

編號：CCMP96-TP-202

光學脈診感測頭

張榮森

國立中央大學

摘要

研究目的：

本研究製造一光學感測頭。

研究方法：

利用雷射打在待測點上，並以 MATLAB 軟體計算影像感測器紀錄的光點的質心變化，由系統中三角關係可求出脈搏振幅變化的大小，最後運用 FFT (Fast Fourier Transfer 快速傅立葉轉換)求出脈搏波的頻率，此一系統結構簡單且精確(精確度可達 $10\mu\text{m}$)。

結果與討論：

本計劃最後之成果為製造一雷射三角感測頭其不同之處再於設計一個輕薄短小之雷射三角感測頭。

關鍵詞：三角測量法、雷射三角感測頭、輕薄短小

Optical Pulse Diagonestic Sensor Head

Rong Seng Chang

National Central University

ABSTRACT

Aim:

This research is going to product an Optical pulse diagonestic sensor head.

Method:

By taking advantage of laser spot on the test point and calculating the light spot center of mass by matlab and triangular formular. We can get the variation of the pulse. At last we use FFT (Fast Fourier Transfer) to get the frequence of the pulse. The structure of this system is simple and accuracy. (the degree of accuracy is $10\mu\text{m}$.)

Results & Discussion:

The production of this project is to make a laser triangular sensor, specially is a small, lght, compact laser triangular sensor.

Keywords: Optical pulse diagonestic sensor head, triangular formular, small, light, compact.

壹、前言

一、背景

當發生疾病時會造成生理機轉出現異常，如果可以有一套很好的對身體定性且定量的指標系統，那我們將可以對身體進行健康狀況的評估與診斷，尤其在脈搏及穴道波方面更可以給我們很多的身體信息如血壓等。

在本研究所量測的脈搏及穴道波在中醫方面脈學很早就有很豐富的典籍，《難經》中獨取寸口脈，形成寸口脈法，《脈經》辨識的二十四種脈象，《瀕湖脈學》記載二十七種脈象，清朝李士林著《診家正眼》，清《醫宗金鑑》中，加上疾脈，共二十八種脈象。

西醫有關脈搏波方面的研究，則是從一九四四年始有研究報告發表，對不同動脈，再不同狀況下的脈搏波波形做了詳細的描述與比較。隨後脈搏波量測與波形分析的相關文獻陸續的發表，其中有描述正常人與患高血壓(Hypertension)，動脈硬化(Arteriosclerosis)等各種心臟血管疾病的病人的脈搏波形特徵。

脈搏及穴道點之電性亦是非常重要之數據，如 EEG 及皮膚電阻及 EMG，本計畫為多訊號平台故亦同時量測 EEG 及 EMG 之值。

目前對於物體表面量測的方式可分為接觸式與非接觸式量測兩種基本方法。然而非接觸式又可分為兩大類，主動式(active)與被動式(passive)兩種，主動式需要有光源的產生，被動式則不需要額外光源，是在自然光源下進行量測。非接觸式的優點在於它不需要有探頭，屬於非接觸性、非破壞性的光學量測方法，無人為操作上的視差，量測時間短，適合自動化；且不會對物體產生干擾，也沒有施加探頭壓力於物體，物體所產生的回饋量測誤差。

以光學量測法搭配電腦做運算，不但快速簡易，精確度高解成本低。現今已快速發展在物體表面輪廓的量測及其他應用方面。

以光學量測法來量測物體輪廓的方法有很多種，例如光束掃描式量測系統，及投射式條紋量測系統，疊紋量測法。光束掃描式量測系統多為使用陣列示鏡，或多面鏡將雷射光束掃描成一維的光束，再搭配 CCD 擷取影像系統來完成。由於必須使用多個面鏡，因此對於掃描頻率、掃描角度或掃描大小，參數甚多來做複雜的計算，且價格昂貴，成本負擔大。另一種投影式條紋量測系統直接將投影條紋投射於待測物體上，利用投影條紋的變形量來推算待測物表面的輪廓，此法簡單快速可以得到結果，但受限於條紋密度與影像處理系統的解析度，條紋密度稍微較密，則會失去黑白對比度變的難以解析，太稀疏則無法精細量測。目前多以相位移法逐次量測來增加解析度；而再實驗後發現此法量測誤差較大，在較精密的量測中並

不實用。疊紋量測法中，選擇適當的光柵條紋密度，可以準確且靈敏地量測物體表面的地形輪廓以及各點的高度變化，擁有即時且全場性量測的強大優點，可惜的是這樣多優點的量測法卻受限於複雜的影像處理與相位移法的操作過程，也限制了疊紋量測的應用。

本研究所使用的雷射結構光檢測法優點在於容易控制場景照明，比起光柵投影法較不易受到的影響，架設簡單成本低，計算投射於待測物表面的結構光源進行三維檢測。再搭配自撰的程式完成自動化以及運用光學質心法，可準確的計算出物體表面資訊。

二、目的

本研究製造一光學感測頭：利用雷射打在待測點上，並以 MATLAB 軟體計算影像感測器紀錄的光點的質心變化，由系統中三角關係可求出脈搏振幅變化的大小，最後運用 FFT(Fast Fourier Transfer 快速傅立葉轉換)求出脈搏波的頻率，此一系統結構簡單且精確(精確度可達 $10\mu\text{m}$)。

本計劃最後之成果為製造一雷射三角感測頭其不同之處再於設計一個輕薄短小之雷射三角感測頭。

中醫方面有二十八種脈象，但是至今仍很難量化，而本計劃的特點就是可以量化。本計畫之雷射三角量測法可用三個長條手指形狀之氣球壓在寸關尺，位置上，代替醫生隻手指並以不同的氣球壓力代替浮中沉之效果更加接近醫生量測人類脈象，且本研究將來擬與中醫界配合，以自己開發的光學量測系統來建立疾病資料庫，製成便宜方便家用診斷末端感測頭，接上家用電腦，上網連接診斷中心之診斷資料庫，做家護健診遙診之用，以期能對中醫的醫療與照護實務之結合有所貢獻。

貳、材料與方法

一、三角量測

(一)方法

利用綠光 LED 光源經過聚焦的光點成像在皮膚上，再經 CMOS 影像感測器擷取影像。完整的架構圖如圖 1.1、1.2。當皮膚位移 δX ，相當在 CMOS 影像感測器中位移 d ；當 θ 越大相同位移 δX ，會得到較大的 d ，這樣我們才容易觀測到變化。由原理推倒的式子可知： L 要越大越好， Z 要越小越好，所以一開始要依上述的取法固定位置。再來只要 L 、 X 的長度不變此系統像素與實際位移之間的關係亦不變，在量測上，因為每人手厚度不一，所以我們做一平移台可以改變綠光 LED 鉛直位置，但不改變其三角關係 (L 、 X 長度不變)，以求在皮膚面上都是最小成像點，減少質心法運算誤差。

實驗定 $L=10.20\text{cm}$ ， $X=9.25\text{cm}$ ；所以依原理： $\delta X = \frac{Z^2}{Lf} \cdot d$ ，其中 $\frac{Z^2}{Lf} = 6.79$ ；依校正結果 $1\text{pixel}=68.51\mu\text{m}$ （可測最小位移），即 $\frac{Z^2 Lf}{Lf} = 8.80$ ，與預測相近，導致其差異的原因為 CMOS 影像感測器是由一個一個像素堆疊而成，取像時，偵測到的移動不是很精確，線性度不高，移動一個像素，就移動 $68\mu\text{m}$ ，雖然我們可達 subpixel 的準確性，依然是線性度不高。另外主要是受限於校正平台的準確度及校正環境。

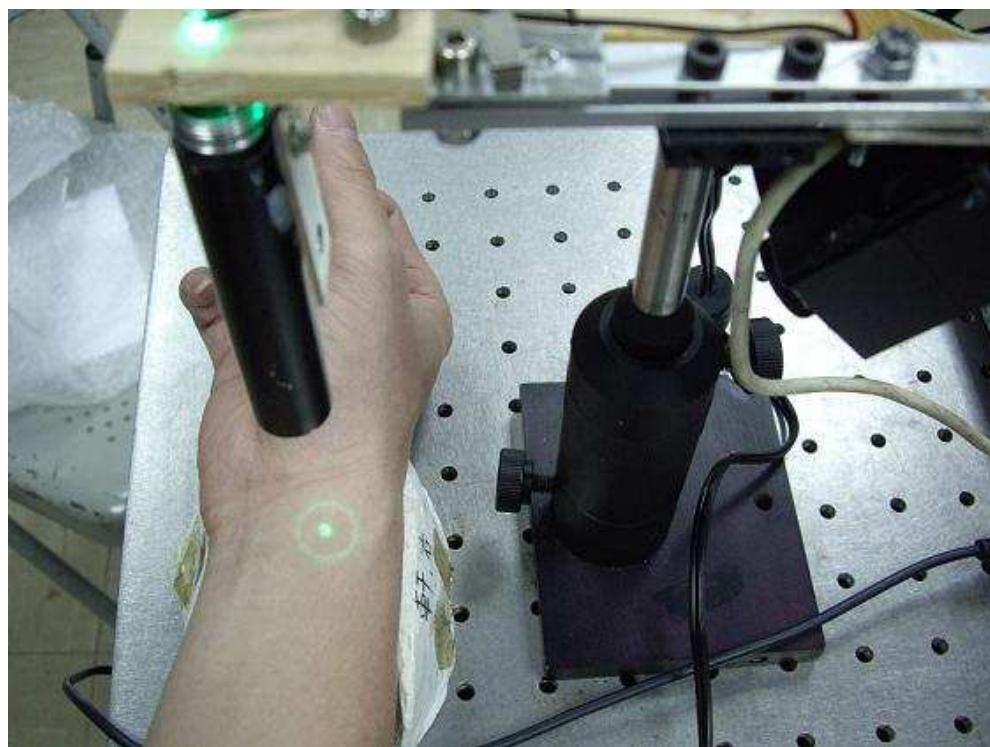


圖 1.1 實際架構圖

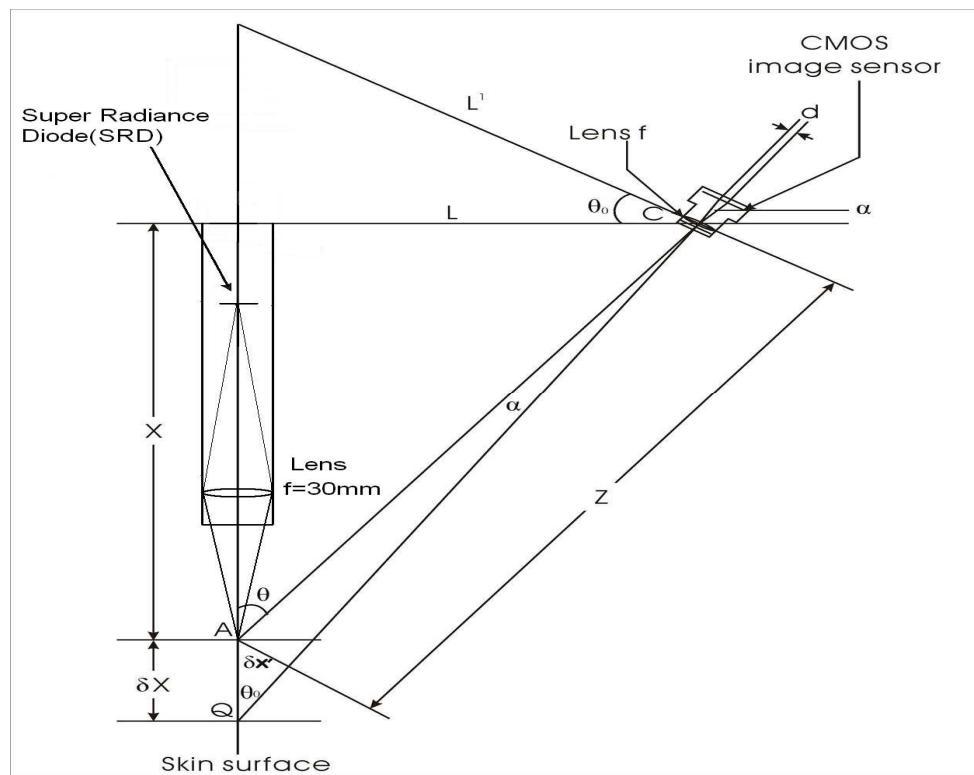


圖 1.2 架構圖

光學式三角量測原理

見圖 1.3，在三角形 ABQ 中， δX 很小(微擾)所以 $\theta_0 \approx \theta$ ，可知

$$\frac{\delta X'}{\delta X} = \sin \theta_0 \approx \sin \theta \quad (1-1)$$

可替換成

$$\frac{\delta X'}{\delta X} = \frac{L}{Z} \quad (1-2)$$

在三角形 ABC 中

$$\alpha = \frac{\delta X'}{Z} \quad (1-3)$$

而且透鏡之後的幾何關係為

$$\alpha = \frac{d}{f} \quad (1-4)$$

所以可改寫成

$$\delta X' = \frac{Zd}{f} \quad (1-5)$$

把 (2-1) 代入 (2-5) 式，得：

$$\delta X = \frac{Z^2}{Lf} \cdot d \quad (1-6)$$

式 (2-6) 中 $\frac{Z^2}{Lf}$ 是常數，所以 δX 正比於 d ，換句話說 δX 與 d 呈現性關係。

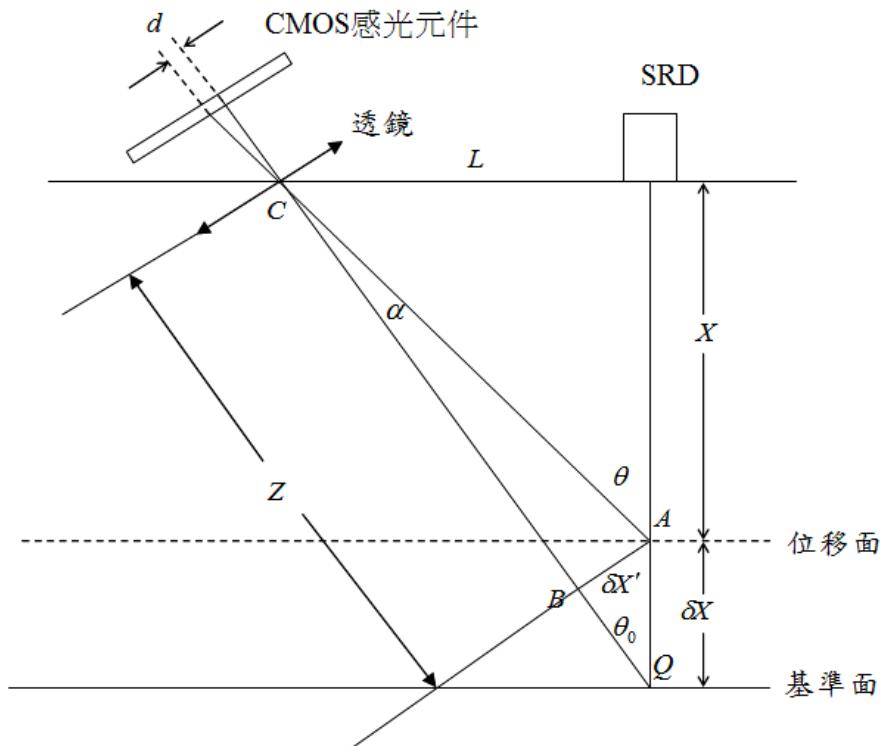


圖 1.3 三角量測示意圖

(二)離散傅立葉轉換 (DFT)

1. 傳立葉轉換

$x(t)$ 是連續函數，傳立葉轉換可寫成

$$X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \cdot e^{-j2\pi ft} dt \quad (1-7)$$

由頻率變成時間時，作傳立葉反轉換

$$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} X(f) \cdot e^{j2\pi ft} df \quad (1-8)$$

(1)離散傅立葉轉換

一離散時間信號 $x(t)$ 的離散傅立葉轉換與傳立葉反轉換

$$X(mF) = \sum_n x(nT) e^{-j2\pi mnFT} \quad (1-9)$$

$$x(nT) = \frac{1}{N} \sum_m X(mF) e^{j2\pi mnFT} \quad (1-10)$$

其中 $t = nT$ ， $f = mF$ 。取樣的關係，時間和頻率都是離散的，值得注意的是，上面的轉換是用於 $x(nT)$ 、 $X(mF)$ 皆為週期函數，但因我們限制他的範圍，如圖

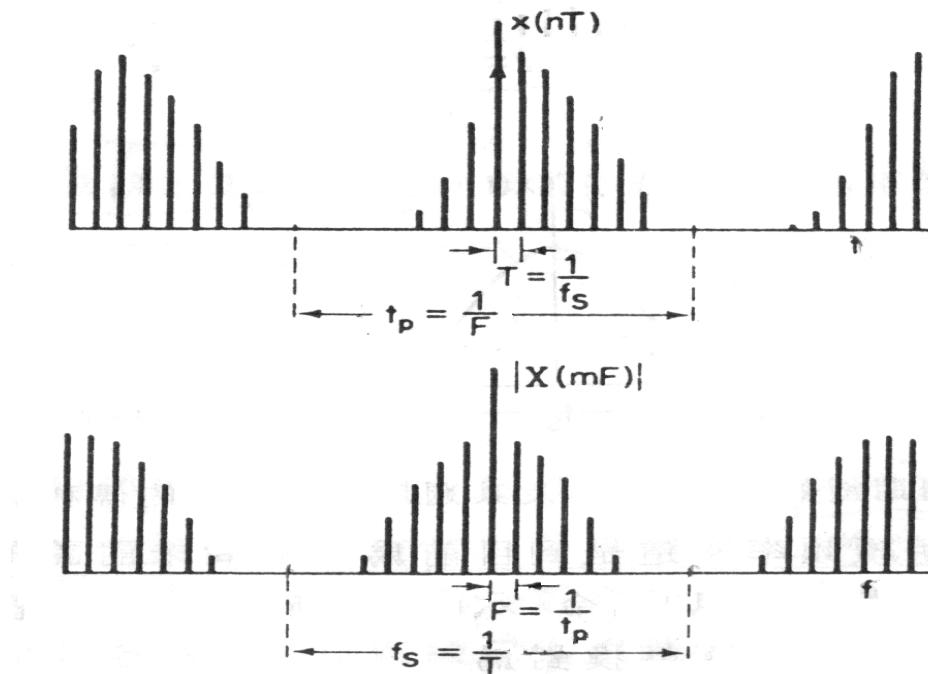


圖 1.4 時間和頻率皆離散轉換對的示意圖

$t_p = \frac{1}{F}$ ， $f_s = \frac{1}{T}$ ，在使用上 $x(nT)$ 、 $X(mF)$ 可以不必是週期函數。 N 是 $x(nT)$ 一週期內的總取樣數 ($n = 0, 1, 2, \dots, N-1$ ，共 N 個，第 N 是屬於下一週期)，亦是 $X(mF)$ 一週期內的總取樣數， N 可以是任意值。

上述的離散傅立葉轉換對要再被簡化以便計算，所以作以下簡化：

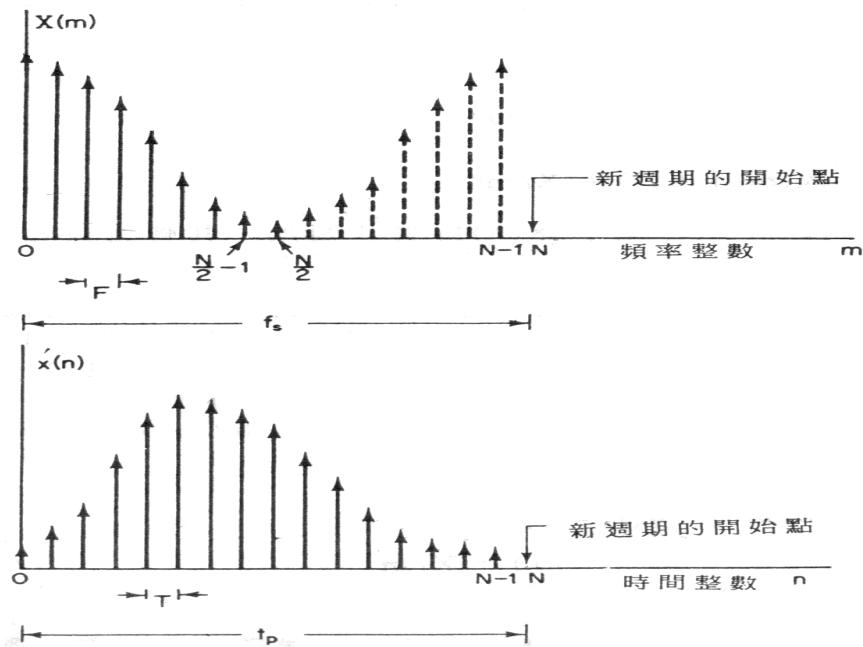
時間信號表示成 $x(n)$ ，並使其取樣型態為 $0 \leq n \leq N-1$ ，取樣數共 N 個；頻率函數表示成 $X(m)$ ，並使其取樣型態為 $0 \leq m \leq N-1$ ，取樣數共 N 個，且 $FT = \frac{1}{N}$ ，並令 $W_N = e^{-j\frac{2\pi}{N}}$ ， $W_N^{-1} = e^{j\frac{2\pi}{N}}$ ，所以 DFT 轉換對：

$$X(m) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W_N^{mn} , \quad m = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (1-11)$$

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} X(m) W_N^{-mn} , \quad n = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (1-12)$$

用整數變數 n 、 m ，比用時間和頻率當變數來的方便，所以使用上寫法上以 n 、 m 來代替；而其實際變數為時間頻率， $t = nT$ 、 $f = mF$ 。一週期內假設取 $N=16$ 個點（取樣數），則產生下面情況：

$M=n=N=16$ ，兩圖的關係大致如上述

圖 1.5 $N=16$ 離散傅立葉轉換對示意圖

(2) 離散傅立葉轉換的應用

DFT 的應用很廣泛包括頻譜分析，利用迴旋特性來實現線性非時變系統，以及系統的頻率響應量測...等，下面將只探討頻譜分析。

(3) 頻譜分析

對一離散時間信號 $x(n)$ 或者連續時間信號 $x(t)$ ，其特性往往需要透過將時間或空間軸上的信號轉到頻率軸上，而在頻率軸上分析及探討性值稱為頻譜分析。一離散時間信號 $x(n)$ 的離散時間傅立葉轉換 DTFT (Discrete Time Fourier Transform) $X(e^{j\omega})$ 可以表示成

$$X(e^{j\omega}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n) e^{-j\omega n} \quad (1-13)$$

而 $x(n)$ 可以寫成

$$x(n) = \frac{1}{2\pi} \int_{2\pi} X(e^{j\omega}) e^{j\omega n} d\omega \quad (1-14)$$

由於上二式都牽涉到複數的乘積，而每一複數的乘積都需要 4 個實數乘積及 2 個實數加法。為了降低計算複雜度，可以利用 DFT 中的 $X(m)$ 來代替 $X(e^{j\omega})$ ，其中

$$X(m) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cdot W_N^{mn} \quad (1-15)$$

$$= \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cdot e^{-jk\frac{2\pi}{N}n}, \quad m = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (1-16)$$

當 $N \geq N_1$ 時， N_1 代表信號 $x(n)$ 的區間長度，DFT 係數 $X(m)$ 即代表 $X(e^{j\omega})$ 在頻譜中 N 個等距的取樣點，即

$$X(m) = X\left(e^{j\omega}\right) \Big|_{\omega=k\frac{2\pi}{N}}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (1-17)$$

因此 $X(m)$ 就像是從一柵欄來看 $x(n)$ 的頻譜似的，此特性稱為柵欄效應 (Picket Fence Effect)。

如果 N 值過小時 (頻距過大時) $X(m)$ 將無法完全代表 $X(e^{j\omega})$ ，若希望降低柵欄效應，必須增加 N 值；另一種效應，當 $N < N_1$ 時，將產生疊頻或疊時的現象，此種效應稱頻譜漏出效應 (Spectrum Leakage Effect)，要減輕頻譜漏出效應要增加 N 或選擇視窗形式，若視窗的傅立葉轉換後的旁瓣越小，漏出效應將越小。

2. 快速傅立葉轉換 (FFT)

在此介紹兩種常用的 FFT 計算法則，一為時間降次 FFT，令一為頻率降次 FFT。

(1) 時間降次 FFT

一信號 $x(n)$ 的 N 點離散傅立葉轉換 $X(m)$

$$X(m) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W_N^{mn}, \quad m = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (1-18)$$

其中 $W_N = e^{-j\frac{2\pi}{N}}$ ，將上式分成奇數項及偶數項改寫成如下：

$$X(m) = \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} x(2k) W_N^{2km} + \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} x(2k+1) W_N^{(2k+1)m} \quad (1-19)$$

$$= \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} x(2k) W_N^{2km} + W_N^k \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} x(2k+1) W_N^{2km} \quad (1-20)$$

利用 $W_N^{2km} = e^{-j\frac{2\pi}{N} \cdot 2km} = e^{-j\frac{N}{2} km} = W_N^{km}$ 代入上式可得

$$X(m) = \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} x(2k) W_{\frac{N}{2}}^{km} + W_N^m \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} x(2k+1) W_{\frac{N}{2}}^{km} \quad (1-21)$$

$$= X_e(m) + W_N^m X_o(m), \quad m = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (1-22)$$

其中

$$X_e = \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} x(2k) W_{\frac{N}{2}}^{km} = X_e \left(m + \frac{N}{2} \right) \quad (1-23)$$

$$X_o = \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} x(2k+1) W_{\frac{N}{2}}^{km} = X_o \left(m + \frac{N}{2} \right) \quad (1-24)$$

分別代表 $x(n)$ 信號中偶數點及奇數點的 $\frac{N}{2}$ 點 DFT。因此 $X(m)$ 之 N 點 DFT 的計算可以簡化成兩個 $\frac{N}{2}$ 點 DFT 的計算，其計算流程如圖 1.6(a) 所示。接著可以再將 $X_e(m)$ 及 $X_o(m)$ 中 $\frac{N}{2}$ 點 DFT 分成兩個 $\frac{N}{4}$ 點 DFT 的計算，如圖

1.6(b)，如此繼續下去，直到最後一及剩下 2 點 DFT 的計算，由於這種降次的過程是針對時間的信號點分成更小集合點，因此稱為時間降次快速傅立葉轉換 (Decimation-in-time FFT)。圖 1.8 描述 8 點 DFT 的完整計算流程。

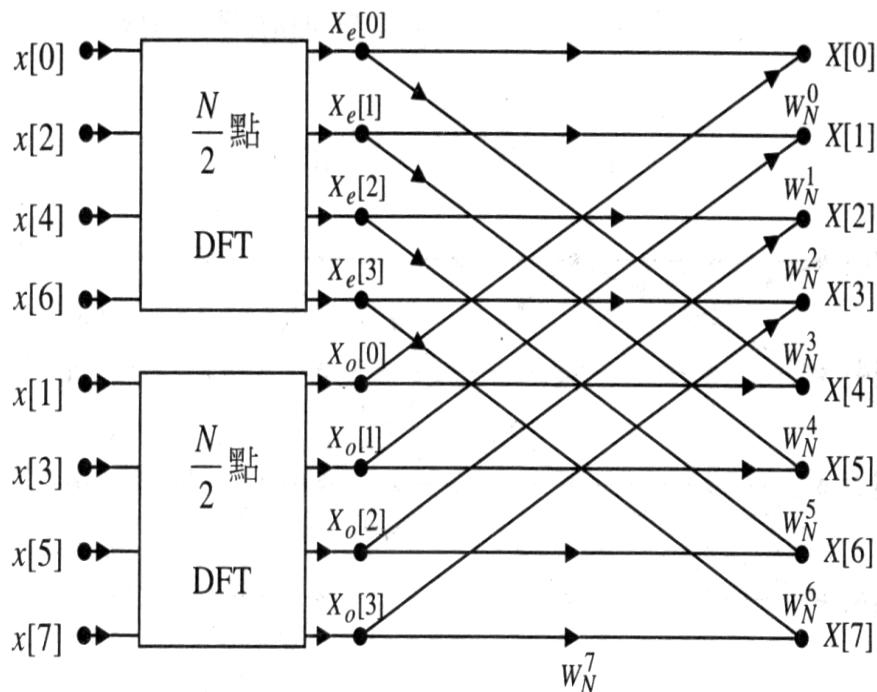


圖 1.6 (a) $\frac{N}{2}$ 點時間降次 FFT (N=8)

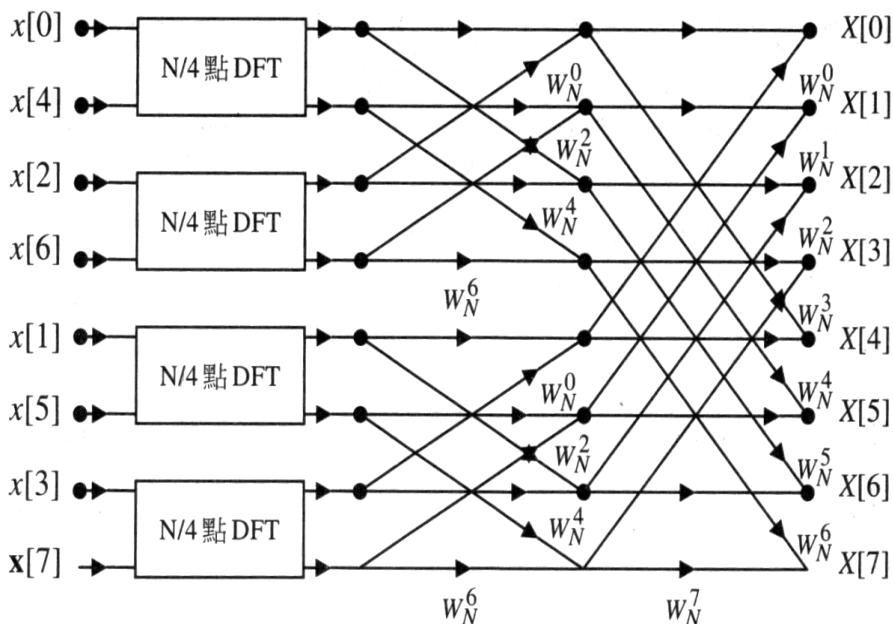


圖 1.6 (b) $\frac{N}{4}$ 點時間降次 FFT (N=8)

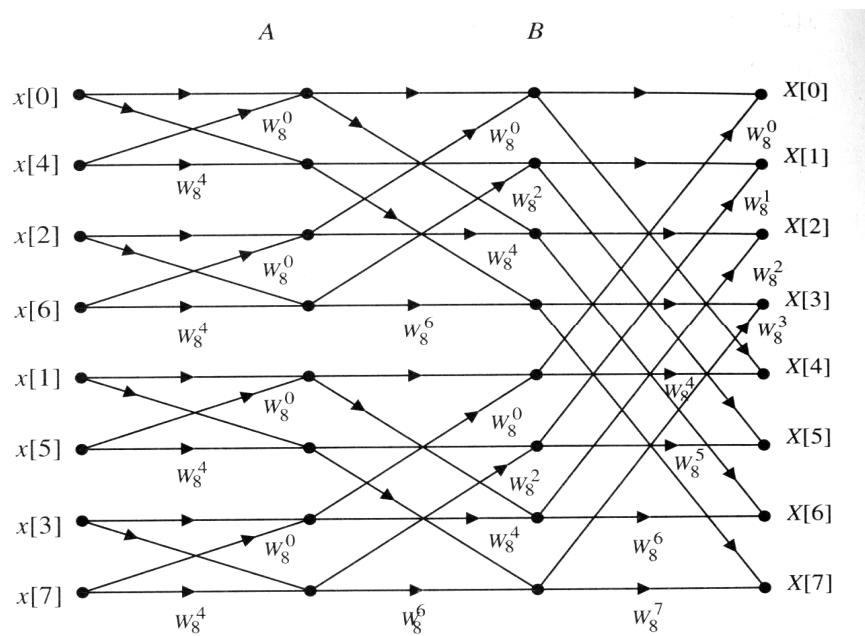


圖 1.8 8 點時間降次 FFT 計算流程圖

(2) 頻率降次快速傅立葉轉換

除了可將信號 $x(n)$ 的 N 點 DFT， $X(m)$ 表示成奇數點偶數點的和外，也可將 $X(m)$ 表示成前半部及後半部的和：

$$X(m) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W_N^{mn} \quad (1-25)$$

$$= \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x(n) W_N^{mn} + \sum_{n=\frac{N}{2}}^N x(n) W_N^{mn} \quad (1-26)$$

$$= \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x(n) W_N^{mn} + W_N^{\frac{mN}{2}} \sum_{k=0}^{\frac{N}{2}-1} x\left(k + \frac{N}{2}\right) W_N^{mk} \quad (1-27)$$

接著利用下面關係式

$$W_N^{\frac{mN}{2}} = e^{-j\frac{2\pi}{N} \cdot \frac{mN}{2}} = e^{-jk\pi} = (-1)^m \quad (1-28)$$

代入上式可將 $X(m)$ 表示成

$$X(m) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} \left[x(n) + (-1)^m x\left(n + \frac{N}{2}\right) \right] W_N^{mn} , \quad m = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (1-29)$$

對於偶數 $m = 2r$ 及奇數 $m = 2r+1$ ，其傅立葉轉換可以分別表示成

$$X(2r) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} \left[x(n) + x\left(n + \frac{N}{2}\right) \right] W_N^{2rn} \quad (1-30)$$

及

$$X(2r+1) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} \left[x(n) - x\left(n + \frac{N}{2}\right) \right] W_N^n W_N^{2m} \quad (1-31)$$

其中 $r = 0, 1, 2, \dots, \frac{N}{2} - 1$ ，利用 $W_N^{2m} = e^{j\frac{2\pi}{N} \cdot 2m} = e^{j\frac{2\pi}{2} \cdot m} = W_{\frac{N}{2}}^m$ 可將 $X(2r)$ 及 $X(2r+1)$ 重新寫成

$$X(2r) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} \left[x(n) + x\left(n + \frac{N}{2}\right) \right] W_{\frac{N}{2}}^m \quad (1-32)$$

及

$$X(2r+1) = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} \left[x(n) - x\left(n + \frac{N}{2}\right) \right] W_N^n W_{\frac{N}{2}}^m \quad (1-33)$$

由上式可知 $X(m)$ 中 N 點 DFT 被簡化成兩個 $\frac{N}{2}$ 點 DFT 的計算，計算流程於圖 1.9。上述簡化的過程可以繼續將 $\frac{N}{2}$ 點 DFT 計算簡化成兩個 $\frac{N}{4}$ DFT 計算，如此下去直到最後一級的 2 點離散傅立葉轉換。由於此過程乃是將信號的輸出分解成小集合，

因此稱為頻率降次快速傅立葉轉換 (Decimation-in-frequency FFT)。圖 1.10 敘述 $N=8$ 頻率降次傅立葉轉換計算流程圖。

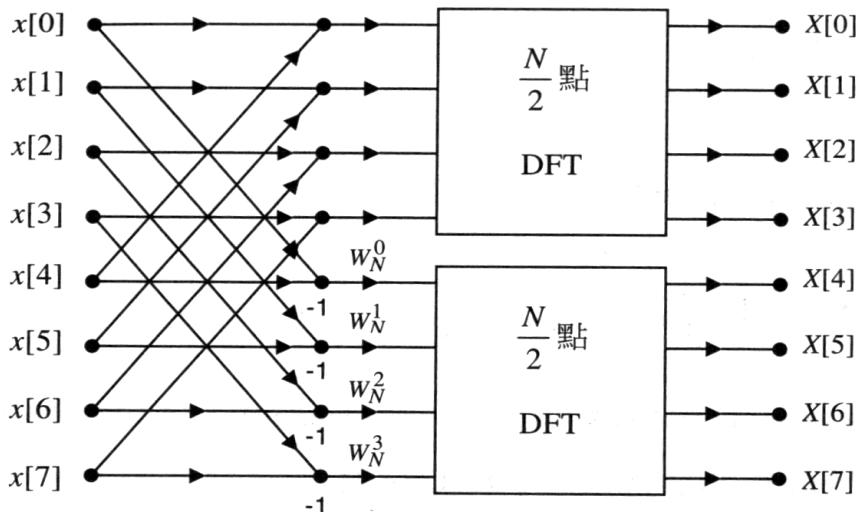


圖 1.9 $\frac{N}{2}$ 點頻率降次 FFT 計算流程圖

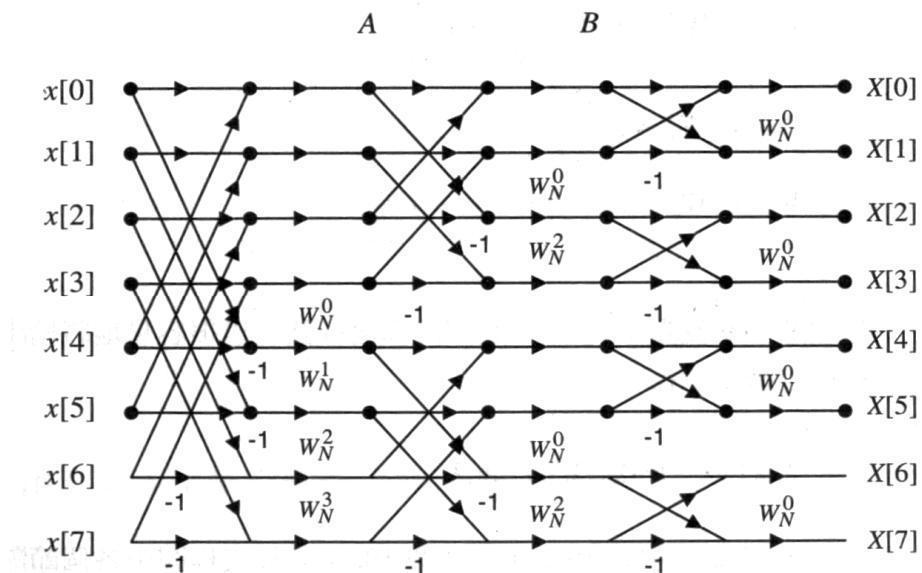


圖 1.10 8 點頻率降次 FFT 計算流程圖

(3) 快速傅立葉轉換的複雜度

圖 1.11 表示 $N=8$ 時時間降次 FFT 的計算流程圖，由圖之在每一級的計算包括 $\frac{N}{2}$ 個最基本的計算單位稱為蝴蝶計算 (Butterfly Computation)，如圖 1.12。每一蝴蝶計算之輸出與輸入關係可以表示成重複關係式

$$x_{k+1}(p) = x_k(p) + W_N^r x_k(q) \quad (1-34)$$

$$x_{k+1}(q) = x_m(p) + W_N^{r+\frac{N}{2}} x_m(q) \quad (1-35)$$

由於

$$W_N^{r+\frac{N}{2}} = W_N^r \cdot W_N^{\frac{n}{2}} = W_N^r \cdot e^{-j \frac{2\pi \cdot N}{N-2}} = -W_N^r \quad (1-36)$$

代入上式，輸入輸出可表示成

$$x_{k+1}(p) = x_k(p) + W_N^r x_k(q) \quad (1-37)$$

$$x_{k+1}(q) = x_m(p) - W_N^r x_m(q) \quad (1-38)$$

其計算的簡化可用圖 1.11b 表示。比較圖 1.12 a 及圖 1.12 b 之計算流程圖可知簡化後的計算少了一個複數乘法運算，及每一個基本的蝴蝶計算只需要一個複數乘法及兩個複數加法。圖 1.9 為 1.6 之時間降次快速傅立葉轉換流程圖。

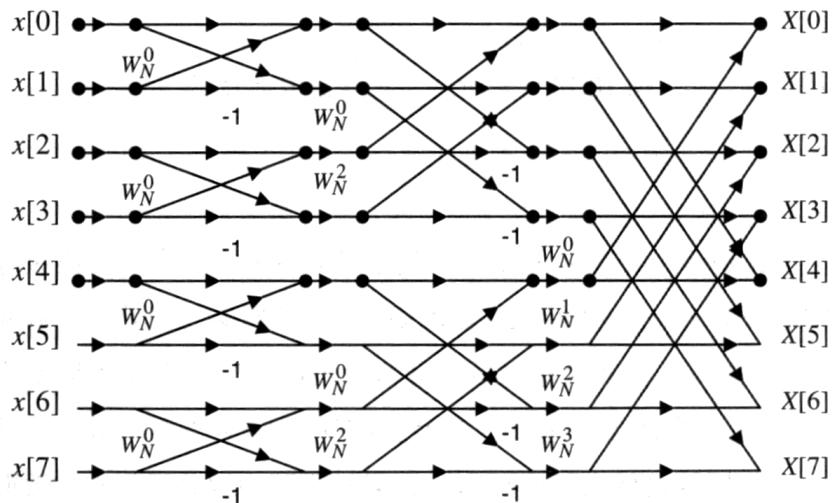


圖 1.11 8 點時間降次 FFT 計算流程圖

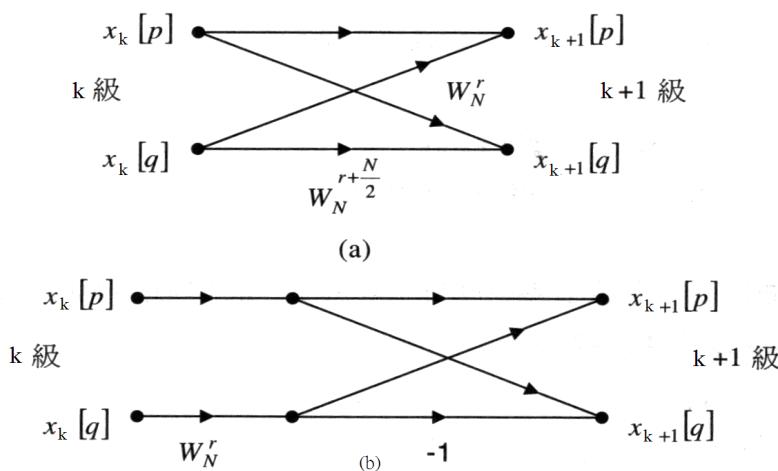


圖 1.12 時間降次 FFT (a)基本蝴蝶計算 (b)簡化後蝴蝶計算

在頻率降次 FFT 計算流程圖 1.8 中，每一級的計算也都包含 $\frac{N}{2}$ 個最基本的蝴蝶計算，如圖 1.10，每一基本蝴蝶計算中輸入與輸出的關係為

$$x_{k+1}(p) = x_k(p) + x_k(q) \quad (1-39)$$

$$x_{k+1}(q) = [x_m(p) - x_{m-1}(q)] \cdot W_N^r \quad (1-40)$$

與時間降次 FFT 一樣，再每一基本蝴蝶計算中需要一個複數乘法和兩個複數加法。

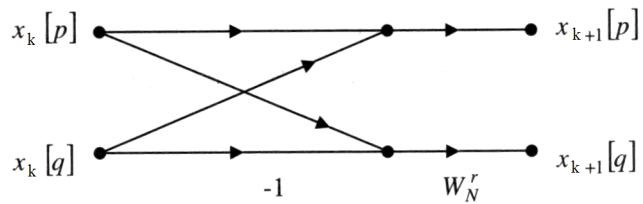


圖 1.13 頻率降次 FFT 之基本蝴蝶計算

不管是時間降次 FFT 或是頻率降次 FFT，每一基本蝴蝶運算需要一個複數乘法及兩個複數加法，或總共相當於四個實數成運算及六個實數加法運算由於每一級（總共 $\log_2 N$ 級）都包含 $\frac{N}{2}$ 個基本蝴蝶運算，可以計算出一 N 點 FFT 計算流程圖中，總共需要的實數乘法個數 N_M 及實數加法各數 N_A 分別為

$$N_M = 4 \times \frac{N}{2} \times \log_2 N \\ = 2N \log_2 N \quad (1-41)$$

$$N_A = 6 \times \frac{N}{2} \times \log_2 N \\ = 3N \log_2 N \quad (1-42)$$

反觀若純粹利用 DFT 來計算，每一輸出點都需要 $(N-1)$ 個複數乘法，以及 $(N-1)$ 個複數加法（其中 $W_N^0 = e^{j0} = 1$ ，不需要乘法運算），或者相當於 $4(N-1)$ 個實數乘法以及 $4N(N-1)$ 實數加法。而每一 DFT 共有 N 個輸出點因此一 N 點 DFT 運算，實際上需要 $4N(N-1)$ 實數加法運算。表 1.1 列出不同 N 下 FFT 與 DFT 的實數乘法運算，可知運算點數 N 越大 FFT 運算方法改進的倍數越大。

表 1.1 FFT 及 DFT 之時數乘法運算量比較

N	FFT	DFT	速度倍數
2	4	8	2
4	16	48	3
8	48	224	5
16	128	960	8
32	320	3,968	12
64	768	16,128	21
128	1,792	65,024	36
256	4,096	261,120	64
512	9,216	1,046,528	114
1024	20,480	4,190,208	205

3. 光點中心位置的計算

由實驗的結果知 CMOS 感受到的光點是近乎高斯分佈，而實際上他的數學表示並不是連續的；假設它所形成的像是成高斯分佈，在經 CMOS 接受時便會變成斷續的，見圖 1.13、圖 1.14、 $f(x)$ 表示光被 CMOS 接收前的強分佈（只考慮一維）， $r = \sum rect(x - n)$ 表示 CMOS Sensor 造成的接收數學型態，C 函數是類似 comb 的函數， T 是取樣的週期間隔（像素方塊的間隔）， $g(x) = f(x) \times \sum rect(x - n)$ 表示呈現在電腦螢幕的光強分佈。

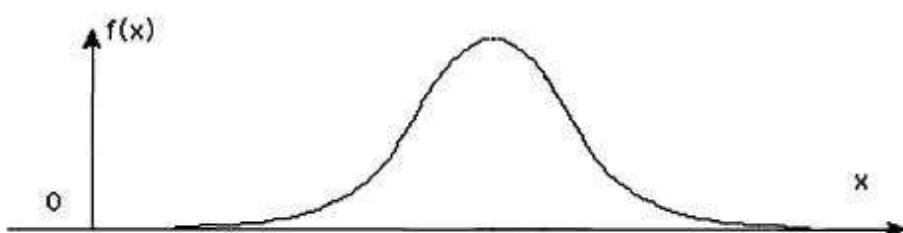


圖 1.14 光被 CMOS 接收前的強度分佈

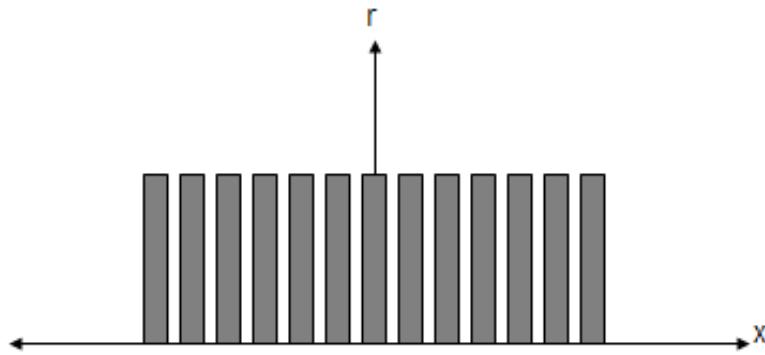


圖 1.15 CMOS Sensor 的接收數學型態

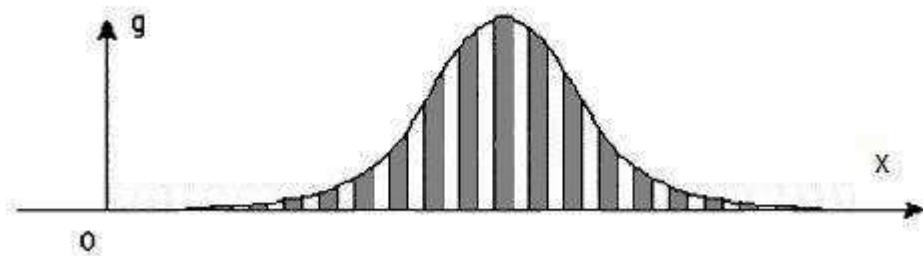


圖 1.16 呈現在電腦螢幕的光強分佈

所以當利用質心法時寫成連加的方式

$$\bar{X}_c = \frac{\sum_i x_i g(x_i)}{\sum_i g(x_i)} \quad (1-43)$$

以上述方法訂出代表觀測到光點（其實此一點有面積）的位置，當綠光 LED 光源穩定時，觀測面移動，上面的 $g(x)$ 波形跟著動（波形不變），就算波形沒有移動超過 T ， X 亦有變化，即就算位移沒超過一個像素大小，亦可算出變化，而且此變化是有意義的。

(三)光源

採用綠光 LED 為光源，並定影響擷取在曝光時間 $ET=5$ ，圖 1.17 為其打在平面物體上的聚焦情形，有內外兩光帶，外圈可以利用 MATLAB 設定灰階閾值濾掉。圖 1.18 是綠光 LED 三原色的分強度分布情形，可明顯看出外面那一圈圓強度不高，容易濾掉。圖 1.18 是光點在平面上強度分佈型態越中心越強，大致還算對稱。越對稱 centroid 取得的位置越接近強度最強的位置。



圖 1.17 光源投影到平面聚焦情形

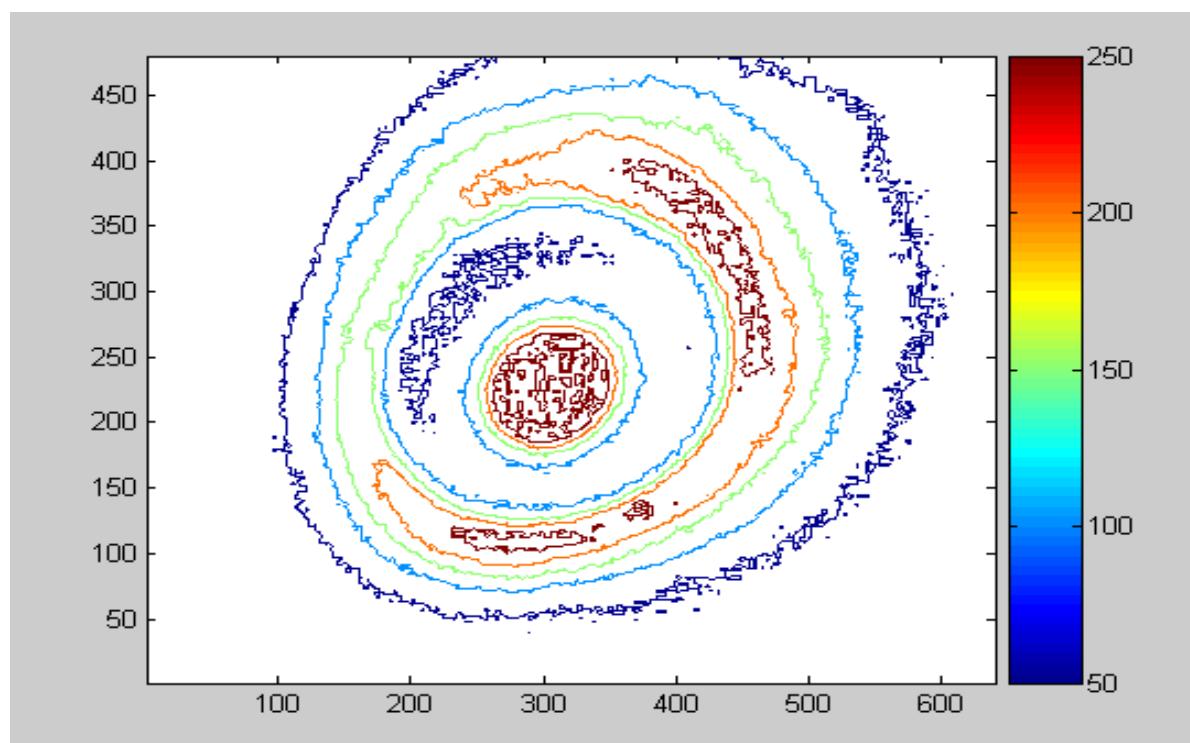


圖 1.18 光源強度 2D 分佈圖

(四)影像感測元件

影像感測元件原理：影像感測裝置在非接觸式光學量測上站很重要的地位，他的影像品質、精準度都是影響量測的關鍵原因，並且影響整個系統體積微小化程度。

目前應用在數位影像擷取單元的面形感測器為電耦合元件 (Charge Coupled Device, CCD)、互補式金氧化半導體 (Complementary Metal Oxide Semiconductor, CMOS)、電荷注入元件 (Charge Injection Device, CID) …等感測元件。而我所採用的 CMOS 取像機制為光點經掃描裝置擷取影像，透過 USB1.0 將影像傳輸至電腦；USB1.0 的傳輸速度最快為 12Mbps。建議用來延長電纜線的 USB 延長纜線長度不要超過 5 公尺。掃描裝置是利用 Hynix 公司提供的 HV7121B CMOS Image Sensor 配合傑霖公司提供的 JL2001B Sensor Controller 組合成的掃描裝置。HV7121B 的 pixel size 為 $8 \times 8 \mu m^2$ ，解析度為 640×480 像素，靈敏度為 $2.5V/lux \cdot sec$ ，fill factor 為 30%，為低消耗功率、低操作電壓，可與 JL2001B 共用 USB 的電源 (5V)。JL2001B 是不需外加記憶體或其它為處理器的高積體化單晶片 IC，直接可用來控制感測器，讀進 8 位元的影像資料，經雙線性插補法 (bilinear interpolation) 作色彩重建，為了達到 RGB 全彩的資料輸出 JL2001B 必須再對原始資料做插補運算，最後壓所影像資料傳至電腦。

(五)CMOS 取像機制

光點經掃描裝置擷取影像，透過 USB1.0 將影像傳輸至電腦；USB1.0 的傳輸速度最快為 12Mbps。建議用來延長電纜線的 USB 延長纜線長度不要超過 5 公尺。掃描裝置是利用 Hynix 公司提供的 HV7121B CMOS Image Sensor 配合傑霖公司提供的 JL2001B Sensor Controller 組合成的掃描裝置。HV7121B 的 pixel size 為 $8 \times 8 \mu m^2$ ，解析度為 640×480 像素，靈敏度為 $2.5V/lux \cdot sec$ ，fill factor 為 30%，為低消耗功率、低操作電壓，可與 JL2001B 共用 USB 的電源 (5V)。JL2001B 是不需外加記憶體或其它為處理器的高積體化單晶片 IC，直接可用來控制感測器，讀進 8 位元的影像資料，經雙線性插補法 (bilinear interpolation) 作色彩重建，其方法如圖 1.19 及 1.20，為 HV7121B 輸出的影像資料格式，又可稱為 Bayer 陣列圖，為了達到 RGB 全彩的資料輸出 JL2001B 必須再對原始資料做插補運算，最後壓所影像資料傳至電腦。實驗的環境條件固定在曝光時間 ET=5，並且關閉日光燈，因為 CMOS 的掃描頻率如不與日光同步畫面會跑動的條紋。

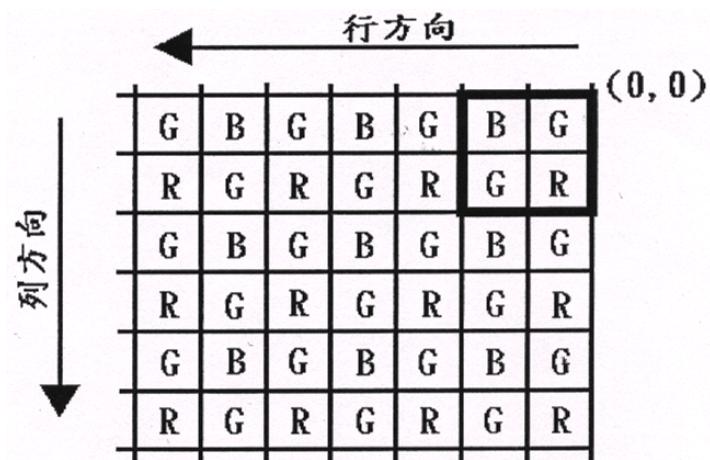


圖 1.19 Bayer 陣列圖

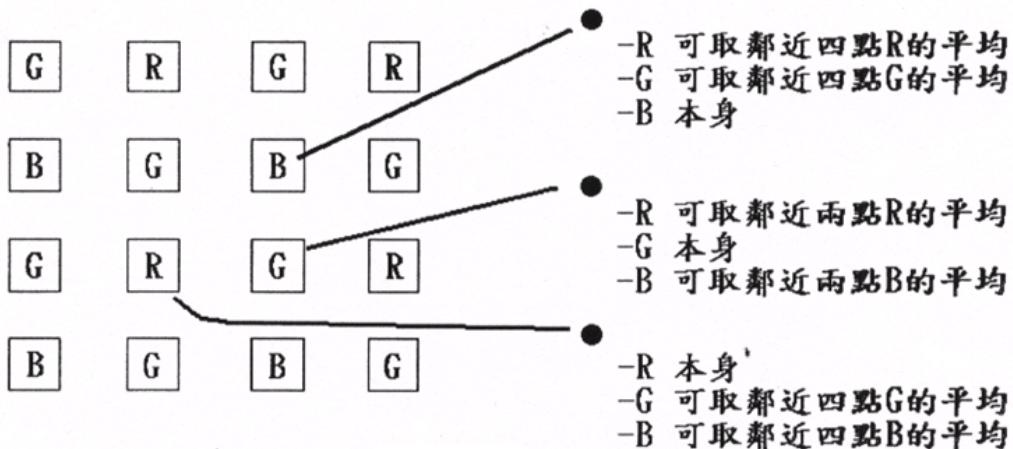


圖 1.20 影像原始資料作插補運算圖

(六)線性度校正

作法是移動 Z 軸方向的平移台，紀錄光點位置，參考圖，每次移動 $100 \pm 0.15 \mu\text{m}$ 。平移台可解析到 $5 \mu\text{m}$ 因為是手動改變平移台高度所以產生 $\pm 0.15 \mu\text{m}$ 誤差（由測準干涉儀同步作校正結果）。實驗的結果線性度頗高，大致符合 $y = -0.014596x + 226.22$ 的直線，由此可知每移動 0.1 pixels (subpixel) 表示真實位移了 $6.8 \mu\text{m}$ 。

雷射動態校準儀基本原理

圖 1.21 為雷射動態校準儀基本原理示意圖，雷射頭具有兩個孔，上方出射以及下方接收。如圖所示雷射頭出射之光束為雙頻(f_1 與 f_2)雷射光，經偏極分光鏡將 f_1 與 f_2 分開，其中 f_1 作為參考頻率，在經過相位等物理過程後， f_2 的反射光束產生相位變化($f_2 \pm \Delta f$)，最後由雷射頭接收產生拍頻之合成波(f_1 和 $f_2 \pm \Delta f$)，在經由內建於雷射頭內的介面卡解讀，得到量測結果。

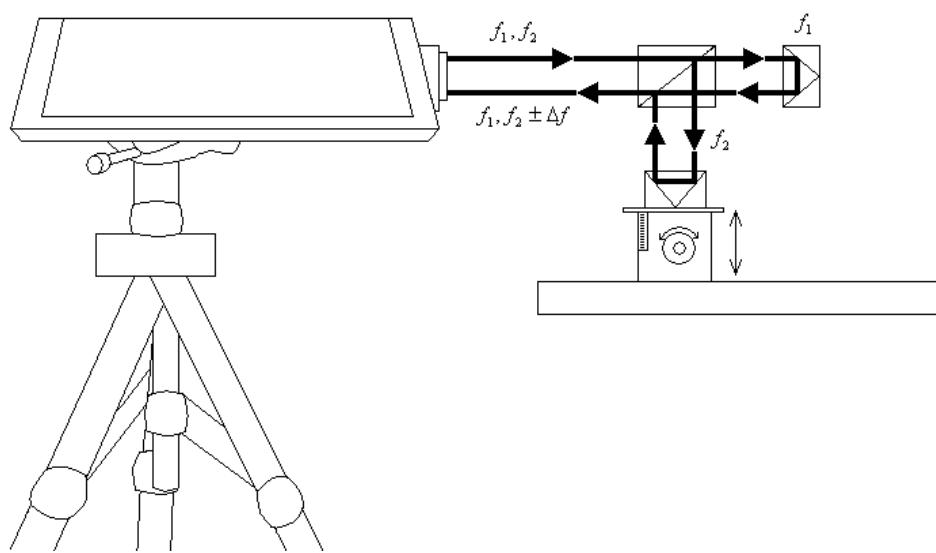


圖 1.21 雷射動態校準儀示意圖

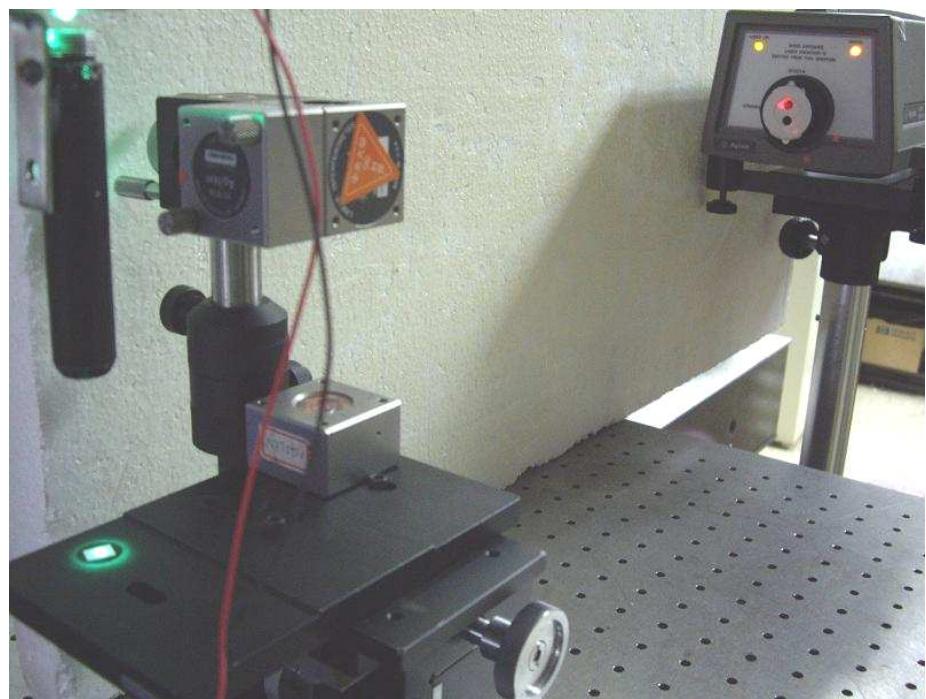


圖 1.22 雷射動態校準儀架設圖



圖 1.23 雷射動態校準儀架設圖

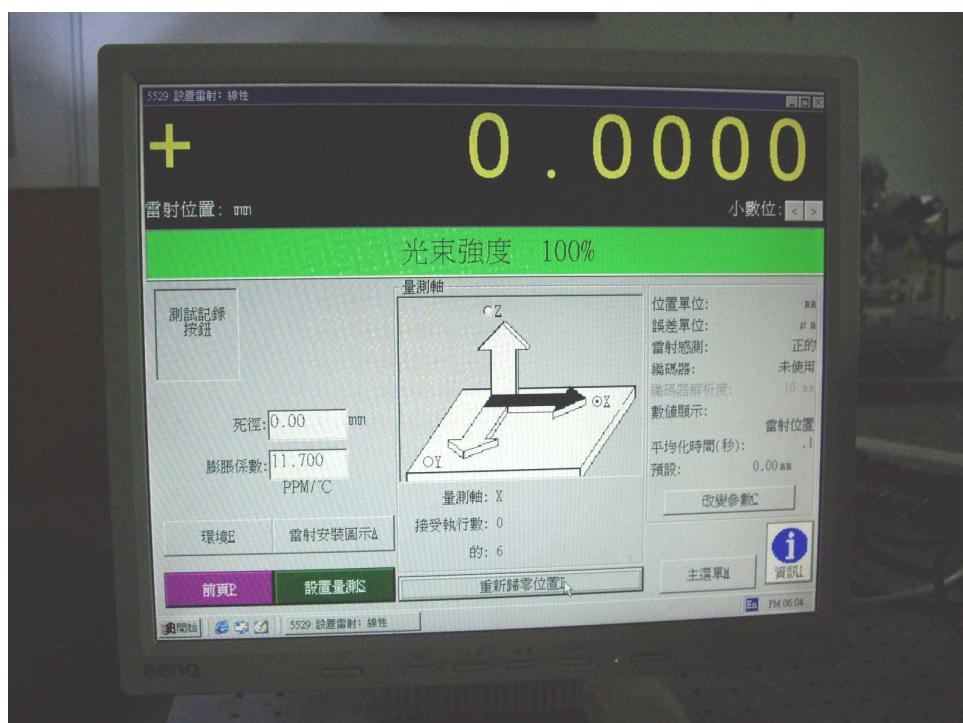


圖 1.24 雷射動態校正儀校正歸零

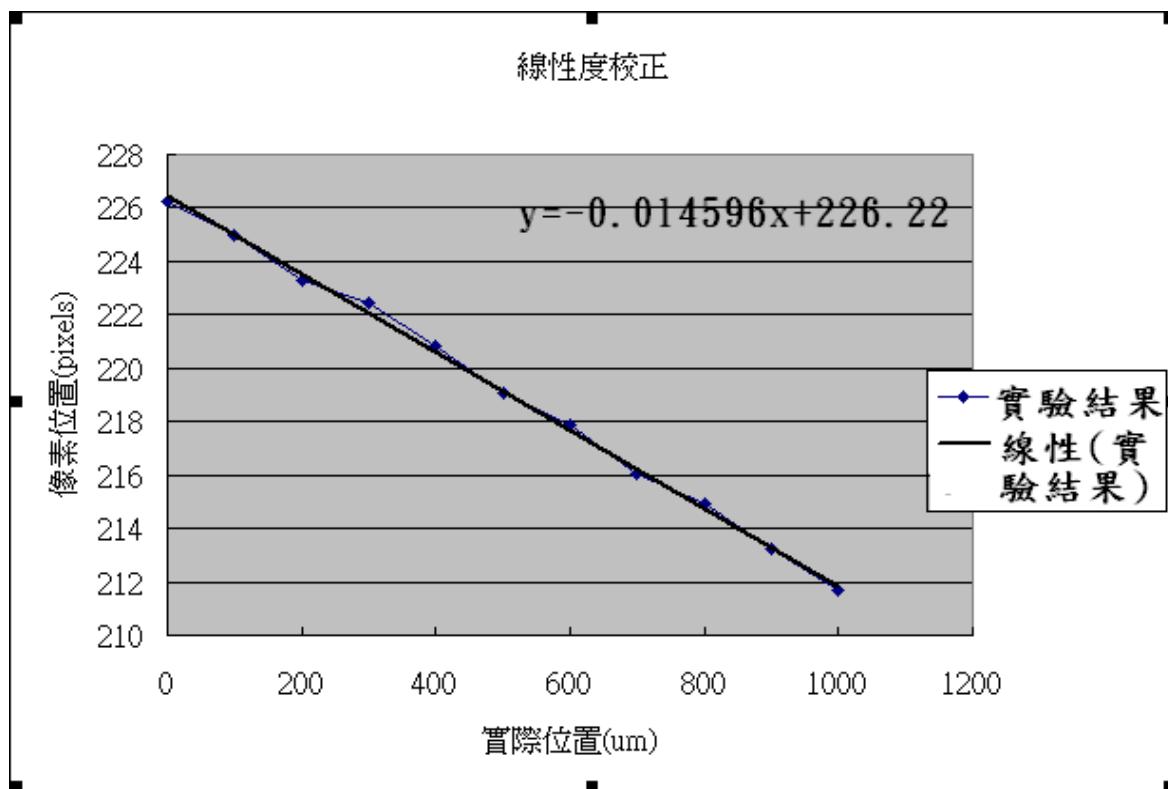


圖 1.25 線性校正結果

線性度校正各點的值都是平均出來的值；當固定平移台不動時，光點並非真的不動，它會受系統（光源、成像）的影響，及外在環境的影響（走動產生的振動），多少會漂移，故採取一個平均值來代表此位置（紀錄 10 秒的位置平均）。

(七) 頻率校正

利用喇叭接訊號產生器，產生一固定頻率，並且並聯一示波器，確認訊號產生器的輸出。由示波器知訊號產生器的輸出頻率可準確到小數點以下一位（訊號產生器產生的頻率會隨時間漂移無法固定一個值），調整輸出頻率由 0.6Hz 到 2.0Hz，逐次增加 0.1Hz。見圖 1.26



圖 1.26 頻率校正實驗架構圖

校正結果如表 1.2，由表知系統觀測到頻率誤差不大，在 2.5% 的誤差百分比內。

表 1.2 頻率校正結果

輸入頻率(Hz) (以示波器為準)	測得頻率(Hz)	誤差(%)
0.60241	0.590909	1.90915
0.704225	0.694805	1.337641
0.8	0.798701	0.162375
0.900901	0.902597	0.188256
1	1	0
1.11111	1.103896	0.649261
1.20482	1.207792	0.246676
1.2987	1.311688	1.000077
1.40845	1.415584	0.506514
1.49254	1.51948	1.804977
1.5873	1.571429	0.999874
1.69492	1.727273	1.908822
1.78571	1.779221	0.363385
1.88679	1.883117	0.194669
2	1.987013	0.64935

(八)頻率帶通校正

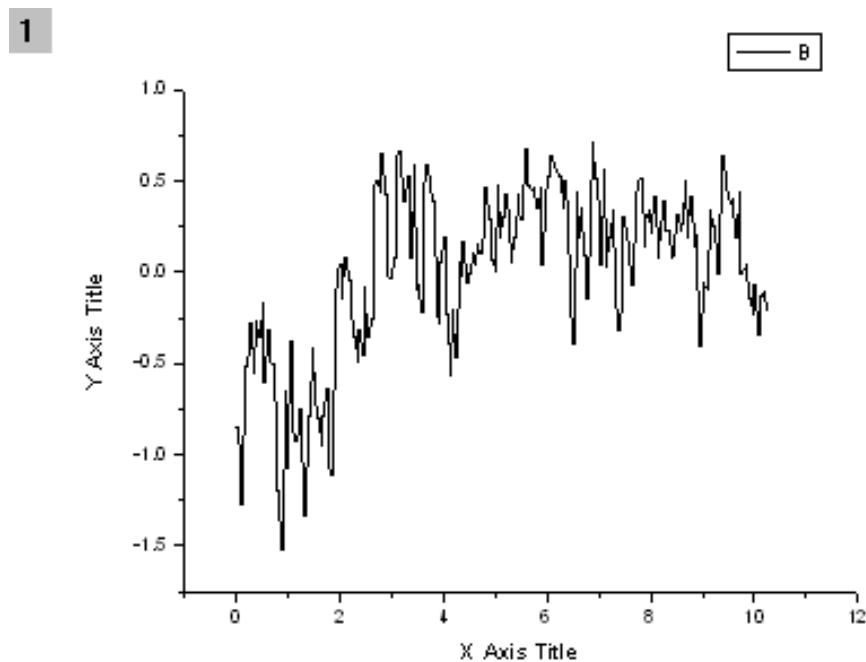


圖 1.27 打在脈搏上光點質心位置原始波形資料

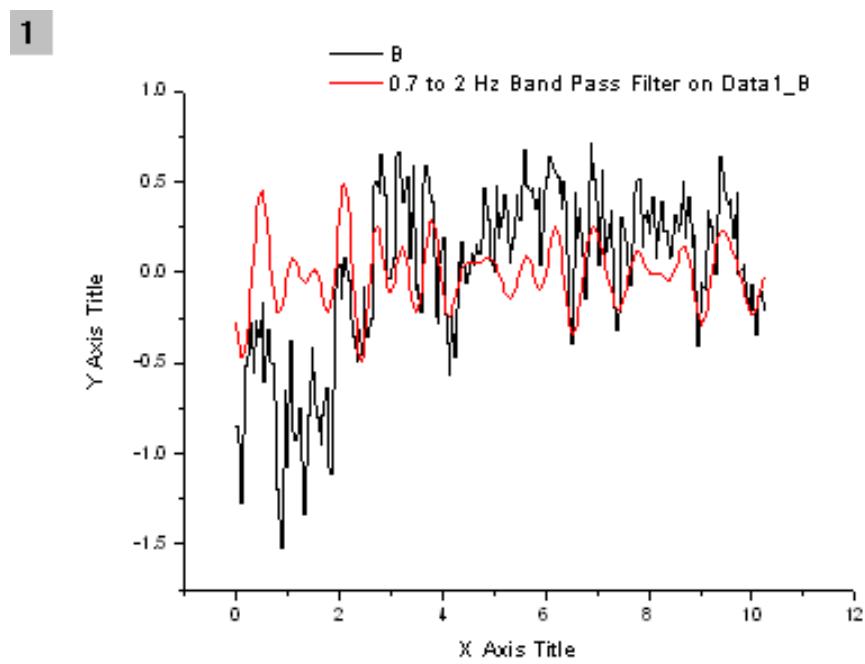


圖 1.28 設定頻率帶通 0.7Hz~2.0Hz 後

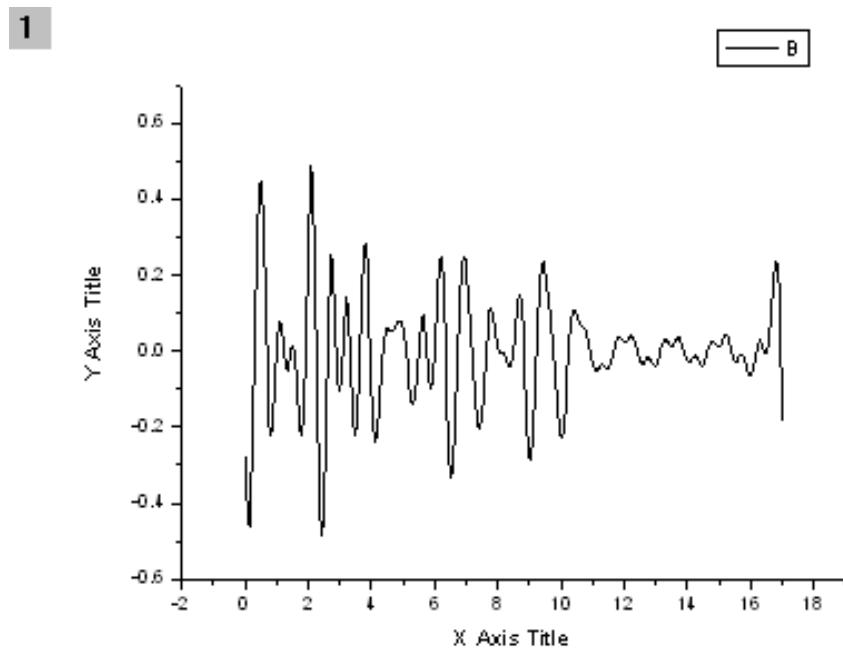


圖 1.29 經過頻率帶通(0.7Hz~2.0Hz)之波形資料

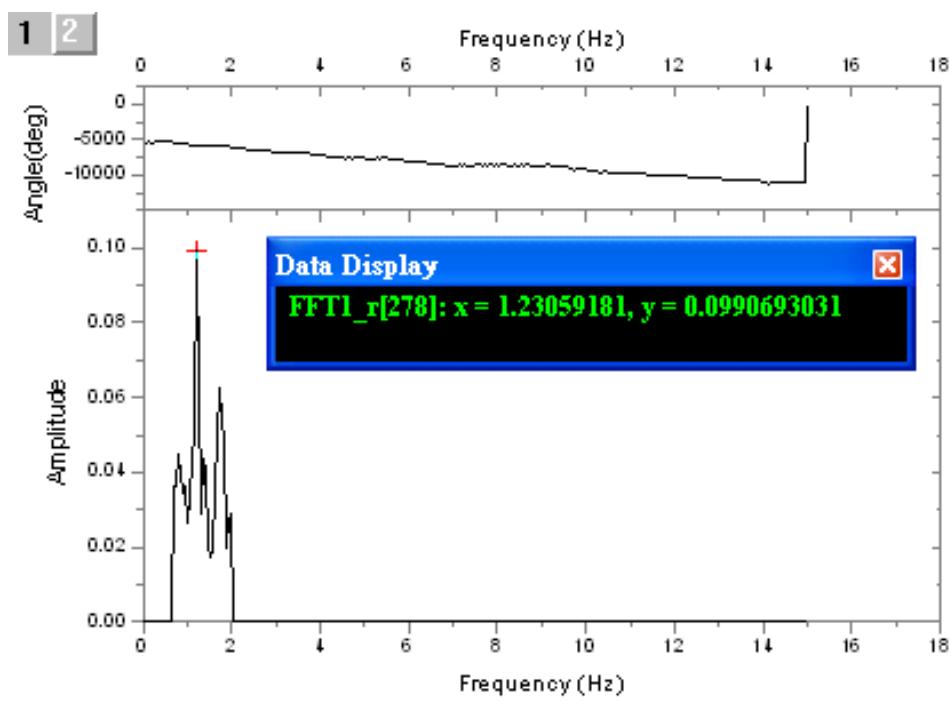


圖 1.30 頻率帶通(0.7Hz~2.0Hz)之頻譜圖，可看出跳動最高的點頻率為 1.23Hz，即為脈搏 $1.23 \times 60 = 73.8$ 下/分鐘

二、疊紋(MORIE)量測

(一)疊紋(MORIE)量測

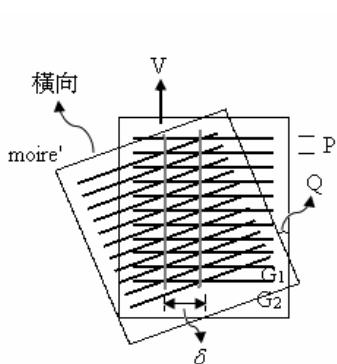
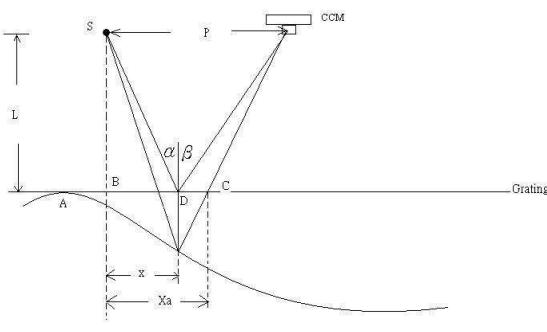


圖2.1 兩片光柵疊加形成MORIE



陰影疊紋原理(Shadow moire)

在現代的光學量測技術裡，Moiré是在3D測量上最常被使用的方法，Shadow- Moire測量學是光柵和它的影子之間的一個干涉現象。光柵的影子會隨物體的輪廓產生形變，所以看來像是畫在物體上的曲線。

在上圖2.1中，我們假設待測物與光柵相交於一點A，S代表單色光的光源，CCM是數位攝影機，用以拍攝Moiré條紋的圖像。假設光源與CCM之間的距離為P，L是光源和CCM距離光柵的高度。 α 與 β 分別是光源和CCM與光柵上一點的垂直線所夾的角度，X和Xa分別是B到D與B到C的水平距離，假設AB間有p條光柵，AC間有q條光柵，由這些光柵形成Moiré條紋，假設在D點附近有N條Moiré條紋，則Moiré條紋之間的距離 $\Delta z(x, y)$ 是

$$\Delta z(x, y) = \frac{La}{P} \frac{\left(1 + \frac{z}{L}\right)}{1 - \frac{a}{P}\left(1 + \frac{z}{L}\right)} \quad \Delta z(x, y) = \frac{La}{P} \frac{\left(1 + \frac{z}{L}\right)}{1 - \frac{a}{P}\left(1 + \frac{z}{L}\right)} \quad (2.1)$$

上面公式中可解釋不同的輪廓能顯示不同的表面物體表面高度，如果表面的高度改變則輪廓將會移動，透過這樣的特性，我們即能記錄並且分析移動過程。

(二)利用MORIE定位脈搏

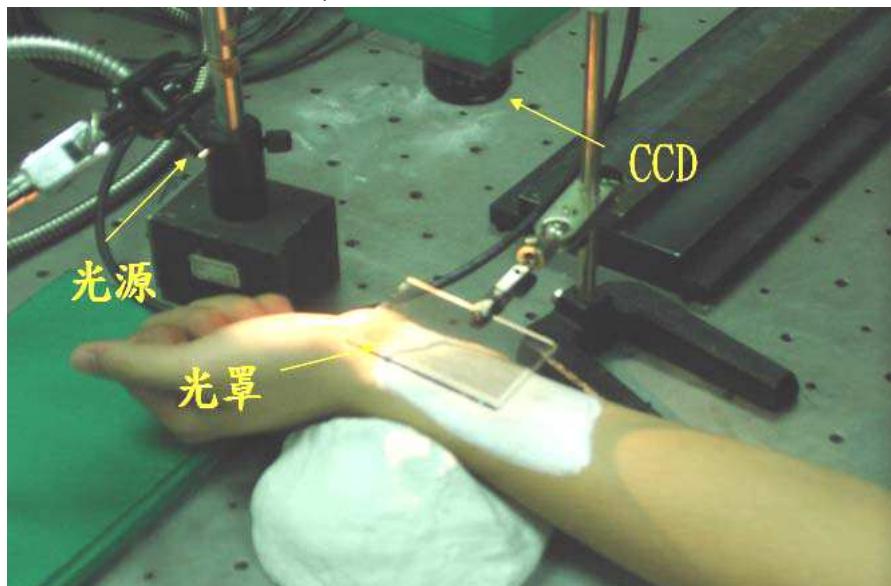


圖2.2 MORIE 定位脈搏實際圖

MATLAB 系統分析流程 (疊紋法定位脈搏)

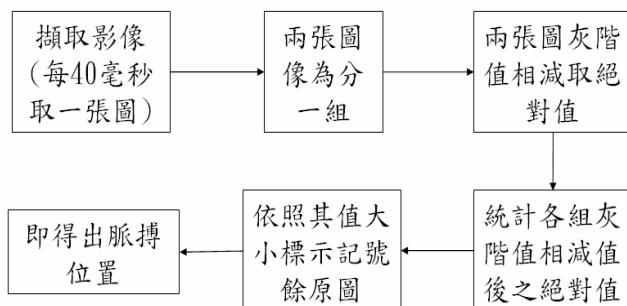


圖2.3 MORIE定位脈搏流程圖

為了要定位脈搏量測點，本實驗中利用MOIRE的測量法定為脈搏位置，先利用CMOS 擷取影像，再以MATLAB將影像進行處理即得以下結果。上圖中放一光罩於待測之脈搏手腕上，再以平行光源照射，最後再利用CCD Image Sensor 擷取影像。擷取完影像後再利用MATLAB對影像進行分析，其流程如右上圖所示。

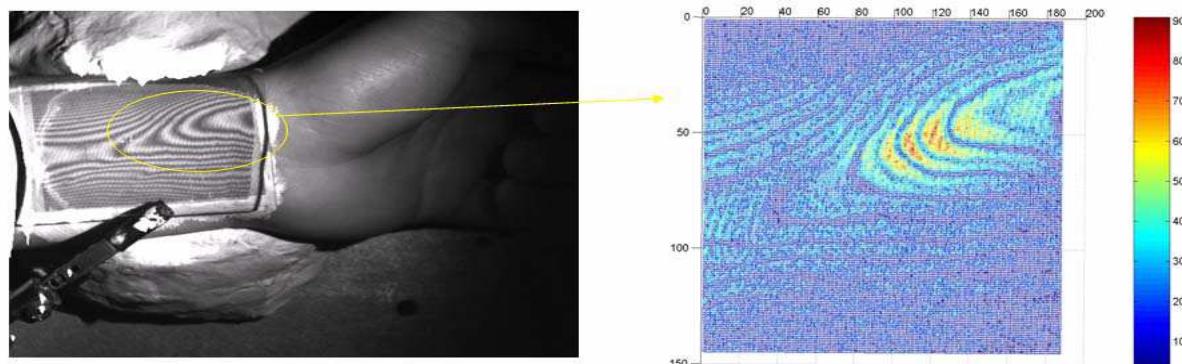


圖 2.4 手腕脈搏實測及分析灰階差異圖

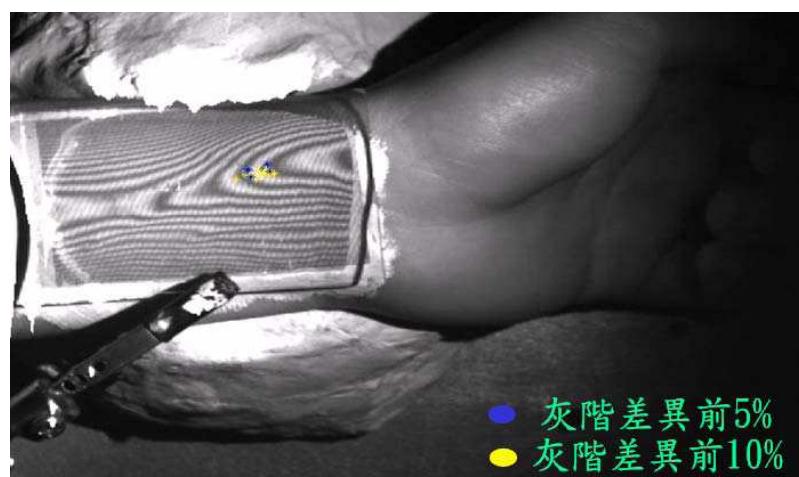


圖 2.5 手腕脈搏定位結果圖

1. 疊紋的基本原理

(1) 由 Ronchi 光柵產生疊紋之數學模型

一個透光與不透光部分間距相等分佈的光柵稱為 Ronchi ruling grating，如圖 2.6 所示。

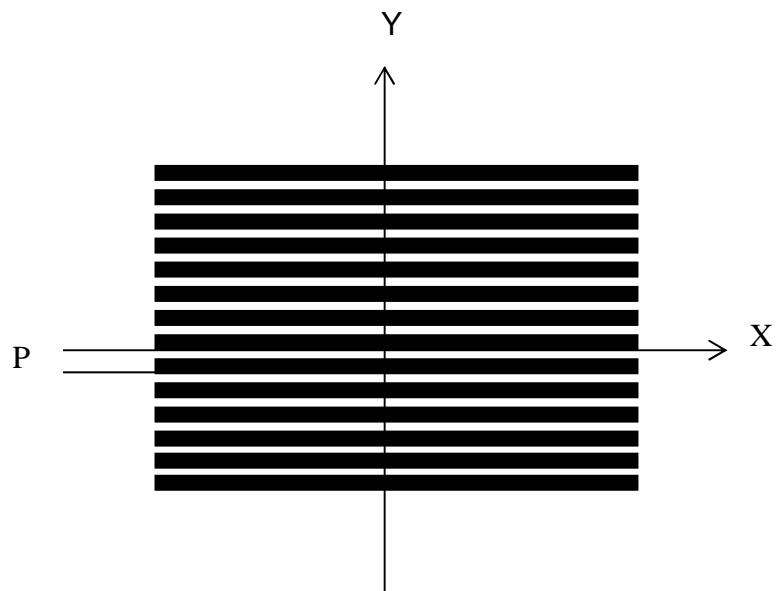


圖 2.6、Ronchi ruling grating

一連串週期為 P 的 δ 函數可以函數 $\sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(y - nP)$ 來表示。利用的 δ 函數性質之尺度縮放的原理，將上式寫成另一種形式的 δ 函數：

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(y - nP) = \frac{1}{P} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta\left(\frac{y}{P} - n\right) \quad (2.2)$$

又因為梳型函數 (comb function) 之表示式為：

$$\text{comb}(x) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(x - n) \quad n = \text{integer} \quad (2.3)$$

將(2.3)代入(2.2)式後可得：

$$\frac{1}{P} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta\left(\frac{y}{P} - n\right) = \frac{1}{P} \text{comb}\left(\frac{y}{P}\right) \quad (2.4)$$

而一個寬度為 $\frac{P}{2}$ 的 rect 函數則可以用 $\text{rect}(\frac{2y}{P})$ 來表示之。利用兩者的捲積便可產生一組 Ronchi ruling grating，其穿透率 (Transmittance) T 可表示為：

$$T(y, 0) = \frac{1}{P} \text{comb}\left(\frac{y}{P}\right) \otimes \text{rect}\left(\frac{2y}{P}\right) \quad (2.5)$$

其中， P 為光柵的週期。

兩個週期相等，但分別與 x 軸夾 $\frac{\theta}{2}$ 與 $-\frac{\theta}{2}$ 的 Ronchi rulings 穿透率分別為 T_1 與 T_2 ，可以下列式子表示之：

$$T_1(y, x) = \frac{1}{P} \text{comb}\left(\frac{r'}{P}\right) \otimes \text{rect}\left(\frac{2r'}{P}\right) \quad (2.6)$$

$$T_2(y, x) = \frac{1}{P} \text{comb}\left(\frac{r''}{P}\right) \otimes \text{rect}\left(\frac{2r''}{P}\right) \quad (2.7)$$

其中 $r' = y \cos\left(\frac{\theta}{2}\right) - x \sin\left(\frac{\theta}{2}\right)$ 而 $r'' = y \cos\left(\frac{\theta}{2}\right) + x \sin\left(\frac{\theta}{2}\right)$ ，而這兩個光柵重疊後整體的穿透率為兩者穿透率的乘積：

$$T(y, x) = T_1(y, x)T_2(y, x) = \text{rect}\left(\frac{2r'}{P}\right) \text{rect}\left(\frac{2r''}{P}\right) \quad (2.8)$$

將 r' 以 r'' 帶換，即 $r' - r'' = -2x \sin\left(\frac{\theta}{2}\right)$ ，則(2.8)式可表示為：

$$T(y, x) = \text{rect}\left(\frac{2r'' - 4x \sin\left(\frac{\theta}{2}\right)}{P}\right) \text{rect}\left(\frac{2r''}{P}\right) \quad (2.9)$$

兩組 Ronchi ruling grating 夾 θ 角產生的 Moiré 條紋如圖 2.7 所示。

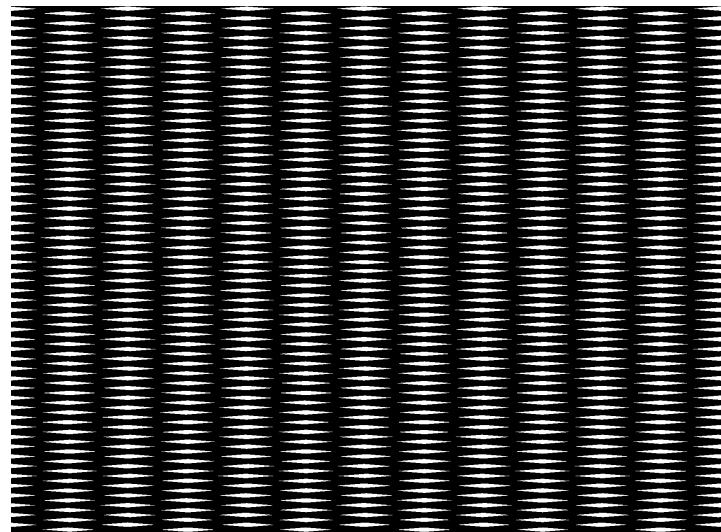


圖 2.7、兩組 Ronchi ruling grating 夾 θ 角產生的 Moiré 條紋

但是實際上，肉眼只能分辨出一個平滑的低通 Moiré 圖形。這個低通函數可由對一個週期的變化作平均得到結果：

$$\begin{aligned}
 T_{lp}(y', x) &= \frac{\cos\left(\frac{\theta}{2}\right)}{P} \int_{y' - \frac{P}{(2\cos(\theta/2))}}^{y' + \frac{P}{(2\cos(\theta/2))}} T(y, x) dy \\
 &= \frac{\cos\left(\frac{\theta}{2}\right)}{P} \int_{y' - \frac{P}{(2\cos(\theta/2))}}^{y' + \frac{P}{(2\cos(\theta/2))}} \text{rect}\left(\frac{2y + 2x \tan\left(\frac{\theta}{2}\right)}{P}\right) \text{rect}\left(\frac{2y - 2x \tan\left(\frac{\theta}{2}\right)}{P}\right) dy
 \end{aligned} \quad (2.10)$$

當夾角很小時， $\cos \theta \approx 1$ ， $\sin \theta \approx \theta$ ，(2.10)式可改寫為：

$$\begin{aligned}
 T_{lp}(y', x) &= \frac{1}{P} \int_{y' - \frac{P}{2}}^{y' + \frac{P}{2}} \text{rect}\left(\frac{2y + x\theta}{P}\right) \text{rect}\left(\frac{2y - x\theta}{P}\right) dy \\
 &= \frac{1}{P} \int_{\frac{x\theta}{2} - \frac{P}{4}}^{\frac{x\theta}{2} + \frac{P}{4}} dy
 \end{aligned} \quad (2.11)$$

此一低通穿透率最後可表示為：

$$T_{lp}(y', x) = \frac{1}{2} - \frac{x\theta}{P} \quad (2.12)$$

上式與三角波方程式 $\text{tri}\left(\frac{x}{a}\right) = \begin{cases} 1 - \frac{|x|}{a} & |x| \leq a \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$ 比較可知：肉眼看到

的 moiré 邊緣輪廓是一個三角波，其週期為 $P' \equiv \frac{P}{\theta}$ ，如圖 2.8 所示。

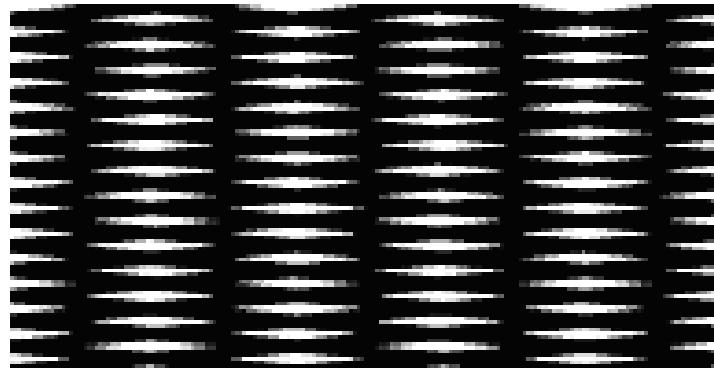


圖 2.8

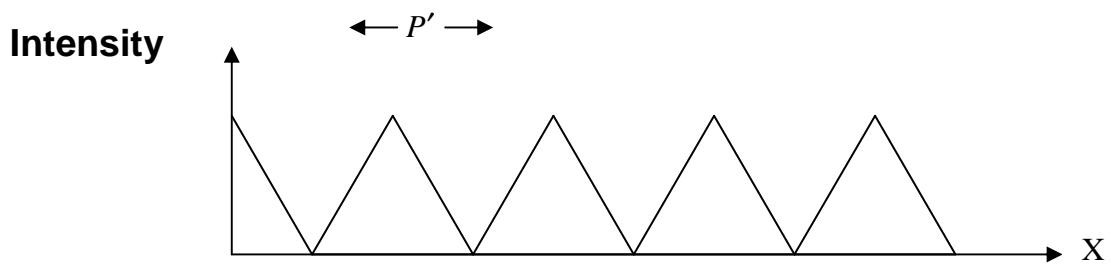


圖 2.9、Moiré 條紋經過平均後的穿透率

(2)疊紋近似表示

由干涉學的角度來看，Ronchi ruling 類似一個方波，兩個方波干涉產生了 moiré 的效果，由(2.12)式可知此 moiré 輪廓以一個三角波的形式表現出來。而由(2.12)式亦可看出：當兩個光柵夾的角度的 θ 不大時，產生的 moiré 條紋是垂直於所夾的 θ 角，肉眼看到的便是類似低通的 moiré 輪廓。由於所使用的是完整的光柵模型與數學模式，可以將 moiré 完整的表示出來，但是當我們將重點著重在 moiré 條紋週期變化，不需要細部的高頻 moiré 條紋時，便不必用到像(2.10)式這麼複雜的式子，可用較為簡單的指標方程式來表示。本節接下來介紹一套較為簡便的 moiré 表示式。

一個週期為 P ，垂直於 Y 軸的 Ronchi ruling :

$$y = lP, \quad l = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots \quad (2.13)$$

兩個週期相等，但分別與 x 軸夾 $\frac{\theta}{2}$ 與 $-\frac{\theta}{2}$ 的 Ronchi rulings，利用旋轉座標的方式，可以用以下的指標方程式表示：

$$y \cos\left(\frac{\theta}{2}\right) = x \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) + nP, \quad n = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots \quad (2.14)$$

$$y \cos\left(\frac{\theta}{2}\right) = -x \sin\left(\frac{\theta}{2}\right) + mP \quad , \quad m = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots \quad (2.15)$$

Moiré 要看的是同時符合這兩個方程式，在 X 軸的位置，所以解(1.57)與(1.58)式的聯立方程式，將(2.15)式減去(2.14)式，找出這兩個光柵的交點所構成暗帶邊緣，其結果為：

$$l = \frac{2x \sin\left(\frac{\theta}{2}\right)}{P} \quad (2.16)$$

其中 $l = m - n$ ， $l = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$ 。將上式做移項並整理後，可得出 moiré 條紋圖形的指標方程式：

$$x = \frac{lP}{2 \sin\left(\frac{\theta}{2}\right)} \quad (2.17)$$

當夾角很小時， $\sin \theta \approx \theta$ ，上式可改寫為：

$$x \approx \frac{lP}{\theta} \quad (2.18)$$

與(2.12)式的結果相同，兩者皆代表三角波，其週期為 $P' \approx \frac{P}{\theta}$ 。只是(2.12)代表一個週期的三角波，(2.18)式則表示出一連串週期性出現的三角波。故可用此近似法來做 Moiré 條紋的分析。

(3) 陰影疊紋 (Shadow moiré)

若要產生 moiré 條紋，必須有兩組週期相近的光柵重疊而產生。我們的實驗採用的是 shadow moiré 的架設方式。利用平行光穿過一組前置光柵(Reference grating)，在待測物的表面產生影子，而這些由前置光柵所產生的影子也是一組光柵。但是投射到待測物表面的影子，會因為待測物的表面高度不同而產生形變，所以投射到待測物表面的光柵是一組形變的光柵(Distorted grating)。Shadow moiré 便是利用前置光柵與影子形變的光柵重疊所產生的，如圖 1.37 所示。待測物與前置光柵的高度差 Z 及前置光柵週期 P 的關係如圖 1.38 所示，其原理如下：

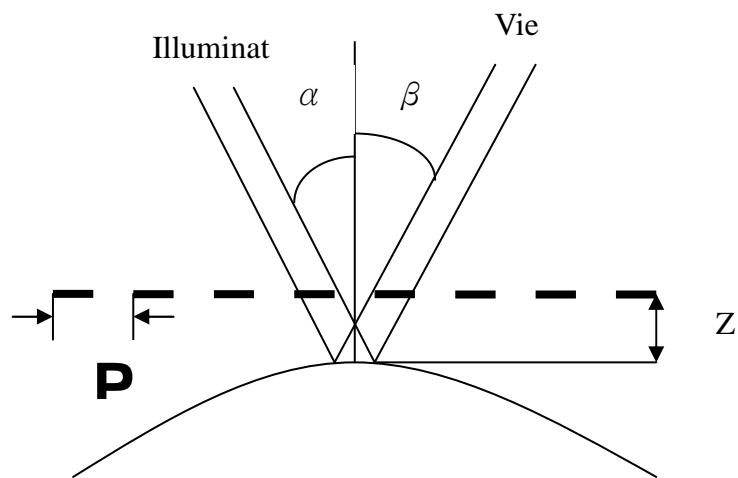


圖 2.10、Shadow Moiré 產生方式

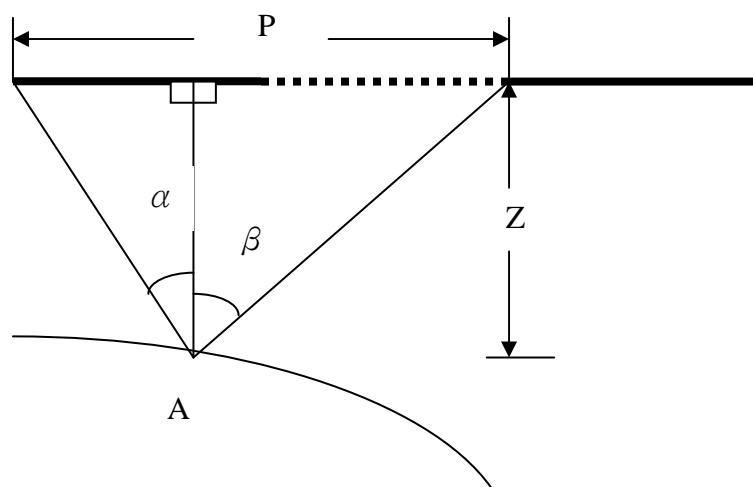


圖 2.11、待測物與前置光柵的高度差 Z 及前置光柵週期 P 的關係

在待測物上方放置一個週期為 P 的光柵，光源與觀察點分別與光柵的法線夾 α 與 β 的角度。平行光經過前置光柵在 A 點產生形變的光柵，而從觀察點經過前置光柵看到形變的光柵，兩者在 A 點形成 Moiré 的條紋。待測物上的 A 點到光柵的距離 Z ，與光柵的條紋週期 P 有以下的關係：

$$P = Z \tan \alpha + Z \tan \beta \quad (2.19)$$

由上述關係，可得的到高度 Z ，

$$Z = \frac{P}{\tan \alpha + \tan \beta} \quad (2.20)$$

當光源與觀察點都固定後，上式的分母可視為一個定值：

$$\tan \alpha + \tan \beta = K, K = \text{constant} \quad (2.21)$$

則(2.20)式可簡化為：

$$Z = \frac{P}{K} \quad (2.22)$$

由上式便可算出這一個 moiré 條紋與光柵間的相對距離。上式所代表的意義與上一節最後式子(2.19)相同，均是光柵週期 P 除以一個常數項，只是前一節是找出兩個 Moiré 疊紋間的距離為多少，Shadow moiré 則是找出兩個 moiré 疊紋間的高度差。

以上是指第一條 Moiré 條紋出現的位置與前置光柵的高度差關係式，當我們考慮觀察者看到透過第二個前置光柵與平行光產生的第二個形變光柵重疊的 Moiré，便是第二階的高度差 $Z = 2\frac{P}{K}$ ，所以可將 shadow moiré 所產生的疊紋位置與前置光柵的高度差寫成一個普遍性的關係式：

$$Z = \frac{P}{K}N, N = \text{integer} \dots \quad (2.23)$$

這表示每一個 moiré 疊紋間代表一個固定的高度差： $Z = \frac{P}{K}$ 。

2. 疊紋脈搏量測系統

(1) 系統架設

Moiré 量測系統依實驗架設方式，可分為投影(projection)光柵與利用陰影(shadow)產生疊紋這兩種方式，其架設結構示意圖分別如圖 2.12 與圖 2.13 所示。

投影方式的 moiré 量測方式，儀器的架設對校正對實驗的解析度影響甚鉅，故架設時須相當精準的調整儀器角度與位置；相較於投影式的架設，利用陰影產生 moiré 的方式其解析度雖然不如投影式，但是儀器簡單且架設方便，這種架設方式所產生的 moiré 條紋結果，比較不受儀器的架設瑕疵影響，故本論文採用 shadow moiré 的架設方式來作為實驗架構，圖 2.14 為實驗架構圖，圖 2.15 為擷取影像之後轉化為數據的傳輸方式，圖 1.43 為實際上實驗架構與設備之相片。當需要更精密的量測脈搏波時，可以考慮使用投影式的實驗架設方式。

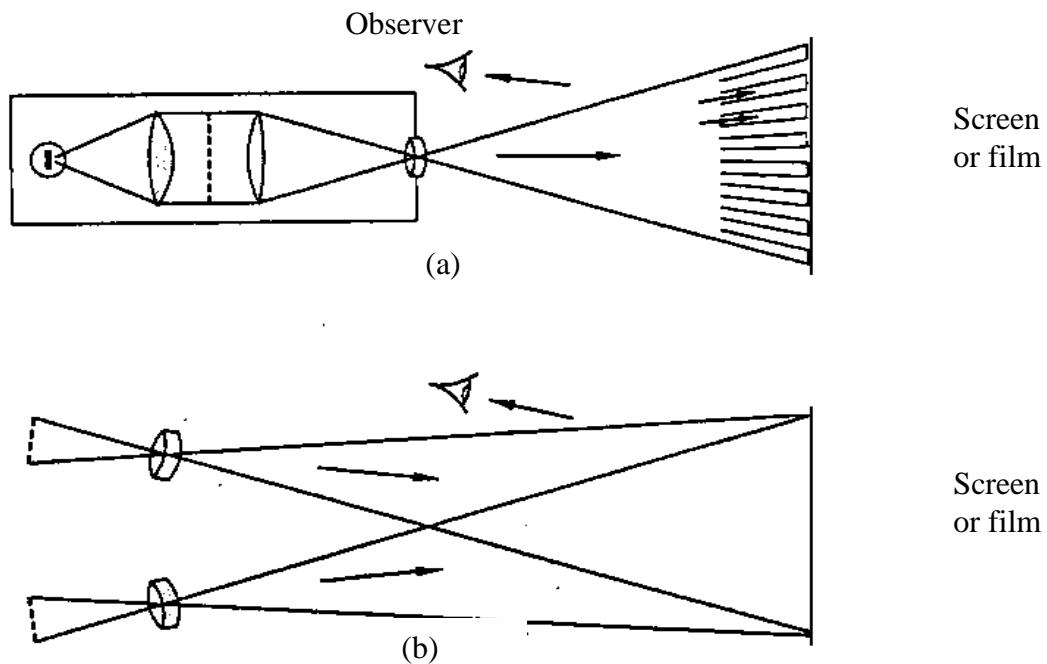


圖 2.12、投影式 Moiré (a) 投影一光柵條紋至待測物上

(b) 投影兩個光柵條紋至待測物上

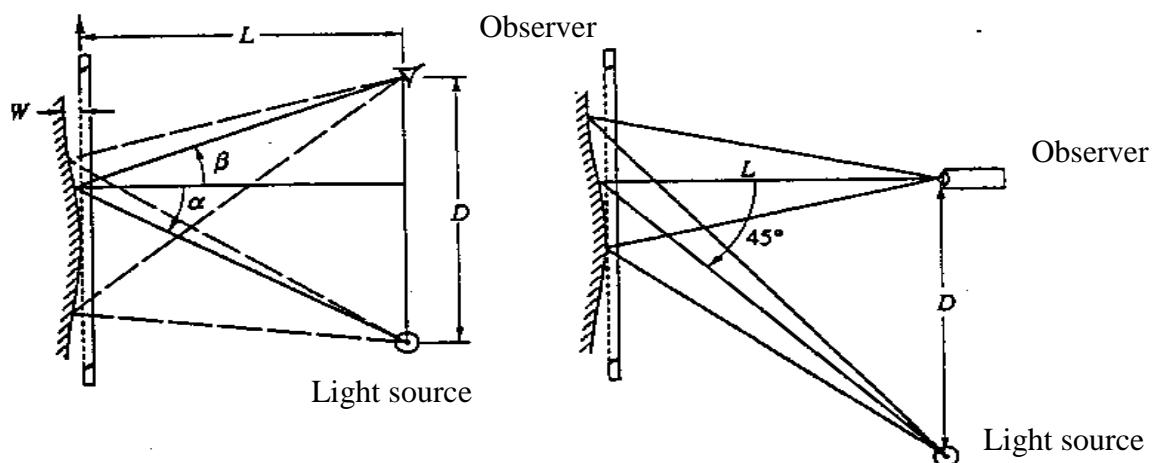


圖 2.13、陰影式 Moiré (a) α 與 β 可亦任意調整 (b)固定 $\alpha+\beta=45$ 度

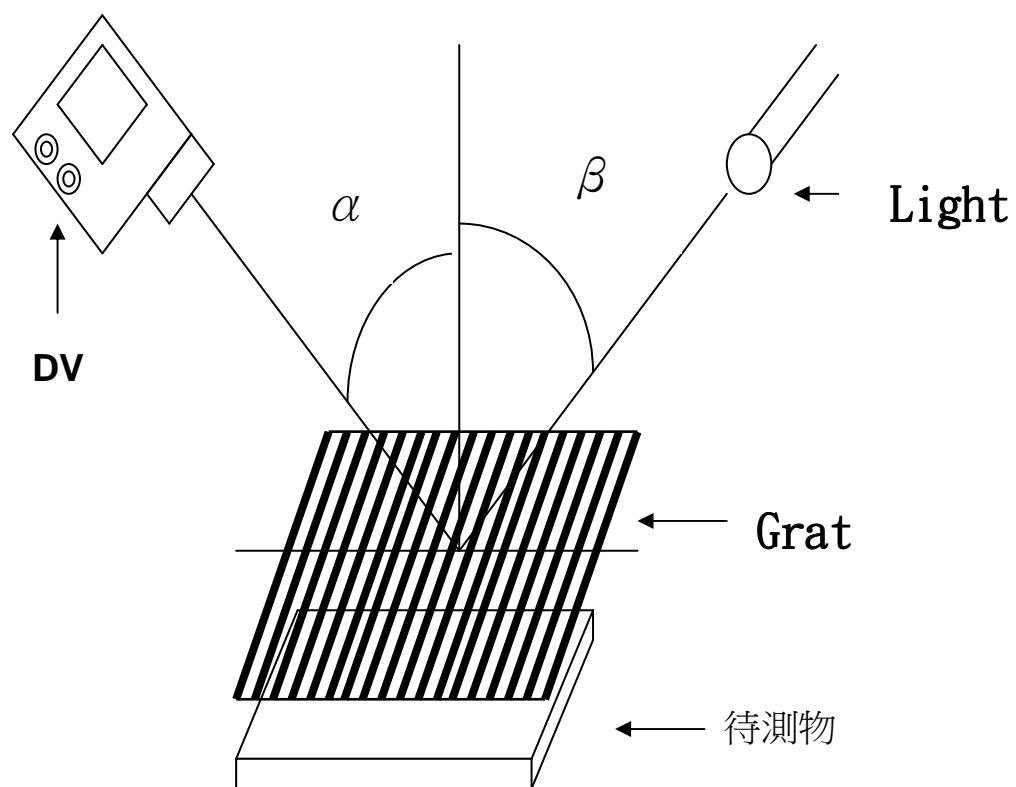


圖 2.14、實驗架構圖

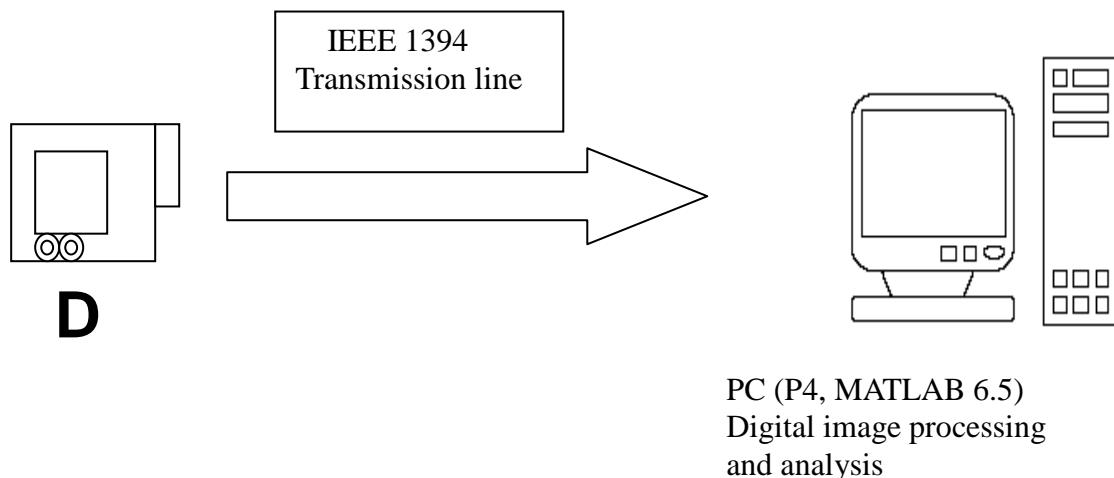


圖 2.15、數據傳輸方式



圖 2.16 實際量測系統設備與架設

(2) 表面量測流程與實驗設備

利用此 shadow moiré 的架設方式，首先在手腕橈骨動脈的部分(亦相當於中醫師進行脈診的位置)塗上白色顏料以加強量測時影像的對比度。再將光柵固定於手部上方極接近處，但不接觸到待測的手腕脈搏部位為原則；之後以光源照射至欲量測的部位來產生 moiré 條紋。稍微調整光源與觀察面，即調整 α 與 β 角度，使 moiré 條紋在觀察面看起來更加明顯。為了避免分析時光柵條紋的影響，故在記錄影像時，需調整 DV (digital video) 鏡頭的焦距，使其聚焦在待測物表面，而使光柵為失焦的狀態。最後以 DV 記錄 moiré 條紋。實驗流程圖如圖 1.44 所示。

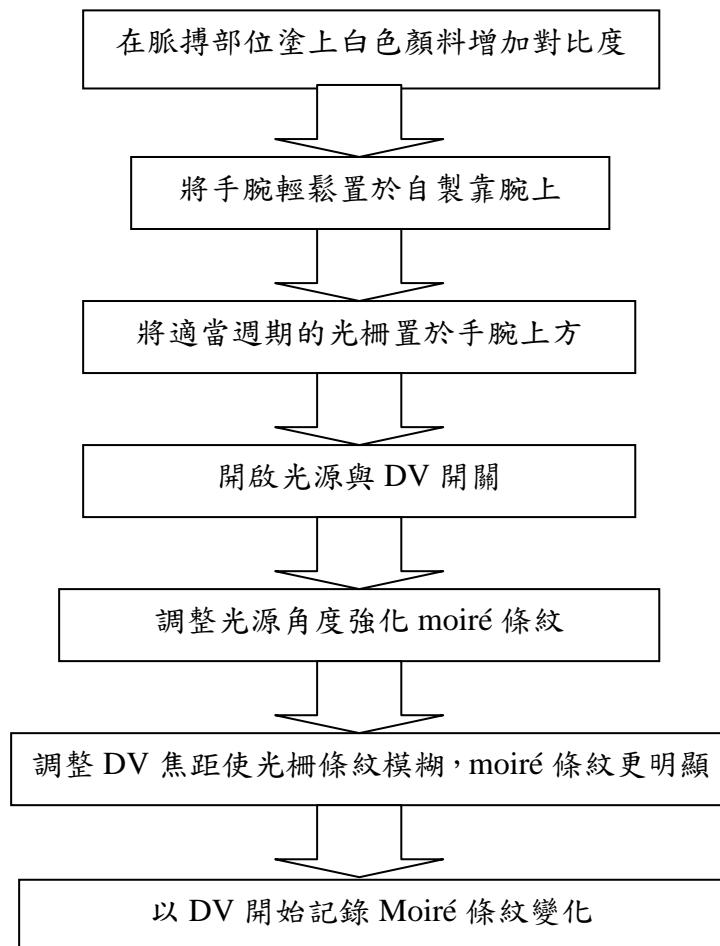


圖 2.17、實驗流程圖

本實驗中所使用之設備及軟體簡介如下：

軟體：MATLAB 7.0、Windows Movie Maker

硬體：光柵：玻璃材質 ---CORNING 7059，黑白條紋週期為 0.3 mm/line pair

光源：MORITEX MHF-G150LR

DV：SONY DCR-TRV40

成像元件：4.5 mm (1/4 inch) CCD (電荷耦合元件)

鏡頭：Carl Zeiss Vario-Sonnar 組合電動變焦鏡頭(10 倍光學變焦)

像素：靜止狀態 1390000 像素，移動狀態 970000 像素

焦距：4.2-42 mm

(3) 影像擷取與資料分析

將 DV 錄製下來的影像，以每 1/15 秒的間隔擷取並以 IEEE1394 傳輸線傳送至個人電腦中；以 Windows Movie Maker 軟體進行影片分割處理處理，一秒鐘的影片可切割成三十張彩色圖檔；利用 Matlab 7.0 版之軟體撰寫將彩色圖檔轉換為灰階圖檔的程式，並且將灰階化後的圖檔中，搜尋出

一個研究者所關心的定位點 A 作為分析點，然後紀錄此點隨時間變化的灰階值，亦代表著 A 點高度隨時間的變化，由此數值繪出脈搏波的波形，利用(2.22)式計算出此脈搏波的振幅；並更進一步對此時變訊號作離散傅立葉轉換，即可求得此點表面脈動之頻率。影像擷取及分析整個研究流程如圖 2.18 所示。在圖 2.19 中所示為一個年齡 20 歲之健康男性以疊紋脈搏量測系統所測得之結果，上圖為灰階時變率，下圖即為頻譜。經測試結果得知該名男性之脈搏主頻為 1.13Hz。

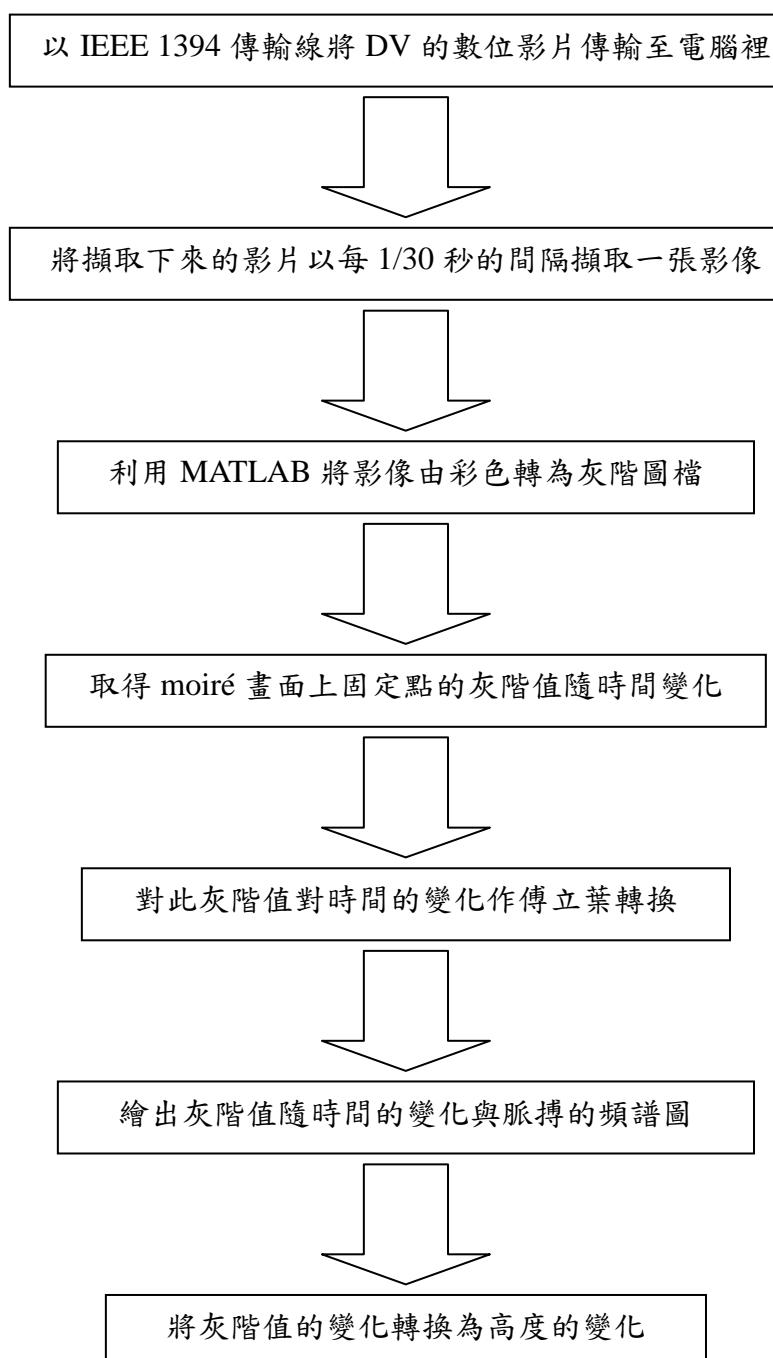


圖 2.18、影像擷取及分析流程圖

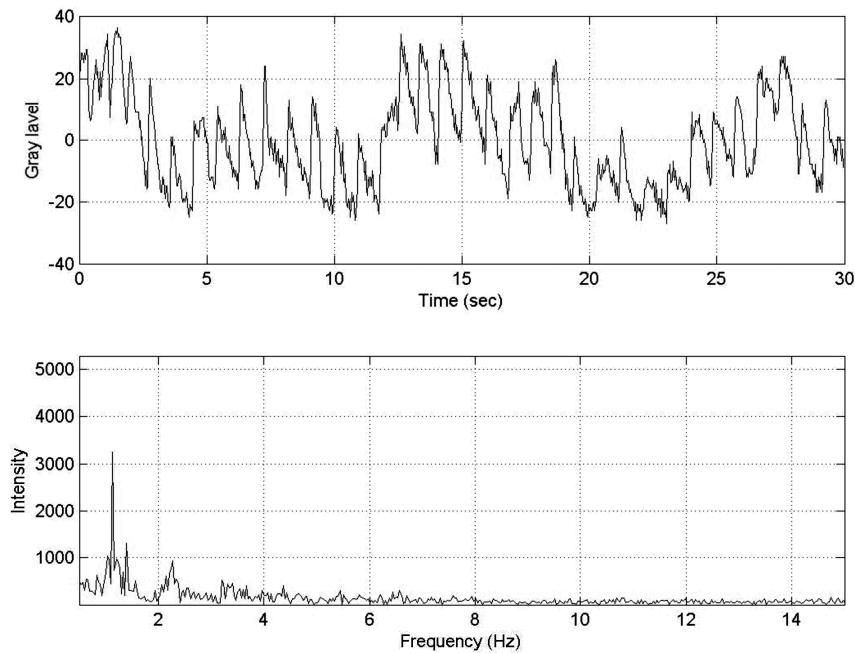


圖2.19、以疊紋脈搏量測技術獲得之二十歲男性脈搏量測結果

3. 系統偏差校正

(1) 影像灰階數校正

由於數位化之後的灰階值畫面將灰階度分成 0 到 255 個數值，所以原本肉眼看見呈現三角波的每一個疊紋的間距，經過數位化處理被分成 256 等分的階梯函數分佈，但是每一個疊紋的間距所代表的高度差還是沒變。

依據式(2.22) $Z = \frac{P}{K}$ ，實驗時將 α (光源)與 β (觀察者)角度都固定，故 K 為常數，而實驗中光柵的週期 P 亦屬固定，所以每一個疊紋代表高度便以 P/K 為倍數做變化。其中 (P/K) 代表一組疊紋間高度的變化，在灰階值的表現上是由全黑(灰階值為 0)過渡到白色(灰階值為 255)，再由白過渡到全黑的一個週期。而經過電腦數位化再轉為灰階值後，每一個疊紋間的灰度值便代表高度差。現在將灰階值由全黑到全白分成 256 個數值，且疊紋由全黑到全白調表著高度 Z 的變化是 $(P/K)/2$ ，將此灰階值與高度之間的關係寫成方程式，便可獲得灰階值所代表的高度變化：

$$Z = \frac{(P/K)/2}{256} \quad (2.24)$$

然而，對 DV 的相片而言是以整張底片亮度的最大值與最小值的差異來區分為 256 層灰階，因此底片中的疊紋

影像區塊之灰階變化並不一定是 256，所以必須在將上式的灰階值 256 修改為疊紋區塊的灰階變化，也就是：

$$Z = \frac{(P/K)/2}{(M - m)} \quad (2.25)$$

其中的 M 代表此固定點隨時間變化最高的灰階值，而 m 代表此固定點隨時間變化最低的灰階值。如此一來，將兩者相減才是實際上的疊紋灰階變化值。

(2) 光源校正

由於熱擾動（例如空調產生氣流流動）或背景燈光本身的電源為交流電源產生之肉眼很難辨識的擾動，會造成灰階值在極高頻或及低頻區的變化。長條形日光燈管即會有此亮暗閃爍的變化。圖 2.30 是以 DV 拍攝一個固定畫面達 30 秒，取畫面中固定點的灰階值隨時間的變化與其做傅立葉轉換後所得到的閃爍頻率。由圖 2.31 中可看出由 DV 所拍攝到的 30 秒固定畫面，灰階值由 6 變化到-8，灰階值的振幅變化為 14，且有 0.136HZ 的閃爍頻率。



圖 2.30、以 DV 紀錄日光燈源的光強與頻率變化

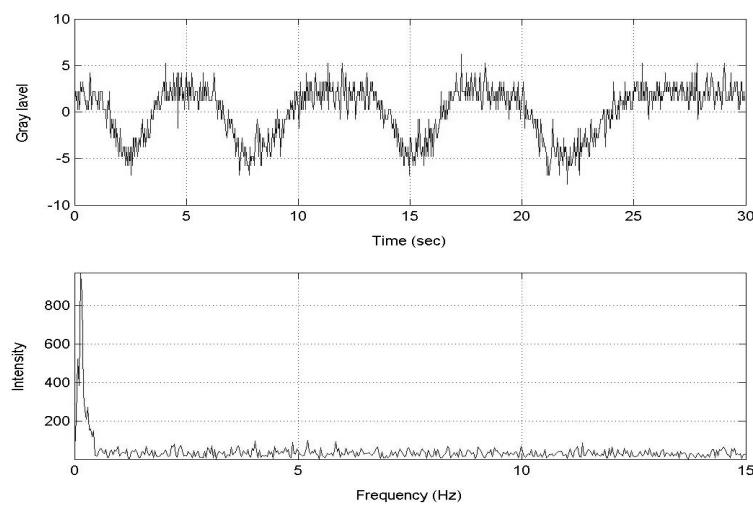


圖 2.31、日光燈源的光強隨時間的變化與閃爍頻率

接下來測試本文所用的光源 ---MORITEX MHF-G150LR 如圖 1.48(a)，一樣利用 DV 擷取被照物體達 30 秒，取畫面中固定點的灰階值隨時間的變化與其做傅立葉轉換後所得到的頻率。此時，由圖 1.48 (b) 中可看出灰階值由 4 變化到-4，灰階值的振幅變化為 8，且有 0.100HZ 的閃爍頻率。

由此可知，我們所使用的光源閃爍頻率比一般的日光燈源小，而且灰階值的變化幅度也比較小。這代表本系統採用的光源比一般的日光燈源要更加穩定許多。此實驗所要量測的是脈搏波的變化，其頻率約在 1Hz 左右，而光源閃爍的頻率為 0.100HZ，所以對實驗結果的分析影響不大。

經過以上的校正實驗後可得知，利用現有的影像擷取系統與光源，此套系統對一個固定畫面的灰階值有振幅 8 的變化，亦即此套系統的灰階值變化解析度目前是以 8 為一個單位。而(2.68)式需修正為

$$Z = \frac{(P/K)/2}{(M-m)/8} \quad (2.26)$$

利用上式可畫出高度隨時間變化的圖形，由於灰階值與高度的轉換關係式是線性的，所以高度隨時間的變化圖與隨時間的變化圖是相似的，只是兩者相差一個常數，這個常數被光源與觀察點的角度所影響。只要改變光源或觀察點的角度便可以改變疊紋的間隔大小，以使條紋的變化變的更緩和或明顯。

目前製作的光柵由於未經抗反射鍍膜，所以當光源到達光柵表面會有反射光。為了使反射光到達 DV 的強度不會影響到數據分析，實驗時需將光柵轉個小角度 γ ，而這個轉動會使光柵的週期相對於(2.26)式有個 $\cos\gamma$ 的修正，因此(2.26)式必須再改寫為：

$$Z = \frac{[(P/\cos\gamma)/K]/2}{(M-m)/8} \quad (2.27)$$

經過以上的修正，便可以將固定點 A 隨時間的高度變化正確的計算出來了。

(3) 系統架構之穩固性測試

關於受測者之身體晃動、來自於生理現象的微小震動（例如：呼吸）或者是大樓本身結構的自然晃動，對疊紋量測系統產生之干擾，我也做了簡單的系統架構之穩固性

(robustness) 測試並將結果示於圖 2.32。將一片塗抹白色顏料的載玻片放置於手腕上方，以實驗用的光源直接打在該區域並以 DV 拍攝下所有過程 (如圖 2.32 所示)。在影片上任取不同位置的四點量取它們的灰階值並記錄其與時間的變化率得出圖 2.33 可以看出灰階時變率的範圍落在 -2 到 3 個灰階數之內，遠小於脈搏震動的 -15 到 35 個灰階數。將該四點的灰階時變率以傅立葉變換得出其頻譜，並示於圖 2.34，主要頻峰皆落在 0.1Hz 附近，這些干擾的因素顯然都非常的微弱，且與我們所關心的脈搏頻率有顯著之差異。因此幾乎可以忽略調這些背景上的干擾因子。

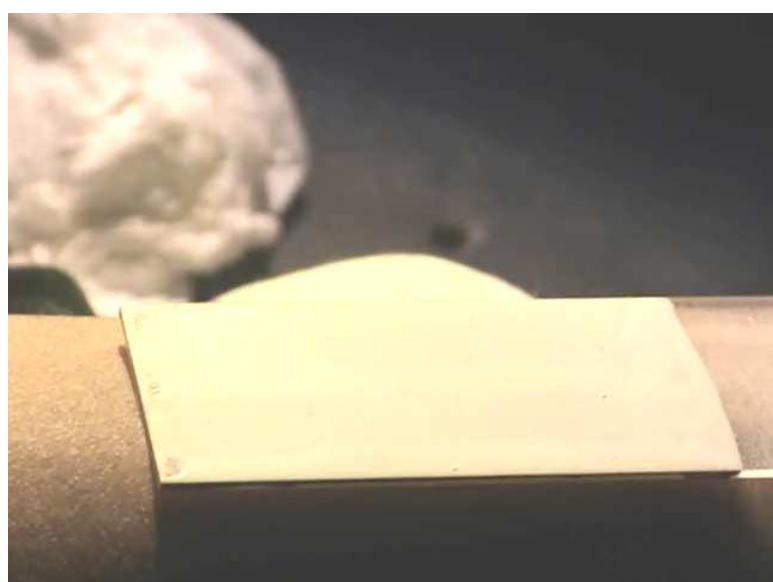


圖 2.32、以 DV 紀錄手腕上方測試片上的光強與頻率變化

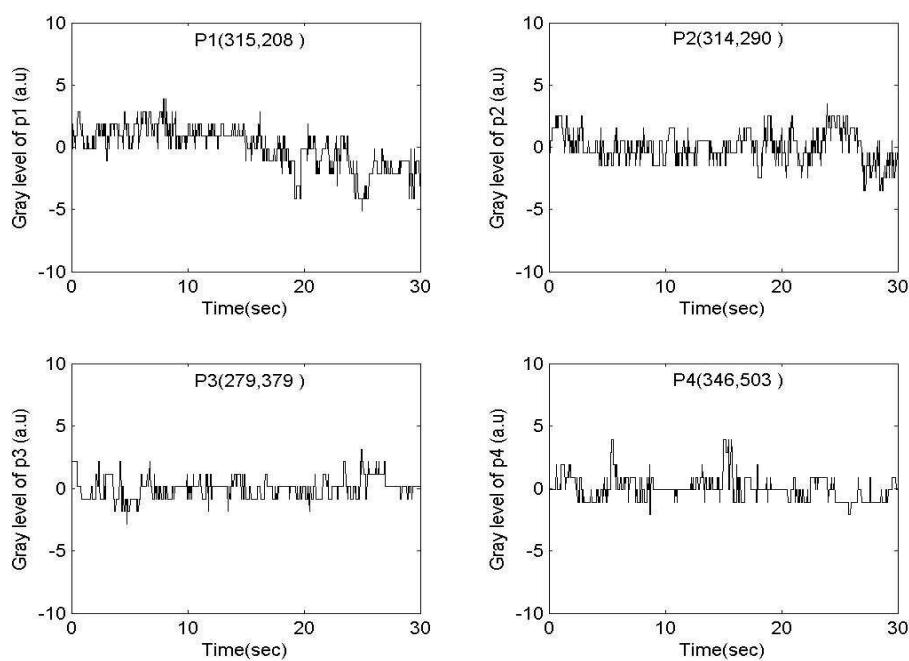


圖 2.33 (b)、測試片上不同位置之時域灰階變化

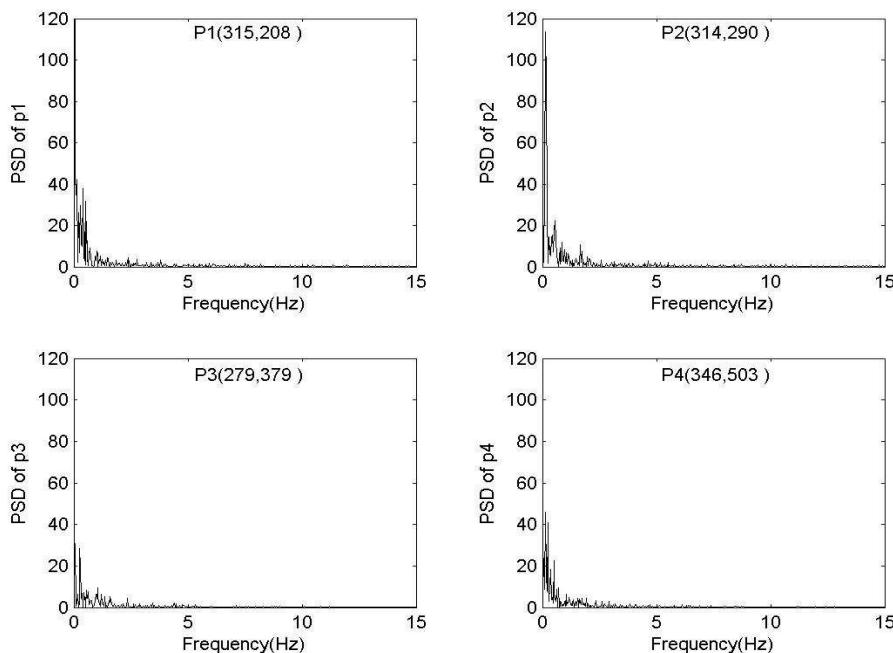


圖 2.34 (c)、測試片上不同位置灰階變化之頻譜

為了確認疊紋的精確度，我們同時利用兩種量測實驗方式來量測脈搏波，一種就是本論文所提的疊紋量測方式，另一個是利用量測血氧量的飽和強度的方式來量測脈搏波。如圖 2.35 所示，將血氧飽和濃度計 SpO_2 (Saturation of Patient's Oxygen)的紅外線夾具夾於中指上，並將手腕(寸關尺)置於光柵下方固定好。開啟光源後，調整光源與觀察面(DV)的位置，以取得較明顯的疊紋。確定兩種量測方式都準備好了以後，就啟動 DV 攝影功能，同時開始以血氧飽和濃度計 Nonin 8600 記錄血氧量的飽和度所量測到的脈搏波。

由於兩者量測出來的單位並不相同，以疊紋量測方式所得到的是高度(mm)的變化，而 Nonin 8600 則是以電壓(μV)來表示量測到的波形變化量，因此我們以比較兩者的頻率為討論重點。這兩種量測方式的脈搏時域變化如圖 1.50 所示，頻譜分佈則如圖 1.51 所示。以陰影疊紋技術所量測到的脈搏波，其取樣頻率為 30HZ，總共取 898 張圖，即約 30 秒來分析。所得到的最高頻率為 1.1669HZ。而以 SpO_2 來量測到的脈搏波，取樣頻率為 200HZ，總共 6000 個點，共 30 秒來分析。所得到的最高頻率為 1.1693HZ，兩者的誤差值為 0.2%，誤差不到一個百分比。

由於本實驗使用 Moiré 量測脈搏波的取樣頻率為 30HZ，而 SpO_2 所使用的取樣頻率為 200HZ，所以相較之下使用 Moiré 量測出來的脈搏波波形無法像 SpO_2 所擷取到的波形那麼連續而完整，但是當轉換到頻率域來觀察

時，兩者的差別並不是太大。

總共有十二個人自願參加本研究之量測，其中有六名是男性，六名為女性，平均年齡為二十一歲，皆無任何重大疾病病史且量測當天都為健康狀態。量測進行之前八小時被要求不能喝任何具有酒精或者含咖啡因類的飲料。經統計計算之後，以 Moire 量測出來的脈搏波主頻率跟以血氧濃度計所測量之結果，其平均差異在 1.34% 以下，這樣的結果顯示我們所提出的新方法確實是可以準確的測量出脈搏波的訊息。

將其中一個受測者的腕部疊紋影像系列，特別選擇中醫所重視的寸關尺三個位置點，分別標記上 A、B、C。將 A、B、C 三點的灰階時間變化率透過(2.22)式計算出寸關尺三個特殊位置的表面脈搏時變紀錄，其結果如圖 2.36 所示。圖 2.38 中，最上方為寸脈的脈搏時變率，其次為關脈，最下方為尺脈。由脈搏的時變率我們只能看出寸關尺三個位置的表面搏動幾乎是同調的，但是很顯然的是其彼此相對應的脈搏振幅並不相同。

我們更進一步的將寸關尺三個特殊位置的脈搏時變率進行傅立葉變換以獲得其頻率分佈的關係，其結果如圖 2.39 所示。由圖 2.39 中我們可以看出寸關尺三脈在主頻率約 1 Hz 之處都相當的明顯，而在人類的呼吸頻率 0.3 Hz 之處也可以看出有特徵頻峰出現。最低頻處約 0.1Hz 都很明顯有一個相當高起的頻峰，那個頻峰代表的正是先前我們所計算出的光源閃動頻率。值得一提的是經由疊紋技術所量測的三維脈搏完整紀錄，我們可以同步的紀錄寸關尺三個脈象的彼此相關狀況，更可以再配合專業中醫師的經驗，進一步的將這些脈象予以科學化的定量工程。

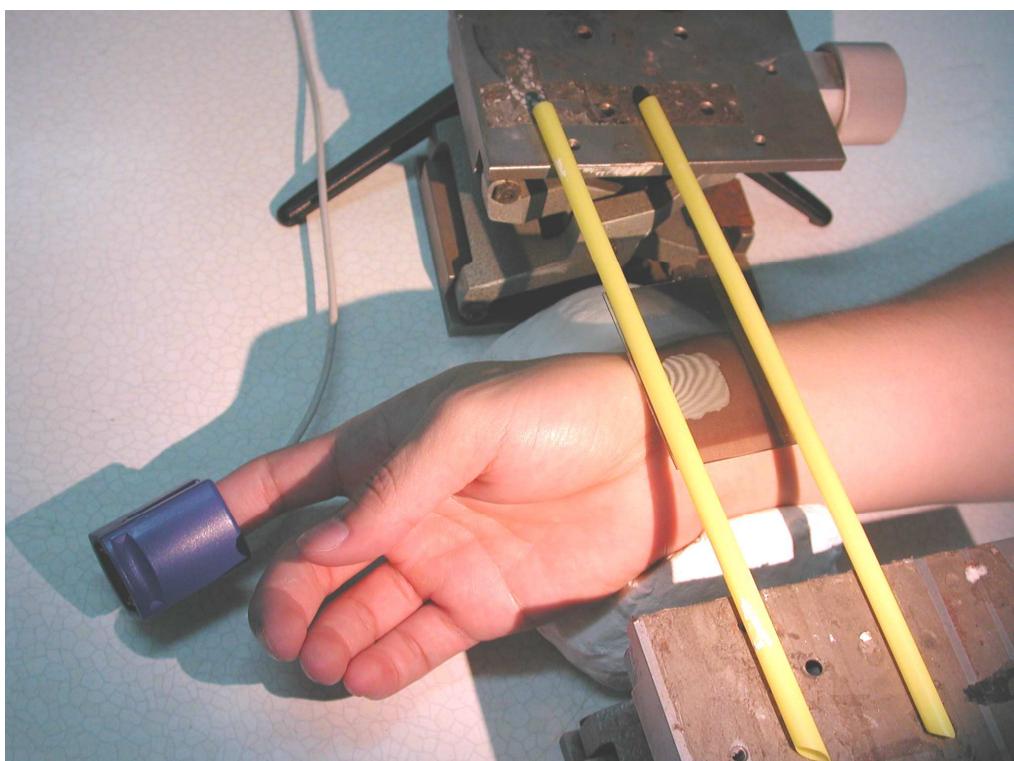


圖 2.35、同時使用 Moiré 與 Sp0₂ 方式量測實驗圖

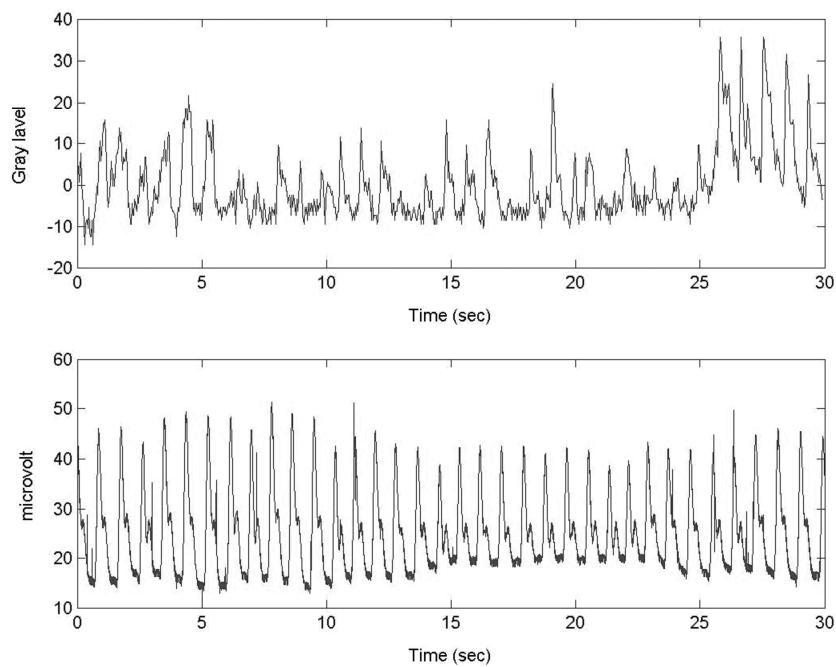


圖 2.36、(a)疊紋量測到的橈骨動脈脈搏波波形
(b)血氧計量測到的食指指尖脈搏波波形

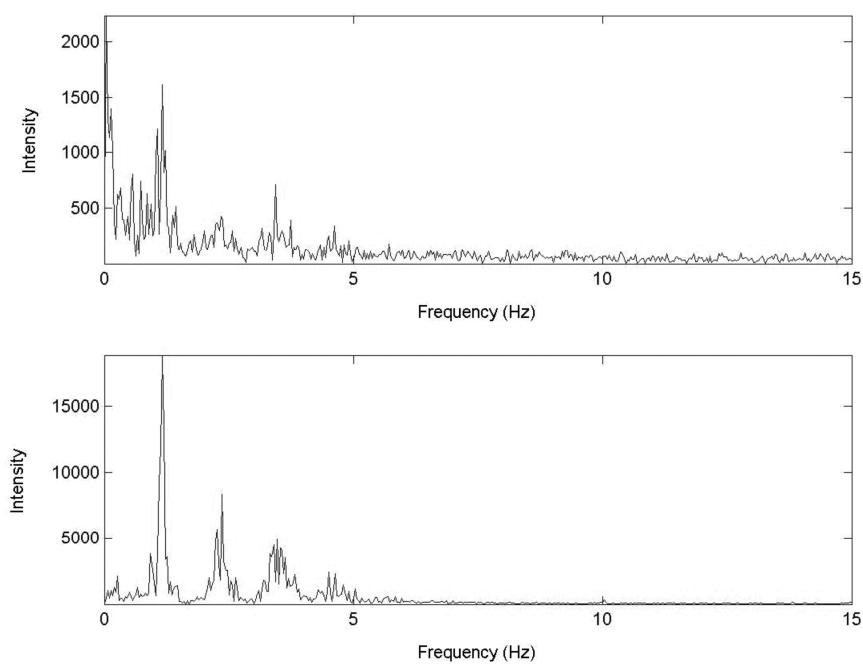


圖 2.37、(a)疊紋量測到的橈骨動脈脈搏波頻率
(b)血氧計量測到的食指指尖脈搏波頻率

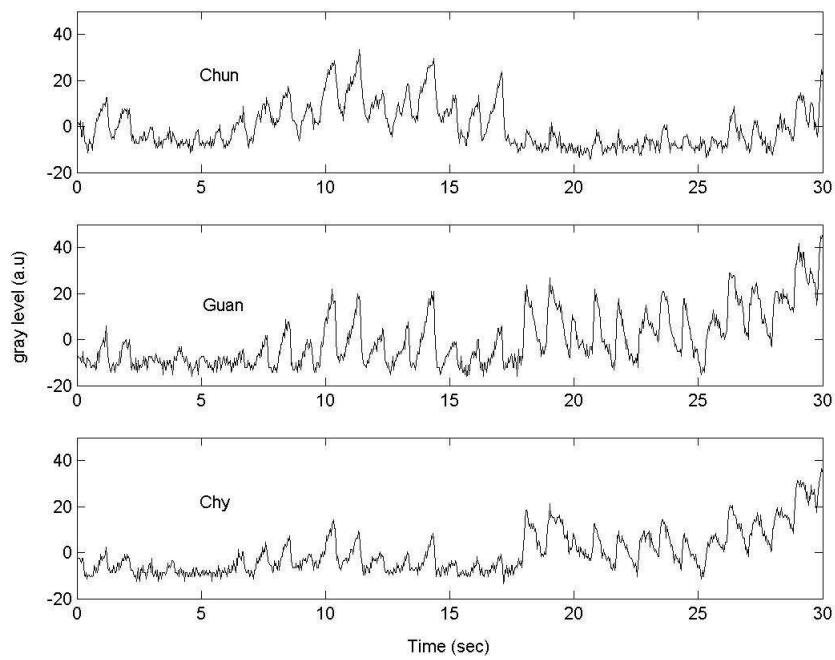


圖 2.38、寸關尺三個部位經由疊紋技術所量測得的脈搏時變率

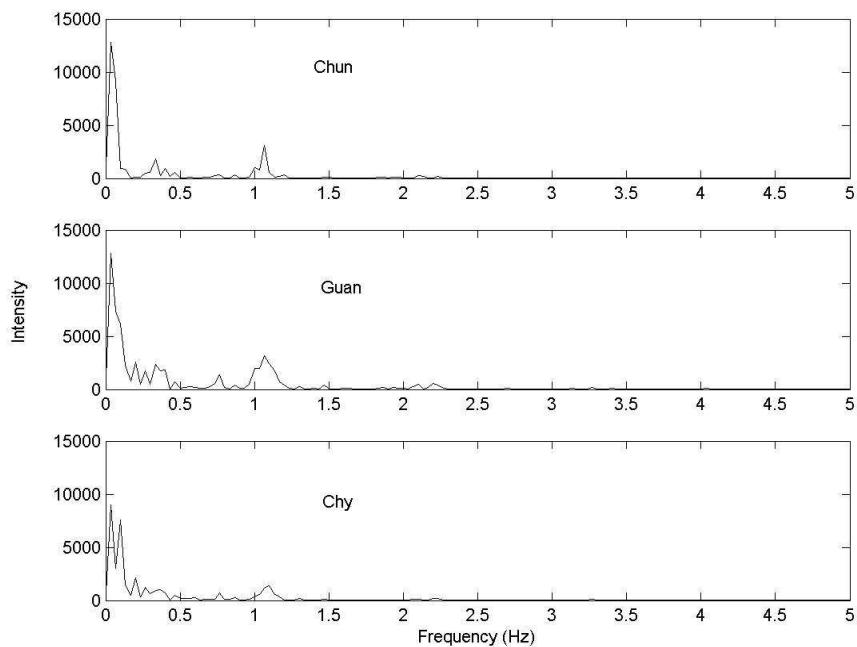


圖 2.39、寸關尺三個部位之脈搏經傅立葉變換後之頻譜圖

參、結果

實驗定 $L=93.03\text{mm}$ ， $X=101.50\text{cm}$ ；所以依原理： $\delta X = \frac{Z^2}{L_f} \cdot d$ ，其中 $\frac{Z^2}{L_f} = 6.79$ ；依校正結果 $1\text{pixel}=68.42\mu\text{m}$ (可測最小位移)，即 $\frac{Z^2}{L_f} = 8.80$ ，與預測相近，導致其差異的原因為 CMOS 影像感測器是由一個一個像素堆疊而成，取像時，偵測到的移動不是很精確，線性度不高，移動一個像素，就移動 $68\mu\text{m}$ ，雖然我們可達 subpixel 的準確性，依然是線性度不高。另外主要是受限於校正平台的準確度及校正環境。

雷射三角量測氣球實測結果

本實驗受測者帶上自製的仿手指壓力氣球，隨著充氣程度的不同來模仿不同的壓力，再利用綠光LED聚光後光點打在待測點上，再利用CMOS Sensor每秒擷取15張圖，共擷取10秒，再以MATLAB分析其光點質心，分析其光點變動與時間的關係，其流程如圖3.1所示，進而得出脈搏特性，以下是實驗的實測圖及實驗結果分析。

MATLAB 系統分析流程 (三角法測量脈搏)

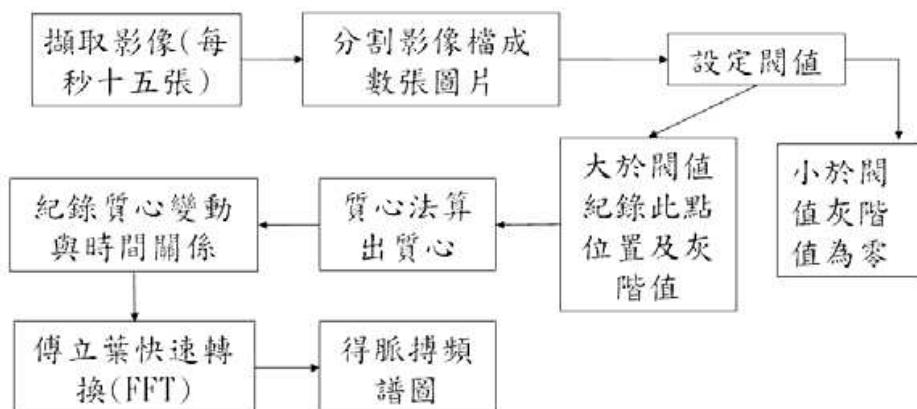


圖3.1 MATLAB分析脈搏波流程



圖3.2 自製仿手指壓力氣球

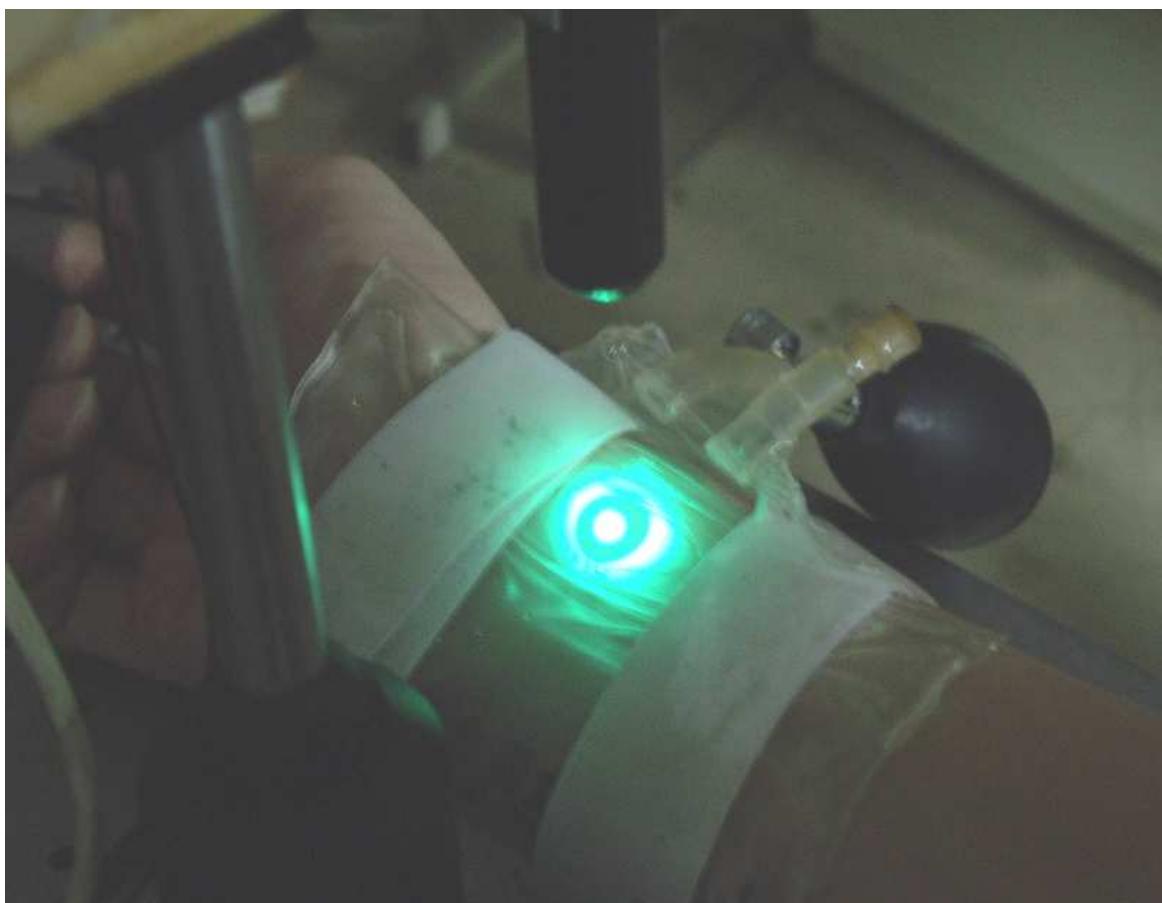


圖3.3 實驗情形(旁邊黑色橢圓狀物體可充氣放氣)

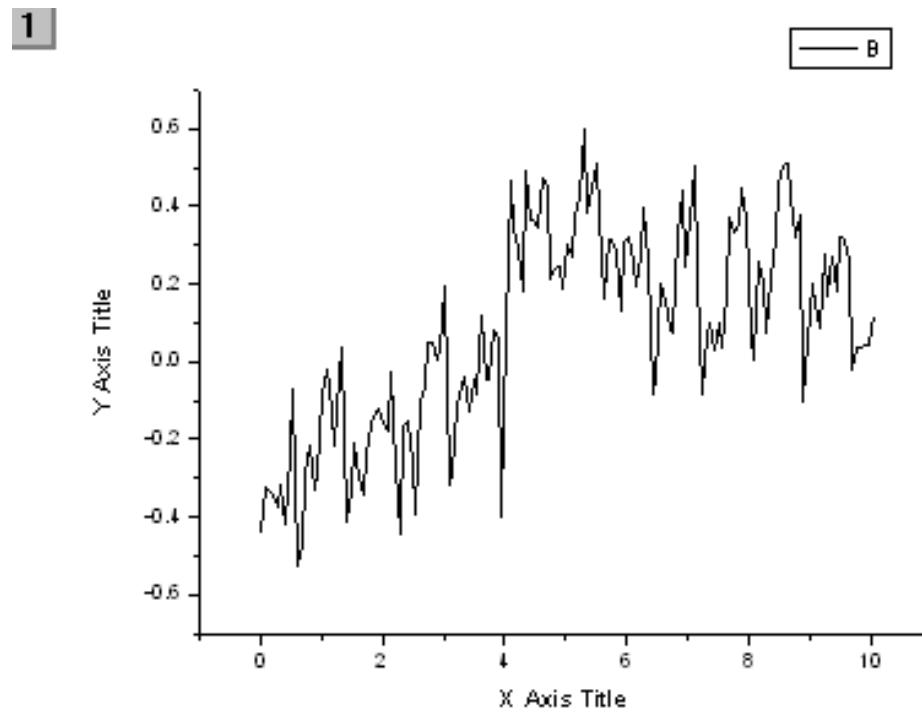


圖 3.4 寸-浮脈 原始資料

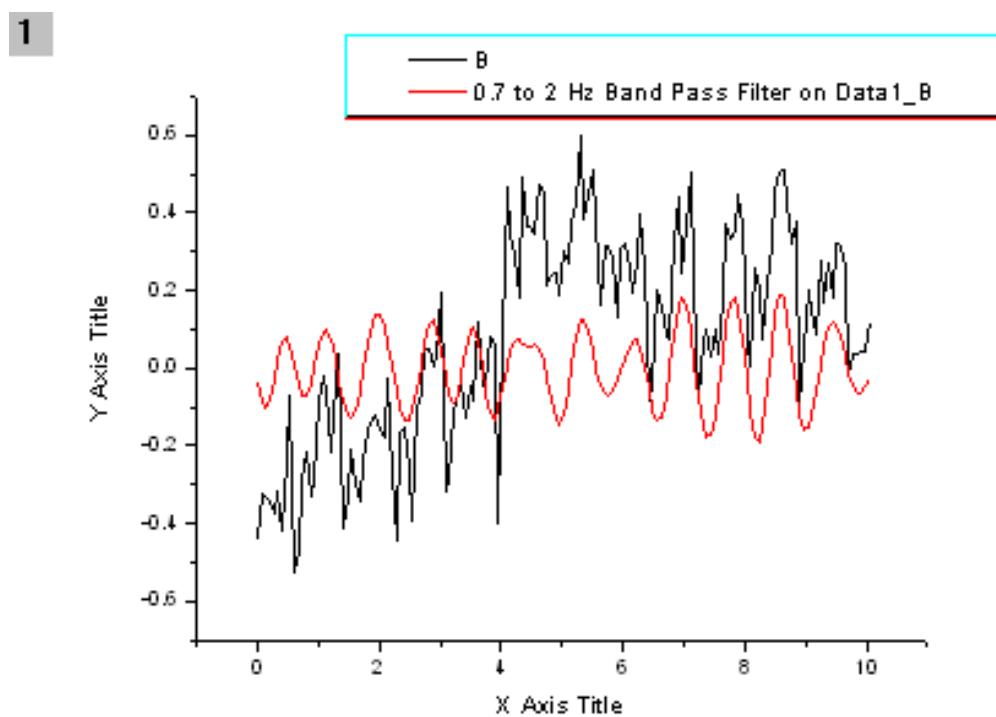


圖 3.5 設定帶通 0.7Hz~2.0Hz

1

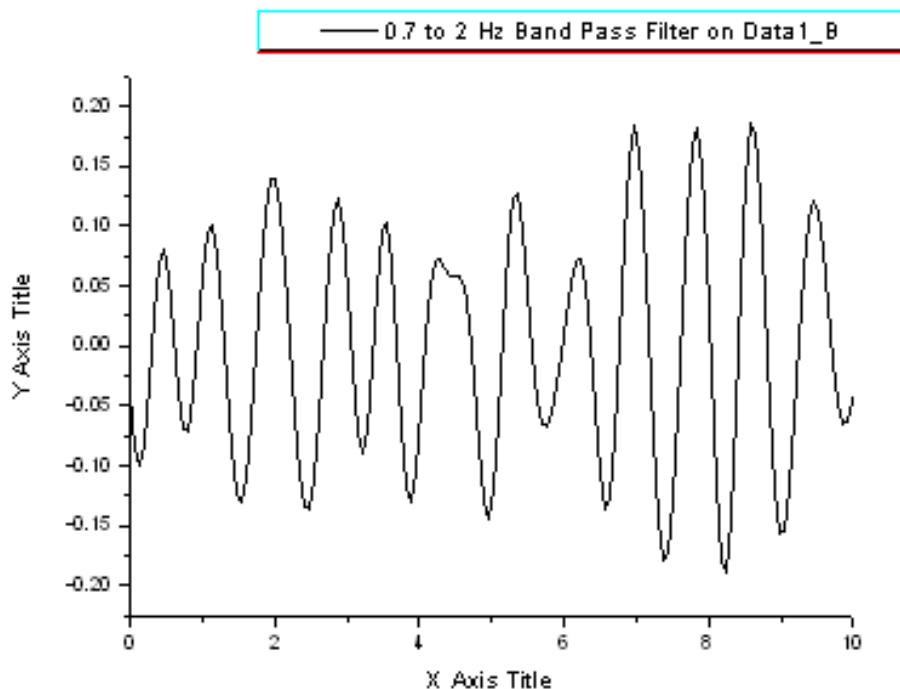


圖 3.6 帶通後的資料

1 2

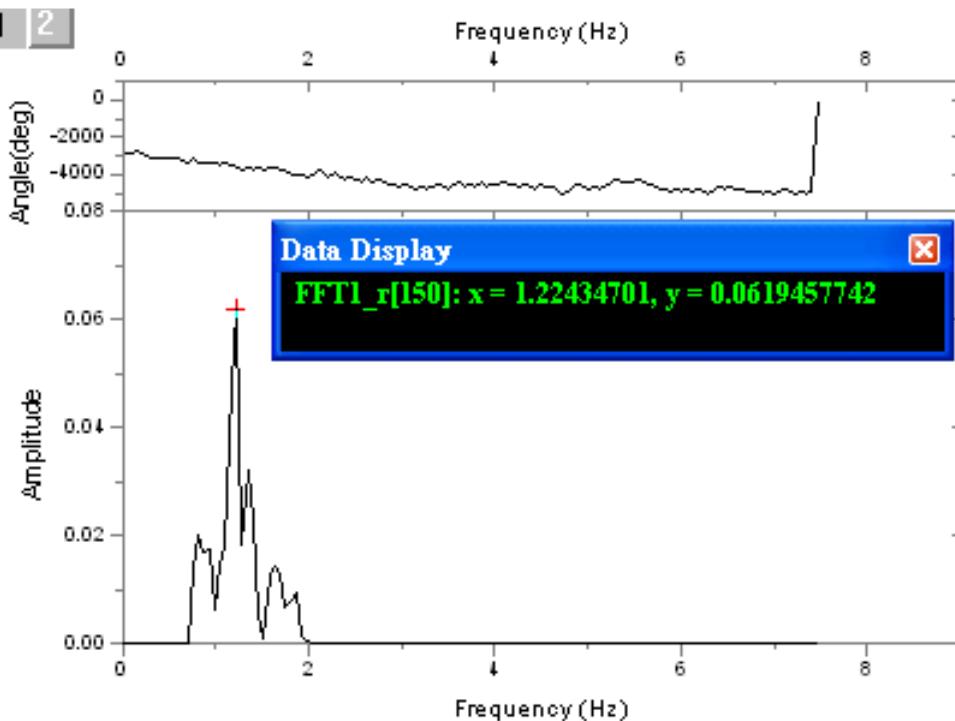


圖 3.7 寸-浮脈之頻譜圖

1

— B

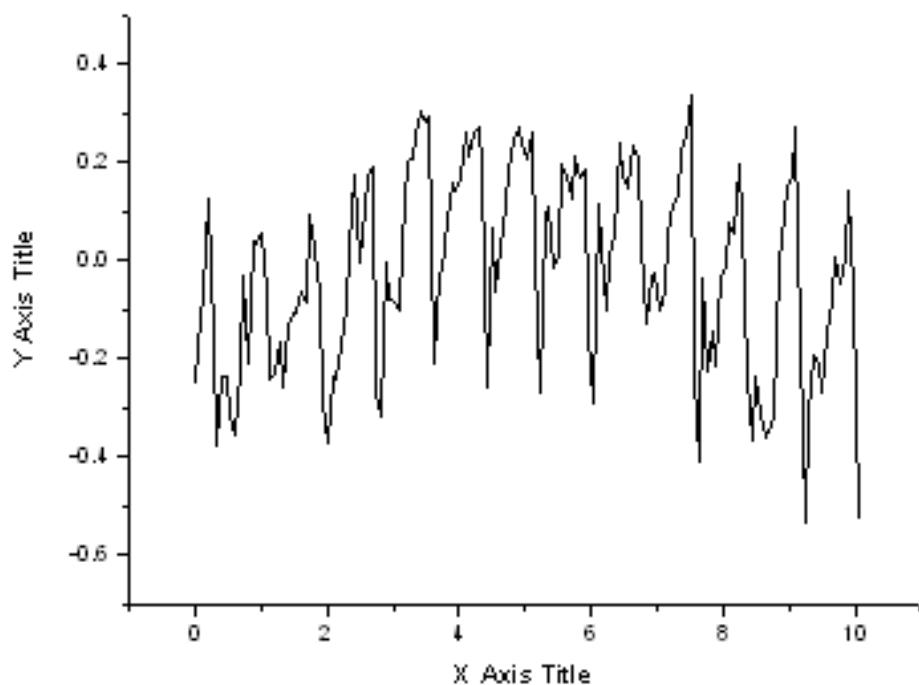


圖 3.8 寸-中脈之原始資料

1

— B
— 0.7 to 2 Hz Band Pass Filter on Data1_B

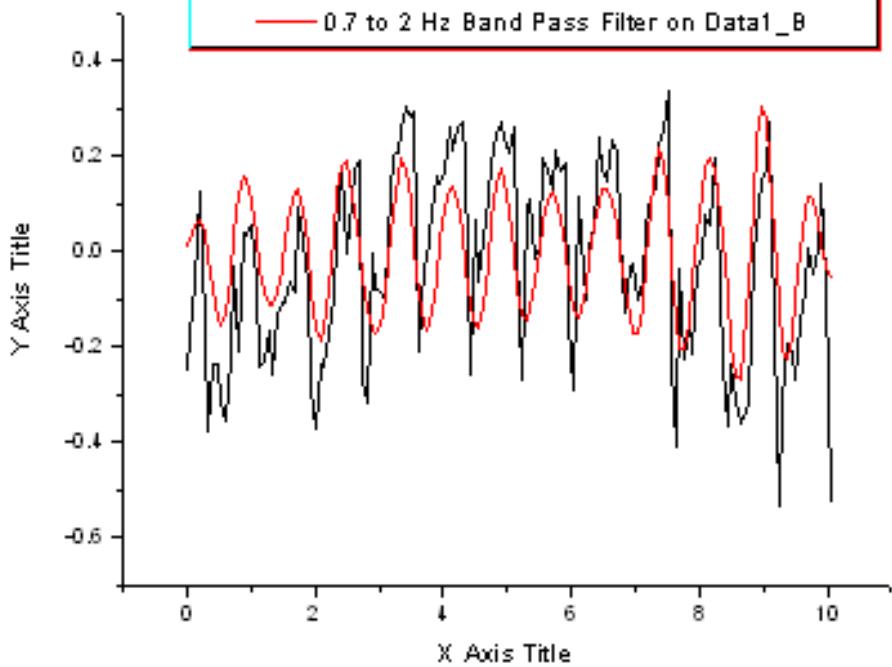


圖 3.9 設定帶通 0.7Hz~2.0Hz

1

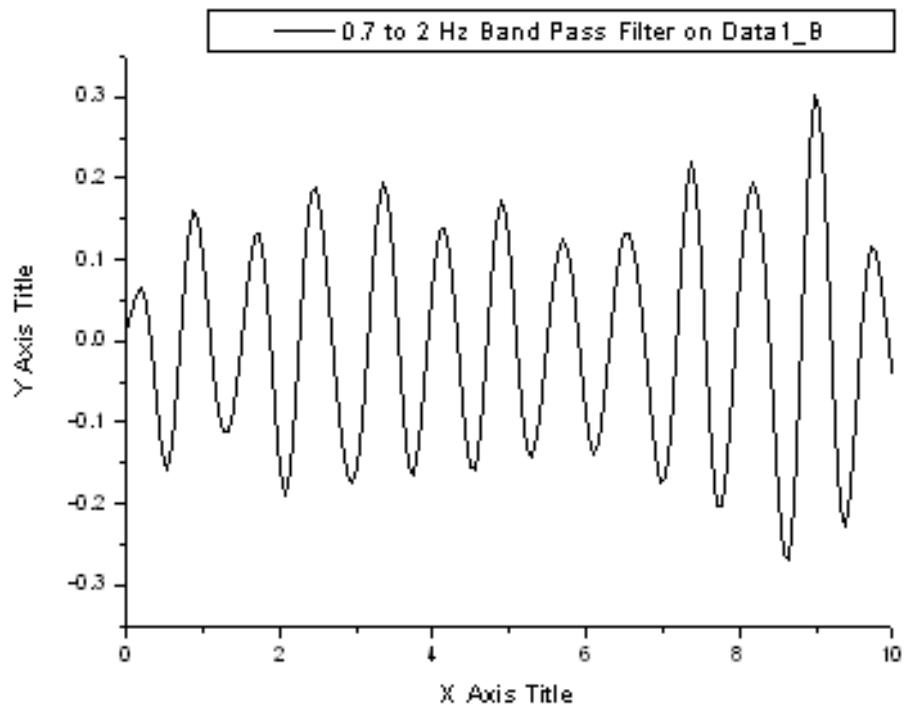


圖 3.10 帶通後之資料

1 2

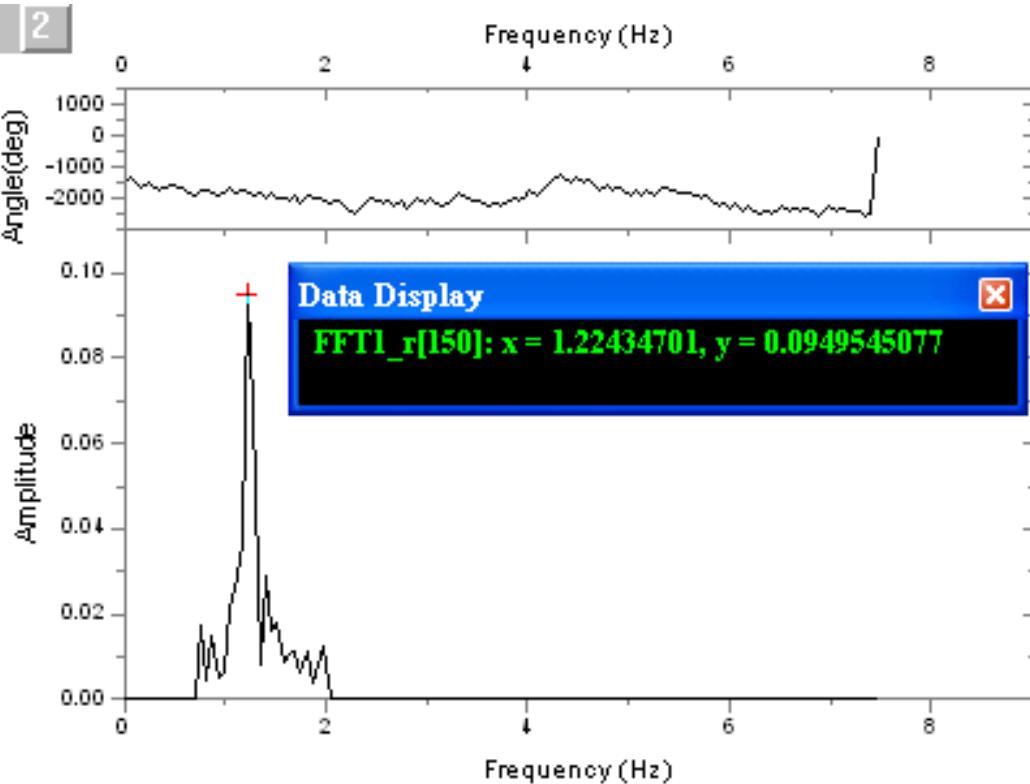


圖 3.11 寸-中脈之頻譜圖

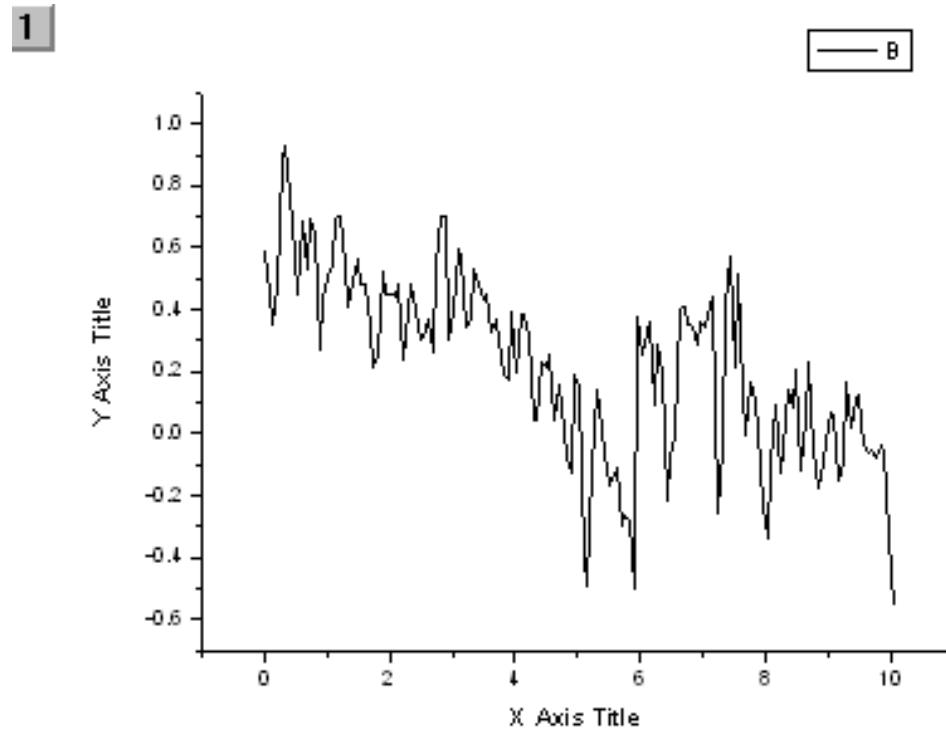


圖 3.12 寸-沉脈之原始資料

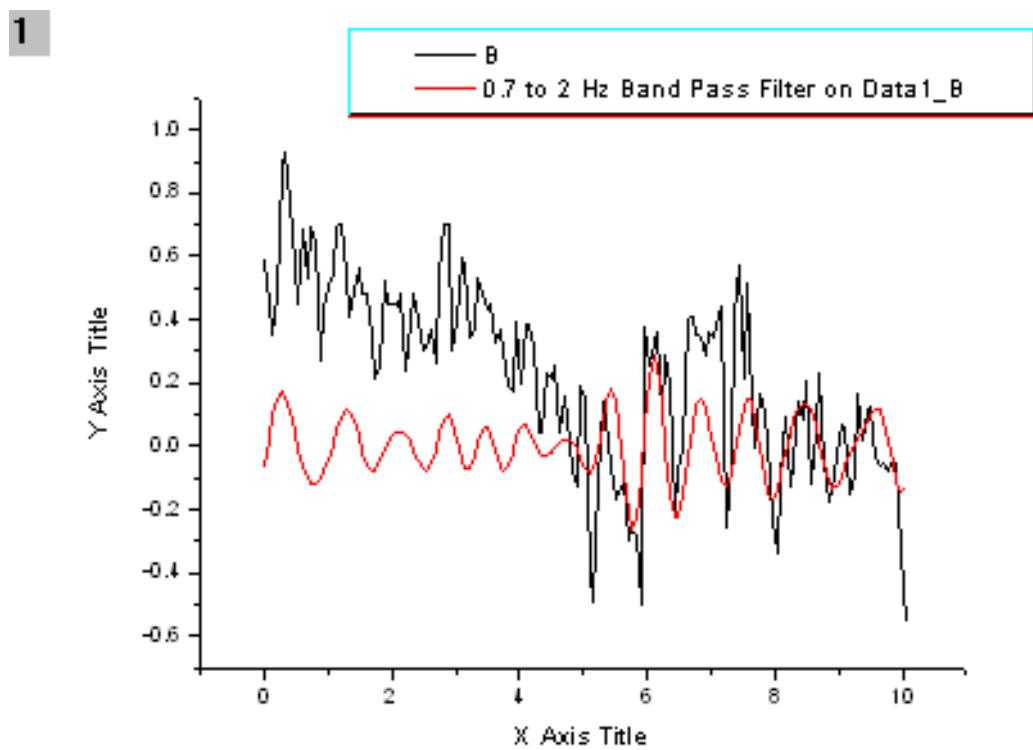


圖 3.13 設定帶通 0.7Hz~2.0Hz

1

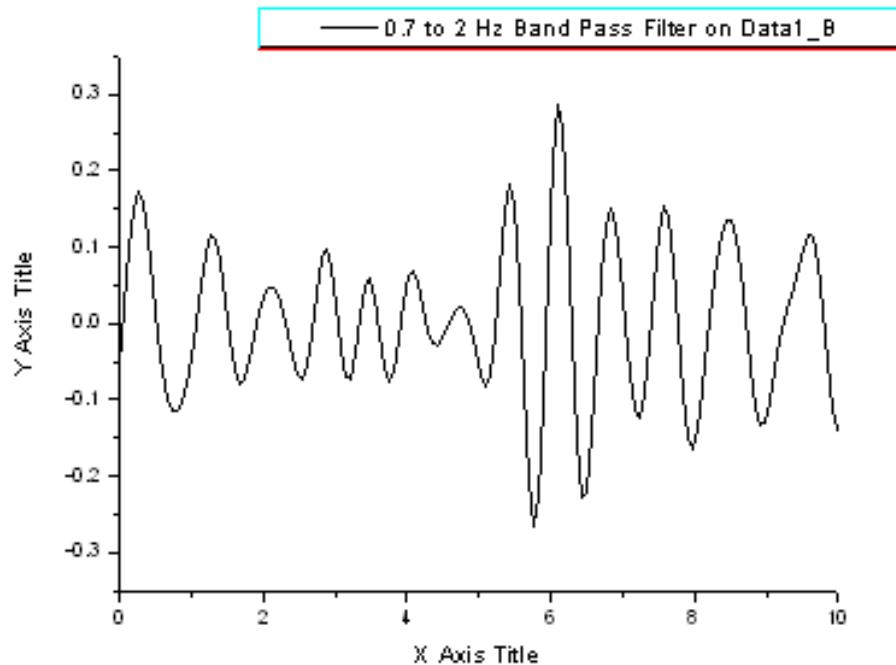


圖 3.14 帶通後之資料

1 2

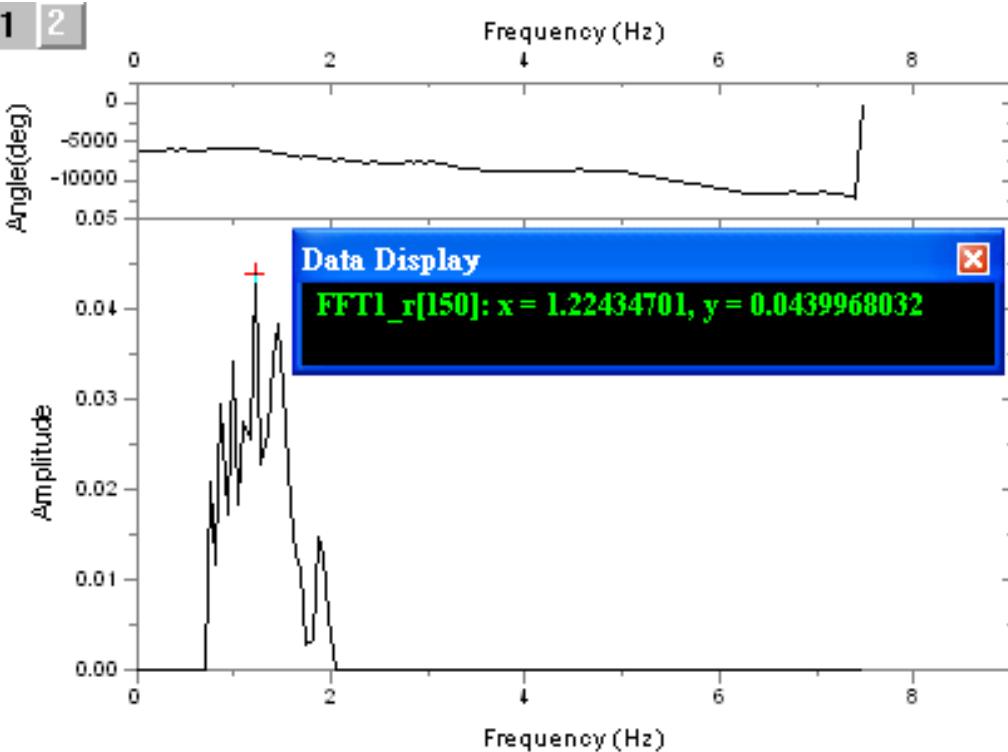


圖 3.15 寸-沉脈之頻譜圖

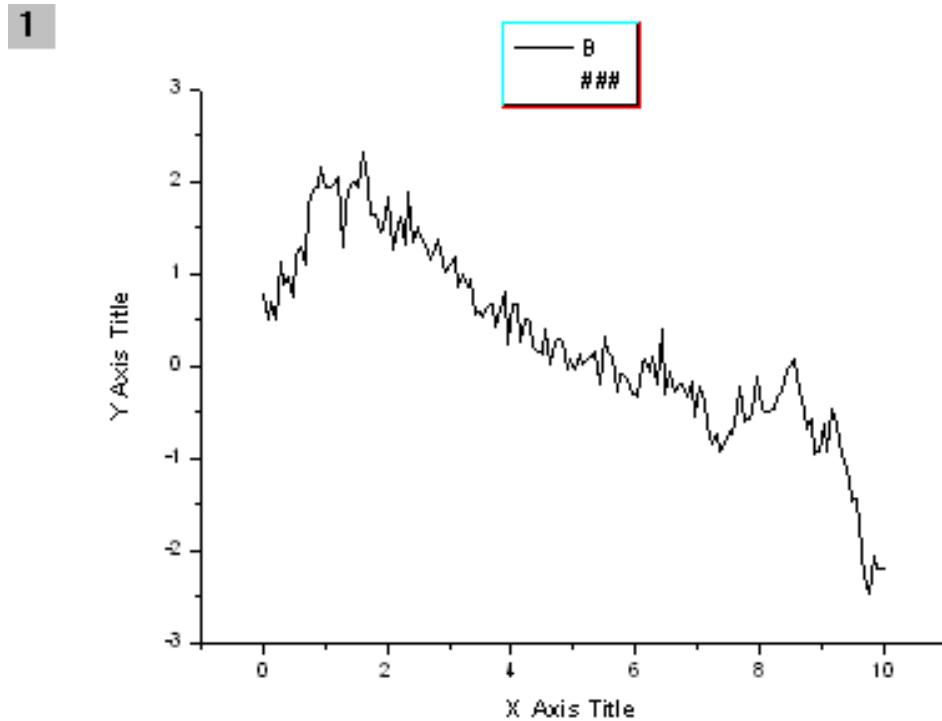


圖 3.16 關-浮脈之原始資料圖

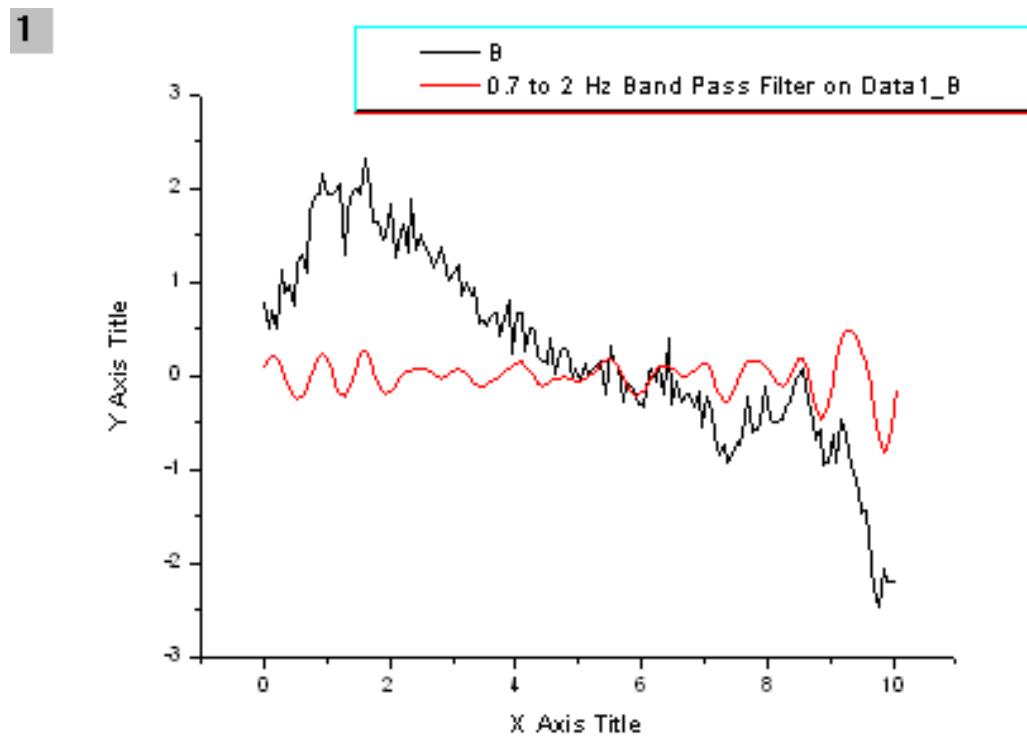


圖 3.17 設定帶通 0.7Hz~2.0Hz

1

— 0.7 to 2 Hz Band Pass Filter on Data1_B

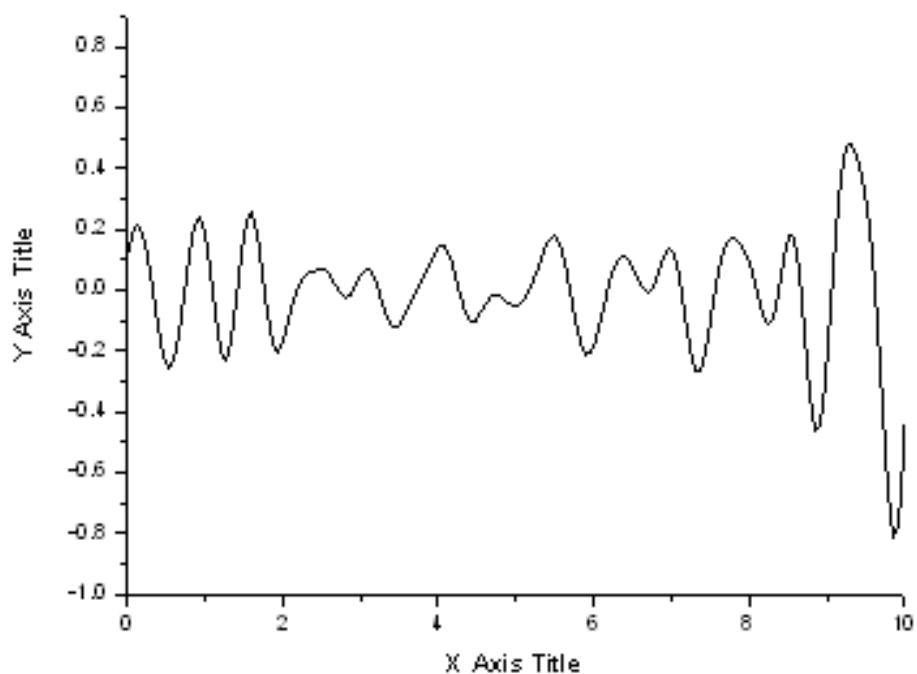


圖 3.18 帶通後資料

1 2

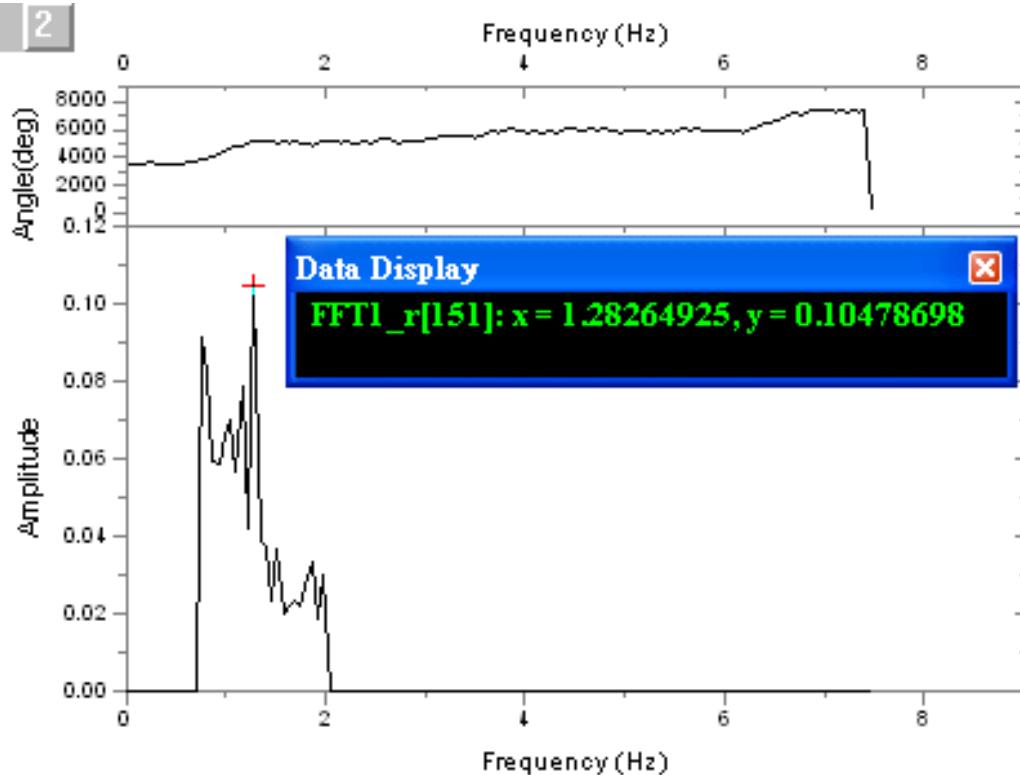


圖 3.19 關-浮脈之頻譜圖

1

— B

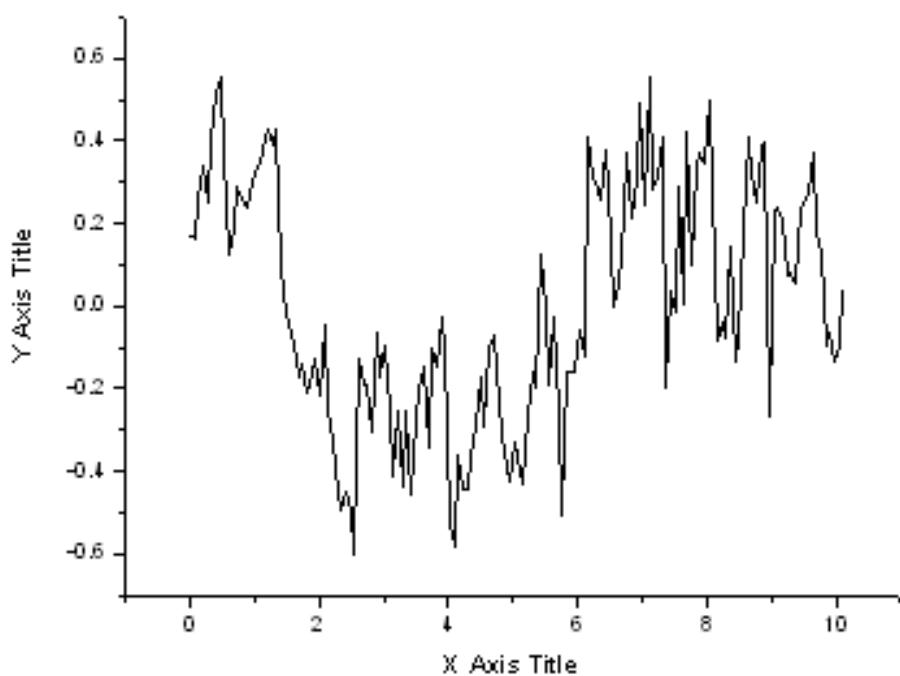


圖 3.20 關-中脈之原始資料

1

— B

— 0.7 to 2 Hz Band Pass Filter on Data1_B

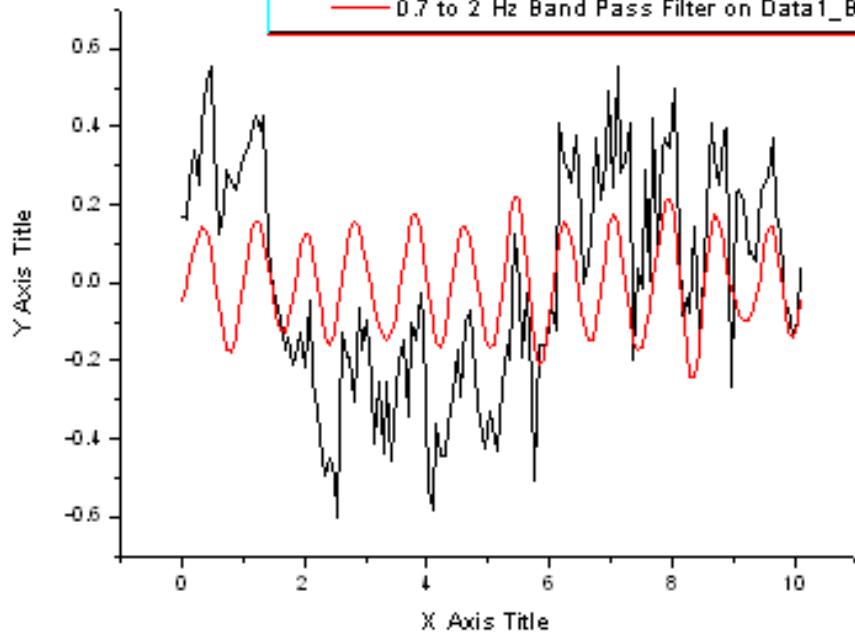


圖 3.21 設定帶通 0.7Hz~2.0Hz

1

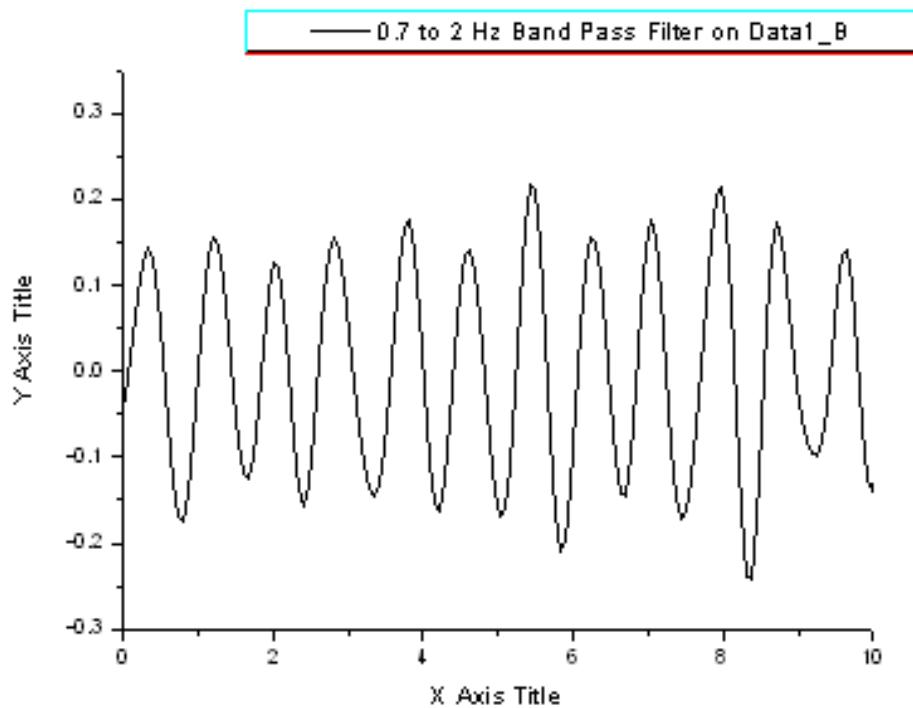


圖 3.22 帶通後資料

1 2

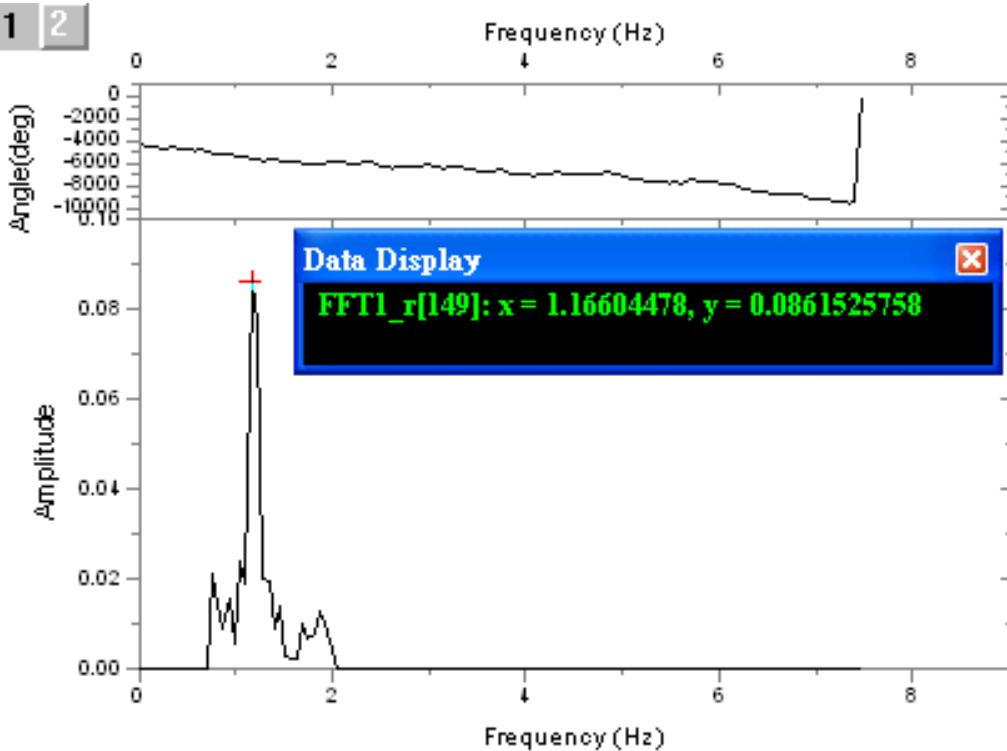


圖 3.23 關-中脈之頻譜圖

1

— B

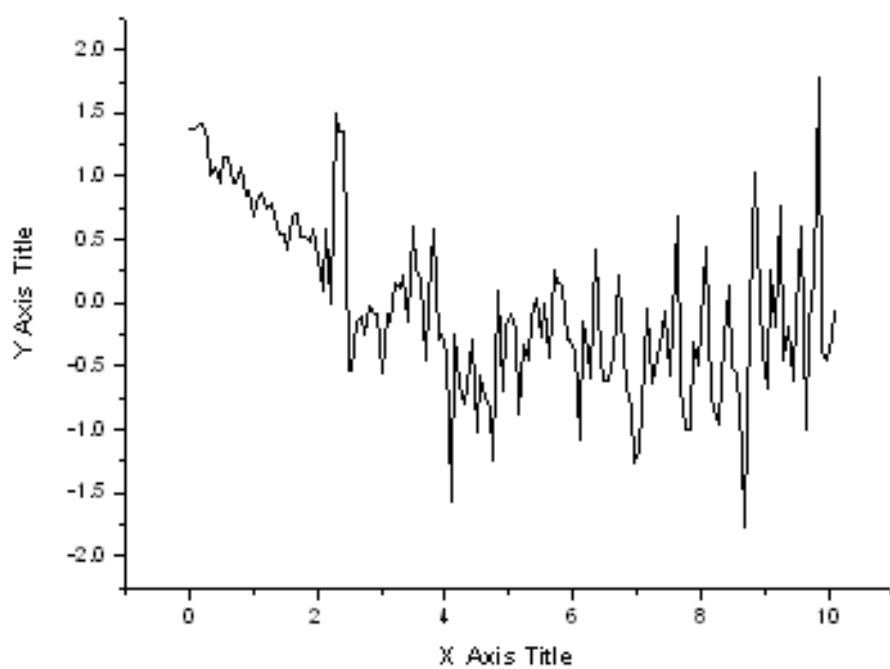


圖 3.24 關-沉脈原始資料

1

— B

— 0.7 to 2 Hz Band Pass Filter on Data1_B

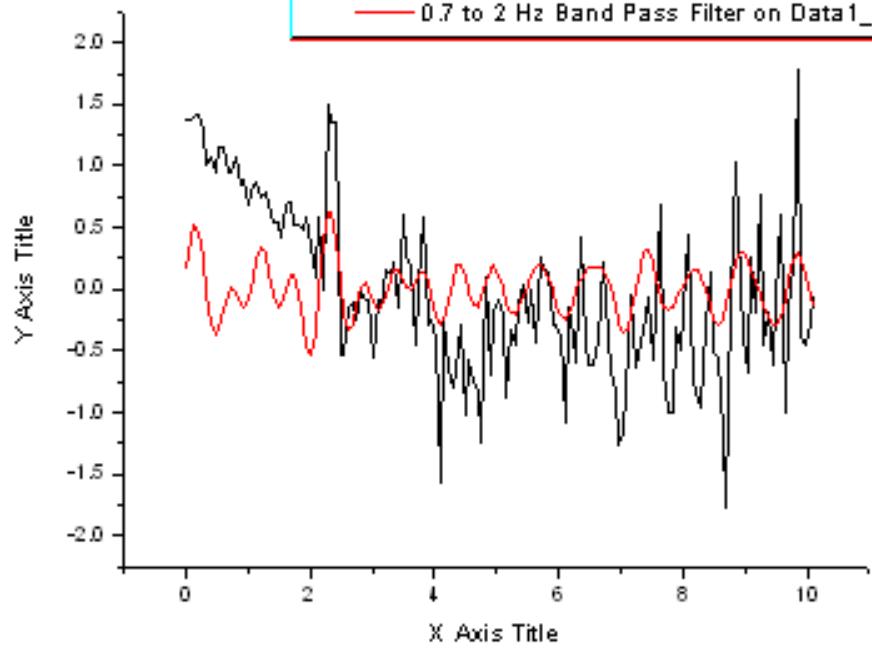


圖 3.25 設定帶通 0.7Hz~2.0Hz

1

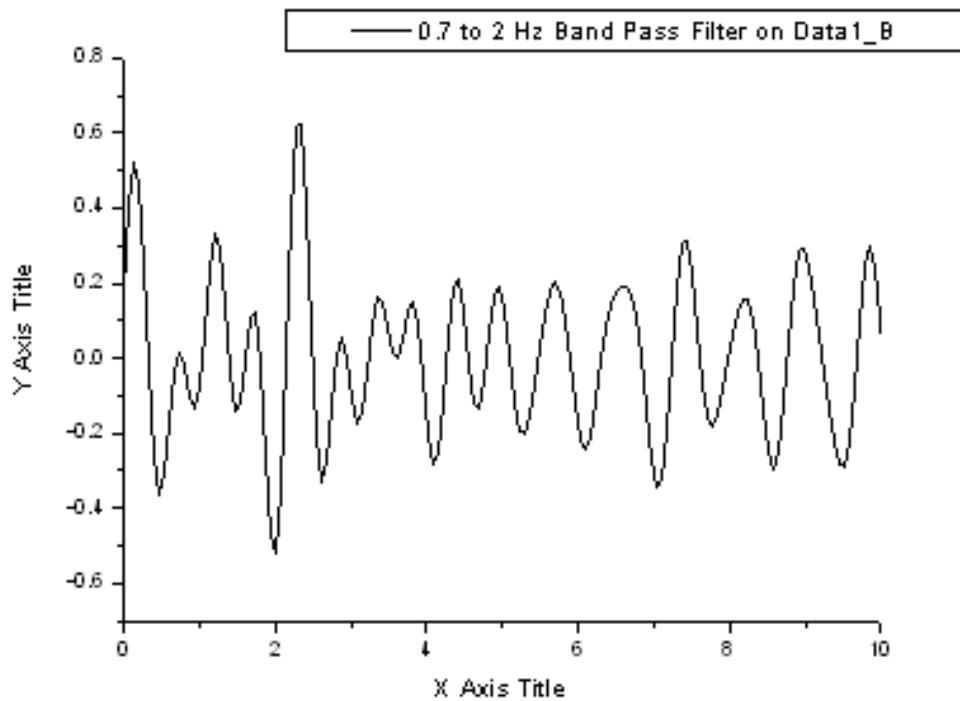


圖 3.26 帶通後資料

1 2

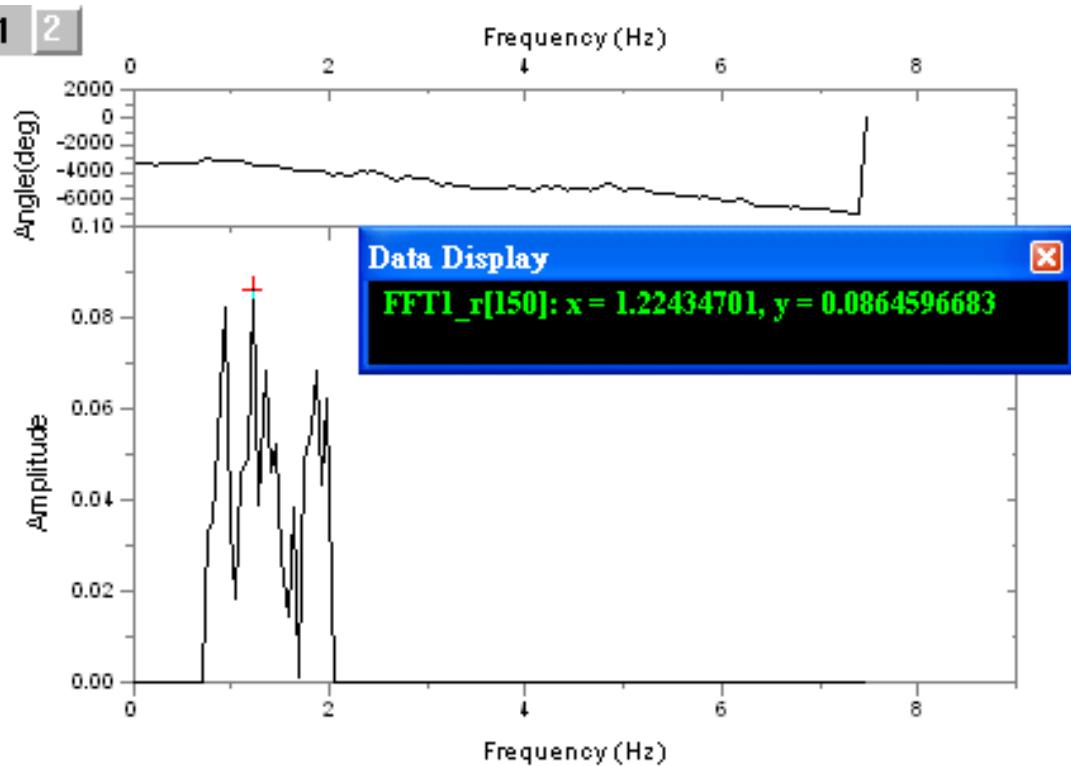


圖 3.27 沉脈之頻譜圖

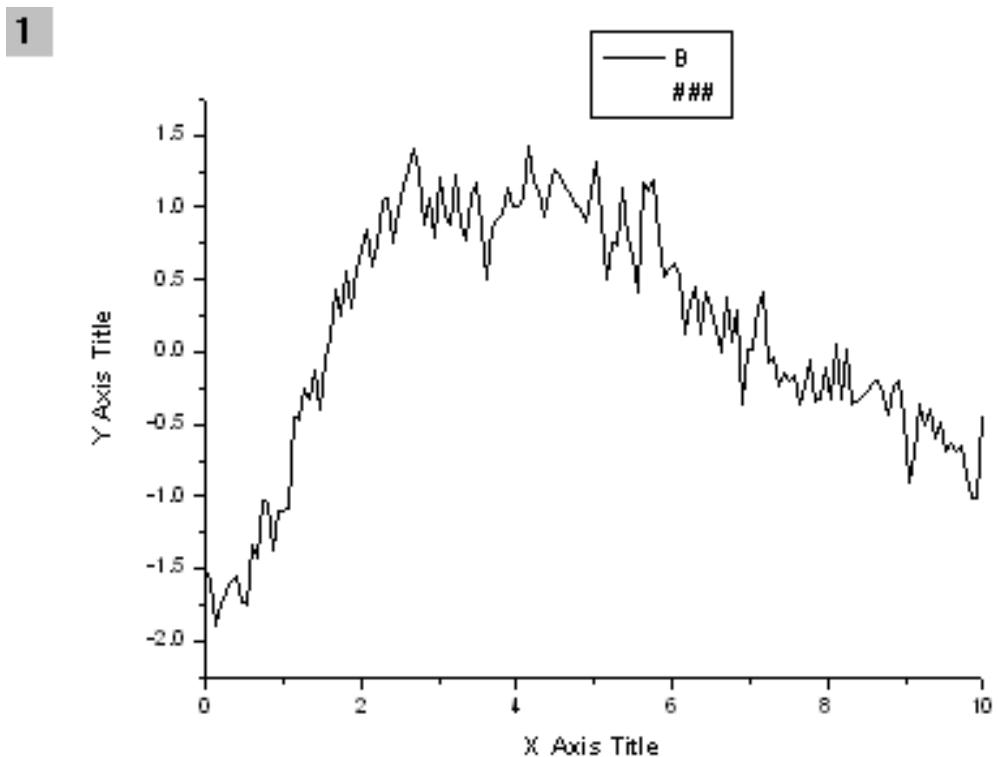


圖 3.28 尺-浮脈原始資料

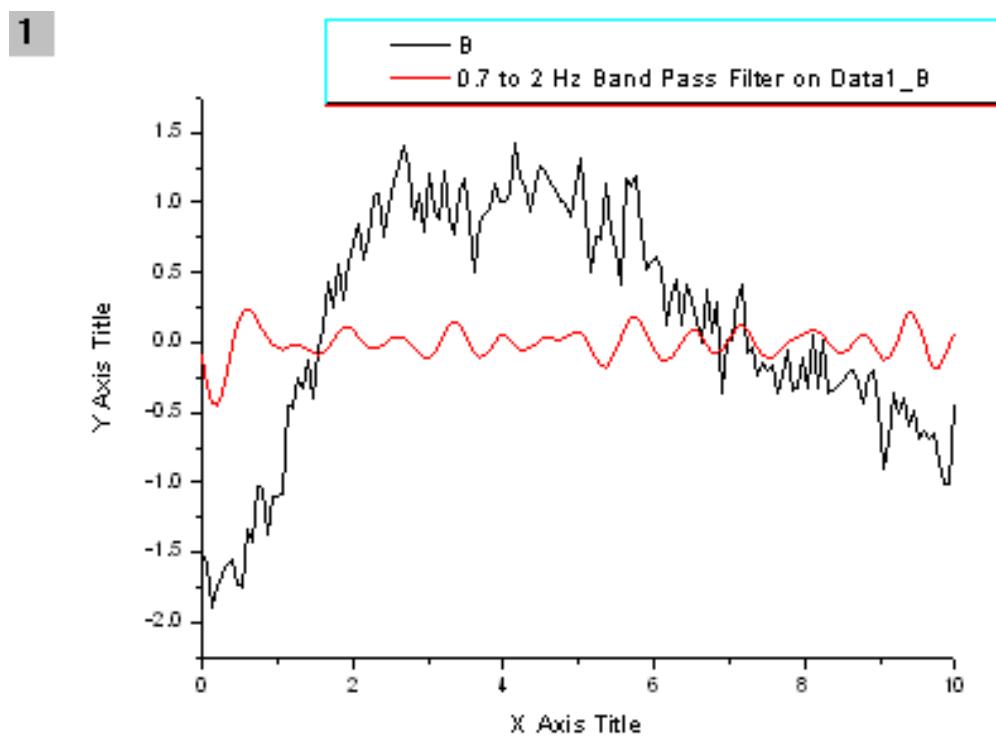


圖 3.29 設定帶通 0.7Hz~2.0Hz

1

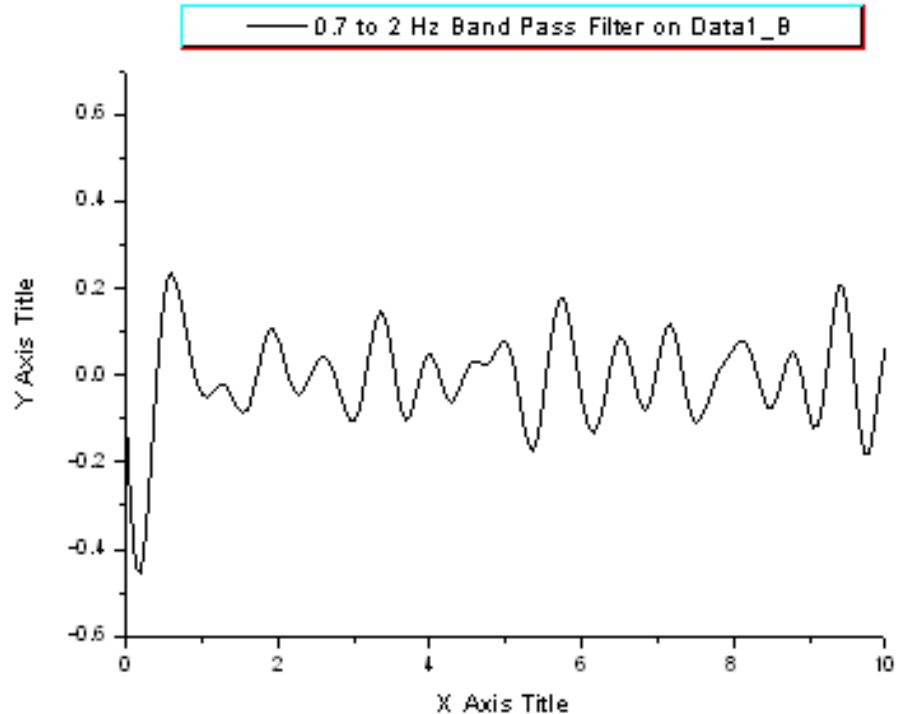


圖 3.30 帶通後資料

1 | 2

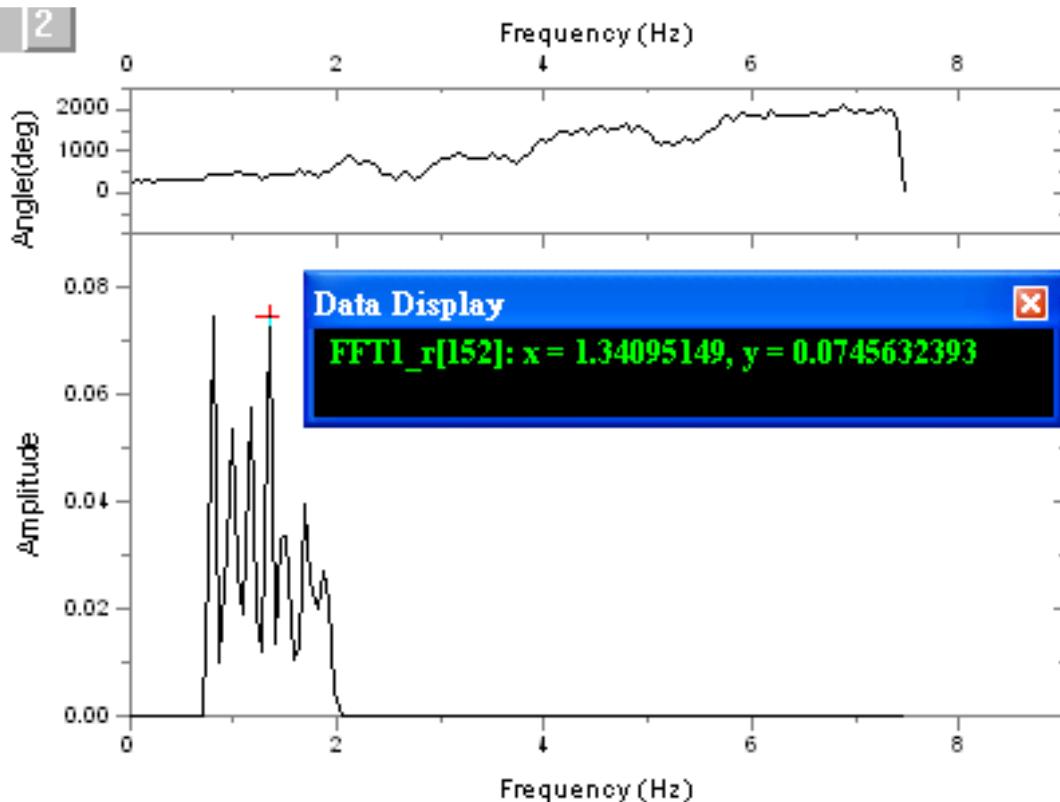


圖 3.31 尺-浮脈之頻譜圖

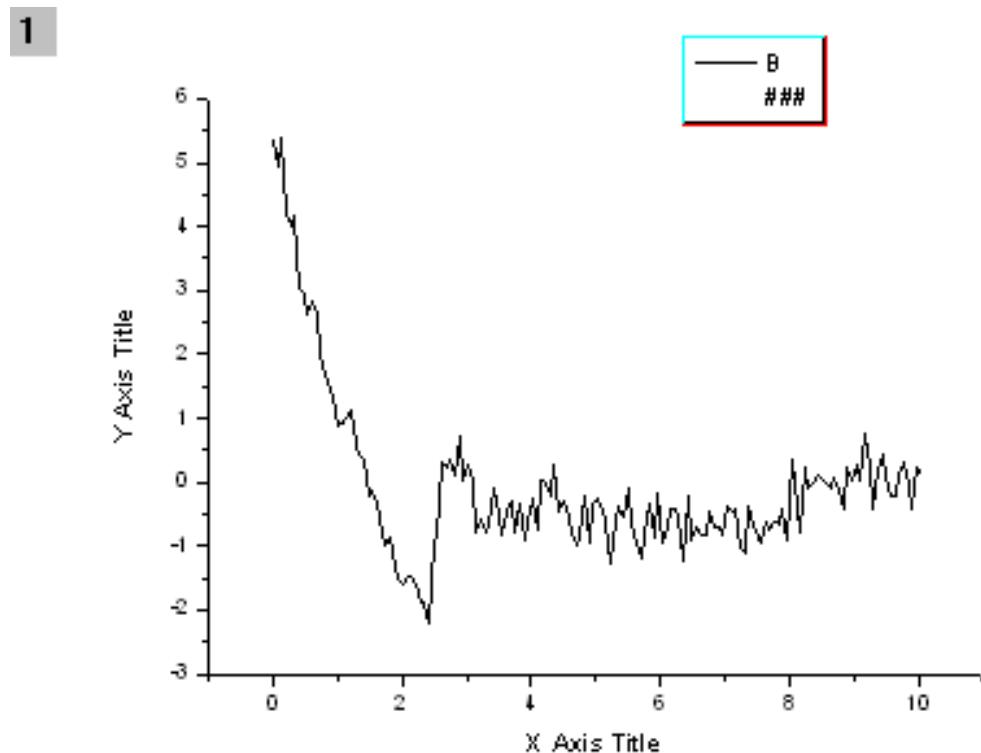


圖 3.32 尺-中脈之原始資料

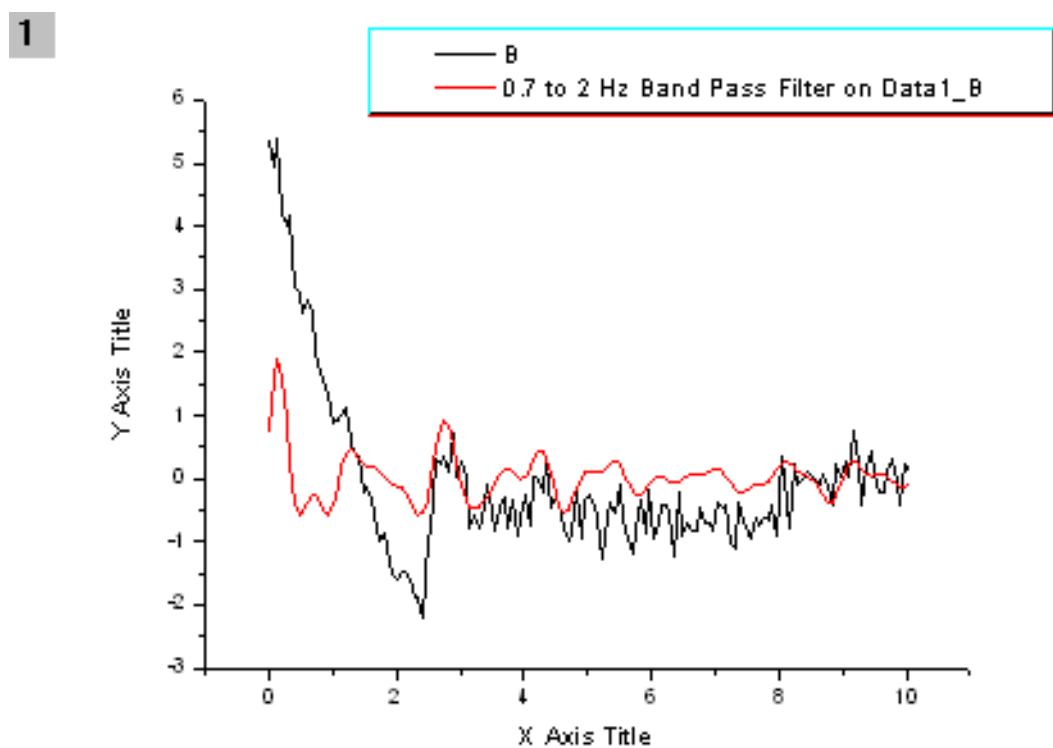


圖 3.33 設定帶通 0.7Hz~2.0Hz

1

— 0.7 to 2 Hz Band Pass Filter on Data1_B

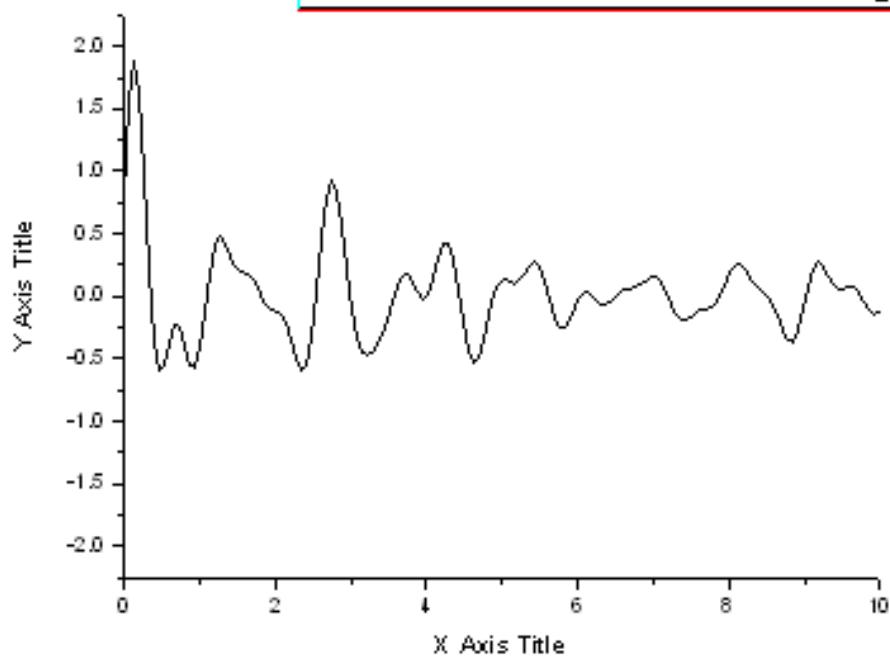


圖 3.34 帶通後資料

1 2

Frequency (Hz)

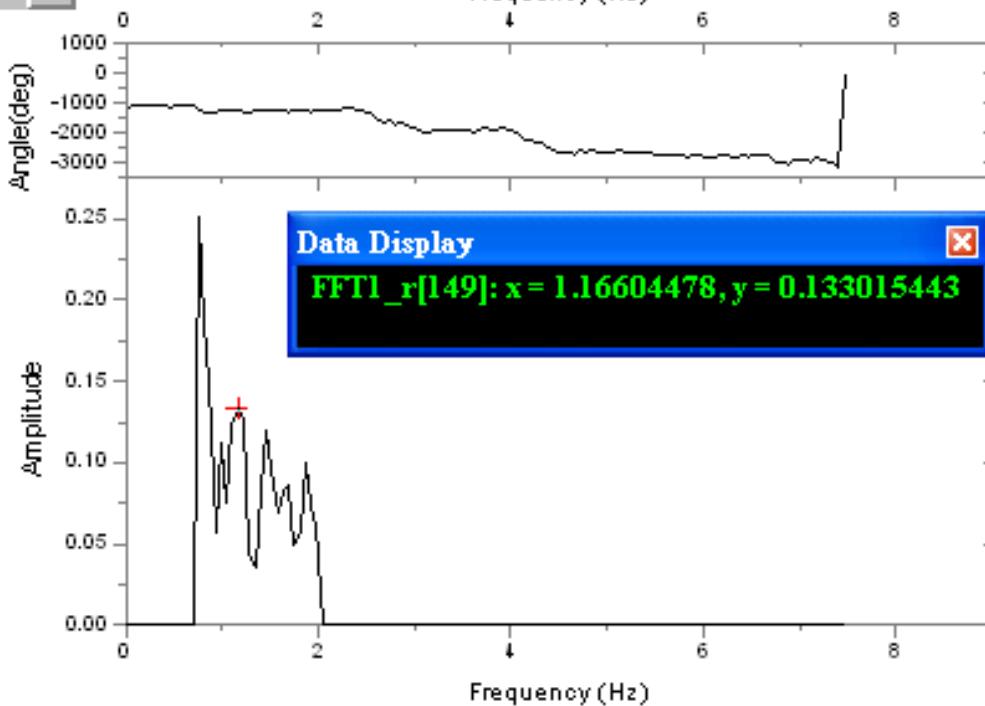


圖 3.35 尺-中脈之頻譜圖

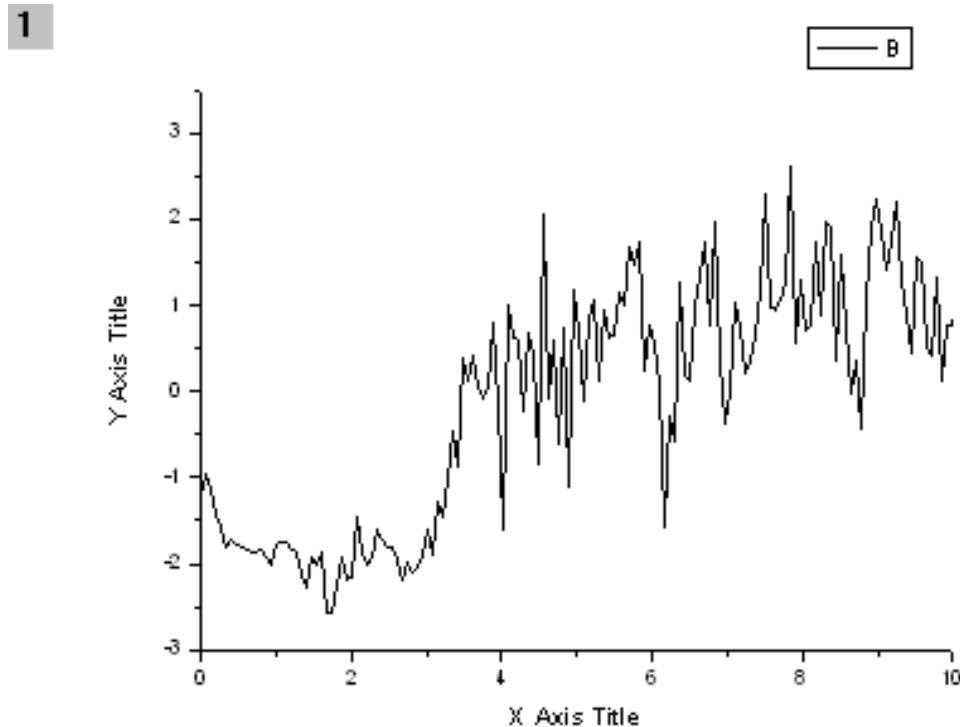


圖 3.36 寸-沉脈原始資料

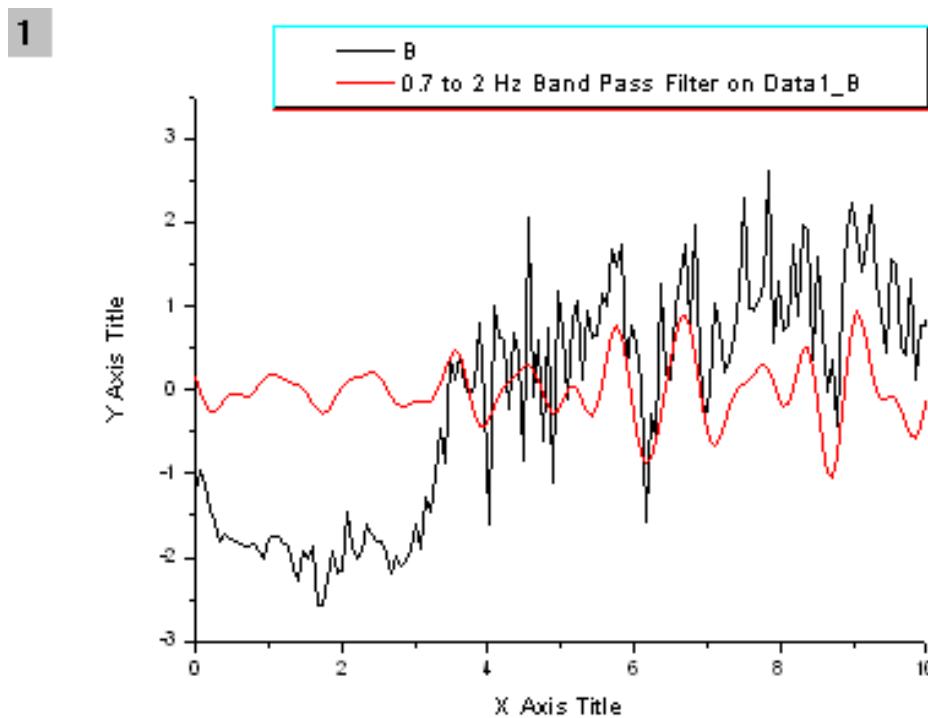


圖 3.37 設定帶通 0.7Hz~2.0Hz

1

— 0.7 to 2 Hz Band Pass Filter on Data1_B

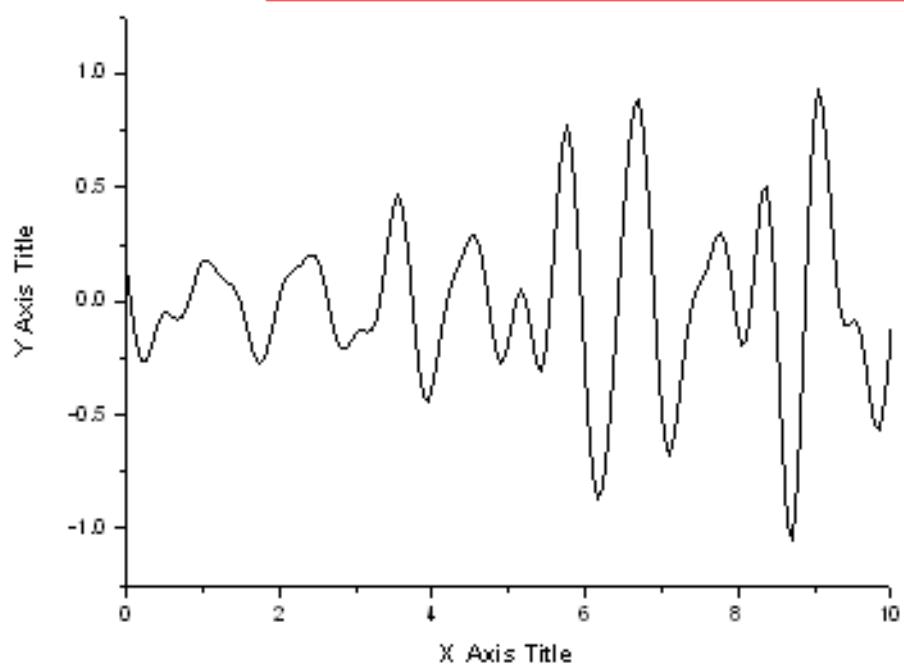


圖 3.38 帶通後資料

1 2

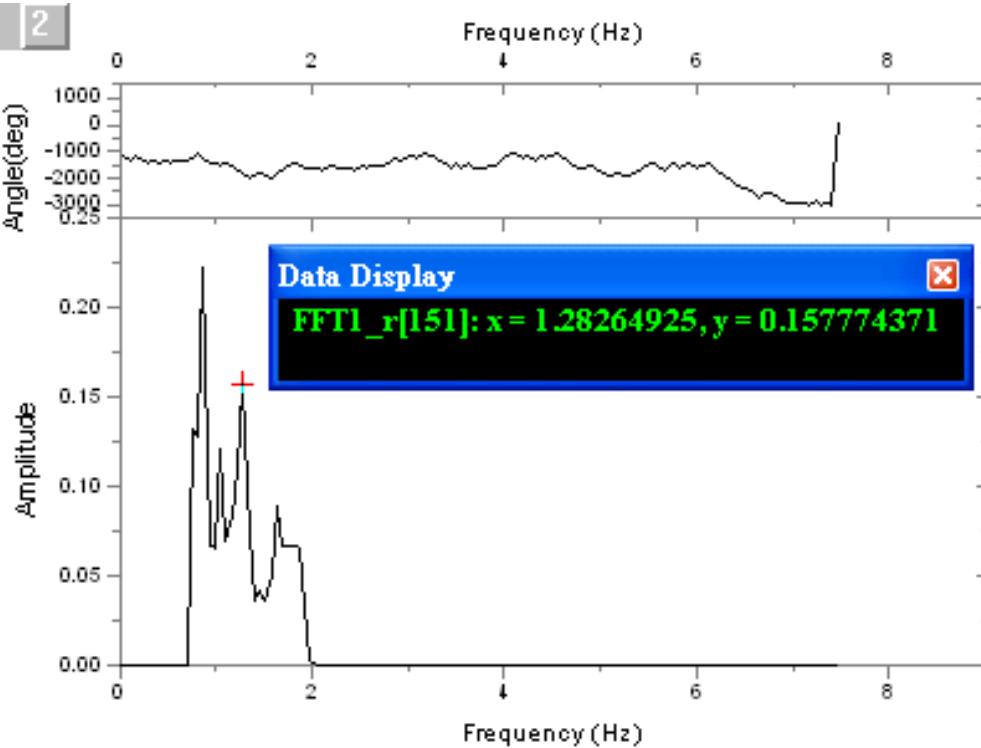
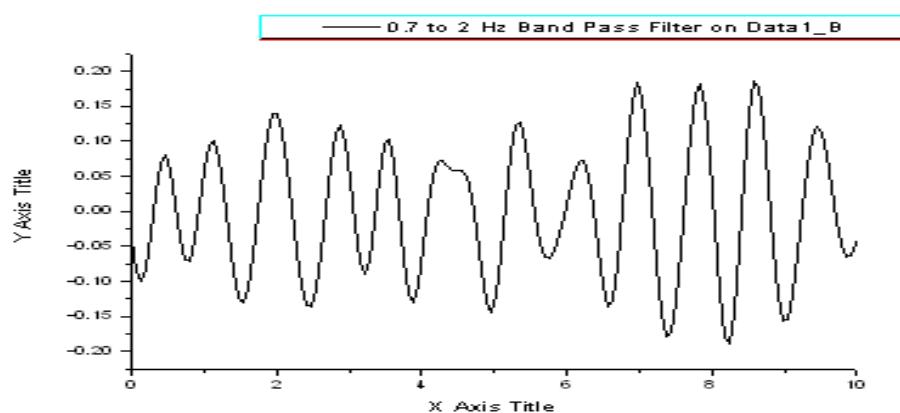


圖 3.39 尺-沉脈之頻譜圖

寸

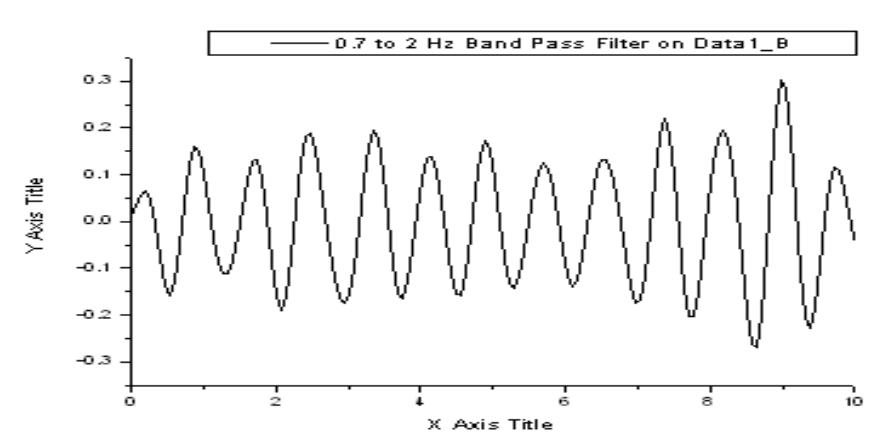
(1)浮脈

1



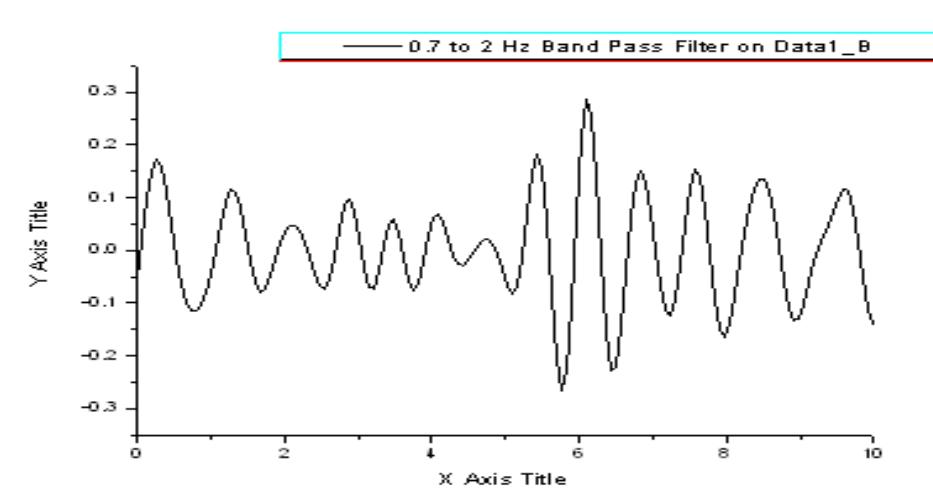
(2)中脈

1



(3)沉脈

1

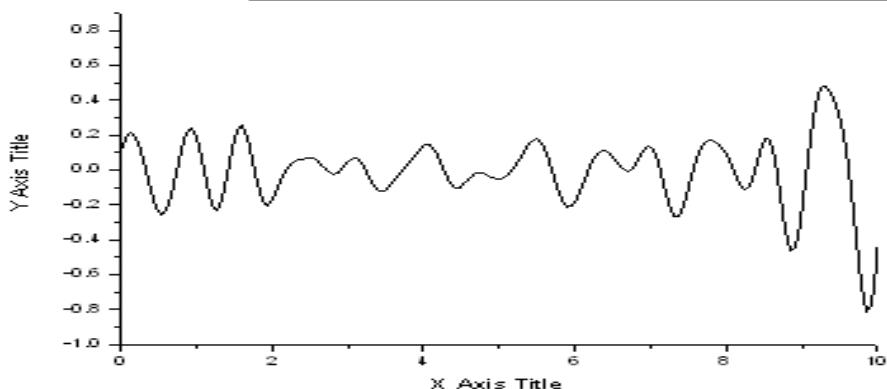


關

(1) 浮脈

1

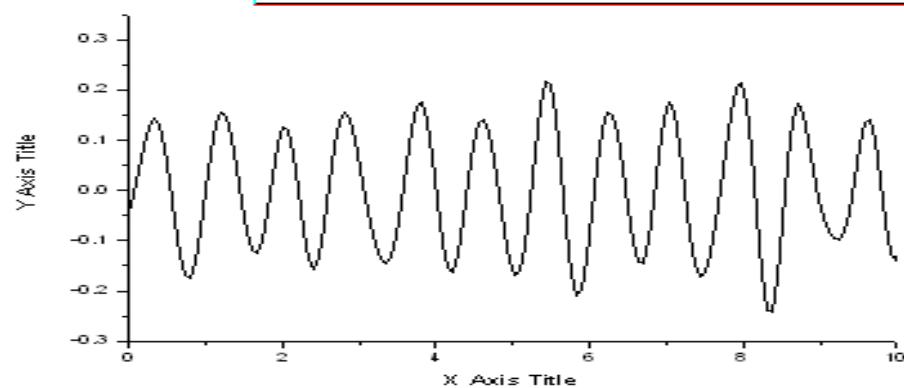
0.7 to 2 Hz Band Pass Filter on Data1_B



(2) 中脈

1

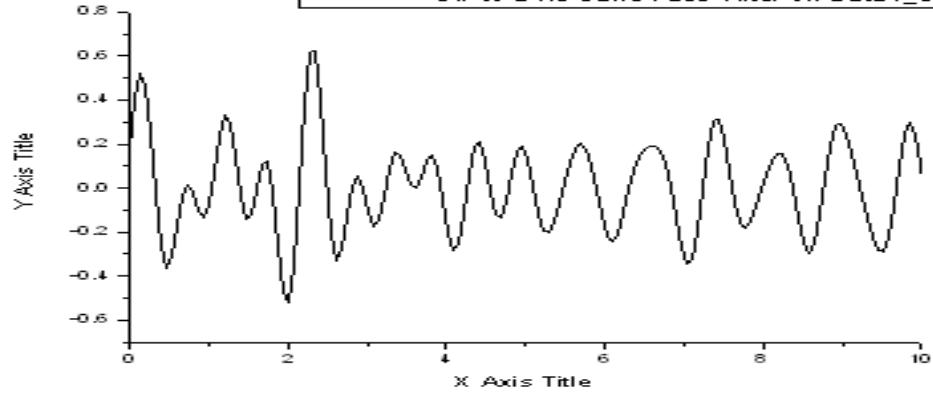
0.7 to 2 Hz Band Pass Filter on Data1_B



(3) 沉脈

1

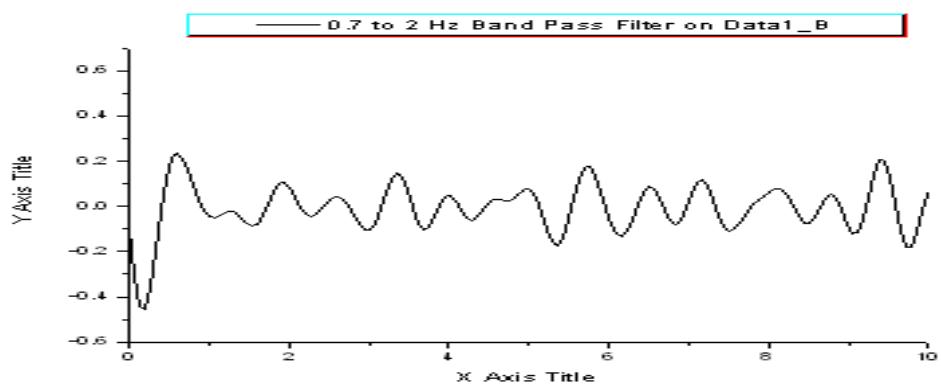
0.7 to 2 Hz Band Pass Filter on Data1_B



尺

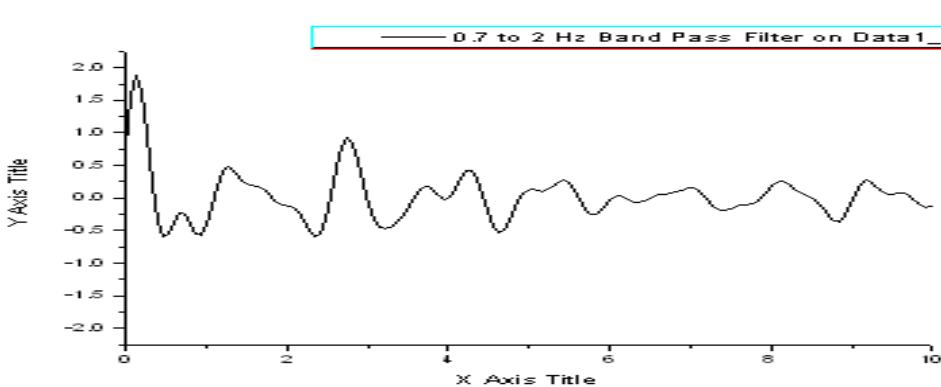
(1) 浮脈

1



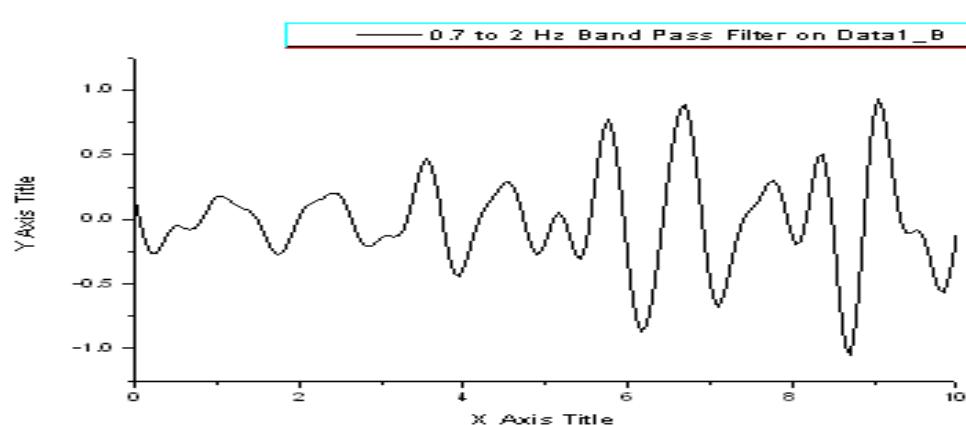
(2) 中脈

1



(3) 沉脈

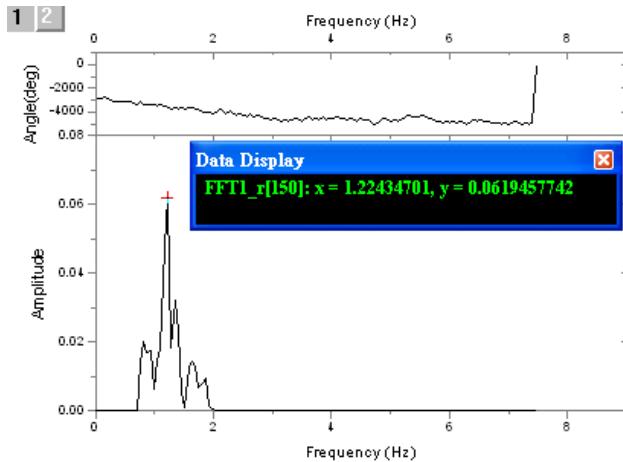
1



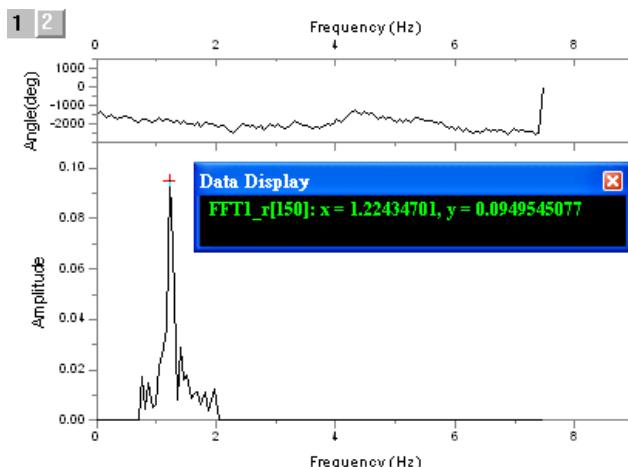
寸關尺之沉中浮脈頻率比較：

寸

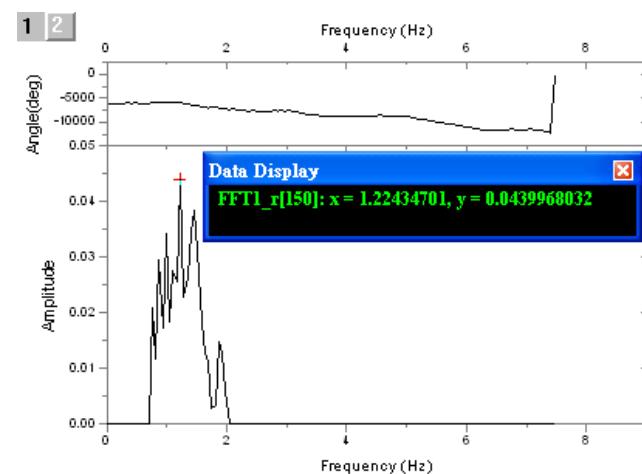
(1) 浮脈



(2) 中脈

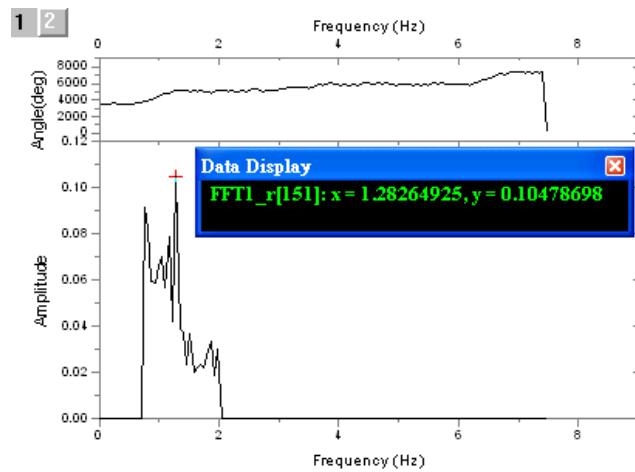


(3) 沉脈

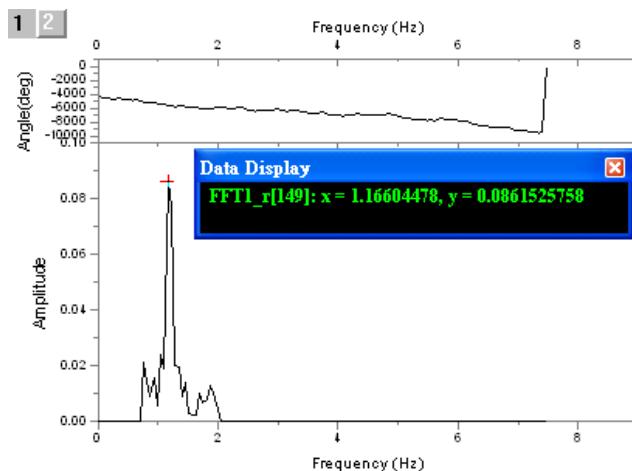


關

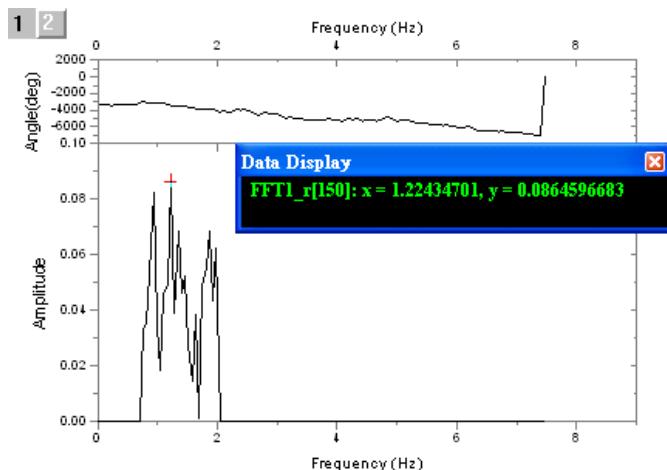
(1) 浮脈



(2) 中脈

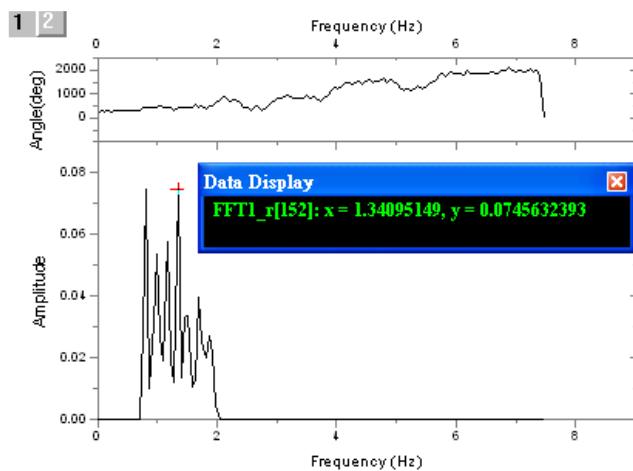


(3) 沉脈

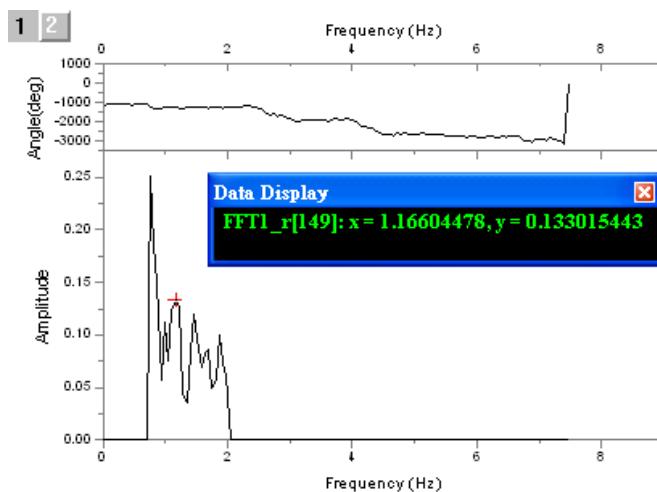


尺

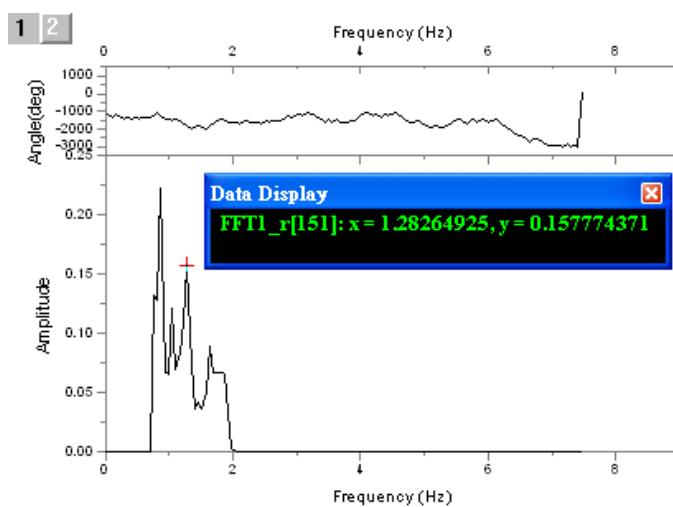
(1) 浮脈



(2) 中脈



(3) 沉脈



由以上圖表可以看出雖然不能有效觀察出寸關尺之沉中浮脈象之波形，但已經可以精確取得沉中浮脈象頻率變化與節奏。

肆、討論

本實驗提供了一種寸關尺之沉中浮脈象量測方式，可以解析到 $6.8\mu\text{m}$ ，觀測靜態物體輕微振動頻率百分比誤差在 2.5% 以內，與接觸式的脈診儀互相比較更為方便、省時，接觸式的脈診儀在取脈時的壓迫，通常會讓受試者卻步，而且取脈時間也較為長，在此因為還沒量測夠多症狀、夠多人數來統計，不過當樣本數及測量狀態夠多，便能像接觸式脈診儀一樣可應用，不過更能讓人廣為接受。與接觸式脈測儀相比更省時方便，因為用 Morie 可以找到寸關尺跳動之最高點的位置，因此比接觸式壓力脈測儀利用嘗試的方法找寸關尺跳動最高點來得方便更快省時，我們的系統是利用 camera 擷取，立刻自動分析找出三個寸關尺最高點的位置，所以更方便省時。本量測系統的觀測有限，無法像接觸式脈診儀一樣能夠取得完整寸關尺之沉中浮脈波形，但已可以精確取得其頻率之變化。未來中如果氣球有所改良，模擬醫生手指情況更為接近，相信一定能夠有所改善。

伍、結論與建議

目前實驗中的COMS Image Sensor僅為一秒擷取十五張，未來在本計畫中將自行快速的CMOS每秒60片的高速的影像擷取系統，即可觀察出較完整的脈象，也可增加其精確度量測出更細微的變化，並透過電腦網路，即可達成遠距診斷的功效。

雖然本系統的觀測有限，但如改良CMOS的取像速度，及更好的固定穩定手晃動技巧，以及更為接近醫生手指施予壓力的氣球應該能取出更好的波形，因為脈管震動產生一個波，經組織傳遞到皮膚，經過組織的過程難免會反射回去，然後再反射回來，下一個正常波也一起跟著來，真正的跳動情形在取像速度快的影像感測器越能真實呈現，再作帶通後的波形也會更接進皮膚表面震動狀態。如與中醫師合作，依中醫理論分類病人，測量更多樣本，依中醫理論比對建立齊全的資料庫，假以時日資料庫齊全，將系統再改良到更精準、更方便，比如可以將該功能整合至掀蓋型手機，利用手機增設光學三角量測系統，讓一般民眾可自行在家做預診，時時注意自己的健康狀態。

在為光學脈診感測頭，正常人資料庫之建立，因其為一項大工程，需要由多個單位(醫學單位)共同長期追蹤驗方能達成此目標。

誌謝

本研究計畫承蒙行政院衛生署中醫藥委員會計畫編號CCMP96-TP-202提供經費贊助，使本計畫得以順利完成，特此誌謝。

陸、參考文獻

1. Warren J. Smith, “Modern Optical Engineering”, 1784, p227~p230.
2. Brian F. Alexander, “Elimination of Systematic Error in Subpixel Accuracy Centroid Estimation”, Optical Engineering, September 1991, Vol.30 No.9.
3. Jean Pierre Fillard, “Subpixel Accuracy Location Estimation from Digital Signals”
4. 陳俊吉, “利用三角測量法量測人體脈搏”, 中央大學碩士論文, 民 94。