

第二章 文獻探討

2.1 脈搏訊號原理

脈搏訊號為血壓訊號之一。學者指出，心臟是血液壓力波動力之來源，常態時心臟會一再重複的打出相同波形，可藉由傅利葉轉換得知重複之波形其組成成份為基本波及諧波，若把與相同諧波共振之器官歸為一類，便可得到內臟與經絡之間關係[46]。脈波是血液壓力波流經各臟腑與心臟共振狀況的縱合表現，身體各個器官及組織有著與血壓波的某一個特定頻率之共振現象，而以相同頻率共振的器官及組織，便構成了中醫醫學中之經絡。在不同生理狀況下，共振波的大小決定器官被動脈充血的程度，可以用非線性波動力學的第二諧波產生及波數加成之原則來加以推論得到[48]。研究發現，經由傅利葉轉換後之諧振波數與人體內臟之對應關係如下表 2-1 所示：

表 2-1 脈波諧振波與人體內臟對應關係

經傅利葉轉換後之脈波諧振波	對應之人體內臟器官
第零諧振波	心臟
第一諧振波	肝臟
第二諧振波	腎臟
第三諧振波	脾臟
第四諧振波	肺
第五諧振波	胃
第六諧振波	膽
第七諧振波	膀胱
第八諧振波	大腸
第九諧振波	三焦

一般經由血壓感測計量測到之脈搏訊號模型如圖 2-1 所示。圖 2-1 中各點關係分別為，0 點主動脈瓣開啟所產生，反映心臟舒張末期血管內的壓力

與容積，是血液流入動脈的開始點。F 點為收縮第一波峰，反映動脈內壓力與容積之最大值，其上升速度受心臟血液輸出量、心室射血速度、動脈阻力和管壁彈性影響。P 點為收縮第二波峰，反映左心室停止射血、動脈擴張、降壓、動脈內血液流動逆向反射波，其受血管阻力、血管彈性及血液速度變化影響。DN 為重搏彎曲點(Dicrotic Notch)，為主動脈靜壓排空時間，為心臟收縮與舒張的分界點，受血管阻力和血液速度影響。D 為重搏波(Dicrotic Wave)，其為舒張第一波峰，其產生原因一般認為是主動脈瓣在心室舒張早期突然關閉，血液倒流撞擊在主動脈瓣上並彈回血流使主動脈再次稍有提升，血管又輕微擴張所形成之主動脈彈性回縮波，其受血管彈性與主動脈關閉狀態所影響[49][50]。

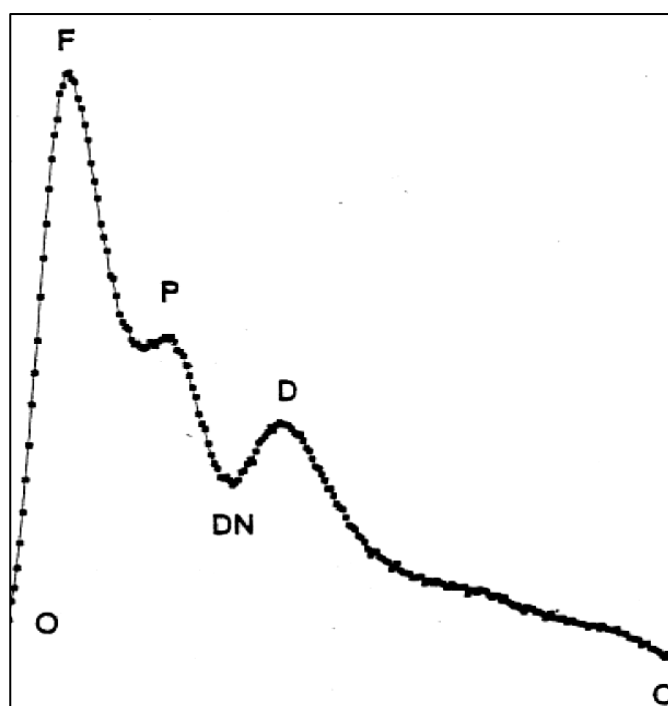


圖 2-1 脈搏波型模型

經由上所述，得知可經由血壓分析了解人體生理之概況，而脈搏屬於血壓訊號之一，因此同樣的可經由分析脈搏訊號以了解人體之生理情形。

2.2 儀表差動放大器

經由感測器所量測的人體生理訊號往往相當微小且充斥著各式各樣的雜訊，有些雜訊的頻率不包含在我們想要的訊號頻段內，此類雜訊可透過濾波器(Filter)來加以濾除，使得後端接收到的生理訊號更為精確；但有些雜訊其頻率位於我們欲加以量測的頻段內，而在這樣的情況下，可採用儀表差動放大器，以減弱此類雜訊。因此常使用儀表差動放大器作為信號量測電路的前級放大以濾除量測頻段內之雜訊[51]。

圖 2-2 為一差動放大器， V_{cm} 表示共模雜訊， V_{sig} 為需要放大的差模訊號，假設此電路整體放大倍率為 A 倍，經由式子(2-1)，可知道量測訊號經過此差動放大器後，共模訊號部分即雜訊將被濾除，而僅放大差模訊號部份。

$$\begin{aligned} V_{In+} &= V_{cm} + V_{sig}, & V_{In-} &= V_{cm} \\ V_{out} &= A \times (V_{In+} - V_{In-}), & V_{out} &= A \times (V_{cm} + V_s - V_{cm}) \quad (2-1) \\ V_{out} &= A \times V_s \end{aligned}$$

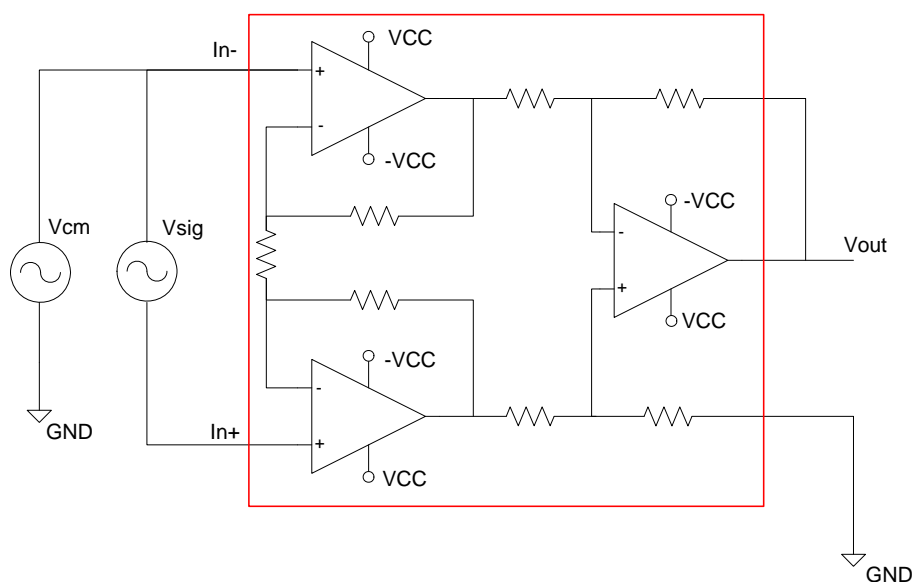


圖 2-2 儀表差動放大電路

上述情形為在理想狀態下之結果，但在實際情形下，由於元件本身的非理想特性，會使得共模訊號部分也會予以放大，在這樣的情形之下，定

義了一項重要的指標參數，即共模拒斥比(Common Mode Rejection Ratio, CMRR)，式子(2-2)為共模拒斥比，其中 A_d 稱差模增益為差模訊號放大倍率， A_c 稱共模增益為共模訊號放大倍率，當此 CMRR 其值越高時，即表示共模訊號影響訊號程度越小，因此此 CMRR 作為差動放大器效能分析上的一項重要指標依據。

$$CMRR(dB) = 20 \times \log \left(\frac{\text{差模增益 } A_d}{\text{共膜增益 } A_c} \right) \quad (2-2)$$

有關儀表差動放大器的放大倍率計算，我們可經由圖 2-3 推導。推導如下：

如圖 2-3 所示，已知在運算放大器為負回授組態時，運算器兩輸入端具需短路特性，得到式子(2-3)

$$\begin{aligned} V_a &= V_c, \quad V_b = V_d \\ I &= \frac{V_d - V_c}{R_2} = \frac{V_b - V_a}{R_2} \\ V_f - V_e &= I \times (R_1 + R_2 + R_3) = \frac{V_b - V_a}{R_2} \times (R_1 + R_2 + R_3) \end{aligned} \quad (2-3)$$

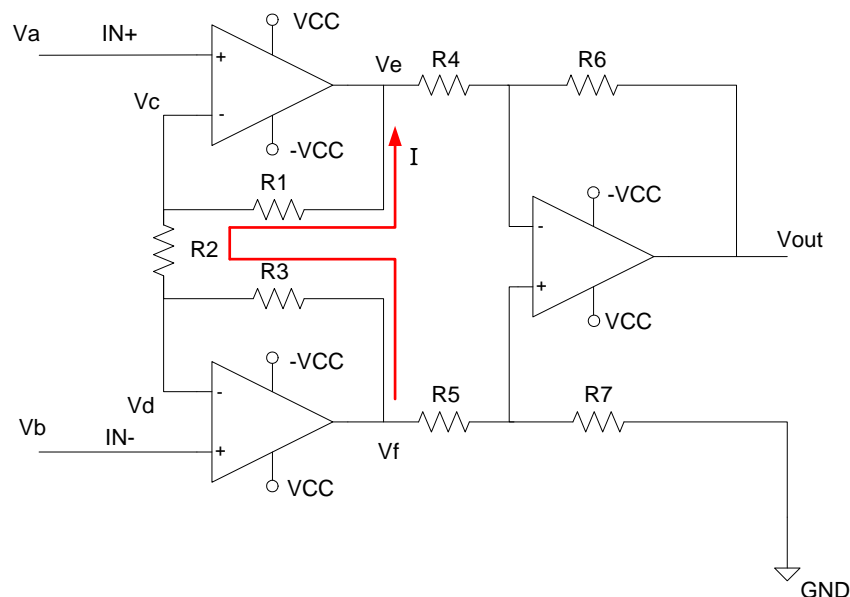


圖 2-3 儀表差動放大電路

接著根據重疊定理，單獨計算出 V_e 與 V_f 之輸出，首先令 $V_f=0$ ，計算

Ve 輸入產生之輸出 Vout

$$V_{out} = V_e \times \left(-\frac{R_6}{R_4} \right)$$

接著令 Ve=0，計算 Vf 輸入產生之輸出 Vout

$$V_{out} = V_f \times \frac{R_7}{R_5 + R_7} \times \left(1 + \frac{R_6}{R_4} \right)$$

合併上述 Ve 和 Vf 個別對輸出 Vout 之成分，如下：

$$V_{out} = V_f \times \frac{R_7}{R_5 + R_7} \times \left(1 + \frac{R_6}{R_4} \right) - V_e \times \frac{R_6}{R_4}$$

為了方便計算放大倍率，令 R4=R5，R6=R7，形成式子(2-4)

$$\begin{aligned} V_{out} &= V_f \times \frac{R_6}{R_4 + R_6} \times \frac{R_6 + R_4}{R_4} - V_e \times \frac{R_6}{R_4} \\ &= V_f \times \frac{R_6}{R_4} - V_e \times \frac{R_6}{R_4} = (V_f - V_e) \times \frac{R_6}{R_4} \end{aligned} \quad (2-4)$$

將式子(2-3)代入至式子(2-4)得到，

$$V_{out} = (V_b - V_a) \times \left(1 + 2 \times \frac{R_1}{R_2} \right) \times \frac{R_6}{R_4}$$

將 Vb-Va 移到左邊，整體差動放大器其放大倍率為式子(2-5)所示：

$$A = \frac{V_{out}}{V_a - V_b} = \left(1 + 2 \times \frac{R_1}{R_2} \right) \times \frac{R_6}{R_4} \quad (2-5)$$

2.3 高通及低通濾波器

藉由感測器所擷取之人體訊號，常包含感測器本身、供應之直流電源以及其它原因所產生之不必要成分，在此我們統稱為雜訊，而由上一節我們已知，儀表差動放大器可濾除在所需量測頻段內之雜訊，因此經過儀表差動放大器後，訊號仍舊存在其它較高頻或者低頻之雜訊，此時我們必須再經由高頻及低頻濾波器加以濾除，以得到更精確之訊號，底下介紹 Sallen-Key 高低頻濾波器[51]，並詳述其原理。

2.3.1 Sallen-Key 濾波器原理分析

Sallen-Key 濾波器為 P. Sallen 和 E. L. Key 所提出，當時所提之電路架構如圖 2-4 所示：

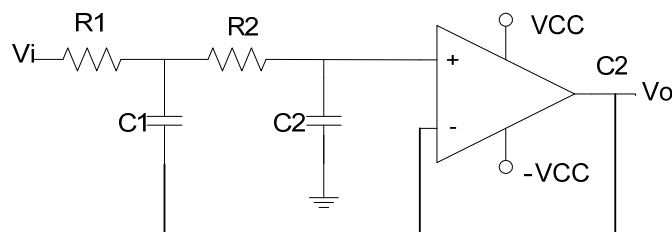


圖 2-4 Sallen-Key-Filter

如上圖 2-4，當 V_i 為低頻率訊號時，根據電容特性，兩顆電容 C_1C_2 在電氣上處於開路狀態，此時電路整體形成一單一增益電壓隨耦器，輸入訊號 V_i 經由運算器輸出至 V_o ；而在高頻時， C_1 和 C_2 兩顆電容電氣上為短路狀態，輸入訊號 V_i 將全數經由短路電容而進入地端，輸出呈現為 0。

圖 2-5 為一般常用於電路中 Sallen-Key Filter 電路，底下詳述其電路工作原理。

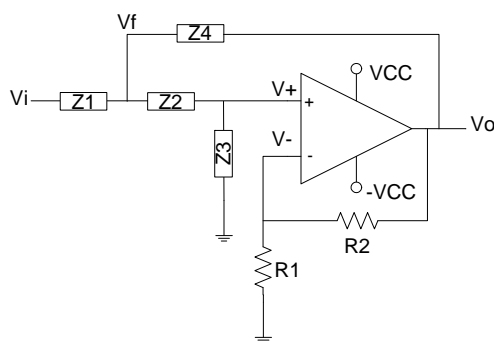


圖 2-5 Sallen-Key-Filter

根據克希荷夫電流電律，在節點 Vf 其電流方程式為

$$\begin{aligned}\frac{V_i - V_f}{Z_1} &= \frac{V_f - V_+}{Z_2} + \frac{V_f - V_o}{Z_4} \\ \frac{V_i}{Z_1} + \frac{V_+}{Z_2} + \frac{V_o}{Z_4} &= \frac{V_f}{Z_1} + \frac{V_f}{Z_2} + \frac{V_f}{Z_4} \\ V_f \times \left(\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_4} \right) &= V_i \times \frac{1}{Z_1} + V_+ \times \frac{1}{Z_2} + V_o \times \frac{1}{Z_4}\end{aligned}\quad (2-6)$$

同樣根據克希荷夫電流定律，可得到節點 V+ 之電流方程式為

$$\begin{aligned}\frac{V_f - V_+}{Z_2} &= \frac{V_+}{Z_3} \Rightarrow V_+ \times \left(\frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_3} \right) = \frac{V_f}{Z_2} \\ V_f &= V_+ \times \left(1 + \frac{Z_2}{Z_3} \right)\end{aligned}\quad (2-7)$$

整理上兩式，將(2-7)代入(2-6)得到

$$\begin{aligned}V_+ \times \left(1 + \frac{Z_2}{Z_3} \right) \times \left(\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_4} \right) &= V_i \times \frac{1}{Z_1} + V_+ \times \frac{1}{Z_2} + V_o \times \frac{1}{Z_4} \\ V_+ \times \left(\frac{Z_2 + Z_3}{Z_3} \right) \times \left(\frac{Z_2 Z_3 + Z_1 Z_4 + Z_1 Z_2}{Z_1 Z_2 Z_4} \right) - V_+ \times \frac{1}{Z_2} &= V_i \times \frac{1}{Z_1} + V_o \times \frac{1}{Z_4} \\ V_+ \times \left(\frac{Z_2 Z_2 Z_4 + Z_2 Z_1 Z_4 + Z_2 Z_1 Z_2 + Z_3 Z_2 Z_3 + Z_3 Z_1 Z_4 + Z_3 Z_1 Z_2 - Z_1 Z_3 Z_4}{Z_1 Z_2 Z_3 Z_4} \right) & \\ &= V_i \times \frac{1}{Z_1} + V_o \times \frac{1}{Z_4} \\ V_+ \times \left(\frac{Z_2 Z_2 Z_4 + Z_2 Z_1 Z_4 + Z_2 Z_1 Z_2 + Z_3 Z_2 Z_3 + Z_3 Z_1 Z_2}{Z_1 Z_2 Z_3 Z_4} \right) &= V_i \times \frac{1}{Z_1} + V_o \times \frac{1}{Z_4} \\ V_+ &= V_i \times \left(\frac{Z_2 Z_3 Z_4}{Z_2 Z_2 Z_4 + Z_2 Z_1 Z_4 + Z_2 Z_1 Z_2 + Z_3 Z_2 Z_3 + Z_3 Z_1 Z_2} \right) \\ &+ V_o \times \left(\frac{Z_1 Z_2 Z_3}{Z_2 Z_2 Z_4 + Z_2 Z_1 Z_4 + Z_2 Z_1 Z_2 + Z_3 Z_2 Z_3 + Z_3 Z_1 Z_2} \right)\end{aligned}\quad (2-7)$$

再根據柯希荷夫電流定律，得到 V- 節點電流方程式為

$$\frac{V_o - V_-}{R_4} = \frac{V_-}{R_3} \Rightarrow \frac{V_-}{R_4} + \frac{V_-}{R_3} = \frac{V_o}{R_4}$$

$$V_- \times \left(\frac{R_3 + R_4}{R_3 R_4} \right) = V_o \times \frac{1}{R_4} \Rightarrow V_- = V_o \times \frac{1}{R_4} \times \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} \quad (2-8)$$

$$V_- = V_o \times \frac{R_3}{R_3 + R_4}$$

接著為了方便求得該電路其轉移函數，以增益方塊圖取代電路，如下圖 2-6 所示：

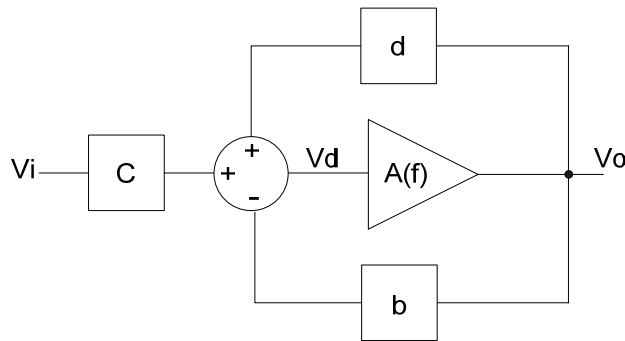


圖 2-6 Sallen-Key Filter 增益方塊圖

其中 $A(f)$ 為運算放大器開迴路增益

$$b = \frac{R_3}{R_3 + R_4}$$

$$c = \frac{Z_2 Z_3 Z_4}{Z_2 Z_2 Z_4 + Z_1 Z_2 Z_4 + Z_1 Z_2 Z_2 + Z_2 Z_3 Z_4 + Z_1 Z_2 Z_3}$$

$$c = \frac{Z_1 Z_2 Z_3}{Z_2 Z_2 Z_4 + Z_1 Z_2 Z_4 + Z_1 Z_2 Z_2 + Z_2 Z_3 Z_4 + Z_1 Z_2 Z_3}$$

$$V_d = V_+ - V_-$$

從圖 2-6 增益方塊圖，可得到

$$V_o = A(f) \cdot V_d$$

$$V_d = c \cdot V_i + d \cdot V_o - b \cdot V_o$$

將上述兩式合併，

$$V_o = A(f) \cdot (c \cdot V_i + d \cdot V_o - b \cdot V_o) = A(f) \cdot c \cdot V_i + A(f) \cdot d \cdot V_o - A(f) \cdot b \cdot V_o$$

$$V_o - A(f) \cdot d \cdot V_o + A(f) \cdot b \cdot V_o = A(f) \cdot c \cdot V_i$$

$$V_o [1 - A(f) \cdot d + A(f) \cdot b] = A(f) \cdot c \cdot V_i$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{A(f) \cdot c}{1 - A(f) \cdot d + A(f) \cdot b}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{c}{\frac{1}{A(f)} - d + b} = \frac{c}{b} \times \left(\frac{1}{1 + \frac{1}{A(f)} - \frac{d}{b}} \right)$$

上式即為 Sallen-Key-Filter 電路轉移函數。由於理想放大器其開迴路增益為無窮大即 $A(f) \cong \infty$ ，式子可改為

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{c}{b} \times \left(\frac{1}{1 - \frac{d}{b}} \right)$$

為方便運算令 $\frac{1}{b} = K$ ， $c = \frac{N1}{D}$ ， $d = \frac{N2}{D}$ 代入上式得

$$\frac{V_o}{V_i} = K \times \frac{N1}{D} \times \left(\frac{1}{1 - K \cdot \frac{N2}{D}} \right) = \frac{K}{\frac{D}{N1} - K \cdot \frac{N2}{N1}}$$

將各個符號還原得下式

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{K}{\frac{Z2Z2Z4 + Z1Z2Z4 + Z1Z2Z2 + Z2Z3Z4 + Z1Z2Z3}{Z2Z3Z4} - K \cdot \frac{Z1Z2Z3}{Z2Z3Z4}}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{K}{\frac{Z2}{Z3} + \frac{Z1}{Z3} + \frac{Z1Z2}{Z3Z4} + \frac{Z1}{Z4} + 1 - K \cdot \frac{Z1}{Z4}} \quad (2-9)$$

式子(2-9)即為 Sallen-Key-Filter 其轉移函數表示式。

接下來我們根據上面所推導之 Sallen-Key_Filter 轉移函數，分別設計高、低通濾波器。

2.3.2 Sallen-Key 低通濾波器

一個低通標準二階濾波器轉移函數如式子(2-10)所示：

$$T(s) = \frac{w_o^2}{s^2 + \left(\frac{w_o}{Q}\right)s + w_o^2} \quad (2-10)$$

另也可表示如式子(2-11)，其中 fc 為濾波器轉折頻率(Corner Frequency)， Q 為濾波器品質因素(Quality Factor)。

$$T(s) = \frac{K}{-\left(\frac{f}{fc}\right)^2 + j\frac{f}{Q \cdot fc} + 1} \quad (2-11)$$

當輸入頻率 f 非常小於 fc 時，則濾波器轉移函數 $T(s)$ 約等於 K ，當輸入頻率 f 等於 fc 時，則因電路諧振現象使得轉移為 $T(s) = -jQK$ ，當 f 非常大於 fc 時，則轉移函數 $T(s) = -K \cdot \left(\frac{fc}{f}\right)^2$ ，訊號衰減比率為 f 比 fc 比率之平方倍。圖 2-7 為二階 Sallen-Key Low-Pass Filter 電路圖，比較前節所推導之 Sallen-Key-Filter 標準轉移函數，其阻抗對應分別為 $Z1 = R1$ ， $Z2 = R2$ ， $Z3 = \frac{1}{SC1}$ ， $Z4 = \frac{1}{SC2}$ ， $K = \frac{R3 + R4}{R3} = 1 + \frac{R4}{R3}$ ，將此對照關係代入式子(2-11)中，得到此 Sallen-Key-Filter 二階低通濾波器轉移函數為

$$\frac{Vo}{Vi} = \frac{K}{S^2 \cdot (R1R2C1C2) + S(R1C1 + R2C1 + R1C2(1-K)) + 1}$$

其中 $S = j2\pi f$ ， $j = \sqrt{-1}$ ，比較式子，可得到其轉折頻率及品質因數為

$$fc = f_L = \frac{1}{2\pi\sqrt{R1R2C1C2}} \quad , \quad Q = \frac{\sqrt{R1R2C1C2}}{R1C1 + R2C1 + R1C2(1-K)}$$

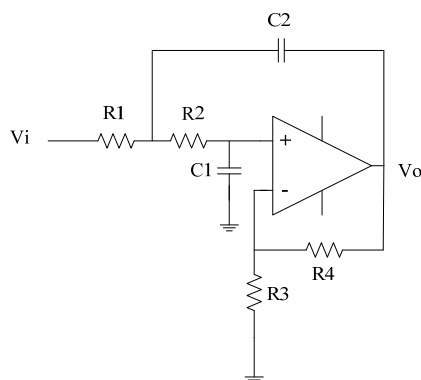


圖 2-7 Sallen-Key 低通濾波器

2.3.3 Sallen-Key 高通濾波器

一個高通標準二階濾波器轉移函數如式子(2-12)所示：

$$T(s) = \frac{S^2}{S^2 + \left(\frac{\omega_o}{Q}\right)S + \omega_o^2} \quad (2-12)$$

另也可表示如式子(2-13)，其中 f_c 為濾波器轉折頻率(Corner Frequency)， Q 為濾波器品質因素(Quality Factor)。

$$T(s) = \frac{-K \cdot \left(\frac{f}{f_c}\right)^2}{-\left(\frac{f}{f_c}\right)^2 + j\frac{f}{Q \cdot f_c} + 1} \quad (2-13)$$

當輸入頻率 f 非常小於 f_c 時，則濾波器轉移函數 $T(s) = -K \cdot \left(\frac{f}{f_c}\right)^2$ ，訊號衰減比率為 f 比 f_c 比率之平方倍，當輸入頻率 f 等於 f_c 時，則因電路諧振現象使得轉移為 $T(s) = -jQK$ ，當 f 非常大於 f_c 時，則轉移函數 $T(s)$ 約等於 K 。圖 2-8 為二階 Sallen-Key High-Pass Filter 電路圖，比較前節所推導之 Sallen-Key-Filter 標準轉移函數，其阻抗對應分別為 $Z1 = \frac{1}{SC1}$ ， $Z2 = \frac{1}{SC2}$ ， $Z3 = R1$ ， $Z4 = R2$ ， $K = \frac{R3 + R4}{R3} = 1 + \frac{R4}{R3}$ ，將此對照關係代入式子(2-9)中，得到此 Sallen-Key-Filter 二階低通濾波器轉移函數為

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{K}{\frac{1}{S^2 \cdot (R_1 R_2 C_1 C_2)} + \frac{1}{S} \cdot \left(\frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{(1-K)}{R_2 C_1} \right) + 1}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{K S^2 (R_1 R_2 C_1 C_2)}{S^2 \cdot (R_1 R_2 C_1 C_2) + S(R_2 C_2 + R_2 C_1 + R_1 C_2(1-K)) + 1}$$

其中 $S = j2\pi f$ ， $j = \sqrt{-1}$ ，比較式子，可得到其轉折頻率及品質因數為

$$f_c = f_H = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad , \quad Q = \frac{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}{R_2 C_2 + R_2 C_1 + R_1 C_2(1-K)}$$

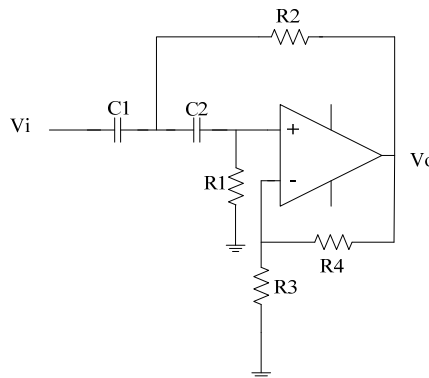


圖 2-8 Sallen-Key 高通濾波器

2.4 時間序列分析

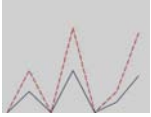

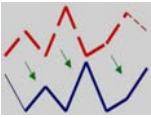
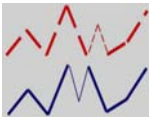
資料探勘是近年來相當熱門之研究領域，其主要精神是從大量資料中找出具意義或有代表性之資訊，而通常這些資訊是無法於短期發現或者無法直接經人眼辨識出，而其主要原因乃是因資料量相當龐大所致。因此從大量資料中找出具代表性之意義，且善加利用，將有利於決策的判斷。近年來，關於時間序列資料(Time-Series Dataset)的使用越來越頻繁，以及時間序列分析(Time-Series Analysis)的需求不斷地增加，已經有相當多的學者投入於時間序列的分析研究之中，且也已發展出許多可用於分析時間序列資料之演算法[35-40]。

人體生理資訊為人體生理概況之代言者，其屬於時間序列資料。我們可利用相關儀器長期紀錄人體生理資訊，如：血壓、心電圖、血氧濃度等，

並利用已發展之時間序列分析演算法，從大量人體生理資訊資料中分析出具有代表性之特徵，而作為醫療之參考。

由於時間序列其資料為經由長時間所收集，導致資料量常相當龐大，且由於時間拉長之因素，使得在資料收集過程中，可能會存在如表 2-2[52] 之問題，因此在分析時間序列資料上，往往探討的是時間序列之間相似程度，而非時間序列間之相同。下幾節為幾種已被應用於分析時間序列之相似程度量測方法及分析時間序列時可能遭遇之問題。

表 2-2 分析時間序列可能存在問題

<p>程度變形：指兩時間序列向量變化趨勢相同，但其強度不同。</p>	
<p>偏移量：指兩時間序列向量變化趨勢相同，但其基準點不同。</p>	
<p>平移：指兩時間序列向量變化相同，但其時間點不同。</p>	
<p>雜訊：指在兩時間序列之某資料點，由於實驗誤差所產生，而可能導致量相似度量測結果。</p>	

2.4.1 基本時間序列量測方法

歐幾里德相似度量測法(Euclidean similarity measure)為將時間序列視為 N 維空間之一點，而兩時間序列之距離即為此兩時間序列 N 維空間上之距離。其兩時間序列空間距離定義為：

$$Dis(S, Q) = \sqrt{\sum_{i=1}^N (s_i - q_i)^2} \quad (2-14)$$

但此方法只單純的計算兩時間序列在空間上距離對於時間序列具有程度變形及偏移量上並不能有效地處理。

式子(2-14)為皮爾生所提之相關係數(Pearson Correlation Coefficient)量測標準，由於為計算兩時間序列之相關係數，因此可以解決時間序列在程度變形及偏移量上之問題，但對於雜訊及移位等問題，並無法有效地解決。

$$Cor(S, Q) = \frac{\sum_{t=1}^N s_t q_t - \frac{\sum_{t=1}^N s_t \sum_{t=1}^N q_t}{N}}{\sqrt{\left(\sum_{t=1}^N s_t^2 - \frac{(\sum_{t=1}^N s_t)^2}{N}\right) \left(\sum_{t=1}^N q_t^2 - \frac{(\sum_{t=1}^N q_t)^2}{N}\right)}} \quad (2-15)$$

2.4.2 最長相同子序列方法(Longest Common Subsequence)

最長相同子序列方法為找出兩序列間最長相似子序列。根據最長相似子序列於原序列所佔比例，決定出時間序列間之相似程度。此種方法，可解決時間序列間位移之問題，但無法解決時間序列間程度變形及偏移量問題。因其只針對找尋時間序列間之最長子序列，對於程度變形及偏移量問題並沒有加以探討[33]。

2.4.3 Agrawal 相似序列量測法

Agrawal 等人延伸 LCS 概念，定義了若兩時間序列中具有足夠的相似子序列，而且此相似子序列之間並沒有重複，則此兩時間序列視為相似。之所以提出足夠之相似子序列便可表示序列間為相似，乃是由於考量序列間可能具有許多相同子序列，但其較為分散，而以直觀的觀點來判斷，此序列間應為相似，但 LCS 只針對最長子序列與原序列之間之比率問題，並無法辨識出序列間為相似。

2.4.4 動態時間變形(Dynamic Time Warping)相似序列量測法

此方法中心思想主要為針對序列間之位移問題。其概念為將序列間某點多次複製以將序列延伸，以找出序列間之最佳對齊方式，並計算延伸後的序列之間歐幾里德距離進而決定其序列間相似度。但由於仍舊使用歐幾里得距離計算其相似程度，因此對於序列間程度變形及偏移量問題，並無法有效解決[38]。

2.5 時間序列轉換

隨著資料量增加，使得分析時間序列方法變得難以運行。因資料量的增加使得方法在執行時所需的時間隨之攀高。因此為了解決因資料量提高而增加分析時所需之時間，已有不少學者提出將原有之資料維度轉換至另一維度之方法，以達成資料維度縮減。但資料維度的轉換勢必造成原始資料在特性上的破壞，因此如何使得在縮減資料維度及保存原始資料特性中取得平衡點為時間序列轉換重要之問題。底下為一些已用於資料維度轉換之方法。

2.5.1 Piecewise Aggregate Approximation (PAA)

PAA[39]的基本概念，是將一連串的序列資料點以線段取代，每一線段等長，線段的值為該線段所涵蓋的序列資料點的平均值，因此當以PAA取代原始序列時，即可達到降低資料維度的效果。圖2-9為一原始序列資料，圖2-10為一採用PAA處理過後之序列資料，比較兩圖可明顯看出，利用PAA可有效地減少資料維度。

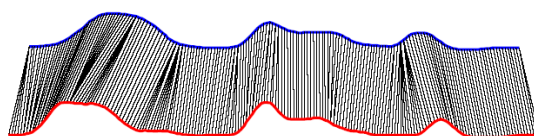


圖 2-9 未經 PAA 原始序列資料

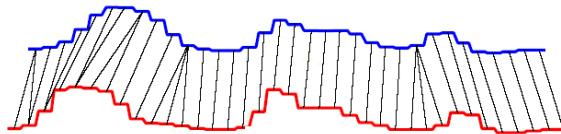


圖 2-10 經 PAA 後序列資料

2.5.2 Symbolic Aggregate approximation (SAX)

SAX[40]的方法為一種將資料維度縮減的方法，其主要概念為利用一定的符號量取代原始時間序列資料。一開始設定取代原時間序列的符號個數及將時間序列等分成數份。每一個等分的時間序列以其平均值為代表，再利用不同的符號加以取代。圖 2-11 為 SAX 示意圖。

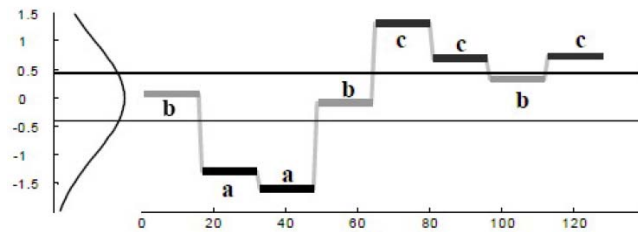


圖 2-11 SAX 示意圖

2.5.3 傅利葉轉換(Discrete Fourier Transform)

採用傅利葉轉換於時間序列資料維度的縮減[43]，主要用意為找出時間序列中具意義之特徵，然後利用找出之特徵作為時間序列向量的比較基準。但由於採用傅利葉轉換時，其為針對整體資料作考量，因此時間序列中較不明顯資料的特徵將可能被予以忽略。雖然採用傅利葉轉換可快速的轉換時間序列資料，但並不適用於資料長度不一的時間序列向量；除此之外，在解決平移、偏移量及程度變型上，傅利葉轉換也無法提供一有效處理。