

應用希爾伯特-黃轉換之訊號濾波研究

陳振雄

建國科技大學電腦與通訊工程系

500 彰化市介壽北路 1 號

摘要

本研究嘗試利用希爾伯特-黃轉換 (Hilbert-Huang transform, HHT) 來進行時間域之訊號濾波。HHT 是訊號時頻分析中最先進的技術，可應用於非線性和非穩態的時間訊號。不同於傅立葉轉換 (Fourier transform) 和基波轉換 (wavelet transform)，HHT 無須預設任何基底函數，而是利用其獨特的分解方式 (empirical mode decomposition, EMD 或 ensemble EMD, EEMD) 將訊號分解成幾個本質分量 (intrinsic mode functions, IMF)，再由 IMF 之希爾伯特轉換後之複數型式計算出各個 IMF 之瞬時頻率，藉以呈現訊號頻率隨時間之細微變化。由於可在時間域取得訊號之瞬時頻率，若對各個 IMF 篩選出濾波頻帶內之時段，再組合篩選後之各段 IMF，則可得出濾波後之訊號。本研究首先利用數種模擬訊號進行濾波之分析，結果顯示對於無雜訊之訊號而言，使用 EMD 方式之濾波效果良好；但是，當訊號受到白色雜訊污染時，則必須利用 EEMD 來改進濾波效果，其過程也比較費時。最後，本研究針對一段語音訊號進行濾波分析，結果顯示利用 HHT 來萃取一頻帶內之語音波形確實有一定的效果，不過在較高頻帶處其濾出之波形比較不完美。有鑑於此，目前的 EEMD 比較適用於後端之訊號分析，對於即時的訊號處理和濾波則仍需進一步探討。

關鍵詞：希爾伯特-黃轉換，本質分量，瞬時頻率，雜訊，語音

Signal Filtering Using the Hilbert-Huang Transform

JENN-SHYONG CHEN

Department of Computer and Communication Engineering, Chienkuo Technology University

No. 1, Jieshou N. Rd., Changhua 500, Taiwan, R.O.C.

ABSTRACT

In this study an attempt was made to employ the Hilbert-Huang transform (HHT) to filter signals in the time domain. HHT is an advanced technique for time-frequency analysis of signals, applicable to both non-linear and non-stationary temporal signals. Differing from the Fourier and wavelet transforms, HHT does not need preset basic functions; instead, its unique sifting process (empirical mode decomposition [EMD] or ensemble EMD [EEMD]) is utilized to decompose temporal signals into certain intrinsic mode functions (IMFs). Through the HHT of each IMF component, the instantaneous frequency at any moment can be estimated, a procedure that can show finer temporal variations in the frequencies of the signals. With the instantaneous frequencies of IMFs, the segments within the frequency band can be extracted on request; moreover, a combination

of these IMF segments can indicate the signal after filtering. Several kinds of artificial signals were employed in this study to examine the aforementioned filtering process. For signals without noise, the consequence of using EMD is excellent; whereas, for noise-contaminated signals, a more time-consuming EEMD is needed to improve the filtering. Finally, the filtering of an audio signal was also attempted. The results demonstrate that, to a certain extent, signal filtering via HHT is feasible although the resultant wave shape in the higher frequency bands is less complete. According to these investigations, the present EEMD is more suitable for post-analysis. However, further study is needed for on-line signal processing and filtering with EEMD.

Key Words: Hilbert-Huang transform, intrinsic mode function, instantaneous frequency, noise, audio signal

一、前言

科學研究或工程應用之時序訊號通常包含一定範圍之連續頻率訊號，或由數個不同頻率分量所組成，例如：通訊訊號的各種頻率調變、生理之心電訊號、海洋潮汐之變化等等。若能解析出訊號中各頻率之分布，則可以瞭解訊號之特性及其隱含之意義。

傳統之傅立葉轉換 (Fourier transform, FT) 和小波轉換 (wavelet transform, WT) 或稱為基波轉換在訊號分析方面有一定的功效。FT 是簡單又快速的過程，雖然可以解析出整體訊號的主要頻率，但是無法呈現頻率隨時間之變化。短時的 FT 雖然可呈現頻率隨時間之大致變化，但是受限於每次轉換之點數或時間長度，頻率解析度會下降 (解析度 = $1/\text{訊號時間長度}$)，加上其他理論假設和限制：訊號為弦波之線性組合、訊號為週期性、穩態訊號 (stationary signal) 等等，FT 之深入應用有其限度。至於 WT 可以顯示訊號頻率隨時間之變化，但是頻率解析度依頻率高低而改變 (越高頻解析度越低)，也無法有效解析出非線性交互作用之各別訊號。FT 和 WT 都是預先建立一組基底函數，透過積分運算找出訊號中包含各基底函數之頻率成分的能量多寡。FT 的基底函數就是倍頻關係的三角弦波；WT 的基底函數則有十種以上的選擇，例如 Morlet、Gabor、Meyer、Daubechies 等基波，可依訊號之特性而選定。這種預設基底函數的方式經常無法完全抓住訊號本身的頻率和振幅特性，也就是非穩態 (non-stationary) 訊號的變化；例如，頻率或波長可能在一個週期內就發生變化 (即所謂的 intrawave 現象)，FT 和 WT 就無法掌握這種即時改變。

目前發展出的更先進訊號分析技術為希爾伯特-黃轉換 (Hilbert-Huang transform, HHT)。HHT 是黃鐸博士根據近代知名數學家 Hilbert 的數學理論設計，可做為分析非穩態

和非線性組合的訊號 [4]。有別於 FT 和 WT，HHT 之分析過程中並不預先設定任何基底函數，而是利用一種獨特的訊號篩檢 (sifting) 法則—經驗模態分解 (empirical mode decomposition, EMD)，可將訊號分解成幾個時間域的本質分量，稱為 Intrinsic Mode Function (IMF)，這些 IMF 之型態完全依訊號本身而定。每個 IMF 皆可計算其瞬時頻率 (instantaneous frequency) 和振幅，形成隨時間而變化之頻譜。理論上，由 IMF 所推算的瞬時頻率沒有 FT 和 WT 的頻率解析度問題。基於這些特殊能力，本研究嘗試利用 HHT 來進行訊號之濾波，希望能有效地應用 HHT 這項新技術。文獻報告上曾利用 HHT 於特高頻 (very high frequency, VHF) 雷達遙測大氣之回波訊號濾波處理 [1]；本研究則利用更新的 HHT 方法，即最近 Wu 和 Huang [5] 提出的改良式 EMD，稱為「整體平均的經驗模態分解 (ensemble empirical mode decomposition, EEMD)」，並建立一些濾波過程，期望將來能應用於各類訊號之處理。

本文第二節簡介希爾伯特-黃轉換之理論和相關方程式；第三節呈現訊號濾波之建立過程，並分別對於純訊號和含雜訊之訊號進行模擬研究，另外也針對一段語音訊號執行實際的濾波分析；第四節為結論。

二、希爾伯特-黃轉換之簡介

(一) IMF 和瞬時頻率

HHT 之訊號分解過程中所得出的幾個 IMF 函數滿足兩個條件：(1) 函數之正、負極值之總和數目必須與過零點 (zero crossing) 數目相同，或頂多差 1；(2) 由各極值所形成之上下包絡線 (envelope) 其平均值為零。具有這種特性的函數方可用來計算有意義的瞬時頻率。令 $x(t)$ 為分解所得之 IMF，利用希爾伯特轉換可得到其對應之虛部訊號

$y(t)$ ，如下：

$$y(t) = \frac{1}{\pi} PV \int_{-\infty}^{\infty} \frac{x(\tau)}{t-\tau} d\tau, \quad (1)$$

其中 PV 表示柯西主值 (Cauchy principal value)。 $x(t)$ 和 $y(t)$ 組合成之複數訊號為

$$z(t) = x(t) + j y(t) = a(t) e^{j\varphi(t)}, \quad (2)$$

其中 $a(t)$ 為振幅大小， $\varphi(t)$ 為相位角，皆隨時間而變化，分別定義如下：

$$a(t) = \sqrt{x(t)^2 + y(t)^2}, \quad (3)$$

$$\varphi(t) = \tan^{-1} \frac{y(t)}{x(t)}, \quad (4)$$

由此可計算每個 IMF 的瞬時角頻率 (instantaneous angular

frequency)：

$$w(t) = \frac{d\varphi(t)}{dt}, \quad (5)$$

最後可取得瞬時頻率 $f(t) = w(t)/2\pi$ 。將每一個 IMF 經上述之計算過程，則各個時間點的瞬時頻率和其對應的振幅大小即可組合成所謂的時間-頻譜圖 (time-frequency spectrum)。

為了將原始訊號分解成理想的 IMF，黃鄂等人 [4] 因而發展出一套方法，即所謂的「經驗模態分解 (EMD)」，其過程說明如下。

(二) 經驗模態分解和 HHT 頻譜

EMD 粹取出 IMF 的系統性方式稱為「篩選過程 (sifting process)」，在此以圖 1 為例，說明其詳細步驟。圖 1 之原始訊號是由頻率 0.02 Hz、0.05 Hz 和 0.1 Hz 所疊加而成，依圖 1(a)–(h) 順序敘述如下：

- 圖 1(a) 找出原始訊號 (令為 $X(t)$ ，即上圖中之細實線) 之極大值和極小值，由多項式函數匹配 (通常為 cubic

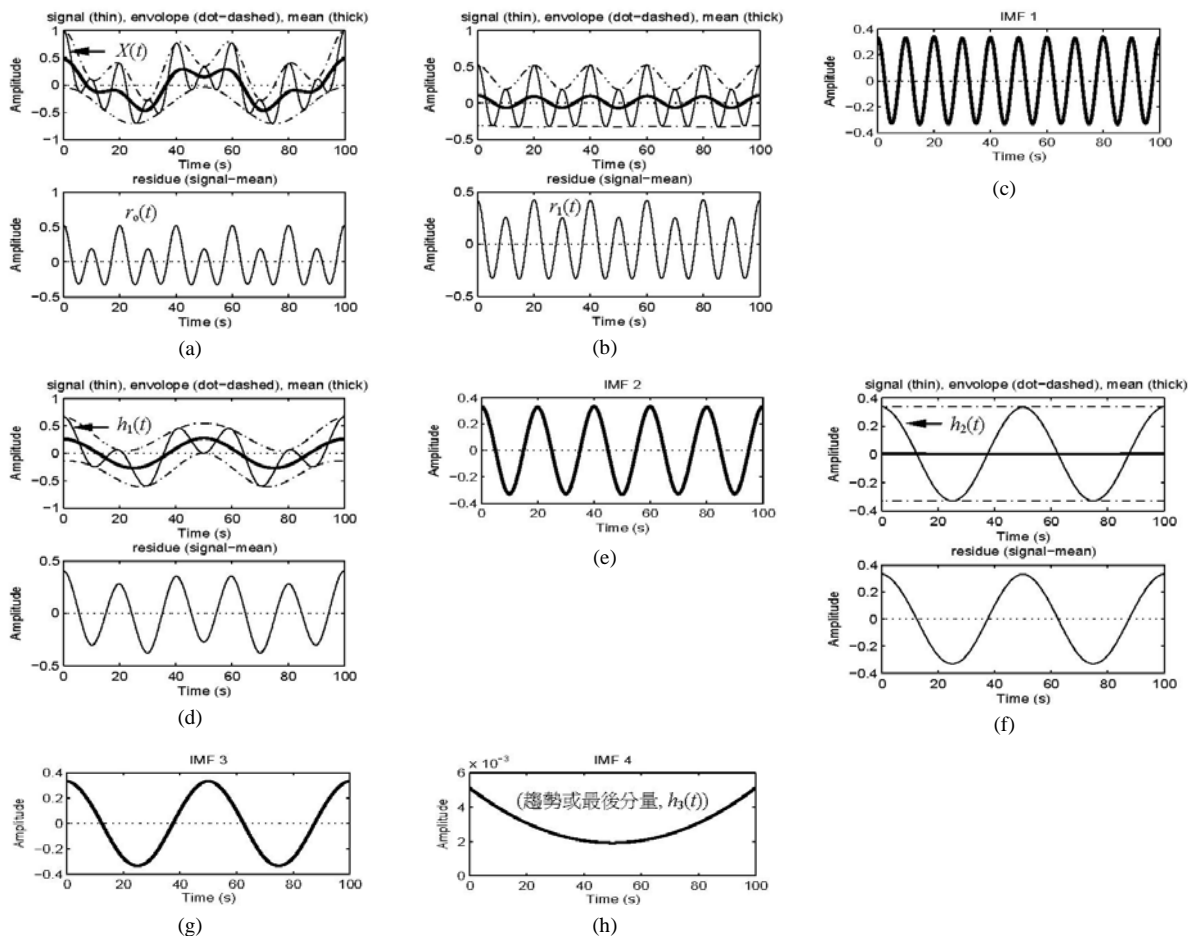


圖 1. IMF 篩選過程

spline) 得出上、下包絡線 (虛點線), 計算包絡線之平均值 (粗實線), $X(t)$ 減去平均值 (細實線減去粗實線), 得下圖所示之剩餘訊號 (residue), 令為 $r_0(t)$ 。

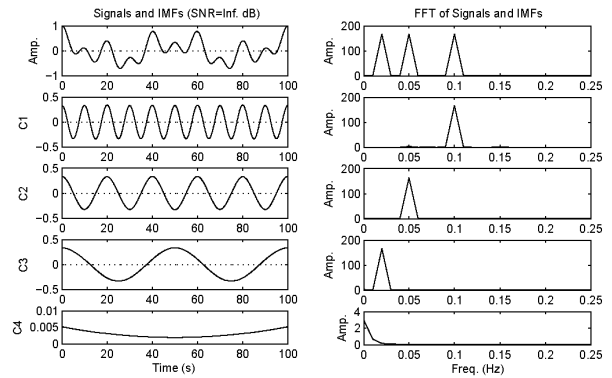
- 圖 1(b) 對 $r_0(t)$ 進行圖 1(a) 之相同過程, 得另一組剩餘訊號, 令為 $r_1(t)$ 。定義一標準偏差值如下:

$$SD = \frac{\sum_{t=0}^T [r_0(t) - r_1(t)]^2}{\sum_{t=0}^T r_0^2(t)}, \quad T: \text{訊號長度}, \quad (6)$$

如果 SD 小於設定的門檻值 (threshold), 則 $r_1(t)$ 和 $r_0(t)$ 非常接近, 篩選過程即可停止; 否則, 繼續執行圖 1(a) 之相同過程。

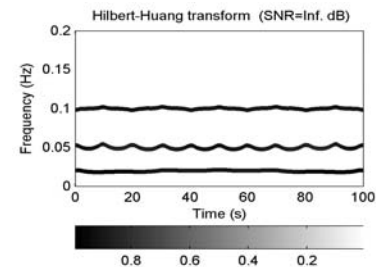
- 圖 1(c) 當 (6) 式之計算值小於 0.01 (本研究設定之 SD 門檻值), 篩選過程自動停止, 最後所得之剩餘訊號即可視為滿足 IMF 條件的函數, 令為 IMF_1 。
- 圖 1(d) 上圖之細實線 $h_1(t) = X(t) - IMF_1$, 重複圖 1(a) 之過程, 得下圖之剩餘訊號。
- 圖 1(e) 重複圖 1(a) 之過程直到最後剩餘訊號與上一次剩餘訊號之 (6) 式計算值小於所設定之門檻值, 最後所得之剩餘訊號又可視為滿足 IMF 條件的函數, 令為 IMF_2 。
- 圖 1(f) 上圖之細實線為圖 1(d) 中之訊號 $h_1(t)$ 減去 IMF_2 , 令為 $h_2(t)$, 重複圖 1(a) 之過程, 得下圖之剩餘訊號。
- 圖 1(g) 重複圖 1(a) 之過程直到最後剩餘訊號與上一次剩餘訊號之 (6) 式計算值小於所設定之門檻值, 最後所得之剩餘訊號再次滿足 IMF 條件的函數, 令為 IMF_3 。
- 圖 1(h) 將圖 1(f) 中之訊號 $h_2(t)$ 減去 IMF_3 , 令為 $h_3(t)$, 此時 $h_3(t)$ 之極值只有一個。當訊號之極值數目小於 2, 或是訊號能量已經小於設定的門檻值 (例如原始訊號 1%), 整個篩檢過程即停止。此處 $h_3(t)$ 可視為原始訊號 $X(t)$ 之微緩變化趨勢。

以上步驟共篩檢出三個 IMF, 剛好是原始訊號的三個頻率分量, 其 FFT 頻譜如圖 2 所示, 疊加這些 IMF 和最後的趨勢分量即可還原原始訊號。圖 3 則顯示 HHT 後之時頻圖, 並和 WT 時頻圖進行比較: HHT 可以清楚且正確地解析出各個頻率之所在, 然而 WT 只能顯示出頻帶範圍, 尤其是越高頻分量其頻譜越發散。此處 WT 頻譜是以 Morlet 基波函數轉換所得, 本文其他 WT 頻譜亦同。

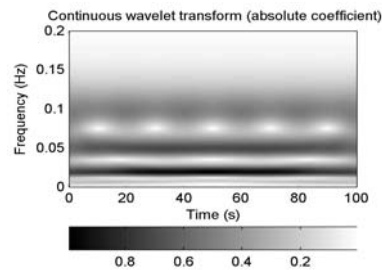


(a) 首列為模擬訊號, C1-C4 為 (b) 圖(a)中各訊號之 FFT 頻譜分解訊號

圖 2. 模擬訊號與其 IMF、FFT 頻譜



(a) HHT 頻譜



(b) WT 頻譜

圖 3. 圖 2 中模擬訊號之時頻圖

事實上, 任一組訊號中可篩檢出的最大 IMF 個數是有限的, 最大約為 $\log_2 N$ 個, N 為訊號點數。另外, 上述篩檢過程是依訊號本身之變化而進行, 無須事先設定基底函數, 因此和 FT、WT 完全不同。

(三) 整體平均的經驗模態分解

EMD 的一個理想設定是訊號未受雜訊之污染, 所以每個 IMF 皆可揭示訊號中有意義的分量; 但是, 如果訊號含有雜訊, 則利用 IMF 計算之瞬時頻率將無法有效收斂於理論值。有鑑於此, 最近 Wu 和 Huang [5] 提出改良式的 EMD 分析方法 (即 EEMD), 過程如下: (1) 在原本已含雜訊

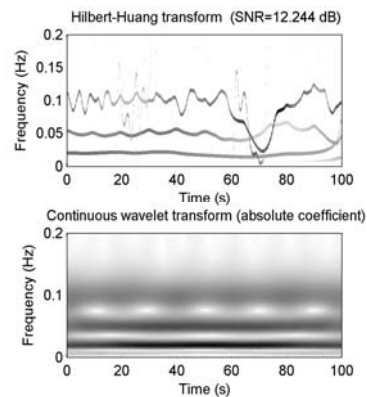
的訊號中加入適量的白色雜訊 (white noise)，再進行 EMD 而取得一組 IMF；(2) 重覆步驟 (1) 多次，但是每次都重新產生新的白色雜訊加入原始訊號；(3) 將多次 EMD 後之各組 IMF 對應地一一取其整體平均 (ensemble average)，最後獲得一組 IMF，即為所求。至於該加入振幅多大的雜訊，這和原始訊號有關，Wu 和 Huang [5] 建議為原始訊號標準偏差之 0.2 左右。不過，還是得依訊號本身的頻率而定，若訊號主要為低頻成份，則雜訊振幅可大一些；反之，雜訊振幅可降低。

由上述分析過程可知，EEMD 是利用白色雜訊本身的隨機特性，經多次歷程而互相抵消，因此具有物理意義的訊號分量才得以保留下來 [2, 3]。再以圖 1 之模擬訊號為例，若加入標準偏差 0.1 之高斯分布隨機雜訊，分析得之時間-頻譜變化如圖 4 所示。圖 4(a) 上圖是只執行 EMD 之結果，可看到瞬時頻率有較大幅度的變化，60-80 秒之間甚至嚴重失真；而且，若重新執行 EMD，由於每次加入的雜訊不一樣，結果也會有差異，但是頻率變化幅度和失真程度都比沒有雜訊時來得大。相較之下，圖 4(a) 下圖所示的 WT 頻譜並未因加入微量雜訊而有明顯的改變，這是因為高頻雜訊在 WT 之有效尺度分析中並不會呈現出來。圖 4(b) 則是 EEMD 後之時間頻譜，其中每次 EMD 時額外加入的雜訊為標準偏差 0.2 之高斯分布隨機雜訊，總共執行 1,000 次 EMD 後進行 IMF 之整體平均，結果顯示主要的三個頻率都能夠確實解析出來。雖然頻率 0.1 Hz 仍隨時間有明顯較大的擾動，但是和圖 4(a) 之 HHT 頻譜比較，此處已經改善很多。

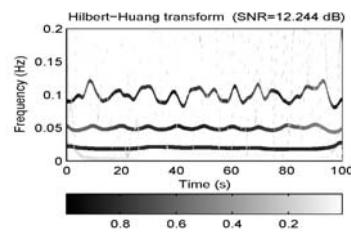
三、應用 HHT 之訊號濾波

(一) 無雜訊之模擬訊號

本節首先以一連續變頻 (chirp) 的弦波模擬訊號說明利用 HHT 之濾波過程，如圖 5 所示。圖 5(a) 最上列圖為原始訊號，頻率由 0.05 Hz 變化到 0.15 Hz、再下降至 0.05 Hz；其下四列圖是 EMD 所得的前四個 IMF，但是除了第一個 IMF 之外，其他 IMF 的振幅都很小而可以忽略。圖 5(b) 則是圖 5(a) 各訊號之 FFT 頻譜，其中第一個 IMF 幾乎已經代表了原始訊號。圖 6 是 HHT 和 WT 頻譜，二者皆可呈現頻率的連續變化，但是 WT 頻譜能量比較分散，而 HHT 的效果顯然比較收斂和精確。

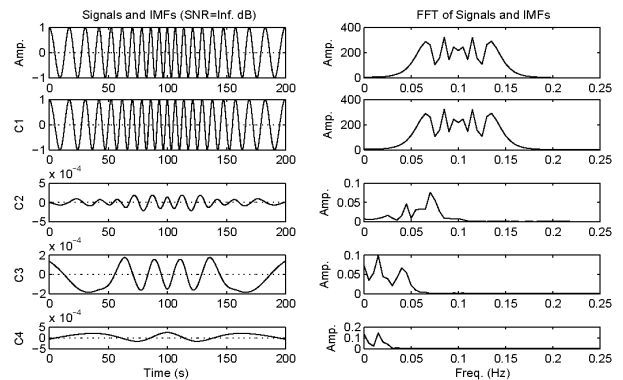


(a) EMD 後之 HHT 頻譜 (上)、WT 頻譜 (下)



(b) EEMD 後之 HHT 頻譜

圖 4. 圖 2 之模擬訊號加入雜訊後之時頻圖



(a) 首列為模擬訊號，C1-C4 為分解訊號 (b) 圖(a)中各訊號之 FFT 頻譜

圖 5. 模擬訊號與其 IMF(C1-C4)、FFT 頻譜

圖 7(a) 呈現各 IMF 的瞬時頻率變化，其中各小圖中右上角的數字是該 IMF 的最大振幅。圖 7(b) 呈現 0.08 Hz 到 0.12 Hz 之間的瞬時頻率所在之時段，主要是在第一個 IMF；第二個 IMF 也有部分時段之頻率介於所選擇之頻帶內，但是因為振幅很小，貢獻不大；至於第三和第四個 IMF 則都已被濾除。若將介於 0.08 Hz 到 0.12 Hz 頻帶內之 IMF 疊加，則可還原位於該頻帶內之原始訊號，如圖 7(c) 所示。另外，圖 7(d) 則是擷取瞬時頻率 0.13 Hz 到 0.17 Hz 之間的

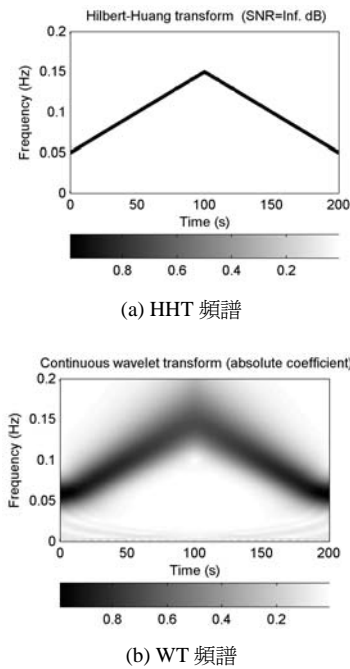


圖 6. 圖 5 中模擬訊號之時頻圖

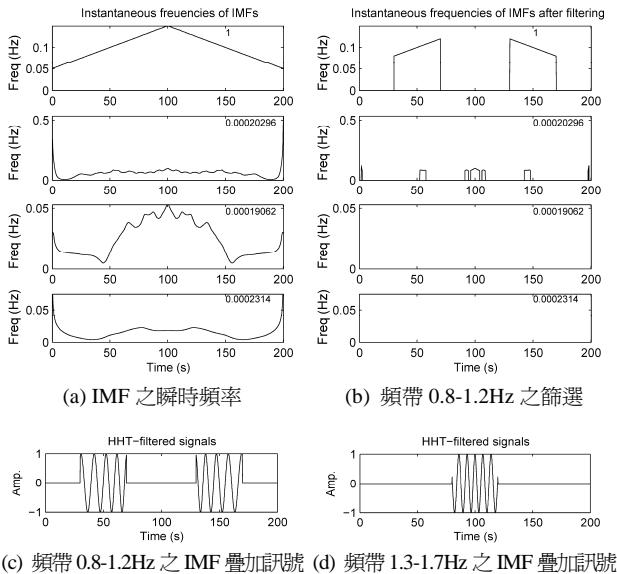


圖 7. 圖 5 中 IMF 之瞬時頻率和頻帶篩選

IMF 訊號疊加而得。由圖示已可觀察到還原訊號的振幅和出現時間都很正確，進一步的數值精確分析則可以採用二種簡單運算：(1) 還原訊號和原來訊號之相關係數，(2) 定義如下之偏差值：

$$D = \frac{(\text{還原訊號} - \text{原來訊號})^2}{\text{原來訊號}^2}, \quad (7)$$

注意此處的「原來訊號」應為篩選頻帶內之原始訊號，不是包含整體頻率的原始訊號。圖 7 之例為連續變頻之訊號，因此圖 7(c) 和 (d) 所要求的二個頻帶內之「原來訊號」也可直接由原始訊號中擷取出來，再將之與濾波後 IMF 所疊加的還原訊號進行相關係數和偏差值計算。圖 7(c) 和 (d) 所對應之相關係數分別為 0.9978 和 0.9995 (接近於 1)，偏差值則為 .0045 和 0.00097 (接近於 0)。因此，此處頻率篩選和還原過程是可信的。

這種在時間域的濾波方式若能應用於通信訊號的處理，將可發揮其實用價值，在此以圖 8 之模擬訊號說明之。圖 8 之模擬訊號是類似於數位帶通調變中的頻移鍵控 (frequency shift keying, FSK)，由 3 Hz 和 6 Hz 頻率分量交替組成，圖 8(a) 中左欄顯示模擬訊號和其前面四個 IMF (C1-C4)，右欄則是對應的 FFT 頻譜。由 FFT 頻譜可觀察到，除了 3 Hz 和 6 Hz 的分量之外，還有一些諧波存在，這可由相關的 FSK 通訊理論解釋之，不在此贅述。和圖 5 之案例一樣，本例中的第一個 IMF 幾乎已經呈現了原來訊號的特性。圖 8(b) 是 HHT 和 WT 之時間頻譜，相較之下，HHT 頻譜確實可以更精確地顯示頻率之所在和變化。值得注意的是，HHT 和 WT 頻譜中沒有出現 FFT 頻譜中的諧波分量，這是 HHT 和 WT 不同於 FFT 之處。圖 8(c) 則是利用 HHT 濾波之結果，二頻帶所對應之數值對 (相關係數，偏差值) 分別為 (0.9934, 0.0133) 和 (0.9935, 0.0132)，此結果再次顯示濾波效果良好。

(二) 含雜訊之模擬訊號

前一小節的模擬訊號中如果加入雜訊後再執行 EMD，則結果會有明顯的改變，如圖 9 所示。圖 9(a) 之訊號為圖 8 訊號加入標準偏差 0.2 之高斯分布隨機雜訊所組成。這些額外的雜訊對 FFT 之頻譜影響很小，但是會造成 HHT 之 IMF 極大的變化，讀者可由圖 9(a) 左欄看到前四個 IMF (C1-C4)和圖 8 完全不一樣：第一個 IMF 主要由雜訊組成；第二和第三個 IMF 則分別顯示 3 Hz 和 6 Hz 的主頻率，可是有少許互相摻雜的成分；第四個 IMF 起振幅則逐漸變小。須要提醒的是，當重新執行 EMD 時，若所加入的隨機雜訊不一樣，其 IMF 也會略有變化。圖 9(b) 是 HHT 和 WT 之時頻圖，和圖 8(b) 相比，可觀察到 WT 頻譜並未有太大變化，但是 HHT 頻譜則明顯受到雜訊影響而失去了精確度。若將此處所得之 IMF 進行前述之濾波過程，結果如圖 9(c) 所示。和圖 8(c) 比較，圖 9(c) 第一列之波形有明顯的變異，

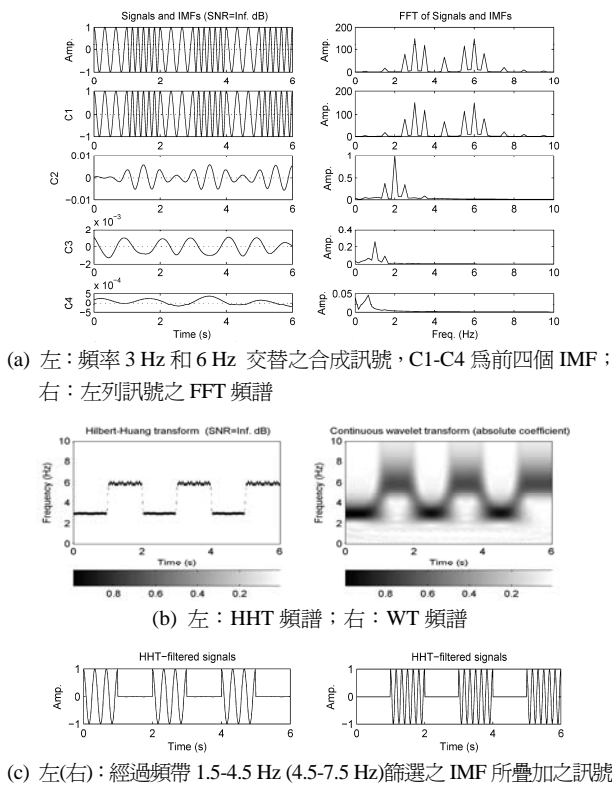


圖 8. 模擬訊號之 IMF、頻譜、頻帶篩選

在該被濾除的時段也有雜訊殘留。為消除殘留的雜訊，我們對濾波後的訊號再嘗試進行下述的處理過程：

1. 每次取 N 點連續資料，當其中振幅絕對值大於某一門檻值的點數在 $N/2$ 以下，則判斷為雜訊區，令此段時間之值為 0。 N 和門檻值是依訊號特性而變，本例 N 為 11 (依濾波頻帶之頻率而定，後敘)，門檻值則為原始訊號最大振幅之十分之一 (此例約為 0.1)。圖 9(c) 第二列圖為處理後之結果，可見已經去除了一些不需要的雜訊，尤其是高頻濾波的部份 (右欄)。
2. 上述處理過之訊號再每次取 N 點連續資料，若該段時間內發現零值個數超過一數目，則令此段時間之值為 0。進行此步驟時，我們跳過前面 $N/2$ 點資料，避免和前一步驟取用同樣的資料點，藉以增加篩檢有效率。此處 N 仍為 11，零值數目之門檻值則為 2，最後可再經 N 點窗區的移動平均，處理結果如圖 9(c) 第三列所示，讀者可看到此番處理確實又濾除了一些不需要的雜訊。不過，留下的訊號波形並不理想，有一些失真。

本案例選定的二個頻帶濾波後之數值對一相關係數和偏差值一分別約為 (0.91, 0.17) 和 (0.86, 0.25)。和圖 8 之無雜訊情況相比，相關係數顯然降低，偏差值也增大。必須說

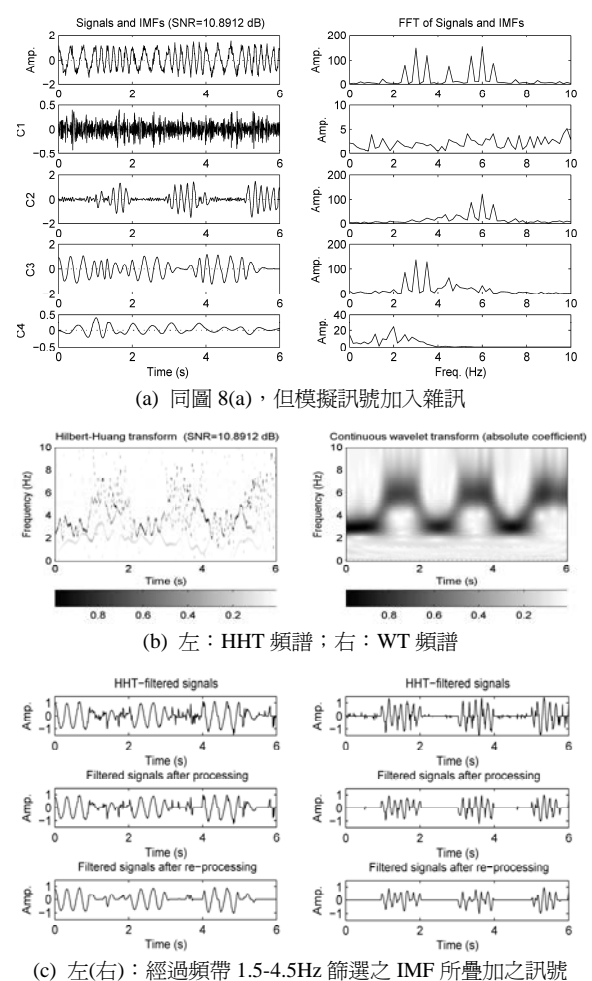


圖 9. 圖 8(a) 之模擬訊號加入雜訊後之 IMF、頻譜、頻帶篩選

明的是，此數值對與隨機產生並加入的雜訊分量大小有關；而且，即使每次執行時皆給定相同標準偏差之高斯分布隨機雜訊，其結果也會略有不同，但是數值差異不大，約為 3%。

上述二階段處理過程中的 N 值是取該濾波頻帶之最高頻率約四分之一波長之點數，在此 N 點時間內之有意義訊號應可假設最多只有一個零點，因此不會被第二階段處理，頂多在訊號區和雜訊區交界處可能會有誤判。此四分之一波長之選擇多少可以避免過度歸零，而且也可防止高頻訊號被移動平均所過度抹平。當然，上述之二階段處理過程並非唯一或最好的，也可能只適合目前所處理的訊號，相信可再建立更有效的處理過程，值得繼續探討。

由圖 9 之模擬訊號分析可說明，當訊號含有一定成分的雜訊時，利用 EMD 所得出之 IMF 來進行濾波是有改進的必要。因此，我們接著嘗試使用 EEMD 後，再執行上述之濾波過程，其中 EEMD 中所加入之高斯分佈隨機雜訊之標準

偏差為 0.3，並執行 1,000 次 EMD。由於 EEMD 後之 IMF 是族群平均的結果，已經不是原先定義下的理想 IMF，所以我們對 EEMD 後之各組 IMF 再進行一次 EMD，由最後的 IMF 執行上述之濾波過程，結果如圖 10 左欄所示；此外，我們也嘗試先將原始訊號執行移動平均後再進行 EEMD，結果如圖 10 之右欄，其中移動平均之窗區長度是取該濾波頻帶之最高頻率約 1/4 波長之點數。觀察圖 10 之左欄和右欄可以發現，先進行移動平均後再 EEMD 所濾出之高低頻波形較為完整。若計算最後波形與原來訊號之相關係數與偏差值，圖 10(b) 左右欄分別約為 (0.960, 0.083) 和 (0.980, 0.041)，圖 10(c) 左右欄則分別約為 (0.935, 0.140) 和 (0.970, 0.101)。和圖 9(c) 比較，相關係數都已提高，偏差值則降低；另外，移動平均也的確提高了相關係數並降低偏差值。再次提醒，這些計算數值會隨著重新執行 EEMD 而變動，但是數值差異不大，通常在 3% 以內。最後，我們也嘗試了另外一種方式，即在移動平均後只進行 EMD，可是效果不比圖 10 更好（未顯示）。

由於 EEMD 是執行多次的 EMD（通常是數百次），因此較為費時（運算時間依訊號長度而變）。如果初始訊號之雜訊很低，則 EMD 或許會有不錯之濾波效果，處理時間也會大為縮短。不過，EMD/EEMD 是否可應用為通訊上之即時濾波，仍有進一步研究之空間。

(三) 音訊訊號之濾波

音訊是由許多不同週期、不同振幅的訊號所組成，因此是一種非穩態的訊號。不過，在一個短時距內（稱為一個音框 [frame]，約 20~30 ms）的音訊通常是相對穩定的（穩態訊號），所以通常都利用 FFT 和 WT 來處理。HHT 是分析非穩態訊號的利器，因此在音訊分析上或可發揮其獨特效果。本節以人類語音為例，嘗試前一小節的濾波分析。

圖 11(a) 左圖為作者發聲之“我”字波形，由其 FFT 頻譜（右圖）可看到兩個主要頻率位於 ~130 Hz 和 ~510 Hz，並且每隔約 110 Hz 就有一個較為微弱之諧波。由 EEMD 之 HHT 頻譜和 WT 頻譜（圖 11(b)）可發現這些頻率隨時間的變化情形，惟微弱之諧波不易辨識，其中頻率約 130 Hz 的分量持續發生，但是頻率約 510 Hz 的分量主要存在於 0.05~0.15 s 期間，而且後者訊號分佈在較大的頻帶內。EEMD 中所加入之高斯分佈隨機雜訊之標準偏差為 0.3，並執行 1000 次 EMD。結果顯示，HHT 和 WT 頻譜基本上是類似的，但是 HHT 可呈現更細微的變化。

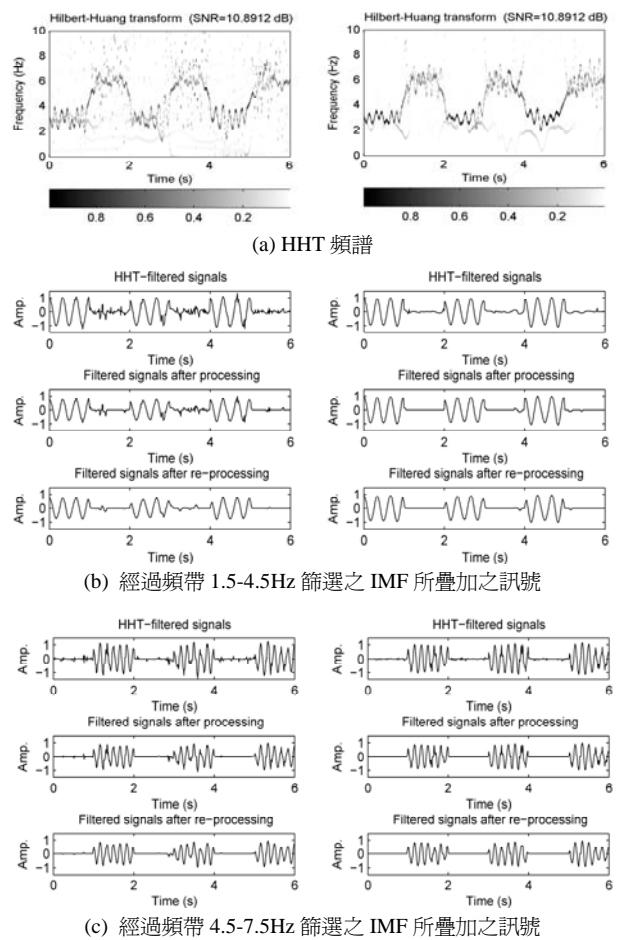


圖 10. 同圖 9 之含雜訊訊號，但經 EEMD 分解。右欄中原始訊號先經移動平均處理，(b) 和 (c) 之第二、三列圖則經突波訊號移除之處理

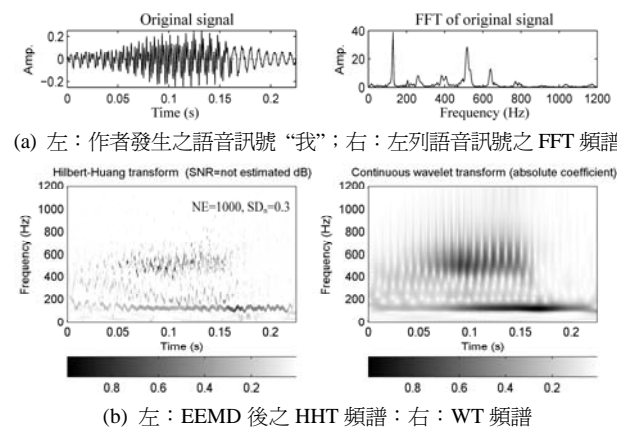


圖 11. 語音訊號及其頻譜

圖 12 是執行中心頻率位於 130 Hz 和 510 Hz 濾波之結果。圖 12(a) 左欄再次顯示原始音訊，右欄則是部分音訊的時間軸放大，由時間軸放大圖可看到此段音訊大致上是週期

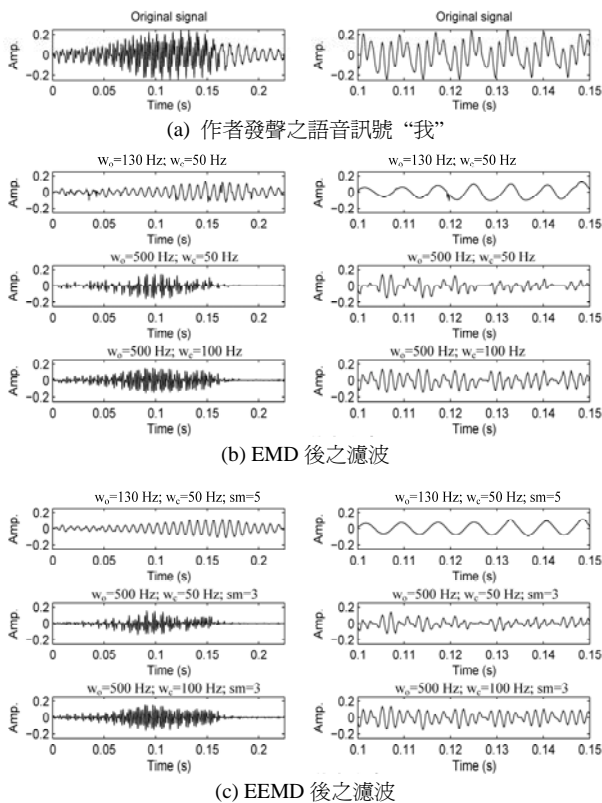


圖 12. HHT 濾波， w_0 ：頻帶中心頻率， w_c ：截止頻率， sm ：移動平均資料點；右欄圖為左欄圖之部分訊號放大

性重現的訊號，並可輕易觀察到 ~ 500 Hz (週期 0.002 s) 的波形變化。圖 12(b) 是執行一次 EMD 之結果，其中取頻寬 100 Hz ($=2w_c$)，讀者可看到較低頻的 130 Hz 波形已可被充分顯示，但是有一些微小但明顯之擾動雜訊，例如 0.12 秒附近。至於較高頻的 510 Hz 附近頻帶之濾波(圖 12(b) 中間列，頻帶 460~560 Hz)，0.15 秒之後的低頻訊號已被有效濾除，但是由右欄放大圖可看到濾出之波形並不完整；若將頻寬增大(w_c 由 50 Hz 改為 100 Hz，即濾波頻帶為 410~610 Hz)，則可取出較為完整之波形，此可由圖 12(b) 右欄之第二、三列圖比較而得。根據這些圖示結果，以一次 EMD 來萃取特定頻帶訊號之結果仍有改善之空間。

圖 12(c) 顯示 EEMD 之濾波，其中原始音訊和濾波之最後結果都有經過移動平均，但是中間沒有執行突波的去處理過程(參考含雜訊之模擬訊號處理)。和圖 12(b) 比較，此處 130 Hz 之波形更為完美，510 Hz 波形也有改善；但是，由於後者訊號頻率所居之頻帶較為寬大，相近頻率之訊號間會有較強烈的非線性交互作用，因此較難篩選出單一的弦波成分。根據這個實例之分析，利用 HHT 在時間域之濾波確

實有一定的效果，惟針對不同特性和複雜度之訊號，其中間之處理過程可能會有一些差異。

四、結語

本文探討以希爾伯特-黃轉換(HHT)來進行時間域之訊號濾波，並嘗試建立其濾波處理過程。我們利用 HHT 之經驗模態分解(EMD)或整體平均的經驗模態分解(EEMD)之獨特能力，將訊號分解為幾個本質分量(IMF)，由各 IMF 的瞬時頻率可篩選出所需的訊號，組合後即可得出濾波後之訊號。對於無雜訊之訊號而言，EMD 後之濾波效果良好；但是，當雜訊分量不可忽略時，則必須利用 EEMD 方可改進其濾波效果，過程也比較費時。因此，目前的 EEMD 比較適用於後端之訊號分析。

本研究先以模擬訊號進行分析，首先是建立濾波過程並測試之，進一步再以人類語音訊號檢驗之。現階段之分析結果顯示，利用 HHT 在時間域之濾波雖然可行，但是若相近頻率之訊號間有較為明顯的非線性交互作用，則所濾出之訊號波形不會是單純的弦波。另外，其間的分析方式也可能依不同特性和複雜度之訊號而定。未來可將 HHT 應用於更多實際訊號之濾波，例如生醫訊號、影像、雷達遙測訊號等等，同時也應和其他濾波方式之效果進行比較，如此可進一步廣泛地測試 HHT 在訊號濾波方面的應用能力。

誌謝

本研究係在建國科技大學一般型專題研究計畫(編號 CTU-98-RP-CM-001-037)之支持下所完成。

參考文獻

- 林志鴻(民 95)，雷達訊號之時頻分析，國立中央大學電機所碩士論文。
- Flandrin, P., G. Rilling and P. Goncalvés (2004) Empirical mode decomposition as a filter bank. *IEEE Signal Processing Letters*, 11, 112-114.
- Gledhill, R. J. (2003) Methods for Investigating Conformational Change in Biomolecular Simulations. Ph.D. dissertation. University of Southampton, UK.
- Huang, N. E., Z. Shen, S. R. Long, M. C. Wu, H. H. Shih, Q. Zheng, N. C. Yen, C. C. Tung and H. H. Liu (1998) The empirical mode decomposition and the Hilbert spectrum for nonlinear and non-stationary time series

analysis. *Proceedings of the Royal Society of London, Series A*, 454(1971), 903-995.

Advance in Adaptive Data Analysis, 1, 1-41.

5. Wu, Z. and N. E. Huang (2009) Ensemble empirical mode decomposition: noise assisted data analysis method.

收件：98.04.23 修正：98.09.15 接受：98.11.02