

使用反射係數之頻譜包絡內插方法

A Spectral-envelope Interpolation Method Using Reflection Coefficients

古鴻炎 蔡哲彰

國立台灣科技大學 資訊工程系

1. 前言

這裡“頻譜包絡”指的是振幅頻譜包絡(spectral magnitude envelope)，一個例子如圖 1 裡較為平滑的曲線，它是由一個/bi/音音框(frame)的 DFT (discrete Fourier transform)頻譜所估計出的。在一些語音處理的子領域中，會需要在兩條頻譜包絡曲線之間作內插，以求得兩者之間過渡的頻譜包絡。例如在使用單元串接之語音合成系統裡，爲了避免在串接點發生頻譜不連續(spectral mismatch)的現象，就需要作頻譜包絡之內插，再依據內插出的頻譜包絡去產生語音信號；雖說過去有一些方法被提出來減輕串接點上頻譜不連續的問題[1]，但那並未根本地解決問題。在歌聲合成的系統裡，由於可能的音高(pitch)、音長(duration)、音節之組合數量更爲龐大，因此當從語料庫(corpus)選取合成單元來作串接時，串接點上幾乎都會發生音高軌跡(pitch contour)不連續、及頻譜的不連續，所以有需要在串接點附近作頻譜包絡內插。此外在語音辨識系統裡，一種可能的語者調適(speaker adaptation)方法是，將某兩語者的音素(phoneme)頻譜包絡作內插，用以逼近目前使用者的音素頻譜包絡。

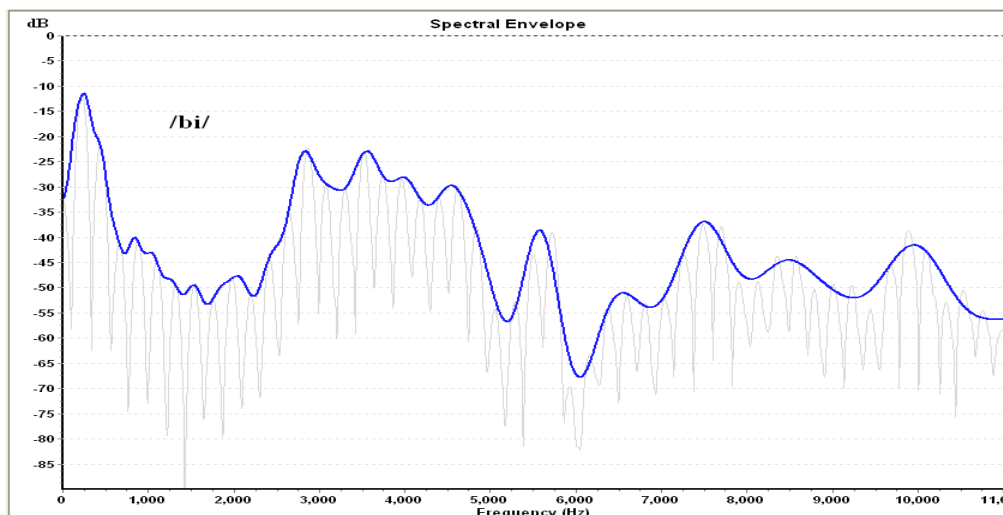


圖 1 /bi/發音的一個音框的頻譜包絡

在作頻譜包絡的內插之前，參與的語音音框的頻譜包絡必需先被估計出來，關於頻譜包絡的估計，過去已有一些方法被提出[2, 3]，例如以 LPC (linear prediction coding)全極(all pole)模型之頻率響應(frequency response)來逼近頻譜包絡[4]；在 DFT 頻譜上以平滑化的倒頻譜(cepstrum)曲線作迭代改進之“True-Envelope”估計法[3, 5]；消除信號本身週期性之干

擾、而具有極高準確性之 STRAIGHT 估計法[6]；以及我們最近嘗試作改進之離散倒頻譜 (discrete cepstrum, DCep)估計法[7, 8]。雖然 STRAIGHT 估計法的準確性很高，而 True-Envelope 估計法的準確性也很好，但是兩者需求的計算量很大，目前要以個人電腦的計算能力來達成即時處理，是非常困難的，因此我們仍然決定採用 DCep(離散倒頻譜)之估計法。由於本篇文章的重點在於頻譜包絡之內插，所以頻譜包絡估計方法的細節，就不在這裡介紹了。

2. 內插的方法、領域、與效果

談到內插的方法，一般人直覺上會想到的是線性內插(linear interpolation)，如果使用線性內插就能達成所要求的效果，那麼就不必把事情複雜化。因此對於頻譜包絡內插的問題，首先考慮我們究竟要達成什麼效果？其實從聲響音素學(acoustic phonetics)的知識[9]可知道，當連續發音兩種母音音素時，如連續發/a/與/i/，這兩個音素之間會有共發聲(coarticulation)的現象，而共發聲現象表現在聲譜(spectrogram)上，就是兩音素的共振峰軌跡(formant trajectory)在音素的邊界附近，會以平滑移動的方式相互靠近，一個例子如圖 2 所示，所以頻譜包絡內插要達成的效果就是，當逐漸改變內插比例值時，所得到的一序列頻譜包絡能夠讓共振峰頻率逐漸改變，而形成平滑移動之共振峰軌跡。在確定所需求的效果之後，接著就可考慮執行內插的領域(domain)、及內插的方法。

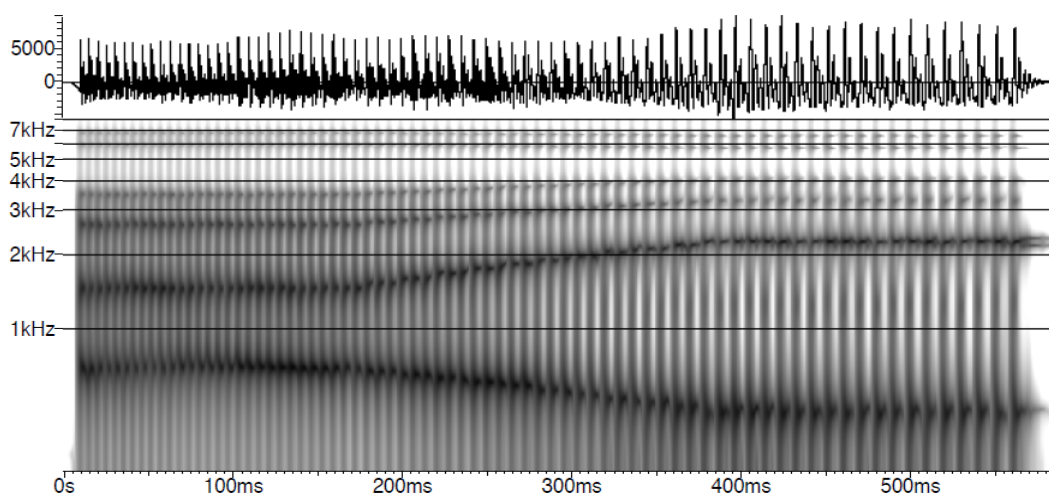


圖 2 共振峰軌跡以平滑移動方式相互靠近[10]

執行內插的領域可以選擇在頻域，即直接使用頻譜包絡，或是選擇在其它頻譜係數的領域，例如：LPC 係數、LSF(line spectrum frequency)係數、反射(reflection)係數，DFT 倒頻譜係數、DCep 係數、...等等，至於選擇那一種係數較好？應採取那一種內插方法來作搭配？則不是立刻可以推想得知。不過，如果我們直接對兩條頻譜包絡曲線作線性內插，則可立刻推知其結果是，共振峰軌跡會以平行方式作淡進淡出(cross fading)，一個例子如圖 3 所示。此外，由前人的論文也已經知道[10]，若選擇 LSF 係數來作線性內插，則會發生某些共振峰軌跡可以平滑地移轉、連接，而某些共振峰軌跡卻會中斷的不一致情形，例子如圖 4 裡經 LSF 係數內插/a/音框與/i/音框所得到的聲譜圖。

過去已經有人研究頻譜包絡內插的方法，並且可以達成前面所說的效果，Pfitzinger 的 DFW (dynamic frequency warping) 為基礎的方法[10]、和 Ezzat 等人的聲訊流(audio flow) 為基礎的方法[11]，都是直接在頻譜包絡上進行內插，但是使用了不同的內插方法。DFW 的觀念是，透過動態頻率校正來建立兩條包絡微分曲線之間的頻率軸對應關係；聲訊流的觀念，則是從 optical flow 的觀念衍生而來，應用時也是在包絡微分曲線上進行聲訊流的計算。如果說還有另外一種頻譜包絡的內插方法，我們覺得基於統計模型、及最大似然(maximum likelihood)原則的方法也算是一種，例如最近常被使用於作語音合成之 HMM (hidden Markov model) 模型及其音框頻譜係數的求解方法[12]，但是統計模型之參數需要收集大量的語料來作估計，這是它的缺點。

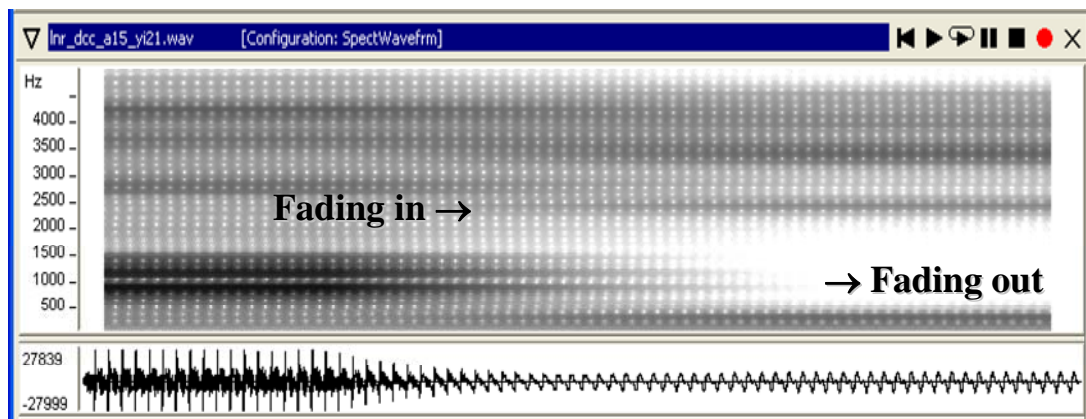


圖 3 共振峰軌跡淡進淡出之例子

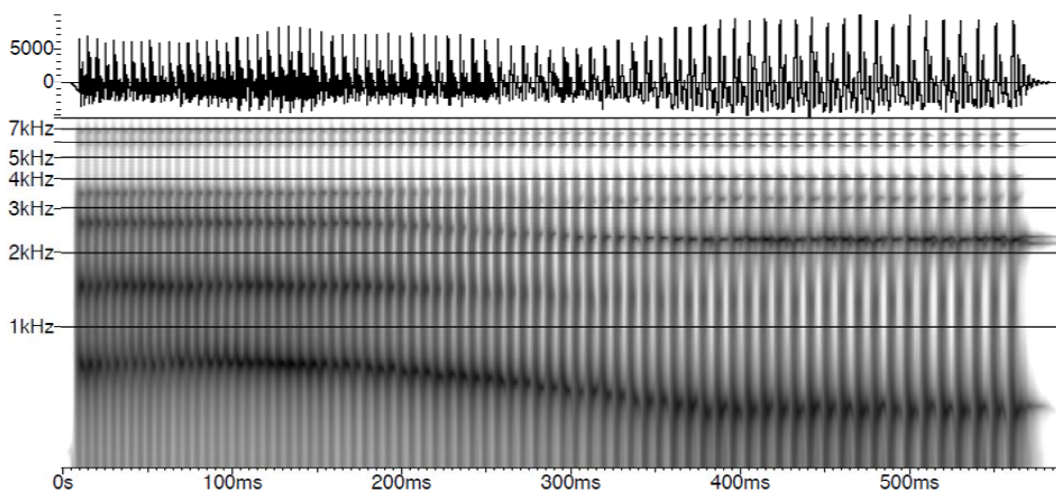


圖 4 共振峰軌跡平滑連接與中斷並存之聲譜圖[10]

3. 反射係數與頻譜包絡內插

尋找一種恰當的頻譜參數，再對它作簡單的線性內插處理，即可達成前述的頻譜包絡內插效果，一直是我們追求的目標。經過對幾種頻譜係數作實驗驗證，我們最後發現反射係數就是所要找的頻譜係數。反射係數具有的物理意義是，當把聲道(vocal track)模式化(modeling)成多節管(multi-tube)之聲響(acoustic)模型，如圖 5 所畫的，則第 k 個反射係數

C_k 的意義就是，第 k 與 $k+1$ 節管子的截面積 B_k 與 B_{k+1} 的差值與和值的比值，即

$$C_k = \frac{(B_{k+1} - B_k)}{(B_{k+1} + B_k)} \quad (1)$$

從反射係數所具有的物理意義，我們認為這可用以解釋，為什麼對反射係數作簡單的線性內插，就可以達成所想要的頻譜包絡內插之效果。

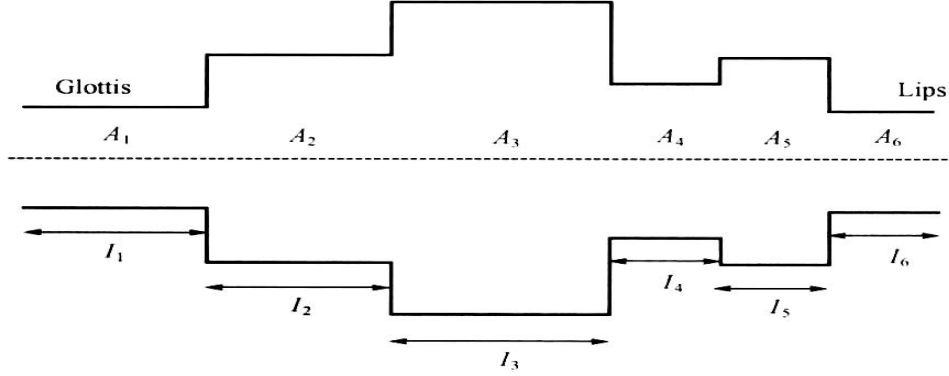


圖 5 聲道之多節管模型[13]

3.1 頻譜包絡至反射係數之轉換

當從一個音框估計得到一條頻譜包絡曲線 $S_i, i=0, 1, \dots, N-1, N$ 為 DFT 轉換的點數，本文中設 $N=512$ ，接著我們可對 S_i 取平方而得到功率頻譜(power spectrum)，然後作 N 點的離散反傅利葉轉換(inverse DFT)，以求得自相關(autocorrelation)係數 R_n [14, 15]，離散反傅利葉轉換的公式為

$$R_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |S_k|^2 \cdot e^{j\frac{2\pi}{N}kn}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1, \quad (2)$$

實作上則是以反快速傅利葉轉換(inverse FFT)來計算公式(2)。依據自相關係數 R_n ，接下來可再使用 Levinson-Durbin (LD)演算法[9, 13, 14]來求取 p 階的 LPC 係數 α_k 與反射係數 $C_k, k=1, 2, \dots, p$ ，LD 演算法的詳細步驟如下：

步驟(a) 令 $E^{(0)} = R_0, \quad m = 1 \quad (3)$

步驟(b)
$$C_m = \frac{1}{E^{(m-1)}} \left(R_m - \sum_{i=1}^{m-1} \alpha_i^{(m-1)} \cdot R_{m-i} \right) \quad (4)$$

步驟(c)
$$\alpha_m^{(m)} = C_m \quad (5)$$

步驟(d)
$$\alpha_i^{(m)} = \alpha_i^{(m-1)} - C_m \cdot \alpha_{m-i}^{(m-1)}, \quad i = 1, \dots, m-1 \quad (6)$$

步驟(e)
$$E^{(m)} = E^{(m-1)} (1 - C_m \cdot C_m) \quad (7)$$

步驟(f) 如果 $m < p$ ，則令 $m = m+1$ ，再回到步驟(b)

最後令 $C_0 = R_0$ ，以保留能量資訊。

3.2 反射係數至頻譜包絡之轉換

當以線性內插(或其它內插方式)得到一組新的反射係數 C_i 之後，接著可執行前述的 LD 演算法，不過步驟(b)要略過，因為反射係數是已知的，如此就可求得 p 階的 LPC 係數 $\alpha_i^{(p)}$ ， $i=1,2, \dots, p$ 。依據所求得的 LPC 係數，就可用以建立一個全極模型，然後計算此全極模型的頻率響應，就可求得對應的頻譜包絡，也就是藉由全極模型來定義一組反射係數對應的頻率響應，全極模型的正規化(normalized)頻率響應的計算公式為

$$Q_k = 1 / \left| 1 - \sum_{n=1}^p \alpha_n^{(p)} \cdot e^{-j \frac{2\pi}{N} kn} \right|, \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (8)$$

理論上只要階數夠高(p 夠大)，頻譜包絡裡的零點(zero)效應仍可被極點(pole)所逼近[9]。

當使用公式(8)計算出頻譜包絡 Q_k 之後，會發現它和真實的頻譜包絡之間有能量上的偏移，因此需要對 Q_k 乘上一個能量調整值 u ， $u = (E_{org} / E_{lpc})^{0.5}$ ，其中 E_{org} 表示原始頻譜包絡的能量(可由 C_0 取得)， E_{lpc} 則表示 LPC 頻譜包絡 Q_k 的能量。

4. 語音信號再合成

令 SA_k, SB_k 表示兩條給定的頻譜包絡曲線，當對它們轉換出的反射係數作內插，我們可得到一序列時間點上的頻譜包絡曲線 $S_k^{(y)}$ ， $k = 0, 1, \dots, N-1$ ， $y = 0, 1, \dots, 120$ ，在此 y 表示時間軸上的第 y 個控制點或音框。為了方便說明，這裡先採取線性內插的方式，也就是令

$$CT(S_k^{(y)}) = \begin{cases} CT(SA_k), & \text{if } 0 \leq y < 30 \\ CT(SA_k) \cdot \frac{90-y}{60} + CT(SB_k) \cdot \frac{y-30}{60}, & \text{if } 30 \leq y \leq 90 \\ CT(SB_k), & \text{if } 90 < y \leq 120 \end{cases} \quad (9)$$

在公式(9)裡 $CT(\cdot)$ 表示頻譜包絡至反射係數之轉換。

對於內插出的頻譜包絡序列 $S_k^{(y)}$ ，我們希望用以合成出語音信號，這樣就可以聽覺感受/a/音音框的 SA_k 與/i/音音框的 SB_k ，當合成出語音信號時，是否會有雙母音/ai/的感受，並且合成的語音信號作聲譜分析後，也可用以觀察共振峰軌跡的走勢。因此，我們接著採用 HNM (harmonic-plus-noise model)信號模型[16]，並且依據頻譜包絡來決定各個諧波(harmonic)與雜音(noise)的振幅，然後再據以產生出語音信號。

設 $F_0^{(y)}$ 是對第 y 個音框所給定的基本頻率，則此音框第 n 個諧波的頻率就是 $n \cdot F_0^{(y)}$ ，而它的振幅則可依頻譜包絡曲線 $S_k^{(y)}$ 去決定，一個簡單方法是找出頻譜包絡曲線之頻率軸上最靠近 $n \cdot F_0^{(y)}$ 的相鄰兩點上的振幅去作線性內插。另外，我們直接設定 MVF (maximum voiced frequency) 為 6,500Hz，並且設定兩音框之間間隔 100 個樣本點，而取樣率則設為

22,050。為了方便說明，令第 i 個音框所求出的諧波參數是 $f_k^i, a_k^i, k=1, 2, \dots, L^i$ ， f_k^i 與 a_k^i 分別表示第 k 個諧波的頻率與振幅；再令第 $i+1$ 個音框所求出的諧波參數是 $f_k^{i+1}, a_k^{i+1}, k=1, 2, \dots, L^{i+1}$ 。如此，當要合成第 i 和第 $i+1$ 音框之間時刻 t 的諧波信號之樣本 $h(t)$ 時，我們先以如下公式作線性內差，

$$\begin{aligned} f(k,t) &= f_k^i + \frac{t}{100}(f_k^{i+1} - f_k^i), \quad k=1, 2, \dots, L \\ a(k,t) &= a_k^i + \frac{t}{100}(a_k^{i+1} - a_k^i), \quad k=1, 2, \dots, L \end{aligned} \quad (10)$$

以求取時刻 t 時各諧波的頻率與振幅，其中 100 表示相鄰音框之間的樣本點數， L 是 L^i 和 L^{i+1} 的較大者，因此當 L^i 小於 L^{i+1} 時，就要把 $a_k^i, k=L^i+1, \dots, L^{i+1}$ 設為零值。然後，以如下公式計算 $h(t)$ ，

$$\begin{aligned} h(t) &= \sum_{k=1}^L a(k,t) \cdot \cos(\phi(k,t)), \quad 0 \leq t < 100 \\ \phi(k,t) &= \phi(k,t-1) + 2\pi \cdot f(k,t) / 22,050 \end{aligned} \quad (11)$$

其中 $\phi(k,t)$ 表示第 k 個諧波累積到時刻 t 時的相位量，關於初始值 $\phi(k,-1)$ ，我們令其等於前一音框裡的 $\phi(k,99)$ 以便維持相位的連續性，而當音框編號 i 為 0 時就以亂數來設定。

關於雜音(noise)信號的合成，我們採取 HNM 文獻上提到的一個作法[16]，就是把雜音當作是 MVF 之後頻率間隔固定為 100Hz、但振幅會隨時間改變之一些弦波的加總。先依 MVF 決定頻率 index 之下限 $KL=MVF/100$ ，而其上限明顯地是 $KU=11,025/100$ ，如此，對於第 i 和第 $i+1$ 音框之間時刻 t 的雜音信號樣本 $g(t)$ ，我們以如下公式來計算，

$$\begin{aligned} g(t) &= \sum_{k=KL}^{KU} b(k,t) \cdot \cos(\psi(k,t)), \quad 0 \leq t < 100 \\ \psi(k,t) &= \psi(k,t-1) + 2\pi \cdot k \cdot 100 / 22,050 \end{aligned} \quad (12)$$

其中 $b(k,t)$ 表示時刻 t 時第 k 個弦波的振幅，其值也是以類似公式(10)之線性內差來求得， $\psi(k,t)$ 表示第 k 個弦波累積到時刻 t 時的相位量，其初始值也是以亂數來設定。最後，將 $h(t)$ 與 $g(t)$ 相加，即可得到時刻 t 的合成信號樣本。

5. 測試實驗

5.1 全極模型之階數

前面 3.2 節提到，以內插得到的反射係數去建造對應的全極模型，再以全極模型的頻率響應作為導出的頻譜包絡。那麼全極模型的階數應設多大？在此以實驗的方式來觀察不同階數對頻譜包絡曲線的影響，我們先對一個/a/音音框及一個/i/音音框去計算它們的 DCep 之頻譜包絡[8]，然後依序執行 3.1 節和 3.2 節的轉換處理，並且分別建立階數 20、40、60、80、100 之全極模型，再依公式(8)去算出它們的頻譜包絡曲線，畫成圖形後/a/音框和/i/音框各自的 5 種階數的頻譜包絡曲線，分別如圖 6(a)與 6(b)所示。當比較原始的

頻譜包絡和 5 種階數的頻譜包絡，我們發現階數要到 80 時，/a/和/i/的兩個音框的頻譜包絡才會足夠細緻，也就是圖 6(a)與 6(b)裡箭頭所指的頻譜隆起才會顯現出來。因此在後面的實驗中，我們就使用階數為 80 之全極模型。

對於階數 80 之全極模型，我們再進一步觀察它的頻譜包絡和原始的 DCep 頻譜包絡之間的逼近程度，使用相同的/a/和/i/兩個音框，它們的全極模型頻譜包絡的逼近情形分別如圖 7(a)與 7(b)所示，由圖 7(a)與 7(b)可發現，在頻譜包絡曲線的波峰與平緩變化的地方，全極模型的頻譜包絡曲線(深色)幾乎是和 DCep 頻譜包絡曲線(淺色)重疊在一起，只有在頻譜包絡曲線的尖銳波谷的地方，才會顯現出明顯的逼近誤差，如圖 7(a)與 7(b)裡箭頭所指的地方。所以由反射係數所導出的全極模型之頻譜包絡曲線，一般來說可以相當準確地逼近原始的頻譜包絡曲線。

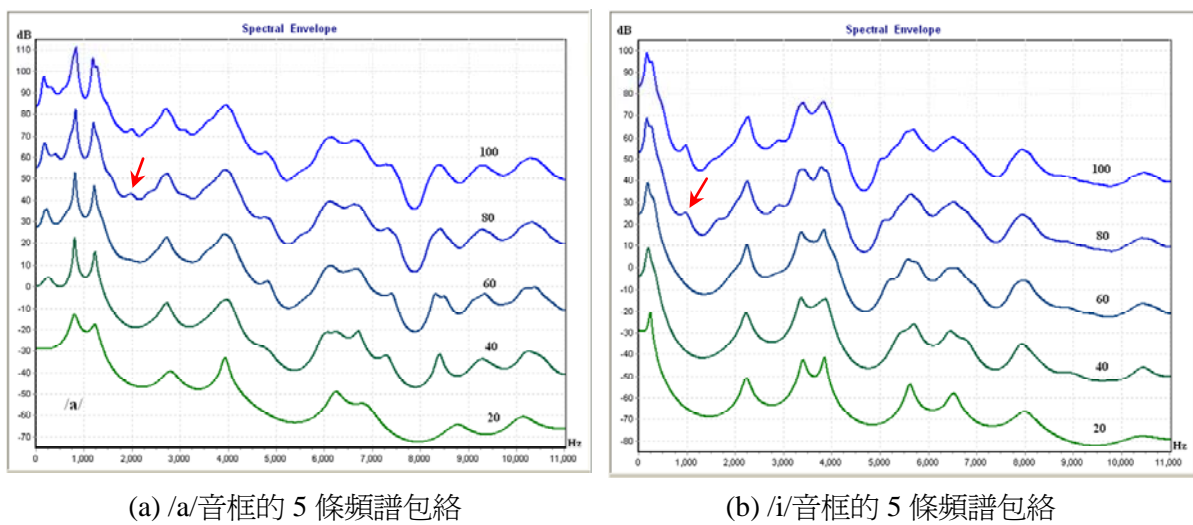


圖 6 全極模型階數對頻譜包絡曲線的影響

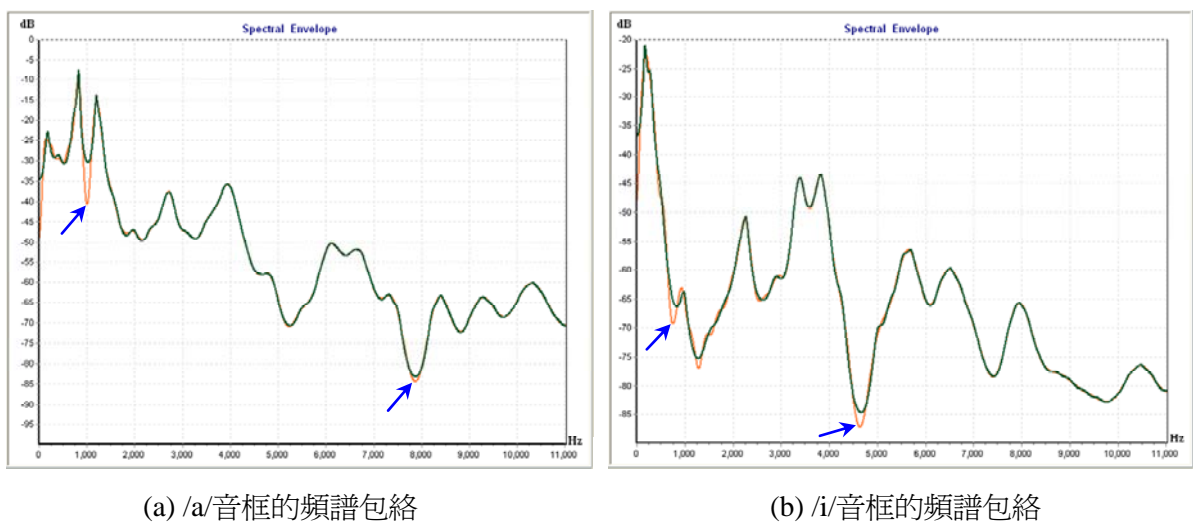


圖 7 階數 80 之全極模型頻譜包絡的逼近情形

5.2 共振峰軌跡之走勢

在此我們將一個/a/音音框和一個/i/音音框的反射係數，以逐漸改變比例值的方式(就如公式(9)中間的式子)，內插出一序列 9 個音框的反射係數，然後使用 3.2 節的轉換處理，把反射係數轉換成頻譜包絡，再將 11 個音框(內插 9 個及原始 2 個)的頻譜包絡依序由下往上畫出，結果得到如圖 8 所顯示的圖形。由圖 8 可看出，/a/音音框的 F1(第一共振峰)頻率值會逐漸地往/i/音音框的 F1 頻率值移動，而/a/音框的 F2(第二共振峰)頻率值也會逐漸地往/i/音框的 F2 頻率值移動，就如圖 8 裡的兩條縱向虛線所顯示的，所以經由反射係數作內插，的確可以達成第 2 節裡所提到的頻譜包絡內插之效果。

另外，我們也使用相同的/a/音與/i/音音框，帶入公式(9)去內插出 120 個音框，再設定各音框的基頻值都為 130Hz，然後使用第 4 節的語音信號再合成方法，去產生出語音信號並且存成音檔，此音檔可從網頁<http://guhy.csie.ntust.edu.tw/envlp/> 去下載試聽，我們聆聽之後覺得，該音檔聽起來的確有雙母音/ai/的感受。此外，我們使用 WaveSurfer 軟體去分析此音檔的聲譜，結果得到如圖 9 所示的圖形，從圖 9 我們可以明顯看到前三條共振峰的軌跡，會隨著橫軸(時間軸)逐漸地移動頻率值，而沒有軌跡不連續的情況。

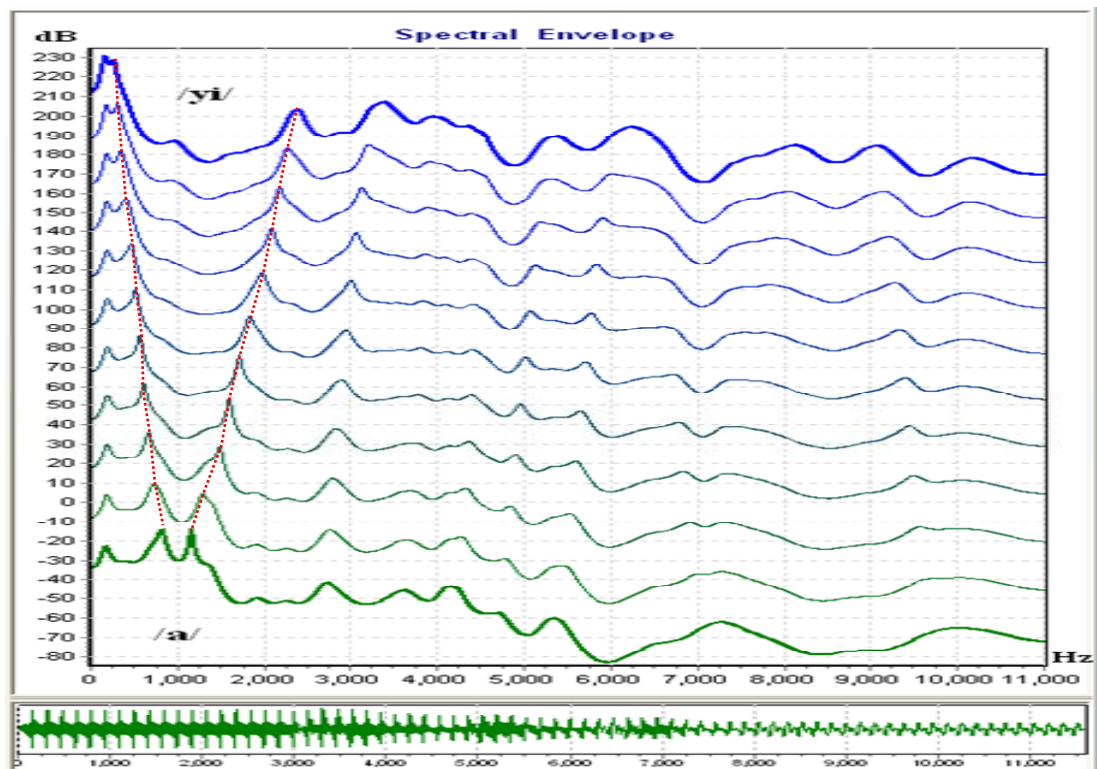


圖 8 經反射係數內插得到之一序列的頻譜包絡

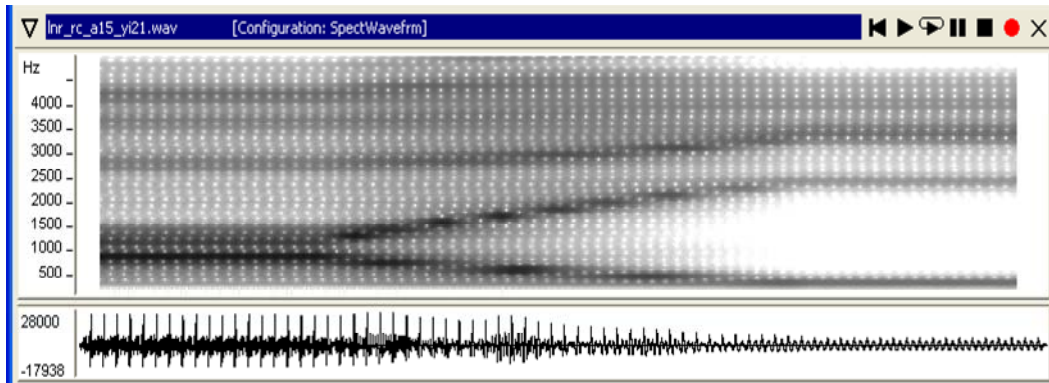


圖 9 經反射係數內插之合成語音的聲譜

爲了作對照，我們也以公式(9)來直接對 DCep 係數作線性內插，內插出的 120 個音框的 DCep 係數，再拿去計算出對應的頻譜包絡[8]，然後使用第 4 節的語音信號再合成方法，去產生出語音信號並且存成音檔。當聆聽這個音檔，會感覺聽到兩個獨立的音素，而無雙母音/ai/的感受。此外，以 WaveSurfer 軟體去分析這個音檔的聲譜時，結果得到如圖 3 所示的圖形，即顯現出淡進淡出之共振峰軌跡的走勢，所以直接對 DCep 係數作內插，並不能得到所想要的頻譜包絡內插之效果。由圖 3 之淡進淡出現象，我們推測其它的倒頻譜係數(如 LPC cepstrum)，直接作內插時也將會發生淡進淡出的情況。

至於 LPC 係數，我們也曾以公式(9)來直接作線性內插，內插出的 120 個音框的 LPC 係數，再以公式(8)計算出對應的頻譜包絡，然後使用第 4 節的語音信號再合成方法，去產生出語音信號。LPC 係數內插出的頻譜包絡，似乎可以讓共振峰軌跡作逐漸的移轉，如圖 10 所示之聲譜，不過 F1 和 F2 的軌跡並不是隨著橫軸作線性的改變，並且聲譜上會出現一些能量突然變高的特黑的點，如圖 10 裡箭頭所指的地方。其原因是 LPC 係數內插出的頻譜包絡，在某些時間點上會發生不穩定的情況，即全極模型有極點跑到 z 平面的單位圓上[15]，而造成很尖銳的頻譜包絡波峰的出現。就因爲這樣，合成出的語音信號，聽起來才會感覺到含有喀嗒聲(click)。

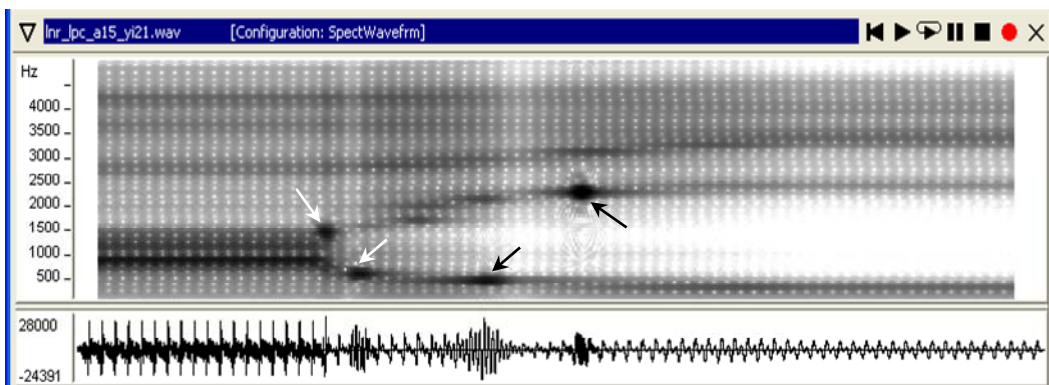


圖 10 經 LPC 係數內插之合成語音的聲譜

6. 結語

關於頻譜包絡的內插，若要達成共振峰軌跡的平滑移動，並不是各種的頻譜參數都能做到。在本篇論文裡，我們提出了一種以反射係數來控制共振峰軌跡作平滑移動的方法，並且說明了反射係數與頻譜包絡之間相互作用轉換的實施程序。爲了驗證所提出之方法，我們撰寫了程式作反射係數內插的測試，實驗結果顯示，當對反射係數作線性內插之處理，則 F1 與 F2 的共振峰軌跡會以線性方式來移動。因此，如果需要獲得非線性的共振峰軌跡移動，如 $0.5 + 0.5 \cdot \cos(\pi \cdot t/T)$ ，則可推廣成以非線性的方式來對反射係數作內插，如此就能達成所希望的效果。不過美中不足的是，反射係數所轉換出的頻譜包絡，在包絡曲線的尖銳波谷地方，逼近誤差會顯得較大，這是未來需要再作改進的。

參考文獻

- [1] D. T. Chappell and J. H. L. Hansen, "A comparison of spectral smoothing methods for segment concatenation based speech synthesis," *Speech Communication*, vol. 36, pp. 343-374, 2002.
- [2] D. Schwarz and X. Rodet, "Spectral envelope estimation and representation for sound analysis-synthesis," *Int. Computer Music Conference*, Beijing, China, pp. 351-354, Oct. 1999.
- [3] A. Robel and X. Rodet, "Efficient spectral envelope estimation and its application to pitch shifting and envelope preservation," *Int. Conference on Digital Audio Effects*, Madrid, Spain, pp. 1-6, 2005.
- [4] J. D. Markel and A. H. Gray Jr., *Linear Prediction of Speech*, New York: Springer-Verlag, 1976.
- [5] S. Imai and Y. Abe, "Spectral envelope extraction by improved cepstral method," *Electron. and Commun. in Japan*, vol. 62-A, no. 4, pp. 10-17, 1979. (in Japanese)
- [6] H. Kawahara, I. Masuda-katsuse, and A. De Cheveign, "Restructuring speech representations using a pitch-adaptive time-frequency smoothing and an instantaneous-frequency-based F0 extraction: possible role of a repetitive structure in sounds", *Speech Communication*, vol. 27, pp. 187-207, 1999.
- [7] O. Cappé and E. Moulines, "Regularization techniques for discrete cepstrum estimation," *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 3, no. 4, pp. 100-102, 1996.
- [8] 古鴻炎、蔡松峰，「基於離散倒頻譜之頻譜包絡估計架構及其於語音轉換之應用」，第二十一屆自然語言與語音處理研討會(ROCLING 2009)，台中，第 151-164 頁，2009。
- [9] D. O'Shaughnessy, *Speech Communication: Human and Machine*, 2nd ed., IEEE Press, 2000.
- [10] H. R. Pfizinger, "DFW-based spectral smoothing for concatenative speech synthesis," *Int.*

Conf. Spoken Language Processing, Jeju, Korea, pp. 1397-1400, 2004.

- [11] T. Ezzat, E. Meyers, J. Glass, and T. Poggio, "Morphing spectral envelopes using audio flow," *INTERSPEECH 2005*, Lisbon, Portugal, pp. 2545-2548, 2005.
- [12] K. Tokuda, H. Zen, and A. W. Black, "An HMM-based speech synthesis system applied to English," *IEEE Workshop on Speech Synthesis*, Santa Monica, CA, pp. 227-230, 2002.
- [13] 王小川, 語音訊號處理(修訂二版), 全華圖書公司, 台北, 2009。
- [14] L. Rabiner and B. H. Juang, *Fundamentals of Speech Recognition*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, 1993.
- [15] A. V. Oppenheim, R. W. Schaffer, and J. R. Buck, *Discrete-Time Signal Processing*, 2nd ed., Prentice-Hall, 1999.
- [16] Y. Stylianou, *Harmonic plus Noise Models for Speech, Combined with Statistical Methods, for Speech and Speaker Modification*, Ph.D. thesis, Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications, Paris, France, 1996.