

發明專利說明書

PD1061382

(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：96100414

※申請日期：96.1.5

※IPC 分類：H04J 1/60 H04J 13/02
H04L 1/12 (2006.01)

一、發明名稱：(中文/英文)

空時編碼/正交分頻多工系統中合併通道估計與資料偵測方法

A JOINT CHANNEL ESTIMATION AND DATA DETECTION METHOD FOR STBC/OFDM
SYSTEMS

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)

黃威/HUANG, WEI

住居所或營業所地址：(中文/英文)

新竹市大學路 1001 號

1001 TA-HSUEH RD., HSINCHU, TAIWAN R.O.C.

國 籍：(中文/英文)

中華民國/R.O.C.

三、發明人：(共 2 人)

姓 名：(中文/英文)

1. 古孟霖/KU, MENG-LIN

2. 黃家齊/HUANG, CHIA-CHI

國 籍：(中文/英文)

1. ~ 2. 中華民國/R.O.C.

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：

本案未在國外申請專利

☐ 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：

本發明係以最佳化方法合併通道估計及資料偵測，利用資料子載波與稀疏導航子載波追蹤通道變化；其特徵在於使用牛頓法及資料子載波達到合併通道估計及資料偵測之最佳化，並利用稀疏導航子載波所形成之最大相似函數之一階部分微分方向向量做為通道估計器追蹤通道變化之初始參考方向以得到更好的通道估計。本發明在高車行速度及大通道延遲環境下具有良好系統效能表現。

六、英文發明摘要：

A joint channel estimation and data detection method is described for a high-mobility space-time block code/orthogonal frequency division multiplexing system (STBC/OFDM). The channel estimation method is derived from the Newton's method by formulating the joint channel estimation and data detection problem in the maximum likelihood estimation framework. More reliable channel estimation is performed by further utilizing sparse pilot subcarriers inserted in each OFDM data symbol. The first-order partial derivative of a maximum likelihood function which is defined according to the estimated channel frequency response of sparse pilot subcarriers, is calculated and used as an initial search reference direction. This method performs very well in multipath fading environments with high vehicle speed and large delay spread.

七、指定代表圖：

(一)本案指定代表圖為：第 3 圖。

(二)本代表圖之元件符號簡單說明：

31 前置步驟

32 初始步驟

33 追蹤步驟

八、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：

九、發明說明：

【發明所屬之技術領域】

本發明係關於無線通訊之通道估計，特別是關於空時編碼/正交分頻多工系統(space-time block codes/orthogonal frequency division multiplexing)之通道脈衝響應估計方法以及使用資料子載波(data subcarriers)和稀疏導航子載波(sparse pilot subcarriers)來追蹤高車行速度及大通道延遲環境下通道變化的方法。

【先前技術】

現今行動通訊的發展已經邁向高資料傳輸率。然而，在單載波系統下，高速傳輸的資料會因為通道路徑延遲的影響，造成傳送信號間的干擾(inter-symbol interference, ISI)，使得接收機的等化變複雜。目前各種使用正交多載波(multicarrier)傳輸的系統，如正交分頻多工技術可以對抗通道路徑延遲造成之 ISI，而且因為子載波間正交，故可使頻譜運用更有效率。

一般而言，當高傳輸率的信號經過多路徑通道到達接收機之後，接收信號會因為通道路徑延遲(path delay)的關係，造成符碼間干擾(ISI)的現象，而使通道等化變的複雜。然而 OFDM 系統可以藉由拉長每一個子載波(subcarrier)所傳送的符元期間(symbol duration)，使它大於通道最大的時間延遲，並加入適當的保護區間(guard interval)，來克服 ISI 和 ICI(inter-carrier interference)的問題。

雖然使用多根天線分集技術可以提高系統效能，但在

行動通訊中，行動台(如手機)因為功率以及體積和成本考量，無法任意擴充接收天線數目來獲得性能改善，故 1998 年 10 月 Alamouti 提出一個簡易的空時編碼(STBC)傳送分集技術來提升系統效能。在 Alamouti 之論文中提到，使用兩根傳送天線加上一根接收天線，能夠和最大比例接收機結合(maximum ratio combining, MRC)具有同樣的分集階數。而且這種方法可以容易的擴展到兩根傳送天線加上 M 根接收天線的情形，且可以提供 $2M$ 的分集階數(diversity order)。

惟，前述之空時編碼的技術僅適用於平坦衰減通道(flat fading channel)而且常限制在室內具有很小通道延遲的環境下使用。當在室外具有較大通道延遲的無線通訊環境當中，則通道的同調頻寬(coherent bandwidth)變的比信號頻寬小，所以通道具頻率選擇性(frequency selective)；然而 Cyclic Prefix-OFDM 系統可以藉由加大符元期間，使得每一子通道呈現平坦衰減。

在行動通訊中，提高資料傳輸率來達到更好的語音品質以及即時多媒體傳輸勢將必是未來行動服務之趨勢。基於此原因，便有人結合 STBC 技術與 OFDM 系統，稱之為空時編碼之正交編碼之正交分頻多工系統，簡稱 STBC-OFDM。

在正交分頻多工系統之通道估計習知技術中，其可概分為下列三個種類：(1)領航(pilot)信號通道估計方法、(2)資料決策回饋(data decision feedback)通道估計方法以及

(3)盲蔽(blind)通道估計方法。茲先列出與本案有關之習知技術與文獻並於其後討論習知技術之優缺點：

1、 習知技術

[A1] “正交分頻多工系統之頻道估計”，93年9月1日中華民國專利公開第200417166號。

[A2] ”正交分頻多工傳輸複合天線系統之高都卜勒頻道評估方法”，95年7月1日中華民國專利公開第200623747號。

[A3] “正交分頻多工系統中之通道估算方法及其裝置”，94年9月1日中華民國專利公告第I239179號。

[A4] “正交分頻多工信號之通道估測方法、接收方法及接收器”，93年10月1日中華民國專利公開第200420054號。

[A5] “Channel estimation in a communication system，” 2006年2月7日美國專利公告第6996195號。

[A6] “Pilot-aided channel estimation for OFDM in wireless system，” 2003年11月25日美國專利公告第6654429號。

[A7] “Method and apparatus for channel estimation with transmit diversity，” 2005年2月8日美國專利公告第6853689號。

[A8] “Method and apparatus for channel estimation for multicarrier systems，” 2001年12月4日美國專利公告第6327314號。

[A9] "Iterative maximum likelihood channel estimation and signal detection for OFDM systems," 2006 年 4 月 11 日美國專利公告第 7027519 號。

[A10] "Decision feedback channel estimation and pilot tracking for OFDM systems," 2006 年 5 月 2 日美國專利公告第 7039004 號。

[A11] "Method and apparatus for channel estimation," 2006 年 6 月 24 日美國專利公告第 6990061 號。

2、其他已發表之文獻

[B1] J. J. Vands Beek, O. Edfors, M. Sandell, S. K. Wilson, and P. O. Borjeson, "On channel estimation in OFDM systems," in *Proc. 45th IEEE on Vehicular Technology Conference*, July 1995, pp. 815-819.

[B2] J. J. Vands Beek, O. Edfors, M. Sandell, S. K. Wilson, and P. O. Borjeson, "OFDM channel estimation with singular value decomposition," in *Proc. 46th IEEE Vehicular Technology Conf.*, April 1996, pp. 923-927.

[B3] Y. Li, L. J. Cimini, Jr. and N. R. Sollenberger, "Robust channel estimation for OFDM systems with rapid dispersive fading channels," *IEEE Trans. on Comm.*, vol. 46, no. 7, July 1998.

[B4] Kyung Seung Ahn and Heung Ki Baik, "Training-based channel estimation and equalization for space-time

- block-coded systems over frequency-selective fading channels , ” in *Proc. 60th IEEE Vehicular Technology Conf.* , Sept. 2004 , pp. 1748-1752.
- [B5] Y. Gong and K. B. Letaief , “Low complexity channel estimation for space-time coded wideband OFDM systems , ” *IEEE Trans. Wireless Commun.* , vol. 2 , no. 5 , pp. 876-882 , Sept. 2003.
- [B6] K.F. Lee and D . B. Williams , “A multirate pilot-symbol-assisted channel estimator for OFDM transmitter diversity systems , ” in *Proc. Acoustics , Speech , and Signal Processing* , ICASSP , 2001 , May 2001 , pp. 2409-2412.
- [B7] Jianxin Guo , Daming Wang and Chongsen Ran , “Simple channel estimator for STBC-based OFDM systems , ” *IEEE Electronics Letters* , vol. 39 , no. 5 , pp. 445-447 , Mar. 2003.
- [B8] Meng-Lin Ku and Chia-Chi Huang , “A complementary codes pilot-based transmitter diversity technique for OFDM systems , ” *IEEE Trans. Wireless Commun.* , vol. 5 , no. 3 , pp. 504-508 , Mar. 2006.
- [B9] Y. Li , N. Seshadri , and S. Ariyavisitakul , “Channel estimation for OFDM systems with transmitter diversity in mobile wireless channels , ” *IEEE J. Select. Areas Commun.* , vol. 17 , no. 3 , pp. 461-471 , Mar.

1999.

- [B10] Y. Li , "Simplified channel estimation for OFDM systems with multiple transmit antennas , " *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 1, no. 1, pp. 67-75, Jan. 2002
- [B11] H. Minn , D. I. Kim and V. K. Bhargava , "A reduced complexity channel estimation for OFDM systems with transmit diversity in mobile wireless channels , " *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, no. 5, pp. 799-807, May 2002.
- [B12] M. Enescu and V. Koivunen , "Time-varying channel tracking for space-time block coding , " in *Proc. 55th IEEE Vehicular Technology Conf.* , May 2002 , pp. 294-297.
- [B13] Kyung Seung Ahn and Heung Ki Baik , "Decision feedback detection for space-time block coding over time-selective fading channels , " in *Proc. Personal , Indoor and Mobile Radio Commun.* , PIMRC , 2003 , Sept. 2003 , pp. 1983-1987.
- [B14] P. Stoica and G. Ganesan , "Space-time block-codes: trained , blind and semi-blind detection , " in *Proc. Acoustics , Speech , and Signal Processing , ICASSP* , 2002 , pp. 1609-1612.
- [B15] E. Beres and R. Adve , "Blind channel estimation for

orthogonal STBC in MISO system , ” in *Proc. IEEE GLOBECOM'04* , Nov. 2004 , pp. 2323-2328.

(1) 關於領航信號通道估計方法：

習知技術 [A1] 到 [A8] 以及 [B1] 到 [B11] 中，係使用時域的領航符元 (pilot symbols) 或頻域的領航子載波來估計通道。而習知技術 [A1] 到 [A3]、[B4] 到 [B8] 以及 [B10] 中係設計多輸入多輸出系統的領航信號傳輸方法，一般而言，領航信號的傳送必須滿足奈奎斯取样率 (Nyquist sampling rate)，亦即在時域所插入的領航符元間隔必需小於或等於通道同調時間 (coherent time) 的一半，在頻域所插入的領航子載波間隔必需小於或等於通道同調頻寬的一半，因此在高車行速度和大覆蓋範圍 (亦即通道延遲大) 環境下，以領航信號估計通道之方法通常會大幅降低資料傳輸速率，而習知技術 [A2] 與 [B8] 中係將資料信號與領航信號同時傳送，此方法不會減少頻寬使用之效率，但接收機需要使用額外的干擾消除技術來得到通道估計。

此外，部分習知技術會用時域上的通道相關性如習知技術 [B1]、頻域上的通道相關性如習知技術 [B2] 或同時使用時域及頻域通道相關性 [A8]、[B3]、[B10]、[B11] 來降低位元錯誤率，然而，在一般情況下通道相關性的統計特性很難直接獲得，因此習知技術 [A5] 使用瞬間接收信號的多重路徑 (multipath) 能量分布來取代使用通道統計特性，惟，此方法在高車行速度環境下會因通道變化太快而表現不佳。此外，利用通道相關性之方法通常需要計算具有高

計算複雜度的反矩陣，而習知技術[B10]係設計特別領航信號來避免計算反矩陣以簡化計算複雜度。

(2) 資料決策回饋通道估計方法：

在習知技術[A8]到[A11]以及[B12]、[B13]中，係使用決策資料來估計通道或追蹤通道變化。此方法通常具有較高的頻寬使用效率，但會遭受到資料決策錯誤傳遞(decision error propagation)問題以致於通道估計不準確，尤其在高車行速度環境下，通道估計或追蹤更為不準確。而習知技術[A9]與[A11]則使用遞迴式的最大相似度(maximum likelihood)通道估計和資訊偵測方法來達到通道追蹤的目的，但此方法仍為次佳化的方法，在高車行速度環境下表現不好。而習知技術[B12]與[B13]中則提出三種遞迴式的通道估計或追蹤方法，第一種方法為 Least Mean Square (LMS)方法，其具低複雜度但只適合在低車行速度下使用，此外其收斂速度慢；第二種方法為 Recursive Least Square (RLS)方法，雖然其複雜度較 LMS 方法高，但適合在較高車行速度環境下使用，收斂速度較 LMS 快；第三種方法為 Kalman Filtering 方法，雖然此方法具高複雜度，但其位元錯誤率表現較佳，僅管如此，此三種方法仍需要在固定時間內重新傳送領航信號以避免通道追蹤脫鎖情形發生，領航信號的傳送將導致 8%的頻寬使用效率損失。

(3) 盲蔽通道估計方法：

習知技術[B14]與[B15]提出此方法，其通常不降低頻

寬使用效率，但位元錯誤率表現較差。此外，在[B14]中該方法的表現對於初始通道狀態非常敏感，而[B15]則需要利用到信號的高階統計特性，通常會以一長時間接收信號來估算其統計特性，但在高車行速度環境下，高階統計特性會估算不準確以致於位元錯誤率表現差。

為改善上述習知技術的缺點，本發明主要目的係提出一種無線通訊之通道估計與資料偵測方法，特別是關於空時編碼/正交分頻多工系統之通道脈衝響應估計方法，以及使用資料子載波和稀疏導航子載波來追蹤高車行速度及大通道延遲環境下之通道變化，以提高通道估計之準確性的方法。

本發明之另一目的係以合併通道估計及資料偵測之最佳化方法為基礎，利用資料子載波以及稀疏導航子載波來追蹤高速行動環境下之通道變化。

本發明之再一目的係本發明在通道延遲大的環境下亦可有良好的效能表現。

本發明之另一目的係利用正交分頻多工符元內的稀疏導航子載波來計算第一次遞迴的搜尋方向向量，使得通道估計更為準確。

本發明之再一目的係提出一通道估計與資料偵測方法，其若無上述之稀疏導航子載波仍可依本發明另一遞迴演算法使得通道估計更為準確。

【發明內容】

由於本發明可適用於正交分頻多工系統與具空時編碼

之正交分頻多工系統中，故在此先介紹此二個系統之領航信號形式與其傳送封包之格式：

1、正交分頻多工系統：

一個時變寬頻傳輸信號的之通道脈衝響應模型可表示如下：

$$h[t, \tau] = \sum_{p=0}^{P-1} a_p(t) \delta[\tau - \tau_p] \quad (1)$$

其中 P 是可解析之多重路徑數目， τ_p 是第 p 路徑的延遲量， $a_p(t)$ 是第 p 路徑的通道增益。 $a_p(t)$ 近似於一個高斯隨機程序，因此複數信號之振幅是一瑞雷分佈。此外，我們假設每一條路徑彼此間都不相關，其路徑增益可由 Jake's 模型來產生。若以頻域來看，通道頻率響應可以表示如下：

$$H[t, k] = \sum_{p=0}^{P-1} a_p(t) \exp\{-j2\pi k \tau_p / K\} \quad (2)$$

其中 k 為子載波索引。

參照第 1a 圖是正交分頻多工系統的示意圖。假設 $Q = \{Q_0, \dots, Q_{|Q|-1}\}$ 及 $J = \{J_0, \dots, J_{|J|-1}\}$ 分別表示資料及領航子載波集合且 $Q \cup J = \{0, \dots, K-1\} = \Omega$ ， Ω 為總子載波集合， K 為總子載波數， $|Q|$ 為集合元素數目。如第 1a 圖所示，在第 i 時序， $|Q|$ 個 QPSK 資料符元 $X^{(i)}[k]$ ， $k \in Q$ 和 $|J|$ 個領航符元 $X^{(i)}[k]$ ， $k \in J$ 先被送到一正交分頻多工調變器 11、加上長度為 $G \cdot T$ 的保護區間，再由天線發射出去，其中 T 為有用的符元時間， G 為保護區間時間與有用的符元時間 (useful symbol time) 的比例。再參照第 1b 圖，其為正交分頻多工系統傳送封包的示意圖，其中每個傳送封包均包含一個正交分頻多工符元長度的前置

符元 13 來當做領航信號，其後緊接著 D 個正交分頻多工資料符元 14。該領航信號定義於頻域為 $X_p[k]$ ， $k \in \Omega$ ，然領航信號之設計並不限定於此實例。假設時序與載波頻率同步是完美，通道脈衝響應長度小於保護區間長度且通道在一正交分頻資料符元間內不改變。在不失一般性下，我們省略時間索引。如第 1 a 圖所示，在經過正交分頻多工解調器 12 傅立葉轉換後，所接收到的資料信號可以表示如下：

$$R[k] = R^I[k] + jR^Q[k] = H[k]X[k] + Z[k] \quad (3)$$

其中， $k \in \Omega$ ，而 $Z[k]$ 為不相關的白高斯雜訊，其均值為零、變異數為 σ_z^2 。同樣地，在經過傅立葉轉換後，所接收到的領航信號可以表示如下：

$$\bar{R}[k] = \bar{R}^I[k] + j\bar{R}^Q[k] = H[k]X_p[k] + Z[k] \quad (4)$$

2、空時編碼之正交分頻多工系統：

一個時變寬頻傳輸信號的二輸入一輸出 (2ISO) 之通道脈衝響應模型可表示如第 (5) 式所示 (第 m 發射天線到接收端)：

$$h_m[t, \tau] = \sum_{p=0}^{P-1} a_{m,p}(t) \delta[\tau - \tau_{m,p}] \quad (5)$$

其中 $m=1, 2$ ，而 P 為可解析之多重路徑數目， $\tau_{m,p}$ 是第 p 路徑的延遲量， $a_{m,p}(t)$ 是第 p 路徑的通道複數增益 (complex gain)。前述之 $a_{m,p}(t)$ 為近似於一個高斯 (Gaussian) 隨機程序，因此複數信號之振幅是一瑞雷分佈 (Rayleigh distribution)。此外，假設每一條路徑彼此間都不相關，故

其複數路徑增益可由 Jake's 模型來產生。因此若以頻域來看，通道頻率響應可以表示如第(6)式所示：

$$H_m[t, k] = \sum_{p=0}^{P-1} a_{m,p}(t) \exp\{-j2\pi k \tau_{m,p} / K\} \quad (6)$$

其中 k 為子載波索引。

參照第 1c 圖所示，其為一個二輸入一輸出的空時編碼 / 正交分頻多工系統的示意圖。假設 $Q = \{Q_0, \dots, Q_{|Q|-1}\}$ 及 $J = \{J_0, \dots, J_{|J|-1}\}$ 分別表示資料及領航子載波集合，且 $Q \cup J = \{0, \dots, K-1\} = \Omega$ ，其中 Ω 為總子載波集合， K 為總子載波數。在第 i 個時序時， $2|Q|$ 個 QPSK 資料符元 $d^{(i)}[k]$ (其中 $k \in Q \cup \{K+Q\}$) 和 $2|J|$ 個領航符元 $d^{(i)}[k]$ (其中 $k \in J \cup \{K+J\}$) 先被分為二個資料區塊，如下所示：(上述之 $|Q|$ 符號為集合之元素數目)

$$\begin{aligned} X_F^{(i)}[k] &= d^{(i)}[k] \\ X_S^{(i)}[k] &= d^{(i)}[k+K] \end{aligned} \quad (7)$$

其中 $k \in \Omega$ ； $X_F^{(i)}[k]$ 和 $X_S^{(i)}[k]$ 分別代表第一和第二資料區塊的第 k 個資料符元。接著本發明使用 Alamouti 所提出的 2×2 空時方塊碼 1 來編碼二資料區塊如下，其中 $*$ 為該信號取共軛複數：

$$\begin{bmatrix} X_F^{(i)}[k] & X_S^{(i)}[k] \\ -X_S^{*(i)}[k] & X_F^{*(i)}[k] \end{bmatrix} \quad (8)$$

最後，如第 1c 圖所示，將信號分別送到二個正交分頻多工調變器 2、加上長度為 $G \cdot T$ 的保護區間，再分別由二根天線發射出去，其中 T 為有用的符元時間， G 為保護區間時間與有用的符元時間的比例。

接著參照第 1d 圖所示，其為傳送的封包示意圖，每個傳送的封包包含二個正交分頻多工符元長度的領航信號，其後緊接著 D 個正交分頻多工資料符元 5。本發明係以長度為 K 的互補碼 (complementary codes) 領航信號 $\{A[n]\}$ 與 $\{B[n]\}$ 當做前置符元 (preamble) 4 為例，然前置符元之設計並不限定於此實例。而前置符元的傳送方式可以如下方式傳送 (參照習知技術 [B8])：在第一個符元時間，第一根和第二根天線分別傳送信號 $\{A[n]\}$ 與 $\{-B[n]\}$ ；在第二個符元時間，第一根和第二根天線分別傳送信號 $\{B^*[((-n))_K]\}$ 與 $\{A^*[((-n))_K]\}$ 。假設時序與載波頻率同步是完美，通道脈衝響應長度小於保護區間長度且通道在二個連續正交分頻資料符元間不改變。在不失一般性下，省略時間索引。如第 1c 圖所示，接收信號在經過正交分頻多工解調器 3 傅立葉轉換後，連續二個時間所接收到的信號可以表示如下：（其中 $(\textcircled{0})'$ 和 $(\textcircled{0})^Q$ 分別為信號 $(\textcircled{0})$ 之實部和虛部）

$$\begin{aligned} R_1[k] &= R_1^I[k] + jR_1^Q[k] = H_1[k]X_F[k] + H_2[k]X_S[k] + Z_1[k] \\ R_2[k] &= R_2^I[k] + jR_2^Q[k] = -H_1[k]X_S^*[k] + H_2[k]X_F^*[k] + Z_2[k] \end{aligned} \quad (9)$$

其中 $k \in \Omega$ ， $Z_1[k]$ 和 $Z_2[k]$ 為不相關 (uncorrelated) 的白高斯雜訊，其均值 (mean) 為零、變異數 (variance) 為 σ_z^2 。

針對頻率通道響應 $H_m[k]$ 所提出的通道估計器為 $M_m[k]$ ，而該 $M_m[k]$ 是由 L_m 個複數弦波信號組合而成，可表示如下：

$$\begin{aligned} M_m[k] &= M_m^I[k] + jM_m^Q[k] = \sum_{l=0}^{L_m-1} \mu_{m,l} \exp\{-j2\pi k \tau_{m,l} / K\} \\ &= \sum_{l=0}^{L_m-1} \left(\alpha_{m,l} \cos\left(\frac{2\pi k \tau_{m,l}}{K}\right) + \beta_{m,l} \sin\left(\frac{2\pi k \tau_{m,l}}{K}\right) \right) + j \sum_{l=0}^{L_m-1} \left(\beta_{m,l} \cos\left(\frac{2\pi k \tau_{m,l}}{K}\right) - \alpha_{m,l} \sin\left(\frac{2\pi k \tau_{m,l}}{K}\right) \right) \end{aligned} \quad (10)$$

其中 $\mu_{m,l} = \alpha_{m,l} + j\beta_{m,l}$ 和 $\tau_{m,l}$ 分別為第 m 個通道之第 l 條路徑的複數增益和延遲量。在不失一般性的假設下，假設通道延遲量可以被領航信號所估計，且通道延遲量在一個封包傳送時間內不改變。根據第(9)式與第(10)式，合併通道估計與資料偵測問題可表示最大相似性估計如下：

$$\langle \hat{X}_F, \hat{X}_S, \hat{M}_1, \hat{M}_2 \rangle = \arg \min_{\langle X_F, X_S, M_1, M_2 \rangle} \sum_{k \in \Theta} \left\{ \begin{aligned} &|R_1[k] - M_1[k]X_F[k] - M_2[k]X_S[k]|^2 \\ &+ |R_2[k] + M_1[k]X_S^*[k] - M_2[k]X_F^*[k]|^2 \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

其中 $\Theta = \{\Theta_0, \dots, \Theta_{|\Theta|-1}\}$ 為用於追蹤通道變化之資料子載波集合，其為 Q 的子集合。故第(11)式可改寫如下：

$$\langle \hat{X}_F, \hat{X}_S, \hat{M}_1, \hat{M}_2 \rangle = \arg \min_{\langle M_1, M_2 \rangle} \min_{\langle X_F, X_S \rangle} \sum_{k \in \Theta} \left\{ \begin{aligned} &|R_1[k] - M_1[k]X_F[k] - M_2[k]X_S[k]|^2 \\ &+ |R_2[k] + M_1[k]X_S^*[k] - M_2[k]X_F^*[k]|^2 \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

因此本發明可根據 Alamouti 的解碼演算法將第(12)式改寫如下：

$$\langle \hat{M}_1, \hat{M}_2 \rangle = \arg \min_{\langle M_1, M_2 \rangle} \sum_{k \in \Theta} \left\{ \begin{aligned} &|R_1[k] - M_1[k]\Phi(\chi_F[k]) - M_2[k]\Phi(\chi_S[k])|^2 \\ &+ |R_2[k] + M_1[k]\Phi^*(\chi_S[k]) - M_2[k]\Phi^*(\chi_F[k])|^2 \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

其中 $\chi_F[k]$ 和 $\chi_S[k]$ 為對應於 $X_F[k]$ 和 $X_S[k]$ 之決策統計量，其可以表示如下：

$$\begin{aligned} \chi_F[k] &= \chi_F^I[k] + j\chi_F^O[k] = M_1^*[k]R_1[k] + M_2[k]R_2^*[k] \\ \chi_S[k] &= \chi_S^I[k] + j\chi_S^O[k] = M_2^*[k]R_1[k] - M_1[k]R_2^*[k] \end{aligned} \quad (14)$$

而函數 $\Phi(\eta)$ 為一般的二位元偵測器，若 η 為一實數，當 $\eta \geq 0$ 時， $\Phi(\eta) = +1$ ；當 $\eta < 0$ 時， $\Phi(\eta) = -1$ 。若 η 為一複數，則其實部與虛部可以分別被偵測。最後，將第(14)式中的實部與虛部分開，即可得到新的成本函數如下：

$$\hat{y} = \arg \min_y f(y) \quad (15)$$

其中 $f(y) = \sum_{k \in \Theta} \sum_{u=0}^3 \psi_{u,k}^2(y)$ 且

$y = \langle \alpha_{1,0}, \dots, \alpha_{1,(L_1-1)}, \alpha_{2,0}, \dots, \alpha_{2,(L_2-1)}, \beta_{1,0}, \dots, \beta_{1,(L_1-1)}, \beta_{2,0}, \dots, \beta_{2,(L_2-1)} \rangle$ 為通道狀態資訊向量，而

$$\psi_{0,k}(y) = R_1'[k] - M_1'[k]\Phi(\chi_F'[k]) + M_1^0[k]\Phi(\chi_F^0[k]) - M_2'[k]\Phi(\chi_S'[k]) + M_2^0[k]\Phi(\chi_S^0[k]) ;$$

$$\psi_{1,k}(y) = R_1^0[k] - M_1'[k]\Phi(\chi_F^0[k]) - M_1^0[k]\Phi(\chi_F'[k]) - M_2'[k]\Phi(\chi_S^0[k]) - M_2^0[k]\Phi(\chi_S'[k]) ;$$

$$\psi_{2,k}(y) = R_2'[k] + M_1'[k]\Phi(\chi_S'[k]) + M_1^0[k]\Phi(\chi_S^0[k]) - M_2'[k]\Phi(\chi_F'[k]) - M_2^0[k]\Phi(\chi_F^0[k]) ;$$

$$\psi_{3,k}(y) = R_2^0[k] - M_1'[k]\Phi(\chi_S^0[k]) + M_1^0[k]\Phi(\chi_S'[k]) + M_2'[k]\Phi(\chi_F^0[k]) - M_2^0[k]\Phi(\chi_F'[k]) .$$

本發明利用牛頓法 (Newton's method) 來找第 (15) 式的極值點，故半盲蔽式 (semi-blind) 通道估計法的遞迴公式可如下式表示：

$$y^{(i,v)} = y^{(i,v-1)} - g^{(i,v)} \quad (16)$$

其中， $g^{(i,v)}$ 為一個搜尋方向向量，可以表示為 $g^{(i,v)} = \left(\mathbf{F}(y^{(i,v-1)}) + \lambda \mathbf{I}_{2(L_1+L_2)} \right)^{-1} \nabla f(y^{(i,v-1)})$ ；而 v 是遞迴索引且 $v=1, \dots, V$ ； V 為最大遞迴次數； λ 為常數且 $\lambda \geq 0$ ； $\mathbf{I}_N$ 為 $N \times N$ 單位矩陣； $\mathbf{F}(y)$ 和 $\nabla f(y)$ 分別是 $f(y)$ 的漢森 (Hessian) 矩陣和梯度 (gradient) 向量。故可以計算漢森矩陣如下：

$$(F(y))_{i,j} = \frac{\partial^2 f(y)}{\partial y_i \partial y_j} = 2 \sum_{k \in \Theta} \sum_{u=0}^3 \left(\frac{\partial \psi_{u,k}(y)}{\partial y_i} \frac{\partial \psi_{u,k}(y)}{\partial y_j} + \psi_{u,k}(y) \frac{\partial^2 \psi_{u,k}(y)}{\partial y_i \partial y_j} \right) \approx 2 \sum_{k \in \Theta} \sum_{u=0}^3 \frac{\partial \psi_{u,k}(y)}{\partial y_i} \frac{\partial \psi_{u,k}(y)}{\partial y_j} \quad (17)$$

假設 $\chi_F[k]=0$ (或 $\chi_S[k]=0$) 的發生機率為零，則部分微分 $\partial \psi_{u,k}(y)/\partial y_l$ ， $0 \leq l \leq L_1-1$ ，可以計算如下：

$$\frac{\partial \psi_{0,k}(y)}{\partial y_l} = \frac{\partial \psi_{0,k}(y)}{\partial \alpha_{1,l}} = -\cos\left(\frac{2\pi k \tau_{1,l}}{K}\right) \Phi(\chi_F'[k]) - \sin\left(\frac{2\pi k \tau_{1,l}}{K}\right) \Phi(\chi_F^0[k]) \quad (18)$$

$$\frac{\partial \psi_{1,k}(y)}{\partial y_l} = \frac{\partial \psi_{1,k}(y)}{\partial \alpha_{1,l}} = -\cos\left(\frac{2\pi k \tau_{1,l}}{K}\right) \Phi(\chi_F^o[k]) + \sin\left(\frac{2\pi k \tau_{1,l}}{K}\right) \Phi(\chi_F^i[k]) \quad (19)$$

$$\frac{\partial \psi_{2,k}(y)}{\partial y_l} = \frac{\partial \psi_{2,k}(y)}{\partial \alpha_{1,l}} = \cos\left(\frac{2\pi k \tau_{1,l}}{K}\right) \Phi(\chi_S^i[k]) - \sin\left(\frac{2\pi k \tau_{1,l}}{K}\right) \Phi(\chi_S^o[k]) \quad (20)$$

$$\frac{\partial \psi_{3,k}(y)}{\partial y_l} = \frac{\partial \psi_{3,k}(y)}{\partial \alpha_{1,l}} = -\cos\left(\frac{2\pi k \tau_{1,l}}{K}\right) \Phi(\chi_S^o[k]) - \sin\left(\frac{2\pi k \tau_{1,l}}{K}\right) \Phi(\chi_S^i[k]) \quad (21)$$

其中部分微分 $\partial \psi_{u,k}(y)/\partial y_{l_1+l}$, $0 \leq l \leq L_2-1$, 可以計算如下 :

$$\frac{\partial \psi_{0,k}(y)}{\partial y_{l_1+l}} = \frac{\partial \psi_{0,k}(y)}{\partial \alpha_{2,l}} = -\cos\left(\frac{2\pi k \tau_{2,l}}{K}\right) \Phi(\chi_S^i[k]) - \sin\left(\frac{2\pi k \tau_{2,l}}{K}\right) \Phi(\chi_F^o[k]) \quad (22)$$

$$\frac{\partial \psi_{1,k}(y)}{\partial y_{l_1+l}} = \frac{\partial \psi_{1,k}(y)}{\partial \alpha_{2,l}} = -\cos\left(\frac{2\pi k \tau_{2,l}}{K}\right) \Phi(\chi_S^o[k]) + \sin\left(\frac{2\pi k \tau_{2,l}}{K}\right) \Phi(\chi_S^i[k]) \quad (23)$$

$$\frac{\partial \psi_{2,k}(y)}{\partial y_{l_1+l}} = \frac{\partial \psi_{2,k}(y)}{\partial \alpha_{2,l}} = -\cos\left(\frac{2\pi k \tau_{2,l}}{K}\right) \Phi(\chi_F^i[k]) + \sin\left(\frac{2\pi k \tau_{2,l}}{K}\right) \Phi(\chi_F^o[k]) \quad (24)$$

$$\frac{\partial \psi_{3,k}(y)}{\partial y_{l_1+l}} = \frac{\partial \psi_{3,k}(y)}{\partial \alpha_{2,l}} = \cos\left(\frac{2\pi k \tau_{2,l}}{K}\right) \Phi(\chi_F^o[k]) + \sin\left(\frac{2\pi k \tau_{2,l}}{K}\right) \Phi(\chi_F^i[k]) \quad (25)$$

部分微分 $\partial \psi_{u,k}(y)/\partial y_{l_1+L_2+l}$, $0 \leq l \leq L_1-1$, 可以計算如下 :

$$\frac{\partial \psi_{0,k}(y)}{\partial y_{l_1+L_2+l}} = \frac{\partial \psi_{0,k}(y)}{\partial \beta_{1,l}} = -\sin\left(\frac{2\pi k \tau_{1,l}}{K}\right) \Phi(\chi_F^i[k]) + \cos\left(\frac{2\pi k \tau_{1,l}}{K}\right) \Phi(\chi_F^o[k]) \quad (26)$$

$$\frac{\partial \psi_{1,k}(y)}{\partial y_{l_1+L_2+l}} = \frac{\partial \psi_{1,k}(y)}{\partial \beta_{1,l}} = -\sin\left(\frac{2\pi k \tau_{1,l}}{K}\right) \Phi(\chi_F^o[k]) - \cos\left(\frac{2\pi k \tau_{1,l}}{K}\right) \Phi(\chi_F^i[k]) \quad (27)$$

$$\frac{\partial \psi_{2,k}(y)}{\partial y_{l_1+L_2+l}} = \frac{\partial \psi_{2,k}(y)}{\partial \beta_{1,l}} = \sin\left(\frac{2\pi k \tau_{1,l}}{K}\right) \Phi(\chi_S^i[k]) + \cos\left(\frac{2\pi k \tau_{1,l}}{K}\right) \Phi(\chi_S^o[k]) \quad (28)$$

$$\frac{\partial \psi_{3,k}(y)}{\partial y_{L_1+L_2+l}} = \frac{\partial \psi_{3,k}(y)}{\partial \beta_{1,l}} = -\sin\left(\frac{2\pi k \tau_{1,l}}{K}\right) \Phi(\chi_s^o[k]) + \cos\left(\frac{2\pi k \tau_{1,l}}{K}\right) \Phi(\chi_s^l[k]) \quad (29)$$

其中部分微分 $\partial \psi_{u,k}(y)/\partial y_{2L_1+L_2+l}$, $0 \leq l \leq L_2-1$, 可以計算如下 :

$$\frac{\partial \psi_{0,k}(y)}{\partial y_{2L_1+L_2+l}} = \frac{\partial \psi_{0,k}(y)}{\partial \beta_{2,l}} = -\sin\left(\frac{2\pi k \tau_{2,l}}{K}\right) \Phi(\chi_s^l[k]) + \cos\left(\frac{2\pi k \tau_{2,l}}{K}\right) \Phi(\chi_s^o[k]) \quad (30)$$

$$\frac{\partial \psi_{1,k}(y)}{\partial y_{2L_1+L_2+l}} = \frac{\partial \psi_{1,k}(y)}{\partial \beta_{2,l}} = -\sin\left(\frac{2\pi k \tau_{2,l}}{K}\right) \Phi(\chi_s^o[k]) - \cos\left(\frac{2\pi k \tau_{2,l}}{K}\right) \Phi(\chi_s^l[k]) \quad (31)$$

$$\frac{\partial \psi_{2,k}(y)}{\partial y_{2L_1+L_2+l}} = \frac{\partial \psi_{2,k}(y)}{\partial \beta_{2,l}} = -\sin\left(\frac{2\pi k \tau_{2,l}}{K}\right) \Phi(\chi_F^l[k]) - \cos\left(\frac{2\pi k \tau_{2,l}}{K}\right) \Phi(\chi_F^o[k]) \quad (32)$$

$$\frac{\partial \psi_{3,k}(y)}{\partial y_{2L_1+L_2+l}} = \frac{\partial \psi_{3,k}(y)}{\partial \beta_{2,l}} = \sin\left(\frac{2\pi k \tau_{2,l}}{K}\right) \Phi(\chi_F^o[k]) - \cos\left(\frac{2\pi k \tau_{2,l}}{K}\right) \Phi(\chi_F^l[k]) \quad (33)$$

此外，漢森矩陣可以計算如下：

$$\begin{aligned} (F(y))_{i,j} &= (F)_{i,j} = \frac{\partial^2 f(y)}{\partial y_i \partial y_j} = 2 \sum_{k \in \Theta} \sum_{u=0}^3 \left(\frac{\partial \psi_{u,k}(y)}{\partial y_i} \frac{\partial \psi_{u,k}(y)}{\partial y_j} + \psi_{u,k}(y) \frac{\partial^2 \psi_{u,k}(y)}{\partial y_i \partial y_j} \right) \\ &\approx 2 \sum_{k \in \Theta} \sum_{u=0}^3 \frac{\partial \psi_{u,k}(y)}{\partial y_i} \frac{\partial \psi_{u,k}(y)}{\partial y_j} = \begin{cases} 8 \sum_{k \in \Theta} \cos(2\pi k (\tau_{a(i),b(i)} - \tau_{a(j),b(j)}) / K), \\ \text{for } (\kappa + \kappa')L_1 + \kappa L_2 \leq i, j \leq (\kappa + 1)L_1 + (\kappa + \kappa')L_2 - 1 \\ \quad , \text{where } \kappa, \kappa' = 0 \text{ or } 1 \\ 0, \text{ otherwise} \end{cases} \end{aligned} \quad (34)$$

其中， $a(i) = U((i)_{L_1+L_2} - L_1) + 1$; $b(i) = (i)_{L_1+L_2} - (a(i)-1)L_1$; $U(\square)$ 為 Heaviside unit step 函數 ; $((\square))_N$ 為模 N 算術運算。

參照第 2 圖所示，其為本發明半盲蔽式通道估計方法之遞迴演算法，茲將此演算法分成 6 個步驟說明之：

步驟 1(前置步驟 21)：將接收信號經過正交分頻多工解調器後可得兩連續正交符元時間之互補碼領航前置符元

之頻域信號 $\bar{R}_1[k]$ 和 $\bar{R}_2[k]$ 以及第 i 個時序之兩個連續正交分頻多工資料符元 $R_1^{(i)}[k]$ 和 $R_2^{(i)}[k]$ 。

步驟 2：在初始階段，設定在行動無線環境中之預定通道路徑數目 N_p ，利用互補碼領航前置符元來估計通道脈衝響應，並利用此估計之通道脈衝響應來計算路徑選取集合 S_m 。

步驟 3：根據路徑選取集合 S_m ，來決定所選取之路徑數目 L_m 及所選取之路徑的延遲量 $\tau_{m,l}$ ，並計算初始通道狀態資訊向量 $y^{(1,0)}$ 以及計算漢森矩陣 F 。

其中本發明之初始步驟 22 包含步驟 2 與步驟 3。

步驟 4：在追蹤階段，首先設定遞迴索引初始值 v 為 1，以及設定最大遞迴次數為 V 。

步驟 5：計算搜尋方向向量 $g^{(i,v)} = (F + \lambda I_{2(L_1+L_2)})^{-1} \nabla f(y^{(i,v-1)})$ 並更新通道狀態資訊向量 $y^{(i,v)} = y^{(i,v-1)} - g^{(i,v)}$ 。將遞迴索引值加 1，若遞迴索引值 v 小於或等於 V ，則重覆步驟 5。

步驟 6：將此時序所估計之通道狀態資訊做為下一時序通道狀態資訊之初始值，即 $y^{(i+1,0)} = y^{(i,V)}$ 。

其中本發明之追蹤步驟 23 包含步驟 4 至步驟 6。

在初始階段，可以使用一般的通道脈衝響應估計方法來決定第 (10) 式中的參數 L_m 和 $\tau_{m,l}$ 與初始式第 (16) 式的通道估計。本發明以互補碼領航信號為例來初始通道估計，其方法如下：（在此舉一可行實例，但本發明之通道初始方法並不限定於此方法）

$$\begin{aligned}\bar{h}_1[n] &= IDFT\{P_A^*[k]\bar{R}_1[k] + P_B[k]\bar{R}_2[k]\} \\ \bar{h}_2[n] &= IDFT\{-P_B^*[k]\bar{R}_1[k] + P_A[k]\bar{R}_2[k]\}\end{aligned}\quad (35)$$

其中， $\bar{R}_1[k]$ 和 $\bar{R}_2[k]$ 為二個連續正交分頻多工符元時間所接收到的互補碼領航信號； $IDFT\{\cdot\}$ 為 K 點之反離散傅立葉轉換； $P_A[k]$ 和 $P_B[k]$ 分別為一對互補碼信號 $\{A[n]\}$ 和 $\{B[n]\}$ 的頻域值。接著本發明定義一個路徑選取集合 $S_m = \{n: \text{在 } n \in \Omega \text{ 中, } |\bar{h}_m[n]| \text{ 為最大 } N_p \text{ 個值}\} \cap \{0, \dots, (G \cdot K) - 1\}$ ， N_p 為預定之可能路徑數目；參數 L_m 為所選取之路徑數目，其為 S_m 中的元素個數；而 $\tau_{m,l}$ 為所選取之路徑延遲量，其為 S_m 中的元素值，通道的初始值為 $y^{(1,0)} = \langle \rho_{1,l}, \rho_{2,l}, \rho_{1,q}, \rho_{2,q} \rangle$ ，其中 $\rho_{1,l} = \langle \bar{h}_1'[n]: n \in S_1 \rangle$ ； $\rho_{2,l} = \langle \bar{h}_2'[n]: n \in S_2 \rangle$ ； $\rho_{1,q} = \langle \bar{h}_1^q[n]: n \in S_1 \rangle$ ； $\rho_{2,q} = \langle \bar{h}_2^q[n]: n \in S_2 \rangle$ 。

在追蹤階段，於每個正交分頻多工符元時序中，我們可以連續執行第(16)式以得到新的通道估計，最後，此時序的通道估計值可以當做下一時序的通道估計初始值，即 $y^{(i+1,0)} = y^{(i,N)}$ 。

前述所提之半盲蔽式通道估計方法，會隨著傳送封包長度的增加而衰減，特別是在時域上嚴重的衰變環境下。故本發明之另一個較佳通道估計方法為以該半盲蔽式通道估計方法為基礎，而提出強健半盲蔽式(robust semi-blind)通道估計方法。參照第3圖所示，此方法係利用正交分頻多工符元內的稀疏領航子載波來計算第一次遞迴的搜尋方向向量，使得通道估計更為準確。其遞迴演算法步驟說明如下：

步驟1(前置步驟31)：將接收信號經過正交分頻多工解調器後可得兩連續正交符元時間之互補碼領航前置符元之頻域信號 $\bar{R}_1[k]$ 和 $\bar{R}_2[k]$ 以及第 i 個時序之兩個連續正交分頻

多工資料符元 $R_1^{(i)}[k]$ 和 $R_2^{(i)}[k]$ 。

步驟 2：在初始階段，設定在行動無線環境中之預定通道路徑數目 N_p ，利用互補碼領航前置符元來估計通道脈衝響應，並利用此估計之通道脈衝響應來計算路徑選取集合 S_m 。

步驟 3：根據路徑選取集合 S_m ，來決定所選取之路徑數目 L_m 及所選取之路徑的延遲量 $\tau_{m,l}$ ，並計算初始通道狀態資訊向量 $y^{(1,0)}$ 以及計算漢森矩陣 F 。

其中本發明之初始步驟 32 包含步驟 2 與步驟 3。

步驟 4：在追蹤階段，首先設定遞迴索引初始值 v 為 1，以及設定最大遞迴次數為 V 。

步驟 5：若遞迴索引值 v 為 1，則利用稀疏領航子載波計算通道狀態資訊 $\hat{H}_m[k]$ ，並計算一個利用稀疏領航子載波所求得之搜尋方向向量 Ψ ，再利用式 (39) 計算搜尋方向向量 $g^{(i,1)} = \mu\gamma\Psi^{(i)} + (1-\mu)(F + \lambda I_{2(L_1+L_2)})^{-1}\nabla f(y^{(i,0)})$ 。若遞迴索引值不等於 1，則計算搜尋方向向量 $g^{(i,v)} = (F + \lambda I_{2(L_1+L_2)})^{-1}\nabla f(y^{(i,v-1)})$ 。

步驟 6：更新通道狀態資訊向量 $y^{(i,v)} = y^{(i,v-1)} - g^{(i,v)}$ 。將遞迴索引值 v 加 1，若遞迴索引值 v 小於或等於 V ，則重覆步驟 5。

步驟 7：將此時序所估計之通道狀態資訊做為下一時序通道狀態資訊之初始值，即 $y^{(i+1,0)} = y^{(i,V)}$ 。

其中本發明之追蹤步驟 33 包含步驟 4 至步驟 7。

在第 i 個時序中，本發明利用領航子載波來估計第 m 個通道頻率響應 $\hat{H}_m[k]$ ， $k \in J$ 如下：

$$\begin{aligned}\hat{H}_1[k] &= (X_F[k]R_1[k] - X_S[k]R_2[k]) / (X_F^2[k] + X_S^2[k]) \\ \hat{H}_2[k] &= (X_S[k]R_1[k] - X_F[k]R_2[k]) / (X_F^2[k] + X_S^2[k])\end{aligned}\quad (36)$$

從第(10)式以及第(36)式，其可以定義一個最大相似性函數 $\hat{f}_m(\alpha_{m,0}, \dots, \alpha_{m,L_m-1}, \beta_{m,0}, \beta_{m,L_m-1})$ 如下表示：

$$\hat{f}_m(\alpha_{m,0}, \dots, \alpha_{m,L_m-1}, \beta_{m,0}, \beta_{m,L_m-1}) = \sum_{k \in J} \left[\left(\sum_{l=0}^{L_m-1} \left(\alpha_{m,l} \cos\left(\frac{2\pi k \tau_{m,l}}{K}\right) + \beta_{m,l} \sin\left(\frac{2\pi k \tau_{m,l}}{K}\right) \right) - \Re\{ \hat{H}_m[k] \} \right)^2 + \left(\sum_{l=0}^{L_m-1} \left(\beta_{m,l} \cos\left(\frac{2\pi k \tau_{m,l}}{K}\right) - \alpha_{m,l} \sin\left(\frac{2\pi k \tau_{m,l}}{K}\right) \right) - \Im\{ \hat{H}_m[k] \} \right)^2 \right] \quad (37)$$

所以函數 $\hat{f}_m(\alpha_{m,0}, \dots, \alpha_{m,L_m-1}, \beta_{m,0}, \beta_{m,L_m-1})$ 的部分微分，在 $y = y^{(i-1,v)}$ 時的值可以計算如下：

$$\zeta_m = 2 \cdot \begin{bmatrix} e^{\frac{j2\pi J_0 \tau_{m,0}}{K}} & \dots & e^{\frac{j2\pi J_{|J|-1} \tau_{m,0}}{K}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{\frac{j2\pi J_0 \tau_{m,L_m-1}}{K}} & \dots & e^{\frac{j2\pi J_{|J|-1} \tau_{m,L_m-1}}{K}} \end{bmatrix} \Gamma_m \quad (38)$$

其中 $\zeta_m = \left\langle \left(\frac{\partial \hat{f}_m}{\partial \alpha_{m,0}} + j \frac{\partial \hat{f}_m}{\partial \beta_{m,0}} \right), \dots, \left(\frac{\partial \hat{f}_m}{\partial \alpha_{m,L_m-1}} + j \frac{\partial \hat{f}_m}{\partial \beta_{m,L_m-1}} \right) \right\rangle$ 且 $\Gamma_m = \mathbf{M}_m^{(i-1)} - \hat{\mathbf{H}}_m$;
 $\hat{\mathbf{H}}_m = \langle \hat{H}_m[k] : k \in J \rangle$ 且 $\mathbf{M}_m^{(i-1)} = \langle M_m^{(i-1)}[k] : k \in J \rangle$ ，意即第 $i-1$ 個時序的最後遞迴之通道估計值。從式(38)，我們可以得到一個利用稀疏領航子載波所求得之搜尋方向向量 $\Psi = \langle \zeta_1^I, \zeta_2^I, \zeta_1^O, \zeta_2^O \rangle$ 。

本發明所提之強健半盲蔽式通道估計方法的遞迴演算法，與半盲蔽式通道估計方法的遞迴演算法不同的是，將第一次的遞迴搜尋方向（在第 i 個時序）修改成下式：

$$\mathbf{g}^{(i,1)} = \mu \gamma \Psi^{(i)} + (1 - \mu) (F + \lambda_{2(L_1+L_2)})^{-1} \nabla f(y^{(i,0)}) \quad (39)$$

$\gamma = \varepsilon \| (F + \lambda_{2(L_1+L_2)})^{-1} \nabla f(y^{(i,0)}) \| / \| \Psi^{(i)} \|$ 為一個步階 (step size) ; μ 為權重因子 (weighting factor)，其介於 $0 \leq \mu \leq 1$ 。步階 γ 可使得搜

尋方向 $\gamma\Psi^{(i)}$ 的向量長度和 $\|(F + \lambda I_{2(L_1+L_2)})^{-1} \nabla f(y^{(i,0)})\|$ 一樣大，並可再利用調整因子 (tuning factor) ε 來調整 $\gamma\Psi^{(i)}$ 的大小。故搜尋方向 $\gamma\Psi^{(i)}$ 將使得本發明之強健半盲蔽式通道估計方法向正確的方向收斂，特別是在通道變化大的環境下。

【實施方式】

在此，本發明使用電腦模擬二種通道環境來驗證所發明之通道估計方法，其分別為雙路徑衰減通道以及國際電信聯盟 (International Telecommunications Union, ITU) 所定義之 Veh.-B 六路徑衰減通道，並分別在車行速度為 120km/hr 以及 240km/hr 的條件下模擬，進而可比較出本發明在高車行速度及大通道延遲環境下之通道估計準確性。

而雙路徑衰減通道的路徑能量資訊為：0，0(dB)且其中模擬條件為：預設之可能路徑數目 $N_p=2$ ，一個封包中所含有的正交分頻多工資料符元數目 $D=800$ ，參數 $\lambda=10$ ，最大遞迴次數 $V=5$ ，調整因子 $\varepsilon=2$ 以及權重因子 $\mu=1$ 。此外，Veh.-B 六路徑衰減通道的路徑能量資訊為：-2.5，0，-12.8，-10，-25.2，-16 (dB)且其中模擬條件為：預設之可能路徑數目 $N_p=6$ ，一個封包中所含有的正交分頻多工資料符元數目 $D=800$ ，參數 $\lambda=10$ ，最大遞迴次數 $V=5$ ，調整因子 $\varepsilon=2$ ，權重因子 $\mu=1$ 。而用於追蹤通道變化之資料子載波集合 Θ 設定為 $\{Q_l : i = l \cdot 2^{S_D}, \text{ for } l = 0, 1, \dots, \lfloor (|Q|-1)/2^{S_D} \rfloor\}$ ，其中 S_D 為等於或大於 0 的整數，而 $\lfloor \cdot \rfloor$ 為 floor 函數。領航互補碼信號如同習知技術 [B8] 所述，一個正交分頻多工符元的領航子載波數目 $|J|$ 可以為 0、4 或 8。此外，其他相關系統模擬參數與條件可參

照第 8 圖所示。

請參照第 4 圖和第 5 圖之模擬結果，其可以發現當 $|J|=8$ 或 $|J|=4$ 、車行速度為 120 km/hr 以及在錯誤率為 10^{-3} 時，強健半盲蔽式通道估計方法在第 4 圖之雙路徑衰減通道及第 5 圖之 Veh.-B 六路徑衰減通道分別比理想通道估計在位元信號能量對雜訊功率頻譜密度比 ($\frac{E_b}{N_o}$) 之表現上只差 0.5 dB 和 0.7 dB 。

而當車行速度為 120 km/hr 且在錯誤率為 10^{-3} 時，半盲蔽式通道估計方法在第 4 圖之雙路徑衰減通道及第 5 圖之 Veh.-B 六路徑衰減通道下，分別比強健半盲蔽式通道估計方法在位元信號能量對雜訊功率頻譜密度比之表現上差 2.2 dB 和 0.5 dB 。

此外，再參照第 6 圖所示，其為半盲蔽式通道估計與強健半盲蔽式通道估計在雙路徑衰變通道下之位元錯誤率，當車行速度為 240 km/hr 且錯誤率為 10^{-3} 時，可看出強健半盲蔽式通道估計方法在雙路徑衰減通道下比理想通道估計在位元信號能量對雜訊功率頻譜密度比之表現上差 2 dB 。

另參照第 7 圖所示，其為半盲蔽式通道估計與強健半盲蔽式通道估計在 Veh.-B 六路徑衰變通道下之位元錯誤率，當車行速度為 240 km/hr 且錯誤率為 10^{-3} 時，領航子載波數目為 $|J|=4$ 的情形所需的位元信號能量對雜訊功率頻譜密度比較領航子載波數目為 $|J|=8$ 的情形所需的位元信號能量對雜訊功率頻譜密度比高 0.5 dB 。

最後，由模擬結果中可以觀察到本發明之強健半盲蔽式通道估計方法在高車行速度(如 240km/hr)下，相較於半盲蔽式通道估計方法而言，其具有良好的系統效能表現。

惟以上所述者，僅為本發明之較佳實施例，當無法據此限定本發明之實施範圍，而所屬技術領域中具有通常知識者依據本發明申請專利範圍及發明說明書內容所作之修飾與變化，皆應屬於本發明專利涵蓋之範圍。

【圖式簡單說明】

第 1a 圖為正交分頻多工系統。

第 1b 圖為正交分頻多工系統傳送的封包格式。

第 1c 圖為空時編碼/正交分頻多工系統。

第 1d 圖為空時編碼/正交分頻多工系統傳送封包格式。

第 2 圖為半盲蔽式通道估計方法的遞迴演算法。

第 3 圖為一強健半盲蔽式通道估計方法的遞迴演算法。

第 4 圖為半盲蔽式通道估計與強健半盲蔽式通道估計在雙路徑衰變通道且車行速度為 120km/hr 下之位元錯誤率。

第 5 圖係為半盲蔽式通道估計與強健半盲蔽式通道估計在 Veh.-B 六路徑衰變通道且車行速度為 120km/hr 下之位元錯誤率。

第 6 圖為半盲蔽式通道估計與強健半盲蔽式通道估計在雙路徑衰變通道且車行速度為 240km/hr 下之位元錯誤率。

第 7 圖係為半盲蔽式通道估計與強健半盲蔽式通道估計在 Veh.-B 六路徑衰變通道且車行速度為 240km/hr 之情況下之位元錯誤率模擬結果。

第 8 圖為本發明系統模擬時之相關參數。

【主要元件符號說明】

1	空時方塊碼編碼器
2、11	正交分頻多工調變器
3、12	正交分頻多工解調器
4	互補碼領航前置符元
5、14	正交分頻多工資料符元
13	領航前置符元
21、31	前置步驟
22、32	初始步驟
23、33	追蹤步驟

十、申請專利範圍：

1. 一種用於空時編碼 / 正交分頻多工系統中合併通道估計與資料偵測之方法，其包含下列步驟：
 - 一前置步驟，將接收信號經過正交分頻多工解調器後，取得兩連續正交符元時間之互補碼領航前置符元之頻域信號 $\bar{R}_1[k]$ 和 $\bar{R}_2[k]$ 與第 i 個時序之兩個連續正交分頻多工資料符元 $R_1^{(i)}[k]$ 和 $R_2^{(i)}[k]$;
 - 一初始步驟，設定預定通道路徑數目 N_p ，利用互補碼領航前置符元估計通道脈衝響應，並利用此估計之通道脈衝響應來計算路徑選取集合 S_m ，且依該集合來決定所選取之路徑數目 L_m 及所選取之路徑延遲量 $\tau_{m,l}$ ，並計算初始通道狀態資訊向量 $y^{(1,0)}$ 與漢森矩陣 F ；以及
 - 一追蹤步驟，先設定遞迴索引初始值 v 為 1 並設定最大遞迴次數為 V ，再計算搜尋方向向量並更新通道狀態資訊向量 $y^{(i,v)} = y^{(i,v-1)} - g^{(i,v)}$ ，將遞迴索引值加 1，若遞迴索引值 v 小於或等於 V ，則重新搜尋方向向量及更新通道狀態資訊向量，最後將此時序所估計之通道狀態資訊做為下一時序通道狀態資訊之初始值，即 $y^{(i+1,0)} = y^{(i,V)}$ 。
2. 如申請專利範圍第 1 項之方法，其中該搜尋方向向量為 $g^{(i,v)} = (F + \lambda I_{2(L_1+L_2)})^{-1} \nabla f(y^{(i,v-1)})$ 。
3. 如申請專利範圍第 1 項之方法，其中該追蹤步驟係使用牛頓法來求出成本函數的極值點。
4. 如申請專利範圍第 1 項之方法，其中該追蹤步驟於每個正交分頻多工符元時序中可利用連續執行 $y^{(i,v)} = y^{(i,v-1)} - g^{(i,v)}$

以得到新的通道估計，其中 $g^{(i,v)}$ 為一個搜尋方向向量。

5. 一種用於空時編碼/正交分頻多工系統中合併通道估計與資料偵測之方法，其包含下列步驟：

一前置步驟，將接收信號經過正交分頻多工解調器後，取得兩連續正交符元時間之互補碼領航前置符元之頻域信號 $\bar{R}_1[k]$ 和 $\bar{R}_2[k]$ 與第 i 個時序之兩個連續正交分頻多工資料符元 $R_1^{(i)}[k]$ 和 $R_2^{(i)}[k]$;

一初始步驟，設定預定通道路徑數目 N_p ，利用互補碼領航前置符元估計通道脈衝響應，並利用此估計之通道脈衝響應來計算路徑選取集合 S_m ，且依該集合來決定所選取之路徑數目 L_m 及所選取之路徑延遲量 $\tau_{m,l}$ ，並計算初始通道狀態資訊向量 $y^{(i,0)}$ 與漢森(Hessian)矩陣 F ；以及

一追蹤步驟，先設定遞迴索引初始值 v 為 1 並設定最大遞迴次數為 V ，若遞迴索引值 v 為 1，則利用稀疏領航子載波計算通狀態資訊 $\hat{H}_m[k]$ ，並利用稀疏領航子載波求得搜尋方向向量 Ψ ，並計算出搜尋方向向量 $g^{(i,1)} = \mu \gamma \Psi^{(i)} + (1 - \mu)(F + \lambda I_{2(L_1+L_2)})^{-1} \nabla f(y^{(i,0)})$ ，若遞迴索引值不等於 1 時，則計算搜尋方向向量 $g^{(i,v)} = (F + \lambda I_{2(L_1+L_2)})^{-1} \nabla f(y^{(i,v-1)})$ ，接著更新通道狀態資訊向量 $y^{(i,v)} = y^{(i,v-1)} - g^{(i,v)}$ ，然後遞迴索引值 v 加 1，若遞迴索引值 v 小於或等於 V 時，則重新求搜尋方向向量，最後將此時序所估計之通道狀態資訊做為下一時序通道狀態資訊之初始值，即 $y^{(i+1,0)} = y^{(i,V)}$ 。

6. 如申請專利範圍第 5 項之方法，其中該追蹤步驟之頻域

響應係以數個複數弦波合成。

7. 如申請如申請專利範圍第 5 項之方法，其中該追蹤步驟之通道估計係使用牛頓法及資料子載波來達到合併通道估計及資料偵測之最佳化。
8. 如申請專利範圍第 5 項之方法，其中該追蹤步驟中之搜尋方向向量係利用稀疏領航子載波所形成之最大相似性函數之一階部分微分方向向量，來做為其追蹤通道變化方向之參考。
9. 如申請專利範圍第 5 項之方法，其中該追蹤步驟中之通道估計方法係利用正交分頻多工符元內的稀疏領航子載波來計算第一個遞迴的搜尋方向向量。
10. 一種用於正交分頻多工系統中合併通道估計與資料偵測之方法，其包含下列步驟：
 - 一前置步驟，將接收信號經過正交分頻多工解調器後，取得一正交符元時間之領航前置符元之頻域信號 $\bar{R}[k]$ 與第 i 個時序之正交分頻多工資料符元 $R^{(i)}[k]$;
 - 一初始步驟，設定預定通道路徑數目 N_p ，利用領航前置符元估計通道脈衝響應，並利用此估計之通道脈衝響應來計算路徑選取集合 S ，且依該集合來決定所選取之路徑數目 L 及所選取之路徑延遲量 τ_l ，並計算初始通道狀態資訊向量 $y^{(1,0)}$ 與漢森 (Hessian) 矩陣 F ；以及
 - 一追蹤步驟，先設定遞迴索引初始值 v 為 1 並設定最大遞迴次數為 V ，再計算搜尋方向向量並更新通道狀態資訊向量 $y^{(i,v)} = y^{(i,v-1)} - g^{(i,v)}$ ，將遞迴索引值加 1，若遞迴索引值

v 小於或等於 V ，則重新搜尋方向向量及更新通道狀態資訊向量，最後將此時序所估計之通道狀態資訊做為下一時序通道狀態資訊之初始值，即 $y^{(i+1,0)} = y^{(i,V)}$ 。

11. 如申請專利範圍第 10 項之方法，其中該搜尋方向向量為 $g^{(i,v)} = (F + \lambda I_{2L})^{-1} \nabla f(y^{(i,v-1)})$ 。

12. 如申請專利範圍第 10 項之方法，其中該追蹤步驟係使用牛頓法來求出成本函數的極值點。

13. 如申請專利範圍第 10 項之方法，其中該追蹤步驟於每個正交分頻多工符元時序中可利用連續執行 $y^{(i,v)} = y^{(i,v-1)} - g^{(i,v)}$ 以得到新的通道估計，其中 $g^{(i,v)}$ 為一個搜尋方向向量。

14. 一種用於正交分頻多工系統中合併通道估計與資料偵測之方法，其包含下列步驟：

一前置步驟，將接收信號經過正交分頻多工解調器後，取得一正交符元時間之互補碼領航前置符元之頻域信號 $\bar{R}[k]$ 與第 i 個時序之兩個連續正交分頻多工資料符元 $R^{(i)}[k]$ ；

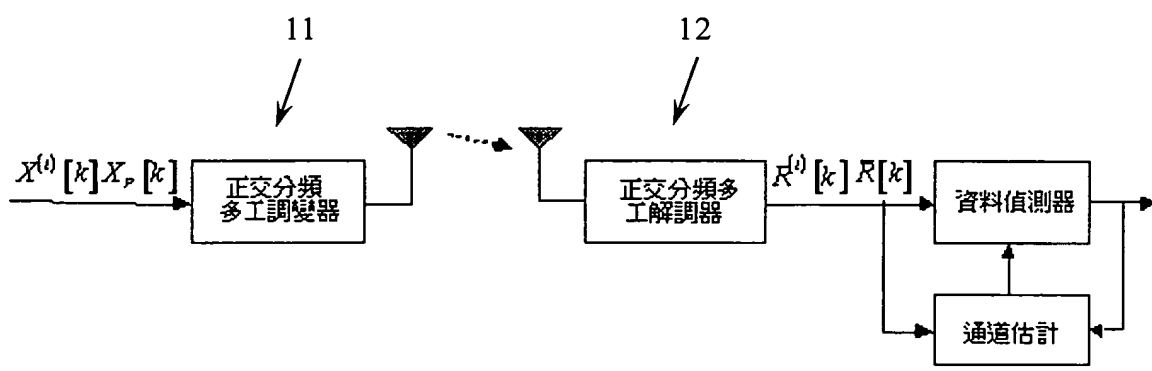
一初始步驟，設定預定通道路徑數目 N_p ，利用領航前置符元估計通道脈衝響應，並利用此估計之通道脈衝響應來計算路徑選取集合 S ，且依該集合來決定所選取之路徑數目 L 及所選取之路徑延遲量 τ_l ，並計算初始通道狀態資訊向量 $y^{(1,0)}$ 與漢森 (Hessian) 矩陣 F ；以及

一追蹤步驟，先設定遞迴索引初始值 v 為 1 並設定最大遞迴次數為 V ，若遞迴索引值 v 為 1，則利用稀疏領航子載波計算通狀態資訊 $\hat{H}[k]$ ，並利用稀疏領航子載波求得

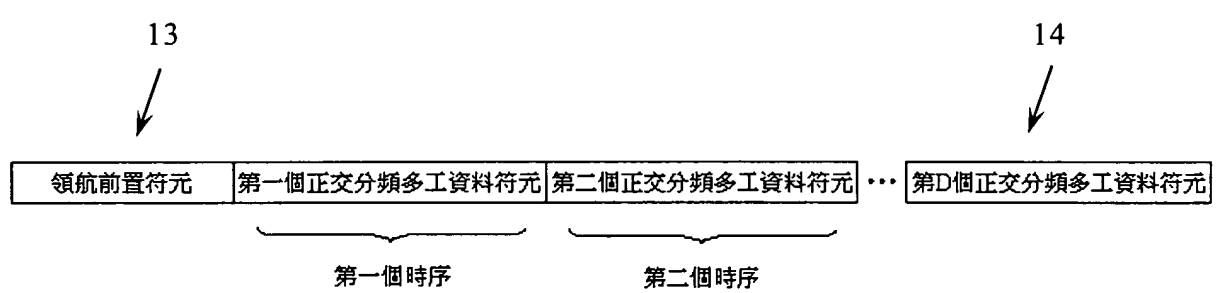
搜尋方向向量 Ψ ，並計算出搜尋方向向量 $g^{(i,1)} = \mu\gamma\Psi^{(i)} + (1-\mu)(F + \lambda I_{2L})^{-1}\nabla f(y^{(i,0)})$ ，若遞迴索引值不等於 1 時，則計算搜尋方向向量 $g^{(i,v)} = (F + \lambda I_{2L})^{-1}\nabla f(y^{(i,v-1)})$ ，接著更新通道狀態資訊向量 $y^{(i,v)} = y^{(i,v-1)} - g^{(i,v)}$ ，然後遞迴索引值 v 加 1，若遞迴索引值 v 小於或等於 V 時，則重新求搜尋方向向量，最後將此時序所估計之通道狀態資訊做為下一時序通道狀態資訊之初始值，即 $y^{(i+1,0)} = y^{(i,v)}$ 。

15. 如申請專利範圍第 14 項之方法，其中該追蹤步驟之頻域響應係以數個複數弦波合成。
16. 如申請如申請專利範圍第 14 項之方法，其中該追蹤步驟之通道估計係使用牛頓法及資料子載波來達到合併通道估計及資料偵測之最佳化。
17. 如申請專利範圍第 14 項之方法，其中該追蹤步驟中之搜尋方向向量係利用稀疏領航子載波所形成之最大可能性函數之一階部分微分方向向量，來做為其追蹤通道變化方向之參考。
18. 如申請專利範圍第 14 項之方法，其中該追蹤步驟中之通道估計方法係利用正交分頻多工符元內的稀疏領航子載波來計算第一個遞迴的搜尋方向向量。

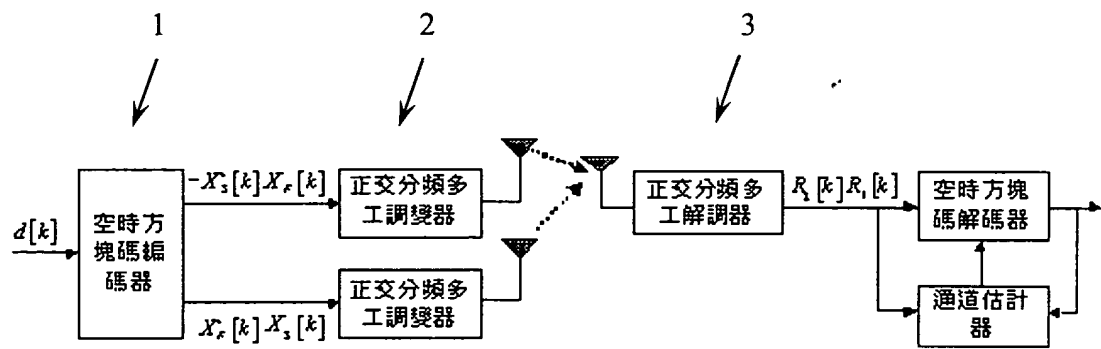
十一、圖式：



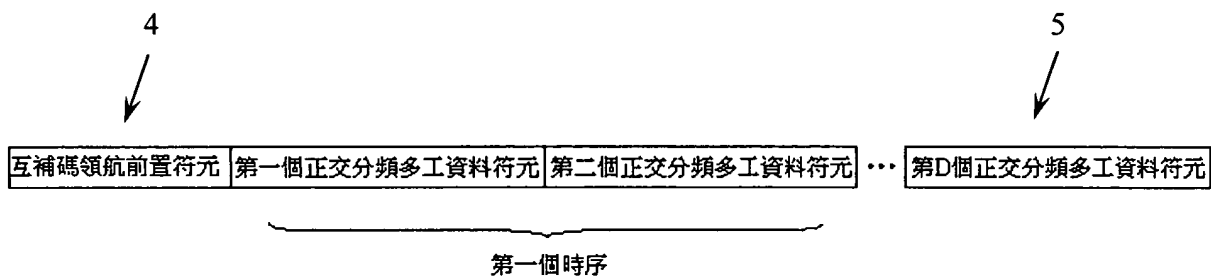
第 1a 圖



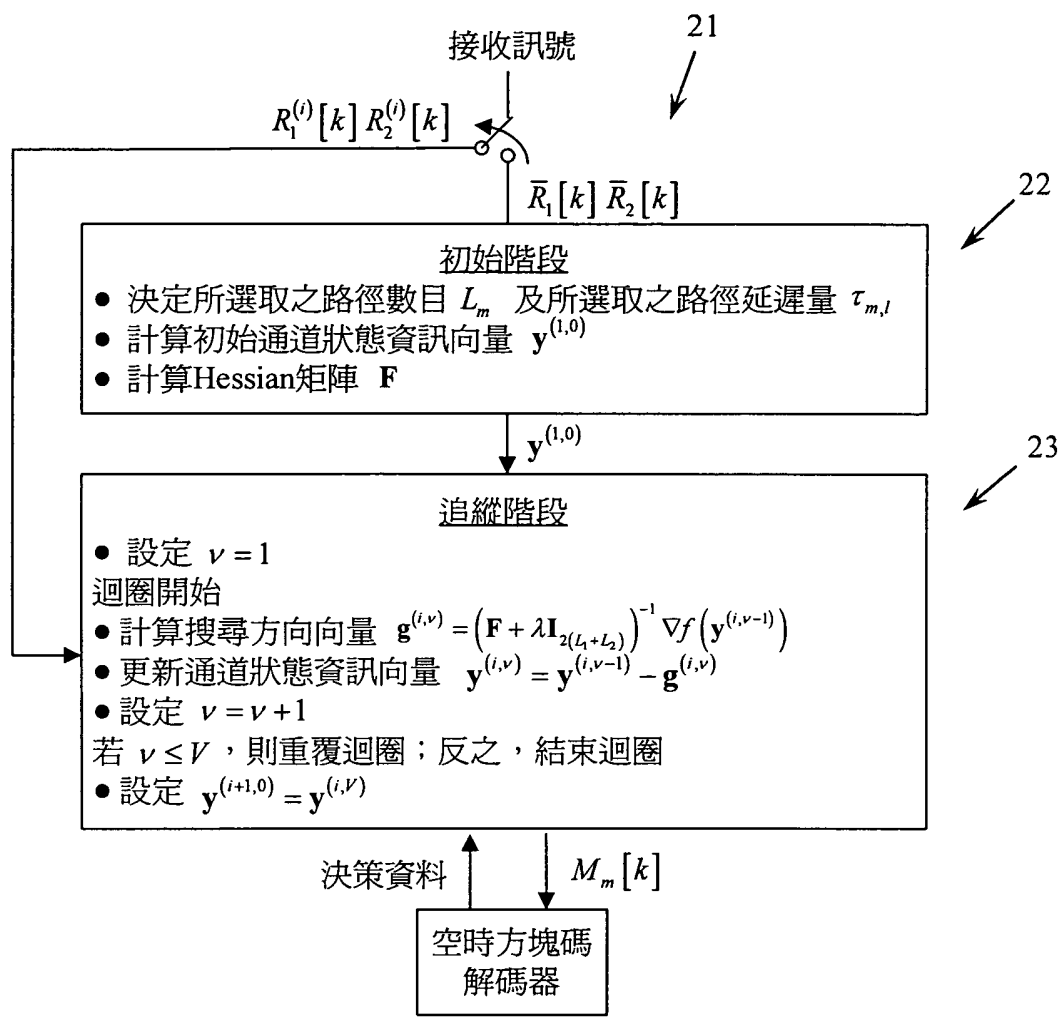
第 1b 圖



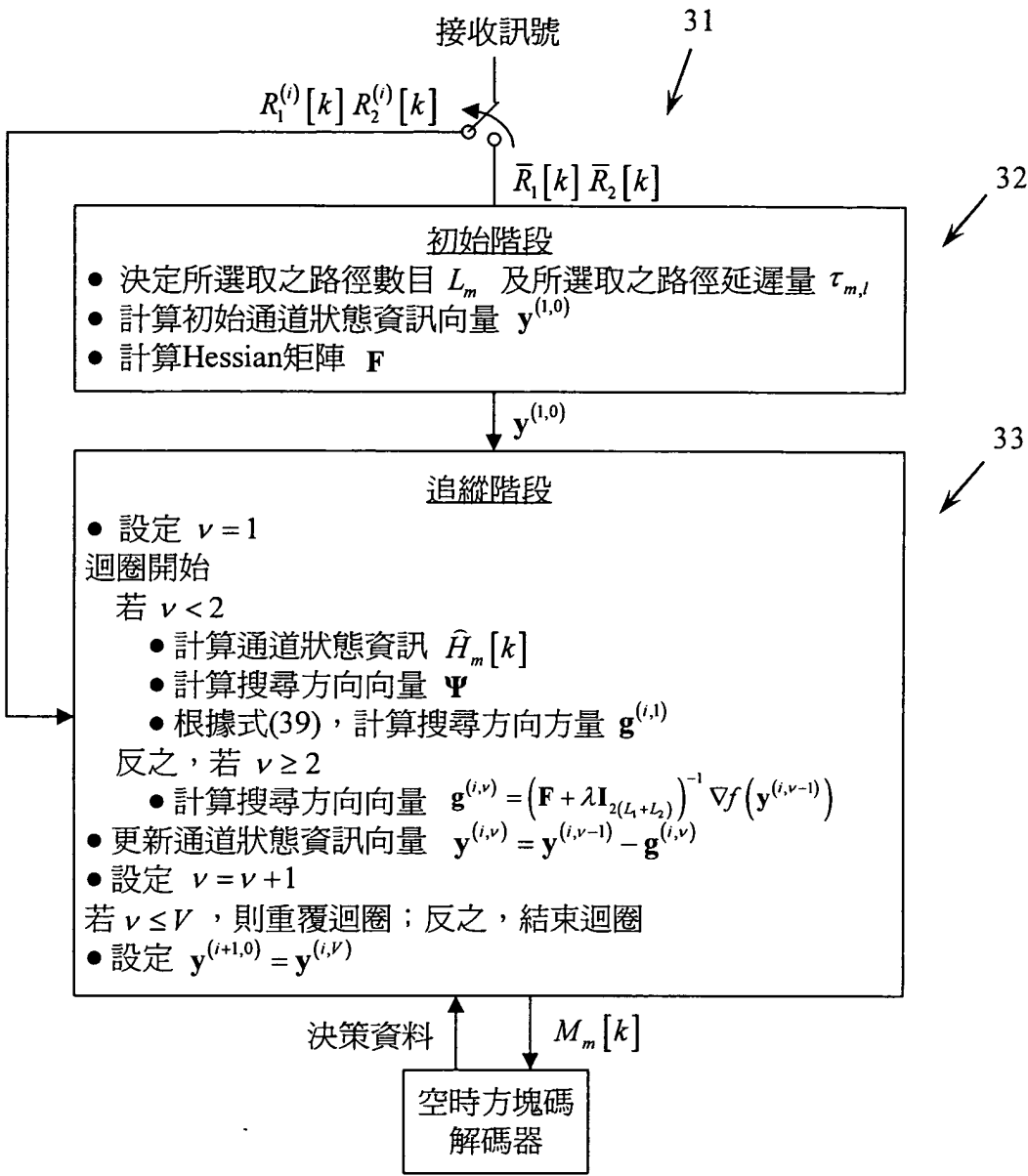
第 1c 圖



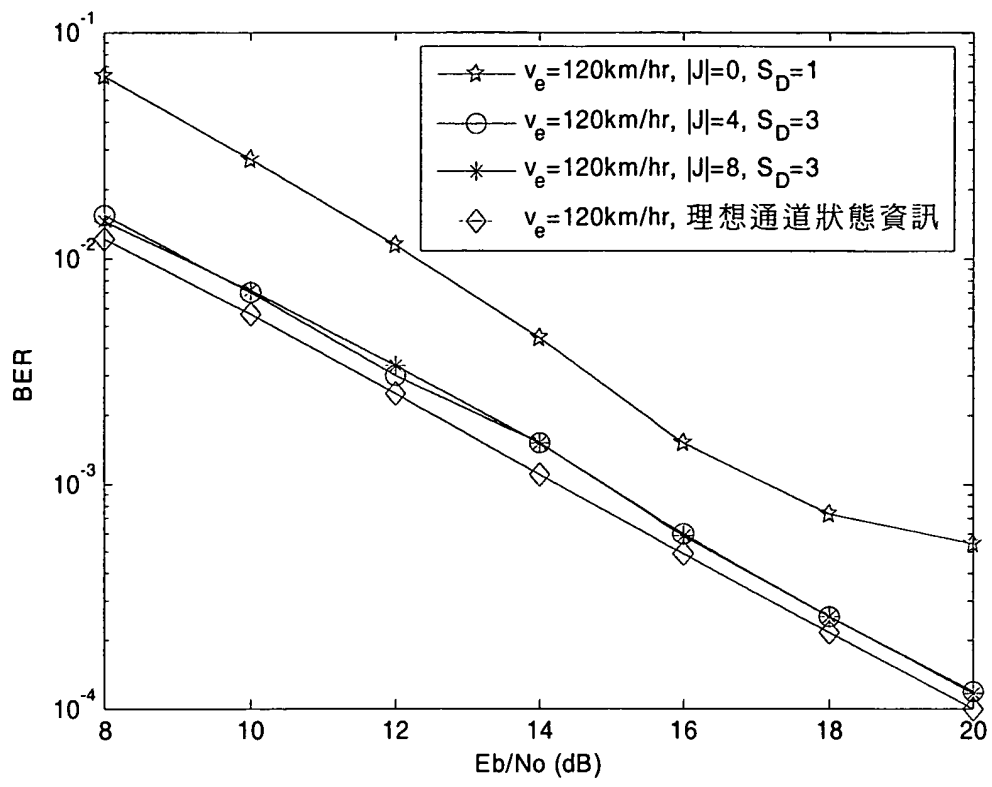
第 1d 圖



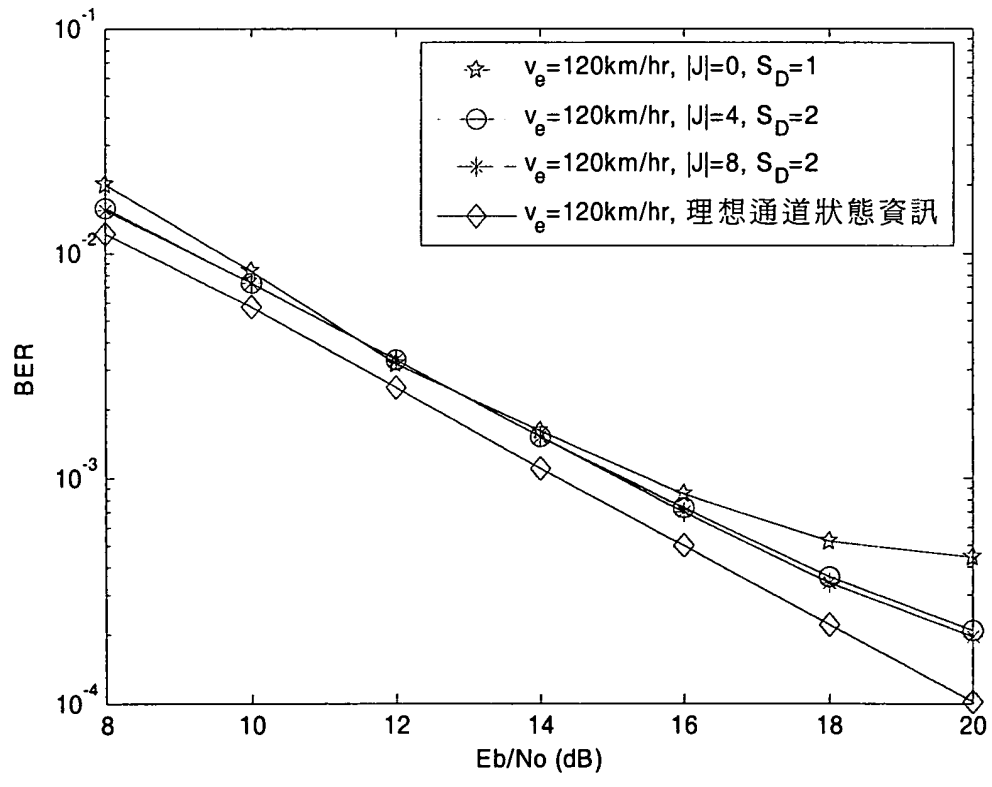
第 2 圖



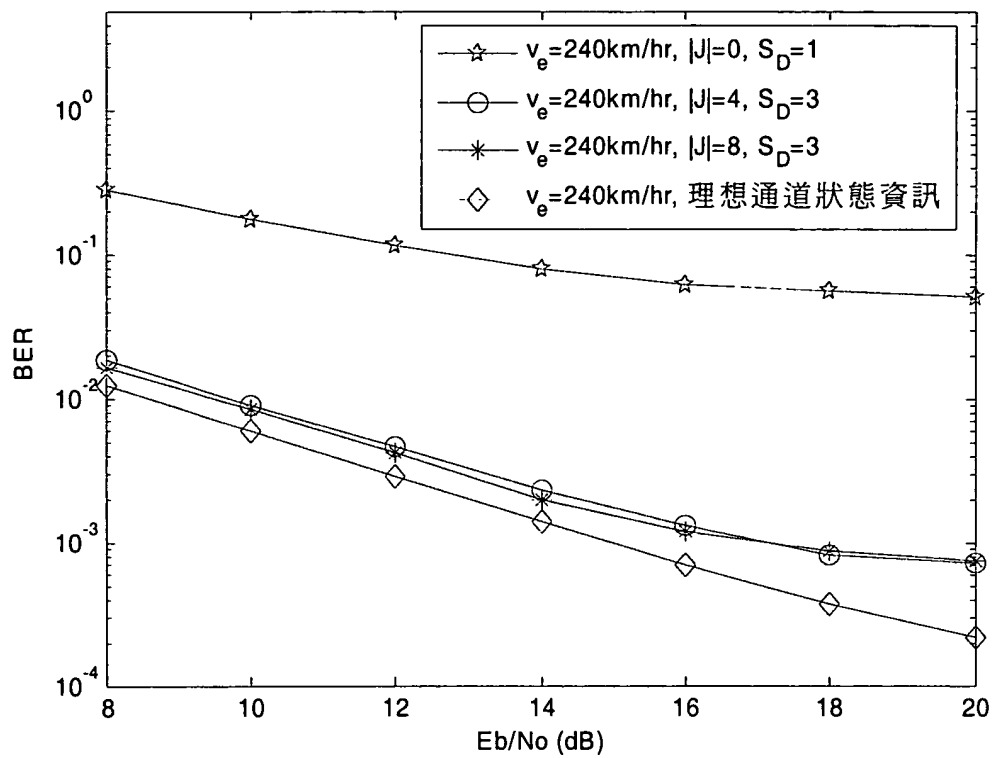
第 3 圖



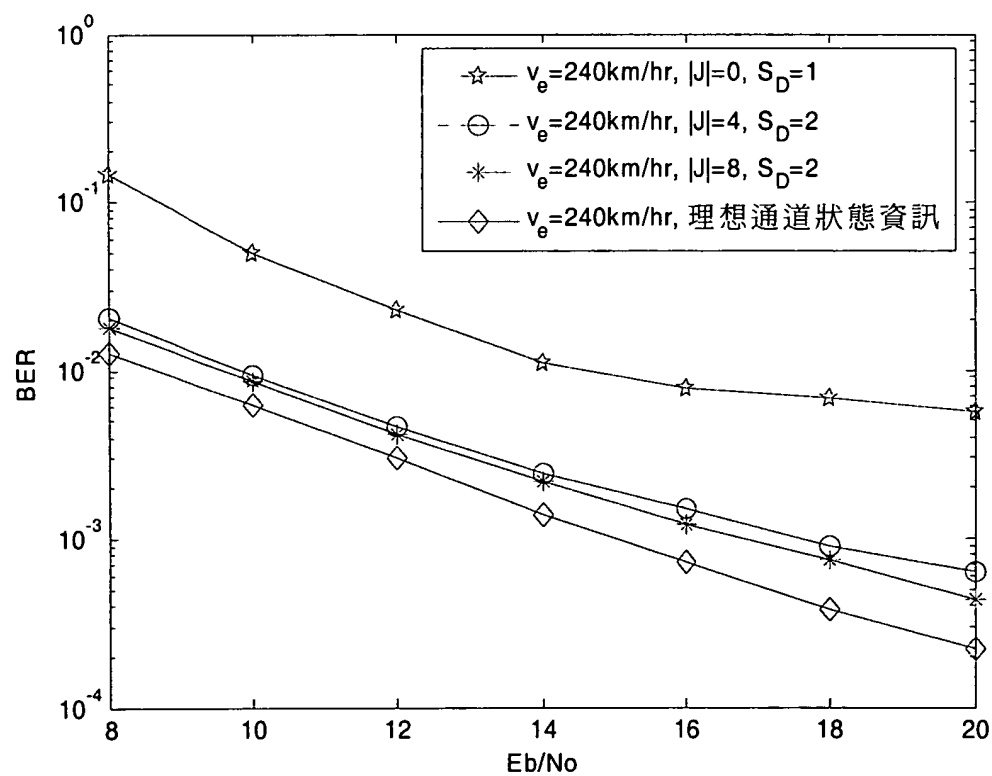
第 4 圖



第 5 圖



第 6 圖



第 7 圖

載波頻率	2 GHz
系統頻寬	5.12 MHz
總次載波數目 (K)	256
循環前置參數 (G)	1/4
互補碼領航信號與正交分頻多工資料信號之能量比	-3 dB
領航次載波與資料次載波能量比	-3 dB
車行速度 (v_e)	120 km/hr 或 240 km/hr
多路徑延遲範圍 (均勻分布)	0 μs ~12.11 μs
領航次載波集合 (J)	$ J = 0$ (半盲蔽式通道估計方法)
	$ J = 4$; J = {38,88,168,218}
	$ J = 8$; J = {13,38,63,88,168,193,218,243}

第 8 圖