



(19)中華民國智慧財產局

(12)發明說明書公告本 (11)證書號數：TW I371197B1

(45)公告日：中華民國 101 (2012) 年 08 月 21 日

(21)申請案號：098112240

(22)申請日：中華民國 98 (2009) 年 04 月 13 日

(51)Int. Cl. : **H04L25/02 (2006.01)**

(71)申請人：國立交通大學(中華民國) NATIONAL CHIAO TUNG UNIVERSITY (TW)

新竹市大學路 1001 號

(72)發明人：洪崑健(TW)；林大衛(US)

(74)代理人：林火泉

(56)參考文獻：

US 2007211827A1

MUNSTER M ET AL: "Second-order channel parameter estimation assisted cancellation of channel variation-induced inter-subcarrier interference in OFDM systems" EUROCON'2001, TRENDS IN COMMUNICATIONS, INTERNATIONAL CONFERENCE ON. JUL. 4-7, 2001, PISCATAWAY, NJ, USA, IEEE, vol. 1, 4 July 2001 (2001-07-04), pages 1-5, XP010554254 ISBN: 0-7803-6490-2

審查人員：王智源

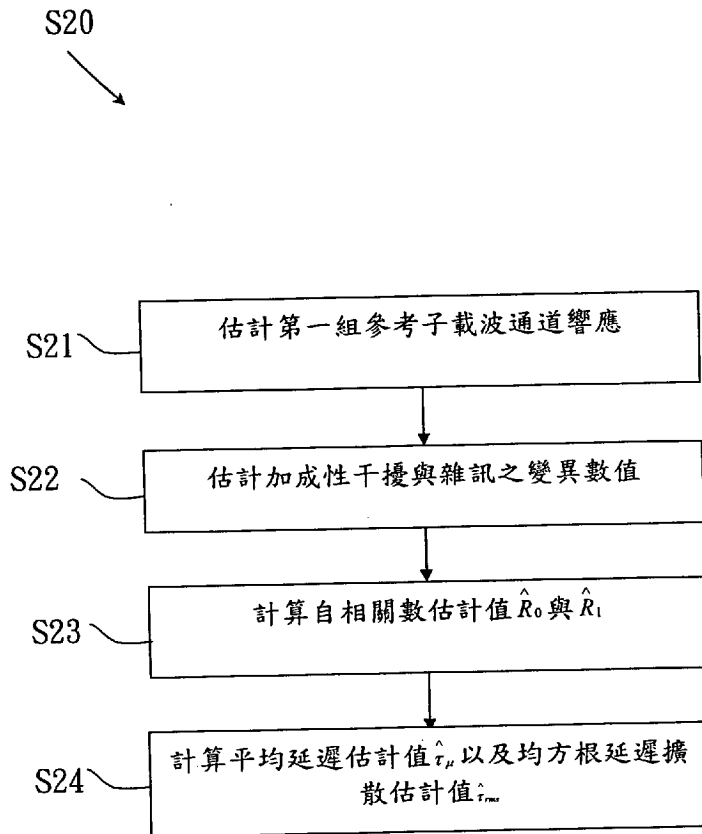
申請專利範圍項數：21 項 圖式數：8 共 0 頁

(54)名稱

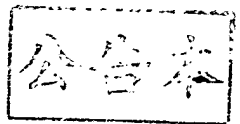
多載波系統之通道估計方法

(57)摘要

本發明係提供一種多載波系統之通道估計方法，係利用有限領航訊號取得導引子載波之通道響應，接著利用內插法運算解出資料子載波通道，藉此，更快速地估算出資料子載波的通道響應。本發明係用少數領航訊號進行通道估計，以更低運算量之方法精確地估算出各種通道延遲參數(如：初始延遲、平均延遲及均方根延遲擴散)，且本方法適用性廣，不需要配合特定功率延遲輪廓(power delay profile, PDP)，亦適用導引子載波配置不規則之通道。



第三圖



發明專利說明書

(本說明書格式、順序，請勿任意更動，※記號部分請勿填寫)

※申請案號：98/12240

※申請日：98-04-13 ※IPC 分類：H04L 25/02 (2006.01)

一、發明名稱：(中文/英文)

多載波系統之通道估計方法

二、中文發明摘要：

本發明係提供一種多載波系統之通道估計方法，係利用有限領航訊號取得導引子載波之通道響應，接著利用內插法運算解出資料子載波通道，藉此，更快速地估算出資料子載波的通道響應。本發明係用少數領航訊號進行通道估計，以更低運算量之方法精確地估算出各種通道延遲參數(如：初始延遲、平均延遲及均方根延遲擴散)，且本方法適用性廣，不需要配合特定功率延遲輪廓(power delay profile, PDP)，亦適用導引子載波配置不規則之通道。

三、英文發明摘要：

四、指定代表圖：

(一)本案指定代表圖為：第（ 三 ）圖。

(二)本代表圖之元件符號簡單說明：

無。

五、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：

六、發明說明：

【發明所屬之技術領域】

本發明係有關無線通信之通道估計技術，特別是關於利用正交分頻多工(Orthogonal Frequency Divison Multiplexing, OFDM)進行調變的多載波系統之通道估計方法。

【先前技術】

按，無線通訊系統的資料轉換成訊號傳遞時沒有線材導向，因此其訊號會因為繞射、散射以及折射而形成多路徑(multipath)傳遞並造成能量的減損，且傳輸的減損會隨著時間與距離令訊號有衰減(fading)發生；然而，接收機的接收訊號再經過訊號處理後必須還原為有涵義的資料，所以通訊系統設計有必要了解傳輸通道響應，才能利用各種資訊處理技術補償無線通道訊號傳遞的損失。其中，正交分頻多工(OFDM)因為能提高無線頻寬使用效益以及雜訊容忍能力，所以已被許多通訊標準採用，包括 WLAN 802.11a、802.11g、4G、數位廣播與數位電視等等。

再者，正交分頻多工係可以利用已知領航訊號(pilot signal)作導引子載波的通道響應估計，例如，美國專利 2008\0049598 號以及專利 2008\0008258 號皆為使用已有之子載波通道響應估計值互乘並作平均計算。另外，如美國專利 2008\0144730 號、專利 2008\0137788 號、專利 2005\0105647 號、專利 2007\0110172 號以及專利 2008\0084817 號，係假設通道之功率延遲輪廓(power-delay profile, PDP)具有某種形式，例如指數型(exponential)或均一型(uniform)或其他形式，再配合特定內插法運算獲得通道響應參數。

唯，前者，必須有相當數量的導引子載波通道響應估計值，否則所算

出之相關數將含有顯著雜訊，致使通道估計欠準確，此外，導引子載波估算數量越多，表示系統運算量也將大幅升高。後者，則必須利用特定型式之通道功率延遲輪廓進行通道估計，如上述中美國專利 20080144730 號，係採用均一型功率延遲輪廓，其使用一最劣(worst case)延遲擴散(delay spread)，但卻未說明估計方法；再如，美國專利 20080137788 號亦採用均一型功率延遲輪廓估計其通道延遲擴散，亦未明示其估計方法；又，美國專利 20050105647 號係先估計通道脈衝響應(impulse response)的形狀，再決定採用均一型或指數型功率延遲輪廓，但也未說明如何根據此響應形狀來作上述決定，同樣未說明清楚如何計算兩種功率延遲輪廓的參數值，且該方法需要估計通道脈衝響應；此外，美國專利 20070110172 號係配合導引子載波通道響應之估計作反向快速傅立葉轉換(IFFT)以求得導引子載波通道脈衝響應，最終並根據通道脈衝響應利用指數功率延遲輪廓來計算通道參數，但其配合特定導引子載波配置，故，不適用在 WiMAX 等系統之訊號結構；另外，美國專利 20080084817 號也是透過使用反向快速傅立葉轉換找出通道脈衝響應較強的若干點，以建構通道響應相關函數，但其採用獨立均等分佈(independent and identically distributed, i.i.d.)建構相關函數之方式並不適切。

綜上所言，了解通道估測的準確性直接影響通訊系統效能，傳統通道估計方法倘需有大量導引子載波通道響應值，或者其導引子載波配置必須具備有規則性，故，均有不足之處，而未能針對快速移動之無線通訊網路上下鏈傳輸情況之所需。有鑑於此，本發明提出一種通道估計方法，以有效改善前述問題。

【發明內容】

本發明之主要目的係提供一種多載波系統之通道估計方法，其以少量之領航訊號進行通道響應估計，大幅減少通道估計運算量，並更精確估算通道響應。

本發明之次一目的係在提供一種多載波系統之通道估計方法，其適用性廣，不需要配合特定功率延遲輪廓(PDP)，並且在導引子載波具擬亂性(pseudo-random)配置之情形下也可以進行。

為達到上述目的，本發明之通道估計方法，係先藉用已知之領航訊號利用最小平方(least-square, LS)法或其他任何可用之方法估算導引子載波之通道響應，藉此計算功率延遲輪廓(power delay profile, PDP)，接續，並以線性最小均方誤差(linear minimum-mean square error, LMMSE)等內插法估計資料子載波通道響應。

底下係藉由具體實施例配合所附的圖式詳加說明，當更容易瞭解本發明之目的、技術內容、特點及其所達成之功效。

【實施方式】

簡單來說，正交分頻多工(OFDM)型式之技術往往將多載波訊號內之子載波區分成資料子載波(data subcarriers)，以及內嵌有領航訊號(pilot signal)之導引子載波(pilot subcarriers)，且導引子載波穿插於資料子載波間。惟，不同通訊系統中，該等導引子載波之分配亦不相同，大致可以分為週期性配置，以及擬亂性(pseudo-randomness)或不規則(irregular)配置。

舉例來說，採用正交分頻多工傳輸之數位電視廣播(DVB)，其每一正交分頻多工符元(symbol)中配置一組間距為 12 個子載波距離的導引子載波，

該等導引子載波間即呈週期性配置。另外，採用正交分頻多工重進接(orthogonal frequency-division multiple access, OFDMA, 為正交分頻多工之一型式)傳輸之 Mobile WiMAX 系統下行(downlink, DL)以及上行(uplink, UL), 分別因其叢集(clusters)或磚片(tile)在頻域呈擬亂性分佈, 而使得子載波間亦呈擬亂性分佈狀況。

後述, 係以本發明之多載波系統估計方法, 對不同子載波分佈狀況之多通道系統各舉一實施說明。

如第一圖, 為本發明之通道估計方法流程示意圖。估算時, 係可分為步驟 S10 之估算標的函數模型建立, 步驟 S20 之通道延遲參數估計, 以及步驟 S30 之資料子載波通道響應估計三大部份。以下一一說明。

先參閱第二圖, 首先說明本發明步驟 S10 估算標的函數之數學模型建立步驟。其中, 正交分頻多工系統依處理領域, 可以用時間領域(time domain)及頻率領域(frequency domain)分別說明。如步驟 S11 所示, 係先設定時間領域通道脈衝響應(channel impulse response, CIR)之數學模型如下:

$$h(n) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l \delta(n-l) \quad (1)$$

其中, $h(n)$ 表示時間領域通道脈衝響應, L 為通道脈衝響應長度(L 、 n 以及 l 均係以採樣符元區間 T_s 為時間單位的整數), α_l 則是第 l 路徑的複高斯通道增益。再來, 於步驟 S12 中套用離散傅立葉轉換(discrete Fourier transform, DFT)於公式(1)上, 藉此, 取得頻域通道頻譜響應(channel frequency response, CFR)的數學模型如下所示:

$$H(f) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l e^{-j2\pi f l / N} \quad (2)$$

其中， $H(f)$ 為頻率領域通道響應， N 為用於多載波系統的離散傅立葉轉換之大小，而在指數項中除以 N 的作為係將頻率 f 正規化(normalize)，使 $H(f)$ 的週期為 N 。此即步驟 S12 之建構頻域通道響應數學模型。

接著，在步驟 S13 中，先假設將時域通道響應前移 τ 個單位時間，即前移 τT_s 之時間長度，其中 τ 為任意數值，則根據基本之訊號與系統理論，可得對應之頻域響應 $H_a(f)$ 為：

$$H_a(f) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l e^{-j2\pi(l-\tau)f/N} \quad (3)$$

然後定義一函數 $\bar{J}(\tau)$ ，其數學式如下：

$$\bar{J}(\tau) = E \left\langle \left| \frac{dH_a(f)}{df} \right|^2 \right\rangle = E \left\langle \left| \frac{d[e^{j2\pi f/N} H(f)]}{df} \right|^2 \right\rangle \quad (4)$$

其中 E 表示取期望值， $\langle \rangle$ 表示取頻域平均。再者，依據帕斯維爾定理(Parseval's theorem)，時域波形之總能量等於其各傅立葉分量能量之和，可知 $\bar{J}(\tau)$ 可以另一等同之方式表示如下：

$$\bar{J}(\tau) = \frac{4\pi^2}{N^2} \sum_{l=0}^{L-1} E(|\alpha_l|^2)(l-\tau)^2 \quad (5)$$

經基本之微分演算，可得使 $\bar{J}(\tau)$ 之數值為最小之變數 τ 之數值，並以 τ_μ 表示之，其如下式所示：

$$\tau_\mu = \arg \min_{\tau} \bar{J}(\tau) = \frac{\sum_{l=0}^{L-1} E(|\alpha_l|^2)l}{\sum_{l=0}^{L-1} E(|\alpha_l|^2)} \quad (6)$$

公式(6)中，第二個等號右方之數學式即為習知之通道平均延遲(mean delay)值之數學式；換言之， τ_μ 等於該平均延遲值，且其可經過對 $\bar{J}(\tau)$ 作微分運算而求得。

再將 τ_μ 代入公式(5)右式中 τ 的位置，可得公式(7)：

$$\min \bar{J}(\tau) = \bar{J}(\tau_\mu) = \frac{4\pi^2}{N^2} \sum_{l=0}^{L-1} E(|\alpha_l|^2)(l - \tau_\mu)^2 \quad (7)$$

而習知之通道均方延遲擴散(mean-square delay spread，MS delay spread)，以符號 τ_{rms}^2 代表之，可以表示為 $\tau_{rms}^2 = \sum_{l=0}^{L-1} E(|\alpha_l|^2)(l - \tau_\mu)^2 / \sum_{l=0}^{L-1} E(|\alpha_l|^2)$ 。

因此，由公式(7)可得以下均方延遲擴散之一數學表示式：

$$\tau_{rms}^2 = \frac{N^2 \min \bar{J}(\tau)}{4\pi^2 \sum_{l=0}^{L-1} E(|\alpha_l|^2)} \quad (8)$$

而通道之均方根延遲擴散(root-mean-square delay spread，RMS delay spread)即為均方延遲擴散的平方根，因此可以符號 τ_{rms} 表示之。

綜上所述，可知通道之平均延遲 τ_μ 、均方延遲擴散 τ_{rms}^2 、以及均方根延遲擴散 τ_{rms} 等參數，均可透過對 $\bar{J}(\tau)$ 作微分運算而求得。故在以下稱 $\bar{J}(\tau)$ 為「估算標的函數原型(prototype)」，其有多個等效的數學表示式，包括上述公式(4)之中式及右式，以及公式(5)之右式。至此，我們完成步驟 S13 建立估算標的函數原型的工作。

由前述，可以知道平均延遲 τ_μ 以及均方延遲擴散 τ_{rms}^2 可以透過將公式(4)的右式對 τ 微分而算得。然而數學式(4)右式中的 $H(f)$ 即是需要估計的頻域響應，而 $\langle \rangle$ 符號所代表的頻域平均計算在理論上必須使用大量頻域數據來做運算，其運算量亦大；本發明之特點，係取已知少量之初步通道響應估計，例如利用領航訊號等可輕易估計而得者，進行通道響應計算，進而降低系統運算量。故，接著設 F_s 表示某二參考子載波之距離，且設 f 以及 $f + F_s$ 為該二參考子載波，並令相位 $\phi = 2\pi\tau F_s / N$ ，再以 $\langle \diamond \rangle$ 表示對所有參考子

載波取平均而非取所有頻率的平均，於步驟 S14 中，利用一階差分來近似微分，將公式(4)重新整理，可得數學式(9)：

$$\bar{J}(\tau) \approx E \left\langle \left\langle \frac{1}{F_s^2} \left| e^{j\phi} H(f + F_s) - H(f) \right|^2 \right\rangle \right\rangle \quad (9)$$

此即為步驟 S10 所獲得之估算標的函數模型(model)。

以上參考子載波可為導引子載波，但亦可為其他適用之子載波，可根據所欲實施之系統做適當的選擇。

請參考第三圖，於步驟 S21 中，進行第一組參考子載波通道響應之估計，其中參考子載波可為導引子載波，或其他適用子載波，其目的在使後續之步驟 S23 及 S24 能完成通道延遲參數之估計，含平均延遲及均方根延遲擴散。特別說明的是，若僅取用少量已知導引子載波來進行此通道響應之估計，則於參考子載波通道估計時，可使用最小平方(least-square, LS)法獲得必要的導引子載波通道估計，亦即將各導引子載波位置所接收到的訊號值除以該處領航訊號的數值，或其等效運算，即可，但並非以此限定本發明估算參考子載波通道之方式，熟習此技藝者仍可依照本發明精神利用不同方法進行參考子載波通道估計，故，不應以該方法限定本發明實施。

接著，考慮到在現實環境下會因為背景雜訊與干擾訊號的影響，造成參考子載波通道頻率響應估計不準確，因此於步驟 S22 中，估計其中的加成性干擾與雜訊的變異數 σ_n^2 值。在一般正交分頻多工傳輸系統中，可以使用如保護頻寬 (guard bands)等處的無效子載波(null subcarriers)的平均接收功率作此變異數之估計。令 $\hat{\sigma}_n^2$ 表示此估得之干擾與雜訊變異數值。

接續，步驟 S23，在此定義自相關數值 R_i 如下式：

$$R_i = \left\langle \left\langle H(f + iF_s) H^*(f) \right\rangle \right\rangle \quad (10)$$

其中 i 為整數。將自相關數值 R_i 帶入數學式(9)，藉此，可以將估算標的函數模型用數學公式(11)表現如下：

$$\bar{J}(\tau) \approx \frac{2}{F_s^2} [E(R_0) - \text{Re}\{e^{j\phi} E(R_1)\}] \quad (11)$$

其中， R_0 為間距為零之參考子載波自相關值，而 R_1 則為間距為 F_s 之參考子載波之自相關值。

由於接收機並沒有原始的參考子載波通道響應，只有其估計值，所以令 $\hat{H}(f)$ 表示位於頻率 f 的通道響應估計值。且定義下列公式(12)及公式(13)，其分別為自相關值 R_0 及 R_1 之估計式：

$$\hat{R}_0 = \left\langle \left\langle \left| \hat{H}(f) \right|^2 \right\rangle \right\rangle - \hat{\sigma}_n^2 \quad (12); \text{ 以及}$$

$$\hat{R}_1 = \left\langle \left\langle \hat{H}(f + F_s) \hat{H}^*(f) \right\rangle \right\rangle \quad (13)$$

其中 \hat{R}_0 及 \hat{R}_1 分別代表 R_0 及 R_1 之估計值。並以下式取代公式(11)，做為所使用之估算標的函數：

$$\hat{J}(\tau) = \frac{2}{F_s^2} [Av(\hat{R}_0) - \text{Re}\{e^{j\phi} Av(\hat{R}_1)\}] \quad (14)$$

其中 $Av\{x\}$ 表示將至少一個正交分頻多工符元中算得的 x 值對該等符元數目取平均。茲以 K 表示此平均運算所使用的正交分頻多工符元數。 K 可視情形選擇。例如：若一次針對 S 個正交分頻多工符元作通道估計(其中 S 為整數)，則可考慮令 $K=S$ ，使其範圍涵蓋這些符元。若 $K=1$ ，則毋需實際進行 $Av\{x\}$ 所表示之運算。

接續進行下一步驟 S24。由上述已建立之估算標的函數(14)，可以估計

出通道平均延遲值，並以 $\hat{\tau}_\mu$ 表示，其數學方程式如下式(15)：

$$\hat{\tau}_\mu = \arg \min_{\tau} \frac{2}{F_s^2} \left(Av(\hat{R}_0) - \operatorname{Re} \left\{ e^{j\phi} Av(\hat{R}_1) \right\} \right) = -\frac{N \angle Av(\hat{R}_1)}{2\pi F_s} \quad (15)$$

其中 $\angle x$ 表示複數 x 在複數平面上的相位角。

再者，相同道理也可用以估計通道均方根延遲擴散，茲以符號 $\hat{\tau}_{rms}$ 表示之。基於公式(8)，可令均方延遲擴散之估計值如公式(16)所示：

$$\hat{\tau}_{rms}^2 = \frac{N^2 \min_{\tau} \hat{J}(\tau)}{4\pi^2 Av(\hat{R}_0)} \quad (16)$$

因此，均方根延遲擴散之估計值，可如公式(17)所示：

$$\hat{\tau}_{rms} = \frac{N}{2\pi F_s} \sqrt{2 \left(1 - \frac{|Av(\hat{R}_1)|}{Av(\hat{R}_0)} \right)} \quad (17)$$

如上說明，由步驟 S21 到步驟 S24 可以估計出通道之延遲參數。

接續，再參閱第四圖，進行步驟 S31 到步驟 S34，以說明本發明如何估計資料子載波通道響應。

首先於步驟 S31 中，先估計第二組參考子載波通道響應，其目的在使後續之步驟 S33 及 S34 能完成資料子載波通道響應之估計。該第二組參考子載波進行子載波通道估計可以取用等同於步驟 S21 所使用之第一組子載波，亦可部份相異或完全相異，後者例如可為不同之正交分頻多工符元中之子載波；其可為導引子載波，但亦可為其他適用之子載波；皆可根據所欲實施之系統做適當的選擇。特別說明的是，若僅取用少量已知導引子載波來進行此通道響應之估計，則於參考子載波通道估計時，可使用最小平方(least-square, LS)法獲得第二組必要的導引子載波通道估計。

接著進行步驟 S32，選擇通道響應功率延遲輪廓(PDP)型式，據以設定

估計之頻域響應自相關函數 $\hat{R}_f(k)$ ，其中 k 為整數，表示兩子載波之間距。由於本發明並不限定功率延遲輪廓型式，其可以是均一型(uniform)功率延遲輪廓，其頻域響應自相關函數形式如數學式(18)所示，也可以為指數型(exponential)功率延遲輪廓，其頻域響應自相關函數如公式(19)所示，或其他適用之功率延遲輪廓與其頻域響應自相關函數：

$$\hat{R}_f(k) = \frac{e^{-j2\pi\hat{\tau}_\mu k/N} \sin(\sqrt{12}\pi\hat{\tau}_{rms} k/N)}{\sqrt{12}\pi\hat{\tau}_{rms} k/N} \quad (18); \text{ 以及}$$

$$\hat{R}_f(k) = \frac{e^{-j2\pi(\hat{\tau}_\mu - \hat{\tau}_{rms})k/N}}{1 + j2\pi\hat{\tau}_{rms} k/N} \quad (19)$$

同時，若採均一型通道延遲輪廓，本發明更可以估算出通道的初始延遲(initial delay) $\hat{\tau}_0 = \hat{\tau}_\mu - \sqrt{3}\hat{\tau}_{rms}$ 。而假若採用指數型通道延遲輪廓，則可以估計通道的初始延遲 $\hat{\tau}_0 = \hat{\tau}_\mu - \hat{\tau}_{rms}$ 。需說明的是，上述初始延遲的推導主要在建立更詳細之通道響應模型，並不影響本發明之通道估計流程。

接著進行步驟 S33，計算每一資料子載波通道所需之通道估計器(channel estimator)響應。於此，採用線性最小均方誤差(linear minimum mean-square error, LMMSE)方式，得到通道估計器響應之計算公式如下：

$$\underline{w}_d = (\hat{R}_p + \hat{\sigma}_n^2 I)^{-1} \hat{\underline{r}}_{dp} \quad (20)$$

其中， d 代表任一資料子載波， \underline{w}_d 表示該資料子載波之通道估計器係數向量，其長度與欲用以計算該資料子載波通道估計之參考子載波數目相同，茲以 M 表示此長度； \hat{R}_p 為一 $M \times M$ 自相關矩陣，其第 ij 位置之元素為用以估計資料子載波 d 之第 i 與第 j 參考子載波之相關數估計值，可由步驟S32獲得之相關函數估計值中簡單取得； $\hat{\sigma}_n^2$ 即步驟S22所估計得到之變異數值； I 為單位矩陣； $\hat{\underline{r}}_{dp}$ 則為用以估計資料子載波 d 之通道響應之參考子

載波與資料子載波 d 的互相關向量估計值，其第 i 位置之元素為用以估計資料子載波 d 之第 i 個參考子載波與資料子載波 d 的相關數估計值，可由步驟S32獲得之相關函數估計值中簡單取得。

此外，以上運算中，可以考慮將 $\hat{\tau}_\mu$ 以及 $\hat{\tau}_{rms}$ 之數值區間先量化(quantize)為有限數量的選擇，並可預先將這些有限量的數值與其所對應的 $\hat{R}_f(k)$ 函數製表留存，則可以查表的方式完成S32所需的計算，以減少系統運算量。還可更進一步，將 $\hat{\sigma}_n^2$ 也量化為有限數量的選擇，並將量化後之各該 $\hat{\tau}_\mu$ 、 $\hat{\tau}_{rms}$ 、以及 $\hat{\sigma}_n^2$ 數值的組合與其對應的通道估計器係數向量 w_d 值製表留存，則可以查表方式，以一步取代原有S32和S33的兩步運算，簡化運算量。特別在此申明的是，本發明在此舉線性最小均方誤差進行資料子載波通道估計器之設計，並舉上述之查表法作為簡化運算量的一種方式，熟習此技藝者仍可依照本發明精神利用不同內插法進行通道估計，或以不同的查表方式做通道估計器響應之計算。

最後，於步驟S34中計算資料子載波 d 的通道頻譜響應，其數學公式如下表示：

$$\hat{H}_d = \underline{w}_d^H \hat{\underline{H}}_p \quad (21)$$

其中， \hat{H}_d 為所估得之資料子載波 d 之通道響應； $\hat{\underline{H}}_p$ 為步驟S31所估得之參考子載波通道響應向量，其第 i 位置之元素為用以估計資料子載波 d 之第 i 個參考子載波之通道響應估計值；而通道估計器響應向量 w_d 之右上標 H 則表示赫米特轉置(Hermitian transpose)。

綜上所述，本發明提供一種可用於無大量數據以及導引子載波配置不規則(irregular)或具擬亂性(pseudo-randomness)的情況下作正交分頻多工系

統的通道估計方法，且本發明之估算方法運算量低，卻能更精準的進行通道延遲估計(包括初始延遲、平均延遲以及均方根延遲擴散)，且適用性廣，不論是指數型或均一型或其他可用平均延遲以及均方根延遲擴散描述之功率延遲輪廓都能適用本方法進行通道估計，因此在各種通訊標準上，例如 IEEE 802.11a、802.11g、802.16/WiMAX、4G、數位廣播與數位電視等，都可以運用本發明多載波系統之通道估計方法以減少運算量或提升估計效能。

底下係說明本發明之通道估計方法用於擬亂性領航訊號分佈之通道上，並舉 Mobile WiMAX 系統作進一步說明，係先說明 Mobile WiMAX 系統下行線路之訊號採用叢集(cluster)結構，在上行線路則採用磚片(tile)結構，由於這種散片狀結構的關係，因此以散片為單位作估計。

如第五圖所示為 Mobile WiMAX 系統下行(downlink, DL)子訊框(DL subframe)中，內含資料子載波之正交分頻多工符元所使用之基本訊號結構。圖中每一列表示一叢集，其包含 14 個在頻域相鄰之子載波，其中白色圓圈為資料子載波，黑色為導引子載波。每一符元內含複數個叢集，而針對每一使用者所作之下行傳輸係以叢發(burst)方式進行，其中每一叢發係使用複數個在時間上連續的符元中、在頻域作擬亂分布之複數個叢集內的所有導引子載波和若干資料子載波。就任一使用者的叢發訊號而言，因為叢集在頻域作擬亂性分佈，故整體來說，所有的導引子載波在頻域亦作擬亂性分佈。此外，第五圖在縱向顯示連續四個正交分頻多工符元中，同一頻率位置之叢集，其中導引子載波位置依該符元時序(time index)之為偶數或為奇數而有不同。

假設目前所在意者是圖示第二和第三符元時間的通道估計。估算時，係根據上述說明步驟 S20 及 S30 進行。將步驟 S21 之第一組參考子載波和步驟 S31 之第二組參考子載波設為等同，配合參考第五圖中縱向虛線所示進行步驟 S21 (因此同時亦完成步驟 S31)，係先估算四符元中尚未估計之導引子載波通道響應，例如：其可使用前述之最小平方法。次，將第一符元和第三符元的導引子載波通道響應估計作時域內插計算，同時間，亦將第二符元和第四符元的導引子載波通道響應估計作時域內插計算，藉以在第二符元和第三符元的對應叢集中各獲得另兩個通道估計，如此便在該兩個符元的對應叢集中各獲得四個參考子載波通道估計；此兩叢集中共八個參考子載波，即第五圖所標示為處理符元所含之兩對應叢集中的四個導引子載波以及縱向虛線所穿越之四個資料子載波，且其中每一叢集各四個參考子載波通道估計係包括二個導引子載波通道估計和二個由時域內插而得的通道估計。其次，步驟 S22 之 $\hat{\sigma}_n^2$ 數值計算可以使用該兩個符元中的無效子載波求得，或使用其他符元中的無效子載波求得，例如使用本下行子訊框前置(preamble)符元中的無效子載波。而步驟 S23-S24 以及 S32-S33 的內容，目的在計算子載波通道估計器響應，自然可統合第二和第三兩符元之各叢集中以上述方式所獲得的各四個參考子載波通道估計，作為前述說明中的 $\hat{H}(f)$ 來進行計算。為方便故，以下稱上述之 Mobile WiMAX 下行通道估計方法為方法一。另外，亦可使用上述第二和第三符元以外的符元進行步驟 S21-S24 的通道延遲參數估計(例如使用本下行子訊框前置符元中的導引子載波，即其中的非無效子載波)，但使用方法一中的方式進行步驟 S31-S34，以下稱此作法為方法二。

以上本於 Mobile WiMAX 下行訊號所為之說明，係以實例敘述本發明之一應用方式，並顯示熟習此技藝者可依照本發明精神，利用該正交分頻多工訊號之特性進行通道估計。是故第三圖和第四圖所揭示之步驟，係可由熟習此技藝者加以若干變化，然仍不出本發明之本旨。

第六圖是使用接近歐洲電信標準協會(ETSI)制定之參考通道模型 Vehicular A 之通道模型，獲得之數據，說明在 Mobile WiMAX 下行通道估計時，以前述之方式，配合均一型通道延遲輪廓(圖中標示為 unif. PDP)與指數型通道延遲輪廓(圖中標示為 exp. PDP)之結果。其中假設接收機移動速度為 100km/h；系統參數為離散傅立葉轉換大小 $N=1024$ ，頻寬 $BW=10\text{MHz}$ ，載波頻率=2.5GHz，每一下行子訊框包括 24 個正交分頻多工符元，且一叢發包括 12 叢集(即 6 個子通道)，通道之延遲輪廓值為「10,13,17,21,27,35」(單位為取樣時距)，功率輪廓值為「0,-1,-9,-10,-15,-20」(單位為 dB)。第六圖中，稱為 method 1 者，即前述之方法一；稱為 method 2 者，即前述之方法二；而標示為 ideal 者，係使用完全無誤差之頻域響應自相關函數進行線性最小均方差通道估計之結果，其係無法實際達到的理想狀況，僅作為比較之用。

再來，第七圖則是套用接近 SUI-5 之通道模型，各種估算模式之通道估計結果。其中通道之延遲輪廓值為「0,45,112」(單位為取樣時距)，功率輪廓值為「0,-5,-10」(單位為 dB)。其他系統參數同第六圖。

接著參閱第八圖，係為 Mobile WiMAX 系統上行(uplink, UL)訊號之一基本結構。Mobile WiMAX 上行系統中係將頻域中連續之四個子載波排列成「磚片(tile)」結構，並以在頻域成擬亂排列的 6 個磚片組成一個子通道，

且序號為 $3n$ 、 $3n+1$ 、 $3n+2$ (其中 n 為整數)之連續三個正交分頻多工符元中在同一頻域位置之 6 個磚片(一個子通道)作為上行資料傳輸的基本單位，分配給用戶使用。第八圖所示為如此一基本傳輸單位之一磚片，導引子載波與資料子載波之分佈。通道估計過程中，一樣根據步驟 S20 和 S30 之計算方法。特別的是，步驟 S22 中干擾與雜訊變異數的計算在此只需對所有用戶做一次計算即可，無須對各個用戶分開計算；又，在步驟 S23-S24 中，由於每三個正交分頻多工符元只有第一和第三個符元含有導引子載波，而第二個符元則沒有，故可僅使用各個用戶訊號中第一以及第三符元中的磚片中的導引子載波計算通道延遲參數(含平均延遲以及均方根延遲擴散)；另，在步驟 S30 中，經功率延遲輪廓形式選擇後，計算二階的最小均方差通道估計器，然後針對第一以及第三符元中的磚片執行通道估計，取得其中資料子載波通道響應之估計，然後稍加變化，將第一和第三符元中獲得的通道響應做簡單的時域內插，獲得第二符元各磚片中資料子載波的通道估計。

以上所述係藉由實施例說明本發明之特點，其目的在使熟習該技術者能瞭解本發明之內容並據以實施，而非限定本發明之專利範圍，故，凡其他未脫離本發明所揭示之精神所完成之等效修飾或修改，仍應包含在以下所述之申請專利範圍中。

【圖式簡單說明】

第一圖係為本發明通道估計方法之系統流程圖。

第二圖係為本發明通道估計中建立估算標的函數模型之流程示意圖。

第三圖係為本發明之通道延遲參數估計流程示意圖。

第四圖係為本發明資料子載波通道估計流程示意圖。

第五圖係為本發明另一應用實例 Mobile WiMAX 系統下行訊號一基本結構之示意圖。

第六圖係為本發明假設接收機於每小時 100 公里之移動速度時，Mobile WiMAX 下行訊號在接近 Vehicular A 模型之通道下進行通道估計時，通道估計結果示意圖。

第七圖係為本發明假設接收機於每小時 100 公里之移動速度時，Mobile WiMAX 下行訊號在接近 SUI-5 模型之通道下進行通道估計時，通道估計結果示意圖。

第八圖係為本發明又一應用實例 Mobile WiMAX 系統上行訊號一基本結構之示意圖。

【主要元件符號說明】

無。

98年4月7日(原)正替換頁

98年4月7日 修正
補充

七、申請專利範圍：

1. 一種多載波系統之通道估計方法，係用於一發送機與一接收機間之通道估計，該系統使用複數子載波；該通道估計方法包括下列步驟：
 - a. 取一部分該等子載波為一第一組參考子載波進行子載波通道響應估計；
 - b. 取該接收機接收訊號中無效之該等子載波估計一干擾與雜訊變異數；
 - c. 使用該第一組參考子載波以及該干擾與雜訊變異數計算二自相關數估計值，其一之子載波間距為零，另一之子載波間距為非零；
 - d. 利用該二自相關數估計值計算該通道延遲參數之估計值，其至少包含一平均延遲估計值以及一均方根延遲擴散估計值；
 - e. 選擇一功率延遲輪廓，且利用該平均延遲估計值與該均方根延遲擴散估計值建立對應於該功率延遲輪廓之一頻域響應自相關函數估計值；
 - f. 取一部分該等子載波為一第二組參考子載波，進行子載波通道響應估計；以及
 - g. 使用該頻域響應自相關函數估計值，計算至少一內插用之通道估計器響應，以利用該第二組參考子載波之通道響應估計進行一內插法計算獲得該等子載波通道頻譜響應。
2. 如申請專利範圍第 1 項所述多載波系統之通道估計方法，其中在步驟 f 之該第二組參考子載波係與該步驟 a 之該第一組參考子載波完全相同或完全不同或一部分相異。
3. 如申請專利範圍第 1 項所述多載波系統之通道估計方法，其中在步驟 a 或步驟 f 時，係以最小平方(least-square, LS)法進行該第一組參考子載波

第 17 頁

或該第二組參考子載波之通道響應估算，即以一部份該等導引子載波位置所接收到的訊號值除以該位置之已知訊號數值或乘以該已知訊號數值之倒數，以為該位置之通道響應估計，使該第一組參考子載波具有足夠數量該等導引子載波。

4. 如申請專利範圍第 1 項所述多載波系統之通道估計方法，其中該通道之該等子載波係包括複數導引子載波以及複數資料子載波；在步驟 a 或步驟 f 時，該第一組參考子載波或該第二組參考子載波係包括若干該等導引子載波以及若干該等資料子載波，且若干該等資料子載波之通道響應估計係由若干該等導引子載波之通道響應估計施行內插法取得。
5. 如申請專利範圍第 1 項所述多載波系統之通道估計方法，其中在步驟 b 中，係利用保護頻寬(guard bands)或其他頻率位置無效之該等子載波之平均接收功率作該干擾與雜訊變異數估計。
6. 如申請專利範圍第 1 項所述多載波系統之通道估計方法，其中在步驟 c，該二自相關數估計值係可以使用該第一組參考子載波之通道響應估計值計算之。

7. 如申請專利範圍第 6 項所述多載波系統之通道估計方法，其中，間距為零之自相關數估計值 \hat{R}_0 可以如下之數學式計算之：

$$\hat{R}_0 = \left\langle \left\langle \left| \hat{H}(f) \right|^2 \right\rangle \right\rangle - \hat{\sigma}_n^2;$$

其中， f 表步驟 a 之該第一組參考子載波之任一該子載波， $\hat{H}(f)$ 為步驟 a 所得該第一組參考子載波之任一該子載波通道響應估計， $\langle \rangle$ 為對該第一組子載波之該等子載波取平均，而 $\hat{\sigma}_n^2$ 則為步驟 b 所得之該干擾與雜訊

變異數。

8. 如申請專利範圍第 6 項所述多載波系統之通道估計方法，其中，間距非

零之自相關數估計值 \hat{R}_1 可以如下之數學式計算之：

$$\hat{R}_1 = \left\langle \left\langle \hat{H}(f + F_s) \hat{H}^*(f) \right\rangle \right\rangle ;$$

其中， f 和 $f + F_s$ 表步驟 a 之該第一組參考子載波中任二該子載波，其中 F_s 表距離，且不為零； $\hat{H}(f)$ 和 $\hat{H}(f + F_s)$ 表步驟 a 所得之該第一組參考子載波之該任二子載波通道響應估計，右上標 * 表取共軛複數值 (complex conjugate)， $\langle \rangle$ 為對該第一組參考子載波之該等子載波取平均。

9. 如申請專利範圍第 1 項所述多載波系統之通道估計方法，其中在步驟 d 時，該平均延遲估計值是一函數 $\bar{J}(\tau)$ 或其一近似函數之數值最小化之 τ 值設為該平均延遲估計值：

$$\bar{J}(\tau) = E \left\langle \left| \frac{d \left[e^{j2\pi\tau f/N} H(f) \right]}{df} \right|^2 \right\rangle = \frac{4\pi^2}{N^2} \sum_{l=0}^{L-1} E(|\alpha_l|^2) (l - \tau)^2 ;$$

而其該均方根延遲擴散之估計值，是以上述該最小函數值之平方根乘以 $N/(2\pi\sqrt{R_0})$ 為其估計值；其中 E 表示取期望值， f 表頻率， $\langle \rangle$ 表示取頻域平均， $H(f)$ 表示需要的頻率領域通道響應， N 為用於多載波系統的離散傅立葉轉換之大小， L 為通道脈衝響應長度，其係以採樣間距 T_s 為時間單位的整數， α_l 是延遲量為 lT_s 之通道路徑的複高斯通道增益，

$$R_0 = \sum_{l=0}^{L-1} E(|\alpha_l|^2) \quad \text{為該通道之功率增益。}$$

10. 如申請專利範圍第 9 項所述多載波系統之通道估計方法，其中該函數

$\bar{J}(\tau)$ 之近似函數設為下列函數 $\hat{J}(\tau)$ ：

$$\hat{J}(\tau) = \frac{2}{F_s^2} [Av(\hat{R}_0) - \text{Re} \left\{ e^{j2\pi\tau F_s / N} Av(\hat{R}_1) \right\}] ;$$

其中， $Av\{x\}$ 表示將至少一個正交分頻多工符元中算得的 x 值取平均； \hat{R}_0 以及 \hat{R}_1 表該二自相關數估計值， F_s 表該第一組參考子載波中任二該子載波之距離； N 為用於多載波系統的離散傅立葉轉換之大小。

11. 如申請專利範圍第 10 項所述多載波系統之通道估計方法，其中步驟 d，該平均延遲估計值之數學公式說明如下：

$$\hat{\tau}_\mu = -\frac{N \angle Av(\hat{R}_1)}{2\pi F_s} ;$$

其中 $\hat{\tau}_\mu$ 為該平均延遲估計值， $\angle x$ 為複數 x 在複數平面上的相位。

12. 如申請專利範圍第 10 項所述多載波系統之通道估計方法，其中該均方根延遲擴散估計值之公式如下：

$$\hat{\tau}_{rms} = \frac{N}{2\pi F_s} \sqrt{2 \left(1 - \frac{|Av(\hat{R}_1)|}{Av(\hat{R}_0)} \right)} ;$$

其中， $\hat{\tau}_{rms}$ 為估得之該均方根延遲擴散估計值。

13. 如申請專利範圍第 1 項所述多載波系統之通道估計方法，其中步驟 e 中，該功率延遲輪廓可以為均一型(uniform)功率延遲輪廓，或者為指數型(exponential)功率延遲輪廓，或者為其他可由該平均延遲與該均方根延遲擴散描述之功率延遲輪廓。
14. 如申請專利範圍第 13 項所述多載波系統之通道估計方法，其中該均一型功率延遲輪廓對應之該頻域響應自相關函數估計值係如下所示：

$$\hat{R}_f(k) = \frac{e^{-j2\pi\hat{\tau}_\mu k / N} \sin(\sqrt{12}\pi\hat{\tau}_{rms} k / N)}{\sqrt{12}\pi\hat{\tau}_{rms} k / N} ;$$

該指數型功率延遲輪廓對應之該頻域響應自相關函數估計值係如下所示：

$$\hat{R}_f(k) = \frac{e^{-j2\pi(\hat{\tau}_\mu - \hat{\tau}_{rms})k/N}}{1 + j2\pi\hat{\tau}_{rms}k/N};$$

其中 $\hat{R}_f(k)$ 為多載波系統中間距為 k 個子載波間距的任二子載波頻率之通道響應自相關數， N 為多載波系統使用之離散傅立葉轉換之大小， $\hat{\tau}_\mu$ 為估得之平均延遲， $\hat{\tau}_{rms}$ 為估得之均方根延遲擴散。

15. 如申請專利範圍第 1 項所述多載波系統之通道估計方法，其中步驟 g 中，係利用線性最小平方誤差(linear minimum mean-square error, LMMSE)方式解出所欲估計之該第二組參考子載波之子載波通道響應之通道估計器係數向量 \underline{w}_d 如下式所示：

$$\underline{w}_d = (\hat{R}_p + \sigma_n^2 I)^{-1} \hat{\underline{r}}_{dp};$$

其中， d 為任一欲估計其通道響應之該子載波， \underline{w}_d 之長度與欲用以計算該等子載波 d 通道估計之自該第二組參考子載波中取出之該子載波數目相同，茲以 M 表示之； \hat{R}_p 為一 $M \times M$ 自相關矩陣，其第 ij 位置之元素係用以估計子載波 d 通道之第 i 與第 j 個該等自第二組參考子載波中取出之該等子載波之相關數估計值，可由步驟 e 獲得之該頻率響應自相關函數估計值取得； σ_n^2 即步驟 b 之該干擾與雜訊變異數； I 為單位矩陣； $\hat{\underline{r}}_{dp}$ 則為用以估計該等子載波 d 通道響應之該等參考子載波與子載波 d 通道響應之互相關向量估計值，其第 i 位置之元素為用以估計該等子載波 d 之第 i 個該等參考子載波與該等子載波 d 的相關數估計值，可由步驟 e 獲得之該頻率響應自相關函數估計中取得。

16. 如申請專利範圍第 15 項所述多載波系統之通道估計方法，其中步驟 g 中，係以下列數學模型估計各該資料子載波通道響應：

$$\hat{H}_d = \underline{w}_d^H \hat{\underline{H}}_p ;$$

其中， \hat{H}_d 為所估得之該等子載波 d 之通道響應； \underline{w}_d 其右上標 H 表示赫米特轉置(Hermitian transpose)； $\hat{\underline{H}}_p$ 為一含有 M 個元素的向量，其中 M 為 \underline{w}_d 之長度，而其中第 i 個元素為用以估計該等子載波 d 之通道響應之第 i 個該等自第二組參考子載波中取出之子載波之通道響應估計值。

17. 如申請專利範圍第 1 項所述多載波系統之通道估計方法，其中該等子載波包括複數嵌有領航訊號之導引子載波，且該等導引子載波係以週期性配置於該等子載波中。

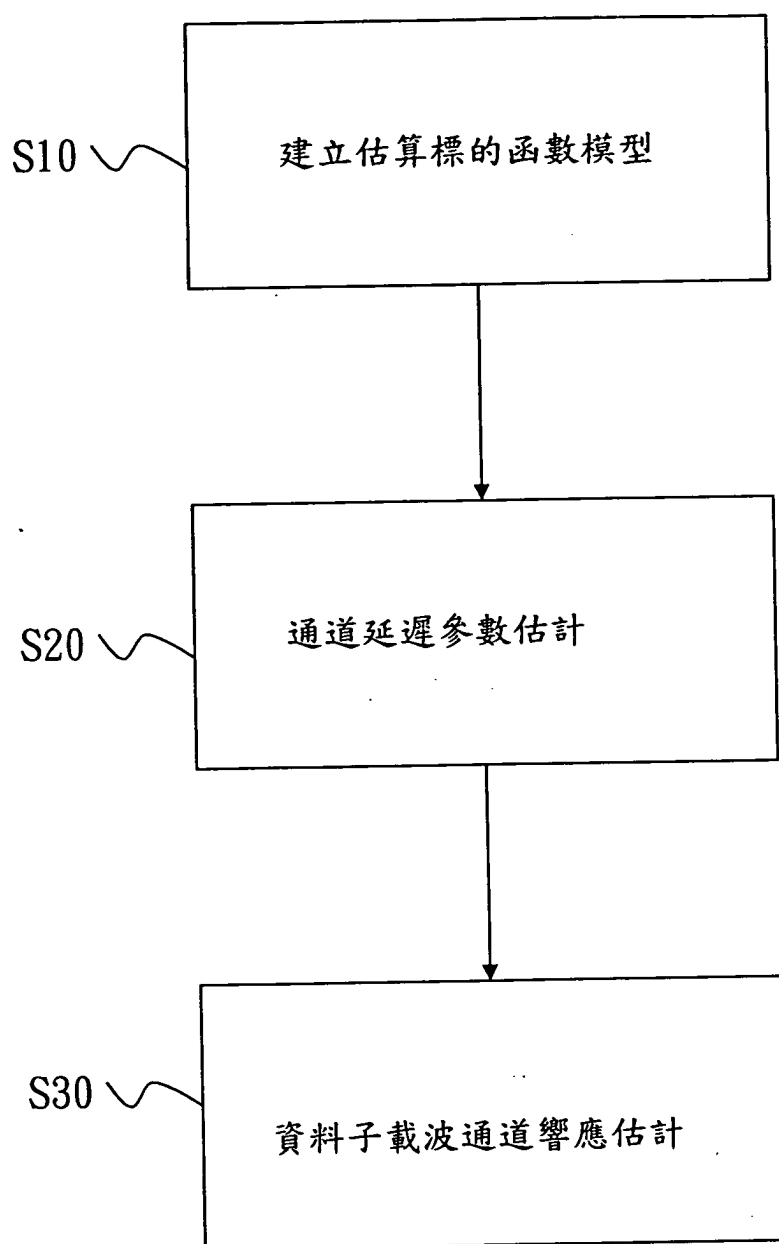
18. 如申請專利範圍第 1 項所述多載波系統之通道估計方法，其中該等子載波包括複數嵌有領航訊號之導引子載波，該等導引子載波係為擬亂性(pseudo-randomness)或不規則(irregular)之方式配置於該等子載波中。

19. 如申請專利範圍第 18 項所述多載波系統之通道估計方法，係使用在 WiMAX 下行系統，其採叢集(cluster)結構之訊號，在時間序列中偶數符元之複數叢集和奇數符元之複數叢集的該等導引子載波在頻域位置相異，且奇數符元之該等叢集的該等導引子載波在頻域位置相互對齊，而偶數符元之該等叢集的該等導引子載波載頻域位置中相互對齊；在步驟 a，係取目標一該叢集其二該導引子載波進行通道響應估計，獲得二該子載波通道估計，以及取時間序中，目標該叢集前一該叢集及後一該叢集的該等導引子載波作通道響應估計，由前一該叢集以及後一該叢集共得四通道估計值，以該四通道響應估計處於相同頻域位置者，兩兩作時

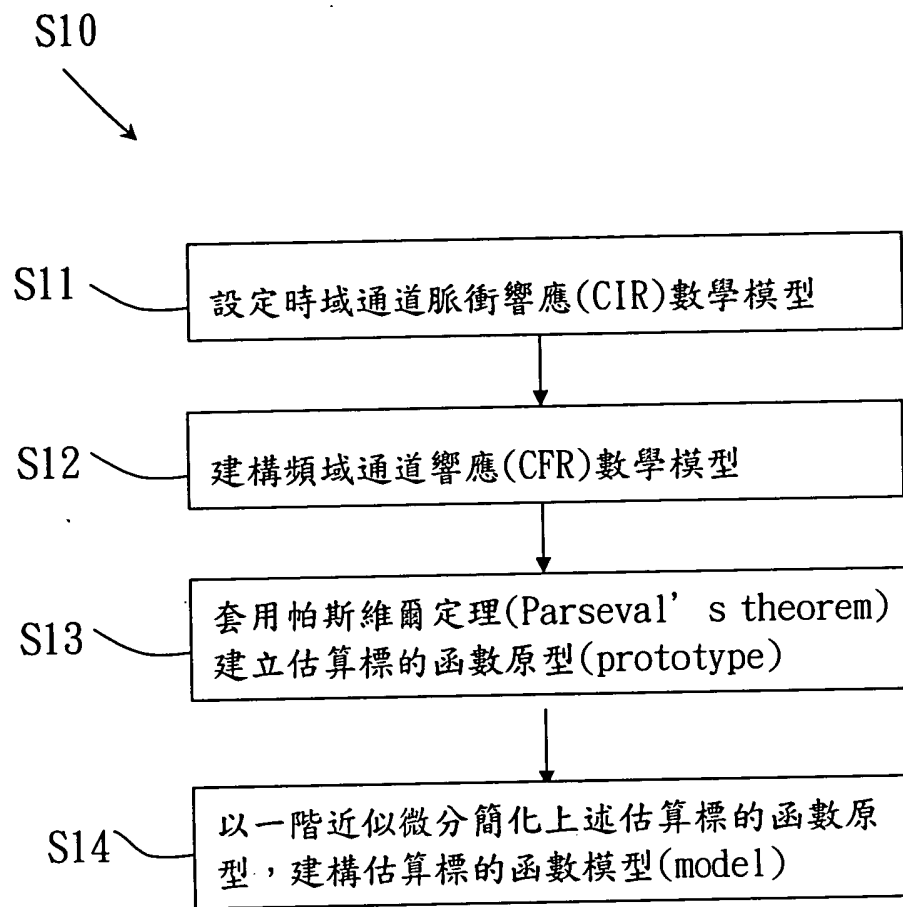
域內插，獲得另二該子載波通道估計；係取該四子載波通道估計為該第一組參考子載波。

20. 如申請專利範圍第19項所述多載波系統之通道估計方法，係先取目標該叢集時間序之前一該叢集以及後一該叢集進行通道估計，取得二該子載波通道響應估計，接續進行目標該叢集其子載波內插計算，取得另一該子載波通道估計。
21. 如申請專利範圍第 18 項所述多載波系統之通道估計方法，係使用在 WiMAX 上行系統，其正交分頻多工符元由複數個磚片 (tile) 構成，其任一使用者之上行訊號包含複數個正交分頻多工符元中之複數個磚片，其於不含該等導引子載波之各磚片中，係以前後兩符元在相同頻域位置之通道響應估計作時域內插，獲得其中一該子載波之通道估計。

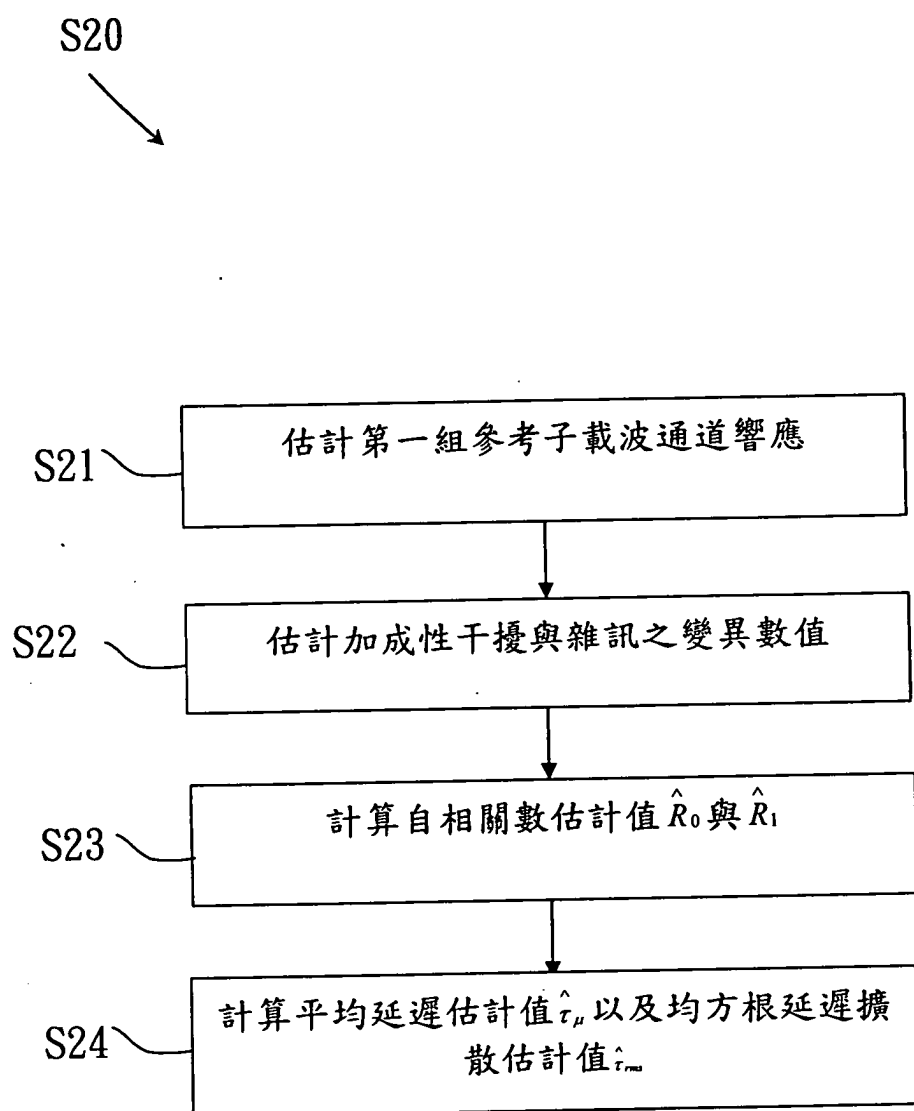
八、圖式：



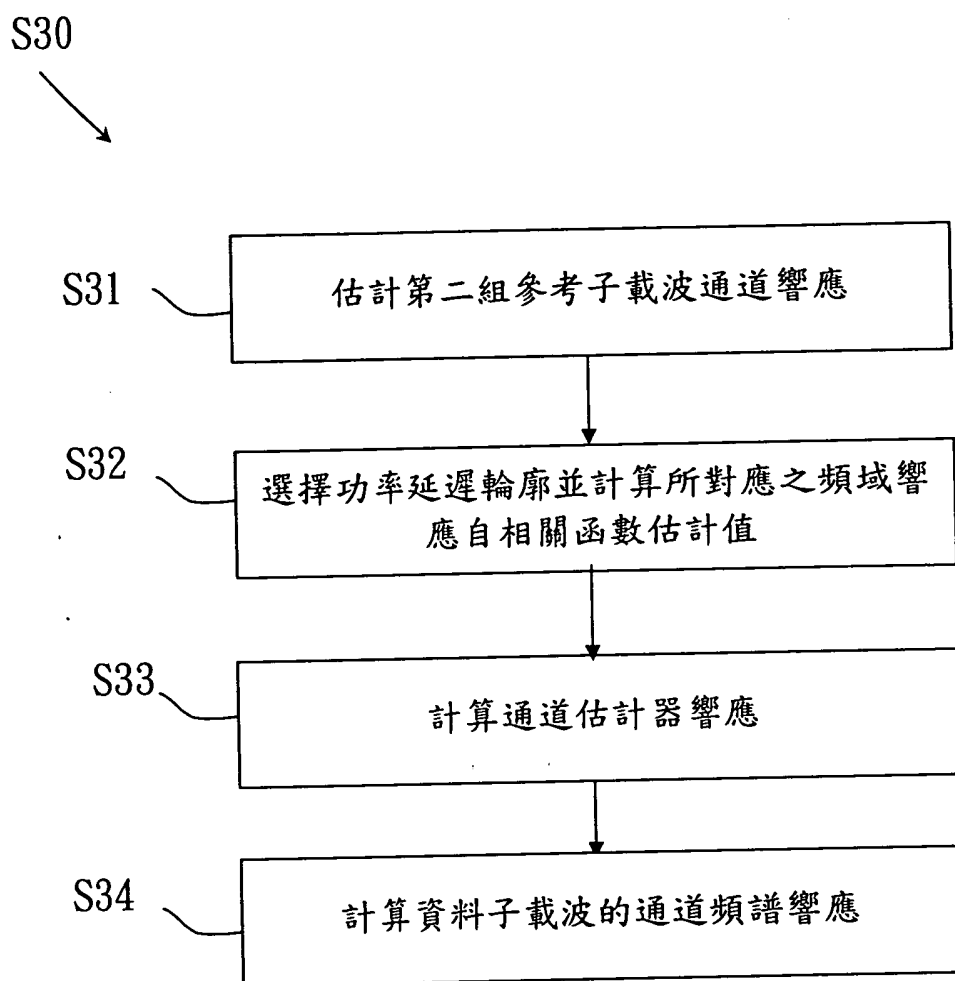
第一圖



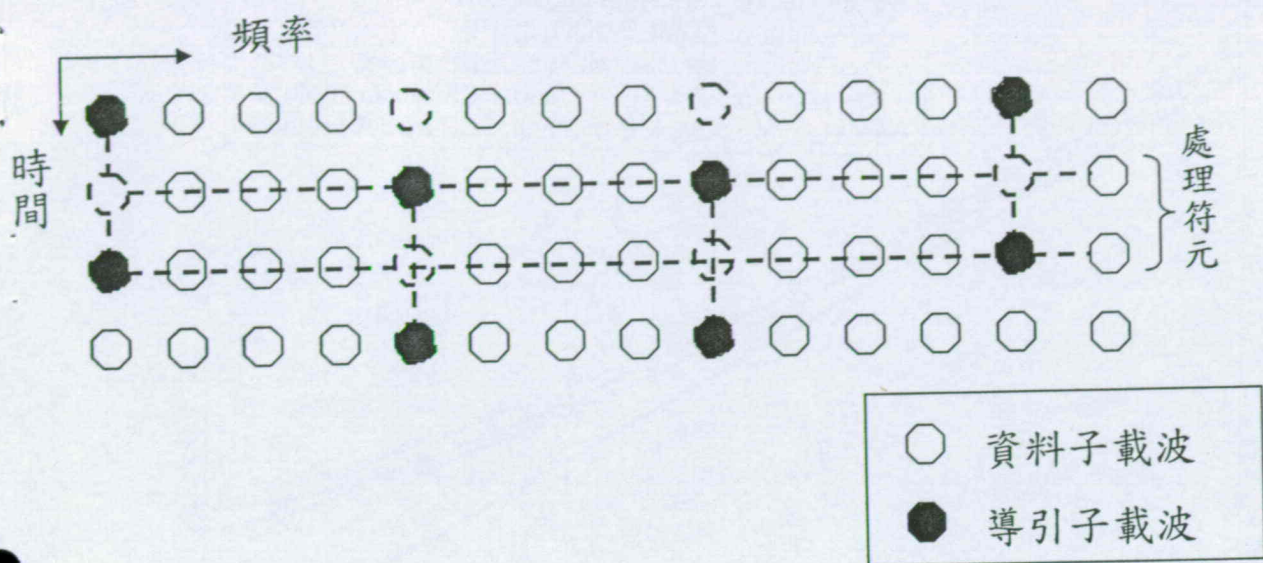
第二圖



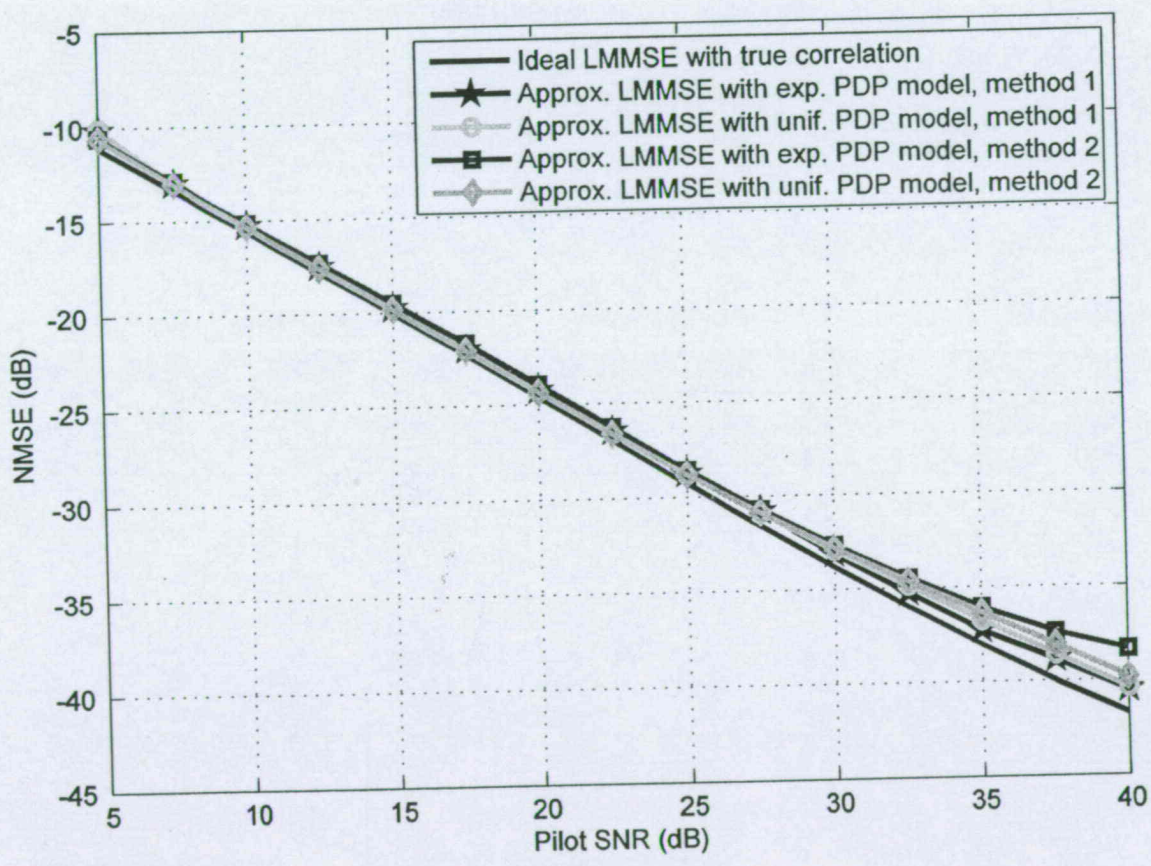
第三圖



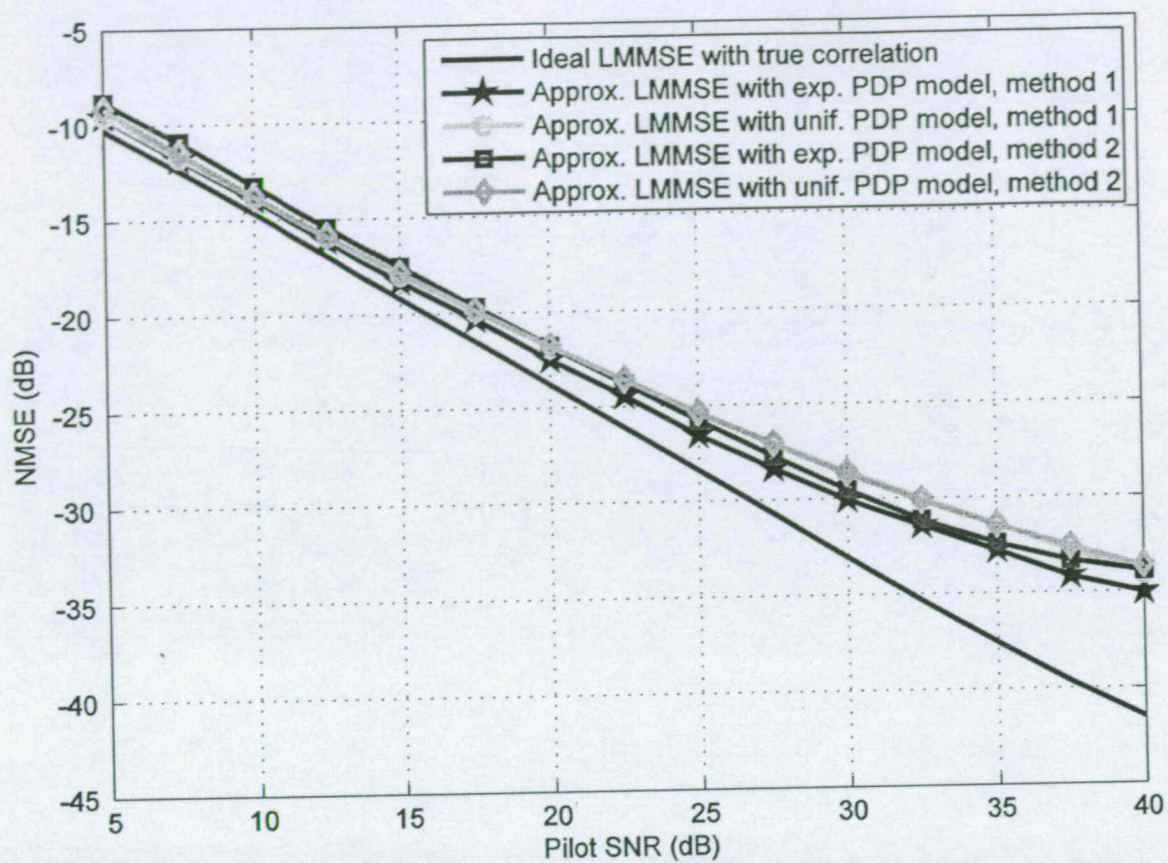
第四圖



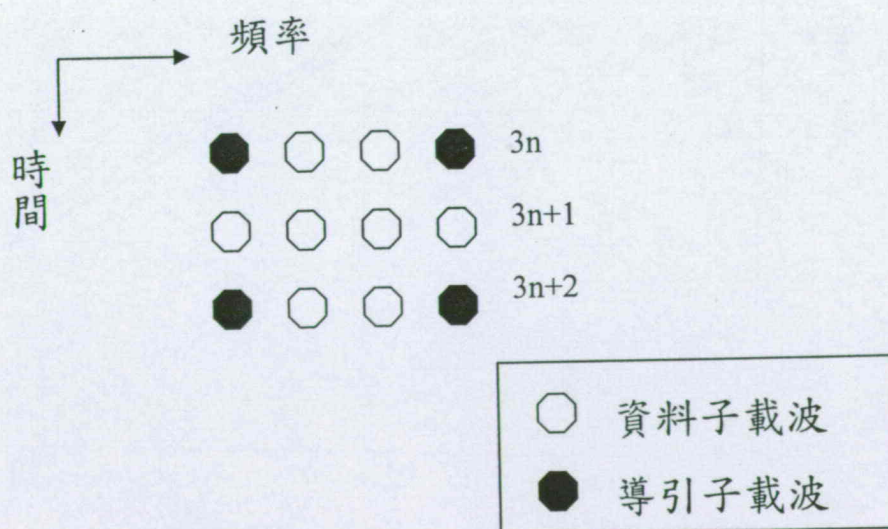
第五圖



第六圖



第七圖



第八圖