

應用希伯特黃轉換於表面波譜法之分析

林雨婷 馮正一*

摘要 表面波譜法 (spectral analysis of surface wave method, 簡稱 SASW 法) 是現今被廣為使用的非破壞性量測技術。其利用波傳原理量測表面波, 經由訊號處理後便可獲得地層剪力波速與深度之關係圖, 此技術可應用於推估土壩、堰塞壩等之材料性質。其試驗方法簡便且無需耗費大量資金, 但地層限制及雜訊卻是此方法的兩大難題。本研究利用 FLAC 模擬軸對稱水平地層受到一脈衝震源 (Impulsive source) 衝擊, 擷取土層表面等間距排列之速度訊號, 並以希伯特黃轉換 (Hilbert-Huang transform, 簡稱 HHT) 與低模態濾波法 (impulse response windowing filtering, 簡稱 IRF) 對其作處理, 分別針對原始訊號、使用低模態濾波之訊號以及低模態濾波搭配經驗模態分解法 (empirical mode decomposition method, 簡稱 EMD) 之訊號進行比較, 探討正向與反向土層之頻散曲線 (dispersive curve)。本研究結果顯示, 藉由兩者濾除訊號之技術相互搭配能改善頻散曲線分離的現象, 且距離震源較遠者的效果更加顯著。此外, 於反向土層方面, 此處理方法可大幅降低頻散曲線的誤差, 使其速度分布符合所模擬之地層速度, 因此表面波譜法應用於反向土層之困難可有明顯的改善。

關鍵詞: 表面波譜法, 低模態濾波法, 希伯特黃轉換。

Applying Hilbert-Huang Transform to the Spectral Analysis of Surface Wave Method

Yu-ting Lin Zheng-yi Feng*

ABSTRACT The spectral analysis of surface wave method (SASW) has often been used as a non-invasive measurement process that can evaluate the material properties of earth structures. This method uses wave propagation theory to determine the shear wave velocity profile in soil layers. The limitations of the strata geometry and background noise are two major difficulties with this method. This study simulates SASW tests using FLAC for horizontal soil layers. An impulsive source will be generated for each SASW simulation, and the surface wave velocity data can be picked up by the equally-spaced sensors at the surface. The pre-procedure of the signal process includes Hilbert-Huang transform (HHT) and impulse response windowing filtering (IRF). The test results were compared with the dispersion curves by different filtering processes. This study shows the proposed filtering process can improve the separation phenomenon of dispersion curves, especially for sensors having large offsets from the source. Further, the pre-procedure can reduce erroneous signal processing in the case of 'inverse' soil layers. The difficulty of applying the SASW method to inverse soil layers is

significantly reduced.

Key Words: spectral analysis of surface wave method (SASW), impulse response windowing filtering (IRF), Hilbert-Huang transform (HHT).

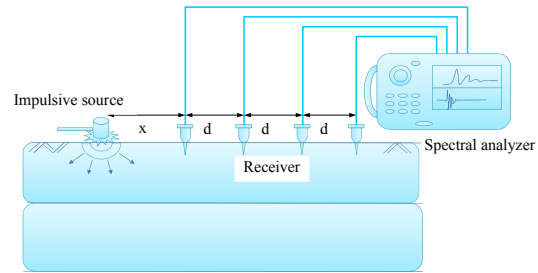
一、前言

表面波譜法為 Stokoe, Nazarian *et al.* (1983) 提出之分析方法，屬於地球物理探測的其中一種，其現地試驗無需鑽孔，為非破壞性檢測 (non-invasive)。於層狀介質中，雷利波速度會隨頻率或波長大小而改變，稱之為頻散現象，利用此頻散特性便可推求剪力波速與深度之關係。當應用於現地時，靠近震源處之訊號會受實體波 (body wave) 影響，此現象稱之為「近域效應 (near field effect)」；而距離震源過遠的接收器則會因波傳能量隨距離遞減，造成背景噪音主導整個訊號，稱之為「遠域效應 (far field effect)」 (Fonquinos, 1995)。加上現地地形複雜，容易產生反射波、折射波等亦會干擾雷利波之量測及計算誤差 (Sheu *et al.*, 1988; Hiltunen and Woods, 1990)。為了克服以上難題，本研究使用黃鐸博士 (1998) 之經驗模態分解法，將訊號由高頻至低頻按順序分離，拆解之新訊號可再相加為原始訊號，故較不會有能量漏失問題。使用經驗模態分解法剔除非主頻率之訊號，並加入濾波技術，此濾波法為陳彥亨 (2005) 參考 Joh (1996) 所應用的脈衝反應濾波法，將處理後之訊號製作成參考相位譜，參考相位譜為江福壽 (2004) 引用 Joh (1996) 的「相互遮蔽 (Interactive masking)」方法所提出，藉以修正相位角差，進而得到更加準確的剪力波速與深度關係圖。

二、表面波譜法理論

表面波譜法理論 (Stokoe and Nazarian, 1983) 首先假設地層材料為均質、均向且半無限空間域，當震波傳至地表面時會產生沿地表傳遞之表面波 (雷利波、拉夫波)，由於雷利波能量衰減速度較實體波慢，故較易量測，加上其頻散特性，當應用於地層量測時，便可獲得不同地層深度之剪力波速，因此試驗主要為量測雷利波。現地量測儀器包含：1. 震源 (source) 2. 頻譜分析儀 (spectral analyzer) 3. 訊號接收器 (receiver)，其擺設方式為訊號接收器與震源排成一直線，如圖 1 所示。當加入一脈衝震源，生成不同頻率的波，各頻率皆對應至一相位角，由間隔某一距離

之 A、B 兩點求得相位角差 (phase difference)，如圖 2 所示，計算不同頻率之相位角差可得相速度，以建立相速度與頻率之關係曲線，此稱為頻散曲線圖，其公式表示為 (Stokoe and Nazarian *et al.*, 1983)：



X : Near Offset
d : Spacing of Receivers

圖 1 現地試驗示意

Fig.1 Set-up of the SASW test

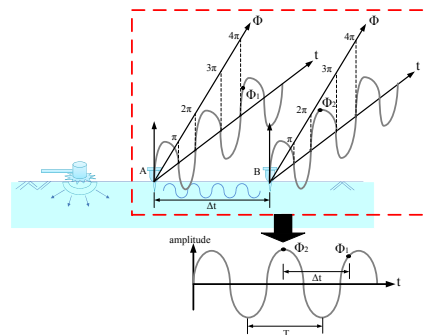


圖 2 兩點間的相位角差 (修改自 Joh, 1996)

Fig.2 Phase difference between two points on a waveform (after Joh, 1996)

$$\phi = \frac{\Delta t}{T} \times 2\pi \quad (1)$$

$$\Delta t = \frac{\phi}{2\pi f} \quad (2)$$

$$V_{ph} = \frac{d}{\Delta t} \quad (3)$$

$$\lambda_R = \frac{V_{ph}}{f} = \frac{2\pi d}{\phi} \quad (4)$$

式中, ϕ : 兩接收器之相位角差

Δt : 波到達兩接收器的時間差

T : 週期

d : 兩接收器的間距

f : 相位角差對應之頻率

V_{ph} : 相速度

λ_R : 視波長 (apparent wavelength)。

根據 Achenbach (1973) 研究結果, 由土壤柏松比可得剪力波波速與雷利波波速之比值, 並將視波長轉換為深度, 即得深度-剪力模數之關係。

$$V_R = \frac{(0.86 + 1.14\nu)V_s}{(1 + \nu)} \quad (5)$$

$$D_n = \alpha \lambda_n^2 \quad (6)$$

$$G_s = \rho V_s^2 \quad (7)$$

式中, ν : 土壤柏松比

V_R : 雷利波波速

V_s : 剪力波波速

α : 深度-視波長轉換率

G_s : 剪力模數

ρ : 土壤密度。

相位角差計算為表面波譜法中最重要的一環。Heisey (1982) 提出當兩點測站收集震波資料後, 分別對其進行傅立葉轉換, 使訊號由時間域轉換至頻率域, 計算兩測站間特定頻率之相位角差:

$$G_{xy} = X(f) \times Y^*(f) \quad (8)$$

$$\phi_{wrap} = \phi(x) - \phi(y) = \tan^{-1} \left(\frac{\text{Im}(G_{xy})}{\text{Re}(G_{xy})} \right) \quad (9)$$

式中, G_{xy} : 互能譜 (cross power spectrum)

$X(f)$: 第一測站震波轉換至頻率域之資料

$Y^*(f)$: 第二測站震波轉換至頻率域資料之共軛複數

ϕ_{wrap} : 特定頻率之摺合相位角 (wrapped phase)

$\phi(x)$ 和 $\phi(y)$: 分別為兩測站震波特定頻率之相位角。

Al-Hunaidi (1992) 指出互能譜所求得之相位角差為摺合相位角, 其範圍在 $-180^\circ \sim 180^\circ$, 如圖 3

所示, 但計算相速度需使用未摺合相位角, 因此需將摺合相位角轉換為未摺合相位角, 如圖 4 所示, 表示公式為:

$$\phi(f)_{unwrap} = \phi(f)_{wrap} + 2\pi k \quad (10)$$

式中, $\phi(f)_{unwrap}$: 特定頻率之未摺合相位角

(unwrapped phase)

$\phi(f)_{wrap}$: 特定頻率之摺合相位角

k : 摺合相位角所對應頻率之摺疊次數。

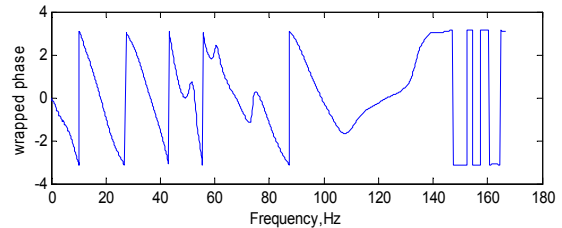


圖 3 摺合相位譜

Fig.3 Wrapped phase spectrum

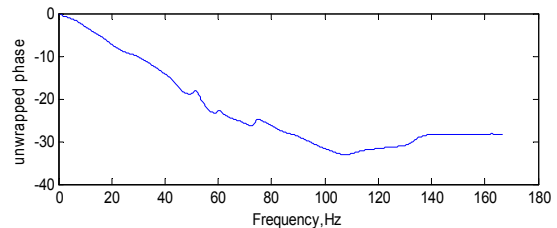


圖 4 未摺合相位譜

Fig.4 Unwrapped phase spectrum

由摺合相位譜中 (圖 3) 發現某頻率區間之相位角發生不規則跳動, 有時亦會出現相位角摺合不完全的問題, 以上問題皆易造成相位角誤判, 此外, 由式(10)可知, 相位角之展開是由低頻疊加至高頻, 若不良區域於低頻處, 將導致高頻資料之錯誤。江福壽 (2004) 參考 Joh (1996) 「相互遮蔽」方法提出「參考相位角」進行相角評估。其概念為當多顆接收器於同一次試驗中接收震波資料後, 由於震源距離不同, 當中必定有相較於其他較良好的相位譜資料, 可將其製作成參考相位譜, 用以修正其他相位譜資料。

柴華友等 (2003) 利用相速度公式:

$$V_{ph}(f) = \frac{d}{\Delta t} = \frac{2\pi df}{2\pi k + \phi(f)_{wrap}} \quad (11)$$

說明一水平分層，其介質特性及厚度變化不大，則不同接收器間距得到的同一階次振型頻散曲線基本上應該相同。假設兩組不同接收器間距分別為 D_1 及 D_2 ，且 $D_2 > D_1$ ，其同一階次的振型頻散曲線相同，則

$$\frac{2\pi D_1 f}{2\pi k_1(f) + \phi_1(f)_{wrap}} = \frac{2\pi D_2 f}{2\pi k_2(f) + \phi_2(f)_{wrap}} \quad (12)$$

$$k_2(f) = \frac{2\pi k_1(f) + \phi_1(f)_{wrap} - \beta \phi_2(f)_{wrap}}{2\pi \beta} \quad (13)$$

式中， $k_1(f)$ ：同一階次振型之間距 D_1 時該頻率所對應之摺疊次數

$k_2(f)$ ：同一階次振型之間距 D_2 時該頻率所對應之摺疊次數

β ： D_1 與 D_2 之比值，即 $\beta = \frac{D_1}{D_2}$ 。

假設 D_1 間距與 D_2 間距其它階次振型之頻率對應摺疊次數分別為：

$$k_1(f) + m(f) \text{ 與 } k_2(f) + n(f) \quad (14)$$

式中， $k_1(f) + m(f)$ 與 $k_2(f) + n(f)$ 皆為摺疊次數，故 $k_1(f)$ 、 $k_2(f)$ 、 $m(f)$ 及 $n(f)$ 為整數。

若兩頻散曲線相同，則 $m(f)$ 、 $n(f)$ 應滿足：

$$\begin{aligned} k_2(f) + n(f) &= \frac{2\pi[k_1(f) + m(f)] + \phi_1(f)_{wrap} - \beta \phi_2(f)_{wrap}}{2\pi \beta} \\ &= k_2(f) + \frac{m(f)}{\beta} \end{aligned} \quad (15)$$

即：

$$n = \frac{m}{\beta} = \frac{D_2}{D_1} m \quad (16)$$

要使該式成立， D_2 必須是 D_1 的整數倍。由柴華友等 (2003) 結論可知，當兩接收器間距為整數比，則其頻散曲線應重合。但應用於現地時，往往因為地形複雜及現地條件限制使得頻散曲線無法重合，影響剪力波速計算結果。

三、方法

本研究利用 fast lagrangian analysis of continua (2008) 模擬均質且軸對稱之水平土層，數值網格建構參考 Karray and Lefebvre (2009) 設計之模型，使用吸能邊界 (Quiet boundary) 防止波傳遞至邊界造成反射現象，影響接收的震波訊號。震源採用 sine 函數波型，延時為 0.01 秒，計算總歷時為 6 秒，如圖 5 所示。本研究模擬土層材料分為中等緊

密砂 (medium dense sand)、緊密砂 (dense sand) 及砂和礫石 (sand and gravel)，土層參數設定如表 1。土層設計方面分為三種，如圖 6 所示，由於反向土層在 SASW 訊號處理上通常較為困難，故進一步利用數值模擬正向與反向土層加以討論，此處反向土層定義為上層土層波速大於下層土層。訊號接收器採等間距方式佈置 (本模擬所使用接收器間距皆為 2 公尺)，故其接收器間距皆為整數比關係，總收錄 12 筆震波速度資料，每 4 筆資料為 1 組，共分為 3 組計算頻散曲線，處理方式為每 4 筆速度資料中，任取 2 筆求取頻散曲線，故結果圖中會有 6 條頻散曲線，本研究即採用江福壽 (2004) 以 MATLAB 6.5 程式設計語言撰寫之 M-file 計算頻散曲線與土層剪力波速剖面圖。根據 Heisy *et al.* (1982)，Sanchez-Salinerio *et al.* (1987) 之研究結果建議，震源到第二個接收器之距離 (d_2) 應為震源到第一個接收器之距離 (d_1) 的兩倍，本研究設定震源到第一個接收器的距離與接收器間距相等。

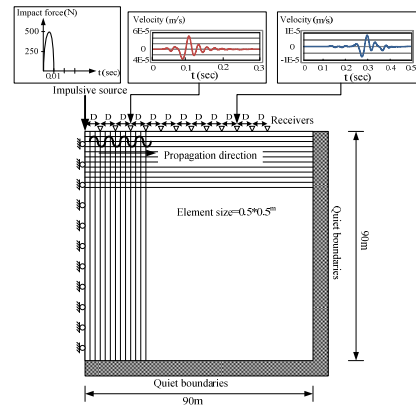


圖 5 FLAC 模擬軸對稱土層 (修改自 Karray and Lefebvre, 2009)

Fig.5 Axisymmetric model used for numerical simulation (FLAC) of the SASW tests

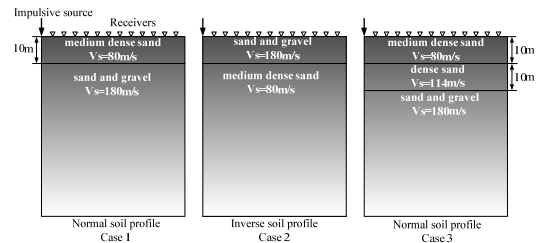


圖 6 FLAC 土層模擬

Fig.6 Simulated soil profiles in FLAC

表 1 FLAC 模擬土壤參數表 (Das, 1999)

Table 1 Soil parameter of this study

| 土壤形式 | Young's modulus E(N/m ²) | Shear modulus G(N/m ²) | Poisson's ratio ν | Mass density ρ (kg/m ³) | Bulk modulus K (N/m ²) | Shear velocity V _s (m/sec) |
|-------|---|---------------------------------------|--------------------------|---|---------------------------------------|--|
| 中等緊密砂 | 2.76E+07 | 1.04E+07 | 0.327 | 1600 | 2.71E+07 | 80.5 |
| 緊密砂 | 5.52E+07 | 2.08E+07 | 0.327 | 1600 | 5.41E+07 | 113.9 |
| 砂和礫石 | 1.73E+08 | 6.48E+07 | 0.335 | 2000 | 1.69E+08 | 180.1 |

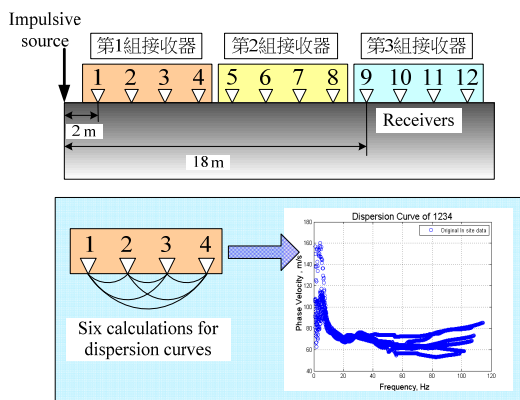


圖 7 資料處理示意

Fig.7 Data processing

程式模擬雖無背景噪音問題，仍然受數值模型之幾何形狀與土層交界面影響，產生近域及遠域效應、折射波等干擾，使得頻散曲線無法重合。Visual Signal 1.2 (AnCAD, 2008) 軟體中之經驗模態分解法將原始訊號拆解成數個本質模態函數 (intrinsic mode function, 簡稱 IMF)，其由希伯特轉換 (Hilbert transform, 簡稱 HT) 可得希伯特頻譜圖，觀察其主要訊號發生段，藉由不斷地試誤找出最佳 IMF 組合。訊號重組後，再由新訊號時頻圖選出欲濾波之範圍 (圈選處) 如圖 8 所示，經由低模態濾波器處理後，便可將之製作成參考相位譜，用以修正原始訊號，獲得更良好的頻散曲線。本研究以 a. 原始訊號及 b. 對原始訊號作濾波及 c. 對 IMF 組合訊號作濾波三種方法比較不同訊號處理成效，研究流程如圖 9 所示。

1. 希伯特黃轉換 (Hilbert-Huang transform, HHT)

傅立葉頻譜 (Fourier spectral) 是現今最為普遍的頻譜分析法，採用正弦或餘弦等基本函數作線性疊

加，因此傅立葉頻譜是一組調和函數分量。使用傅立葉頻譜的限制條件為資料必須是線性 (linear) 且具週期性 (periodic)，但自然界中的資料往往為非線性且不具週期性，在此情況下需要更多調和函數作線性疊加，因而造成頻寬過大及能量被稀釋的現象。

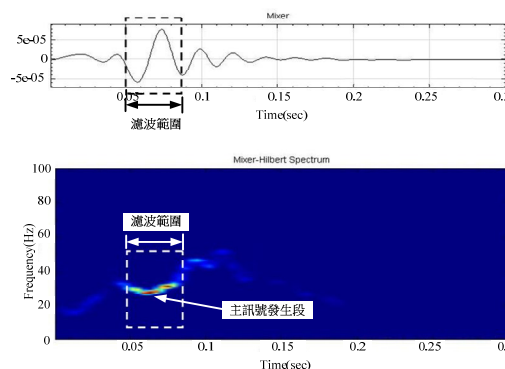


圖 8 濾波範圍選取原則示意

Fig.8 Pick out the filtering range

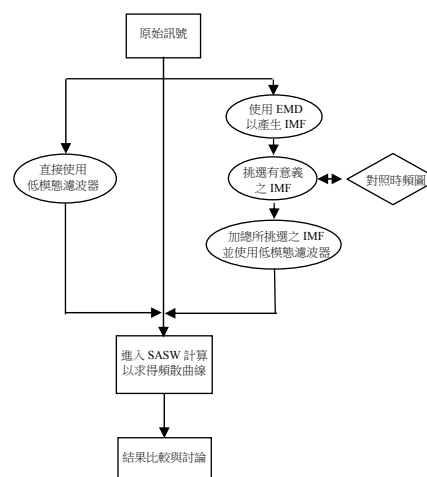


圖 9 研究流程圖

Fig.9 Flowchart of the study

黃鐸博士於 1998 年提出希伯特黃轉換，其結合經驗模態分析法與希伯特轉換。利用經驗模態分析法分析一組時間序列資料時，由資料之局部極值定義上、下包絡線以求取均值包絡線，便可將資料分解成數條本質模態函數與一條殘值 (residue)，其分解後的 IMF 仍是一組時間序列資料，並按照頻率範圍由高至低拆解。分解後的 IMF 能再重新相加還原成原始資料，因此 EMD 法具有完整性 (completeness) 與正交性 (orthogonality)。若將每條 IMF 之時間序列 ($X(t)$) 經由希伯特轉換，即可得到瞬時頻率 (instantaneous frequency)，希伯特轉換 $Y(t)$ 為：

$$Y(t) = \frac{1}{\pi} PV \int_{-\infty}^{\infty} \frac{X(\tau)}{t-\tau} d\tau \quad (17)$$

$$Z(t) = X(t) + iY(t) = a(t)e^{i\theta(t)} \quad (18)$$

$$a(t) = [X^2(t) + Y^2(t)]^{1/2} \quad (19)$$

$$\theta(t) = \tan^{-1} \left(\frac{Y(t)}{X(t)} \right) \quad (20)$$

$$\omega = \frac{d\theta(t)}{dt} \quad (21)$$

式中，PV：柯西主值 (Cauchy principal value)

$Z(t)$ ：解析訊號

$a(t)$ ：解析訊號之大小 (振幅)

$\theta(t)$ ：三角函數定義解析訊號之相位角。

當每條 IMF 分量皆由希伯特轉換，取得各時間所對應之瞬時頻率及振幅，便可畫出時間-頻率-能量 (能量為振幅的平方) 分布圖，稱之希伯特頻譜圖，其資料表示為：

$$X(t) = \sum_{j=1}^n a_j(t) \exp(i \int \omega_j(t) dt) \quad (22)$$

EMD 法拆解得之殘值為一條單調的趨勢或是常數，但可能包含非常大的能量，為避免造成頻率判讀錯誤，一般情況下會建議除去殘值 (Huang, 1998)。

2. 脈衝反應濾波法 (impulse response windowing filter, IRF)

本研究使用之濾波器為參考 Joh (1996) 所應用的脈衝反應濾波法，此濾波器分為高模態濾波及低模態濾波，本研究使用低模態濾波，如圖 10 所示。此濾波器有三個頻帶，分別為(1)通帶 (Pass band)：從 $P_i + L_i$ 到 P_h 區間，其振幅為 1。(2)轉換頻帶 (transition

band)：從 P_i 到 $P_i + L_i$ 以及 P_h 到 $P_h + L_h$ 區間，其轉換帶為 cosine 函數，此函數提供一平滑曲線，減少通帶與停滯帶間轉換能量的遺失，且可呈現較佳相位行為。(3)停滯帶 (stop band)：從 0 到 P_i 及 $P_h + L_h$ 到 N 區間，其振幅為 0。方程式為：

$$f(n) = \begin{cases} 0, & 1 \leq n < P_i \\ \frac{1}{2} \left(\cos \frac{P_i + L_i - n}{L_i} \pi + 1 \right), & P_i \leq n < P_i + L_i \\ 1, & P_i + L_i < n < P_h \\ \frac{1}{2} \left(\cos \frac{n - P_h}{L_h} \pi + 1 \right), & P_h \leq n < P_h + L_h \\ 0, & P_h + L_h < n \leq N \end{cases} \quad (23)$$

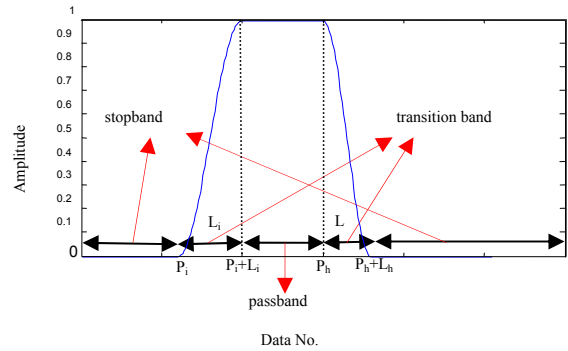


圖 10 低模態濾波曲線 (Joh, 1996)

Fig.10 Filter for the Lower Mode

四、結果與討論

1. 端點效應 (end effect)

觀察 IMF 組合之時間域訊號，可發現在靠近端點處有很大的跳動，而原始訊號卻是零值，如圖 11 所示圈選處，其主要是因使用 EMD 法時，會產生端點延宕問題，特別是低頻的 IMF 分量，由於時間尺度過長，造成極大、極小值點距離變大，若取其上、下包絡線，其端點處會出現包絡線失真現象，造成不屬於原始訊號的頻率產生 (Huang, 1998)。為了減緩端點效應，Huang (1998) 提出在訊號兩端分別加入弦波以平緩端點跳躍問題。本研究則利用低模態濾波器降低端點效應，當低模態濾波加入 IMF 組合訊號，選擇欲濾波範圍，只允許主要震波發生之時間段通過，透過此濾

波器的停滯帶修正端點的振幅至零值，且移除主訊號之外所接收到的折射、反射波等，如圖 11 所示圈選之虛線所示。

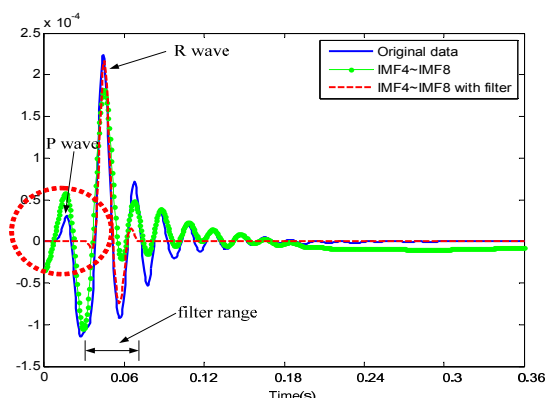


圖 11 訊號比較
Fig.11 Signal comparisons

2. 相位譜比較

相位角差計算為求取剪力波速中最重要的一環，其相位譜摺合次數及相位角摺合完全與否關乎到展開後之相位角差的正確性，圖 12~14 分別為原始訊號、未經濾波處理之 IMF 組合及濾波處理後之 IMF 組合的摺合相位譜。可發現未經濾波處理之 IMF 組合的相位譜（圖 13）在低頻相位角差產生嚴重偏移，且相較於原始訊號（圖 12），其在 50~100Hz 之間相位角摺合次數變多，由式(10)及式(11)可知，摺合次數變多會使此頻率範圍的相位角差變大，在頻率與接收器間距不變情況下，其雷利波速度會降低。而經過濾波處理之 IMF 組合的相位譜能修正摺合次數過高情形，並找出較為合理之相位角譜摺合位置，比起原始訊號相位譜更加平滑。

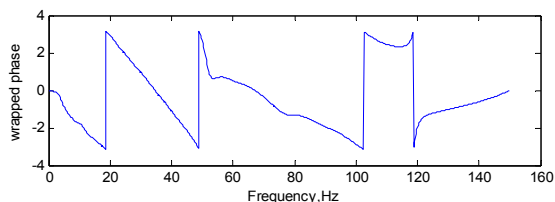


圖 12 原始訊號相位譜
Fig.12 Phase spectrum for original data

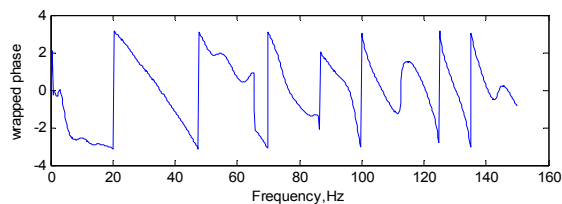


圖 13 未經濾波處理的 IMF 組合之相位譜
Fig.13 Phase spectrum for IMF components without filter processing

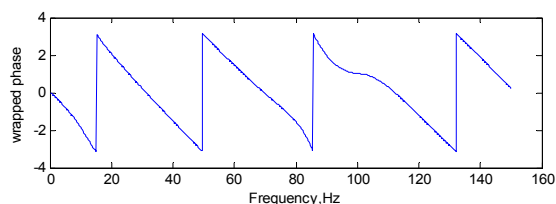


圖 14 濾波處理後的 IMF 組合之相位譜
Fig.14 Phase spectrum for IMF components with filter processing

3. 頻散曲線比較

圖 15~20 為頻散曲線計算結果，分別就正、反向土層與兩種不同震源距離（圖(7)之第 1 及第 2 組接收器）討論 a.原始訊號、b.對原始訊號作濾波及 c.對 IMF 組合訊號作濾波三種方法之訊號處理成效。

圖 15~18 分別為兩層及三層土壤材料之正向土層，其頻散曲線圖結果顯示，原始訊號之頻散曲線在 50 Hz 之前為重合，但於 50 Hz 之後則呈離散現象，此頻率範圍之相速度分佈為 60~150m/s 左右，因頻率與波長為反比關係，故高頻之相速度對應至短波長，即為較淺土層之速度，因此原始資料中較淺土層的速度分布會相對比較不準確。然而經過濾波處理者，無論是對原始訊號或者是 IMF 組合訊號作處理，其修正後之頻散曲線皆能重疊於一條線。此外，距離震源較遠的頻散曲線圖（如圖 16、圖 18 所示），可明顯觀察出「對 IMF 組合訊號作濾波」的效果比「對原始訊號作濾波」好。其原因為挑選 IMF 組合時已先濾除部分高頻與低頻資料，這些被濾除之訊號放入時頻圖上看皆屬於非主訊號。而低模態濾波器雖然可透過選擇濾波範圍使主要震波發生之時間段通過，但在此時間內亦可能有非主訊號的頻率產生，並無法完全剔除。圖 16 及圖 18 因為距離震源較遠，表面波所傳遞的時間相較於圖 15 及圖 17 長，因此在主要震波發

生段更容易夾雜其他訊號，此時便可使用 EMD 法先剔除主要發生段中非震波訊號，故由圖 16 及圖 18 能明顯比較出此兩種不同訊號處理的效果。

反向土層方面，原始訊號的頻散曲線計算相速度會有高估現象，程式模擬設計之土層其最大速度為 180 m/s，但圖 19 與圖 20 的原始訊號卻高達 350~400 m/s，證明 SASW 法於反向土層計算有嚴重誤

差，經由低模態濾波器修正，其最大速度可降至約 180 m/s。另外，反向土層距離震源較遠者，原始頻散曲線速度在 80~100 Hz 產生嚴重分離(如圖 20 所示)，「對原始訊號作濾波」結果雖可將速度降低至 180 m/s，其頻散曲線仍有分離，而「對 IMF 組合訊號作濾波」有效地修正頻散曲線分離現象。

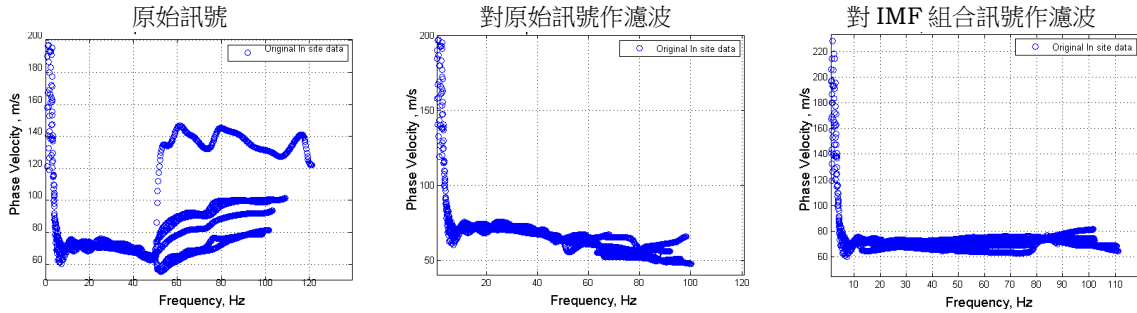


圖 15 正向土層之頻散曲線比較 (Case 1, 距離震源 2 m)

Fig.15 Difference in dispersion curve for normal soil profile (Case 1, near offset: 2 m)

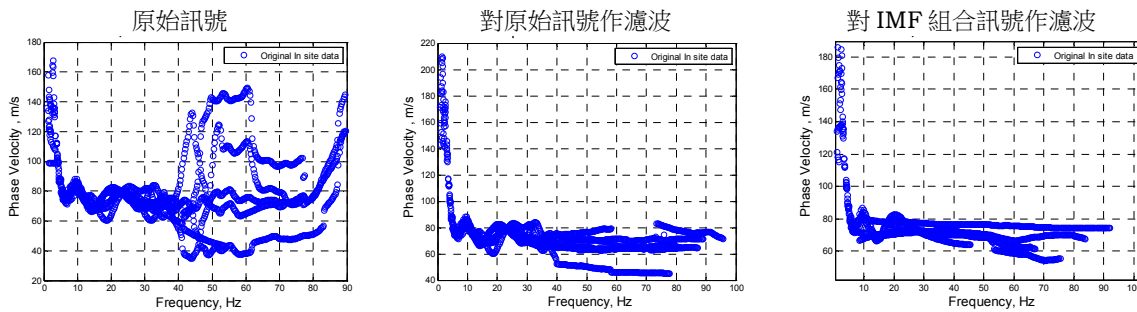


圖 16 正向土層之頻散曲線比較 (Case 1, 距離震源 18 m)

Fig.16 Difference in dispersion curve for normal soil profile (Case 1, near offset: 18 m)

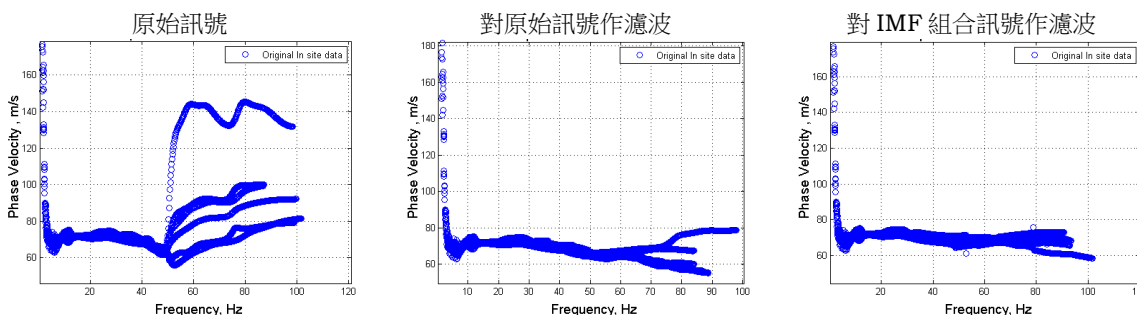


圖 17 正向土層之頻散曲線比較 (Case 3, 距離震源 2 m)

Fig.17 Difference in dispersion curve for normal soil profile (Case 3, near offset: 2 m)

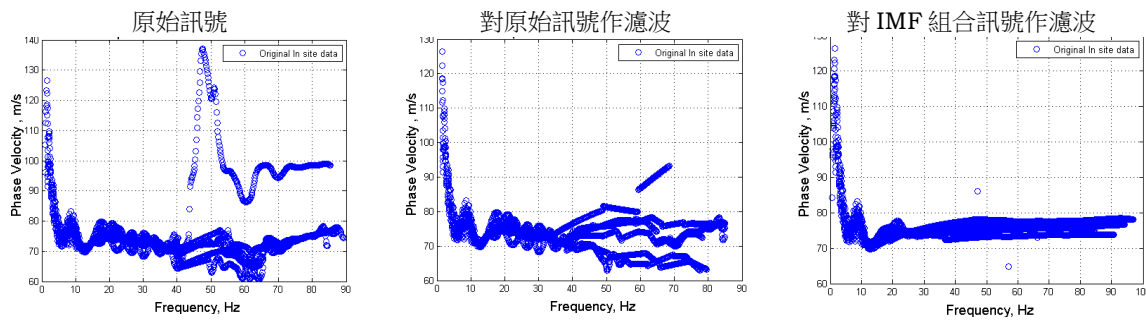


圖 18 正向土層之頻散曲線比較 (Case 3, 距離震源 18 m)

Fig.18 Difference in dispersion curve for normal soil profile (Case 3, near offset: 18 m)

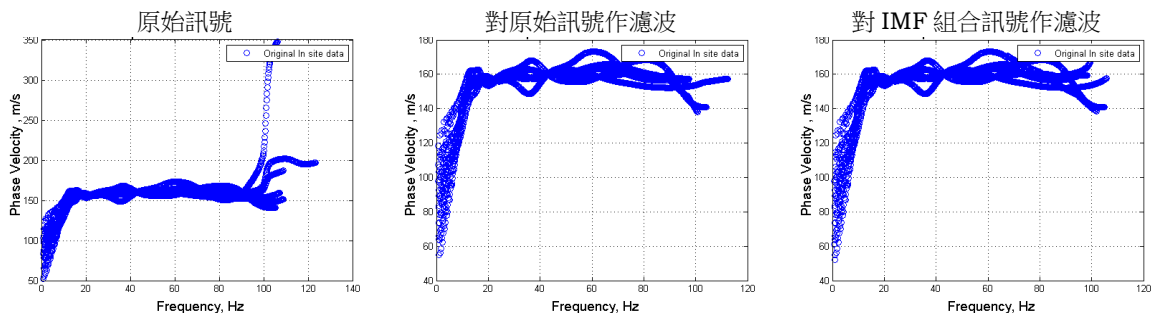


圖 19 反向土層之頻散曲線比較 (Case 2, 距離震源 2 m)

Fig.19 Difference in dispersion curve for inverse soil profile (Case 2, near offset: 2 m)

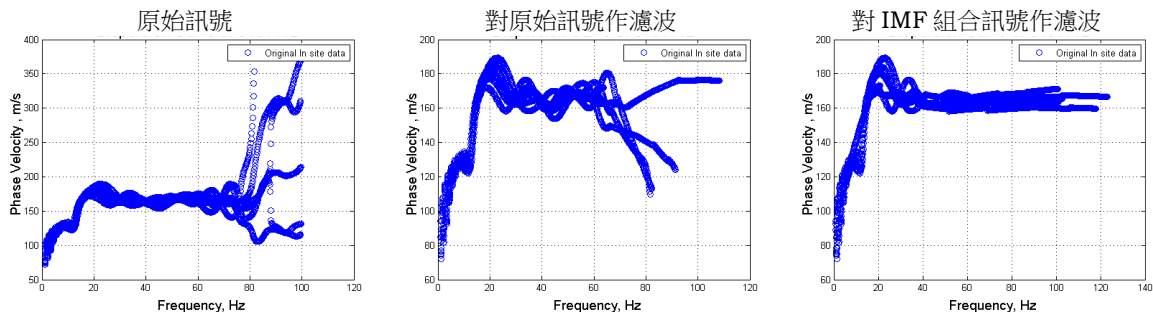


圖 20 反向土層之頻散曲線比較 (Case 2, 距離震源 18 m)

Fig.20 Difference in dispersion curve for inverse soil profile (Case 2, near offset: 18 m)

五、結 論

本研究結合經驗模態分解法和低模態濾波法處理脈衝震源產生之震波訊號，比較不同訊號處理方式，藉以獲得最佳效果。綜合本研究之分析結果，歸納整理出下列結論：

1. 使用經驗模態分解法拆解得本質模態函數會有端

點延宕問題，應用低模態濾波可有效改善端點效應。另外，搭配使用震波訊號及希伯特頻譜圖較易找出主要訊號發生之時間段，藉以得到更精確的濾波範圍。

2. 利用低模態濾波可修正 IMF 組合訊號之相位譜，其相位譜比原始相位譜更加平滑並能找出較為合理相位角譜摺合位置。

3. 結合經驗模態分解法和低模態濾波法可有效去除非震波訊號，尤其在接收器距離震源較遠時，因為接收時間拉長緣故，使得訊號中更容易夾雜折射波、反射波等訊號，而透過經驗模態分解法可剔除低模態濾波無法濾除之訊號。比起只針對原始訊號作濾波處理，本研究所應用之方法可獲得更佳的效果。此外，表面波譜法應用於反向土層時，頻散曲線之計算會產生嚴重誤差，但加入濾波處理後可降低其誤差結果，若再加入經驗模態分解法則可有效改善其速度離散現象。

誌 謝

本研究承蒙行政院國家科學委員會經費補助 NSC 97-2313-B-005-042-MY3，僅此致謝。

參考文獻

- 江福壽 (2004)，「頻散曲線評估土層剪力波速剖面之初步研究」，國立成功大學土木工程研究所碩士論文。
- 陳彥亨 (2005)，「高低頻法於表面波譜法之應用分析」，國立成功大學土木工程研究所碩士論文。
- 柴華友、劉明貴、白世偉、李祺(2003)，「SASW 測試相位差不確定性分析」，岩石力學與工程學報，22(10):1742-1748。
- William J. Palm III (2005) 「MATLAB 7 在工程上的應用」，美商麥格羅·希爾國際股份有限公司台灣分公司。
- Achenbach, J. D. (1973), *Wave Propagation in Elastic Solids*, North-Holland, Amsterdam, New York.
- Al-Hunaidi, M. O. (1992), "Difficulties with Phase Spectrum Unwrapping in Spectral Analysis of Surface Waves Nondestructive Testing of Pavements," *Can. Geotech. J.*, 29(3):506-511.
- AnCAD, Inc. (2008), *Visual Signal 1.2 Professional, User's Manual*.
- Das, B. M. (1999), *Principles of Foundation Engineering*, Pacific Grove, Calif.: PWS Pub.
- Fonquinos, M. R. (1995), "Dynamic Nondestructive Testing of Pavements," Ph.D. thesis, Univ. of Texas at Austin, Texas, USA.
- Heisey, J. S., Stokoe II, K. H., and Meyer, A. H. (1982), "Moduli of Pavement Systems from Spectral Analysis of Surface Waves," *Transportation Research Record*, 852:22-31.
- Hiltunen, D. R., and Woods, R. D. (1990), "Variables Affecting the Testing of Pavements by the Surface Wave Method," *Transportation Research Record*, 1260:42-52.
- Huang, N. E. *et al.* (1998), "The Empirical Mode Decomposition and the Hilbert Spectrum for Nonlinear and Non-stationary Time Series Analysis," *Proceeding of the Royal Society of London Series A - Mathematical Physical and Engineering Sciences* 454:903-995.
- Itasca Consulting Group, Inc. (FLAC) (2008), *Fast Lagrangian Analysis of Continua, Version 6.0, User's Manual*, Minneapolis, Minnesota, USA.
- Joh, S. H. (1996), "Advances in Interpretation and Analysis Techniques of the Spectral-Analysis-of-Surface-Waves (SASW) Method," Ph.D. thesis, Univ. of Texas at Austin, Texas, USA.
- Karray, M. and Lefebvre, G. (2009), "Techniques for Mode Separation in Rayleigh Wave Testing," *Soil Dynamics and Earthquake Engineering*, 29(4):607-619.
- Nazarian S., Stokoe II K. H., and Hudson W. R. (1983), "Use of Spectral Analysis of Surface Waves Method for Determination of Moduli and Thicknesses of Pavement System," *Transportation Research Record*, 930:38-45.
- Sanchez-Salinero, I., Roesset, J. M., Shao, K. Y., Stokoe, K. H., and Rix, G. J.(1987), "Analytical Evaluation of Variables Affecting Surface Wave Testing of Pavements," *Transportation Research Record*, 1136:86-95.
- Sheu, J. C., Stokoe II, K. H., and Roesset, J. M. (1988), "Effect of Reflected Waves in SASW Testing of Pavements," *Transportation Research Record*, 1196:51-61.