

生醫實驗期末專題－Portable Electrode

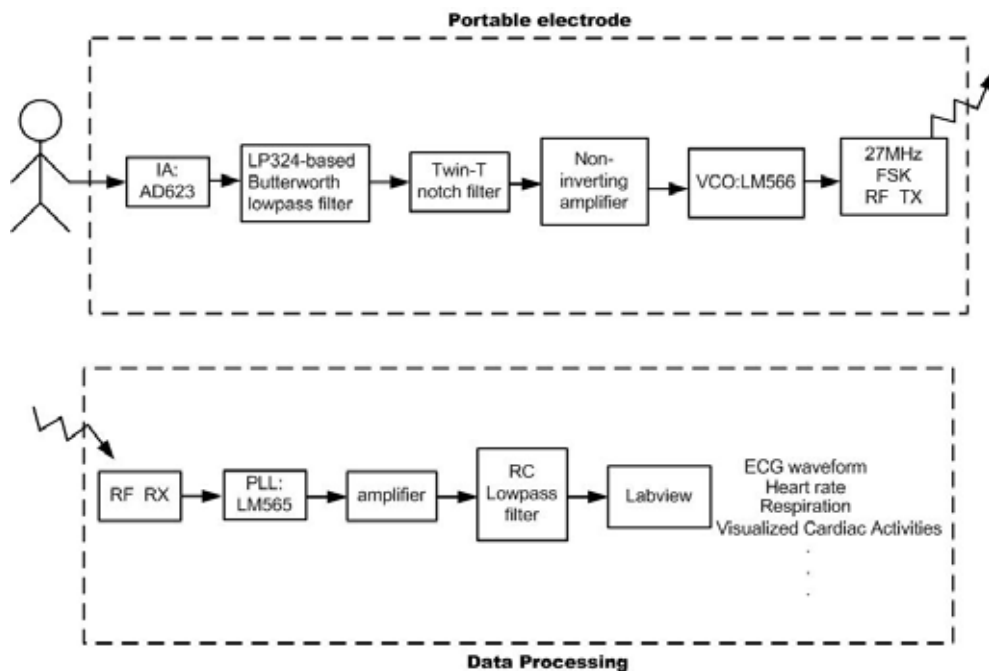
B91901070 王昱欣

B91901133 孫士育

專題動機

繼實驗三製作出量測 ECG 之電路後，我們想更進一步改善量測電路的 performance，並輔以 RF 模組將量測電路可攜化（稱之” Portable Electrode”），希望可以藉由可攜化的便利，達到量測運動時心電圖的目的。

專題架構



上圖為本專題設計架構，其中 portable electrode 的前半部分延續實驗三的電路（此處，我們考慮將濾波器簡化，大部分的濾波功能改以軟體實行，希望可以將 electrode 的尺寸縮小），接著用類似 FM 的 modulation scheme，將原本 ECG 的類比波形轉換成數位信號，並經由 RF 模組傳送。而訊號由接收端的 RF 模組接收並 demodulate 後，利用 Elvis 和 Labview 將接收到的 ECG 信號以示波功能展現，並再作信號處理計算出各種生理數據（如 BPM）。

以下，我們將就 portable electrode 本身的收、發電路及後端 data processing 的部份，分開作詳細的討論。

portable electrode transmitter

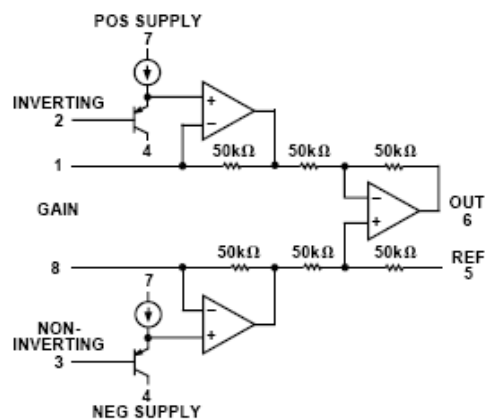
電源供應

最初，我們想用單純的 single-supply 方法來提供活動電極的電源，在本來單一 9V 電池所提供的電位差中，再用分壓並以 BJT 作 voltage follower 為 buffer 的方法來得到中間的電位，進而提供部份 IC 元件（如 AD623、LP324 等）其所須的 +4.5V、GND、-4.5V 三個直流電壓源。然而，在我們的實驗過程中，發現由於 ECG 信號太小，而可能因為 voltage follower 在提供直流電位外，亦有其小訊號效應，所以造成 GND 電壓值的不穩定，創造出另外的雜訊，進而使本來已經很低的 SNR 值下降。也就是說，如果用上述單純 single supply 的方法，將惡化信號的 SNR，使 ECG 波形不易辨認。

因此，我們再嘗試 dual-supply 的方法，由於我們所使用的 IC，至少 +5V 即可操作，因此為了最小化活動電極的重量，我們利用四個 3V 的鋰電池串聯，從中導出 +6V、GND、-6V 的三個直流電壓源，作為整個活動電極的功率來源。另外，雖然電池的 60Hz 雜訊會較 power supply 小，但其本身不是理想的電壓源，其輸出電壓會隨輸出電流而變，因此操作時，我們的電壓源其實是 +5V、GND、-5V，剛好符合我們所須的操作直流電壓值。

Instrumentation amplifier: AD623

在本專題中，我們用 AD623 這顆 instrumental amplifier (IA) 來取代實驗三用三顆 OP741 所組成的 amplifier，其內部的 schematic 大約如下：



ref: AD623 datasheet

http://www.analog.com/UploadedFiles/Data_Sheets/516895375AD623_c.pdf

由上圖可見，IA 是以 differential 的方法作信號輸入，相較於實驗三的 single pole design，應可在 60Hz 雜訊上有更好的消除效果。另外，REF 在此處是接在 GND，而如同一般的 IA，AD623 也可以藉由單一電阻的調整來改變 gain，不過我們實驗的結果，當 gain 太大的時候，可能是 input 本身有 common mode voltage，而 AD623 的 CMRR 不夠大，因而造成 saturation。

Butterworth low-pass filter

如同實驗三一樣，此處的活動電極使用 7 階的 Butterworth low-pass filter，cut-off frequency 設在 30Hz，但我們以 LP324 裡的四顆獨立 OPAMP 取代之前使用的四顆 OP741，以進一步減少整個電路的重量，其餘使用的元件都和實驗三的設計一樣。

60Hz notch filter 和 buffer

此處的電路也和實驗三一樣，我們使用 Twin-T 架構的 2 階 notch filter，來達到消除 60Hz 雜訊的效果，另外，由於此 notch filter 的 input impedance 並不很大，為了訊號的穩定，我們使用 OP741 在前一級加一個 buffer。

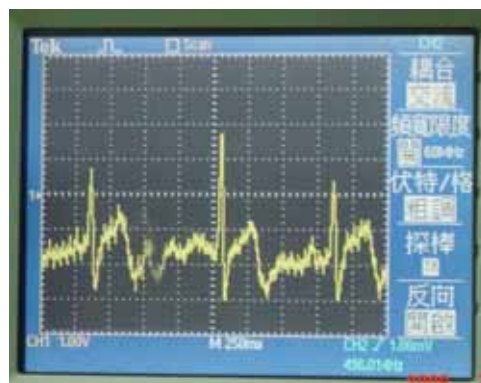
1st order high pass filter 及 amplifier

基本上，ECG 的波形在前一級的 notch filter output 已清晰可見，但其 amplitude 只有 10~20mV，而如果在接下來的電路中，要用我們預計的無線傳輸模式，則這樣的訊號強度顯然是不夠的，因此，為了使整個傳輸更穩定，我們必然要將此 ECG 信號放大。

然而，由於此 ECG 信號有一 DC offset，因此如果直接放大的話，將因為 saturation 而沒辦法看到任何信號，因此我們先令信號通過一個簡單的 RC high pass filter，將 cut-off frequency 設在大約 2Hz 處，如此 DC 信號將被濾掉，而 ECG 信號的平均值也將大致為 0，接下來，我們利用 OP741 構成一非反相放大器，盡量將 ECG 信號放大。

理論上，放大器輸出信號範圍應在 +VDD~-VDD，所以在本電路中，應為 +5V~-5V，然而，可能由於 OP741 本身的限制，我們放大後的 ECG 信號，只能在 +4V~-3V 輸出，否則會 saturate，但即使如此，就我們的無線傳輸來講也足夠了。

基本上，ECG 信號量測的動作，到這一級便已全部完成，量測到的信號如下圖：



我們可以發現，此信號十分清晰，可以很清楚地看見 P 波、QRS complex 及 T

波，另外，和實驗三的結果比較，雜訊也十分的小，可能是由於 IA 的使用使得 60Hz 雜訊減少，而信號的放大也使 ECG 波形較不易受到雜訊的影響。接下來，我們須要作的工作，便是將此信號以無線的方式傳送至接收端。

modulation 及無線傳輸模組

活動電極所使用的無線傳輸模組是益眾科技的 27MHz FSK 模組，其傳輸速率為 4800bps。然而，由於其傳輸為數位的，只能傳送方波，所以我們的 ECG 信號並不能直接傳送出去，因此在使用無線傳輸之前，我們還要經過另一層 modulation，使類比的 ECG 信號能轉換成以方波表示的數位信號。

一般來說，要達到類比轉數位的功能，最常用的就是 ADC，而在最初的構想中，我們也是希望利用 sequential output 的 ADC 來達成此一步驟，然而，研究過 ADC0831 之類的 sequential output ADC 後，我們發現其 synchronization 是利用一個控制信號，也就是說，如果要達成 synchronization 的話，除了 ECG 本身信號之外，我們還須要傳送此控制信號，使得我們可能須要兩個無線傳輸模組。當然，如果用一般的 parallel ADC0804 來作取樣，並利用單晶片 8051 擷取信號來作 RS232 封包格式的輸出，則可使用單一 channel 的無線傳輸達到 synchronization 的功能，然而，單晶片 8051 的體積明顯較一般 IC 為大，且其功率消耗又較大，因此我們開始考慮用類比的方式作 modulation。

參考「利用生物遙測探討環境溫度及潛水對烏龜心跳速率的影響」此論文後，我們決定嘗試在 transmitter 端用 VCO 作 modulation，也就是以我們的 ECG 信號來控制輸出方波的頻率，而在 receiver 端則用 PLL 作 demodulation，即 track 接收到方波的頻率，藉以產生相對應的電壓值，如此可重現我們在 transmitter 端所輸入的 ECG 信號，這樣的 modulation scheme 近似於 FM。

在活動電極端，我們利用 LM566 作 transmitter，其電路圖大致如下：

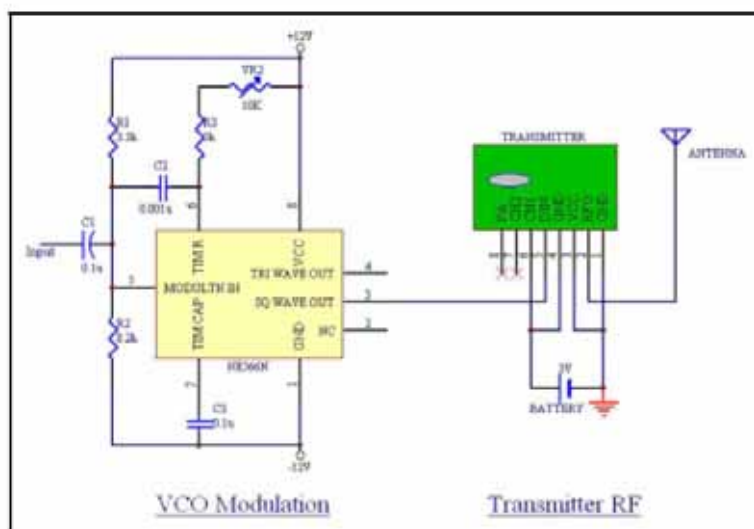


圖 2-6. 調變與發射發射模組電路

ref: 利用生物遙測探討環境溫度及潛水對烏龜心跳速率的影響

<http://thesis.lib.cycu.edu.tw/ETD-db/ETD-search/getfile?urn=etd-0728104-133355&>

由上圖可見，我們可以利用可變電阻的調整，來控制方波輸出的中心頻率，當然，此頻率值須與 receiver 端的 PLL 搭配，此處我們調整其中心頻率在 2.27KHz 左右。

Portable electrode receiver

電源供應

不同於活動電極端有可攜式的要求，接收端是固定在電腦旁的，因此功率要求可用一般的 DC power supply 供應。

無線傳輸及 demodulation

利用前面提到的無線傳輸模組，我們可以輕易地接收到活動電極所傳送的不同頻率方波，接下來，我們利用 LM565 此顆 PLL 來作 demodulation，大致如下所示：

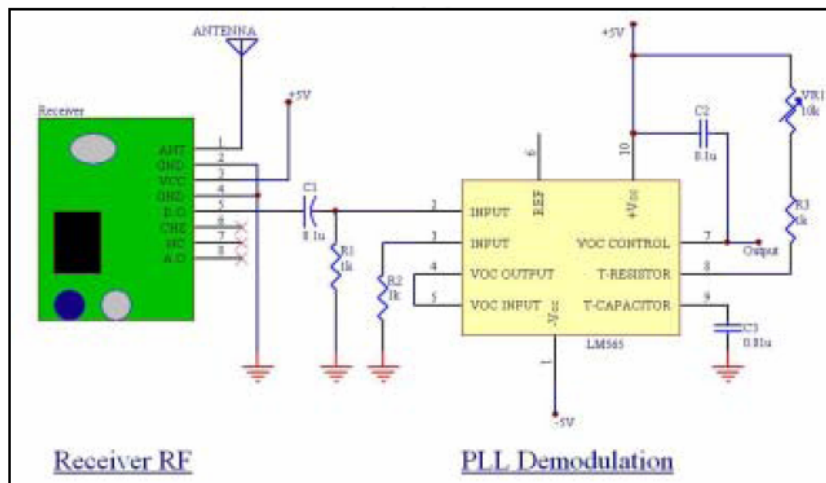
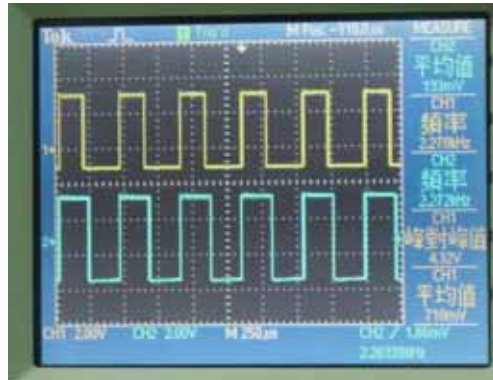


圖 2-9. 接收模組與解調電路

ref: 利用生物遙測探討環境溫度及潛水對烏龜心跳速率的影響

<http://thesis.lib.cycu.edu.tw/ETD-db/ETD-search/getfile?urn=etd-0728104-133355&>

同樣地，我們可以利用可變電阻來調整此 PLL 的中心頻率，為了搭配活動電極，此處的中心頻率也設為約 2.27KHz。當無訊號輸入時，活動電極端的 VCO 輸出和接收端的 PLL 控制訊號方波如下所示，我們可以看到這兩者都被調整至大約 2.27KHz。

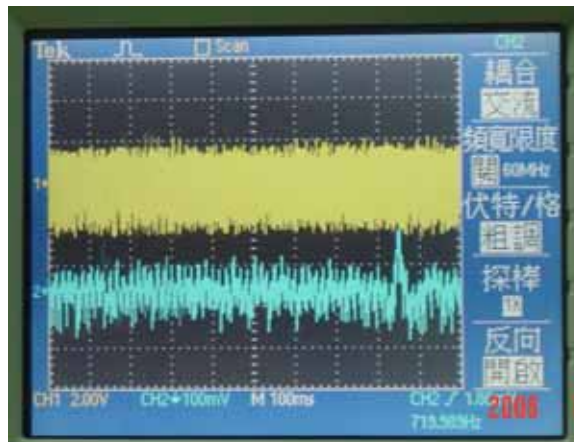


而當我們以 ECG 波形輸入時，隨著信號 **amplitude** 的變化，這兩者方波的振動頻率也會改變，在示波器上便呈現出週期不斷變化的方波。

最後 **demodulate** 後的輸出有幾個問題：第一，雖然用正弦波輸入測試時，可以在輸出端稍微辨認出週期性的波形，但高頻雜訊非常的多，而如果是用 ECG 波形輸入，則輸出時幾乎完全無法辨認；第二，輸出信號的 **amplitude** 頗小，只有 100mV 等級的 **amplitude**，而且推測大部份應該都是高頻雜訊。因此，進一步的信號放大、濾波應是必要的。

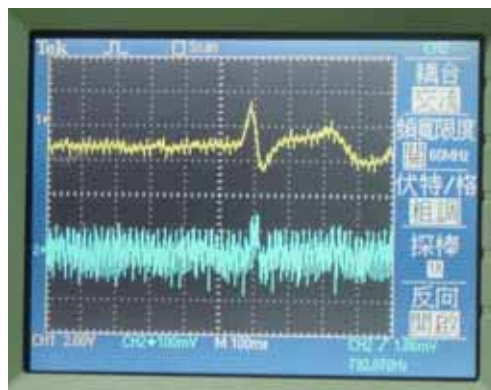
amplifier 及 filter

此處，我們利用 OP741 組成一放大器，而由於 PLL 的輸出也帶有 DC offset，因此爲了有最好的放大效率，在放大器前一級我們和之前一樣，用一個簡單的 RC high-pass filter 作平均值歸零的動作，而在放大之後，爲了消除絕大部份的高頻雜訊，我們也使訊號通過一個簡單的 RC low-pass filter，其效果非常的好，不僅以正弦波輸入測試時，已經可以清楚看到正弦波的輸出信號，甚至以 ECG 波形輸入時，也可以得到可辨認的 ECG 波形，而這也成爲本接收端電路的最後一級，下圖顯示示波器上，此 RC low-pass filter 的 input（上）和 output（下）：



由上圖可見，我們在 RC filter 的 input signal 中，幾乎完全無法辨認出任何資訊，但光用一個簡單的 RC filter，我們便可以在其 output 端上，測量出我們所須

要的 ECG 波形，但值得注意的是，input signal 的 amplitude 是 output signal 的十餘倍，可見 input signal 的 power 大部份都在高頻成份。此外，下圖中顯示 portable electrode transmitter 端傳出（上）和 receiver 端接收到的 ECG 訊號（下），經由同時量測的訊號比較，我們更可以看出兩者的相關程度，顯示此處 ECG 信號無線傳輸是可信賴的。



接下來更進一步的濾波，我們將以 Labview 軟體處理，以達到更好的 performance。

Data processing

Interface: PCI 6251

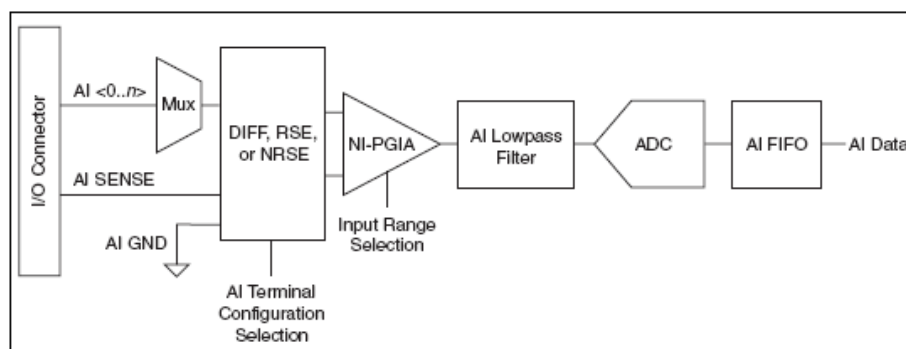


Figure 4-1. M Series Analog Input Circuitry

為了將所得到的 ECG 信號送入電腦裡面做處理，我們利用了 PCI6251 的 Analog Voltage Channel 0 將信號送入，在 AI terminal configuration selection 部分，選擇用 RSE mode。

實際上 DIFF(differential), RSE(referenced single ended), NRSE(non-referenced single ended)這三種 mode 在使用上有些不同的考量：DIFF mode 分別由兩個 analog input channels 量測訊號，不將信號源接地，如此訊號相減之後可以減少

noise，適合只有幾個 mV 的信號；RSE mode 由 AI 跟 GND 讀取信號的，而 NRSE mode 直接由 AI 讀取信號源，DAQ 端不接地。對於不同 level 的信號，選取不同 mode 影響量測效果大不同，有些情況下某些 mode 還不能使用，在使用手冊裡有提及不少注意事項和解說。

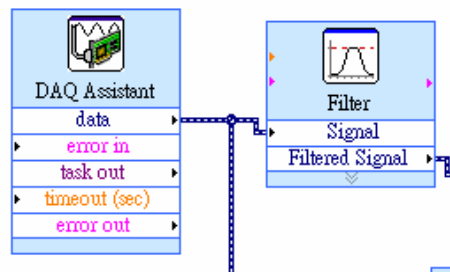
註解 [p1]: NI 網站上可以下載，M series user manual, CH4.

剛開始利用 DAQ device 抓信號的時候，因為沒有注意到 mode 使用，就會發生電腦所顯示出來的 voltage level 多了一個 offset 的問題，後來換個 mode 便能獲得和示波器一樣的結果；另外接收信號的時候，如果信號源的 output impedance 太大，也會發生類似的問題，有時候 offset 會不斷的上升或下降，甚至是超過電腦能接收的範圍（此時電腦讀到的值就像是一個飽和掉，維持在同一 level 的結果），這是因為電荷累積在 DAQ device 裡面的 instrumentation amplifier，解決之道便是在信號源和 DAQ 端之間加上一個 voltage buffer 以減少信號源的阻抗。我們測試階段都會另外加個 buffer，而實際測量 ECG 時，信號擷取前已經有一個放大器了，故不再加上 buffer。

Voltage input 的範圍設定在 5~-5V 之間，PCI 6251 有 16bit，Resolution 為 150uV 左右；ECG 信號擷取時，我們將取樣頻率定在 250Hz，爲了之後的演算和 debug 方便，選擇一次讀 1024 個點（約 4 秒）一起展現，並將每次讀檔資料儲存下來，方便利用較熟悉的 Matlab 來比較運算結果。

Signal Processing :

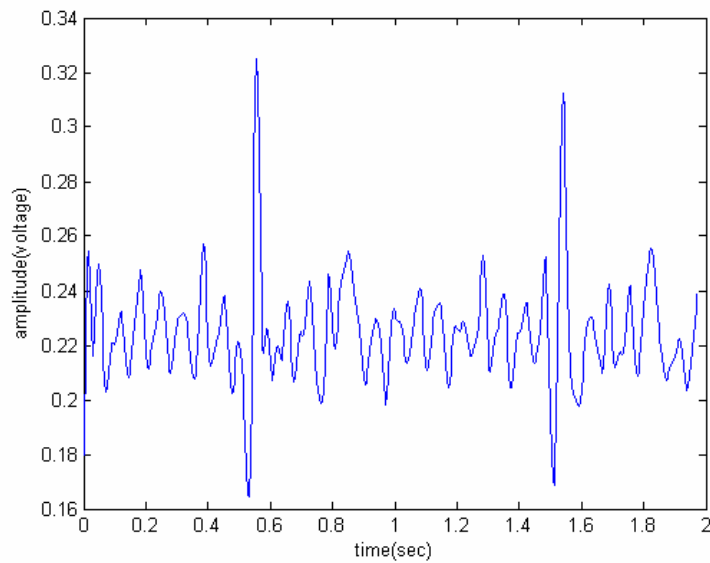
由前半部報告分析，RF 模組接收端所收到的最終信號（再經過放大和濾波等，最後送入 DAQ device 的結果）並不是很理想的 ECG waveform，裡面參雜了許多高頻信號，因此我們考慮使用軟體做濾波，由於 Labview7.0 以上的版本提供相當便利 filter subvi 的功能，我們將收到信號送入濾波，如下圖所示。



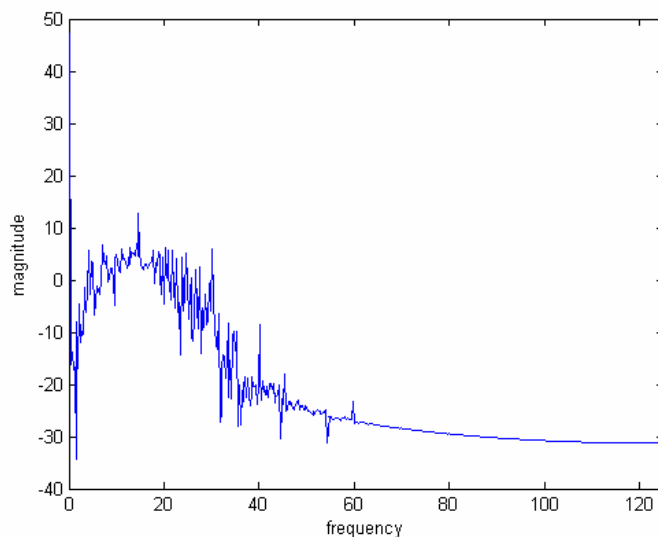
1. 濾波器設定選擇：

爲了盡可能重現較好的 ECG waveform，以方便後階段數值計算，剛開始我們以爲只要盡可能的去掉高頻部分的信號便可以回復波型，而選擇較高階的 Butterworth Lowpass filter 和 Notch(Bandstop) filter 做處理，但波型非但未達到預期想要的樣子，而且還因此信號出現許多莫名低頻（約 15,16Hz）的信號，爲了處理方便，我們先在 Labview 將抓到的信號存檔，轉用 Matlab

分析：



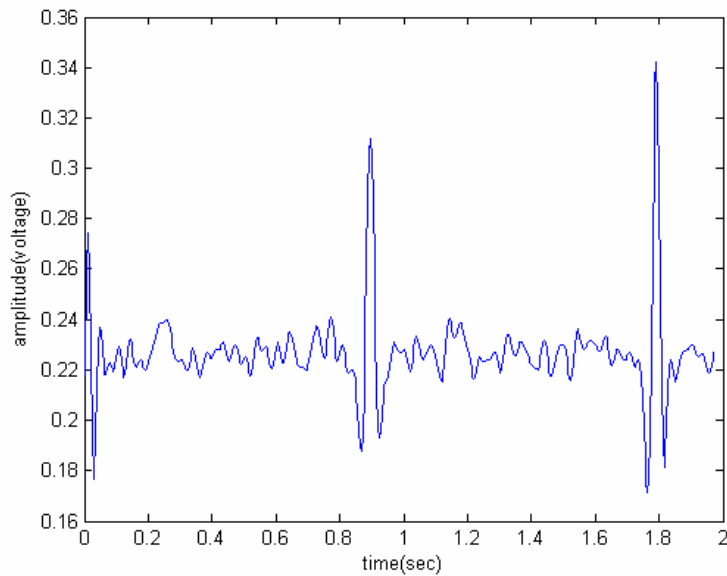
再經過頻譜分析，得到下頁圖示：



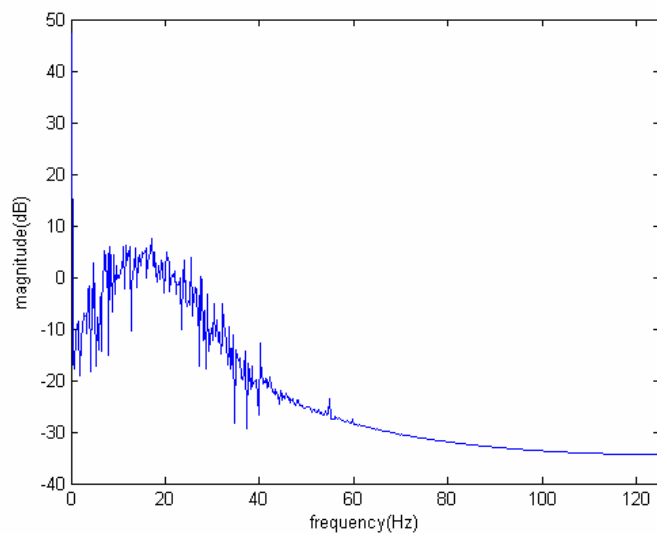
根據上圖的頻譜結果（橫軸單位為 Hz，縱軸單位是 dB），我們發現幾個原因可能造成信號的 **distortion**，首先是部份的低頻信號因為硬體實行的關係（在 RF 接收端有個 **highpass filter**）而衰減了，而十幾 Hz 的 **peak** 很有可能是因為我們用了太高階的 **filter**，讓高頻信號一口氣衰減太快所產生的 **ripple**，所以一味的使用高階濾波器消除高頻信號是不可行的；我們後來也有嘗試再串接一個 **bandstop filter** 試圖把十幾 Hz 的消掉，不過效果不彰。

最後，我們在軟體部分只用一個七階的 **Butterworth** 低通濾波器，將 **cutoff**

frequency 設在 30Hz，雖然無法達到完全重建原本的信號，被衰減的低頻仍是無法回復，但 ripple 的影響有比較小，這些效果都可以從時區和頻譜看到，下圖則是由 Time domain 看出處理過的信號。



下圖則顯示 Frequency domain 的結果，十幾 Hz 的 peak 沒有出現：



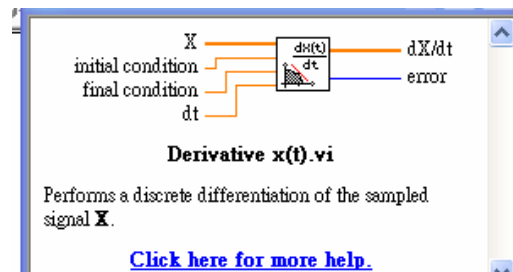
2.Heart Beat Rate 的計算：

接下來的這些生理數值的計算，基本上都是必須在送出信號相當穩定的情況下才能達成，如果收到的信號不穩定，那麼計算出來的生理數值往往也會出錯。

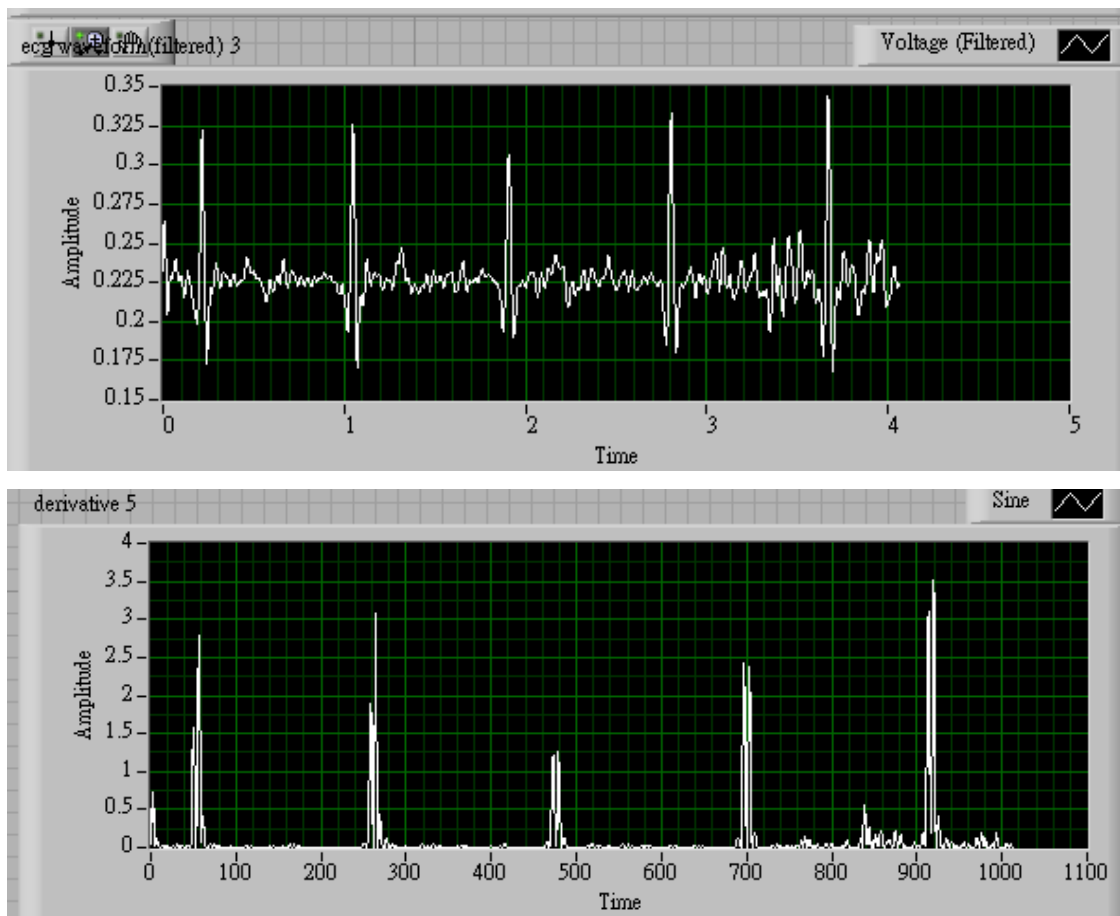
心跳率的演算過程基本就是 Pan-Tompkins algorithm：先將 ECG 信號依

序送入 Band-Pass Filter，微分器（emphasize QRS complex），平方之後再經過 Moving Average integrator。其中 Band-Pass Filter 的部分我們再之前的處理已經達到類似效果，所以就不再後階段做這樣的處理，而最後的 moving averaging integrator 則是修改一些 peak detection 的設定，達到類似效果，而從中略去。

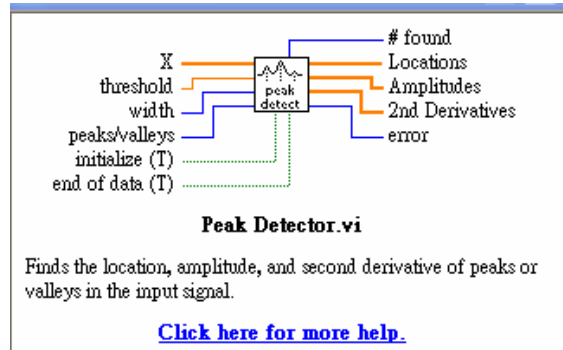
Differentiator 我們使用 Labview 的 Derivative x(t).vi 功能，他能針對取樣信號處理 discrete differentiation：



並再將微分之後的結果平方，得到的結果如下頁所示，上圖是接收到的信號經過 LP filter 的結果，下圖則是計算出的結果（有再乘上一個常數讓數字較大）：

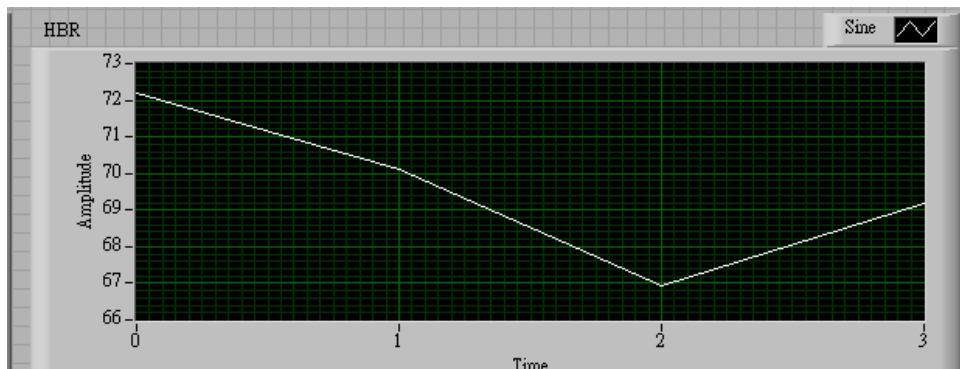


由上圖濾波過後的信號，其實已經可以很明顯的看出 QRS complex 和 peak 之間的距離，本來也有想過直接抓這個信號直接找 QRS peak 算，但因為峰值不是很穩定，threshold 不是很好定，最終還是決定用比較正規的處理方式處理，對照下圖計算出的結果，並利用 peak detector.vi 將計算結果的 peak 找出來：



這個 Peak Detector 的 threshold 設定於 0.7，並將 peak width 設定為 20；正如計算結果圖所示，一個 peak 附近其實還有很多起伏，本來這些起伏應該是要使用 moving averaging integrator 處理，將他們消除掉，但在 Labview 上並不太方便，改以 peak detector 設定 peak 寬度表示附近 20 個點內的 peak 都不會計算進去，這樣也許會產生一些些誤差，大約是 0.08 秒 (peak width/sampling rate)，但對之後的計算 HBR 影響並不會太大。如上圖例所示，計算出來的 peak location 在 index 62.44, 270.21, 484.17, 708.28, 925.12，相對於時間則為 0.25, 1.08, 1.93, 2.8, 3.7 秒，與 filter 過後的信號 QRS complex 的峰相符。

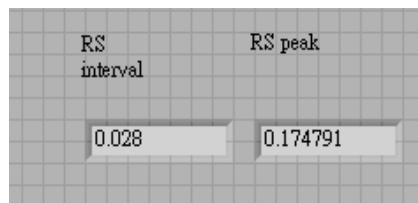
最後將取到的時間點做相減，得到每點之間的 interval，用 60 秒除以此段時間得到最後的 Heart beat rate，如下圖所示（這份 data 裡有 5 個 peak 得到 4 點心跳率的計算），安靜坐在椅子上的受試者心跳大約在每秒 67~72 下左右：



3.其他生理數據的計算

由於生理數據的計算受限於信號的取得，我們觀察濾波完的信號，覺得 QRS complex 是比較明顯，而可以用來正確計算的部分，而 P 波和 T 波是在圖形中比較不好觀察，也不利於做其他的運算，所以最後補上兩個生理數據的計算為 RS 的差和 interval，運算法則如下：

- (i) 由於我們取的信號可以確定找到的最大值是 R，我們利用 Labview 內有的搜尋 array 的最大（小）值功能先去找一段時間的最大值，此最大值就是 R，其 index 就是 R 波發生的時間點
- (ii) 最大值的 index 往後找一段時間（內定是 0.2 秒，不過實際上 RS interval 小於 0.1 秒）最小值，即是 S 波
- (iii) 相減兩值得到 RS 的差，相減兩個 index 得 RS 的 interval，如上面例子所計算出來的第四個 QRS complex 之 RS 差為 0.175V，RS interval 為 0.028 秒。顯示結果如附圖：



當然我們也可以利用類似的方法，從 R 波往前找到 Q 波，做類似的生理數據量測。