

發明專利說明書

(本說明書格式、順序及粗體字，請勿任意更動，※記號部分請勿填寫)

※ 申請案號： 97108535

※ 申請日期： 97.3.11 ※IPC 分類： H04L 27/26 (2006.01)

H04L 25/02 (2006.01)

一、發明名稱：(中文/英文)

多載波通訊系統之通道估計方法

METHOD FOR OFDM AND OFDMA CHANNEL ESTIMATION

二、申請人：(共 1 人)

姓名或名稱：(中文/英文)

國立交通大學/NATIONAL CHIAO TUNG UNIVERSITY

代表人：(中文/英文)(簽章) 吳重雨/WU, CHUNG-YU

住居所或營業所地址：(中文/英文)

新竹市大學路 1001 號/No.1001, Daxue Rd., East Dist., Hsinchu City 300,
Taiwan, R.O.C.

國 稷：(中文/英文) 中華民國/TW

三、發明人：(共 2 人)

姓 名：(中文/英文)

洪崑健/HUNG, KUN-CHIEN

林大衛/LIN, DAVID W.

國 稷：(中文/英文)(皆同) 中華民國/TW

四、聲明事項：

主張專利法第二十二條第二項第一款或第二款規定之事實，其事實發生日期為： 年 月 日。

申請前已向下列國家（地區）申請專利：

【格式請依：受理國家（地區）、申請日、申請案號 順序註記】

有主張專利法第二十七條第一項國際優先權：

無主張專利法第二十七條第一項國際優先權：

主張專利法第二十九條第一項國內優先權：

【格式請依：申請日、申請案號 順序註記】

主張專利法第三十條生物材料：

須寄存生物材料者：

國內生物材料 【格式請依：寄存機構、日期、號碼 順序註記】

國外生物材料 【格式請依：寄存國家、機構、日期、號碼 順序註記】

不須寄存生物材料者：

所屬技術領域中具有通常知識者易於獲得時，不須寄存。

五、中文發明摘要：

一種多載波通訊系統之通道估計方法，其係在正交分頻多工（OFDM）及正交分頻多工存取（OFDMA）使用相位旋轉多項式插補之通道估計。在 OFDM 及 OFDMA 系統基於複雜度的考量，經常採取多項式插補演算法來做通道估計，其中以線性插補法為最簡便之插補法。然而多項式插補演算法之效能取決於符碼時間同步的精準度以及通道延滯擴散。本發明藉由一線性相位參數加至多項式插補器上，此一線性參數相當於在時域加入一時間延滯量(亦稱為延遲偏移)，以求得較佳之相位旋轉多項式插補效能。

六、英文發明摘要：

This invention discloses a method for OFDM and OFDMA channel estimation via phase-rotated polynomial interpolation and extrapolation. For complexity reason, polynomial inter/extrapolation is an often considered method for channel estimation in orthogonal frequency-division multiplexing (OFDM) and orthogonal frequency-division multiple access (OFDMA) systems, in which the simplest choice is linear inter/extrapolation. But the performance of the method depends on the accuracy of symbol timing estimation as well as the channel delay spread. The invention considers mitigating the problem by adding a linear phase factor to the polynomial inter/extrapolator, which corresponds to adding a delay (also called delay shift) in the time domain.

七、指定代表圖：

(一)、本案代表圖為：第 2 圖

(二)、本案代表圖之元件代表符號簡單說明：

S1~S5 流程步驟

八、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：

無

九、發明說明：

【發明所屬之技術領域】

本發明係有關一種通訊系統中之通道估計方法，特別是一種在 OFDM 及 OFDMA 使用相位旋轉多項式插補之通道估計方法。

【先前技術】

當今各式無線通訊電子產品，舉凡行動電話、無線都會網路（WMAN）、無線區域網路（WLAN）、衛星定位系統（GPS）、及藍芽等，除了講究使用方便與尺寸外觀之外，其性能自是無法忽視的研發焦點。而身居收發功能關鍵要角的基頻傳收組件技術，其重要性亦屬無待贅言。

目前在正交分頻多工（OFDM）與正交分頻多重進接（OFDMA）等等形式的無線通訊系統中之通道估計演算法，在傳收機設計扮演著重要的角色。針對不同的嚮導載波(或稱嚮導子載波)配置與不同的通道特性，會有不同形式的通道估計演算法，因此通道估計演算法數量繁多，方法也各有巧妙，而實現複雜度各有不同。

美國專利申請案 US 2007/0183521 “Method of channel estimation”中，對於通道估計的演算法是將通道頻率響應拆解成振幅響應（amplitude response）與相位響應（phase response），分別估計振幅響應與相位響應，進而合成通道響應。在振幅響應與相位響應估計上可以使用多種可能的插補法，比如線性插補、或是各式的加權插補等等。該方法由於需要估計相位響應與振幅響應，因此需要在每個待估計之子載波通道均作非線性的極座標至直角座標轉換運算。

美國專利申請案 US 2006/0239178 A1, “Reduced complexity channel estimation in OFDM systems”中，其著眼於訊號接收的處理。由於觀察到傳輸延滯造成接收訊號相位旋轉的效應，因此在進行通道

估計之前，針對每個接收的子載波訊號，先行反旋轉至適合於通道估計演算法的通道延滯量，再進行通道估計。其演算法是在通道估計之前，先降低訊號相位旋轉的效應，且其所提出的解決方案是基於經驗法則 (heuristic reasoning)，在數學上無明確的品質量度，且須針對個別子載波乘上不同的相位旋轉量。

由 M.-H. Hsieh and C.-H. Wei 於西元 1998 年 2 月所發表之 “Channel estimation for OFDM systems based on come-type pilot arrangement in frequency selective fading channels” (*IEEE Trans. Consumer Elec.*, vol. 44, no. 1, pp 217–225) ，其針對結合多載波符碼時間估計與通道響應估計提出具相位補償之線性內插，其可減輕通道傳輸延滯所帶來的線性內插誤差。然而，其相位旋轉量是以隨意 (ad hoc)、啟發式 (heuristic) 的估計得之，缺乏適當之理論基礎，亦非最佳解。本申請案則推導出理論最佳值，並且提出數個估計該值之方法。

此外，線性插補乃至更廣泛的多項式插補，其效能仰賴符碼時間估計的準確性以及通道延滯擴散量 (channel delay spread) 不能太大。不準確的符碼時間估計將會造成較長的通道延滯量 (channel delay)，它和太大的通道延滯擴散量都會在線性插補或多項式插補演算法造成嚴重的模型誤差。此現象在系統實現上是一設計上的重要議題，以 OFDMA 系統上行鏈(uplink)為例，由於多個使用者於同一個時序上傳符碼，而不同的使用者具有不同的傳播延滯 (propagation delay)。為達到一個準確的符碼時間同步，對準所有使用者的符碼時間，在上行鏈往往藉由測準程序 (ranging process) 調整上行傳輸 (uplink transmission) 的延滯。若通道估計演算法可以考慮不同使用者的傳播延滯帶來的影響，並且處理之，則對於測準程序在符碼時間同步方面所需達到的精確度要求可以更為寬鬆。

【發明內容】

為了解決上述問題，本發明目的之一係提出一種 OFDM 與 OFDMA 等類型通訊系統之通道估計方法，其中使用相位旋轉多項式插補演算法用於通道估計上，並針對其相位偏移量的估計提出最佳解之估計。此方法對於不夠精準的符碼時間估計、較長的通道延滯(channel delay)、或較大的通道延滯擴散(channel delay spread)等情況，特具增進傳輸效能之益處。

本發明目的之一係用於微波存取全球互通（Worldwide Interoperability for Microwave Access, WiMAX）傳輸的通道估計，藉由估計傳輸延滯，並藉相位旋轉多項式插補演算法以估計其通道，可減少甚至消除因較長的傳輸延滯（transmission delay）與較大的延滯擴散所造成的模型誤差，以達到最佳之多項式插補。

為了達到上述目的，本發明一實施例為多載波通訊系統中之通道估計方法，係在以正交分頻多工（OFDM）或正交分頻多工存取（OFDMA）為技術之通訊系統的傳輸通道中接收訊號並實施通道估測，包括：將若干個嚮導載波區分成複數個依固定距離配置之嚮導載波集合；使用嚮導載波計算上述依固定距離配置之嚮導載波集合所對應之通道頻率響應之自相關函數；由自相關函數計算出一等效成本函數；對等效成本函數最佳化得到對應於一延遲偏移之一相位旋轉量；以及將相位旋轉量帶入一多項式插補計算以估計傳輸通道內至少一子載波之通道頻率響應。

【實施方式】

在多載波通訊系統中，例如正交分頻多工（orthogonal frequency-division multiplexing, OFDM）或正交分頻多工存取（orthogonal frequency-division multiple access, OFDMA）系統中，多

項式插補法是一種具有效率的通道估計演算法，尤以一階之線性插補法為最簡單而基本。以習知之線性插補法通道估計為例，其方法如下：在嚮導載波位置，利用已知的嚮導數值做估計（例如最小平方差估計）以得到初步通道估計；接著使用線性插補估計資料載波的通道頻率響應。其中，線性插補演算法是利用兩個位置的已知數值來估計界內或界外的其他未知數值，其演算法如式(1)：

$$\hat{H}(f+k) = \frac{F-k}{F} \hat{H}(f) + \frac{k}{F} \hat{H}(f+F) \dots \dots \dots \quad (1)$$

其中 $\hat{H}(f)$ 與 $\hat{H}(f + F)$ 為一組資料載波中於兩個嚮導載波處已有的通道估計值， F 為嚮導子載波區間（pilot subcarrier spacing），而 $\hat{H}(f + k)$ 為在子載波 $f + k$ 處利用上式來估計得之通道頻率響應。此方法適用於當嚮導子載波區間不大於同調頻寬（coherence bandwidth）的情況下。然而線性插補的效能仰賴符碼時間估計的準確性以及通道延滯擴散量不能太大。不準確的符碼時間估計將會造成較長的通道延滯量，其與太大的通道延滯擴散量都會在線性插補演算法造成嚴重的模型誤差。

上述現象在系統實現上是一設計上的重要議題，以 OFDMA 系統上行鏈（uplink）為例，由於多個使用者於同一個時序上傳符碼，而不同的使用者具有不同的傳播延滯（propagation delay）。為達到一個準確的符碼時間同步以對準所有使用者的符碼時間，往往需藉由測準程序（ranging process）調整上行傳輸的延滯。若通道估計演算法可以考慮不同使用者的傳播延滯帶來的影響，並且處理之，則測準程序對於符碼時間同步的要求可以更為寬鬆。

本發明即針對此問題提出一個加入相位旋轉機制的多項式插補演算法，考慮在具有符碼延滯的情況下，實現降低模型誤差的通道估計，並提出其最佳符碼延滯時間估計。以下先以線性插補演算法為例，說明該通道估計法以及其延滯參數之估計，再進而將其推廣至較高階之多項式插補。

在一通訊系統中具有 L 個路徑的通道脈衝響應(channel impulse response) 表示如式(2)：

$$h(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l \delta(t - t_l) \dots \dots \dots (2)$$

其中， (α_l, t_l) 為第 l 通道路徑的通道響應以及其通道延滯量(delay)。假設 $W = e^{-j2\pi l/(N_{DFT}T)}$ ，其中 N_{DFT} 為離散傅立葉轉換(DFT)的點數， T 為取樣間距。其通道頻率響應可以表示為式(3)：

$$H(f) = \sum_{l=1}^L \alpha_l W^{t_l f} = W^{t_a f} \bar{H}(f) \dots \dots \dots (3)$$

其中， f 為以子載波間距為單位所表示的頻率， $\bar{H}(f) = \sum_{l=1}^L \alpha_l W^{(t_l - t_a)f}$ 。上述通道頻率響應可以視為兩個函數的合成，其一為一線性相位旋轉函數 $W^{t_a f}$ ，其二為隨著頻率作較小幅變動之 $\bar{H}(f)$ 。藉由此通道響應數學模型，本發明考慮式(4)的線性插補形式：

$$\hat{H}(f + k) = \frac{F - k}{F} W^{t_a k} \hat{H}(f) + \frac{k}{F} W^{t_a(k-F)} \hat{H}(f + F) \dots \dots \dots (4)$$

此插補法同時考慮到相位的線性插補與 $\bar{H}(f)$ 的線性插補，稱之為相位旋轉線性插補通道法 (phase rotated linear interpolation channel estimation, RICE)。

式(4)的一個核心，在於 t_a 的選擇。不同的 t_a 將影響到通道估計的模型誤差，根據統計平均分析及指數函數的泰勒展開近似，可以得到通道估計的模型誤差的均方差為式(5)：

$$J = \frac{4\pi^2}{15N_{DFT}^4 T^4} F(F+1)(F^2+1) \sum_{l=1}^L |\alpha_l|^2 (t_a - t_l)^4 \dots \dots \dots (5)$$

由上述均方差值可解釋為何單純的線性插補承受較大的模型誤差量，若將其中的 t_a 設為 0，可以得到線性插補通道估計的均方差值為式(6)：

$$J = \frac{4\pi^2}{15N_{DFT}^4 T^4} F(F+1)(F^2+1) \sum_{l=1}^L |\alpha_l|^2 t_l^4 \dots\dots\dots(6)$$

其數值與 t_l 的四次方和成正比，因此越大的延滯量將造成越嚴重的模型誤差。然而本案所提出的相位旋轉參數 t_a 之數值選取方式，可以有效降低其誤差量。本發明與與習知之技術相比，在 Hsieh and Wei 所提出的線性插補法，在數學上和(4)等效，但所使用的旋轉參數不是最佳，本發明則提出最佳解。此外，Hsieh and Wei 僅考慮等距配置的嚮導載波，且沒有探討較高階的多項式插補法。

接著考慮 t_a 的最佳解，並求得如何估計其值。根據微分最佳化方法，可以得到最小均方差的 t_a 為 $\sum_{l=1}^L |\alpha_l|^2 (t_a - t_l)^3 = 0$ 的解。

在考慮最佳 t_a 估計的過程中，首先，若一傳輸框架 (frame) 有一個或是若干個前置符碼 (preamble)，其前置符碼之通道響應可以利用接收之訊號與前置符碼做交相關 (cross-correlation) 得之，進而針對上述三階方程式求解，即可得最佳 t_a 之估計。若傳輸過程中，通道響應因行動速度緩慢而變化不劇烈，則該估計之 t_a 在一段時間內變化亦不大，因此亦可以作為整個傳輸框架所參考之時間延滯，用以定義相位旋轉。

然而，在某些情況中上述方法並不適用(例如：傳輸框架不具有前置符碼或是以上演算法複雜度太高)，則可以採取頻域估計的方法，但有以下前提：所欲估計其響應的子載波附近的頻率區間有三個嚮導載波(但可位於不同時間之多載波符碼內)，比如說類似微波存取全球互通正交分頻多工存取 (WiMAX OFDMA) 通訊系統之下行 (downlink) 傳輸之載波配置。以下首先討論嚮導載波在頻域為等距配置的情況，其次討論非等距配置的情況。

首先考慮一等效之成本函數，如式(7)：

$$J' = \left\langle \left| \frac{\partial^2 \bar{H}(f)}{\partial f^2} \right|^2 \right\rangle = 4\pi^4 \sum_{l=1}^L (t_a - t_l)^4 |\alpha_l|^2 \dots\dots\dots(7)$$

經由推導可發現此一修改之成本函數與模型誤差的均方差亦呈現正比，故為等效。

在最佳延滯的估計中，若嚮導載波為等距配置（equal-spacing placement），使用嚮導載波上已估計得到的通道頻域響應 $\hat{H}(f)$ 、 $\hat{H}(f+F)$ 與 $\hat{H}(f+2F)$ 來估計，並以式(8)之近似代入該成本函數式(7)得知其最佳估計為使得式(9)為最小值的解：

$$\frac{\partial^2 \bar{H}(f)}{\partial f^2} \approx \frac{\hat{H}(f+2F) - 2\hat{H}(f+F) + \hat{H}(f)}{F^2} \dots\dots\dots(8)$$

$$J'(\phi) = \Re \{ R_2 e^{j2\phi} - 4R_1 e^{j\phi} \} = \cos(2\phi) R_{2r} - \sin(2\phi) R_{2i} - 4\cos(\phi) R_{1r} + 4\sin(\phi) R_{1i} \quad (9)$$

其中， $R_m = \langle \hat{H}(k+mF) \hat{H}^*(k) \rangle$ ， $R_{mr} = \Re \{ R_m \}$ ， $R_{mi} = \Im \{ R_m \}$ 且 $\phi = -2\pi\tau_a F$ ， $\Re \{ \cdot \}$ 表示取實部， $\Im \{ \cdot \}$ 表示取虛部，而 $\langle \cdot \rangle$ 代表針對所有可能的頻率的平均運算。

在實際的數值估計上，可以採取搜尋的方式求得：搜尋可能之 ϕ 使得 $J'(\phi)$ 為最小。在搜尋的過程中，可利用查表的方式，以消除三角函數計算過程中的複雜度。

另外，可以使用直接之數值解來求得其最佳解，方法如下。將成本函數微分，並假設 $t = \sin(\phi)$ ，其最佳解必須滿足式(10)：

$$At^4 + Bt^3 + Ct^2 + Dt + E = 0 \dots\dots\dots(10)$$

其中， $A = 4|R_2|^2$ 、 $B = 8(R_{2i}R_{1r} - R_{2r}R_{1i})$ 、 $C = 4(|R_1|^2 - |R_2|^2)$ 、 $D = 8R_{2r}R_{1i} - 4R_{2i}R_{1r}$ 且 $E = R_{2r}^2 - 4R_{1i}^2$ 。

在另外一實施例中、若嚮導載波配置不為等距配置，假設連續三個嚮導載波間距 F_1 、 F_2 ，亦即連續三個嚮導載波的通道頻率響應

估計為 $\hat{H}(f)$ 、 $\hat{H}(f + F_1)$ 與 $\hat{H}(f + (F_1 + F_2))$ ，仍舊可以利用二次差分來近似二次微分。二次差分在不等距的情況下，如式(11)：

$$\frac{\partial^2 \bar{H}(f)}{\partial f^2} \approx \frac{F_1 \hat{H}(f + F_1 + F_2) - (F_1 + F_2) \hat{H}(f + F_1) + F_2 \hat{H}(f)}{\frac{1}{2} F_1 F_2 (F_1 + F_2)} \dots (11)$$

帶入成本函數式(7)，得到式(12)

$$J' = \left\langle \left| \frac{\partial^2 \bar{H}(f)}{\partial f^2} \right|^2 \right\rangle = C \Re \left\{ C_2 R_2 W^{(F_1+F_2)\phi} - C_{21} R_{21} W^{F_2\phi} - C_1 R_1 W^{F_1\phi} \right\} \dots (12)$$

其中， $R_2 = \langle H(f + F_1 + F_2) H^*(f) \rangle$ 、 $R_{21} = \langle H(f + F_1 + F_2) H^*(f + F_1) \rangle$ 、 $R_1 = \langle H(f + F_1) H^*(f) \rangle$ ； $C_2 = F_1 F_2$ 、 $C_{21} = F_1 (F_1 + F_2)$ 、 $C_1 = F_2 (F_1 + F_2)$ 。其最佳角度 ϕ 即對應著最佳的時間延滯及延滯相位，可藉由搜尋可能之 ϕ 使得 $J'(\phi)$ 為最小，得到最佳解。

此外若考慮使用延滯重心 t_{com} 作為相位旋轉量所對應的 t_a 值，亦即 Hsieh and Wei 所考慮的途徑，然而 Hsieh and Wei 僅考慮等距配置的嚮導載波。在非等距配置的嚮導載波配置情況下，在延滯重心的估計，其方法如下。將嚮導載波區分為若干群組之等距配置嚮導對 (groups of equal-spacing pilot subcarrier pairs)，若 F_k 為第 k 組之嚮導載波距離，其估計程序如下：

- 針對各組距之嚮導載波求得其平均之自相關 (autocorrelation)，計算如下： $R(F_k) = \langle H(f + F_k) H^*(f) \rangle$
- 利用數值方法解得最佳 t_{com} 估計，其成本函數定義與數學描述如下：

$$\hat{t}_{com} = \arg \min J(\phi_{com});$$

$$J(\phi_{com}) = \sum_{k=1}^K \left| R(F_k) - R(0) W^{F_k \phi_{com}} \right|^2,$$

其中， $R(0) = \langle |H(f)|^2 \rangle$ 。其一近似解如下：

$$\phi_{com} = \frac{\sum_{k=1}^K F_k \angle R(F_k)}{\sum_{k=1}^K F_k^2}$$

將一階的線性插補法，延伸至 N 階多項式插補法(N 為任意正整數)，經由多項式理論推導與分析可得知其最佳延滯參數估計之成本函數為式(13)：

$$J' = \left\langle \left| \frac{\partial^{N+1} \bar{H}(f)}{\partial f^{N+1}} \right|^2 \right\rangle \dots \dots \dots (13)$$

在最佳延滯的估計中，可以利用 $N+1$ 階差分方式來近似 $N+1$ 階微分，並基於於此一差分均方值作為決策成本函數。若嚮導載波為等距配置 (equal-spacing placement)，本發明使用嚮導載波上已估計得到的通道頻率響應 $\hat{H}(f)$ 、 $\hat{H}(f+F)$ 至 $\hat{H}(f+(N+1)F)$ 來計算上述差分均方值，並以式(14)近似代入成本函數式(13)得成本函數式(15)：

$$\frac{\partial^{N+1} \bar{H}(f)}{\partial f^{N+1}} \approx \frac{1}{F^2} \sum_{k=0}^{N+1} (-1)^k C_{N+1,k} \hat{\bar{H}}(f + kF) \dots (14)$$

$$J' = \left\langle \left| \sum_{k=0}^{N+1} (-1)^k C_{N+1,k} \hat{H}(f + kF) \right|^2 \right\rangle \dots (15)$$

其中 $C_{N+1,k} = \frac{k!(N+1-k)!}{(N+1)!}$ 。展開式(15)，可得其等效之成本函數

為式(16)：

$$J_N = \Re \left\{ \sum_{k=1}^{N+1} (-1)^k A_{N+1,k} e^{jk\phi} R_k \right\} \dots (16)$$

其中 $R_k = R(F_k) = R(kF)$ 而 F 為相鄰嚮導載波在頻域的間距，

$$A_{N+1,k} = \frac{2^{N+1}(2N+1)!!(N+1)!}{(N+1-k)!(N+1+k)!} \text{，而 } n!! \text{ 為 } n \text{ 的二次階乘，亦即}$$

$n!! = n(n-2)(n-4)\dots x$ ，其中 n 為偶數時 $x=2$ ， n 為奇數時 $x=1$ 。

以一階至三階多項式為例，其成本函數為下列所示：

$$J_1 = \Re \left\{ e^{j2\phi} R_2 - 4e^{j\phi} R_1 \right\}$$

$$J_2 = \Re \left\{ -e^{j3\phi} R_3 + 6e^{j2\phi} R_2 - 15e^{j\phi} R_1 \right\}$$

$$J_3 = \Re \left\{ e^{j4\phi} R_4 - 8e^{j3\phi} R_3 + 28e^{j2\phi} R_2 - 56e^{j\phi} R_1 \right\}$$

在數值求解過程中，可利用搜尋方式來求得其相位最佳旋轉量，亦或利用數值計算來直接解方程式以求得該最佳偏轉量。

若嚮導載波不為等距分配，仍可利用上述之差分近似微分概念，求得其等效成本函數，並透過搜尋方式或數值計算方式來求得其解。

因此，若不論本發明之高階插補方法與其處理非等距嚮導子載波之能力，而僅考慮其線性插補方法在等距嚮導子載波配置下之運作，則相較於 Hsieh and Wei 所提出的學術案，本發明至少具有以下兩方面之優點：(1)本發明之延滯相位旋轉估計為最佳解之估計，得到之相位補償內插結果具有次最佳效能；(2)在較大的通道延滯擴散 (delay spread) 情況下，本發明所提出之次最佳估計其效能更甚於該學術案提出之延滯相位估計。

在另一實施例中，相位旋轉多項式插補演算法可使用於微波存取全球互通正交分頻多工存取 (WiMAX OFDMA) 系統之下行傳輸系統。在此僅以線性插補演算法為例，說明其實施方式。在 WiMAX OFDMA 系統中，每個下行的使用者通道均分配至於一個主要群組 (major group)，而每個主要群組包含著若干個群集 (cluster)，一個

群集為一個 OFDMA 符碼中的連續 14 個子載波所組成，而一個使用者通道散置於偶數個 OFDMA 符碼中的群集。群集在連續數個 OFDMA 符碼中的資料與嚮導載波配置如第 1 圖所示；其所示除群集的架構外，並包括通道估計方法之示意。假設 $H(t, k)$ 為符碼時間 t 位於子載波 k 之通道頻域響應，其中第二符碼 11 與第三符碼 12 為目標之符碼 10，利用估計得之載波通道頻率響應估計前述所定義之 R_1 與 R_2 ，並估計其最佳相位延滯量。通道估計演算法步驟包括：

步驟 S1：利用嚮導值估計位於嚮導載波位置上之通道頻率響應，得到 $H(2,1)$ 、 $H(2,13)$ 、 $H(3,5)$ 與 $H(3,9)$ 之通道估計；

步驟 S2：利用前後群集內之嚮導載波通道估計，在時域做線性內插得到 $H(2,5)$ 、 $H(2,9)$ 、 $H(3,1)$ 與 $H(3,13)$ 之通道估計；

步驟 S3：根據前述等距配置嚮導載波公式計算通道頻率響應之自相關函數；

步驟 S4：由自相關函數計算出一等效成本函數；

步驟 S5：對等效成本函數最佳化得到對應於一延遲偏移的一相位旋轉量，相位旋轉量帶入一多項式插補計算以估計傳輸通道內至少一子載波之通道頻率響應。

在理論的分析上，針對提出的相位旋轉線性插補以及典型的線性插補估計，本發明可以得到平均通道估計誤差均方差值如式(17)：

$$\sigma_h^2 = 0.5130\sigma_n^2 + 0.4531Q + 0.75E\{J\} + 0.0833E\{J_X(1)\} \dots (17)$$

其中 $E\{J\} = 45.33\pi^4 E\left\{\sum_{l=1}^L |\alpha_l|^2 (t_a^* - t_l)^4\right\} / (N_{DFT}^4 T^4)$ 為頻域內插模

型誤差均方值， $E\{J_X(1)\} = 100\pi^4 E\left\{\sum_{l=1}^L |\alpha_l|^2 (t_a^* - t_l)^4\right\} / (N_{DFT}^4 T^4)$ 為頻

域外插模型誤差均方值，

$$Q = E \left| H(k, t+1) - \frac{1}{2} (H(k, t) + H(k, t+2)) \right|^2$$

為時域線性插補演算

法的模型誤差均方值，而 t_a^* 為通道估計演算法所算得之延遲偏移。

若考慮時域的通道變化為 Jakes 通道模型，則 Q 可更進一步的簡化為 $Q \approx \frac{3\pi^4}{2} \sum_{l=1}^L E |\alpha_l|^2 f_l^4$ ，而 f_l 為第 l 個路徑的正規化都普勒頻移峰值（peak normalized Doppler frequency）。

第 3 圖所示為本發明之模擬與分析近似所得的正規化通道估計誤差均方值（normalized channel estimation MSE）與不同的線性插補所作的比較圖。所模擬的系統參數如下：10MHz 頻寬、2.5GHz 的中心頻率、1024 點 FFT 系統、使用一個具有 12 個群集的主要群組，使用的通道響應為 SUI-5 通道模型。原始的 SUI 通道模型為近似穩定（quasi-static）系統，然而為了考慮到移動環境，使用每小時 100 公里移動速度之 Jakes 通道模型於每一通道路徑(channel path)。SUI-5 具有高達 $2.842\mu\text{s}$ 的 RMS (root-mean-square) 延遲擴散，相對於 10MHz 的頻寬系統約為 32 個取樣點的間距。可以明顯看得出來，本發明的相位旋轉線性插補搭配著最佳延滯相位估計在此一嚴重之通道延滯情況，仍有著良好的效能（L31、L32 以星號表示並在凡例中標記為「RICE with MSE delay」，L32 為模擬，L31 為分析近似）；然而典型的線性插補演算法（L11、L12 以菱形表示並在凡例中標記為「LICE」，L12 為模擬，L11 為分析近似）與 Hsieh and Wei 提出之方法（L21、L22 以圓形表示並在凡例中標記為「RICE with COM delay」，L22 為模擬，L21 為分析近似）效能相形遜色。

因此，若不論本發明之高階插補方法與其處理非等距嚮導子載波的能力，而僅考慮其線性插補方法在等距嚮導子載波配置下之運作，則相較於 Hsieh and Wei 所提出之延滯相位估計，本發明至少具

有以下兩方面之優點：(1)本發明之延滯相位旋轉估計為最佳解之估計，得到之相位補償內插結果具有次最佳效能；(2)在較大的通道延滯擴散(delay spread)情況下，本發明所提出之次最佳估計其效能較優。

由於本發明將相位旋轉的效應歸入通道響應內來處理。因此本發明還具有以下好處：(1)所使用的相位旋轉，有數學上明確的品質量度可以解釋之。(2)相位旋轉量是歸於插補加權值，無須針對個別子載波乘上不同的相位旋轉量。在嚮導子載波間距相同的狀況下，這些加權值不隨子載波位置而改變。

綜合上述，本發明藉由加上一線性相位參數至多項式插補器上，此一線性參數相當於在時域加入一時間延滯量。本發明主要貢獻為提出幾種最佳延滯相位參數估計演算法以求得最佳之相位旋轉多項式插補演算法，一個直接的應用在於微波存取全球互通正交分頻多工存取(WiMAX OFDMA)通訊系統下行傳輸的通道估計，針對群集形式的載波配置，先進行時域多項式插補，以求得若干與嚮導載波相同子載波位置之通道頻率響應估計，並利用最佳延滯估計演算法估計出最佳之相位延滯參數，最後利用頻域相位旋轉插補法求得剩餘之通道頻率響應。

以上所述之實施例僅係為說明本發明之技術思想及特點，其目的在使熟習此項技藝之人士能夠瞭解本發明之內容並據以實施，當不能以之限定本發明之專利範圍，即大凡依本發明所揭示之精神所作之均等變化或修飾，仍應涵蓋在本發明之專利範圍內。

【圖式簡單說明】

第 1 圖所示為根據本發明一實施例之資料與嚮導載波配置示意圖。

第 2 圖所示為根據本發明一實施例之步驟流程示意圖。

第 3 圖所示為根據本發明一實施例與其它方法之模擬與分析近似之比較示意圖。

【主要元件符號說明】

10、11、12 符碼

S1~S5 流程步驟

L11、L12、曲線

L21、L22、

L31、L32、

十、申請專利範圍：

1. 一種在多載波通訊系統中之通道估計方法，其係在以正交分頻多工（OFDM）或正交分頻多工存取（OFDMA）為技術之通訊系統的一傳輸通道中接收訊號並實施通道估測，其包含：

將若干個嚮導載波區分成複數個依固定距離配置之嚮導載波集合；

使用嚮導載波計算上述依固定距離配置之嚮導載波集合所對應之通道頻率響應之自相關函數；

由該自相關函數計算出一等效成本函數；

對該等效成本函數最佳化得到對應於一延遲偏移之一相位旋轉量；以及

將該相位旋轉量帶入一多項式插補計算以估計該傳輸通道內至少一子載波之該通道頻率響應。

2. 如請求項第 1 項所述之在多載波通訊系統中之通道估計方法，其中該自相關函數為：

$$R(F_k) = \langle \hat{H}(f + F_k) \hat{H}^*(f) \rangle$$

其中， F_k 為第 k 組之嚮導載波距離， \hat{H} 為嚮導載波的通道頻率響應估計值， $\langle \rangle$ 代表針對所有可能的頻率的平均運算。

3. 如請求項第 1 項所述之在多載波通訊系統中之通道估計方法，其中該等效成本函數在嚮導載波為等距配置時為：

$$J_N = \Re \left\{ \sum_{k=1}^{N+1} (-1)^k A_{N+1,k} e^{jk\phi} R_k \right\}$$

其中 $R_k = R(F_k) = R(kF)$ 而 F 為相鄰嚮導載波在頻域的間距，

$$\Re \{ \} 表示取實部, A_{N+1,k} = \frac{2^{N+1}(2N+1)!!(N+1)!}{(N+1-k)!(N+1+k)!}, 且 n!!$$

為 n 的二次階乘， N 為多項式插補之階數；在嚮導載波非等距配置時可由不等距差分均方值計算之。

4. 如請求項第 3 項所述之在多載波通訊系統中之通道估計方法，其中該等效成本函數最佳化係採取搜尋方法求得最佳解，搜尋過程中，利用預先建制之三角函數表以降低搜尋的複雜度。
5. 如請求項第 3 項所述之在多載波通訊系統中之通道估計方法，其中該等效成本函數最佳化係採取直接數值方法求得最佳解。
6. 如請求項第 1 項所述之在多載波通訊系統中之通道估計方法，其中將該相位旋轉量帶入該多項式插補計算為：

$$\hat{H}(k) = W^{t_a k} \sum_{n=0}^N C_{x_n, k} \hat{H}(x_n)$$

其中 $\hat{H}(k)$ 為所估計之該通道頻率響應而 k 為其子載波位置，
 $W = e^{-j2\pi/(N_{DFT}T)}$ 為相位旋轉因子而 N_{DFT} 為多載波通訊系統所用之離散傅立葉轉換點數且 T 為取樣間距， t_a 為該延遲偏移，
 N 為多項式插補之階數， x_n 為用於插補的嚮導載波位置，
 $\hat{H}(x_n) = W^{-t_a x_n} \hat{H}(x_n)$ 而 $\hat{H}(x_n)$ 為嚮導載波位置 x_n 的通道頻率響應估計值，且 $C_{x_n, k}$ 為插補係數。

7. 如請求項第 6 項所述之在多載波通訊系統中之通道估計方

法，其中該 $C_{x_n, k}$ 之數值可以任何等效於以下 Vandermonde 矩陣形式：

$$C_{x_n, k} = \begin{bmatrix} 1 & k & \dots & k^N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & x_0 & \dots & x_0^N \\ 1 & x_1 & \dots & x_1^N \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & x_N & \dots & x_N^N \end{bmatrix}^{-1}$$

或 Lagrange 形式：

$$C_{x_n, k} = \prod_{m=0, m \neq n}^N \frac{k - x_m}{x_n - x_m}$$

之數學式計算之。

8. 如請求項第 1 項所述之在多載波通訊系統中之通道估計方

法，其中於使用一階插補時，亦即於使用線性插補時，將該相位旋轉量帶入該多項式插補計算為：

$$\hat{H}(f + k) = \frac{F - k}{F} W^{t_a k} \hat{H}(f) + \frac{k}{F} W^{t_a(k-F)} \hat{H}(f + F)$$

其中 $\hat{H}(f)$ 與 $\hat{H}(f + F)$ 為兩個嚮導載波 f 和 $f+F$ 的通道頻率響應估計值，而 $\hat{H}(f + k)$ 為於子載波 $f+k$ 位置所計得之該通道頻率響應。

9. 一種在多載波通訊系統中之通道估計方法，其係在微波存取全球互通正交分頻多工存取（WiMAX OFDMA）通訊系統之一傳輸通道接收訊號並實施下行通道估測，其包含：

在連續時間之 M+2 個 OFDMA 符碼之同一頻域位置之子載波群

集(cluster)中，利用嚮導值估計位於其中嚮導載波位置之子載波通道頻率響應，其中 M 為可視情況選擇設定之正整數；

利用其中第一與第三、第二與第四、...以至第 M 與第 M+2 個 OFDMA 符碼中的嚮導子載波通道頻率響應估計，兩兩在時域作線性內插，分別形成第二、第三、...以至第 M+1 個 OFDMA 符碼內對應位置之子載波的通道頻率響應估計，並視這些估計如嚮導子載波通道頻率響應估計；

在該 M+2 個 OFDMA 符碼中，選擇部份或全部被使用之群集，利用其中之嚮導子載波通道頻率響應估計計算 N 階多項式插補所需之自相關函數，其中 N 為可視情況選擇之正整數；

由該自相關函數計算出一等效成本函數；以及
對該等效成本函數最佳化得到對應於一延遲偏移之一相位旋轉量，該相位旋轉量帶入一 N 階多項式插補計算以估計該傳輸通道內至少一子載波之該通道頻率響應。

10. 如請求項第 9 項所述之在多載波通訊系統中之通道估計方法，其中該自相關函數為：

$$R(F_k) = \langle \hat{H}(f + F_k) \hat{H}^*(f) \rangle$$

其中， F_k 為第 k 組之嚮導載波距離， \hat{H} 為嚮導載波的通道頻率響應估計值， $\langle \rangle$ 代表針對所有可能的頻率的平均運算。



11. 如請求項第 9 項所述之在多載波通訊系統中之通道估計方法，其中該等效成本函數為：

$$J_N = \Re \left\{ \sum_{k=1}^{N+1} (-1)^k A_{N+1,k} e^{jk\phi} R_k \right\}$$

其中， $R_k = R(F_k) = R(kF)$ ，而 F 為相鄰嚮導載波在頻域的間距，

$$\Re \{ \} 表示取實部, A_{N+1,k} = \frac{2^{N+1}(2N+1)!!(N+1)!}{(N+1-k)!(N+1+k)!} , 且 n!!$$

為 N 的二次階乘， N 為多項式插補之階數。

12. 如請求項第 11 項所述之在多載波通訊系統中之通道估計方法，其中該等效成本函數最佳化係採取搜尋方法求得最佳解，搜尋過程中，利用預先建制之三角函數表以降低搜尋的複雜度。
13. 如請求項第 11 項所述之在多載波通訊系統中之通道估計方法，其中該等效成本函數最佳化係採取直接數值方法求得最佳解。
14. 如請求項第 9 項所述之在多載波通訊系統中之通道估計方法，其中將該相位旋轉量帶入該 N 階多項式插補計算為：

$$\hat{H}(k) = W^{t_a k} \sum_{n=0}^N C_{x_n, k} \hat{H}(x_n)$$

其中 $\hat{H}(k)$ 為所估計之該通道頻率響應而 k 為其子載波位置， $W = e^{-j2\pi/(N_{DFT}T)}$ 為相位旋轉因子而 N_{DFT} 為多載波通訊系統所用之離散傅立葉轉換點數且 T 為取樣間距， t_a 為該延遲偏移， N 為多項式插補之階數， x_n 為用於插補的嚮導載波位置，

$\hat{H}(x_n) = W^{-t_a x_n} \hat{H}(x_n)$ 而 $\hat{H}(x_n)$ 為嚮導載波位置 x_n 的通道頻率響應估計值，且 $C_{x_n, k}$ 為插補係數。

15. 如請求項第 14 項所述之在多載波通訊系統中之通道估計方法，其中該 $C_{x_n, k}$ 之數值可以任何等效於以下 Vandermonde 矩陣形式：

$$C_{x_n, k} = [1 \ k \ \dots \ k^N] \begin{bmatrix} 1 & x_0 & \dots & x_0^N \\ 1 & x_1 & \dots & x_1^N \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & x_N & \dots & x_N^N \end{bmatrix}^{-1}$$

或 Lagrange 形式：

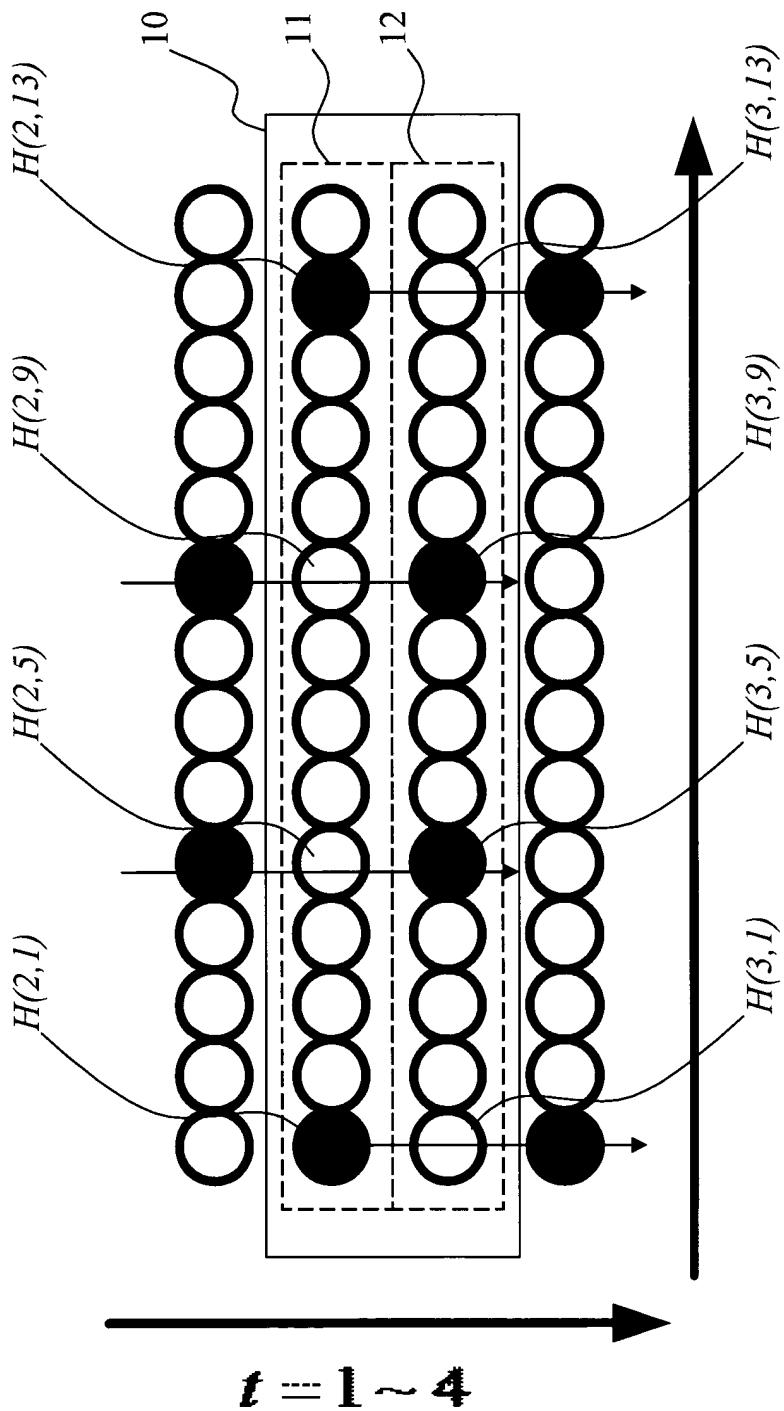
$$C_{x_n, k} = \prod_{m=0, m \neq n}^N \frac{k - x_m}{x_n - x_m}$$

之數學式計算之。

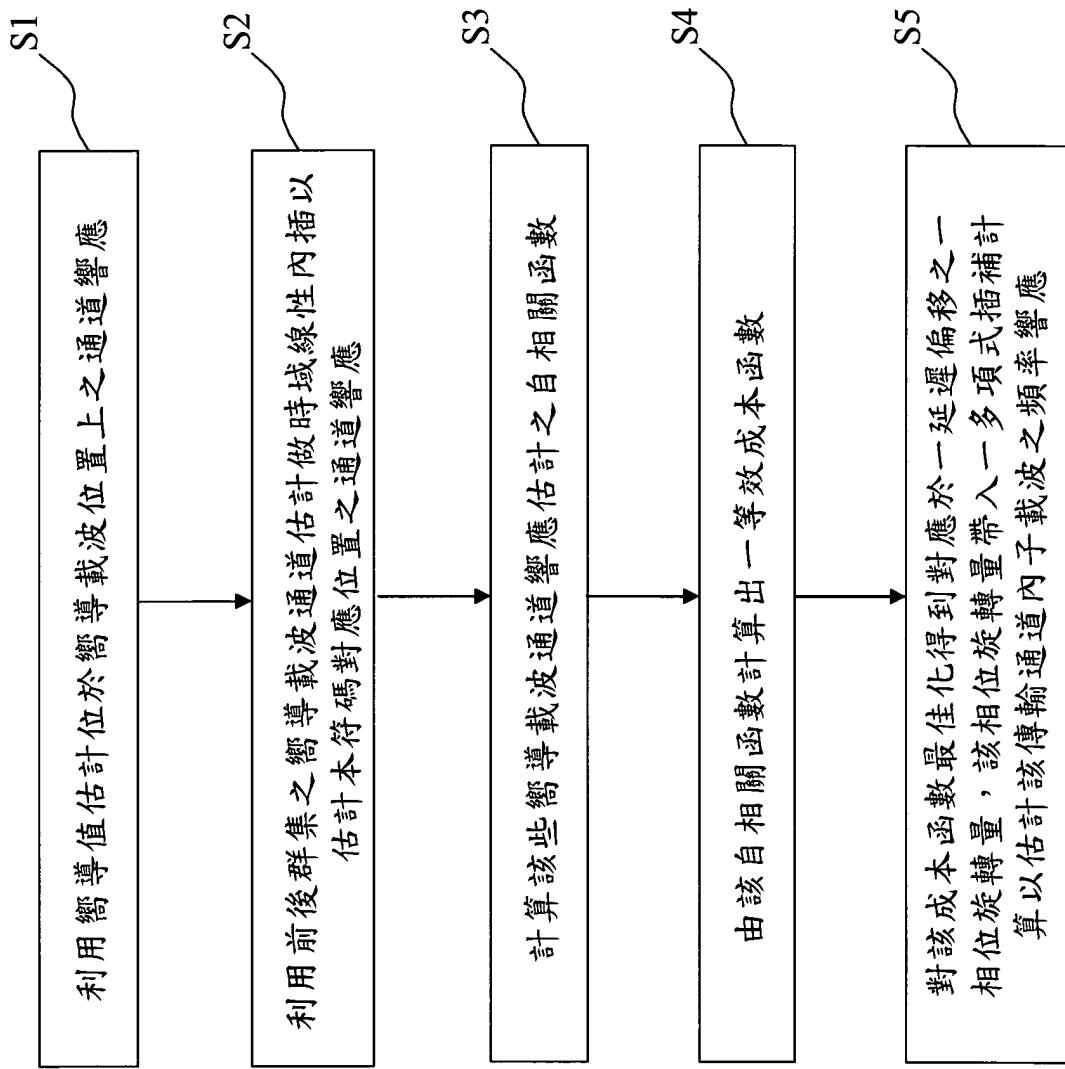
16. 如請求項第 9 項所述之在多載波通訊系統中之通道估計方法，其中於使用一階插補時，亦即於使用線性插補時，將該相位旋轉量帶入該 N 階多項式插補之計算為：

$$\hat{H}(f + k) = \frac{F - k}{F} W^{t_a k} \hat{H}(f) + \frac{k}{F} W^{t_a(k-F)} \hat{H}(f + F)$$

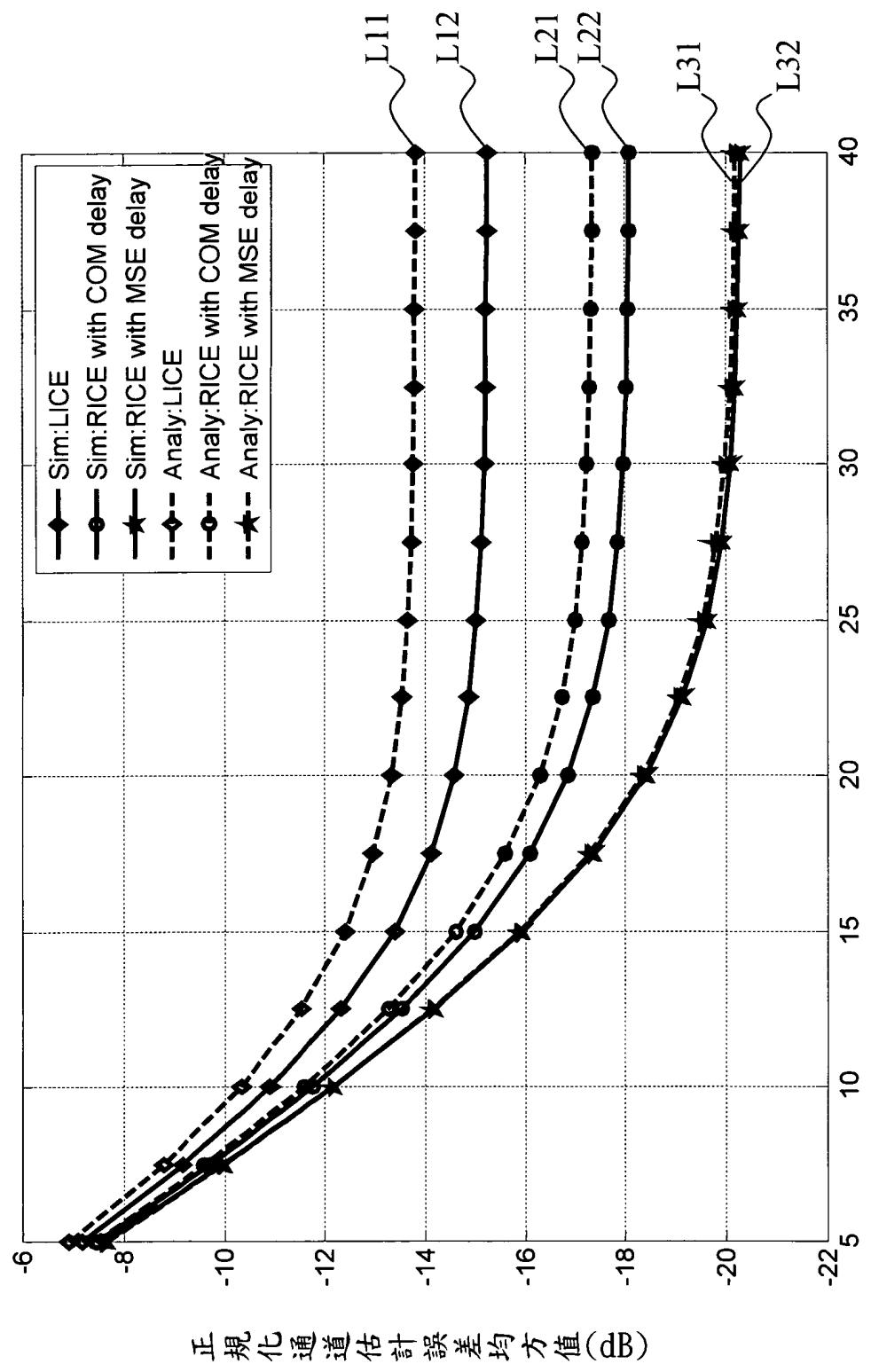
其中 $\hat{H}(f)$ 與 $\hat{H}(f + F)$ 為兩個嚮導載波 f 和 $f + F$ 的通道頻率響應估計值，而 $\hat{H}(f + k)$ 為於子載波 $f + k$ 位置所估計得之該通道頻率響應。



第1圖



第2圖



第3圖