

生醫工程實驗 期末專題報告
Biomedical Engineering Experiment
Final Project

烏龜心電圖遙測系統設計與實做

Telemetry ECG system on turtles

第一組
B91901150 陳建宇
B92901121 羅弘益

Abstract

We have proposed a telemetry ECG system on turtles in order to measure its ECG in its normal conditions. The biological signal of turtles was obtained by implanting electrodes into the body of the turtle; amplified and filtered; transfer to PC through digital radio frequency (RF) wireless transmission scheme.

Index

一、緒論.....	2
二、量測系統設計.....	3
2.1 系統架構.....	3
2.2 發射端電源.....	3
2.3 放大器與濾波電路.....	4
2.4 數位訊號處理.....	8
2.5 無線傳輸模組.....	14
2.6 終端訊號處理.....	15
三、實驗方法.....	21
3.1 電極埋設.....	21
3.2 心電圖量測.....	21
四、實驗結果.....	23
五、結論.....	29
六、參考資料.....	30

一、緒論

烏龜是一種兩棲類動物，具有三房室的心臟結構：包括一個心室及兩個心房。在心室處缺氧血和含氧血會混合，含氧血主要會流到左心房；缺氧血主要流到右心房。這種心臟結構的心電圖和人類有一些不同，並在不同環境因素或外加刺激下的心電圖變化也不完全一樣。文獻[1]指出，烏龜心跳活動的電位訊號約為0.25mV，頻度隨環境狀況改變，約在10~40bpm之間。烏龜的 ECG lead 採用類似 Einthoven triangle 的方式定義，一樣可看到 P、R、T wave。

傳統的烏龜 ECG 以侵入式方法將電極固定在心臟表面量測訊號，或是將烏龜麻醉後以皮膚電極量肢導的電訊號。這兩種方法無法觀察烏龜在一般狀況下，或是在運動及潛水情況下的心電圖。我們因此設計一套能夠克服以上困難的烏龜心電圖生物遙測系統，可以在一定距離內測量自由活動的烏龜心電圖。

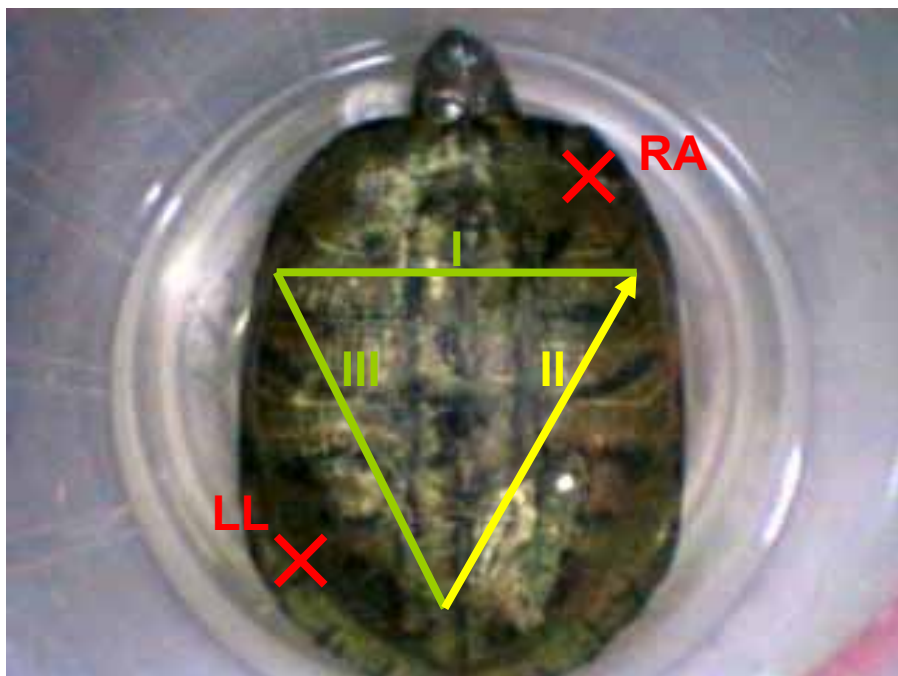


Fig.1 烏龜背部照片與 Einthoven Triangle 定義

我們量測第二肢導 (Lead II : RA to LL) 的 ECG，在烏龜殼上鑽孔插入電極以固定電極位置，烏龜自由活動時不會動到電極。腹部比較不易埋設電極，故採用背部電極的埋設方式。

二、量測系統設計

2.1 系統架構

我們設計的烏龜心電圖遙測系統，是利用 RF 數位傳輸模組將已數位化的烏龜 ECG 信號傳輸到接收端的電腦，並即時顯示並紀錄心電圖。其架構如圖 2：

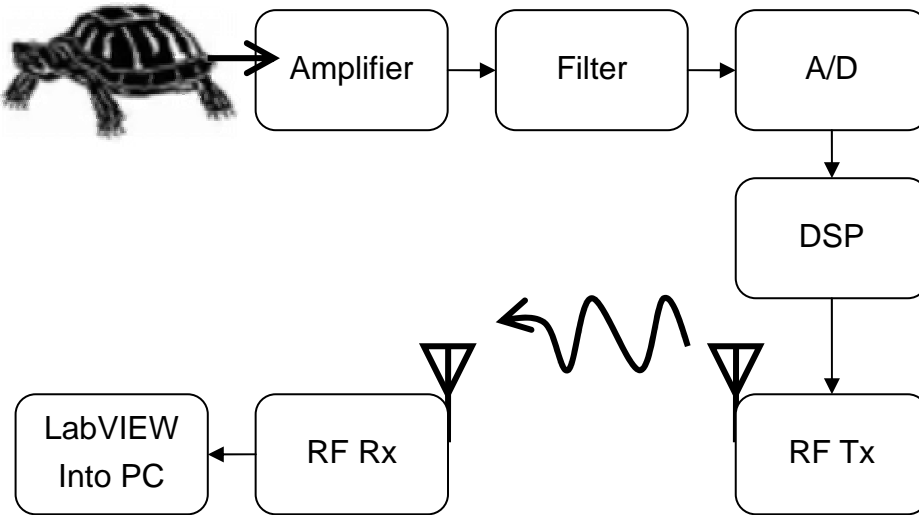


Fig.2 System Schematics

系統包括量測電路、無線傳輸和接收端三部份。使用電極針以極微侵入式 (minimum invasive) 埋入烏龜體內量測心臟活動電訊號，經放大器及濾波處理後，將其轉為數位化訊號並作簡單的信號處理，使其能夠以序列方式傳輸。我們使用今華電子的 350MHz 與 418MHz RF 無線數位傳輸模組傳送資料到接收端，並以 National Instrument 開發的 LabVIEW[®] 介面將數位訊號回覆成 ECG，並記錄下來。

2.2 發射端電源 power supply

生物遙測系統的設計需要達到體積小、重量輕、低耗電等要求，本系統因電子元件較多，故使用單一 9V 乾電池作為電源供應。一般 9V 乾電池有足夠電位差可供應 dual supply 的電子元件；並有超過 600mAh 的電量，適合長時間使用；在電力耗盡時仍有約 6V 的電位差輸出，電壓穩定度尚可。發射端的電路需要使用 $\pm 5V$ 的供應，以及數位訊號電路的 V_{cc} 。因此我們設計電池分壓器作為發射端電源如圖 3：

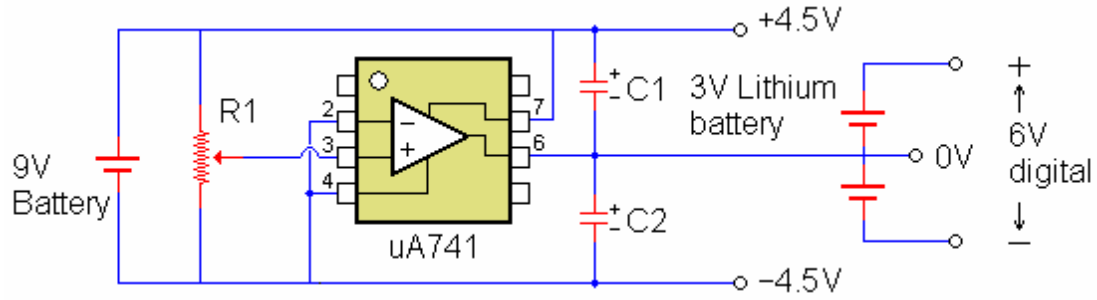


Fig.3 Battery splitter & power supply

uA741 可提供最大 40mA 的輸出，足夠量測電路需求。使用可調電阻調整輸出使得正負對稱。在正負電源和地端間加上電容以穩定電壓輸出。後端量測電路在此電壓下可正常工作（最低工作電壓為 $\pm 3V$ ）

另外，要供應數位訊號電路需使用 5V 以上（ADC 不可超過 7V）電源，另外使用分壓電路的效果並不理想，且電池的輸出電流可能會很大；在加上會需要額外的 level-shift circuit 以使 ADC 的解析度最高，在實現上有困難。所以我們採用兩個 3V 的鋰電池提供 $\pm 3V$ 的電壓驅動數位電路，而原本放大電路的 bias 在 0V 就會剛好在 ADC dynamic range 的中央，比較簡單。

2.3 放大器與量測電路 amplifier & filter

一般放大電路在第一級放大器需要提供高增益、低雜訊，如此會有比較好的 noise figure。對生理訊號而言，另需要考慮有高輸入阻抗（以增加收集到的訊號量）、高共模排斥比（common-mode rejection ratio, CMRR）以提高量測的精確度。儀表放大器（Instrument amplifier）可以滿足以上需求，並且只需外加一可變電阻便可調整放大增益，配合串聯的電容更可以形成類似一階高通濾波器的效果，便於使用。我們採用 Texas Instrument 的 INA128 作為第一級放大器。實際使用的電路利用外加的 OP 放大器回授到 Ref 的位置，可再提供一階高通濾波的功能。其 IC 內部結構與應用電路圖如圖 4、5：

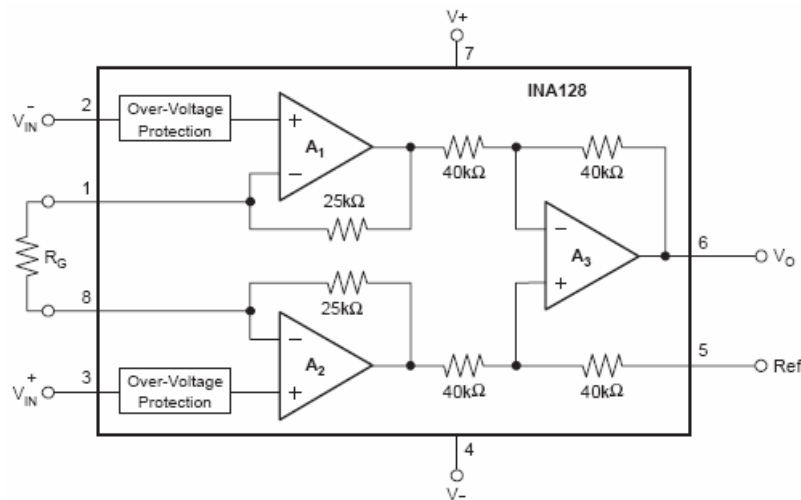


Fig.4 Instrument Amplifier (INA128) structure diagram

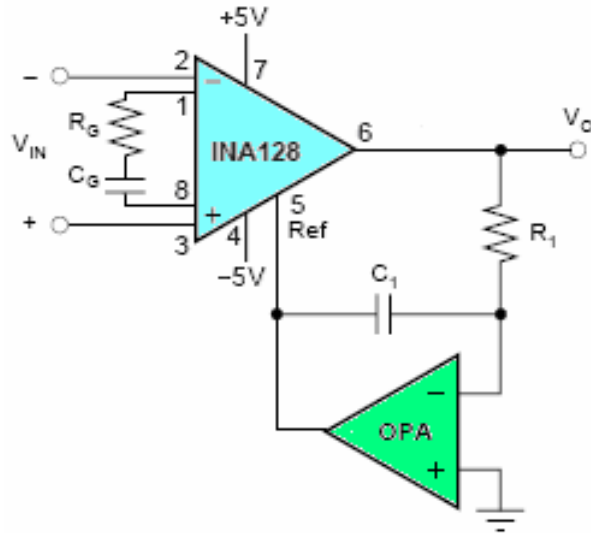


Fig.5 Amplifier with feedback high-pass filter

IC 名稱	功能
INA128	Instrument Amplifier
LP324	Quad Operational Amplifier

可以計算其移轉函數為

$$V_o = \left(1 + 2 \times \frac{25k\Omega}{R_G + \frac{1}{sC_G}} \right) \left(\frac{1}{1 + \frac{1}{sC_1R_1}} \right) (V_{IN}^+ - V_{IN}^-)$$

$$= \left(1 + \frac{sC_G \times 50k\Omega}{1 + sC_G R_G} \right) \left(\frac{sC_1R_1}{1 + sC_1R_1} \right) (V_{IN}^+ - V_{IN}^-)$$

我們選定 $R_G = 510\Omega$ 、 $C_G = 220\mu F$ 、 $R_1 = 68k\Omega$ 、 $C_1 = 4.7\mu F$ ，則高通濾波器的 pole 位置在 **0.4751Hz** 處。上式中的第一項雖然不是標準的高通濾波器，無法完全濾除直流成份；但是可以看到在高頻的 gain 會遠大於低頻（這裡的低頻指比 pole frequency 低的頻率）的量，頻率響應相當於一個高通濾波器。

上圖中的 OPA 使用 LP324 這顆 IC。它是一顆內含四組 741 運算放大器的 IC，體積小，並且有極低的消耗功率。我們拿其中一組作為高通濾波器之用。LP324 的內部結構如圖 6：

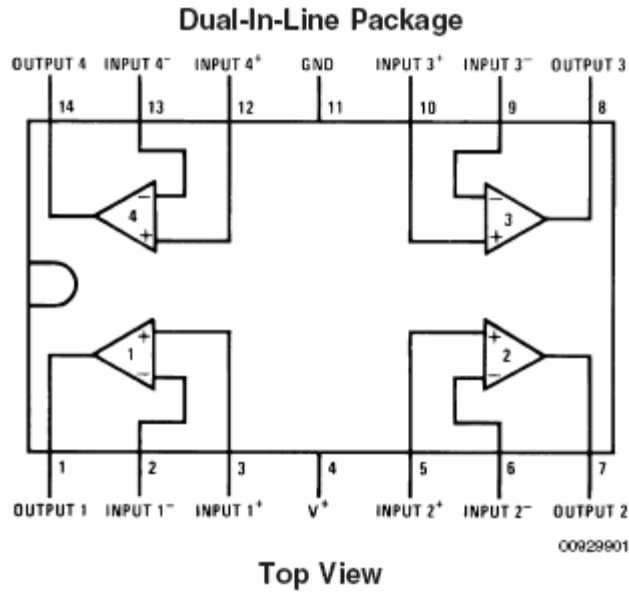


Fig.6 Quad operational amplifier LP324

LP324 其他的運算放大器分別拿來作濾波器使用。信號濾波的順序是高通 (HPF)、低通 (LPF) 然後帶拒濾波器 (Notch filter)。

大部分生理訊號的頻段位於較低頻 (~100Hz 以下) 的區域，所以我們設計一低通濾波器使生理訊號能夠更容易量到。採用的設計為三階的 butterworth filter，並再提供一部分的增益。使用到 LP324 中的兩組 OP 放大器，並以一個可變電阻調整濾波器的增益。

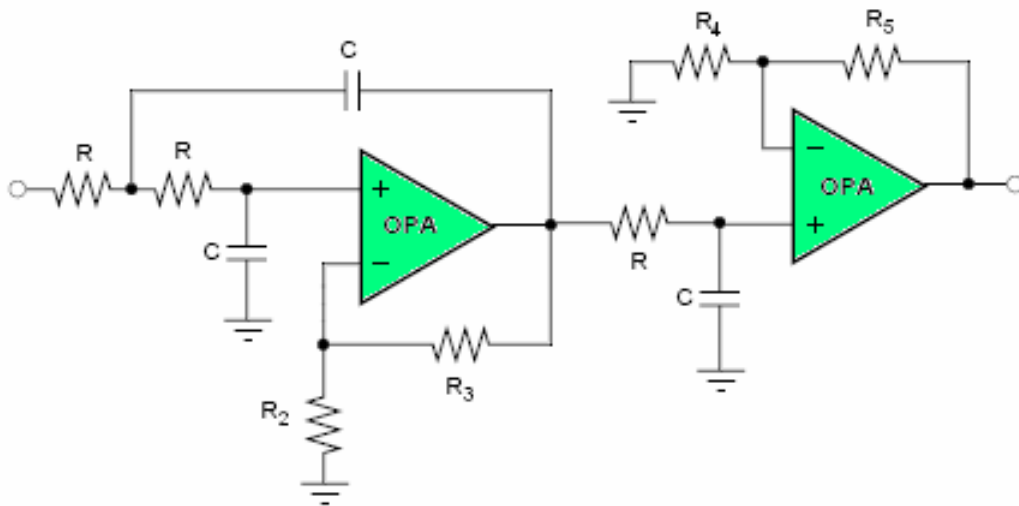


Fig.7 Low-pass filter circuit

可以計算其移轉函數為

$$H_2(s) = \left[\frac{1 + \frac{R_3}{R_2}}{s^2 C^2 R^2 + \left(2 - \frac{R_3}{R_2}\right) s C R + 1} \right] \times \left(\frac{1 + \frac{R_5}{R_4}}{s C R + 1} \right)$$

要滿足 maximum flat 特性的 third-order butterworth polynomial 是

$$\frac{1}{s^3 + 2s^2 + 2s + 1} = \frac{1}{s + 1} \times \frac{1}{s^2 + s + 1}$$

故選用 $R_2 = R_3 = 1k\Omega$ 、 $R = 2.4k\Omega$ 、 $C = 2.2\mu F$ ，其 low pass pole 位於 **30.14Hz** 處。並選定 $R_4 = 1k\Omega$ 而 R_5 使用 **10k Ω** 的可變電阻以調整濾波器的增益。

電力系統的低頻交流電會經由儀器的地線，或是感應的方式耦合到生物體上，造成一共模電壓。此共模訊號通常遠大於欲量測之生理信號，增加生理訊號量測的難度：這問題被稱作 power line interference。使用一帶拒濾波器 (Notch filter) 可以減少此干擾。我們使用 Twin-T Notch filter，其中心頻率設定在 60Hz 的位置。其電路圖如圖 8：

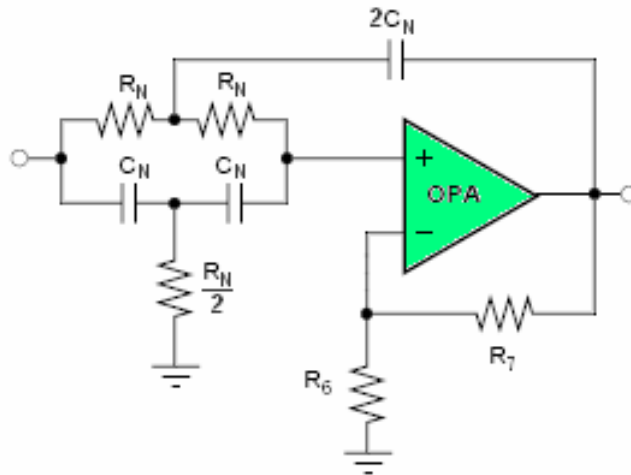


Fig.8 Notch filter

可以計算其轉移函數為

$$H_3(s) = \frac{\left(1 + \frac{R_7}{R_6}\right) (s^2 C_N^2 R_N^2 + 1)}{s^2 C_N^2 R_N^2 + \left(2 - \frac{R_7}{R_6}\right) s C_N R_N + 1}$$

其 zero 位於 $s = j \frac{1}{C_N R_N}$ 處。選用 $R_N = 120k\Omega$ 、 $C_N = 2.2\mu F$ 、 $R_N/2 = 60k\Omega$ 、

$2C_N = 4.4\mu F$ 、 $R_6 = 1\Omega$ 、 $R_7 = 910\Omega$ 。此濾波器還有額外的增益產生。

最後系統總共的增益為 **2500V/V**。系統頻率響應如圖 9：

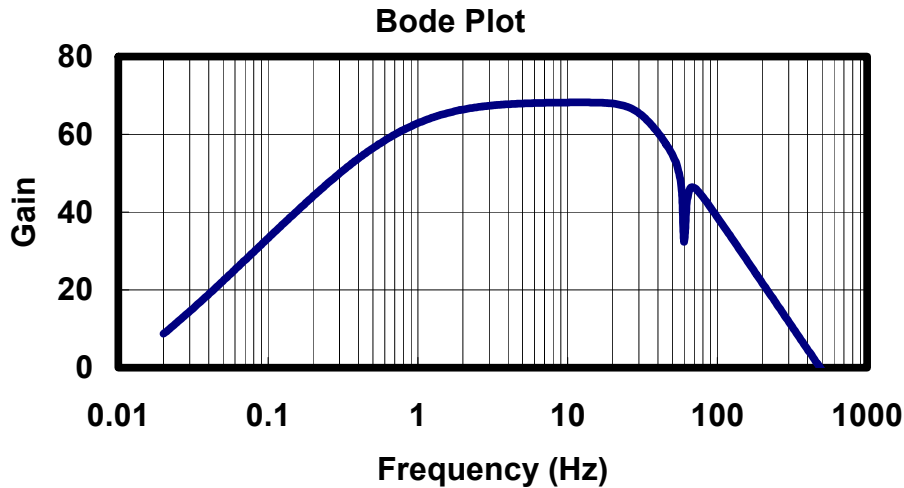


Fig.9 Frequency response of amplifier circuit

實驗三中的 Driven Right Leg 電路影響 ECG 量測程度不大，其效果是可以 feedback 消除共模訊號以提昇信雜比。我們以放大濾波電路初步的量測發現使用兩端（two terminal：RA、LL）的電路可以量到 ECG 信號，因此沒有設計 DRL 電路。也就是說，我們也沒有將烏龜的 RL 接地，這是和實驗三中的電路不一樣的地方。後來量測結果顯示在加上無線模組後，電路很容易 couple 到高频雜訊而降低信雜比，不容易觀察到 ECG signal。未來改善的方法可以簡單將電路的 analog GND (0V) 接到烏龜右腳、或選擇加入 DRL 電路 feedback 到右腳，以消除可能的共模訊號。

2.4 數位訊號處理 DSP

將量測電路的訊號作準位平移 (level shift) 後，以 A/D converter 將其轉變為數位訊號，才能傳輸出去。由於傳輸時使用序列方式傳送位元，因此會需要一些數位的處理。此部份的 V_{CC} 和 GND 的 pair 使用前述 power circuit 的 6V digital 供應。(即： $V_{CC} = 3V$ 、 $GND = -3V$ relative to aforementioned 0V。)

圖 10 是我們系統的 Simulink 示意圖：

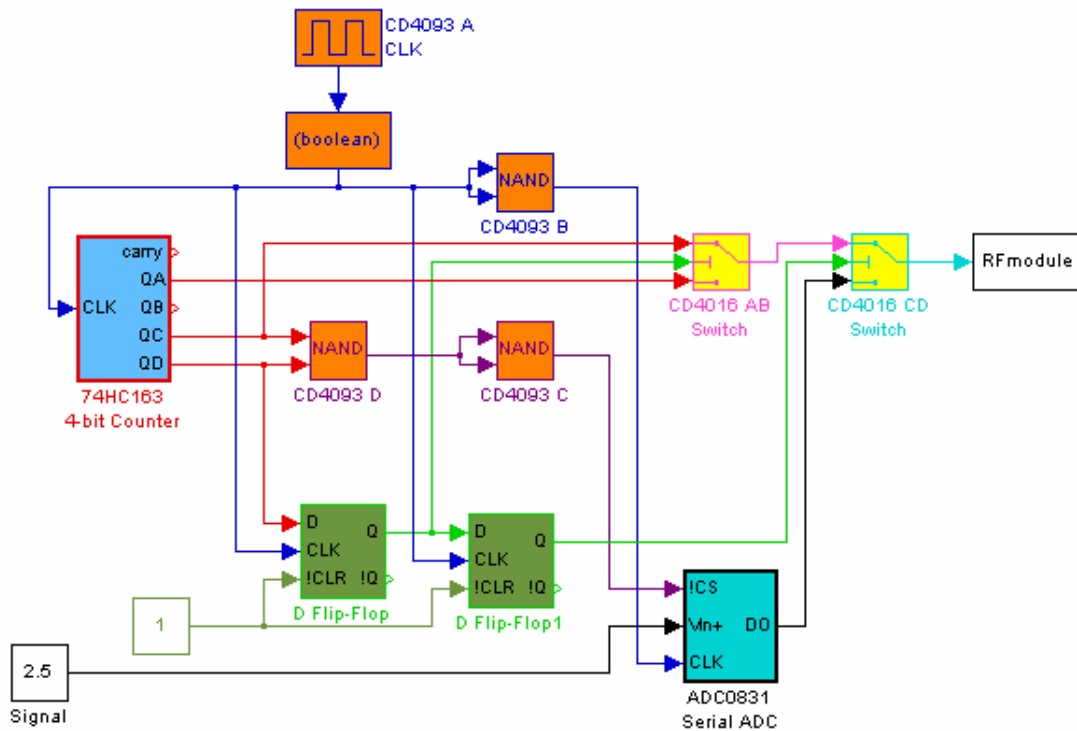


Fig.10 Block diagram of digital signal processing processes

上圖部份	功能	細節章節
ADC0831	A/D Converter	2.4.1
CD4093(A)	Clock generator	2.4.2
CD4093(B)	NOT	2.4.2
74HC163	Counter	2.4.3
CD4093(D)	NAND	2.4.4
CD4093(C)	NOT	2.4.4
74LS74	D flip-flop	2.4.5
CD4016	2-1 MUX	2.4.6

IC 名稱	功能
ADC0831	8-bit Serial A/D Converter
CD4093	Quad Schmitt-Trigger NAND
74HC163	4-bit counter
74LS74	Dual edge triggered D flip-flop
CD4016	Quad bilateral switch

序列數位通訊需要額外的資訊 (header) 才能決定封包的開始，如此才能正確的將數位資料換算回類比訊號。另外，要使 Tx 和 Rx 端 synchronized 才能在正確的時間擷取資料，必須要使用很複雜的方式 (例：USB 傳輸中的 NRZI

與 Clock recovery 演算法) 才能達成。我們採取的方法是使用另一個無線傳輸模組將 Clock 傳給 Rx，就有同樣的 Clock 可以用了。

封包格式為：8 bits 的 sync word + 8 bits data (one analog sample)

00111101	XXXXXXXX
----------	----------

選用此 sync word 的特別之處是可以唯一決定 sync word 在一連串的 serial bitstream 中的位置。假設一開始沒有辦法知道從哪裡開始，可以讀取到以下的 pattern：

00111101	可確認封包開始 均不可能為 00111101 的 pattern，故不會 認錯封包開端。
X0011110	
XX001111	
XXX00111	
XXXX0011	
XXXXX001	
XXXXXX00	
XXXXXXXX0	

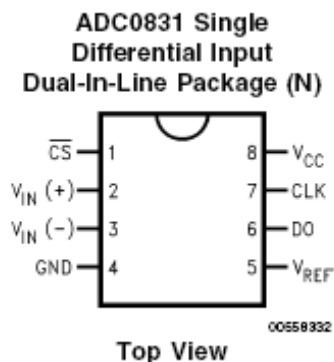
符合此條件的 8 bits header a[7:0]需滿足 $a[7] \neq a[0]$ 、 $a[7:6] \neq a[1:0]$ 、 $a[7:5] \neq a[2:0]$ 、 $a[7:4] \neq a[3:0]$ 、 $a[7:3] \neq a[4:0]$ 、 $a[7:2] \neq a[5:0]$ 、 $a[7:1] \neq a[6:0]$ 。選用這個 pattern 當作 header 的另一個原因是可以用簡單的 logic 達成。

2.4.1 A/D Converter

我們使用的 ADC 是用 ADC0831CCN，這是一顆序列輸出的 8-bit ADC。

使用時需要一個控制信號 (\overline{CS}) 的 negative edge 作 trigger，此 IC 會在 Clock

(CLK) 的 negative edge 依序將資料以 Big Endian 方式送出。Setup 時間為 2 個 CLK。



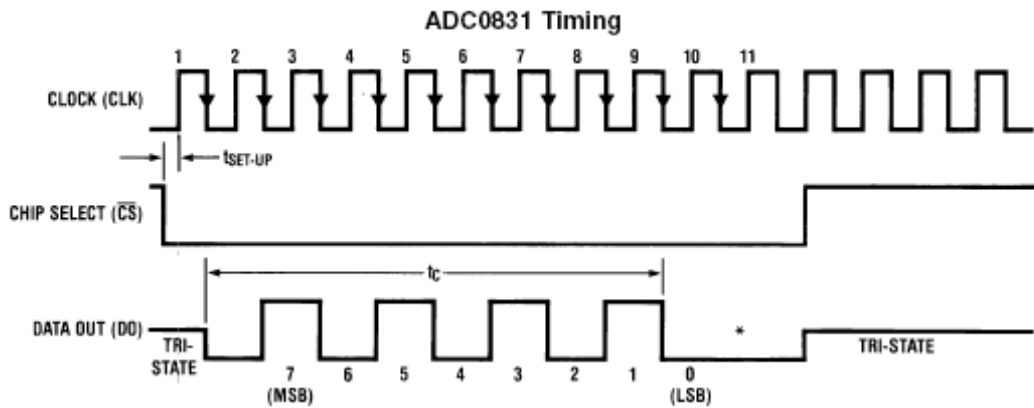


Fig.11 ADC0831 pinout and Timing properties

供應 ADC 的 power 為 6V，故其 quantization error 為 $6V / 255 = 23.5mV$ 。

2.4.2 Clock circuit

使用簡單的 Schmitt-Trigger NAND 達成 astable square wave circuit。圖 12 是 CD4093 這顆 IC 的內部結構與 function：

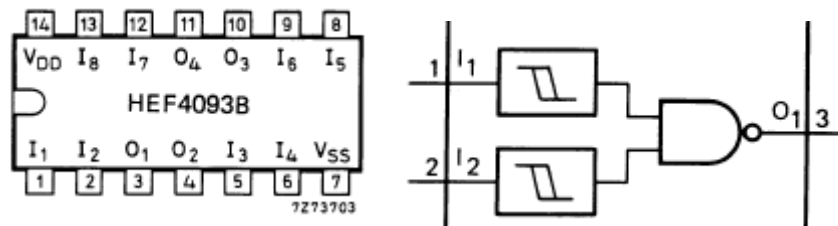


Fig.12 HEF4093B (CD4093) pinout & function diagram

Schmitt Trigger 的功能是在輸入時作 decision，讓 NAND 只有 HI 和 LO 兩個 state。可以避免掉雜訊的干擾。

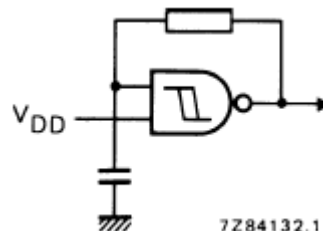


Fig.13 Schmitt-Trigger NAND astable multivibrator

當輸入為 HIGH 時和 V_{DD} NAND 後是 LOW，電容開始放電。當放到小於 Schmitt trigger 的 positive threshold ($V_P = 2.9V$) 為 LOW，和 V_{DD} NAND 變成 HIGH，電容開始充電。當充電到高於 negative threshold ($V_N = 2.2V$) 為 HIGH，

和 V_{DD} NAND 為 LOW。因此輸入會反覆在 V_N 和 V_P 之間震盪，而數位的輸出就會是 duty cycle 約 50% 的 0-5V 方波。實驗使用 51k 的電阻和 330nF 的電容，方波頻率約為 1.67 kHz，duty cycle = 54%。以此作為之後 Tx 端的 clock 使用。

由於 ADC 是在 negative edge 取值，為了避免出現半個 bit 的情況，我們使用反相的 clock 作為 ADC 的 CLK 使用（則 ADC 會在 NAND Clock 的 posedge 更新值）。利用 CD4093 的另一組 NAND 作為 NOT 用（兩隻 input short）得到反相的 clock，接到 ADC0831 的 CLK 端。

2.4.3 Counter

Counter 的目的是計算現在傳送到的 bit 位置（clock 數），並控制 ADC 作 sampling 之用。另外，還用來控制 MUX 以將資料加上 sync word。我們使用 74HC163 這個 4-bit counter，其內部結構如圖 14：

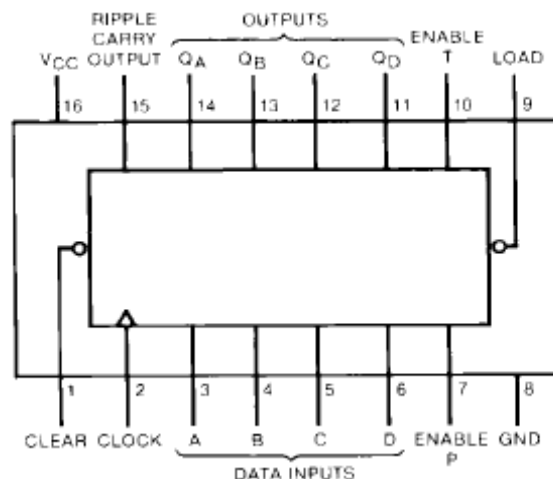


Fig.14 74HC163: 4-bit counter pinout

Q_D 、 Q_C 、 Q_B 、 Q_A 依序為 MSB 到 LSB。每次從 4'b1111 回到 4'b0000 時 carry 會送出一個 HI 的信號，持續一個 clock。

2.4.4 Control logic

考慮到 ADC 需要一個 \overline{CS} 作為取樣的信號，需維持 LO 至少 10 個 bit (2 bits setup + 8 bits data)，因此選用 counter 的 Q_C AND Q_D 即可（在 4'd0~4'd11 為 LO；4'd12~4'd15 為 HI，則 ADC 在 LO 的部份傳 10bits。）因為 CD4093 總共有四個 NAND，使用一個 NAND 再 NOT（還是使用 NAND 作成）就是 AND 了。

將產生的信號接到 ADC0831 的 \overline{CS} 端作為控制。

2.4.5 D flip-flop

因為 ADC 的 setup time 要兩個 clock，因此我們將控制信號 Q_D 也 delay 兩個 clock 和 ADC 的 data bit 同時作用，可用來控制 MUX。圖 15 是 74LS74 的內部結構：

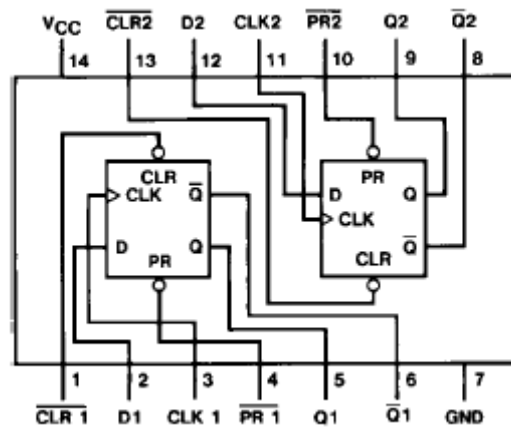


Fig.15 74LS74: Dual D flip-flop pinout

應用時將 Q_D 接兩個 D flip-flop，兩個 FF 的 \overline{CLR} 和 \overline{PR} 都設在 HI，則 Q_D 若是 4'd8~4'd15 為 HI 的話， Q_1 會是 {4'd9~4'd15, 4'd0} 為 HI； Q_2 會是 {4'd10~4'd15, 4'd0~4'd1} 為 HI。 Q_2 為 LO 的 8 個 clock period 恰為 ADC data bits 輸出時間。

2.4.6 MUX

在 2.4.5 中的 Q_2 可以控制 8 bit 的時間給 data bits，另外 8 bit 給 sync word 使用。方法是使用 CD4016 這顆 switch，兩個 switch 分別給反相的訊號便可一個開、另一個關的互換。CD4016 的結構如圖 16：

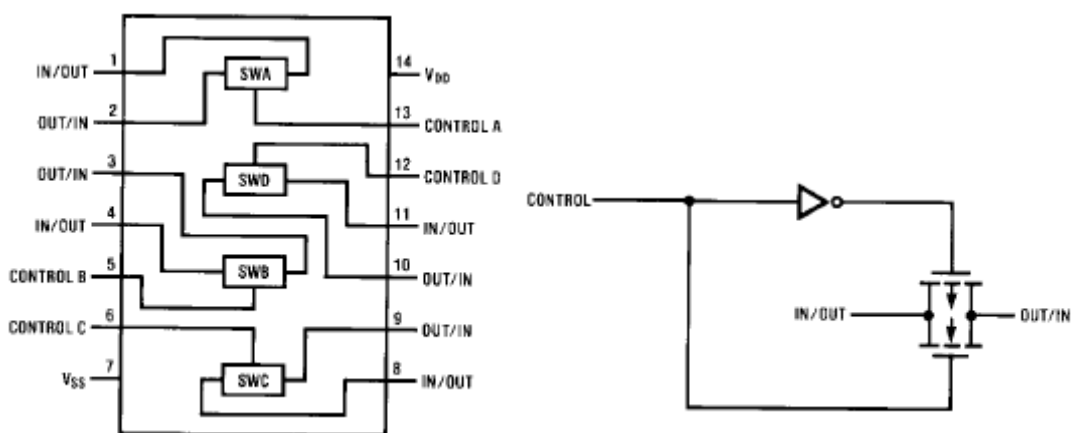


Fig.16 CD4016 pinout & function diagram

Control 為 LO 的時候會通。將 Q_2 接 switch D control 且 $\overline{Q_2}$ 接 switch C control；ADC 的 data bits (DO 腳位) 接到 pin 11，sync word 接到 pin 9；並連接 pin 10

和 pin 8 到 RF 模組的傳送腳。則當 Q2 為 HI 時 switch C 通，RF 傳 sync word；當 Q2 為 LO 時 switch D 通，RF 傳 data bits。等效成為一個 2-1 Multiplexer。

產生 sync word 的方法也是利用 CD4016 的另外兩個 switch，等效成為另一個 2-1 MUX。將 counter 的信號 QA、QC 接到 MUX，利用 D flip-flop 的 Q1 和 $\overline{Q1}$ (因為別的信號並沒有反相同時存在) 作 MUX 的 control，形成 sync word。

於是就是 4'd1~4'd8 的時間為 Q_A ；{4'd9~4'd15, 4'd0} 的時間給 Q_C 。將兩個信號 MUX 起來的 sync word 是 0101 0101 0000 1111。

Sync word 的 pattern 知道後，因為 Q2 在 {4'd10~4'd15, 4'd0~4'd1} 為 HI，因此取出來的 sync word 就會是 **00111101**。

圖 17 列出整個 DSP 部份的 timing diagram：

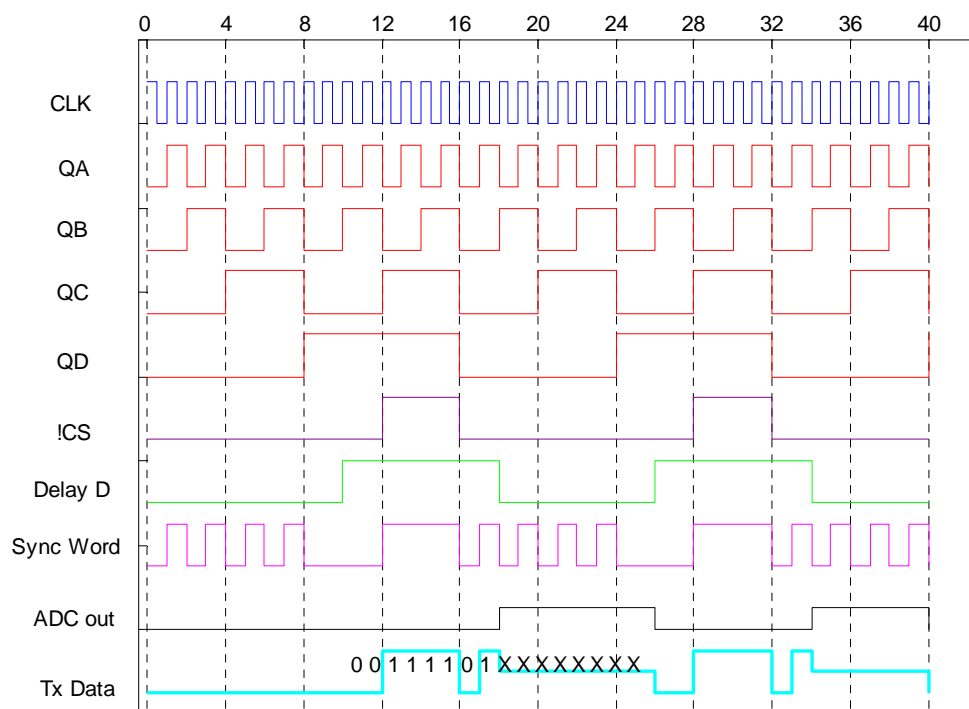


Fig17. DSP timing daigram

2.5 無線傳輸模組 RF Transmitter/Receiver Modules

使用今華電子的 350MHz 和 418MHz ASK RF 模組傳送數位訊號。350MHz 的模組傳的是資料 (含 header)；418MHz 的模組傳的是 CLK (未反相)。有效傳輸距離約在 10m 左右，距離越遠 bit error rate 就越高。

RF 模組可以正確分辨的脈波週期最好在 200 μ s 以上，這樣 Tx 端發送的信號才會被 Rx 端正確讀出：事實上的波已經變成梯形 (rising & falling 時間過久) 甚至是三角形。這限制了我們的 bit rate。根據上面的 clock rate 可以算出 8 個 bit 的時間是 4.8ms，加上 header 共 16 bits，每秒只能夠傳 104 個 sample，

其實是相當差的 bandwidth。這是因為 clock 的脈波時間要夠才能保證接收端可以正確接收，如果有更好的數位傳輸模組的話將可以大幅改善此問題。好在 ECG 的信號是屬於低頻的部份為主，約可以表示到 Nyquist frequency ($104 / 2 = 52\text{Hz}$) 的範圍內。

實際上觀察的波形因取樣速率過慢，仍有失真或無法得到明顯 pattern 的問題存在。若改用更高速率的傳輸方式，將可獲得失真較少的 ECG waveform。

2.6 PC 終端處理

使用 National Instrument 開發的 LabVIEW 介面作終端處理。配合 NI 公司的 Direct Acquisition card (DAQmx) (型號：PCI-6251) 將數位的資料接收到電腦，轉換回類比的數據並顯示出烏龜的 ECG。

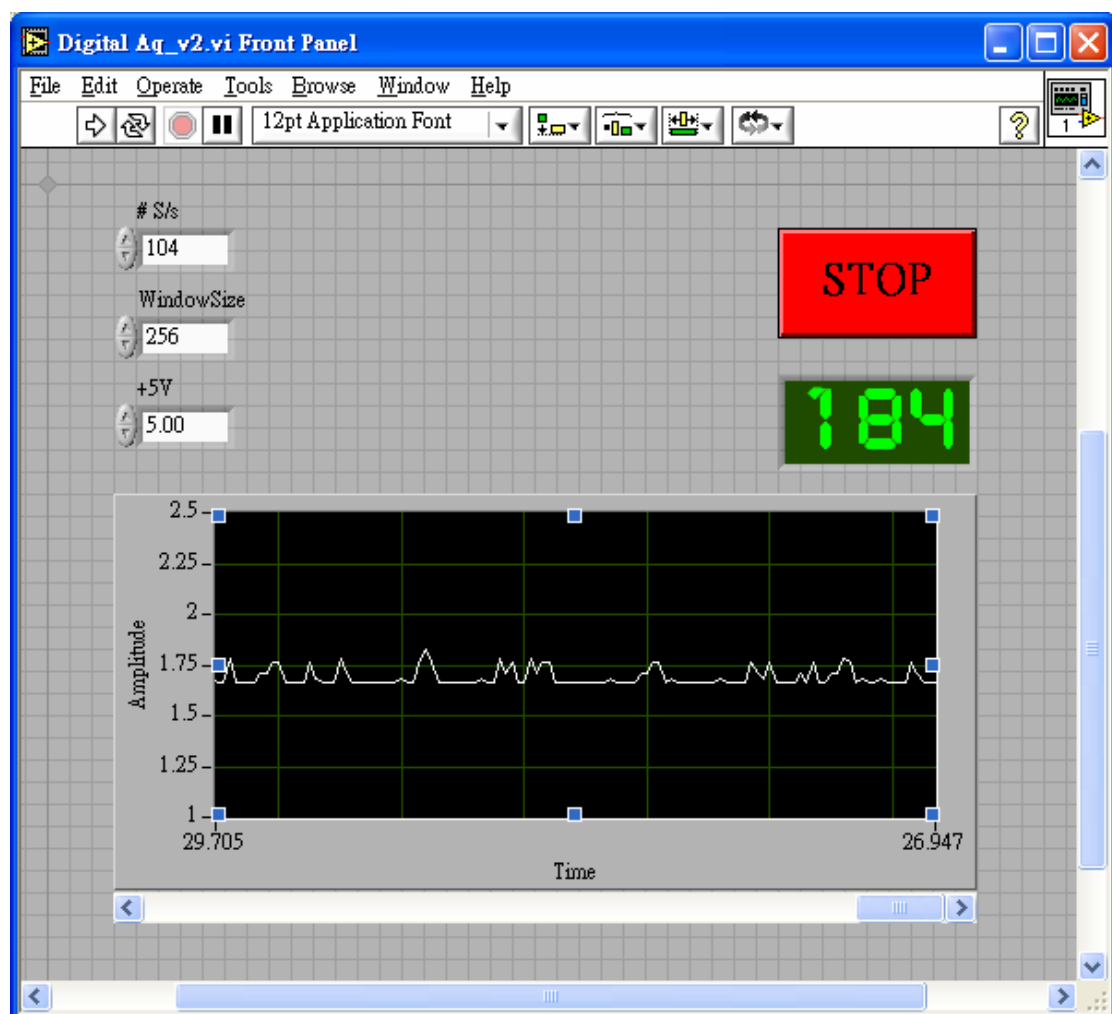


Fig.18 LabVIEW interface for data acquisition

程式的架構為設定以 418MHz 接收到的 clock 訊號作 trigger，每當 negative edge 時候就 sample 350MHz 的接收數位訊號。由於 clock 有 synchronize 所以取到的資料點時間是正確的。在 front panel 上要事先輸入

clock 等效的每秒 sample 量 (104, 如上圖) 以換算 HBR (heart beat rate)。另外需要輸入 ADC 的 range 以便將數位的 0~255 換算回類比量值。我們使用的 range 因為鋰電池用後電壓下降, 其跨壓只有 5V, 故上面使用 5V 作為最大 (8'd255) 的值。

每次接收 16 個 bits 並在其中尋找 sync word (00111101) 的片段, 找到後前面的 8 個 bit 就是一組 data。剩下的位元則暫存起來, 置於下一次收進來的 16 bits 之前, 重複 search sync word 及收取資料。若沒有找到 sync word (e.g. bit error occur) 則傳回 -1 (ADC 只收 0~V_{CC}, 負電壓會變零: 因此 -1 可作為 bit error indicator。)

收進來的 ECG signal 每 256 個 (介面中的 WindowSize 欄) sample 計算其 HBR。使用下面的方法作 HBR 的計算, 撰寫於 TH.vi 中:

數位訊號處理主要是以程式尋找即時心跳速率。本來想要用 Pan-Tompkins [17] 方法做, 但是經過長時間的論文閱讀, 我們決定改用改良版的 [16]。核心思想類似, 今先討論 Pan-Thompkins 方法。

Pan-Tompkins block diagram 如圖 19 所示:

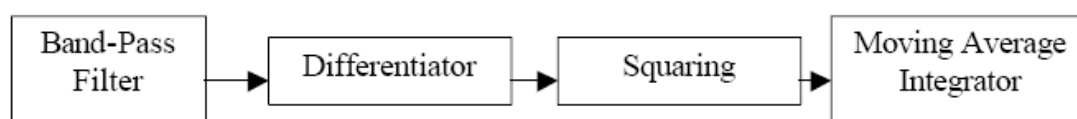


Fig19.Pan-Tompkins block diagram

其中

I. band-pass filter 的目的是為了衰減 EMG、Power line、Base-line wander、T wave noise。同時又可以不影響 QRS complex。在目前的設計是 2~10Hz, 型態是 butterworth。

II. differentiator 的目的是隔離高頻雜訊並且加強 QRS complex 的特徵。

III. squaring device 的目的是為了使得在做 moving-average 時每項均為正, 同時亦可增加 signal to noise ration。

IV. moving-average integrator 的目的是為了再一次增加 signal to noise ratio, 使得在下一步找特徵峰時又快又準。目前設計移動視窗大小為 32。

以圖 20(a) 的訊號為例, 經過上述的處理後可得到圖 20(b) 的結果。

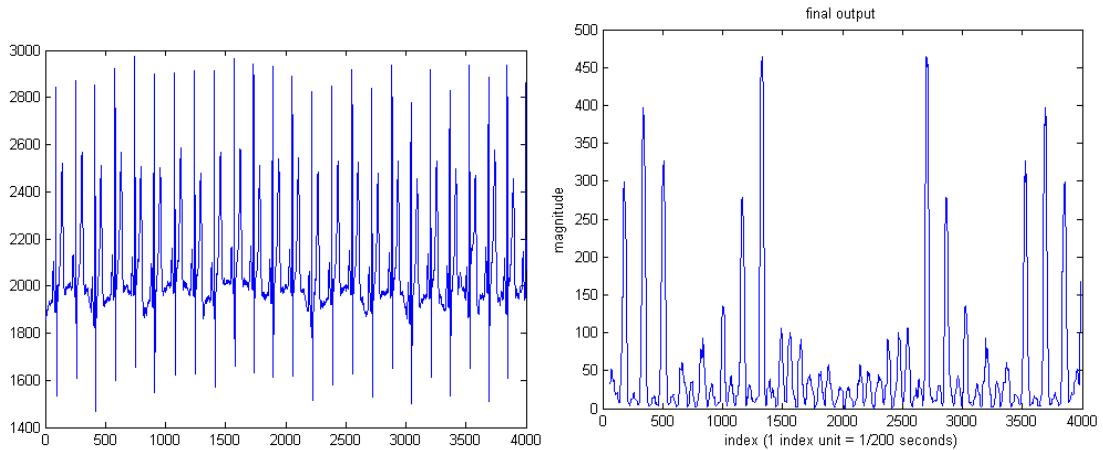


Fig20. (a) ECG raw data (b) Post-processed, for peak detection

找峰波的演算法為找到 local maximum 時拿這個值與前後 30ms 的樣品比較，這樣可以確保不會算進雜訊。以現有的資料測試過後覺得很棒。

而[16]的演算法如下所述，

Step 1: Band-pass $x[n]$ through a low-pass filter $h_L[n]$ and a high-pass filter $h_H[n]$ with their z-transform defined as

$$H_L(z) = \left(\frac{1 - z^{-6}}{1 - z^{-1}} \right)^2 \quad \text{and} \quad H_H(z) = \left(\frac{-1 + 32z^{-16} + z^{-32}}{1 - z^{-1}} \right)^2$$

The output is $y[n]$

Step 2: Differentiate $y[n]$ by using the following equation

$$y_2[n] = (-2)*y[n-2] - y[n-1] + y[n+1] + 2*y[n+2]$$

Step 3: If a maximum value is observed in its $\pm 30\text{ms}$ range, this is the time when a QRS peak happens. Record the index.

Step 4: Find two i 's (i_1 and i_2) that satisfies step 3.

Step 5: Heart rate = $60*200/(i_2 - i_1)$.

為了證實我們有經過各種論文的比較，我們圖示這些方法的結果。

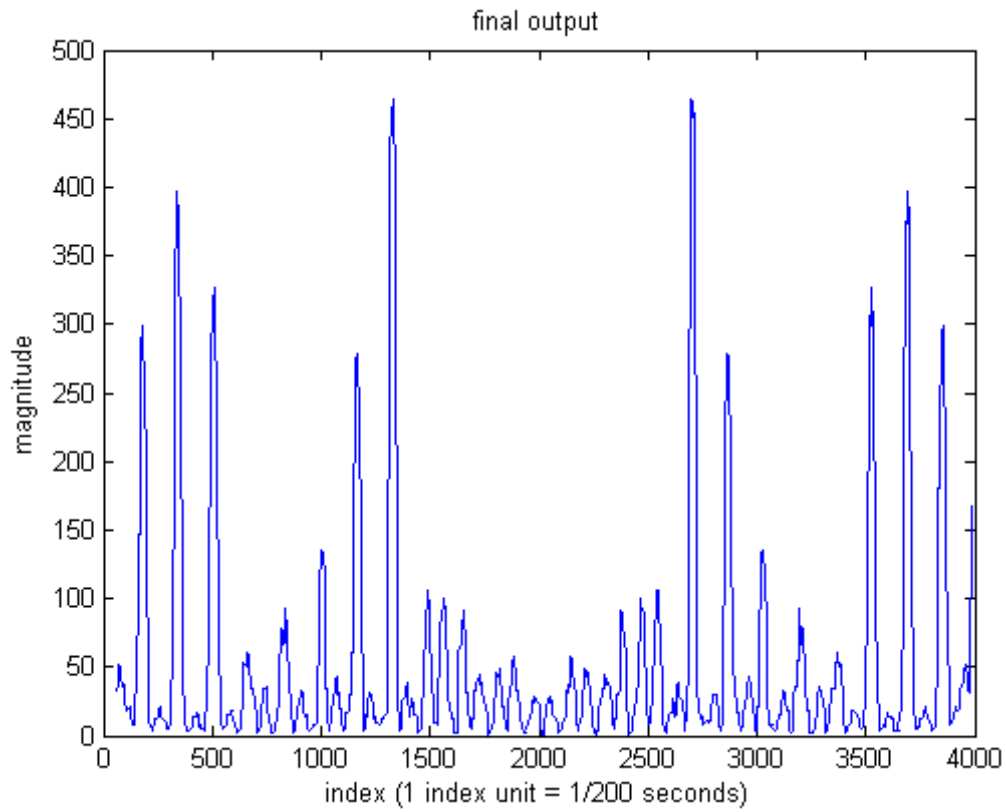
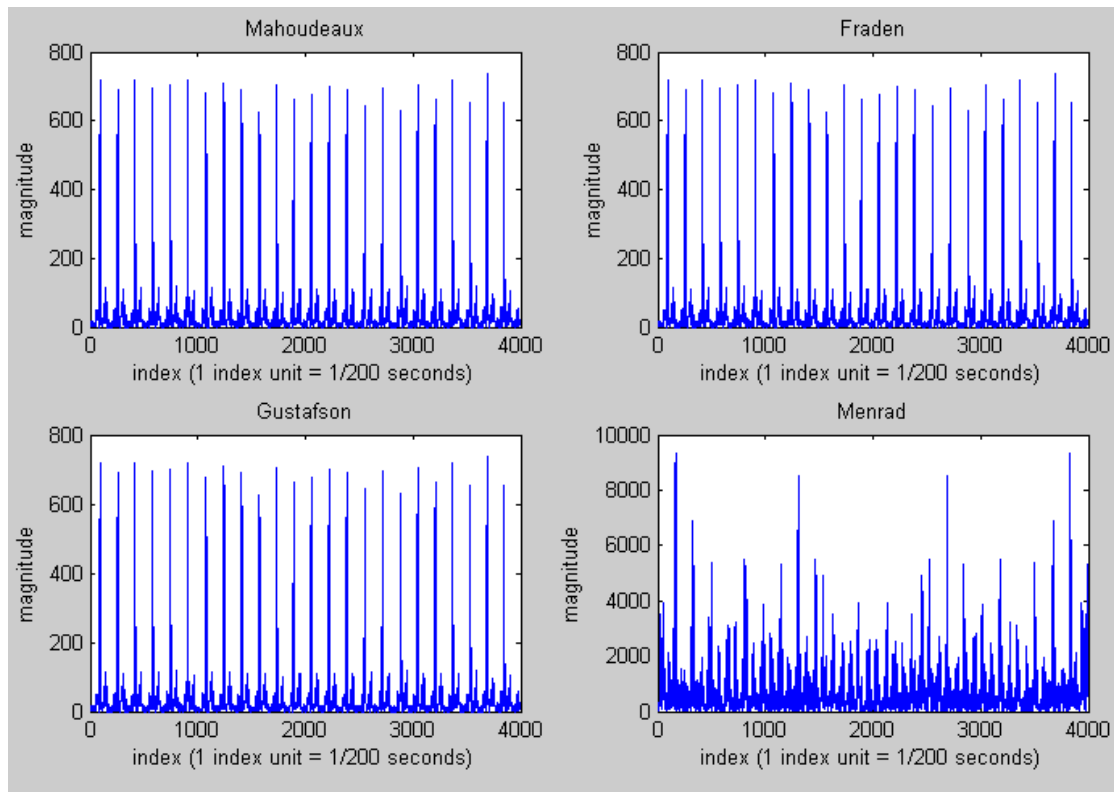


Fig.21 (a) as Fig.20 (b)



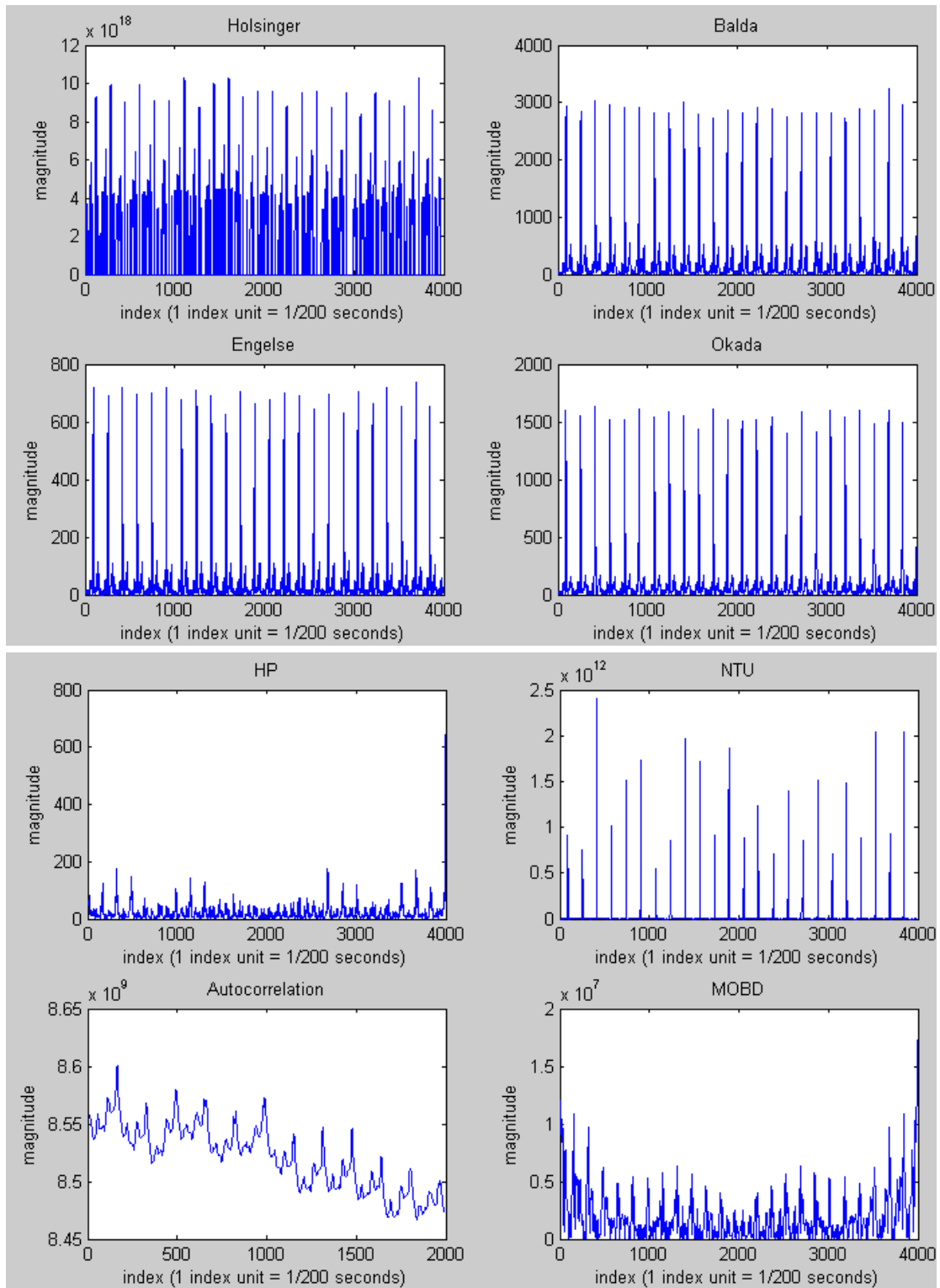


Fig.21 (b) (c) (d) ECG peak detection algorithm comparison

Method	ECG1.mat *	ECG2.mat
Mahoudeaux [5] [6]	72.727	134.83
Fraden [5] [7]	72.727	133.33
Gustafson [5] [8]	72.727	134.83

Menrad [5] [9]	72.727	134.83
Holsinger [5] [10]	72.727	134.83
Balda [5] [11]	72.727	133.33
Engelse [5] [12]	72.289	131.72
Okada [5] [13]	72.727	131.87
HP [14] [15]	70.588	139.53
NTU [16]	73.62	133.33
Autocorrelation	72.727	131.87
MOBD [4]	72.727	130.43

* ECG1.mat, ECG2.mat 取自李百祺網站

<http://ultrasound.ee.ntu.edu.tw/classnotes/bdsp/ECG1.mat>

從比較結果可以看見 [16]是一個很好的方法。

三、實驗方法

3.1 電極埋設

烏龜屬於爬蟲類動物，表皮具有鱗片，無法以皮膚電極黏貼的方式量測 ECG 信號。有學者使用鱷魚夾的方式夾於四肢上測量，但僅限於麻醉狀態下的烏龜。我們採用和[18]一樣的方式，在烏龜殼上鑽洞插電極針以固定電極，並保留烏龜的活動能力。最後電極選用電子實驗所用的排針，長 18mm，直徑 0.5mm 以減小對烏龜造成的傷害。[18]的研究顯示電極接觸面積越大所量到的 ECG 信雜比會較好，但我們的考量是減少對烏龜造成的傷害，並展示生理量測電路的設計，故採用較細的電極。

一般生理訊號使用的電極為銀 (Ag) 電極，配合電解液 (AgCl) 以減少生物的阻抗，使生物體內帶電離子可以和電極交換電子，量得信號。選用銀電極的理由是它的 half-cell potential 只有 0.248V，在電極-皮膚介面的電荷累積 (charge accumulation) 狀況不太嚴重；我們沒有辦法取得銀電極，所以採用銅的排針。理論上效果會比銀電極差，我們沒有比較不同電極的量測效果。未來可以改善的方法是電極的材質和尺寸的選用，這是比較直接影響量測訊號品質的關鍵因素之一。

電極的埋設方法是：首先將烏龜以 0°C 冰水輕度麻醉。由於烏龜屬於變溫動物，在低溫下會進入冬眠狀態，活動力降低，方便電極埋設；其次，在低溫下代謝的速率趨緩，傷口比較不會嚴重出血；第三，低溫下比較不會產生傷口感染。冷凍約 1.5 hours 後烏龜四肢會伸出殼外，活動力明顯下降（仍然有知覺，且有活動）。以電鑽在龜殼上鑽出直徑 1mm 左右的洞，輕微鑽穿龜殼即可，以減少對烏龜的傷害。然後將電極針插入洞中，接觸並刺到到肌肉以減小表皮的 impedance 影響。實驗觀察到烏龜有輕微出血狀況發生。

3.2 ECG 測量

以我們自行開發的烏龜心電圖遙測儀器 (11cm X 7.5cm X 5.5cm)，固定於烏龜背上。為減少烏龜行動時的 EMG 干擾，我們在 0°C 輕微麻醉狀態下進行 ECG 量測。文獻顯示烏龜的心跳速率會隨環境水溫有顯著變化，低溫下的心跳速率緩慢 ([18]中，20°C 水溫的 heart beat rate 只有 18.4bpm)。

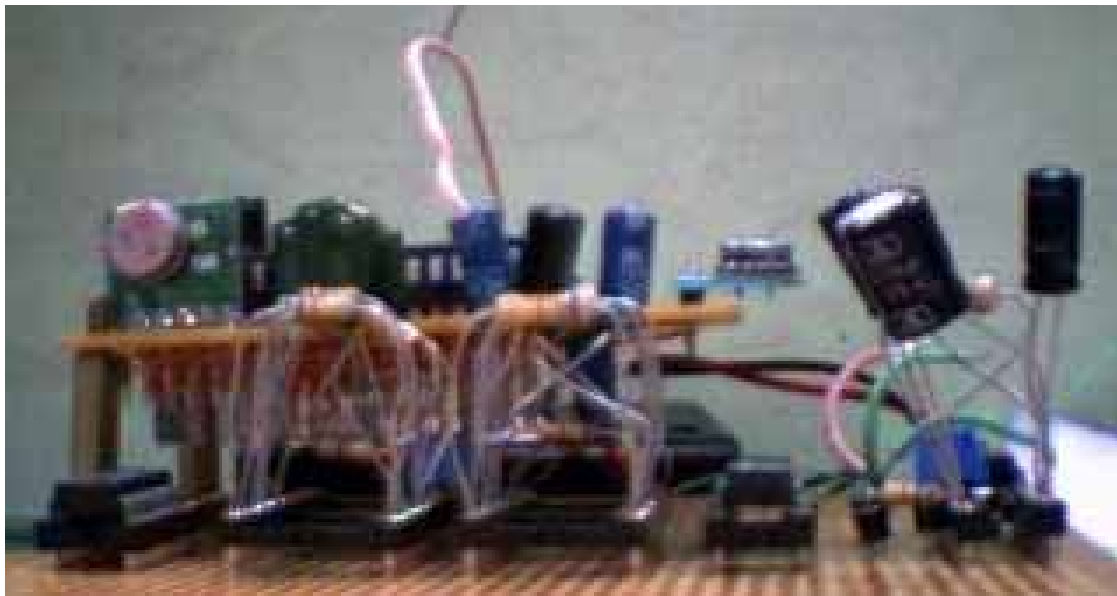
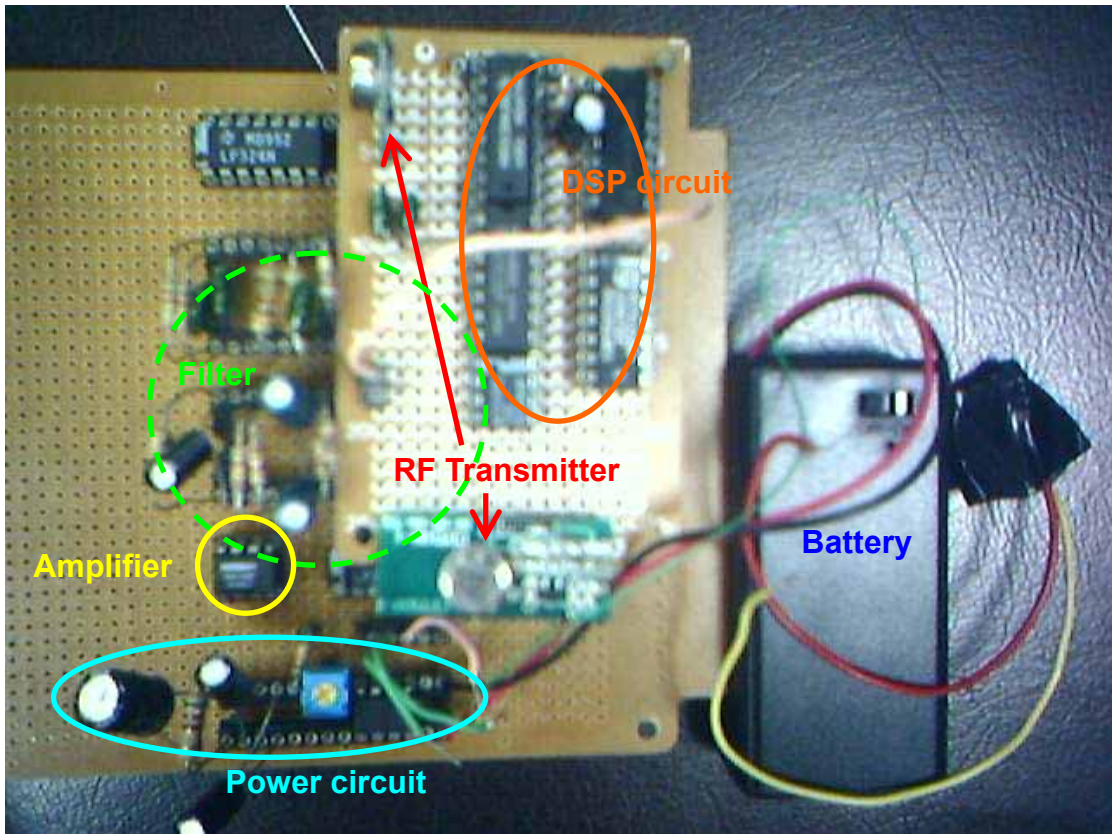
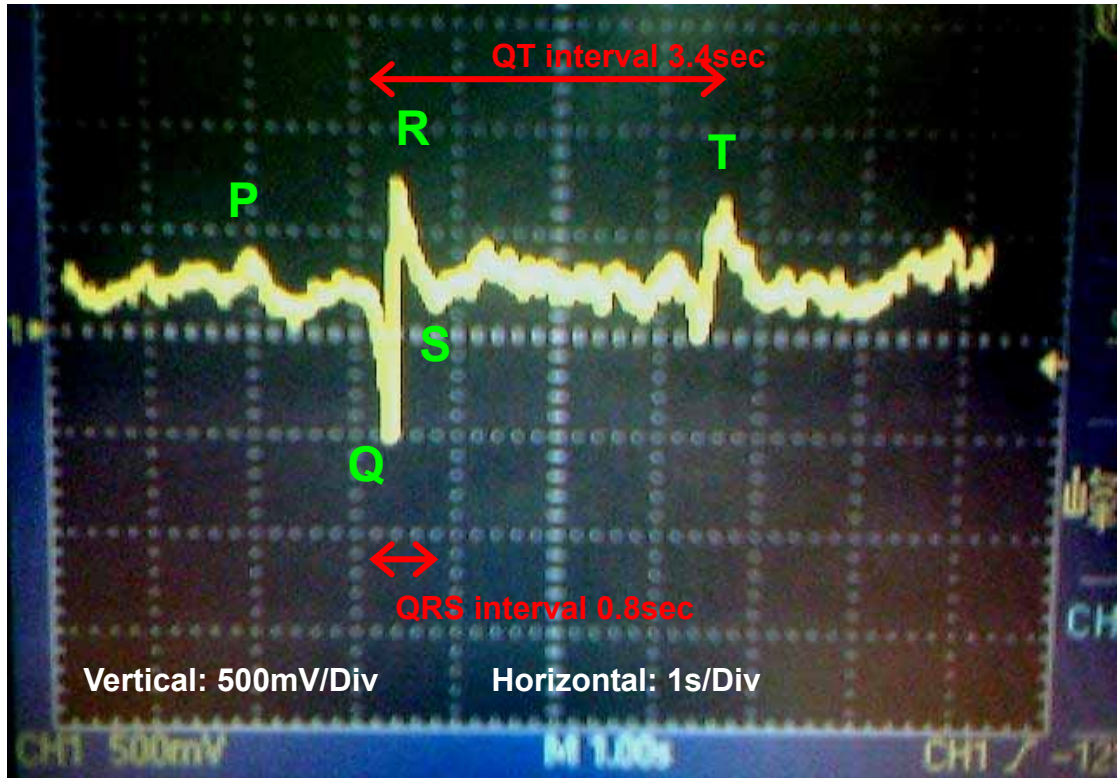


Fig.22 Our ECG telemetry system (a) Top view (b) Side view

四、實驗結果

烏龜的心電圖可以看到顯著的 QRS complex，我們另有觀察到 T wave。P wave 則因信雜比不夠而不明顯。圖 23 (a) ~ (e)是先以 Oscillate scope 量放大電路出來的信號的成果：



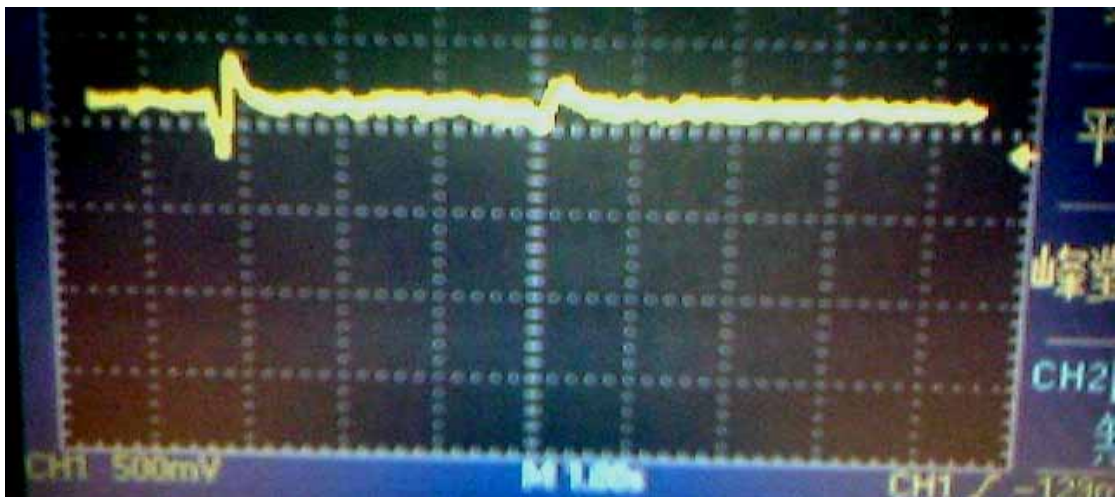
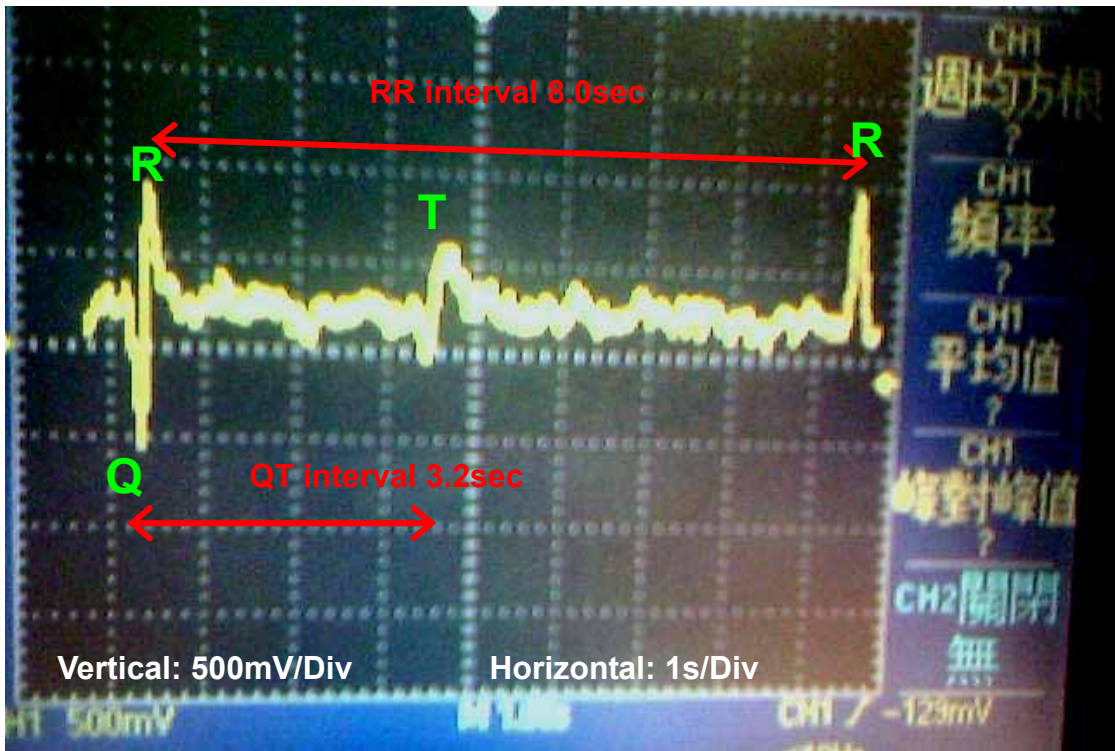


Fig.23 (a) ~ (e) Measured ECG waveform after amplifiers & filters,
by digital oscillate scope

特徵	數值
RR interval	8.0 sec
HBR	7.5 bpm @ 0°C
QT interval	3.4 sec
QRS interval	0.8 sec
QR amplitude	$1.25V / 2500 = 0.5mV$
T amplitude	$0.7V / 2500 = 0.28mV$

ECG 的量測證實我們系統的設計是有作用的。在冰水中的心跳速率比平常慢。我們嘗試在室溫下量烏龜的 ECG，但它活動頻繁，EMG 信號造成很大干擾；且不像人類的 EMG 頻譜有很高頻 (10kHz 以上)，烏龜活動緩慢，EMG 信號也和 ECG 約在同樣的頻率範圍之內。

加上無線傳輸模組後，將信號傳到電腦上。取樣頻率因 RF 模組的關係，只有 104 Samples/second，不太夠表示完整的 ECG pattern。量到的數位資料如圖 24：

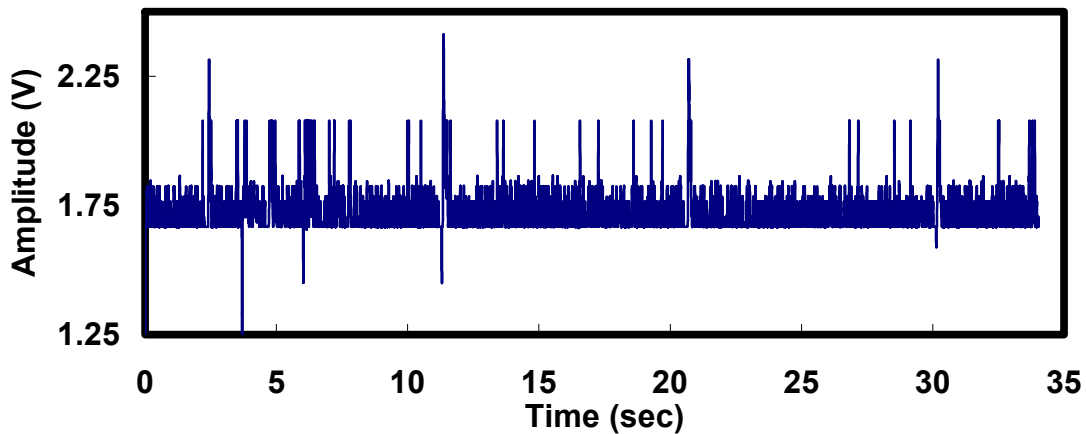


Fig.24 ECG received waveform in PC

可以看到雜訊的影響還頗大的。我們可以對上面的 ECG 波形作一些信號處理，以增進可讀性：採取的方法是簡單 moving average 的方式作低通的效果，圖 25 是取前後 10 個點作平均的 filtered ECG：

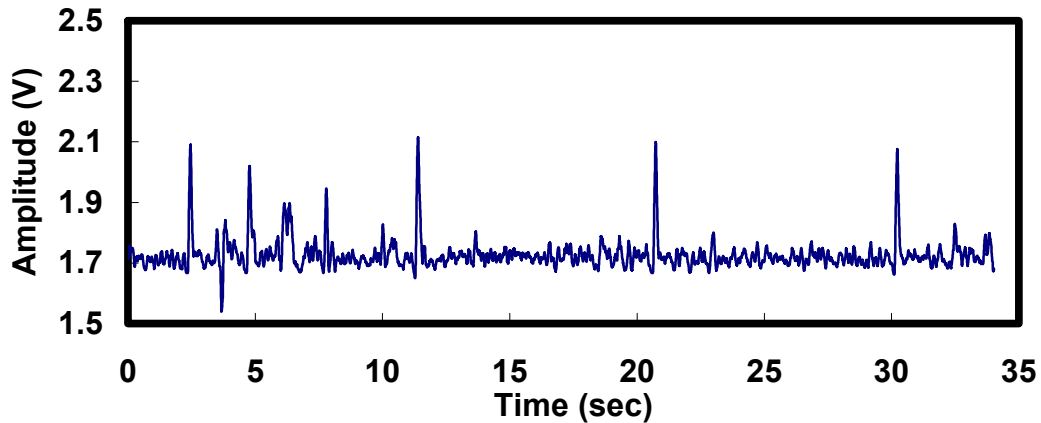


Fig.25 Filtered ECG waveform

濾波後比較容易觀察到 ECG 的圖像。在 2.448s、11.37s、20.72s 及 30.208s 的四個最高的 peak 是 R 波的信號。然後在 6.4s 附近的一團信號可能是 T wave。這個經過濾波的信號看起來就和一般的 ECG 有的樣子很相像了。放大其中的一個 QRS complex 觀察：

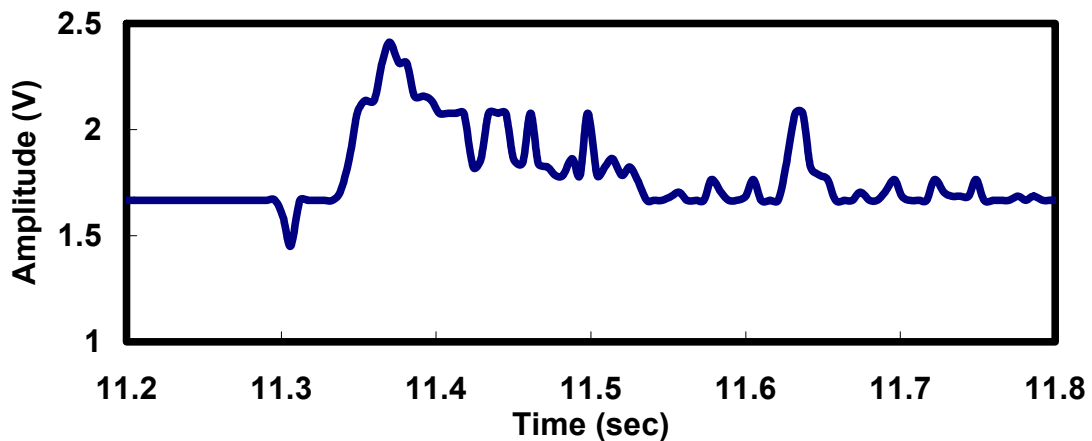


Fig.26 QRS complex waveform

可以看到烏龜的 QRS complex，但是雜訊的影響頗為嚴重。

圖 27 給出頻率響應是將 ECG 的波形作 Fourier Transform 得到的結果，未濾波前有許多雜訊，是因為 60Hz 的信號在 104 Samples/second 的取樣條件下無法表現出來，就變成各種頻率都有的 white noise spectrum 了。而乘上 moving average 這個 IIR filter 的頻率響應就如附圖，有一些頻率被抑止了。

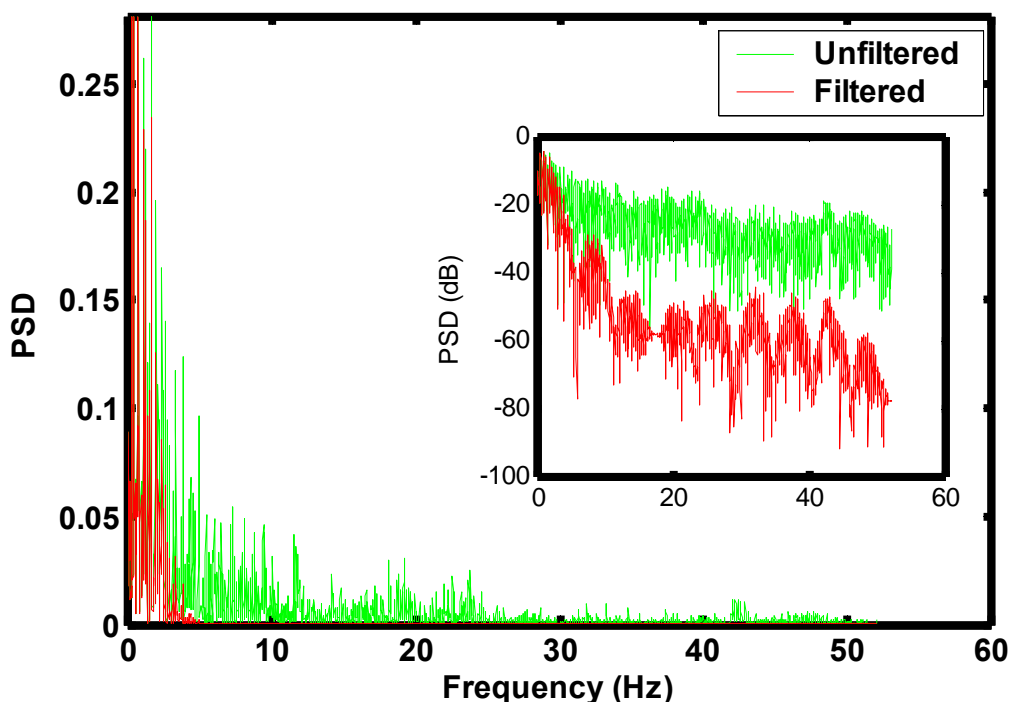


Fig.27 Frequency spectrum of turtle

特徵	數值
RR interval	9.3 sec
HBR	6.5 bpm @ 0°C
QT interval	4 sec
QRS interval	0.4 sec
QR amplitude	0.96V / 2500 = 0.4mV
T amplitude	--

數位化的資料比類比的能夠排斥雜訊：quantization 的效果會將一定程度的 noise 視作同一個 level。相對的，也就不能夠表示出連續的變化情形，對 pattern 產生 distortion。

由波形可以看到，數位傳輸對於信號有額外的影響。我們在接通數位電路的獨立 $\pm 3V$ 的電源之前的雜訊比較小（可從之前的示波器觀察看到）；接通電池後因為 RF 模組開始發送高頻訊號，影響整個電路。我們試過在接上數位傳輸系統之後，用示波器直接量放大器出來的訊號，發現 noise 增加成和 ECG 的大小不相上下，無法辨認其特徵。另一個可能原因是我們鋰電池沒有做好固定，只用膠帶固定造成接觸不良。改善方法是使用電池座，將可以減少因電壓 ripple 產生的影響。在測試數位電路部份時使用 power supply 穩定的 5V 都不會出現問題，clock 變形的情況也比較少；改用電池後應該加上穩壓電路以提供穩定的 clock，才能避免傳輸的錯誤發生。

和已有的研究[1]相比，其 HBR 為 25.2 ± 6.8 bpm、QRS interval 0.15 ± 0.02 s、QT interval 1.41 ± 0.38 s，或是[18]的 HBR 16.6 ± 4.7 bpm、QRS 0.36 ± 0.09 s、QT 1.13 ± 0.20 s 相比，在 0°C 麻醉下的烏龜的 HBR、QRS 或是 QT 均顯現出更緩慢的變化，顯現烏龜進入冬眠狀態，活動力下降反應在心跳速率上。

五、結論

Conclusions

We have demonstrated that our own-built ECG telemetry system on turtle functioned normally. Including measurement circuits of biological signals, digital processing components, communication system, and terminal interface design, were all integrated as a complete system. Although our preliminary system works, there are still lots of improvements/researches can be made, such as size (transferring to PCB for further size reduction), multi-channel or biological sensors (blood pressure, oxygen level), SNR (noise rejection), bit rate and bit error rate (some other Tx/Rx modules), biological signal measurement methods (electrodes: materials and size, lead positions), turtle ECG in different conditions (environment temperature, under water—without oxygen, chemicals), etc.

六、參考資料 Reference

- [1] R. M. Holz and P. Holz, "Electrocardiography in anaesthetized red-eared sliders (*Trachemys scripta elegans*)," *Research in Veterinary Science*, 58:67-69, 1995
- [2] J. G. Webster, "Medical Instrumentation: Application and Design," 3rd Ed., John Wiley & Sons, inc. 1998
- [3] R. S. Mackay, "Biomedical telemetry," 2nd Ed., John Wiley & Sons, inc. 1970
- [4] Suppappola, S., Ying Sun, "Nonlinear transforms of ECG signals for digital QRS detection: a quantitative analysis," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, Volume 41, Issue 4, Page(s):397 – 400, April 1994.
- [5] Friesen, G.M., etc., "A comparison of the noise sensitivity of nine QRS detection algorithms," *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, Volume 37, Issue 1, Page(s):85 – 98, Jan. 1990.
- [6] P. M. Mahoudeaux et al., "Simple microprocessor-based system for on-line ECG analysis," *Med. Biol. Eng. Comput.*, vol. 19, pp. 497-500, 1981.
- [7] J. Fraden and M. R. Neuman, "QRS wave detection," *Med. Biol. Eng. Comput.*, vol. 18, pp. 125-132, 1980.
- [8] D. Gustafson et al., "Automated VCG interpretation studies using signal analysis techniques," R-1044 Charles Stark Draper Lab., Cambridge, MA, 1977.
- [9] A. Menrad et al., "Dual microprocessor system for cardiovascular data acquisition, processing and recording," in *Proc. 1981 IEEE Int. Conf. Industrial Elect. Contr. Instrument.*, 1981, pp. 64-69.
- [10] W. P. Holsinger et al., "A QRS preprocessor based on digital differentiation," *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. BME-18, pp. 212-217, 1971.
- [11] R. A. Balda et al., "The HP ECG analysis program," *Trends in Computer-Processed Electrocardiograms*, J. H. vanBemmel and J. L. Willems, Eds. North Holland, 1977, pp. 197-205. *Eng.*, vol. BME-30, pp. 651-657, Oct. 1983.
- [12] W. A. H. Engelse and C. Zeelenberg, "A single scan algorithm for QRS-detection and feature extraction," *IEEE Comput. Card.*, Long Beach: IEEE Computer Society, 1979, pp. 37-42.
- [13] M. Okada, "A digital filter for the QRS complex detection," *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, vol. BME-26, pp. 700-703, Dec. 1979.
- [14] D.C. Reddy, *Biomedical Signal Processing Principles and Techniques*,

McGraw Hill, 2005.

[15] Ahlstrom, M.L. and W.J. Tompkins, "An inexpensive microprocessor system for high-speed QRS width detection," *IEEE, Frontiers Comput. Med.*, 1981.

[16] Ren-Guey Lee, etc., "A Novel QRS Detection Algorithm Applied to the Analysis for Heart Rate Variability of Patients with Sleep Apnea Biomedical Engineering Applications", *Basis & Communications*, Vol. 17 No. 5 October 2005.

[17] Hamilton, P.S. and W.J. Tompkins, "Quantitative investigation of QRS detection rules using MIT/BIH Arrhythmia database," *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, BME-1986;33.

[18] 許忠傑，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，中原大學醫學工程學系碩士論文，2004