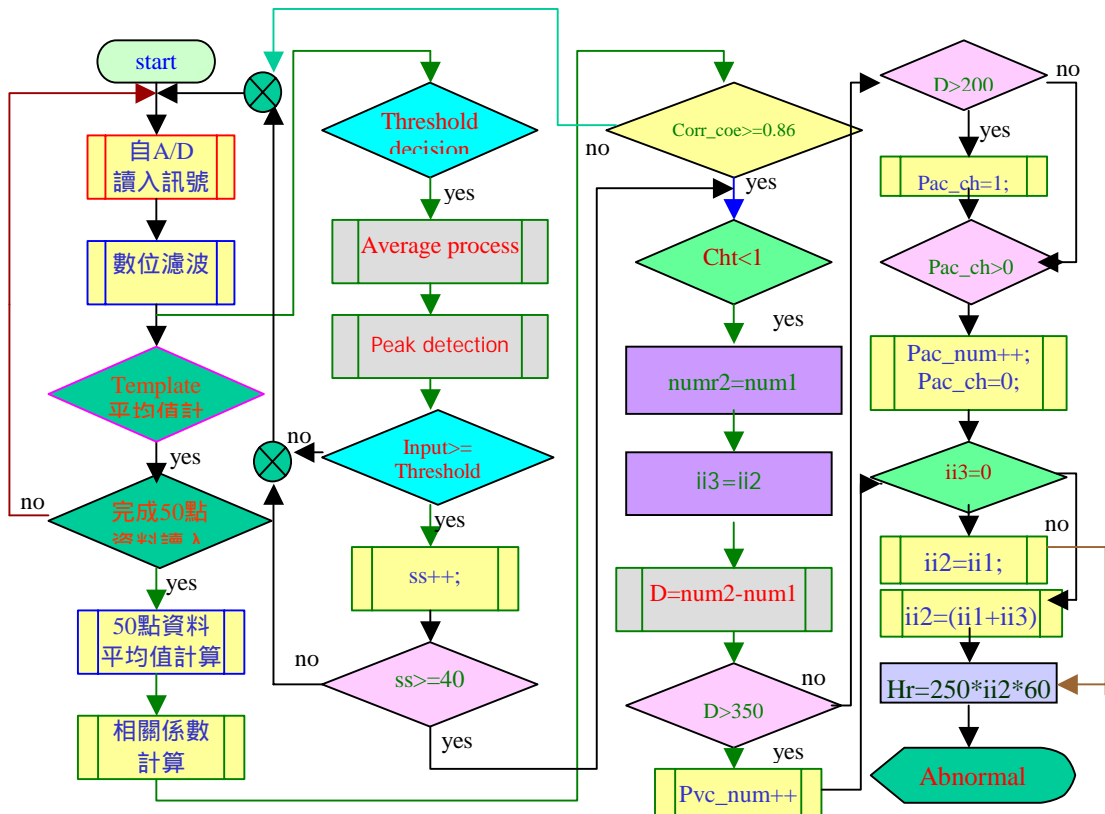


圖 4-22 量測期間異常心電圖判斷程式流程圖

2.1.4 心率計算

之前已成功的偵測到 R 波的位置，而程式中也紀錄了 R 波所在的取樣點數目，並計算相鄰兩個 R 波間的取樣點數差（以 R_interval 變數表示），配合取樣頻率是 250Hz，則心率可由 4-12 式求出。

$$\text{Instantaneous Heart Rate} = [250 / R_interval] \times 60 \quad 4-12$$

由於每一個 R 波出現的時間間隔並不一樣，且經 4-12 求出的心率訊號並非等時距取樣的訊號，而一般在執行頻譜分析時，均要求所要處理的時間序列訊號係經均勻取樣處理後的，為了避免頻譜失真，必須

執行再取樣的步驟，在程式中應用了 Berger 等人於 1986 年提出的視窗內插法【14】來執行再取樣工作，其取樣的法則如圖 4-23 所示。

本研究設定的再取樣的頻率為 4Hz，而原來的取樣頻率為 250Hz，亦即原訊號每隔 125 個取樣點(取樣區間)產生一個新的心率訊號點，其大小之決定可依兩個規則：(1) 當新取樣點前後各一個取樣區間僅分佈在一個 R-R 間隔($R_interval2$)，則其大小為 $a/R_interval2$ 。(2) 當新取樣點前後各一個取樣區間分佈在兩個相鄰 R-R 間隔($R_interval3$ 、 $R_interval4$)，則其大小為 $b/R_interval3 + c/R_interval4$ 。如此便得到了等距時間取樣的心率訊號。

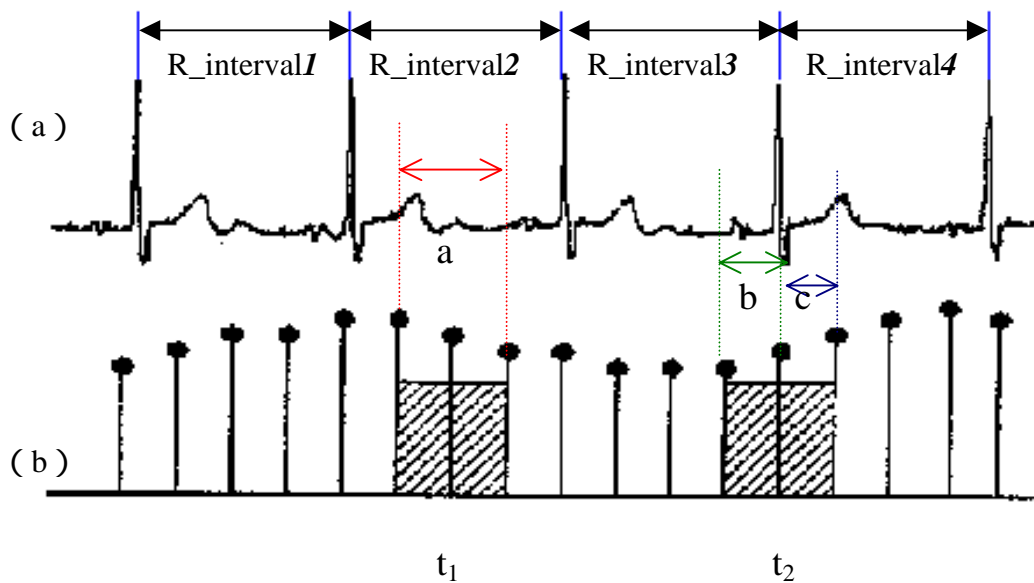


圖 4-23 心率訊號的等距再取樣。(a)一段心電圖訊號；(b)等距取樣後的心率訊號，當取樣 local window 的中心點落在 t_1 時心率為 $a/R_interval2$ 、 t_2 時心率為 $b/R_interval3 + c/R_interval4$

2.1.5 頻譜分析

為了進一步的分析心率變異訊號頻譜的特性，以區分出交感神經與副交感神經的作用情形，並進而解析心率變異特性與自主神經系統作用之相關性，程式之中亦將時域量測到的心率變異訊號透過快速傅利葉轉換（Fast Fourier Transform, FFT）將其轉換為頻域訊號，再求出其功率頻譜。如此便可以從心率變異功率頻譜之中，觀測出交感神經與副交感神經的調控作用的情形。且為了顧及資料處理的即時性與解析度，本研究中選擇了 128 點的快速傅利葉轉換來執行頻域的分析，並且在完成第 16 點心率資料運算後，即開始執行 128 點的快速傅利葉轉換運算（其餘的資料點皆補零），爾後再將資料向後位移 4 點；再讀入 4 點新的速率資料後，反覆再執行 128 點的快速傅利葉轉換運算，如此可以提昇資料處理的即時性，彌補快速傅利葉轉換在即時速率分析上，先天上所具有的資料長度限制。

由於在執行 128 點的快速傅利葉轉換運算時，此時計算出來的頻功率譜，係為目前這點資料和過去 127 點資料的綜合，為了能即時反映目前輸入資料對功率頻譜的影響，與避免因速率瞬變的成份所造成的頻譜失真的問題，在執行 128 點快速傅利葉轉換前，程式也加入了減去瞬間變化差異(contrast)和乘上窗口函數（windows function）的運算機制，整個程式處理流程如圖 4-24 所示。在功率頻譜的解析度上，由於採用 128 點快速傅利葉轉換，因此速率變異頻譜的估算範圍可以得到低頻部分 0.03125~0.15625Hz 及高頻部分 0.15625~0.40625Hz。

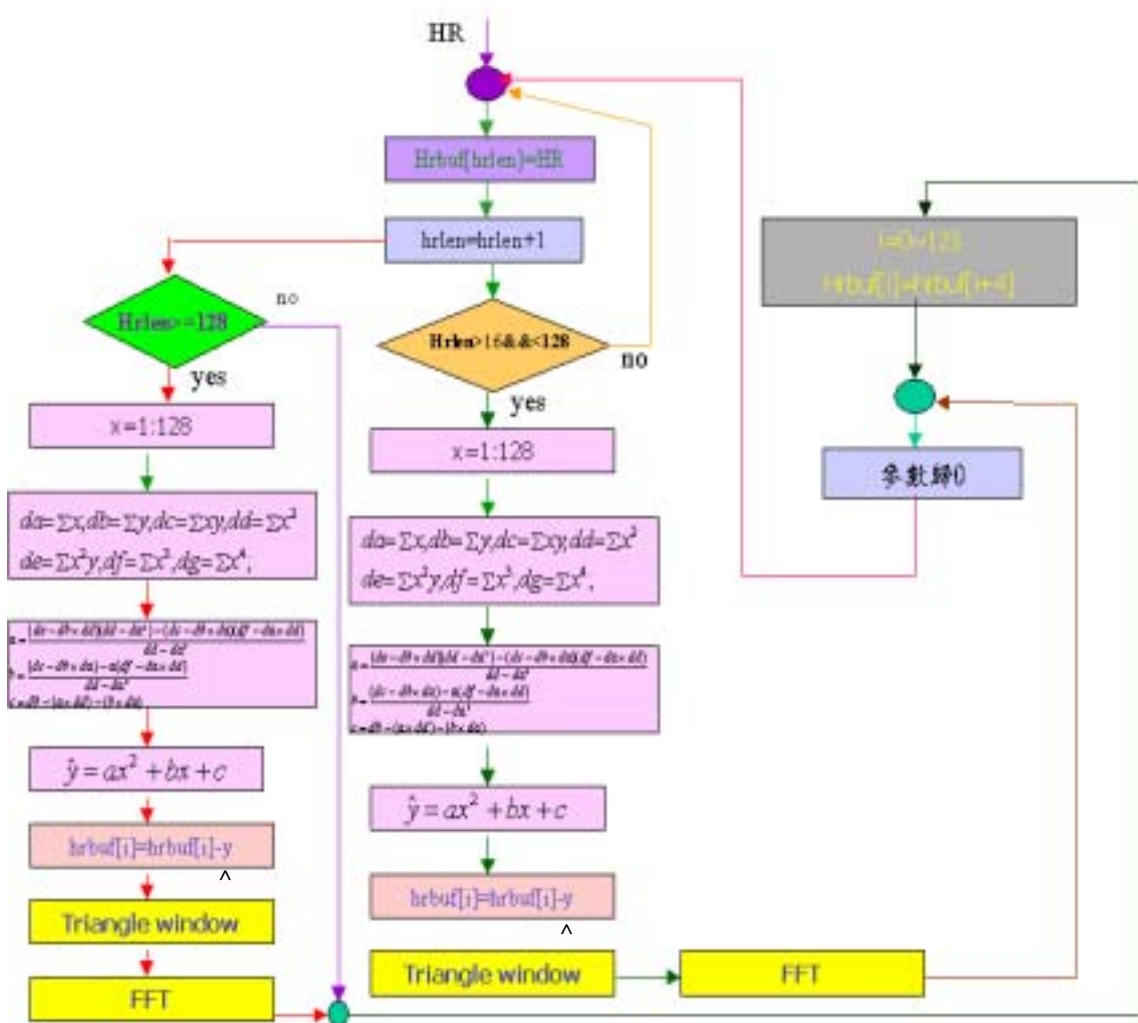


圖 4-24 心率頻譜分析程式流程圖(註：程式中 y 表示經再取樣後的心率號，亦即 $hrbuf$ 內之資料； \hat{y} 表示估測的 trend)

2.5.1.1 瞬間變化差異(contrast)

由於心率瞬變成份會造成高頻和低頻功率頻譜的瞬間變化差異 (contrast)【15】如圖 4-25 所示。經以 Matlab 應用軟體撰寫程式以實際的心率資料模擬減去平均值、減去線性轉折(linear-trend)及減去多項式轉折(poly-trend)可以得到如圖 4-26 的結果。比較三種方式之結果後，可以觀測出減去多項式轉折的方法，所得到之結果較為平滑(smooth)，因此本研究即採用減去多項式轉折的方法來消除心率瞬變成份所造成高頻和低頻功率頻譜的瞬間變化差異。

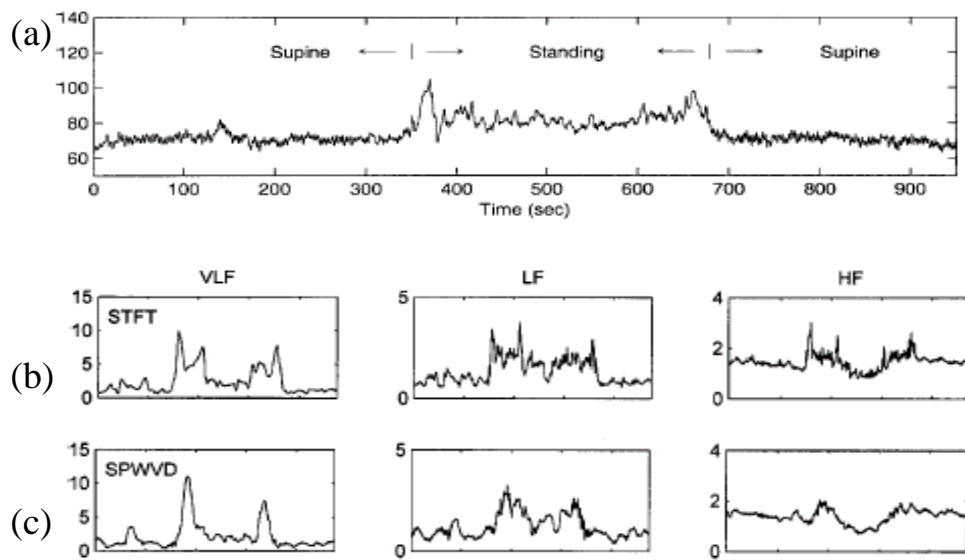


圖 4-25 short-time FFT 和 Wigner-Ville distribution 的比較示意圖：

(a) 一個健康受測者姿勢變化的心率訊號，(b) short-time FFT 分析的結果，(c) Wigner-Ville distribution 分析的結果。(摘自參考文獻[15])

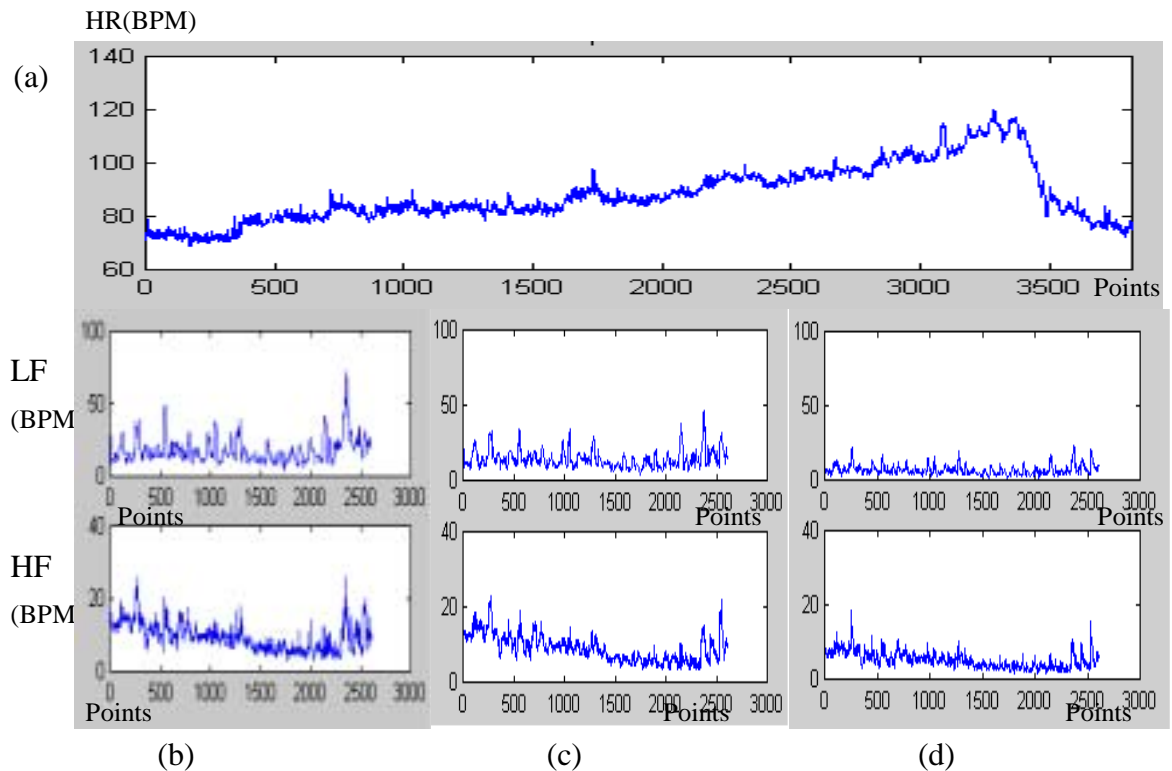


圖 4-26 mean、linear 及 poly 三種 detrend 方法之結果比較圖：

(a) 錄自醫院實際暈眩病患之心率訊號，(b) mean detrend (c) linear detrend (d) poly detrend 後高低頻功率頻譜變化

有關減去多項式轉折的做法係利用 4-13 式的 contrast 估測方程式及 4-14 式的平方誤差方程式，再透過 $\frac{\partial E}{\partial a} = 0$ 、 $\frac{\partial E}{\partial b} = 0$ 與 $\frac{\partial E}{\partial c} = 0$ 三條偏微分方程式，即可求出 a、b 及 c 三項係數，再將此三項係數帶回 4-13 式即可找出 contrast 的近似曲線，之後再透過 4-15 式，將 128 點的實際訊號減去 contrast 的成分，如此便可降低瞬變成分所造成的假頻譜訊號。

$$\hat{y} = ax^2 + bx + c \quad 4-13$$

$$E = \sum_{n=1}^N [y - (ax^2 + bx + c)]^2 \quad y: \text{經再取樣後 128 點的心率資料} \quad 4-14$$

$$y[x] = y[x] - \hat{y}[x] \quad x=1:128 \text{ (取樣點編號)} \quad 4-15$$

2.5.1.2 窗口函數 (windows function)

為了強調最新心率訊號對自主神經系統調控的影響性，在執行完減去 contrast 成份的處理過程後，在送入執行 128 點快速傅利葉轉換前，將 128 點的心率資料乘上窗口函數。經以 Matlab 應用軟體，撰寫程式以實際的心率資料模擬加入長方形窗口函數(rectangular window)、半漢明窗口函數(Half-Hanning window)及半三角窗口函數(Half-triangle window)，可以得到圖 4.27 的結果，比較此三種方式之結果後，可以觀測出以乘上漢明及三角窗口函數的方法，所得到之結果較能反應出心率即時變化的影響，在考量程式實現的難易程度後，本研究乃採用乘上三角窗口函數的方法來強調最新心率訊號對自主神經系統調控的影響性。

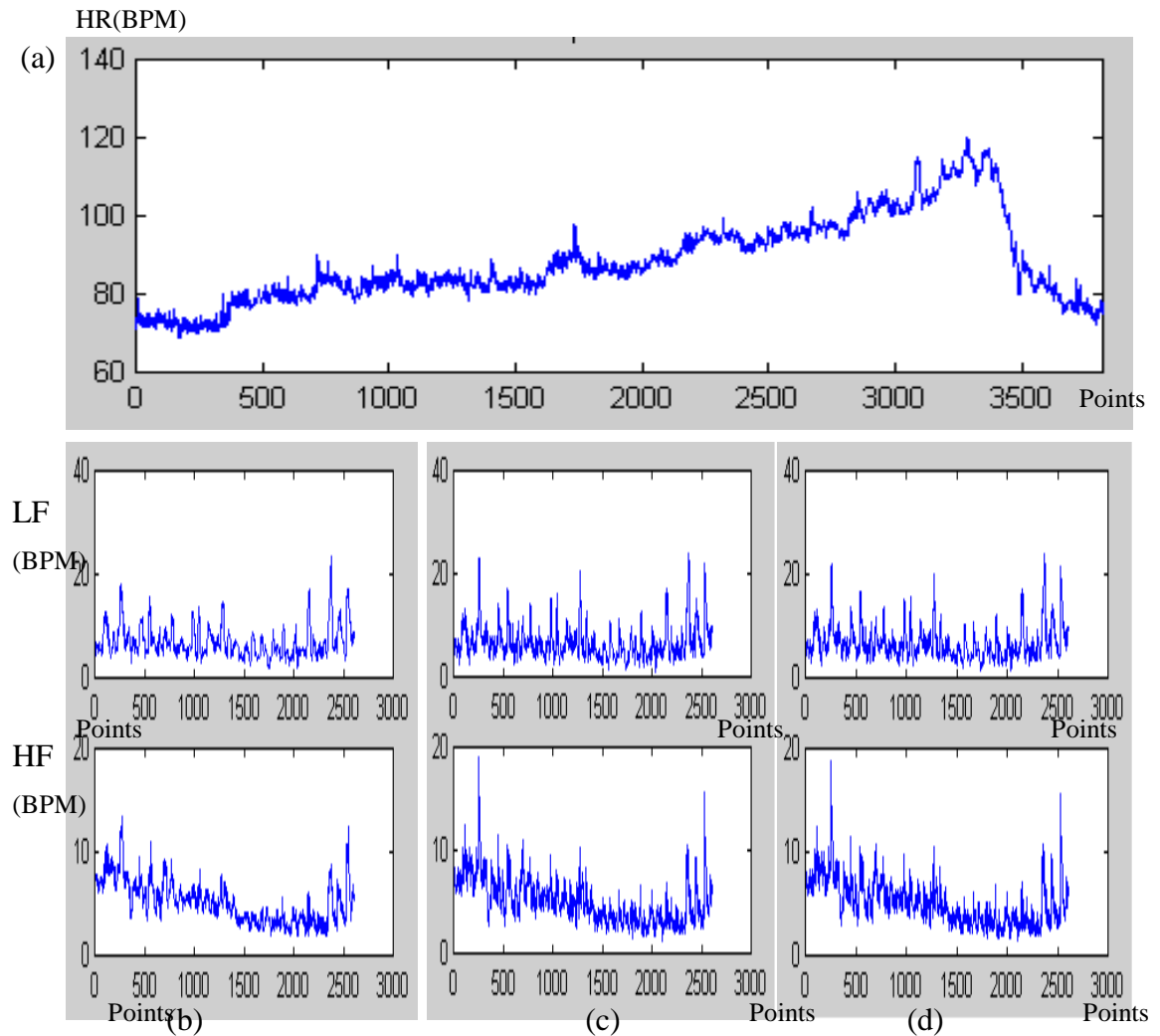


圖 4-27 rectangular、Half-Hanning 及 Half-triangle window 比較圖：
 (a) 錄自醫院實際暈眩病患之心率訊號，(b) rectangular window (c)
 Hanning window (d)Half-triangle window 執行後高低頻功率頻譜大小

有關半三角窗口函數程式的撰寫，係利用 4-16 式演算法來實現，
 其型態如圖 4-28 所示。

$$\text{new hr_data} = (i+1) \times (1/128) \times \text{old hr_data} \quad 4-16$$

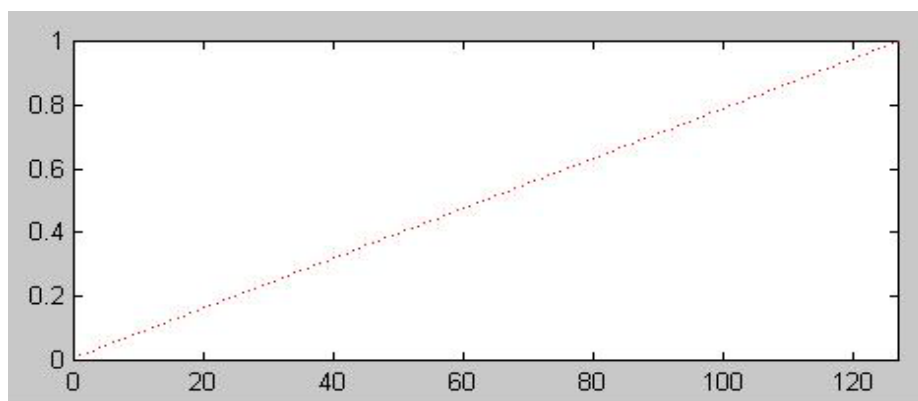


圖 4-28 半三角視窗圖

2.2 LabVIEW 圖形化即時顯示介面程式

在完成心電圖訊號的擷取、QRS 波偵測、異常心電圖偵測、心率計算和頻譜分析後，接下來最重要的一個流程，便是將運算的結果展現出來，讓使用者透過數據與圖示獲得重要的資訊。因此本研究中選擇了 LabVIEW 作為設計圖形化即時顯示介面程式的工具。主要考量其具有強大處理人機介面控制的能力，透過 RS-232 即可使 STC-32 很輕易的與個人電腦溝通，加上 LabVIEW 強大而快速的運算能力，可協助我們實現即時顯示之目的。

數位訊號處理模組係透過串列輸出入埠(UART)將運算結果輸出，由於串列輸出入埠傳輸資料的格式僅允許字元或字串格式，而數位訊號處理模組處理後的心率與功率頻譜資料均為浮點數，且 TMS320C32 數位訊號處理器的 C 語言編輯器並不支援浮點數轉換字元或字串的指令，因此為了解決資料傳輸的問題，在數位訊號處理程式中，必須加入將浮點數置換為字元的程式，且在 PC 端的 LabVIEW 程式中也必須加入同樣將字元或字串還原為浮點數的程式。圖 4-29 即為數位訊號處理程式將浮點數置換為字元的程式流程圖；圖 4-30

為 PC 端將字元或字串還原為浮點數的程式流程圖，整體 LabVIEW 圖形化即時顯示介面程式如圖 4-31 所示，而有關顯示視窗的規劃如圖 4-32 所示。

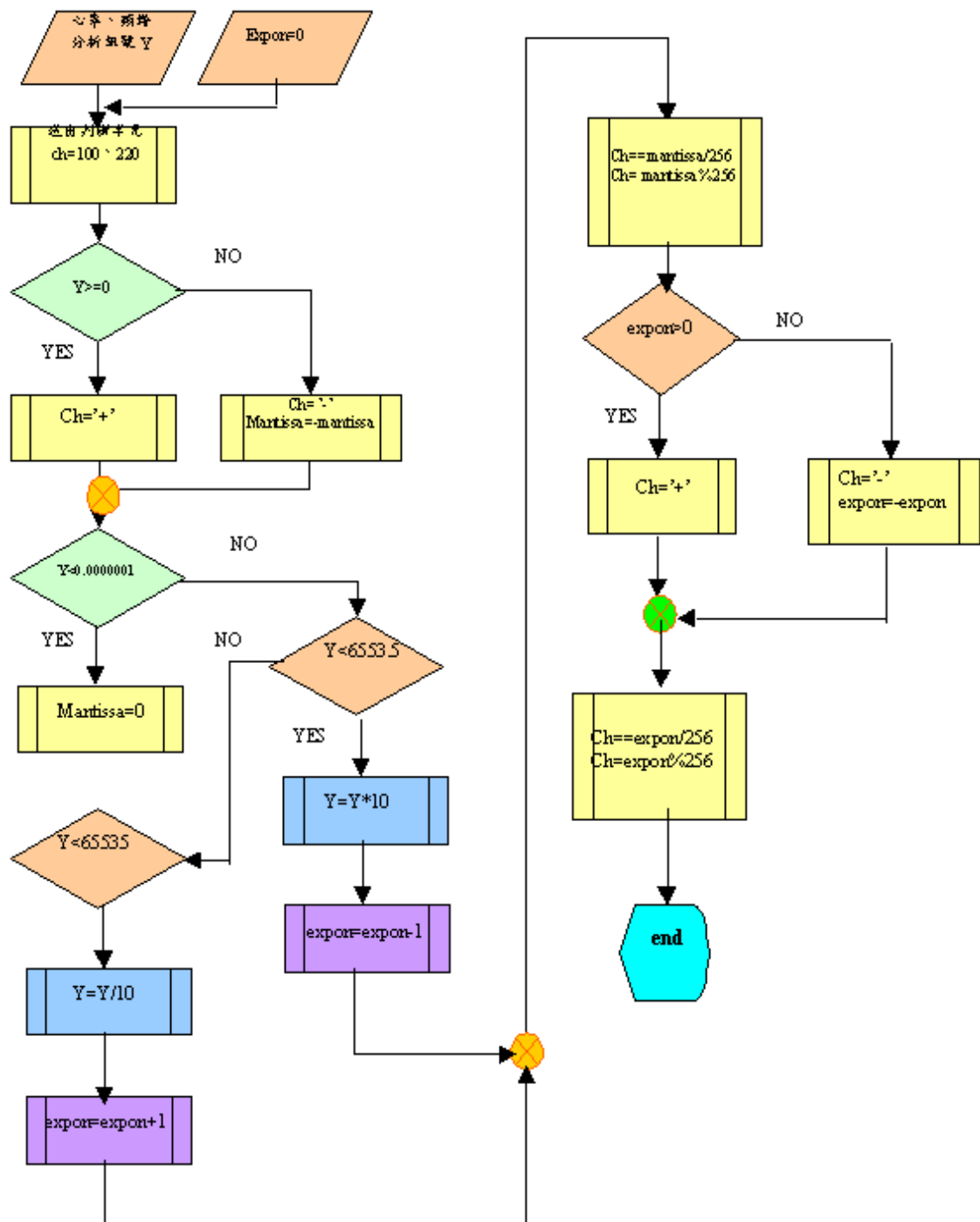


圖 4-29 STC-32 數位訊號處理器端浮點數轉換字元流程圖

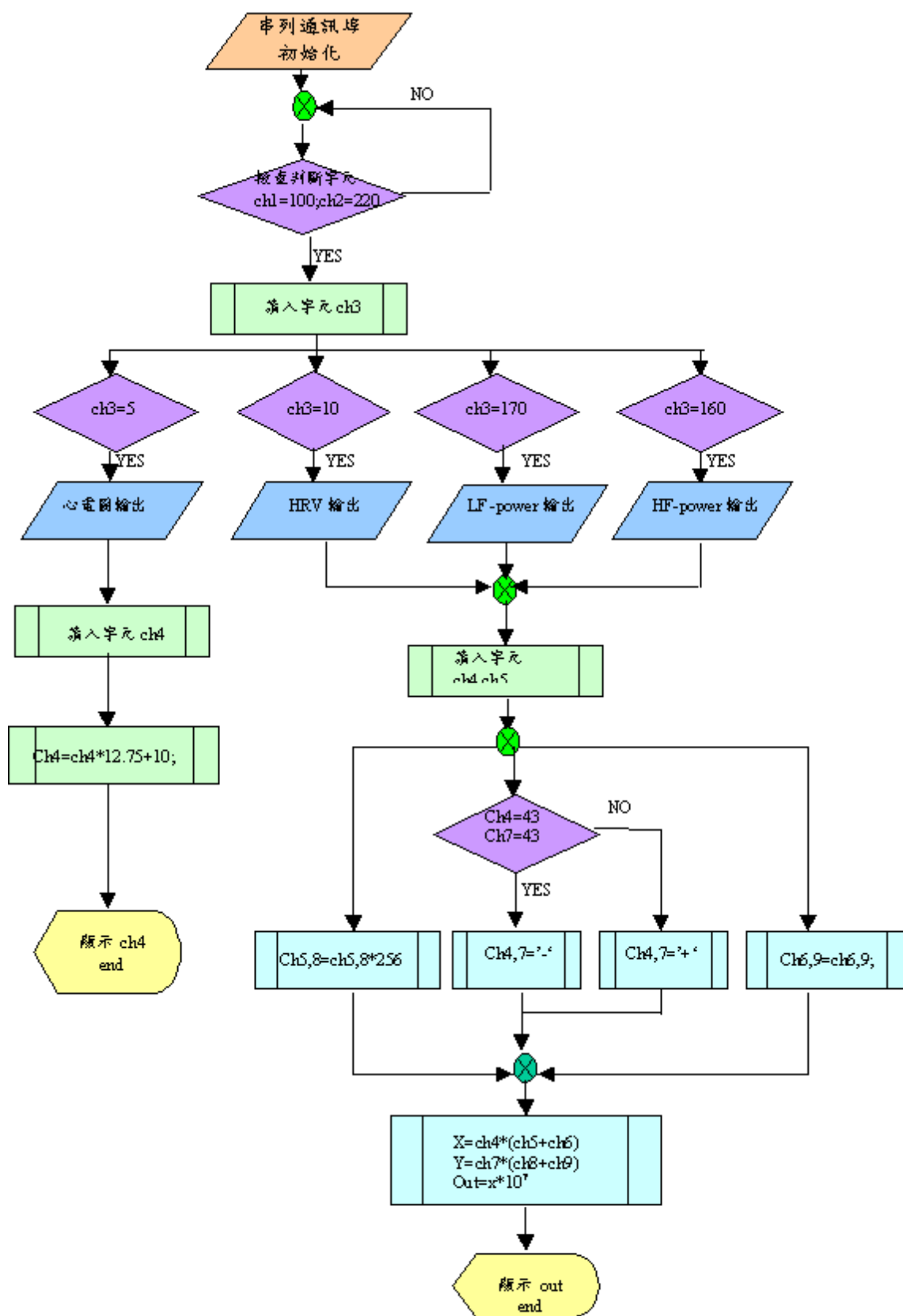


圖 4-30 LabVIEW 字元轉換浮點數流程圖

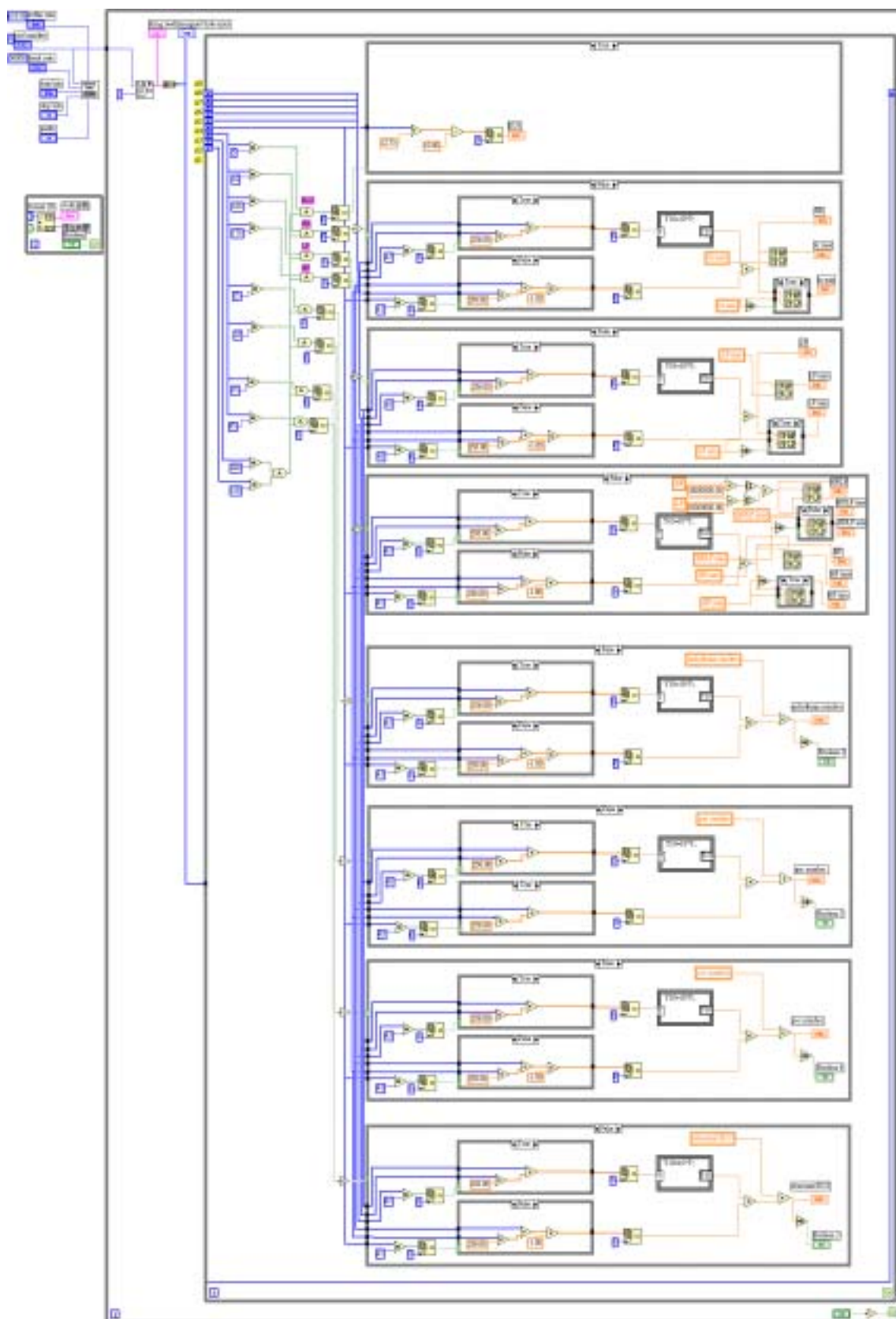


圖 4-31 LabVIEW 顯示介面主程式

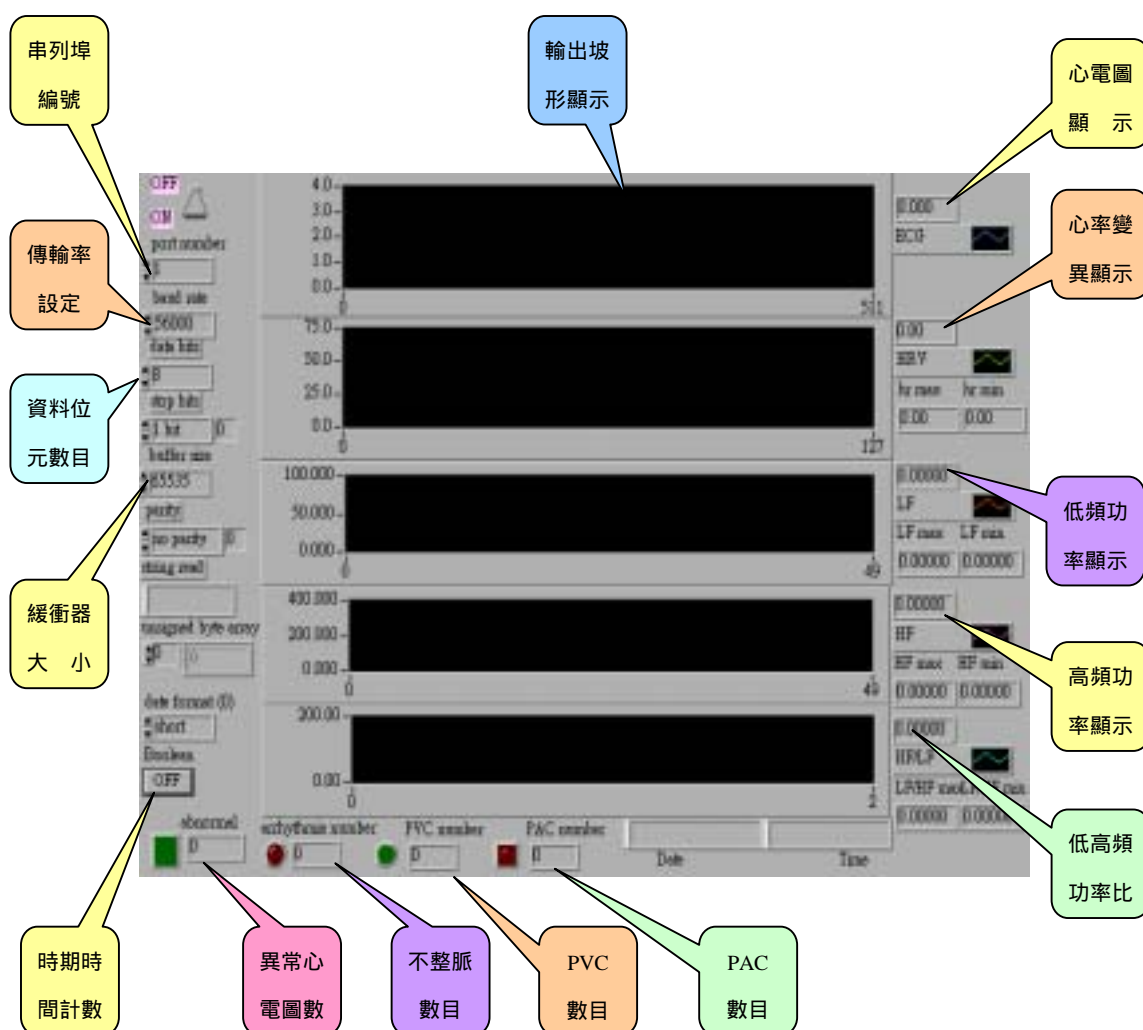


圖 4-32 LabVIEW 顯示視窗規劃

第五章 系統操作與效能評估及結果

第一節 系統操作程序

本系統主要由心電圖放大器、TMS320C32 浮點式數位訊號處理器(DSP)、兩組 SST-900EXT 無線傳輸模組及個人電腦所組成。整個系統的實體如圖 5-1 所示。以下茲就整個系統的操作程序細分為系統連接、電極黏貼、LabVIEW 顯示介面參數設定及執行量測等四大步驟簡介如後。

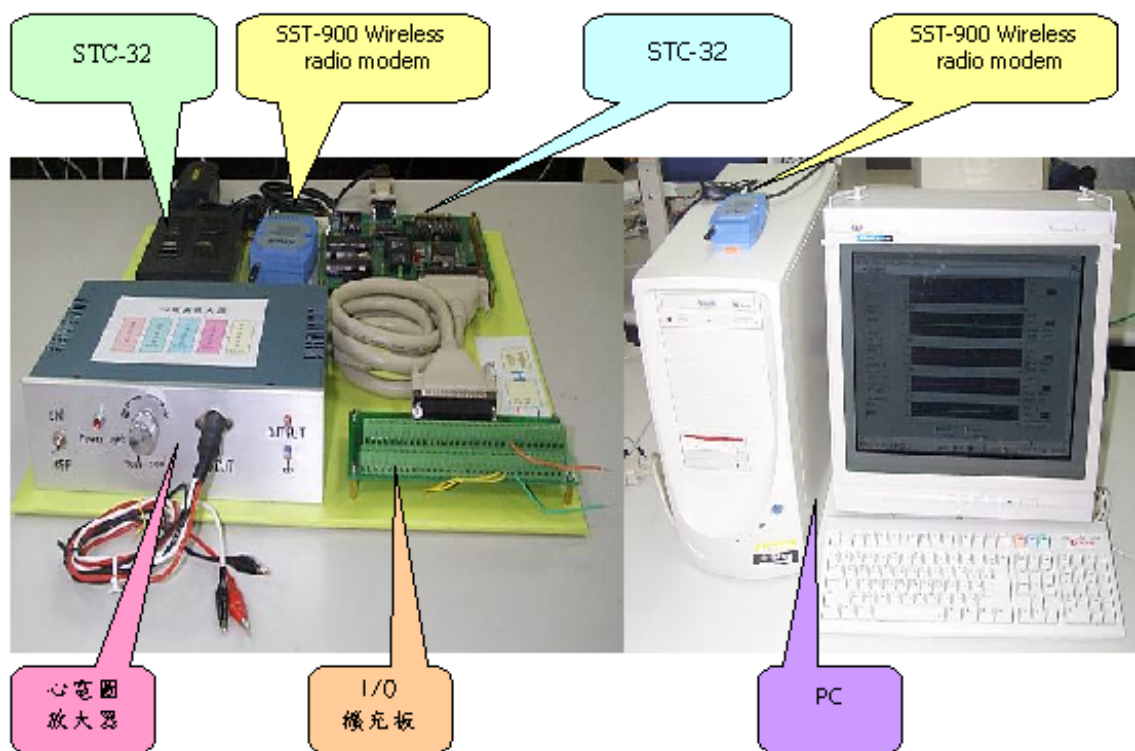


圖 5-1 系統實體架構圖

1.1 系統連接

本系統主要由心電圖放大器、STC32 浮點式數位訊號處理模組、兩組 SST-900EXT 無線傳輸模組及個人電腦所組成，其中心電圖放大

器、數位訊號處理器(DSP)與兩組 SST-900EXT 無線傳輸模組均有個別之電源供應器，只要將其電源插頭連接至室電(110VAC)即可；心電圖放大器之輸入端之連接線主要連接電極用，其輸出端正極連接至 I/O 擴充板之第 23 接孔，而接地端連接至 I/O 擴充板之第 55 接孔。I/O 擴充板與 DSP 之間以 E119932 纜線連接，DSP 之 UART 輸出埠可直接透過 RS232 纜線與電腦的 COM2 連接（有線傳輸），或與 SST-900EXT 無線傳輸模組連接（RS232 之 RX 與 TX 端須跳線，並利用 jumper 將其設定為 Master）。PC 端之 SST-900EXT 無線傳輸模組（利用 jumper 將其設定為 Slave）透過 RS232 與 COM1 連接。整個系統的連結圖如圖 5-2 所示：

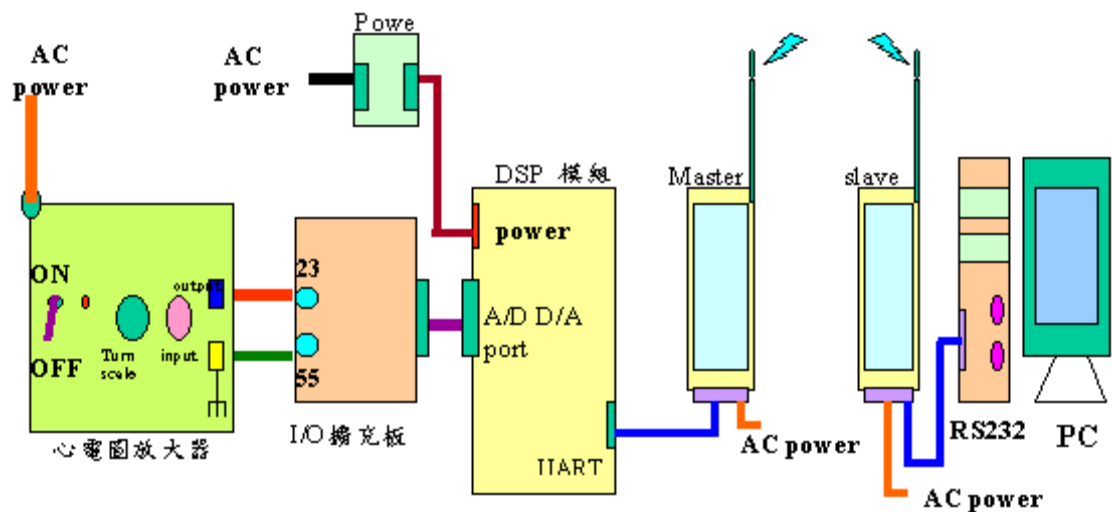


圖 5-2 系統連接圖

1.2 電極黏貼

將電極依圖 5-3 所示黏貼至適當位置，再將心電圖放大器輸入端之連接線依圖 5-4 所示連接。

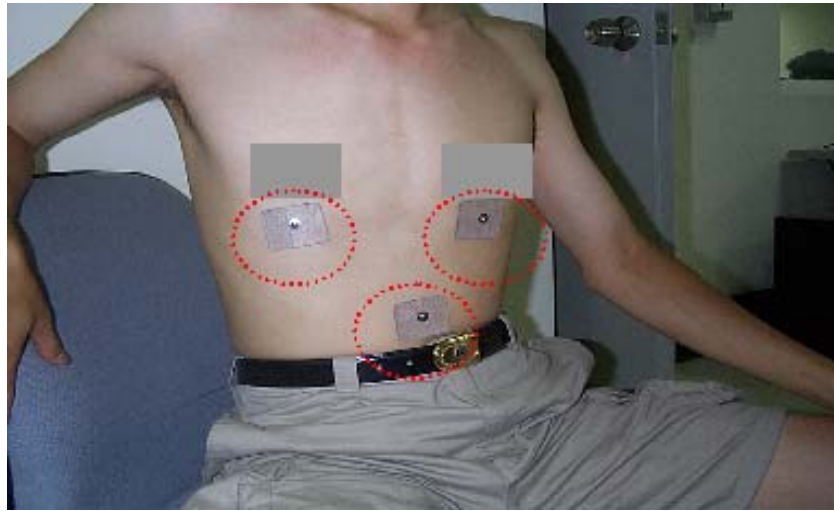


圖 5-3 電極黏貼位置示意圖

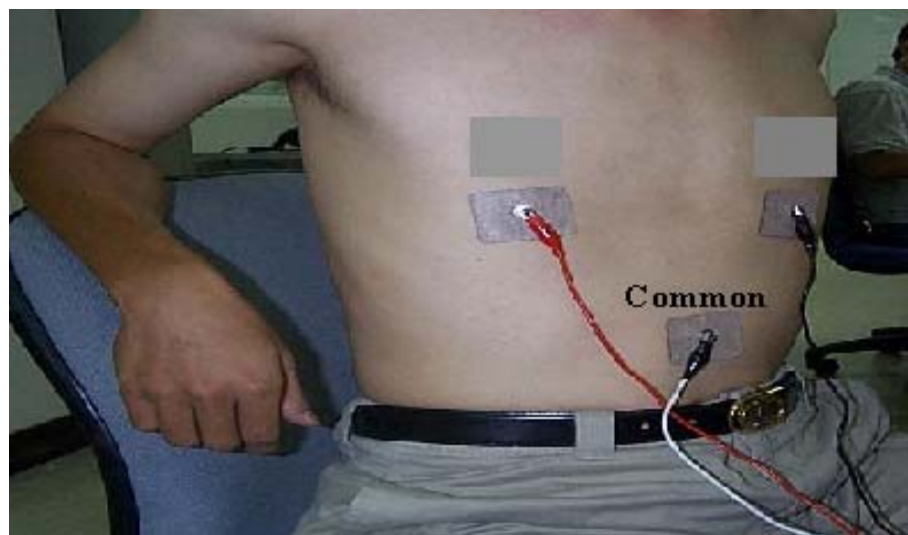


圖 5-4 心電圖放大器輸入端連接示意圖

1.3 LabVIEW 顯示介面參數設定

開啟 LabVIEW 顯示介面程式，可得到圖 5-5 之畫面，在畫面左側之參數設定圖框，依據表 5-1 規範之參數值設定各主要參數。



圖 5-5 LabVIEW 顯示介面畫面

項 次	參 數 名 稱	設 定 值
1	Port number	1
2	Baud rate	56000
3	Data bit	8
4	Stop bit	1
5	Buffer size	65535
6	parity	no parity

表 5-1 LabVIEW 顯示介面程式參數設定一覽表

1.4 執行量測

當電極均黏貼妥當且系統電源均連接正確後，按下數位訊號處理模組上之重置(Reset)鍵（如圖 5-6 所示），即可開始執行即時心電圖及心率變異特性訊號量測。經由個人電腦上的 LabVIEW 顯示介面便

可在電腦的螢幕上觀測即時的心電圖、心率變異訊號、低頻功率大小、高頻功率大小及低頻/高頻成分比值等重要訊息(如圖 5-7 所示),協助醫生監測及評估病患。



圖 5-6 DSP 模組 Reset 鍵標示圖

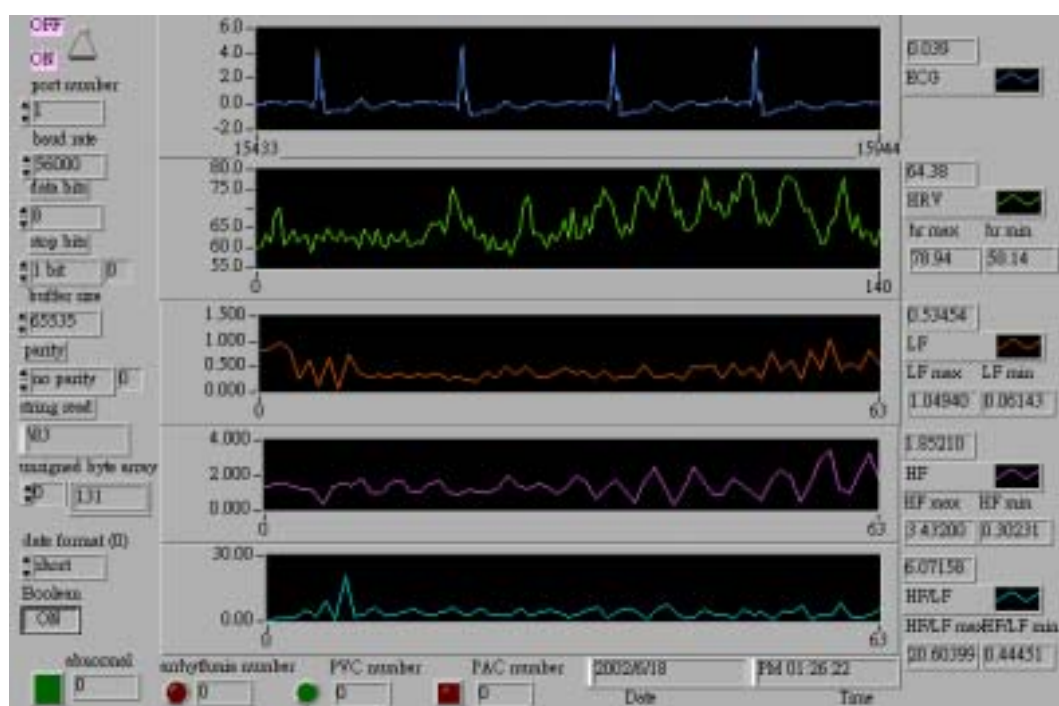


圖 5-7 即時心電圖及心率分析量測顯示圖形

第二節 系統效能評估及結果

為了驗證本系統之性能，將逐一針對前置心電圖放大器、數位訊號處理程式及 LabView 圖形化即時顯示介面程式做功能驗證，以驗證其性能是否符合系統設計之需求，並以 HP33120A 任意信號產生器及 ECG200 病患心電圖模擬器模擬正常與異常心電圖來驗證全系統的性能，同時也利用 MIT/BIH 不整脈資料庫來驗證系統 QRS 波偵測與心室提早收縮和心房提早收縮等異常心電訊號的辨認性能，最後也應用取自醫院臨床實錄的暈眩病人心率資料作驗證，以及應用到實際人體心電圖訊號之分析，探討不同姿態變化下心率功率頻譜之變化。

2.1 心電圖放大器性能驗證

為了驗證心電圖放大器的性能，依前述電極黏貼的位置及接線，實際去量測人體的心電圖訊號，得到了圖 5-8 的心電圖波形。而從圖 5-8 中我們發現量測所得之心電圖波形，信號雜訊頗大，此乃由於在電路設計上雖已加入 right-leg-driving 電路來降低共模電壓之影響，惟類比濾波電路在先天上就有其限制，很難達到非常好的性能，幸好可在數位訊號處理端，透過數位濾波器之設計予以補償，因此基本上此心電圖放大器能有效擷取人體的心電圖訊號，且透過類比濾波器已可消去大部分雜訊之干擾，得到下一級數位訊號處理部分可以接受之訊號。當然，為了達到更好的性能與實現將來成為可攜式之系統，現有電路之大小仍嫌過大，將來可透過自行製作電路板的方式或以 FPGA 來實現，並做成 ASIC 晶片即可提昇電路性能及使電路尺寸大幅縮小。

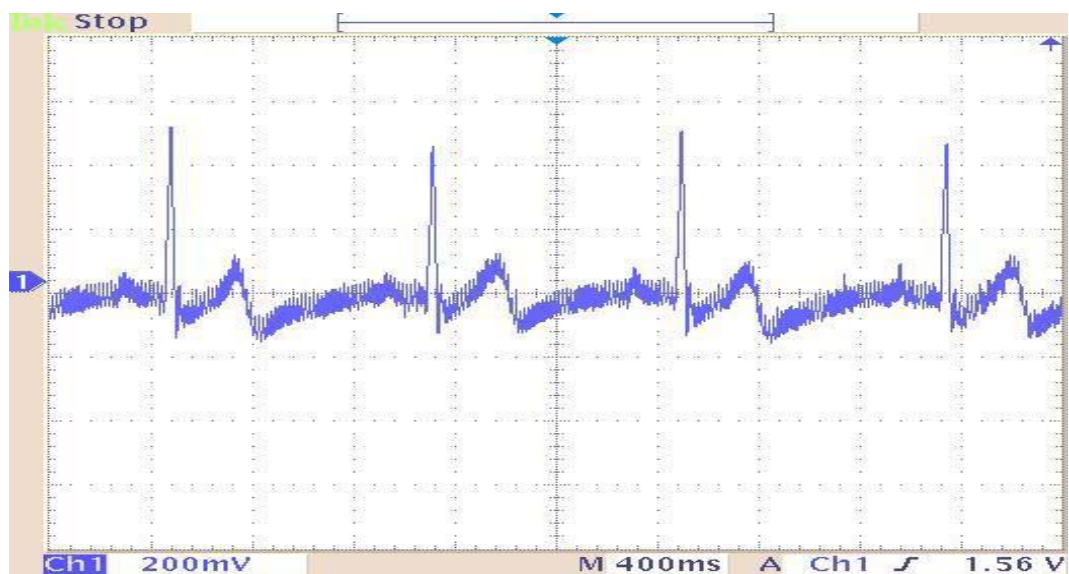


圖 5-8 心電圖放大器實測波形

2.2 數位訊號處理系統性能驗證

2.2.1 系統頻譜運算性能驗證

為了驗證整個心率即時監測系統頻譜運算的性能，本研究利用 HP33120A 信號產生器模擬固定頻率(1Hz)心電圖訊號，並將訊號輸入本系統中來做驗證，經由個人電腦上 LabView 圖形化即時顯示介面程式的輸出結果來驗證系統的性能。由於所給予的訊號頻率固定，因此經由數位訊號處理軟體運算之結果，心率變異特性係維持定值 60 bpm (beat/min)。為了避免 DC 成分對功率頻譜運算造成影響，在執行 FFT 運算前已將 128 點的心率變異的資料減去其平均值。因此，為了驗證功率頻譜的正確性，可在未減平均值時，將低頻心率變異頻譜範圍包含直流部分（即頻率範圍設定為 0~0.15625Hz），則僅在 0Hz（即直流部分）有一定值 3600(即定值 60 的平方)之功率，驗證結果如圖 5-9 所示。另心率變異資料經減去其平均值時，其低頻 LF 心率變異特性頻譜

範圍與上述相同之設定，則得到功率頻譜均維持 0 之功率，驗證結果如圖 5-10 所示，因此可以得到下列的結論：

- (1) 在心率訊號部分均維持定值 60 bpm，與我們所預期的結果符合。
- (2) 在低頻功率頻譜 (LF) 部分，(A) 未減去平均值時均維持定值 3600 (B) 減去平均值時均維持定值 0。與我們所預期的結果均符合。
- (3) 高頻功率頻譜 (HF) 均維持定值 0，與我們所預期的結果符合。

由以上的三點實驗結果，可得知本系統在功率頻譜的運算性能可符合精確性與即時性的需求。

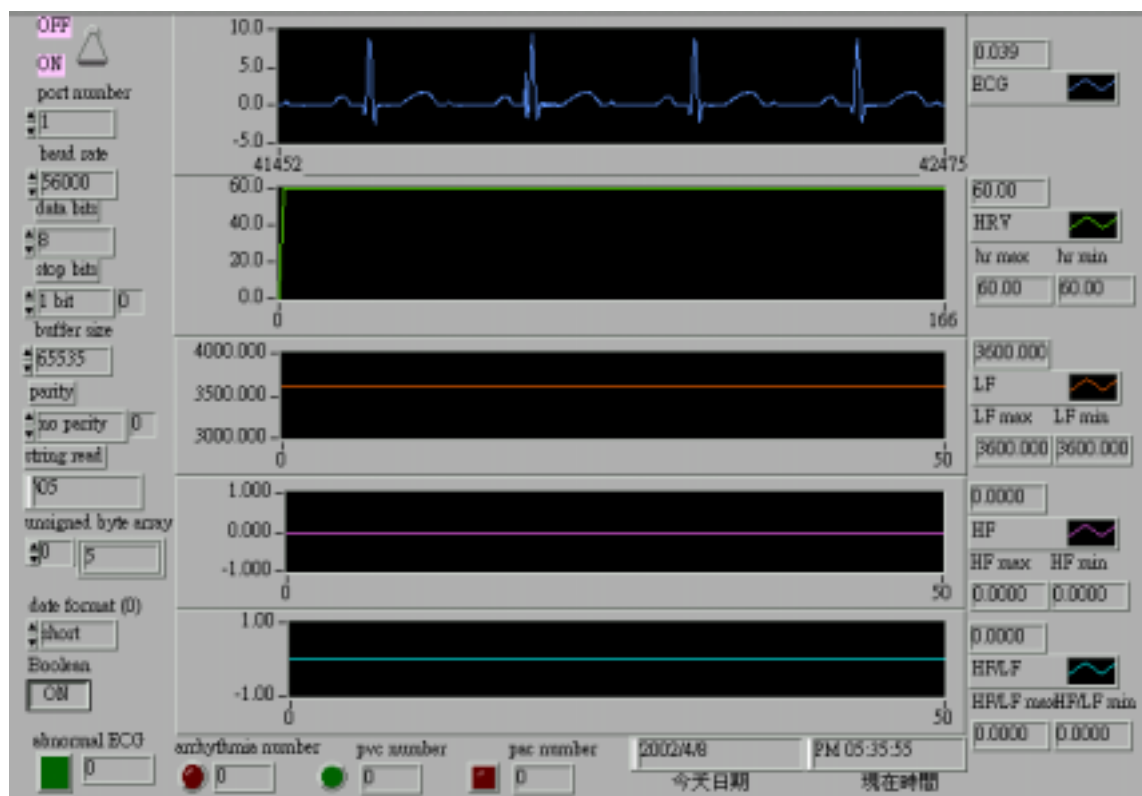


圖 5-9 輸入固定頻率(1Hz)心電圖訊號未減去平均值之功率頻譜

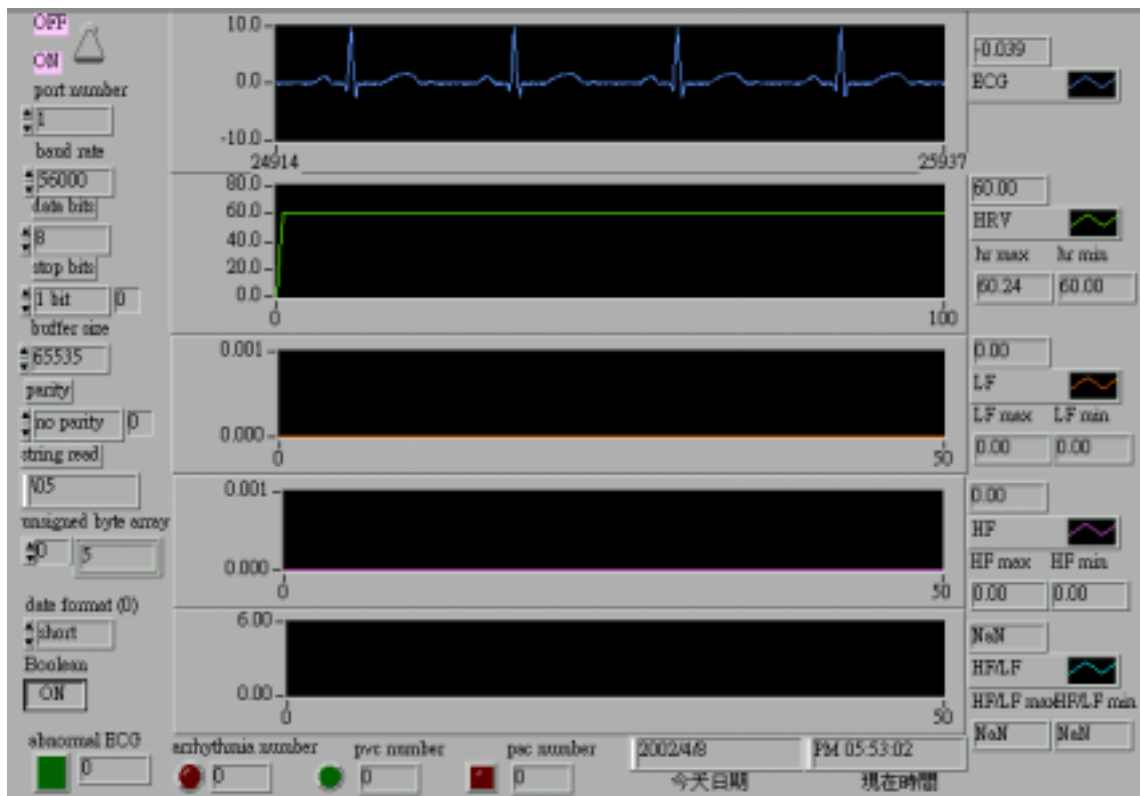


圖 5-10 輸入固定頻率(1Hz)心電圖訊號經減去平均值之功率頻譜

2.2.2 系統異常心電圖辨認性能驗證

2.2.2.1 電極鬆脫驗證

為了確保本系統心率分析之精確性，在量測一開始程式中加入了電極鬆脫或異常心電訊號的偵測功能，可以辨認出電極未黏貼適當或鬆脫所造成之不正確心電圖訊號的輸入。為了驗證本項系統的性能，一開始電極的正極不連接，依操作程序量測心率分析訊號，可以得到圖 5-11 的結果。我們可以觀測出顯示視窗左下方的警示燈亮燈，且每隔 1.5 秒會增加一次異常心電圖的數目，提示測試人員做必要的處理。

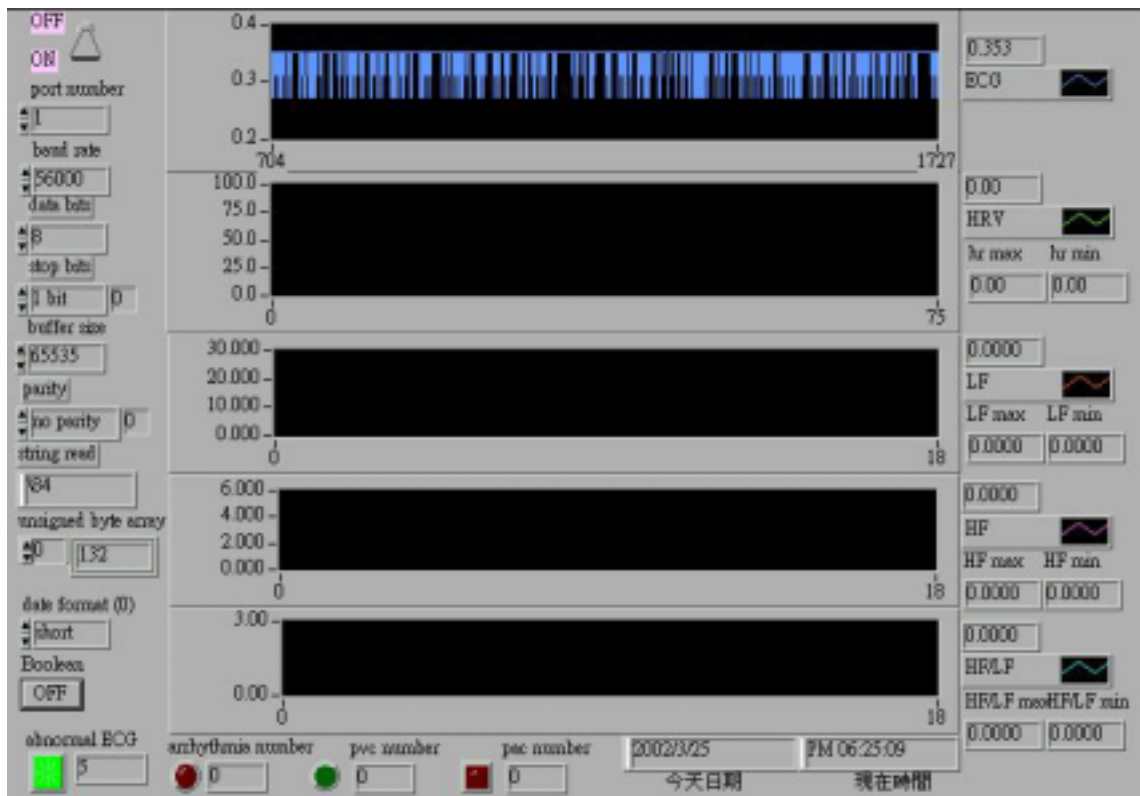


圖 5-11 電極鬆脫偵測驗證系統執行結果

2.2.2.2 心室早期收縮訊號偵測

為了驗證系統偵測心室早期收縮訊號之性能，利用 ECG 200 心電圖模擬器，模擬產生含有 20 個心室早期收縮訊號的心電圖訊號（如圖 5-12），並將訊號儲存成 TXT 檔，再透過 LabVIEW 撰寫的數位轉類比的轉換程式，將訊號檔案轉換為類比訊號後，透過數位訊號處理模組 STC-32 之類比轉數位埠將訊號輸入本系統，經由系統處理後可得到圖 5-13 的顯示結果，並綜整如下之結論：

- （1）心室早期收縮訊號被偵測到的數目有 20 個，與輸入的樣本數目相符，因此，針對輸入之模擬 PVC 訊號的辨識率為 100%。

(2) 不整脈的數目與被偵測到 PVC 訊號的數目相同。

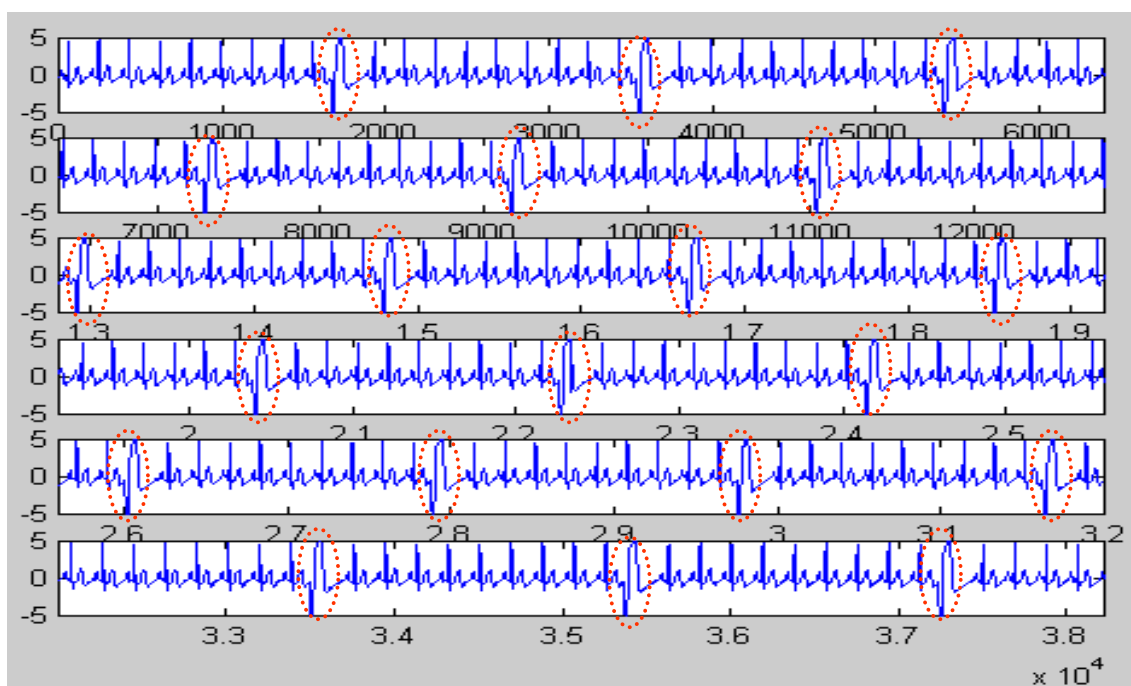


圖 5-12 以 ECG 200 模擬含 20 個 PVC 的心電圖訊號

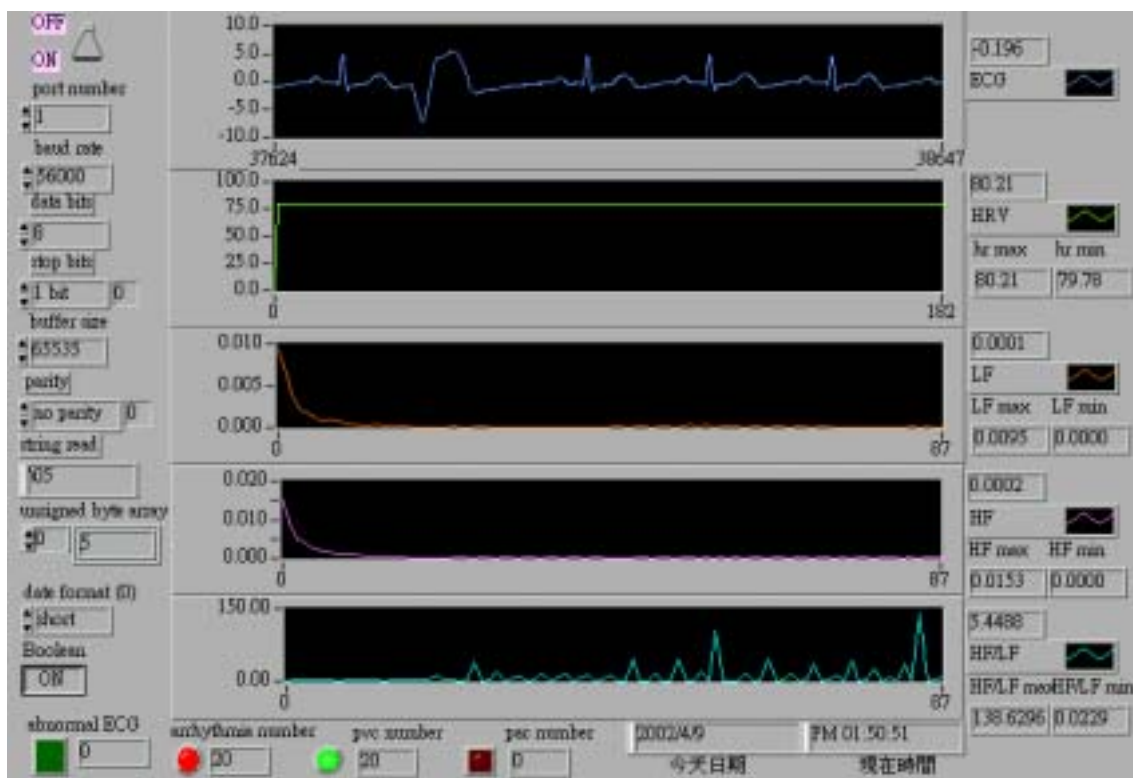


圖 5-13 模擬 PVC 訊號驗證結果

2.2.2.3 心房早期收縮訊號偵測

為了驗證系統偵測心房早期收縮訊號之性能，利用 ECG 200 心電圖模擬器，模擬產生含有 20 個心房早期收縮訊號的心電圖訊號（如圖 5-14），與上節心室早期收縮偵測之實驗步驟相同，將訊號輸入本系統，經由系統處理後得到圖 5-15 的顯示結果，綜整可得以下的結論：

- （1）心房早期收縮訊號被偵測到的數目有 20 個，與輸入的樣本數目相符，因此，針對輸入之模擬 PAC 訊號的辨識率為 100%。
- （2）不整脈的數目與被偵測到 PAC 訊號的數目相同。

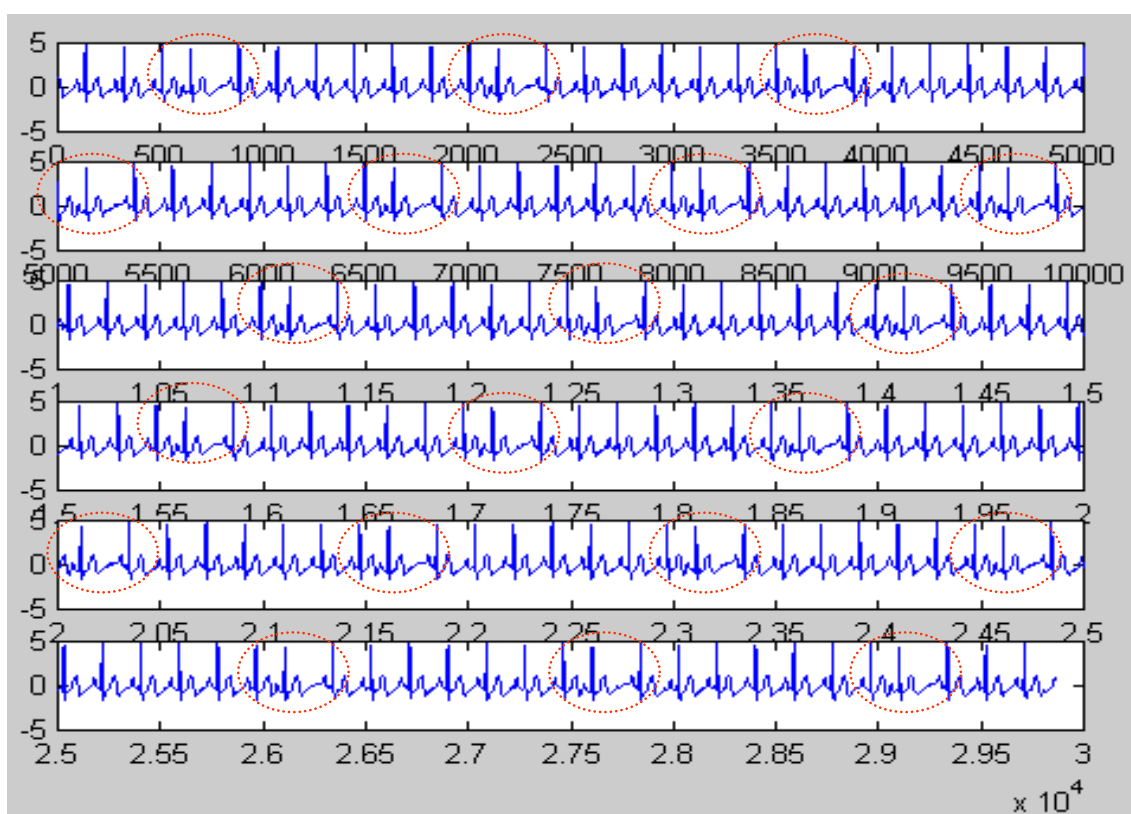


圖 5-14 以 ECG 200 模擬含 20 個 PAC 的心電圖訊號

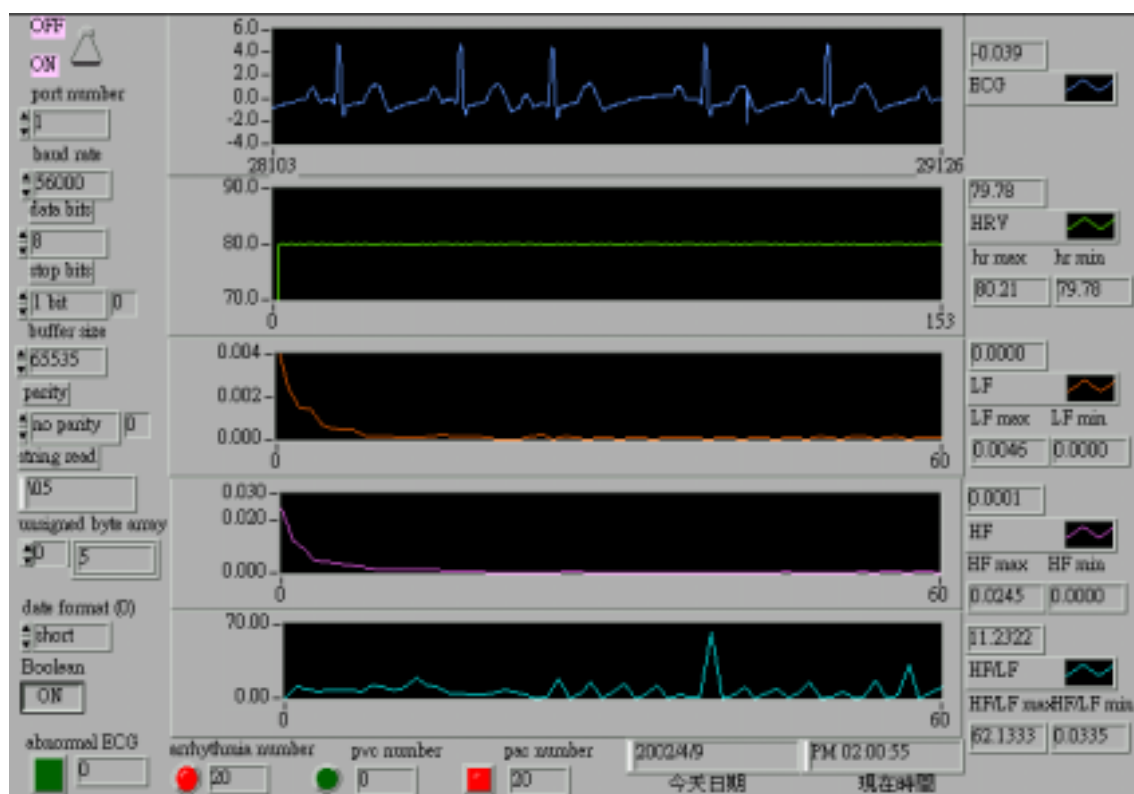


圖 5-15 模擬 PAC 訊號驗證結果

2.2.3 MIT/BIH 不整脈資料庫驗證

在驗證心率分析系統在 QRS 波偵測法則的可靠度上，在既有的文獻上大部分均採用 MIT/BIH 不整脈資料庫來做驗證。而本研究也利用 MIT/BIH 不整脈資料庫中之紀錄 100、103、119 及 123 來驗證系統的性能。以下茲就驗證資料取得、驗證的方法、驗證的結果分述如後：

2.2.3.1 驗證資料取得：

由於原始 MIT/BIH 不整脈資料庫光碟片內之資料，無法直接利用 Matlab 或其他的應用程式來處理運算，必須透過轉檔及適度運算後，

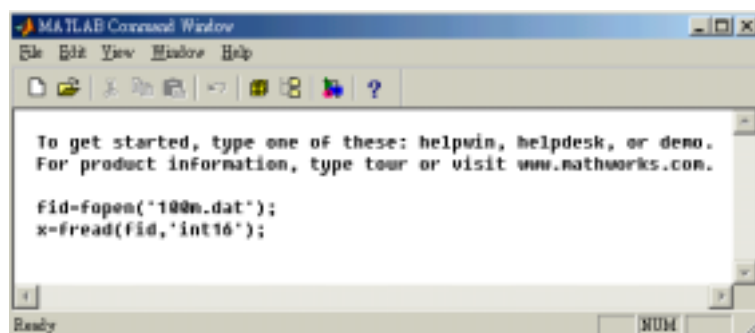
方能成為後續可供驗證之資料。整個資料前置的處理步驟說明如下：

步驟一：在 WINDOWS 環境下，將光碟內 mitdb 目錄下所要處理的紀錄檔(.hea, .atr 及.dat)，複製到 C 碟內。

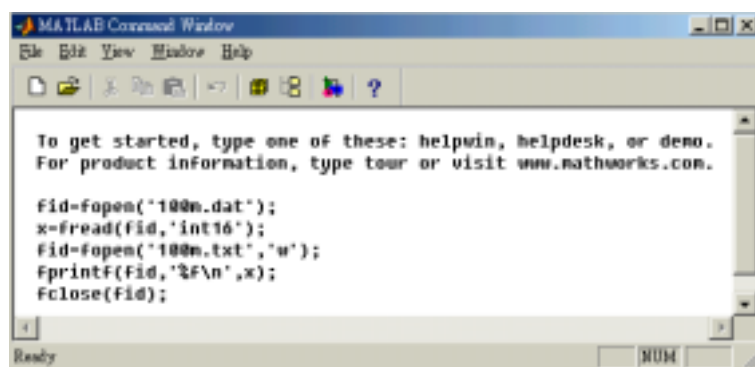
步驟二：在 MSDOS 環境下，將路徑指向光碟內之 softwaere\msdos\bin

步驟三：在 C 根目錄下鍵入 rdsamp -r 100s | wrsamp -o 100w -F 360 1 2 指令，目的是從紀錄 100s 產生一個 100m.dat 的新檔（可供 Matlab 下載），-F 360 代表指定轉檔的取樣頻率，在-F 360 之後的數字代表 channel。

步驟四：在 Matlab 的命令視窗下鍵入如下圖之開檔指令，將紀錄 100m.dat 讀出，以便後續處理。



步驟五：將紀錄 100m.dat 轉檔為.txt 檔，方法係在 Matlab 的命令視窗下鍵入如下圖之指令。



步驟六：由於 MIT/BIH 不整脈資料庫的資料尺度為 0~2000 之間，與後續利用研華的 PCLD-8115D 數位/類比轉換卡傳送資料的位準 0~5 的尺度不一致，因此必須經過如下列 Matlab 程式減去平均值及正規化的運算處理。

```
clear;
w=0;
load 100m.txt
for i=1:650000
    w=w+X100m(i,1);
end
aver=w/650000;
y=(X100m-aver)/300)+1.6;
```

步驟七：將經過上述經過減去平均值及正規化運算處理之資料存檔。

2.2.3.2 驗證的方法

整個系統驗證的架構如圖 5-16 所示，將前述經過減去平均值及正規化運算處理後的 MIT/BIH 不整脈資料庫檔(已存成文字檔;.TXT)，透過 PC1 上以 LabVIEW 撰寫之 D/A 轉換程式(其程式方塊如圖 5-17 所示；顯示視窗之規劃如圖 5-18 所示)配合研華的 PCLD-8115D 數位/類比轉換卡，將數位格式的資料檔轉換成類比訊號，透過 PC1 上的印表機並列埠(printer port)，將訊號送到 I/O 擴充板，並經由類比/數位轉換將訊號送入 STC-32 數位訊號處理模組執行相關訊號處理演算法則之運算與處理，然後將處理的結果顯示在 PC2 上之即時顯示視窗上，便可將顯示的結果與已知資料庫的數據作比較，如此便完成整個測試的流程。

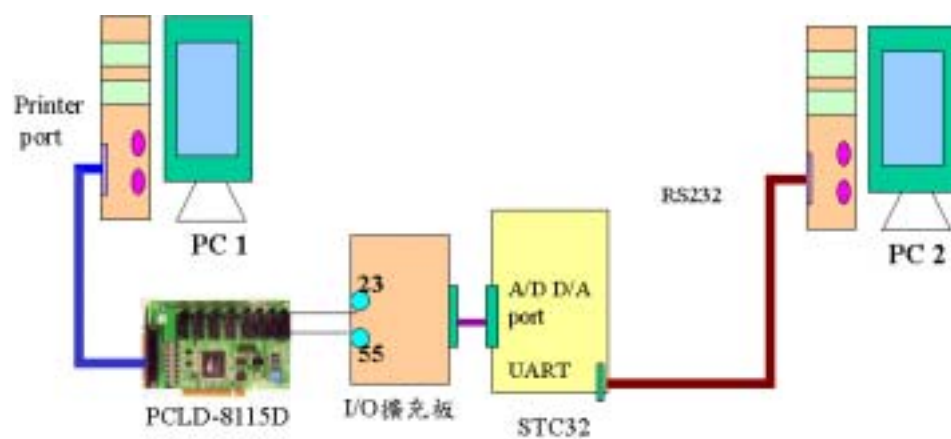


圖 5-16 MIT/BIH 資料庫驗證架構圖

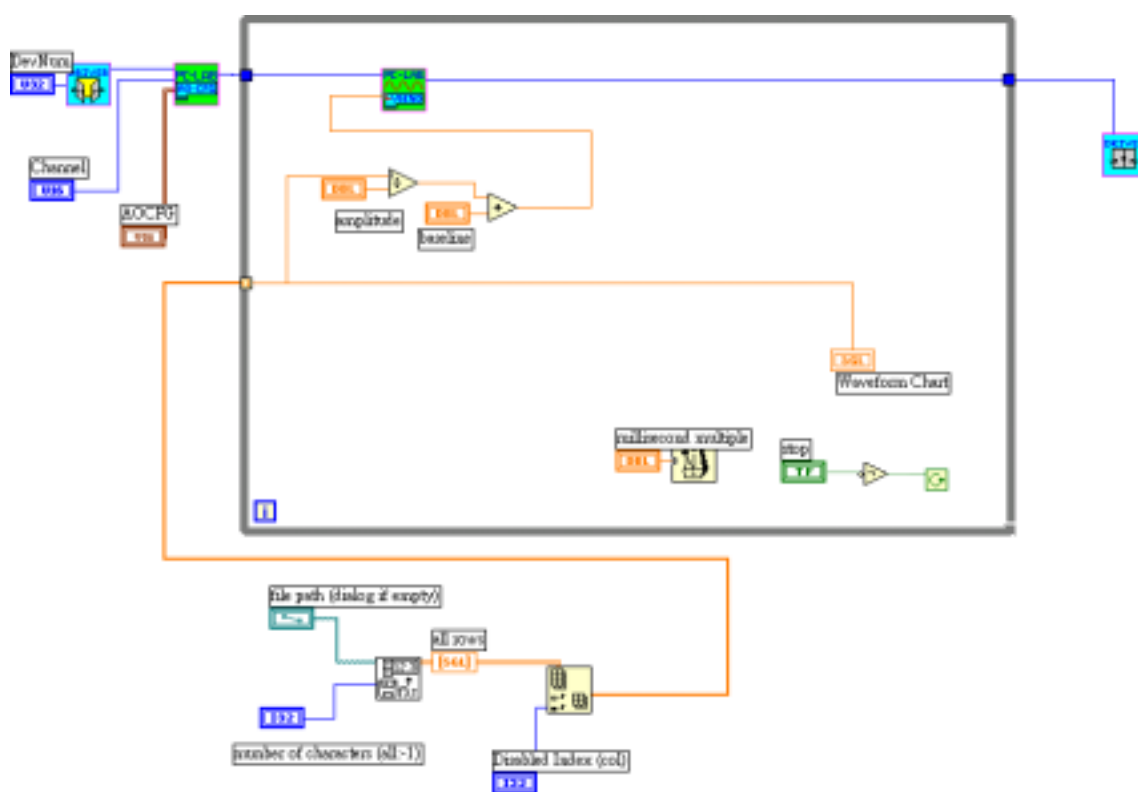


圖 5-17 LabVIEW 數位/類比轉換程式方塊圖



圖 5-18 LabVIEW 數位/類比轉換程式顯示視窗

2.2.3.3 驗證結果

為了驗證系統在 QRS 波偵測法則的可靠度,利用 MIT/BIH 不整脈資料庫中之紀錄 100、103、119 及 123 等四組資料來測試系統的性能,並以 5-1 式來計算系統的性能參數,下面就依四組資料庫的內容,區分為前 5 分鐘及完整 30 的測試結果,分別整理如後。

$$\text{System performance} = \frac{\text{Total correct decision number}}{\text{Total number of QRS complexes}} \times 100\% \quad 5-1$$

(1) Record 100 (MLII, V5; male, age 69)

Record 100 在前 5 分鐘有 371 個心跳 (其中 PAC 有 4 個 ; 正常心跳有 367 個), 在 5 分鐘之後有 1902 個心跳 (其中 PAC 有 29 個 ; PVC

有 1 個；正常心跳有 1872 個），合計有 2273 個心跳（其中 PAC 有 33 個；PVC 有 1 個；正常心跳有 2273 個）。經實際驗證本系統之輸出結果如圖 5-19 及 5-20 所示,因而可以得到表 5-2 的比較結果,針對 Record 100 系統的整體性能可以達到 100%。

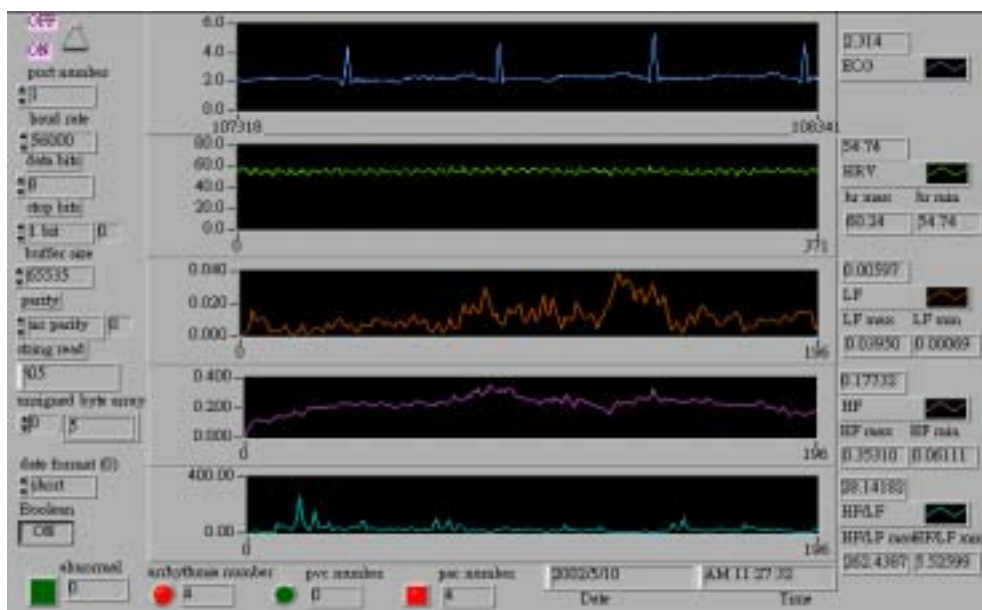


圖 5-19 Record 100 前 5 分鐘之測試結果

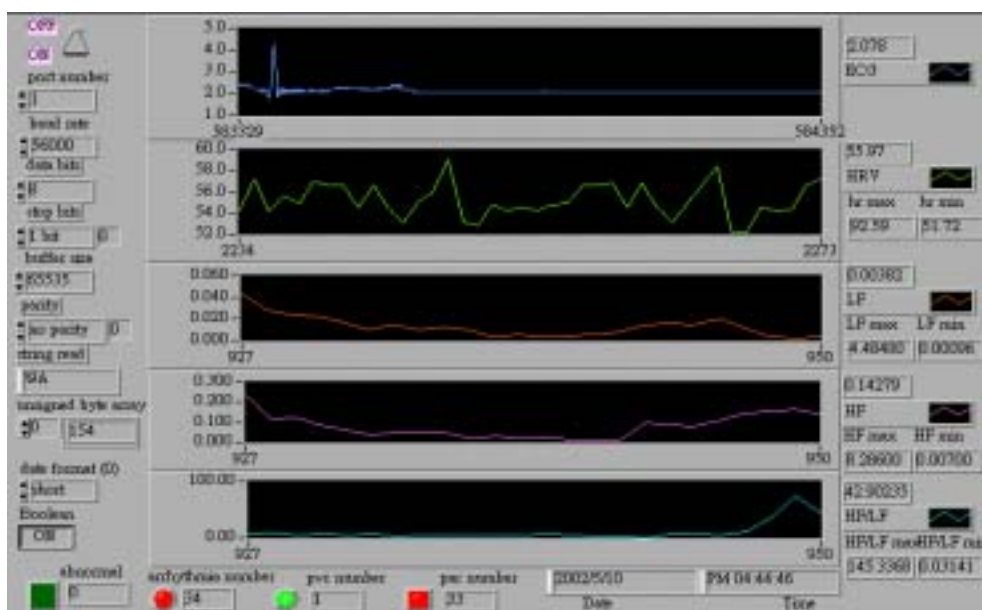


圖 5-20 Record 100 全部 30 分鐘之測試結果

MIT/BIH record 100 test												
time 類別	前 5 分鐘						5 分鐘後					
	normal		PAC		PVC		normal		PAC		PVC	
Data number	367		4		0		1872		29		1	
Detected number	誤判	正確	誤判	正確	誤判	正確	誤判	正確	誤判	正確	誤判	正確
	0	367	0	4	0	0	0	1872	0	29	0	1
Error rate	0.0		0.0		0.0		0.0		0.0		0.0	
System performance	100%											

表 5-2 MIT/BIH 不整脈資料庫 Record 100 驗證結果比較表

(2) Record 103 (MLII, V2; male, age not recorded)

Record 103 在前 5 分鐘有 355 個心跳（均為正常之心跳），在 5 分鐘之後有 1729 個心跳（其中 PAC 有 2 個；正常心跳有 1727 個），合計有 2084 個心跳（其中 PAC 有 2 個；正常心跳有 2082 個）。經實際驗證本系統之輸出結果如圖 5-21 及 5-22 所示，因而可以得到表 5-3 的比較結果，針對 Record 103 系統的整體性能也可以達到 100%。

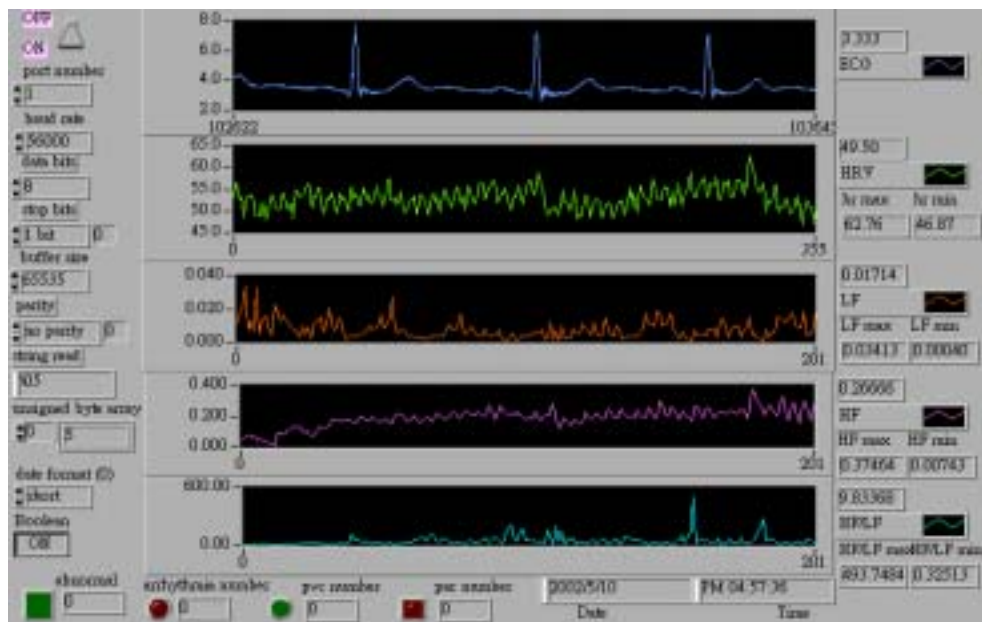


圖 5-21 Record 103 前 5 分鐘之測試結果

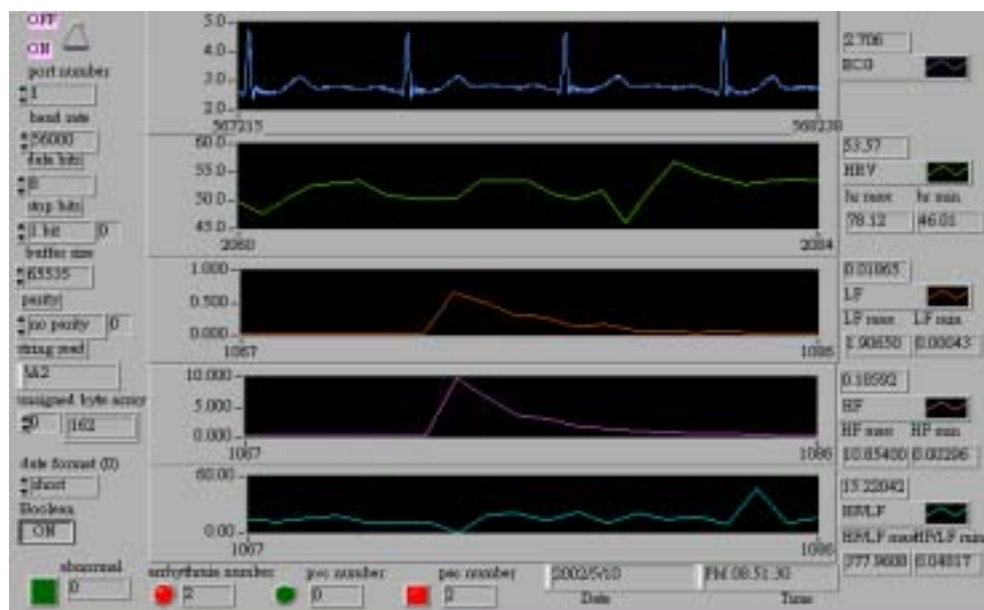


圖 5-22 Record 103 全部 30 分鐘之測試結果

MIT/BIH record 103 test												
time 類別	前 5 分鐘						5 分鐘後					
	normal		PAC		PVC		normal		PAC		PVC	
Data number	355		0		0		1727		2		0	
Detected number	誤判	正確	誤判	正確	誤判	正確	誤判	正確	誤判	正確	誤判	正確
	0	355	0	0	0	0	0	1727	0	2	0	0
Error rate	0.0		0.0		0.0		0.0		0.0		0.0	
System performance	100%											

表 5-3 MIT/BIH 不整脈資料庫 Record 103 驗證結果比較表

(3) Record 119 (MLII, V1; female, age 51)

Record 119 在前 5 分鐘有 326 個心跳 (其中 PAC 有 2 個 ; 正常心跳有 246 個) , 在 5 分鐘之後有 1661 個心跳 (其中 PVC 有 364 個 ; 正常心跳有 1297 個) , 合計有 1987 個心跳 (其中 PVC 有 444 個 ; 正常心跳有 1543 個) 。經實際驗證本系統之輸出結果如圖 5-23 及 5-24

所示，因而可以得到表 5-4 的比較結果，針對 Record 119 系統的整體性能也可以達到 99.80%。

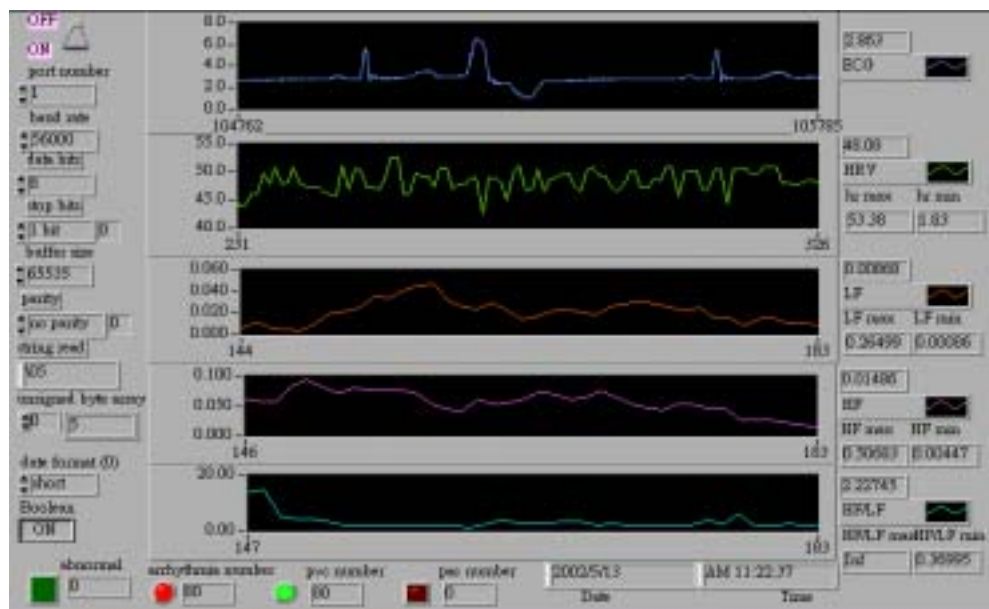


圖 5-23 Record 119 前 5 分鐘之測試結果

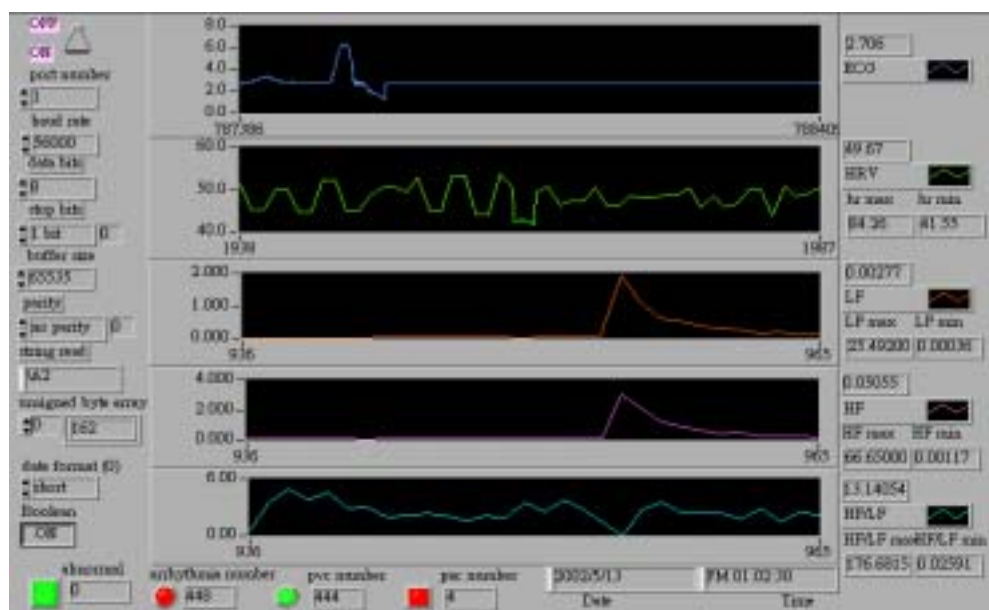


圖 5-24 Record 119 全部 30 分鐘之測試結果

MIT/BIH record 119 test												
time 類別	前 5 分鐘						5 分鐘後					
	normal		PAC		PVC		normal		PAC		PVC	
Data number	246		0		80		1297		0		364	
Detected number	誤判	正確	誤判	正確	誤判	正確	誤判	正確	誤判	正確	誤判	正確
	0	246	0	0	0	80	0	1297	4	0	0	364
Error rate	0.0		0.0		0.0		0.0		0.0		0.0	
System performance	99.80%											

表 5-4 MIT/BIH 不整脈資料庫 Record 119 驗證結果比較表

(4) Record 123 (MLII, V5; female, age 63)

Record 123 在前 5 分鐘有 249 個心跳（均為正常心跳），在 5 分鐘之後有 1269 個心跳（其中 PVC 有 364 個；正常心跳有 1297 個），合計有 1987 個心跳（其中 PVC 有 3 個；正常心跳有 1266 個），合計有 1518 個心跳（其中 PVC 有 3 個；正常心跳有 1515 個）。經實際驗證本系統之輸出結果如圖 5-25 及 5-26，因而可以得到表 5-5 的比較結果，針對 Record 123 系統的整體性能也可以達到 100%。

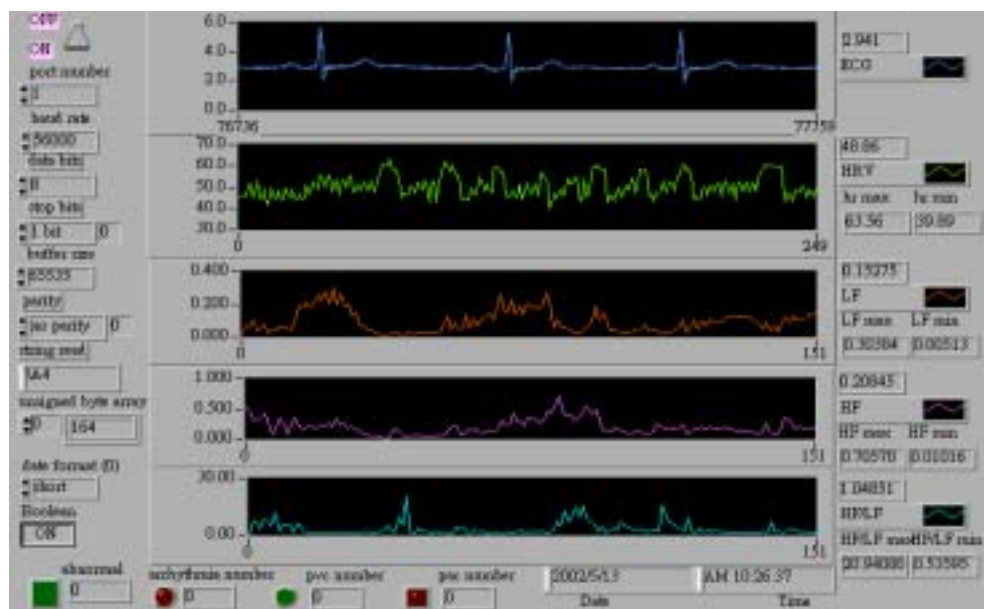


圖 5-25 Record 123 前 5 分鐘之測試結果

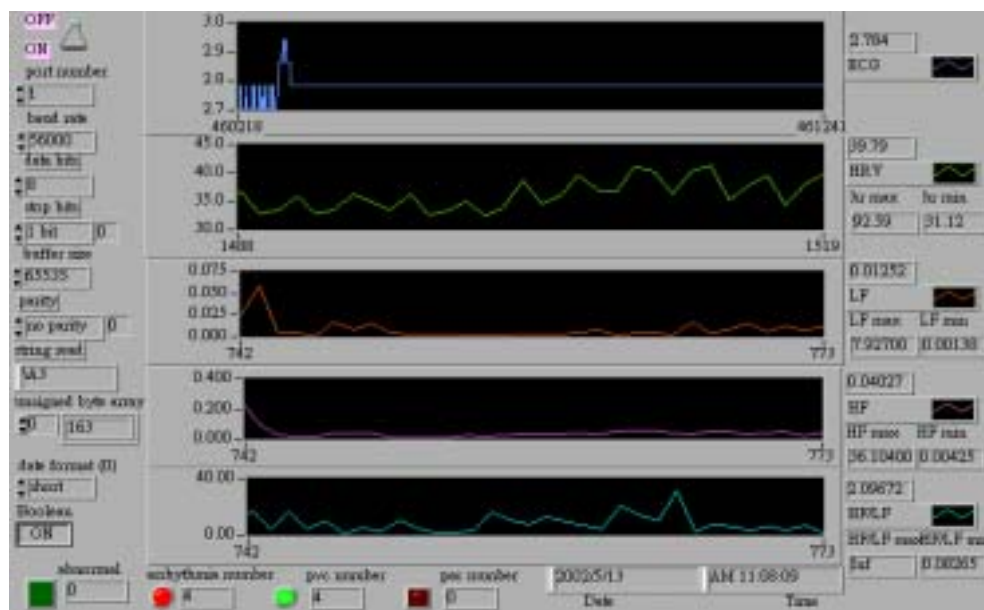


圖 5-26 Record 123 全部 30 分鐘之測試結果

MIT/BIH record 119 test												
<div>time類別</div>	前 5 分鐘						5 分鐘後					
	normal		PAC		PVC		normal		PAC		PVC	
Data number	249		0		80		1266		0		3	
Detected number	誤判	正確	誤判	正確	誤判	正確	誤判	正確	誤判	正確	誤判	正確
	0	249	0	0	0	80	0	1266	0	0	0	3
Error rate	0.0		0.0		0.0		0.0		0.0		0.0	
System performance	100%											

表 5-5 MIT/BIH 不整脈資料庫 Record 123 驗證結果比較表

2.2.3.4 綜合比較

經由上述 MIT/BIH 不整脈資料庫中第 100、103、119 及 123 等四筆資料庫的驗證，可以綜合得到表 5-6。由表 5-6 的統計所示，本系統不論在 QRS 波的偵測上或是對 PAC 或 PVC 異常心電訊號的偵測，均有非常好的性能，也驗證所發展之 Peak detection 結合 template match 的 QRS 波偵測法則，在即時偵測的應用上非常適合，且擁有相當不錯的性能。

MIT/BIH record	Total number Of normal ECG	Total number Of PAC	Total number Of PVC	FP	FN	Failed detection	performance
100	2239	33	1	0	0	0	100%
103	2082	2	0	0	0	0	100%
119	1543	0	444	0	4	0	99.8%
123	1515	0	3	0	0	0	100%

表 5-6 MIT/BIH 不整脈資料庫驗證結果綜合比較表

2.2.4 臨床實錄資料測試分析

為了了解本系統在實際暈眩病人生理狀況的監控功能，亦利用實際由醫院錄製之暈眩病人心率資料檔案來做模擬分析，並透過數位至類比轉換將訊號送入本系統，其心率變異的情形如圖 5-27 所示。可以觀測出當病患即將暈倒前，其心率的變化具有從高點急遽往下滑落的現象，與現有臨床上的研究結果吻合，因此本系統可以被應用到暈眩病患心率變異特性的監控上，而且可以達到不錯的效果。

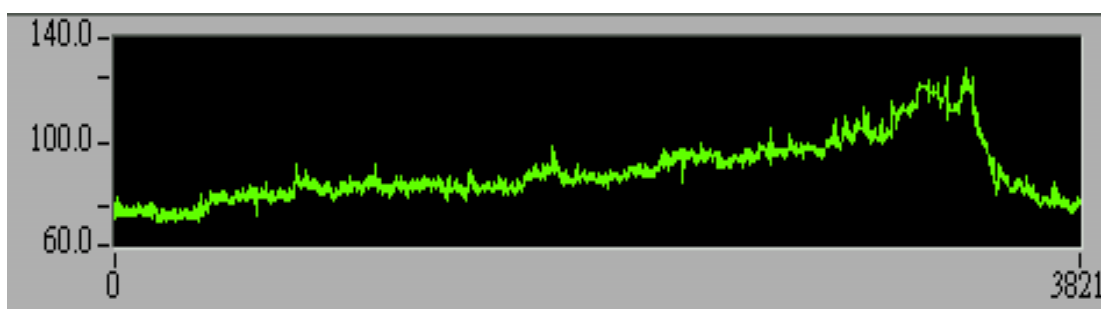


圖 5-27 實際暈眩病人心率變異資料實測分析結果

2.2.5 無線傳輸性能驗證

由於本系統可以選擇有線傳輸（即透過數位訊號處理模組之 UART 埠以 RS-232 纜線與 PC 之 COM2 連接，適用於固定式之量測）或經由展頻無線模組採無線傳輸方式（適用於行動不便之身心障礙者或心臟血管病患等之量測），在有線傳輸上資料較不易受干擾與失真，但在無線傳輸上容易遭受雜訊之干擾而造成資料的失真與破壞。因此，為了驗證系統無線傳輸的性能，將系統安裝於推車上（應用上可安裝於輪椅上）並放置在離 PC 約 150 公尺的距離，透過前述圖 5-14 的模擬 PAC 的訊號檔案來驗證，在 PC 接收端將接收到的訊號透過 LabVIEW 程式將其儲存為 TXT 檔，再以 Matlab 模擬繪圖來比較，其結果如圖 5-28 所示，傳送與接收的資料均能吻合，所以本系統無線傳輸的性能符合要求。

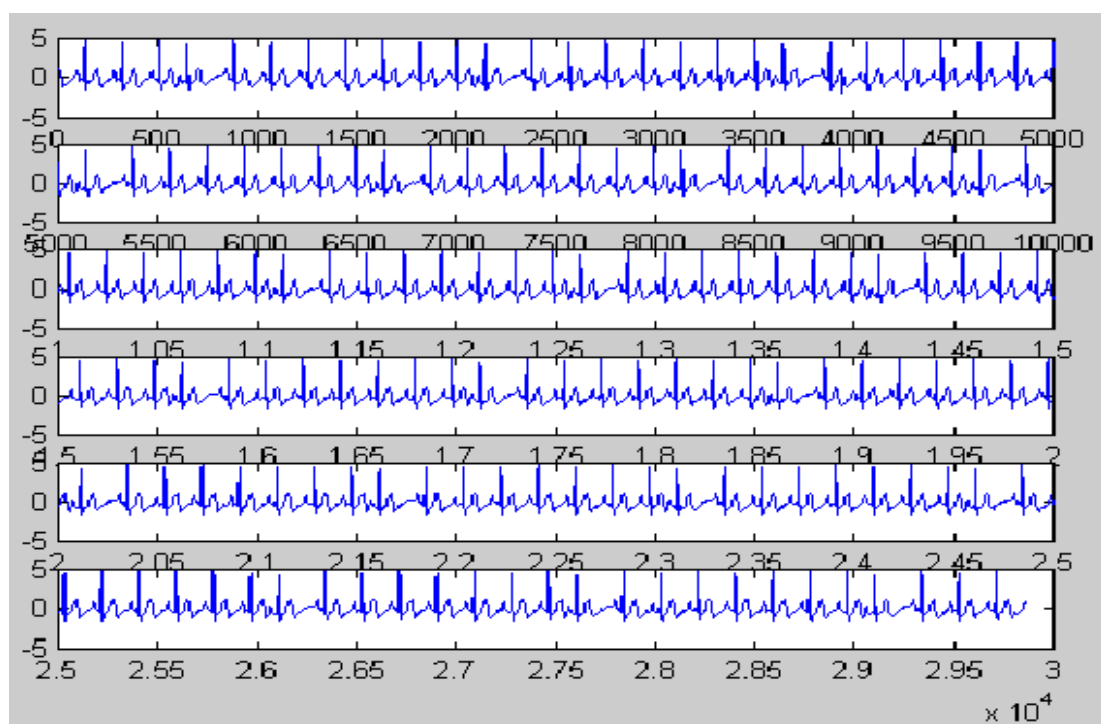


圖 5-28 PC 接收端所接收之心電圖訊號資料

2.3 人體心電訊號實際應用量測

本研究最終之目的，即是希望將所研製之成果運用在臨床應用上，由於根據本實驗室前期學長的研究【16】，姿勢的變化會對心率變異特性造成影響（如圖 5-29 所示），依據過去文獻【11-13】與本實驗室既有的研究成果，姿勢的變化與心率變異特性的關係可綜整如表 5-7 所示。

因此，為了將所發展的即時心率分析系統應用到實際人體的心電訊號量測與分析上，本研究分別針對五位年齡相近之健康男性受測者，量測其在端坐與站立姿勢的心率變異情形，以觀測在不同姿勢狀態下，心率與心率功率頻譜的變異情形。

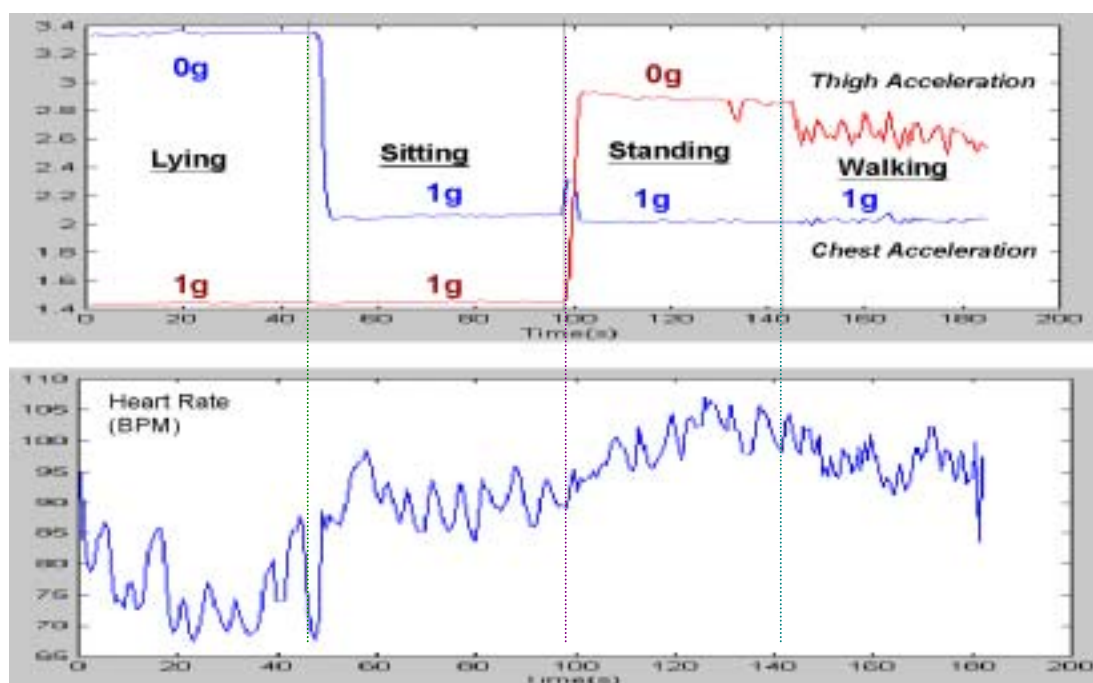


圖 5-29 不同姿勢下的心率變異特性(摘自參考文獻[16])

項次	姿勢狀態	自主神經調控情形	HRV 頻譜變化
1	仰躺	副交感神經作用較強	高頻成分較強
2	端坐	副交感神經作用較強	高頻成分較強
3	站立	交感神經作用較強	低頻成分較強
4	行走	交感神經作用較強	高頻成分飄至 0.4Hz

表 5-7 姿勢變化對心率變異度影響

2.3.1 端坐姿勢的心率變異量測

本實驗受測者先採端坐姿勢 10 分鐘後，再利用本系統量測其即時心率與 HRV 變化 2 分鐘 圖 5-30~5-34 分別為五位受測者的量測結果；五者心率及 HRV 功率頻譜等各項參數的變化情形綜整如表 5-8。

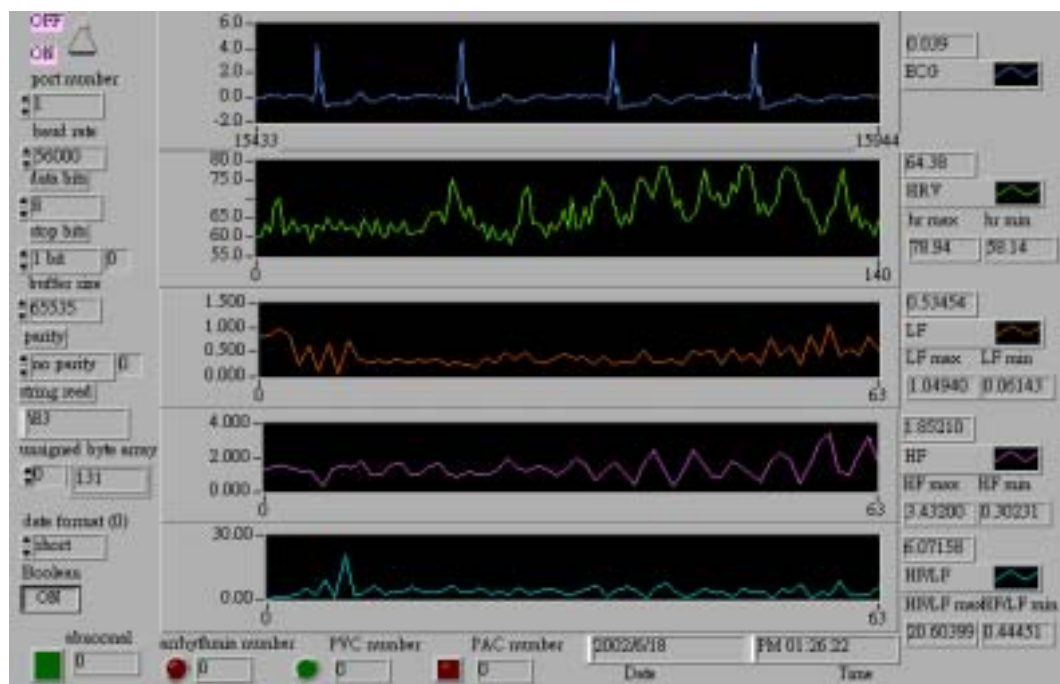


圖 5-30 一號受測者端坐姿勢的心率變異量測結果

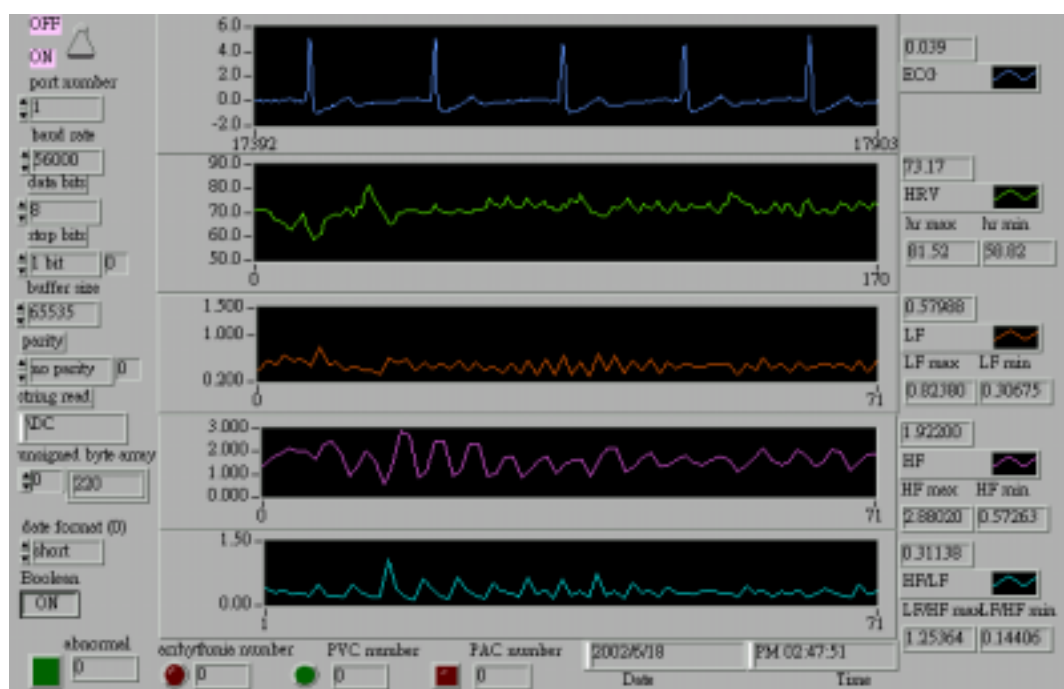


圖 5-31 二號受測者端坐姿勢的心率變異量測結果

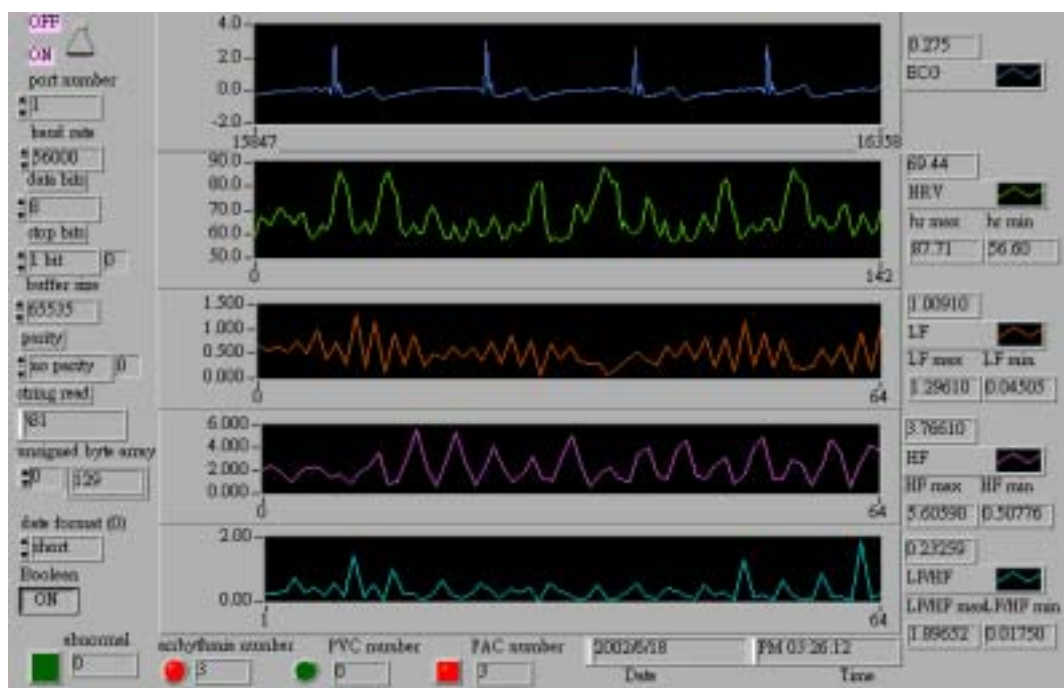


圖 5-32 三號受測者端坐姿勢心率變異量測結果

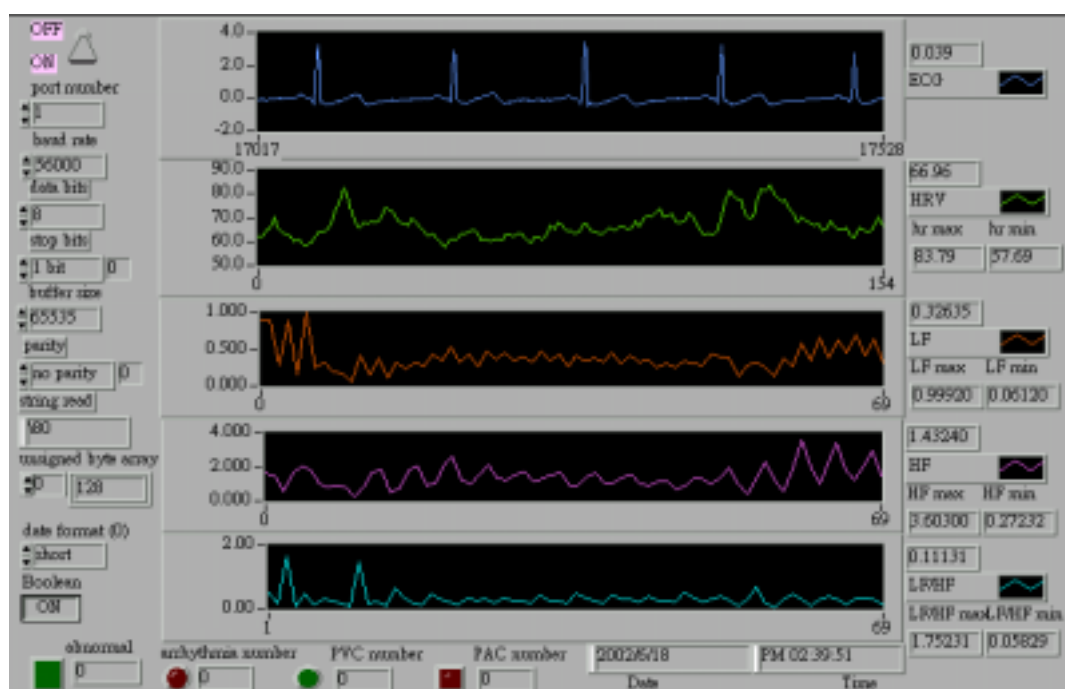


圖 5-33 四號受測者端坐姿勢的心率變異量測結果

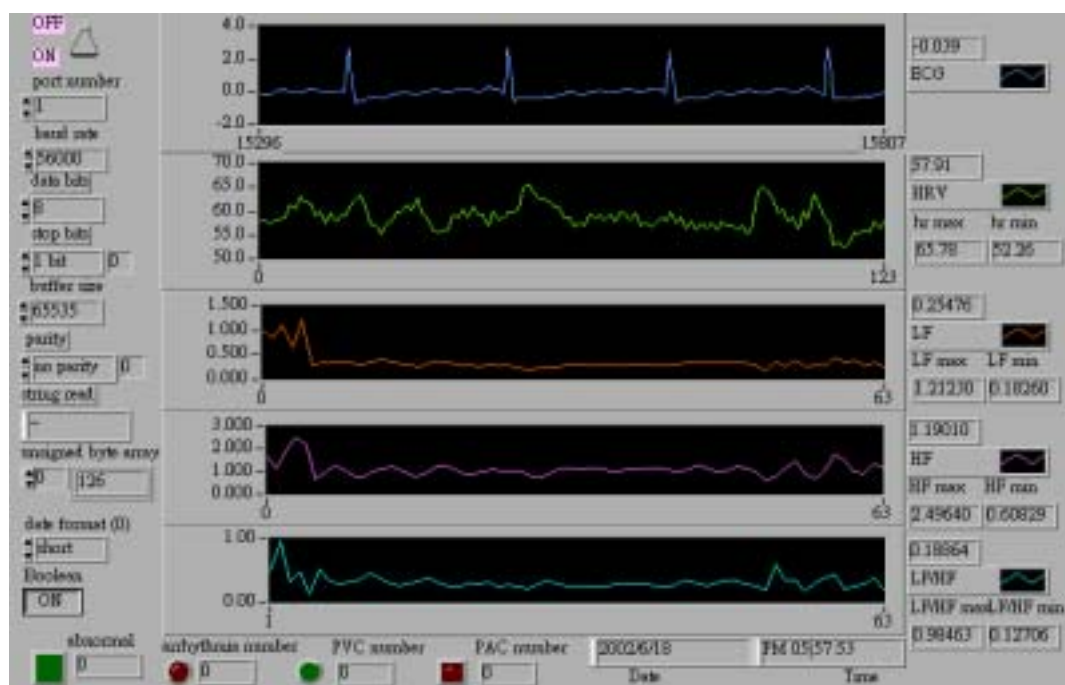


圖 5-34 五號受測者端坐姿勢的心率變異量測結果

參數 受測者	心率變化	高頻功率變化	低頻功率變化	低高頻比變化
#1	58~79	0.3023~3.4320	0.0614~1.049	0.4445~20.603
#2	59~82	0.5726~2.8802	0.3068~0.8238	0.1441~1.2536
#3	57~88	0.5078~5.606	0.0451~1.2961	0.0175~1.8965
#4	58~84	0.2723~3.603	0.0612~0.9992	0.5371~43.69
#5	52~66	0.6083~2.4964	0.1826~1.2123	0.1271~0.9846

表 5-8 五位受測者端坐姿勢參數變化情形

2.3.2 站立姿勢的心率變異量測

本實驗受測者先採站立姿勢 10 分鐘後，再利用本系統量測其即時心率與 HRV 變化 2 分鐘 圖 5-35~5-39 分別為五位受測者的量測結果，其心率及 HRV 功率頻譜等各項參數的變化情形綜整如表 5-9。

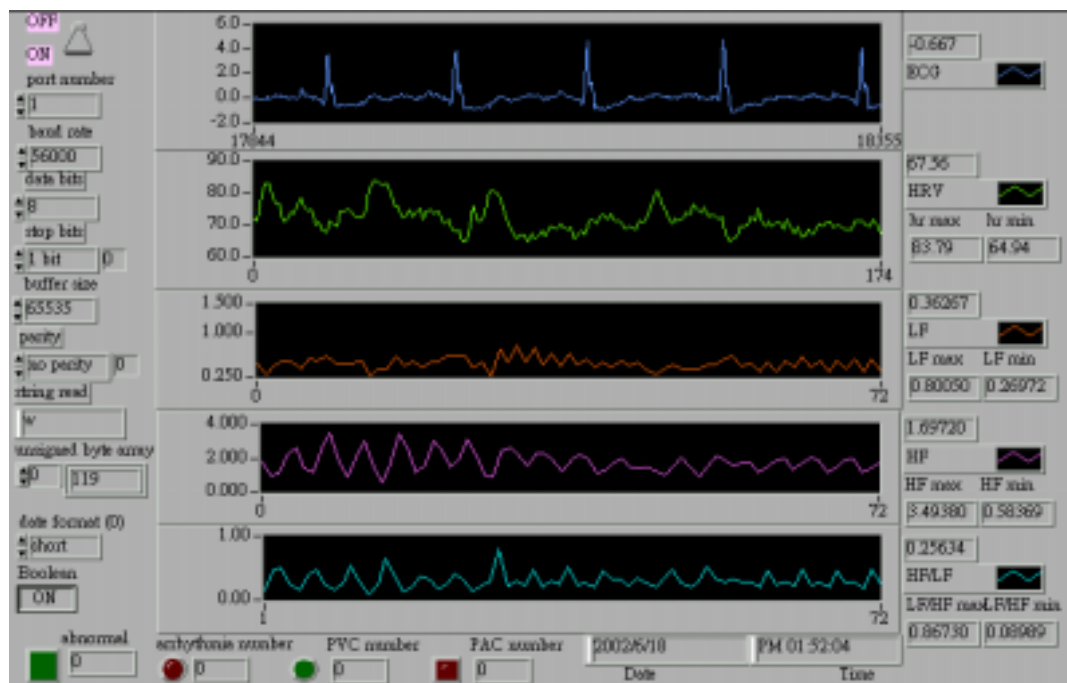


圖 5-35 一號受測者站立姿勢的心率變異量測結果

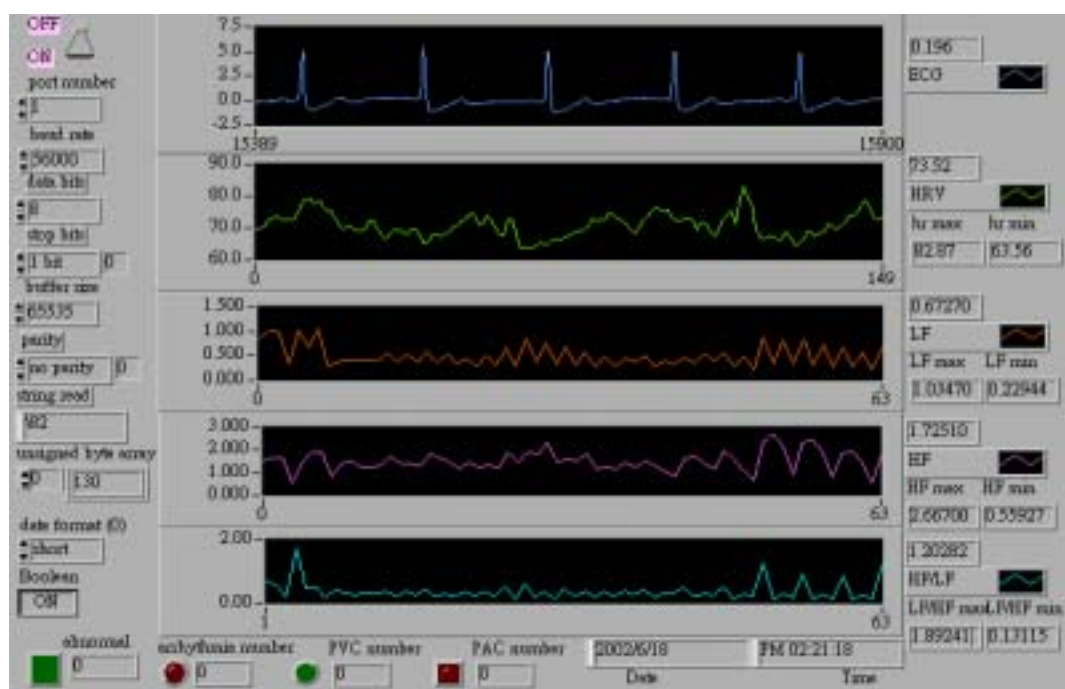


圖 5-36 二號受測者站立姿勢的心率變異量測結果

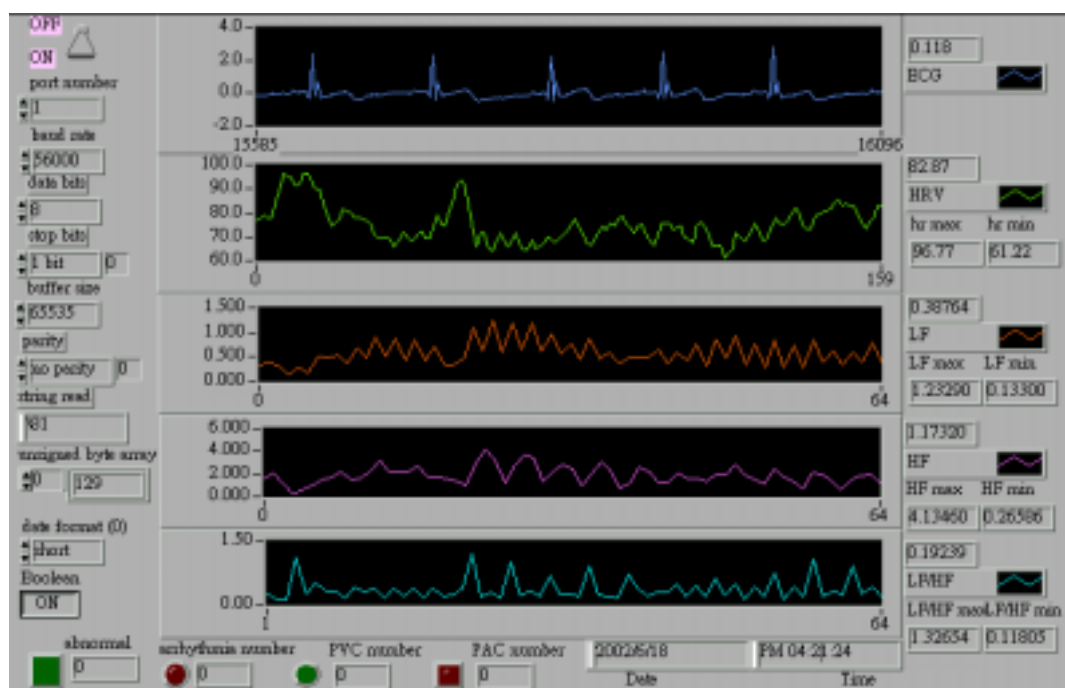


圖 5-37 三號受測者站立姿勢的心率變異量測結果

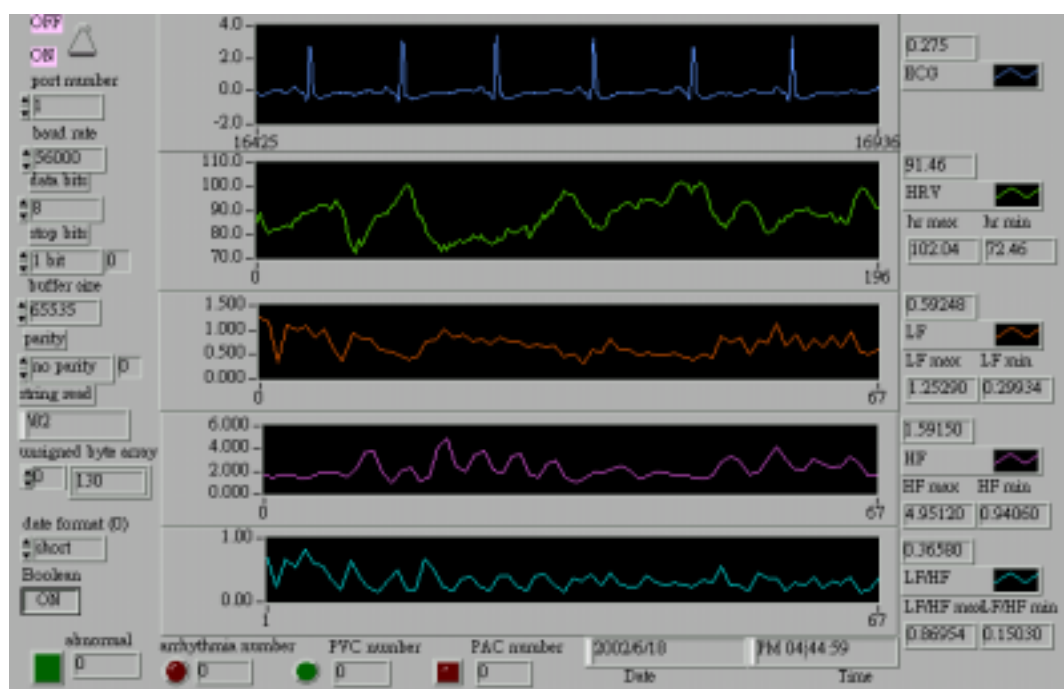


圖 5-38 四號受測者站立姿勢的心率變異量測結果

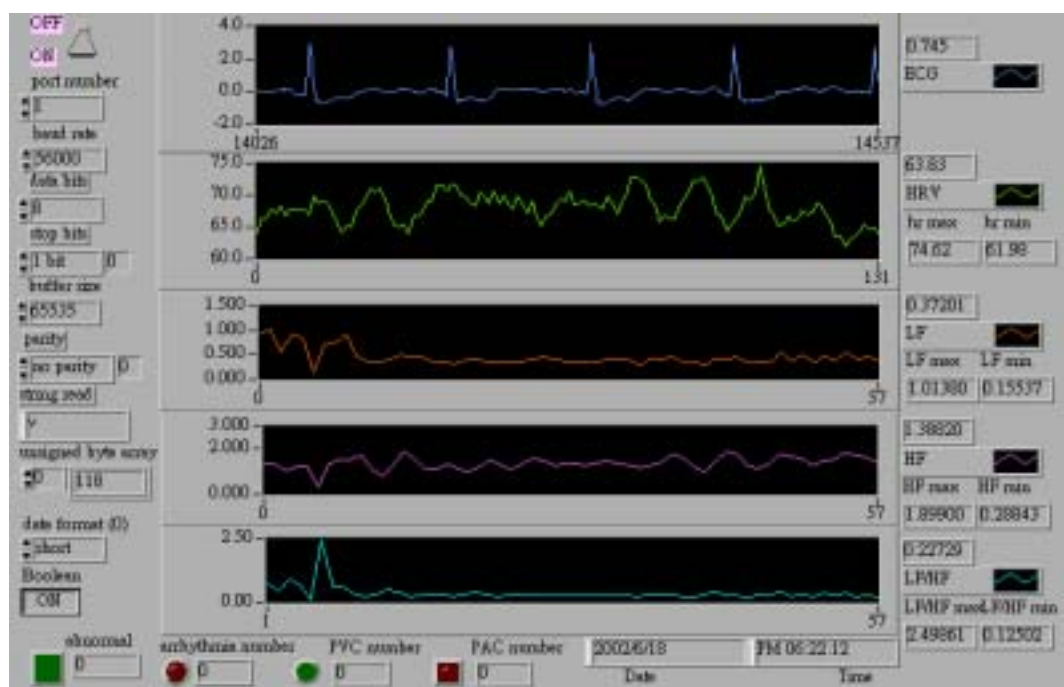


圖 5-39 五號受測者站立姿勢的心率變異量測結果

參數 受測者	心率變化	高頻功率變化	低頻功率變化	低高頻比變化
#1	65~84	0.5837~3.4938	0.2697~0.8005	0.0899~0.8673
#2	64~83	0.5593~2.6670	0.2294~1.0347	0.1312~1.8924
#3	61~97	0.2659~4.1346	0.1330~1.2329	0.1181~1.3265
#4	72~102	0.9406~4.9512	0.2993~1.2529	0.1503~0.8695
#5	62~75	0.2884~1.8990	0.1554~1.0138	0.1250~2.4986

表 5-9 五位受測者站立姿勢參數變化情形

2.3.3 結果綜合比較

將上述的結果綜整如表 5-10，可以得到以下的結論：

- (1) 當受測者處於端坐姿勢時心率較低，而其心率變異特性功率頻譜高頻部分相對於低頻部份，在大部份的量測時間呈現較強現象，高頻/低頻功率頻譜比值也相對比站姿略大。
- (2) 當受測者處於站立姿勢時，心率較高，而其心率變異特性功率頻譜低頻部分相對於高頻部份，在大部份的量測時間呈現較強現象，高頻/低頻功率頻譜比值也相對比坐姿略小。

以上所得結論與本實驗室前期學長論證的結果【16】，與文獻【14】所得到的結論大部份均能相符。當然，以上的實驗數據並非絕對吻合這樣的結果，部分會因量測對象、時間等等狀況之不同，而呈現不同之結果，因此以上的數據僅供參考。主要的目的是將系統實際應用到人體的量測上，並不具臨床統計的意義。將來如何在臨床上定義出有意義的參數值，有待更進一步的探討與研究。基本上本系統的性能可達不錯之效果，無論是在即時或準確性上都有一定水平，對於未來的

研究或應用(麻醉監控或其他生物控制),將是一個穩定而有效率的雛形系統,當然本系統尚有許多可供改善的部分,將於下一單元予以探討。

受測者 \ 參數		心率變化	高頻功率變化	低頻功率變化	低高頻比變化
#1	端坐	58~79	0.3023~3.4320	0.0614~1.049	0.4445~20.603
	站立	65~84	0.5837~3.4938	0.2697~0.8005	0.0899~0.8673
#2	端坐	59~82	0.5726~2.8802	0.3068~0.8238	0.1441~1.2536
	站立	64~83	0.5593~2.6670	0.2294~1.0347	0.1312~1.8924
#3	端坐	57~88	0.5078~5.606	0.0451~1.2961	0.0175~1.8965
	站立	61~97	0.2659~4.1346	0.1330~1.2329	0.1181~1.3265
#4	端坐	58~84	0.2723~3.603	0.0612~0.9992	0.5371~43.69
	站立	72~102	0.9406~4.9512	0.2993~1.2529	0.1503~0.8695
#5	端坐	52~66	0.6083~2.4964	0.1826~1.2123	0.1271~0.9846
	站立	62~75	0.2884~1.8990	0.1554~1.0138	0.1250~2.4986

表 5-10 五位受測者兩種姿態變化參數綜合比較

第六章 結論與未來發展

在本研究中，已成功的利用浮點運算數位訊號處理器發展一個具有即時、線上、可靠且精確度高的心率變異特性的分析雛形系統。應用本系統除了可以即時的監控心電圖訊號外，更可以進一步的透過心率變異特性頻譜的分析，來評估自主神經系統的調控情形，將來更可應用此成果於麻醉監控或暈眩病患的生理監控等。

本系統已完成了主要的架構，並於實際測試評估後，證實可符合設計規格要求，由於僅為雛形系統（prototype），就實際的應用層面而言，未來仍有很大的改進空間，茲分別提出討論之。

1. 系統體積方面：由於我們係應用 STC-32 浮點運算數位訊號處理模組來實現本系統，由於該模組係一功能板件，已內建許多系統額外之功能，諸如 PWM 控制等，在本系統設計上並未利用到，浪費了需多的空間。而在心電圖放大器部分，目前係以類比電路來實現，所使用之元件均為一般電子元件，因此在體積上尚有很大的改進空間。在數位訊號處理模組部分，將來可以 TI 之 TMS320C3X 處理器為核心，依需求規劃硬體架構，以縮小系統體積；另心電圖放大器部分，亦可以 Layout 方式以 SMD 元件取代或利用 FPGA 來實現並製成 ASIC，除了可縮小體積外亦可提升性能。
2. 耗電量部分：本系統最終之目的是要達成可攜式的即時心率分析器。因此，系統的電源必須以電池作為其電力來源之考量，方能在系統體積與實用上獲得方便性，因而系統的耗電量即成為關鍵之因素。由於本系統採行之 STC-32 浮點運算數位訊號處理模組其電源需求為 $\pm 5V(1A)$ 及 $\pm 12V(0.1A)$ ，且心電圖放大器係利用 LF347 之

OP 放大器組成，其電源需求為 $\pm 15V$ ；兩者之耗電量均大，無法達成長時間之紀錄與監控，在此部份將來可以低耗電量高記憶容量的 DSP 晶片及 OP 元件來取代加以改善。

3. 資料傳輸部分：本系統在後端運算結果顯示部分，係透過 STC-32 上的串列輸出埠介面將資料傳輸至電腦上的 LabVIEW 應用程式作顯示，由於本系統串列輸出埠之緩衝器(Buffer)容量太小，因此在即時資料傳送與接收的過程中，會使系統因緩衝器空間塞滿而致使系統當機，在程式法則設計上，添加許多的不便與限制，因此將來在自行規劃硬體時，緩衝器的容量必須審慎考量。
4. 資料傳輸介面部分：本系統係利用 STC-32 上的串列輸出埠作為資料傳輸至電腦上的介面，由於其傳輸速率有其限制，對於將來需整合其他的生理訊號時，系統傳輸的能力將面臨考驗。因此，未來可以考慮以更快速之傳輸介面(如 USB)來取代，在傳輸的品質及應用的便利性上將可大大提升。
5. 系統記憶體與通道數部分：本系統所採用的 STC-32 浮點運算數位訊號處理模組，其內建之靜態記憶體僅 128K，針對本研究之規格需求雖已足夠，惟若要應用到長時間心電圖或心率之監控與紀錄，則已嚴重不足，一般而言要紀錄 24 小時心電圖訊號（取樣頻率為 250Hz）根據 Emil Jovanov 與 Pedro Gelabert 等人所提研究【20】約需要 42MB 的記憶體空間，因此，未來可透過外接快閃記憶卡 (compact flash memory card)來擴充記憶體空間或更換其他內建記憶體容量較大之 DSP 模組。另外 STC-32 浮點運算數位訊號處理模組的僅各有 2 個類比轉數位及數位轉類比通道與 1 個 RS-232C 串列

輸出埠通道，若要將系統應用到臨床的心電圖紀錄器（一般需 12 導程，至少需求 8 個通道）或與其他的生理訊號（如呼吸、血壓或腦波等）結合，此系統均有不足之處，係將來可以精進改良之處。

6. Template match 偵測法則的改善：目前系統程式中，有關 Template match 偵測法則的樣板建構，係採用固定的 50 點參考樣板。由於每個受測者所量測得到的波形不盡相同，且所計算的相關係數變異頗大。將來程式應該加入 adaptive template 的功能，依據不同的受測者自動產生合適的樣板，如此系統在 R 波偵測的性能上方能提昇。
7. PVC 偵測法則的改善：由於心室早期收縮的波形特徵種類有相當多種，目前本研究只針對導程 II 較常見的波形來做偵測與辨認，但並非所有的 PVC 訊號都能適用，將來可以針對不同的 PVC 波形，找到通用的演算法，來補強系統在 PVC 不整脈訊號的偵測與辨認。

以上所提出後續可供改善本系統之方案，若能有後進持續朝此目標執行，必能使本系統真正達到一個彈性、輕便、即時、線上且精確度高的速率變異特性分析器，可以涵蓋霍特式心電圖機（Holter）更有彈性的執行長時間的心電圖監控，亦可以用在心臟血管病患、暈眩或麻醉病患速率變異特性的即時監測，或進一步應用在其他生理的監控，對於一個內科或心臟科醫師而言，應是一套不錯的系統，甚至可以結合衛星通訊或網路的功能構成一個居家看護的系統，更能顯現其彈性與功能強大之特色。

參考文獻

- 【1】 Akselrod, S., D. Gordon, F.A. Ubel, D.C. Shannon, A.C. Barger and R.J. Cohen, "Power spectrum analysis of heart rate fluctuation : a quantitative probe of beat-to-beat cardiovascular control," Science, vol. 213, no. 10, pp. 220-222, 1981.
- 【2】 Pomeranz, B., R.J.B. Macaulay, M.A. Caudill, I. Kutz, D. Adam, D. Gordon, K.M. Kilborn, A.C. Barger, D.C. Shannon, R.J. Cohen and H. Benson, "Assessment of autonomic function in humans by heart rate spectral analysis," Am J Physiol, vol. 248, pp. H151-153, 1985.
- 【3】 Saul, J.P., Y. Arai, R.D. Berger, L.S. Lilly, W.S. Colucci and R.J. Cohen, "Assessment of autonomic regulation in chronic congestive heart failure by heart rate spectral analysis," Am J Cardiol, vol. 61, pp. 1292-1299, 1988.
- 【4】 Sands, K.E.F., M.L. Appel, L.S. Lilly, F.J. Schoen, G.H. Mudge and R.J. Cohen, "Assessment of heart rate variability in human cardiac transplant recipients using power spectrum analysis," Circulation, vol. 79, pp. 76-82, 1989.
- 【5】 AM.Bianchi L.Mainardi E.Petrucci MG.Signorini M.Mainardi S.Cerutti, "Time-variant power spectrum analysis for the detection of transient episodes in HRV signal", IEEE Trans. Biomedical Engineering, Vol.40, No.2, pp.136-144, 1993.
- 【6】 Sergio Franco, "Design with operational amplifier and analog integrated circuit", McGraw-Hill book company, 1988.

- 【7】李德華,“心率變異度與血壓變異度之量測與比較”, 中原大學醫學工程研究所碩士論文, 民國 89 年.
- 【8】張承瑞,“生理訊號分析技術於刑案測謊之應用評估”,中央警察大學鑑識科學研究所碩士論文, 民國 89 年
- 【9】 Robert J.Winchell, M.D., and David B. Hoyt, M.D., “ Spectral Analysis of Heart Rate Variability in the ICU : A Measure of Autonomic Function”, Journal of surgical research 63, 11-16, 1996.
- 【10】 Akselrod,S.,D. Gordon,F.A. Ubel,D.C.Shannon,A.C. Barger and R.J. Cohen,” Power spectrum analysis of heart rate fluctuation:a quantitative probe of beat-to-beat cardiovascular control,”Science ,vol.213,no.10,pp.220-222,1981.
- 【11】 Robert J. B. Margaret A.,” Assessment of autonomic function in humans by heart rate spectral analysis ” American Journal Physiological. Vol.248, no.17, pp151-153, 1985.
- 【12】 Pan, J and W.J. Tompkins, “ A real-time QRS detection algorithm”,IEEE transaction on bio-medical engineering. Vol.32, no. 3, pp.230-236, 1985.
- 【13】 Willis J. Tompkins, “ Biomedical Digital Signal Processing ”, Prentice Hall International Editions.
- 【14】 Akselrod, S., D. Gordon, F. A. Ubel, D. C. Shannon, A. C. Barger and R. J. Cohen, “Power spectrum analysis of heart rate

fluctuation: a quantitative probe of beat-to-beat cardiovascular control ,” Science, vol.213, no. 10, pp.220-222, 1981.

- 【15】 Hsiao-Lung Chan, Hui-.Hsun Huang, Jiunn-Lee Lin., “Time-Frequency analysis of heart rate variability during transient segments”, Annals of Biomedical Engineering, Vol. 29, pp. 983-996, 2001.
- 【16】 徐銘鴻, “可攜式生理訊號擷取及傳輸系統之研製：以 Windows –CE PDA 為平台, ”, 長庚大學電機工程研究所碩士論文, 民國 90 年.
- 【17】 D. J. Sieminski, L. L. Cowell, P. S. Montgomery, S. B. Pillai, and A. W. Gardner, “Physical Activity Monitoring in Patients with Peripheral Arterial Occlusive Disease”, Journal of Cardiopulmonary Rehabil, Vol. 17, pp. 43-47, 1997.
- 【18】 A.V. NG, and J. A. Kent-Braun, “Quantitation of Lower Physical Activity in Persons with Multiple sclerosis”, Medical Science in Sports Exercise, Vol. 29, pp. 517-523, 1997.
- 【19】 K. Aminian, Ph. Robert, E. E. Buchser, B. Rutschmann, D. Hayoz, and M. Depairon, “Physical Activity Monitoring Based on Accelerometry: Validation and Comparison with Video Observation”, Medical & Biological Engineering & Computing, Vol. 37, pp. 304-308, 1999.
- 【20】 Emil Jovanov, Pedro Gelabert*, Bryan Wheelock, Reza Adhami, Paul Smith**, “Real time portable heart monitoring using low

power DSP”, <http://users.ece.gatech.edu/~pds/misc/RTEKG-ICAASP-2K.pdf>.

- 【21】 TMS320C3X User’s Guide, Texas Instrument., 1997.
- 【22】 TMS320C3X C Source Debugger, Texas Instrument., 1993.
- 【23】 楊武智, ”感測器與數位訊號處理”, 全華科技圖書股份有限公司, 民國 88 年
- 【24】 陳東敏, 楊朝欽, 林冠平及彭國賢, ”數位訊號處理導論”, 全華科技圖書股份有限公司, 民國 88 年
- 【25】 郭文聰, ” 無線數據通訊現況與展望 ”, 工業技術研究院電腦與通訊工業研究所全華科技圖書股份有限公司, 民國 85 年
- 【26】 陳政仁, ” 心電圖學 ”, 合記圖書出版社, 民國 81 年
- 【27】 陳德輝, ” 心電圖學原理與實用 ”, 合記圖書出版社, 民國 84 年
- 【28】 王中敬, 李建政 ” 心電圖學概論 ”, 弘洋圖書有限公司, 民國 75 年
- 【29】 熊明旺 ” 實用心電圖判讀指南 ”, 合記圖書出版社, 民國 90 年