

# 發明專利說明書

LP531-9

(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：94115211

※申請日期：94 5 11

※IPC 分類：H04J 13/02 (2006.01)

## 一、發明名稱：(中文/英文)

一種用於多輸入多輸出雙訊號模式上鏈 CDMA 系統之符元偵測方法  
A METHOD OF SYMBOL DETECTION FOR MIMO DUAL-SIGNALING UPLINK CDMA 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)

張俊彥/CHANG, CHUN-YEN

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 3 人)

姓名：(中文/英文)

1. 何從廉/HO, CHUNG-LIEN

2. 吳卓諭/WU, JWO-YUH

3. 李大嵩/LEE, TA-SUNG

國籍：(中文/英文)

1. ~ 3. 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：

本發明提供一種在頻率選擇式通道下用於廣泛式多輸出多輸入分碼多重接取系統之區塊 V-BLAST 偵測法則。其中每個用戶的資料流根據通道的特性，可以經由正交空-時區塊編碼以獲取傳送多樣或是經由空間多工以獲取高頻譜效益。對於此一考慮的雙模訊號系統，接收機可能會遭遇大量的資料處理。因此一種二階段群組式的 V-BLAST 偵測法則被提出以進一步降低運算複雜度。

## 六、英文發明摘要：

The invention provides a block V-BLAST detection algorithm for a general multi-input multi-output CDMA system over the frequency-selective channels, in which each user's data stream can be either orthogonal space-time block encoded for transmit diversity or spatially multiplexed for high spectral efficiency according to the channel conditions. For such the considered dual-signaling system, the receiver could suffer from the large dimension data processing. A two-stage group V-BLAST detection algorithm is thus proposed to further reduce the computational complexity.

**七、指定代表圖：**

(一)本案指定代表圖為：第 1 圖。

(二)本代表圖之元件符號簡單說明：

- 1 ... 解多工器
- 2 ... 空-時編碼器 (空-時編碼/空間多工)
- 3 ... 展頻碼
- 4 ... 解展頻器及多樣合併器(利用  $H_c$  進行線性合併)
- 5 ... 區塊式 V-BLAST 偵測器
- 6 ... 多工器
- M ... 行動台
- S ... 基地台
- TD ... 傳送之多用戶資料
- MD ... 多輸入多輸出通道 H
- DD ... 偵測之多用戶資料串

**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】

本發明係關於一種多輸入多輸出（MIMO）通訊系統。

### 【先前技術】

在先前的技術領域中，處理多輸入多輸出（MIMO）通訊系統的技術有：

(1) 在多輸入多輸出 (Multi-Input Multi-Output, MIMO) 系統中可個別利用空間多工以提升頻譜效益及改善鏈路品質。此技術可以直接應用於多用戶 (Multi-User, MU) 系統中，形成 MU-SM 系統或是 MU-STC 系統。然而不管在何種系統下，所有使用者的資料流必須以相同的傳輸模式進行傳輸而無法切換。這是相當缺乏彈性的作法，且在通用系統或是變化劇烈的通道環境下，系統將無法達到最佳的效能。如 (Spatial Multiplexing, SM) [G. D. Golden, G. J. Foschini, R. A. Valenzuela, and P. W. Wolniansky, "Detection algorithm and initial laboratory results using V-BLAST space-time communication structure," *Electronic Letters*, vol. 35, no. 1, pp. 14-161, Jan. 1999] 及空-時碼 (Space-Time Coding, STC) [V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space-time block codes from orthogonal designs," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 45, no. 7, pp. 1456-1467, July 1999] 所提出者。

(2) Naguib 2-Step 的方法（見 [A. F. Naguib, N.

Seshadri, and A. R. Calderbank, "Applications of space-time block codes and interference suppression for high capacity and high data rate wireless systems," *Proc. 32th Asilomar Conf. Signals, Systems, and Computers*, vol. 2, pp. 1803-1810, 1998]) 可以直接實現在 MU-STBC 的系統中。在此種機制下，其偵測架構可視為一種平行干擾消除 (Parallel Interference Cancellation, PIC) 方法隨後進行局部 (Local) 最大似然法則 (Maximum Likelihood, ML) 解碼。於處理程序中，此一方法在使用 PIC 偵測訊號的過程中無法獲得的循序增加的接收多樣增益 (Receive Diversity Gain)。此外，此種方法是基於最大似然法則之偵測尺度 (Metric) 來決定其最佳的偵測次序 (Order)，以達到較好的偵測效能，但卻需要相當大的運算量。

(3) 在 [V. Tarokh, A. Naguib, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Combined array processing and space-time coding," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 45, no. 4, pp. 1121-1128, May 1999] 中所提到的方法使用 BLAST 演算法接著進行最大似然法則來搜尋以偵測訊號。然而此演算法主要是基於空-時方格編碼 (Space-Time Trellis Codes, STTC) 的架構且在解碼時並沒有使用到字碼 (Codeword) 的代數結構。

(4) Stamoulis 的方法 [A. Stamoulis, N. Al-Dhahir, and A. R. Calderbank, "Further results on interference cancellation and space-time block codes," *Proc. 35th Asilomar Conf. Signals,*

*Systems, and Computers*, vol. 1, pp. 257-261, 2001]是透過正交空-時區塊編碼 (Orthogonal Space-Time Block Codes, O-STBCs) 的代數結構對訊號進行線性轉換以達到將訊號及干擾分離的目的。在 MU-STBC 系統中利用這樣的方式於每次遞迴處理程序中分離某一用戶的資料流。並於每個偵測階段裡，在進行每一次的干擾分離步驟後並沒有保留額外的自由度 (Degrees-of-freedom) 給下一次的偵測階段使用。如此將導致系統即使在有結合功率排序 (Power Ordering) 方法的情況下亦無法獲得循序增加的接收多樣增益。

#### 【發明內容】

爲了改善上述缺點，發明人等針對通用的 MIMO CDMA 系統提出區塊式 V-BLAST 偵測演算法。在此方法中，每個使用者的資料流可以針對通道狀況決定使用空-時編碼以獲得多樣增益，或是使用空間多工以增加頻譜效益。

基於通道矩陣結構的特性，發明人等提出一套高效能且低複雜度之偵測演算法。

(1) 在頻率選擇式衰減通道環境下，發明人等針對上鏈 CDMA 系統提出一套在行動終端具彈性切換傳輸訊號模式的 MIMO 收發機，如第 1 圖所示。

(2) 每個行動終端的傳送資料流可以使用空間多工 (V-BLAST, 貝爾實驗室次空-時技術) 提高傳輸速率，或是使用正交空-時區塊編碼 (O-STBC) 獲取多樣增益。

(3) 在基地台，將接收資料與通道矩陣進行線性合併並

透過 V-BLAST 演算法偵測來自不同行動終端的傳送符元。

(4) 在此一雙模訊號系統下，直接以傳統 V-BLAST 演算法用於接收端（基地台）將會面臨大維度的資料處理。然而透過巧妙運用 O-STBC 所擁有的代數結構，發明人等可以區塊方式實現 V-BLAST 演算法以降低其運算量。

(5) 利用嵌於通道矩陣的代數結構建構低複雜度遞迴式偵測器。發明人等將證明此演算法可免除每一次疊代時 V-BLAST 權數的計算。且在不需反矩陣運算的情況下直接由前次疊代資訊來獲得結果。

(6) 為了解決 STBC 訊號所造成的時間延遲效應，發明人等建議以二階段群組式 V-BLAST 偵測演算法應用在此類雙模訊號系統中，並以此來降低運算量。

(7) 發明人等所提出具雙模訊號彈性切換之 MIMO 收發機可應用在後三代高速上鏈之通訊系統中。

### 【實施方式】

謹就各個層面解說本發明的一種實施方式，其中有：

#### 一、系統模型

系統描述及基本假設

考慮頻率選擇式多路徑衰減通道之 MIMO CDMA 上鏈系統，如第 1 圖所示，每個使用終端（共  $Q$  個）都配置  $N$  個傳送天線。第  $q$  個使用者的資料流  $s_q(k)$ ， $1 \leq q \leq Q$  可以使用空間多工 (SM)，或是使用正交空-時區塊編碼 (STBC) 進行傳輸。假設  $S_D$  及  $S_M$  分別代表 STBC 及 SM 使用終端之集合，且  $Q_D := |S_D|$  以及  $Q_M := |S_M|$  分別表示對應的使用者數目。



根據 [V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space-time block codes from orthogonal designs," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 45, no. 7, pp. 1456-1467, July 1999] 所提出者，在每個 STBC 終端之資料流中，將連續  $P$  個符元以空間（ $N$  根天線）與時間（ $K$  個符元區間）兩個維度進行編碼，透過  $K$  個符元區間由  $N$  根天線傳送出去。此時在同樣的訊號區間，每個 SM 使用者將因此傳送  $NK$  個獨立符元。因此在  $K$  個符元區間總共傳送了來自  $Q$  個使用者共有

$$L_T := PQ_D + NKQ_M \quad (1)$$

個資料符元。具體而言，這兩個空-時訊號傳送機制可完全藉由一組  $N \times K$  空-時字碼矩陣來描述。發明人等將第  $q$  個使用者的資料流  $s_q(k)$  分成多重子資料流，如下： $s_{q,l}(k) := s_q(L_q k + l - 1)$ ， $1 \leq l \leq L_q$ ，其中  $L_q$  是第  $q$  個使用者所傳送的子資料流個數，且當使用者以 STBC 進行傳輸時，i.e.,  $q \in S_D$ ，則  $L_q = P$ ；而當使用者為 SM 時，i.e.,  $q \in S_M$ ，則  $L_q = NK$ 。因此第  $q$  個使用者的空-時字碼矩陣可表示如下：

$$\mathbf{X}_q(k) := \sum_{l=1}^{2L_q} \mathbf{A}_{q,l} \tilde{s}_{q,l}(k), \quad (2)$$

其中  $\mathbf{A}_{q,l} \in \mathbb{C}^{N \times K}$  為空-時調變矩陣且具有以下特性：

(1)  $\mathbf{A}_{q,l} \mathbf{A}_{q,l}^H = \mathbf{I}_N$  及 (2)  $\mathbf{A}_{q,k} \mathbf{A}_{q,l}^H + \mathbf{A}_{q,l} \mathbf{A}_{q,k}^H = \mathbf{O}_N$  當  $k \neq l$ ， $q \in S_D$  [4]。此外  $\tilde{s}_{q,l}(k) := \text{Re}\{s_{q,l}(k)\}$  當  $1 \leq l \leq L_q$  及  $\tilde{s}_{q,l}(k) := \text{Im}\{s_{q,l-L_q}(k)\}$  當  $L_q + 1 \leq l \leq 2L_q$ 。接下來，每個使用者的空-時編碼資料流將進行展頻處理並透過  $N$  根天線傳送至具有  $L_c$  個路徑的頻率選擇式衰減通道。

假設接收端使用  $M (\geq N)$  個天線，定義在第  $k$  個符元期間，接收到片碼取樣之空-時資料向量為  $\mathbf{y}(k) \in \mathbb{C}^{M(G+L_c-1)}$ ，其中  $G$  為展頻因子 (Spreading Factor)。由於 STBC 傳送訊號所造成的時間延遲，發明人在  $K$  個連續符元期間收集  $\mathbf{y}(k)$ ，以產生下列空-時資料矩陣（假設  $Q$  個用戶為符元同步）

$$\mathbf{Y}(k) := [\mathbf{y}(k) \cdots \mathbf{y}(k+K-1)] = \sum_{q=1}^Q \mathbf{H}_q \mathbf{X}_q(k) + \mathbf{V}(k), \quad (3)$$

其中  $\mathbf{H}_q \in \mathbb{C}^{M(G+L_c-1) \times N}$  為第  $q$  個使用者至接收端的 MIMO 通道矩陣，而  $\mathbf{H}_q$  包含展頻碼效應且假設在  $K$  個符元期間內為靜態不隨時間改變。 $\mathbf{V}(k) \in \mathbb{C}^{M(G+L_c-1) \times K}$  為通道雜訊矩陣。在下文中發明人假設：

- (A1) 符元資料流  $s_q(k)$ ,  $1 \leq q \leq Q$  為 i.i.d. 且平均值為零，變異數為  $\sigma_s^2$ 。
- (A2) 於雜訊  $\mathbf{V}(k)$  的每一個元素在時間上及空間上為可加性白色高斯雜訊且平均值為零，變異數為  $\sigma_s^2$ 。
- (A3) 發明人假設至少有一個使用者的資料是使用 STBC 模式傳送，因此  $Q_D \geq 1$ 。
- (A4) 發明人假設  $N \leq 4$ ，因此根據 [2]，符元區塊的長度為  $P \in \{2, 4\}$ 。

## B. 向量化資料模型

為了簡化偵測及分析程序，根據矩陣化線性模型 (3)，發明人建議採用等效之向量化線性模型。假設  $\mathbf{s}_q(k) := [s_{q,1}(k), \dots, s_{q,L_q}(k)]^T$  為第  $q$  個使用者的傳送符元區塊。在不失一般性假設下，發明人對每個使用空間多工傳送

資料的用戶 (i.e.,  $q \in \mathcal{S}_M$ ) 之  $NK$  個符元  $s_{q,l}(k)$  進行重新編號使得第  $K$  個符元的第  $n$  個資料群組  $s_{q,l}(k)$ ,  $(n-1)K+1 \leq l \leq nK$ , 編列為由第  $n$  根天線傳送出去的資料。發明人進一步分別定義  $\tilde{\mathbf{s}}_q(k) := [\text{Re}\{\mathbf{s}_q^T(k)\} \text{Im}\{\mathbf{s}_q^T(k)\}]^T \in \mathbb{R}^{2L_q}$  以及  $\tilde{\mathbf{y}}(k) := [\text{Re}\{\mathbf{y}^T(k)\} \text{Im}\{\mathbf{y}^T(k)\}]^T \in \mathbb{R}^{2M}$  為第  $q$  個使用者傳送及接收的實數符元區塊。因此複數矩陣模型 (3) 可改寫成以下等效實數向量模型：

$$\mathbf{y}_c(k) := [\tilde{\mathbf{y}}^T(k) \cdots \tilde{\mathbf{y}}^T(k+K-1)]^T = \mathbf{H}_c \mathbf{s}_c(k) + \mathbf{v}_c(k), \quad (4)$$

其中  $\mathbf{H}_c \in \mathbb{C}^{2KM(G+L_c-1) \times 2LT}$  為等效整體 ( $Q$  個使用者) 之 MIMO 通道模型。

$$\mathbf{s}_c(k) := [\tilde{\mathbf{s}}_1^T(k) \cdots \tilde{\mathbf{s}}_Q^T(k)]^T \in \mathbb{R}^{2L_T}, \quad (5)$$

為所有使用終端所傳送出的符元向量，而  $\mathbf{v}_c(k)$  為相對應的雜訊項。將  $\mathbf{y}_c(k)$  經由解展頻後再與通道矩陣  $\mathbf{H}_c$  進行線性合併，可得到下列匹配濾波 (Matched-Filtered, MF) 資料模型：

$$\mathbf{z}(k) := \mathbf{H}_c^T \mathbf{y}_c(k) = \mathbf{F} \mathbf{s}_c(k) + \bar{\mathbf{v}}(k), \quad (6)$$

其中

$$\mathbf{F} := \mathbf{H}_c^T \mathbf{H}_c \in \mathbb{R}^{2L_T \times 2L_T}, \quad (7)$$

而  $\bar{\mathbf{v}}(k) := \mathbf{H}_c^T \mathbf{v}_c(k)$ 。有了這些結果，吾人將可藉由模型 (7) 來進行符元偵測處理。為更明確的了解技術之核心概念，在以下文章吾人將著重在討論使用編碼速率為 1 的空-時碼實數符元調變的情況，因此  $P = K$  且  $L_T = PQ_D + PNQ_M$ 。事實上，如此同樣的結果可以直接套用在複數符元調變的

情況（在此情況下，也許 STBC 使用者將使用半速率之空-時碼）。

## 二、匹配濾波通道矩陣

在這一節中，可發現  $\mathbf{F}$  矩陣具有一種非常吸引人的巧妙結構。爲了具體描述  $\mathbf{F}$  的結構，發明人首先蒐集  $\mathbf{F}$  矩陣中的所有元素，再將此所有元素放置一起以檢視  $\mathbf{F}$ 。根據通道的特性，每個用戶的資料流可以經由正交空-時區塊編碼以獲取傳送多樣或是經由空間多工以獲取高頻譜效益。如此將有兩種訊號雛型而每一種即是某一特定的調變方式。此外，在眾多的干擾特性中，有三種不同且特別的標準內建區塊需要被釐清，其中兩種是在 SM 使用者之間或是 STBC 使用者之間的“intra-class”干擾，另外一種則是於使用者彼此之間的“inter-class”干擾。

爲了進一步了解這些雛型的特性，回憶起前面所提及的：SM 及 STBC 用戶終端分別將  $P$  及  $NP$  個符元在  $K (= P)$  個符元區間就透過  $N$  根天線傳送完畢。因此，當  $\mathbf{F}_{p,q}$  爲  $\mathbf{F}$  的子矩陣，用來代表第  $p$  以及第  $q$  個使用者資料流間的干擾，則  $\mathbf{F}_{p,q} \in \mathbb{R}^{P \times P}$  若  $p, q \in \mathcal{S}_D$ ， $\mathbf{F}_{p,q} \in \mathbb{R}^{NP \times NP}$  若  $p, q \in \mathcal{S}_M$  以及  $\mathbf{F}_{p,q} \in \mathbb{R}^{P \times NP}$  若  $p \in \mathcal{S}_D$  且  $q \in \mathcal{S}_M$ 。針對  $q \in \mathcal{S}_D$  或  $q \in \mathcal{S}_M$ ，如此三種的  $\mathbf{F}_{p,q}$  矩陣及  $\mathbf{F}_{q,q}$  矩陣將被具體描述如下，最後吾人將具有對角元素爲常數之  $P \times P$  實數正交設計的集合表示爲  $(P)$ （而那些具純量大小之單位矩陣的子矩陣亦可視爲此一類型），如 [2] 所述。假設  $\mathbf{F}_{p,q}$  爲  $\mathbf{F}$  的子矩陣用以描述第  $p$  以及第  $q$  個使用者之間的互偶 (Mutual Coupling)，則下列結

果成立：

- (1) 當  $p, q \in \mathcal{S}_D$ ，則  $\mathbf{F}_{p,q} \in \mathcal{O}(P)$ 。此外  $\mathbf{F}_{q,q} = \alpha_q \mathbf{I}_P$ 。
- (2) 當  $p, q \in \mathcal{S}_M$ ，每一個  $\mathbf{F}_{p,q} \in \mathbb{R}^{NP \times NP}$  的  $P \times P$  子矩陣為具純量大小的單位矩陣。
- (3) 當  $p \in \mathcal{S}_D$  以及  $q \in \mathcal{S}_M$ ，則每一個  $\mathbf{F}_{p,q} \in \mathbb{R}^{NP \times NP}$  的  $P \times P$  子矩陣屬於  $\mathcal{O}(P)$ 。

一些有關上述結果的解釋及討論將分述如下（矩陣結構的圖形描述如第 2 圖）：

(a) 性質 (1) 說明在特殊的情況下，所有使用者的資料以多樣增益為目的以進行調變， $\mathbf{F}$  的每個  $P \times P$  對角子矩陣為單位矩陣  $\mathbf{I}_P$  的係數乘積，但是  $\mathbf{F}$  的每個  $P \times P$  非對角子矩陣需為正交設計。文獻 [8] 即是利用  $\mathbf{F}$  的區塊正交特性來發展以用戶為單位方式之 (User-Wise) 區塊 V-BLAST 偵測器。

(b) 在  $p, q \in \mathcal{S}_M$  的情況下，由於 SM 在傳送資料時沒有利用任何時間以及空間的關聯性，因此透過不同天線傳送的 SM 資料流，彼此間的干擾將產生具空間上及時間上分離之特性。具體而言，由於假設 SM 資料傳送至各相對應的傳遞通道在  $K$  個訊號區間內為靜態不變，此干擾矩陣實際上將具有相同之對角元素。

性質 (3) 建構出一個相當有趣的結果。來自 SM 資料流的干擾可保留而不予以消除 O-STBC 訊號的正交特性。此說法可由一個簡單但具啟發式的例證來說明：單根天線的 SM 資料流只有在時間的維度上會影響到 STBC 訊號。由

於 SM 資料具有在時間上分離之特性，其干擾將可致使 STBC 資料流所具有的時間關聯性維持不變。所以干擾的結果仍然可保留正交矩陣的特性。此一良好特性在雙模訊號系統中對於單一天線依舊成立，因為在此一情況下，此使用者可視為單一天線的 SM 資料傳輸流。

對於複數符元調變，透過適當的修改矩陣維度也會產生類似上述的結果。此結果摘錄於表格一，其中矩陣  $A^{(i,j)}$  是矩陣  $A$  的第  $(i,j)$  個區塊子矩陣  $A^{(i,j)}$ 。

表一：匹配濾波互偶矩陣  $F_{p,q}$  的結構之摘錄

Complex-Valued Constellation		
	$N = 2 (K = 2)$	$N = 3 \text{ or } 4 (K = 8)$
$p, q \in S_D$	$p = q : F_{q,q} = \alpha_q I_4$ $p \neq q : F_{p,q} \in \mathcal{O}(4)$	$p = q : F_{q,q} = \alpha_q I_8$ $p \neq q : F_{p,q} \in \mathcal{U}(8)$ where $\mathcal{U}^{(1,1)}(8) = \mathcal{U}^{(2,2)}(8) \in \mathcal{O}(4)$ $\mathcal{U}^{(1,2)}(8) = \mathcal{U}^{(2,1)}(8) = \mathbf{O}_4$
$p, q \in S_M$	$p = q : F_{q,q} = \mathbb{R}^{8 \times 8}$ $F_{q,q}^{(n,n)} = \alpha_{q,i} I_4$ $F_{q,q}^{(n,d)} \in \mathcal{V}(4), 1 \leq n, d \leq 2$ $p \neq q : F_{p,q} = \mathbb{R}^{8 \times 8}$ $F_{p,q}^{(n,d)} \in \mathcal{V}(4), 1 \leq n, d \leq 2$ where $\mathcal{V}^{(1,1)}(4) = \mathcal{V}^{(2,2)}(4) = c_1 I_2$ $\mathcal{V}^{(1,2)}(4) = -\mathcal{V}^{(2,1)}(4) = c_2 I_2$	$p = q : F_{q,q} = \mathbb{R}^{16N \times 16N}$ $F_{q,q}^{(n,n)} = \alpha_{q,i} I_{16}$ $F_{q,q}^{(n,d)} \in \mathcal{V}(16), 1 \leq n, d \leq N$ $p \neq q : F_{p,q} = \mathbb{R}^{16N \times 16N}$ $F_{p,q}^{(n,d)} \in \mathcal{V}(16), 1 \leq n, d \leq N$ where $\mathcal{V}^{(1,1)}(16) = \mathcal{V}^{(2,2)}(16) = c_1 I_8$ $\mathcal{V}^{(1,2)}(16) = -\mathcal{V}^{(2,1)}(16) = c_2 I_8$
$p \in S_D$ $q \in S_M$	$F_{p,q} \in \mathbb{R}^{4 \times 8}$ $F_{p,q}^{(1,n)} \in \mathcal{O}(4), 1 \leq n \leq 2$	$F_{p,q} \in \mathbb{R}^{8 \times 16N}$ $F_{p,q}^{(1,n)} \in \mathcal{D}(8,16), 1 \leq n \leq N$ , where $\mathcal{D}^{(1,1)}(8,16) = \mathcal{D}^{(1,2)}(8,16) = \mathcal{D}^{(2,3)}(8,16)$ $= -\mathcal{D}^{(2,4)}(8,16) \in \mathcal{O}(4)$ $-\mathcal{D}^{(2,1)}(8,16) = \mathcal{D}^{(2,2)}(8,16) = \mathcal{D}^{(1,3)}(8,16)$ $= \mathcal{D}^{(1,4)}(8,16) \in \mathcal{O}(4)$

### 三、區塊 V-BLAST 符元偵測

爲了分離方程式(6)中的互偶符元資料流，發明人建議採用 V-BLAST 演算法[文獻 1]。顯而易見的，在所有的傳輸訊號都是 SM 模式(i.e.,  $Q_D = 0$ )的情況下，使用傳統每階層解析一個符元方式(Symbol-Wise)的 V-BLAST 偵測技術是相當直覺的選擇[文獻 1]。在此一情況下，只需要偵測  $\mathbf{z}(k)$  中  $L_T = NQ_M$  個子資料流即可。當少數個 STBC 的使用者亦進行資料傳送時即形成雙訊號的模式，而由於偵測資料時爲使 STBC 使用者能夠獲得多樣增益，存在於 STBC 自身造成的時間延遲將致使接收機接收更多的獨立資料符元(需要偵測出  $\mathbf{z}(k)$  中的所有  $L_T = P(Q_D + NQ_M)$  子資料流)。此時將導致接收機面臨相對維度較大的資料處理以及隨之增加的偵測複雜度。然而透過巧妙地利用 O-STBC 的代數結構，使得傳統的 V-BLAST 偵測器將可以區塊的方式(Block-Wise)實現。意即在每一次 V-BLAST 的疊代中，每  $P$  個符元爲一區塊中無論是 STBC 使用者或是 SM 終端所傳送，都能夠一起被偵測出。因此偵測所有  $P(Q_D + NQ_M)$  個傳送符元只需要  $Q_D + NQ_M$  次疊代即可完成，藉此可以確實的減輕演算法的複雜度。

**零強制法則：**發明人首先考慮基於零強制(Zero-Forcing, ZF)準則的 V-BLAST 偵測演算法。此法則中每一次最佳的疊代次序是依據最大訊雜比(Maximal SNR)準則求得[文獻 1]。在初始階段，ZF 決策向量爲  $\mathbf{F}^{-1}\mathbf{z}(k)$ ，且根據(6)可以得到以下結果：

$$\mathbf{s}_d(k) := \mathbf{F}^{-1}\mathbf{z}(k) = \mathbf{s}_c(k) + \mathbf{F}^{-1}\bar{\mathbf{v}}(k). \quad (8)$$

方程式(8)顯示出在  $1 \leq l \leq L_T$ ，第  $l$  個符元決策統計量，也就是  $\mathbf{s}_d(k)$  的第  $l$  個元素為經過外加雜訊  $\mathbf{e}_l^T \mathbf{F}^{-1} \bar{\mathbf{v}}(k)$  的原始訊號，其中  $\mathbf{e}_l$  是  $\mathbb{R}^{L_T}$  的第  $l$  個單位標準 (Unit-Standard) 向量，因此雜訊強度可直接推導如下：

$$E \left\{ \left| \mathbf{e}_l^T \mathbf{F}^{-1} \bar{\mathbf{v}}(k) \right|^2 \right\} = \frac{\sigma_v^2}{2} \mathbf{e}_l^T \mathbf{F}^{-1} \mathbf{e}_l. \quad (9)$$

因為所有的傳送符元都擁有相同的變異數，方程式(9)意指第  $l$  個決策通道的 (平均) 訊雜比可以完全由  $[\mathbf{F}^{-1}]_{l,l}$ ，即雜訊協方矩陣  $\mathbf{F}^{-1}$  的第  $l$  個對角元素，來決定。所以較小的  $[\mathbf{F}^{-1}]_{l,l}$  暗示第  $l$  個通道訊雜比較大，因此第  $l$  個符元可較精準的被偵測出。所以藉由在  $1 \leq l \leq L_T$  範圍中尋找  $[\mathbf{F}^{-1}]_{l,l}$  的最小值來獲得在初始狀態中的最佳偵測次序。但決定此一最佳次序需要  $\mathbf{F}^{-1}$  對角元素的精確資訊。

對於一固定參數  $P$  的情況下，發明人定義  $\mathcal{F}(L)$  為所有  $PL \times PL$  可反逆的實數對稱矩陣使得當  $\mathbf{X} \in \mathcal{F}(L)$  可獲得：(i) 每個  $\mathbf{X}$  的  $P \times P$  區塊對角子矩陣是  $\mathbf{I}_P$  的非零係數乘積，(ii) 每個  $\mathbf{X}$  的  $P \times P$  區塊非對角子矩陣都屬於  $\mathcal{O}(P)$ 。此外，若以  $[\mathbf{F}^{-1}]_{k,l}$  來表示  $\mathbf{F}^{-1}$  的第  $(k,l)$  個  $P \times P$  區塊子矩陣， $1 \leq k, l \leq L$ ，其中  $L := Q_D + NQ_M$ 。則發明人可進一步證明， $[\mathbf{F}^{-1}]_{l,l} = \beta_{0,l} \mathbf{I}_P$  以及當  $k \neq l$ ， $[\mathbf{F}^{-1}]_{k,l} \in \mathcal{O}(P)$ 。此結果證明  $\mathbf{F}^{-1}$  的全部  $P(Q_D + NQ_M)$  個對角元素將具有  $Q_D + NQ_M$  個不同的層級。因此發明人可以在初始階段藉由給定最佳偵測次序  $\bar{l}_0 = \arg \min_l \beta_{0,l}$ ，以同時偵測  $P$  個符元。此外 ZF 的加權 (Weighting) 矩陣可從  $\mathbf{F}^{-1}$  所相對應的欄 (Column) 來計算，即



$\mathbf{W}_0 = \mathbf{F}^{-1} \left[ \mathbf{e}_{P(\bar{l}_0-1)+1} \cdots \mathbf{e}_{P(\bar{l}_0-1)+P} \right] \in \mathbb{R}^{L_T \times P}$ 。接下來透過接收資料模型 (4) 可將偵測後的使用者資料予以扣除，如此可產生提供下一階段偵測所需的改良資料模型。

透過此一偵測與扣除 (Detect-and-Cancel) 程序，然後使用如同 (6) 的結果將資料進行線性合併，如此可證明在第  $i$  次的疊代， $1 \leq i \leq L-1$ ，雜訊協方差矩陣可寫成下列形式：

$$\mathbf{F}_i^{-1} := \left( \mathbf{H}_{c,i}^T \mathbf{H}_{c,i} \right)^{-1} \in \mathbb{R}^{(L_T-iP) \times (L_T-iP)} \quad (10)$$

其中  $\mathbf{H}_{c,i}$  是從  $\mathbf{H}_c$  中刪除以  $P$  欄為單位的  $i$  個區塊後所得，（意即對應前一次所偵測到的訊號）。由於  $\mathbf{F}_i$  可經由從  $\mathbf{F}$  中刪除以  $P$  欄及  $P$  列 (Row) 為單位的  $i$  個區塊所獲得，因此發明人可得到下列結果：

$$\mathbf{F}_i \in \mathcal{F}(L-i), \quad (11)$$

因此

$$\mathbf{F}_i^{-1} \in \mathcal{F}(L-i). \quad (12)$$

基於前面的討論，發明人可知基於區塊方式之偵測法則可適用在每一次的疊代計算中。而對應的偵測次序以及加權矩陣亦可以類似的方式計算如下：

$$\bar{l}_i = \arg \min_{1 \leq l \leq L-i} \beta_{i,l}, \quad (13)$$

$$\mathbf{W}_i = \mathbf{F}_i^{-1} \left[ \mathbf{e}_{P(\bar{l}_i-1)+1} \cdots \mathbf{e}_{P(\bar{l}_i-1)+P} \right]. \quad (14)$$

值得注意的是，能夠在每一次的疊代運算中進行  $P$  個符元聯合偵測乃因為使用正交編碼。然而，即使使用了正交碼，當 STBC 使用者的傳送天線數目超過四的情況下，區塊偵測的特性將不再成立。此乃因為  $\mathbf{F}$  已失去了上述的特殊結

構，因此反矩陣  $\mathbf{F}^{-1}$  所擁有的理想特性亦將不存在。

最小均方誤差法則：基於最小均方誤差 (Minimum Mean Square Error, MMSE) V-BLAST 偵測器和基於 ZF 準則同樣擁有在每一次的疊代運算中可同時偵測  $P$  個符元的能力。接下來發明人將介紹 MMSE V-BLAST 偵測器亦可以區塊為單位的方式 (Block-Wise) 實現。在初始狀態下，將  $E\{\|\mathbf{s}_c(k) - \mathbf{W}_0^T \mathbf{z}(k)\|^2\}$  最小化之 MMSE 的加權矩陣可獲得如下：

$$\mathbf{W}_0 = \left[ \mathbf{F} + \frac{\sigma_v^2}{2} \mathbf{I}_{L_T} \right]^{-1}. \quad (15)$$

第  $l$  個符元的均方誤差，即  $E\{|\mathbf{e}_l^T [\mathbf{s}_c(k) - \mathbf{W}_0^T \mathbf{z}(k)]|^2\}$ ，可計算如下：

$$\varepsilon_{0,l} = \mathbf{e}_l^T \left[ \frac{2}{\sigma_v^2} \mathbf{F} + \mathbf{I}_{L_T} \right]^{-1} \mathbf{e}_l. \quad (16)$$

因為  $\mathbf{F} \in \mathcal{F}(L)$ ，顯而易見的， $\mathbf{R}_0 := [(2/\sigma_v^2)\mathbf{F} + \mathbf{I}_{L_T}] \in \mathcal{F}(L)$  且  $\mathbf{R}_0^{-1}$  亦然 i.e.,  $\mathbf{R}_0^{-1} \in \mathcal{F}(L)$ 。因此區塊 MMSE 偵測法則可於初始狀態進行之。從方程式 (4) 開始，在每一次的區塊偵測與扣除程序後，接著使用如方程式 (6) 的匹配濾波處理，而在第  $i$  次的疊代中，符元均方誤差可以經由  $\mathbf{R}_i^{-1} := [(2/\sigma_v^2)\mathbf{F}_i + \mathbf{I}_{(L_T-iP)}]^{-1}$  對角上的元素予以計算。因為  $\mathbf{R}_i^{-1} \in \mathcal{F}(L-i)$ ，此保證在每一次的疊代中都可使用 MMSE 區塊偵測法則。

在表格一中可發現， $\mathbf{F}$  包含正交型態的區塊子矩陣，如此運用在複數符元調變下的區塊 V-BLAST 偵測法可以類似的方式來建構，透過之前針對實數符元所陳述的方法，發明人可以相同的方式推導出基於區塊方式的 ZF/MMSE

V-BLAST 偵測器，其中 STBC 使用者每次疊代可偵測出  $2P$  個實數符元，而針對 SM 使用者的某一天線，每次疊代可偵測出  $2K$  個實數符元。

#### 四、低複雜度偵測器

V-BLAST 演算法主要的計算量是在所有疊代運算中的連續反矩陣運算。在此章節中發明人將證明如何利用  $\mathbf{F}$  的嵌入結構以及其反矩陣  $\mathbf{F}^{-1}$  來幫助降低運算量。由於  $\mathbf{F}$  的特殊結構，基於 Cholesky 分解法，我們可以使用一個有效率的方法利用透過解出小維度的線性方程式來找出反矩陣  $\mathbf{F}^{-1}$ 。在每一次疊代所需的反矩陣運算可以透過遞迴的方式從前一次疊代中獲得的參數來計算。

##### A. 基於 Cholesky 分解法計算 $\mathbf{F}^{-1}$ 的有效方法

回憶  $\mathbf{F}^{-1}$  的每個  $P \times P$  區塊矩陣都可(粗略)視為  $P \times P$  實數正交設計。此子矩陣可以完全由  $P$  個獨立參數來描述之。因此此一矩陣可以被最後一個欄來決定，其餘的參數可以簡單地透過適當的線性轉換來獲得。這樣的預前 (*priori*) 結構顯示矩陣  $\mathbf{F}^{-1}$  可以完全由它的第  $jP$  個欄所描述， $1 \leq j \leq L$ 。因此  $\mathbf{F}^{-1}$  的計算可等效解下列縮減維度的線性方程式：

$$\mathbf{F}\mathbf{G} = \mathbf{E}, \quad (17)$$

其中  $\mathbf{G}$  以及  $\mathbf{E}$  為  $L_T \times L$  的矩陣，而其第  $j$  欄分別是  $\mathbf{F}^{-1}$  及  $\mathbf{I}_{L_T}$  的第  $jP$  欄。為了利用 (17) 來解出未知的  $\mathbf{G}$ ，第  $j$  欄  $\mathbf{g}_j$  必須滿足  $g_{i,j} = 0$ ，當  $(j-1)P + 1 \leq i \leq jP - 1$ 。此乃因為嵌入的連續  $P-1$  個零元素是來自  $\mathbf{F}^{-1}$  的第  $j$  個  $P \times P$  對角子區塊。只有非零的元素需要被決定。而  $\mathbf{F}^{-1}$  的共軛特性可更進

一步的縮減實際上  $\mathbf{g}_j$  的未知非零元素的數量。如此只需要計算在  $\mathbf{g}_{jP-1,j}$  ( $=0$ ) 下方的非零元素。發明人分析在第  $j$  欄  $\mathbf{g}_j$  只需要決定最後  $P(L-j)+1$  個元素即可，而隨著  $j$  增加至  $j+1$  將有一個大小為  $P$  的運算遞減量。爲了證明如何利用上述  $\mathbf{G}$  的結構資訊以簡化解出方程式(17)的處理過程，讓我們首先對  $\mathbf{F}$  進行 Cholesky 分解，得到  $\mathbf{F} = \mathbf{L}\mathbf{L}^T$ ，其中  $\mathbf{L}$  是一個  $L_T \times L_T$  的下三角矩陣（亦屬於  $\mathcal{F}(L)$ ）。因此(17)可以等效地被改寫爲：

$$\mathbf{L}\mathbf{L}^T \mathbf{g}_j = \mathbf{e}_j \quad 1 \leq j \leq L. \quad (18)$$

因爲  $\mathbf{L}$  是下三角矩陣，典型上從(18)解出  $\mathbf{g}_j$  的方式是利用順向及迴授代入法(Forward and Back Substitutions)。因爲在每個  $\mathbf{g}_j$  中需要被決定的未知元素都在  $\mathbf{g}_{jP-1,j}$  ( $=0$ ) 的下方，因此順向及授代入法程序並不需要完全計算出所有  $\mathbf{g}_j$  的元素。只要當  $\mathbf{g}_{jP,j}$  被計算出後即可終止，且根據  $\mathbf{F}^{-1}$  的共軛特性，對於上三角的元素可不予以計算。

#### 遞迴式計算 $\mathbf{F}_i^{-1}$ 的方法

如同在第三章節中所陳述，在第  $i$  次的疊代中需要計算  $\mathbf{F}_i^{-1}$  以決定最佳的偵測次序以及相關的 ZF 加權矩陣。接下來發明人將說明在獲得  $\mathbf{F}^{-1}$  之後，如何利用  $\mathbf{F}_{i-1}$  以及  $\mathbf{F}_{i-1}^{-1}$  矩陣，在每次疊代運算中透過遞迴的方式計算出  $\mathbf{F}_i^{-1}$ 。

從  $\mathbf{H}_{c,i}$  的結構中發明人可以觀察到，矩陣  $\mathbf{F}_i = \mathbf{H}_{c,i}^T \mathbf{H}_{c,i}$  可以從  $\mathbf{F}_{i-1}$  ( $= \mathbf{H}_{c,i-1}^T \mathbf{H}_{c,i-1}$ ) 藉由扣除  $P$  欄的一個區塊以及  $P$  列對應的區塊來獲得。在不失一般性，假設  $\mathbf{F}_{i-1}$  的最後一欄及列區塊都被扣除，否則發明人可簡單地藉由將那些予以刪去的區

塊互換至  $\mathbf{F}_{i-1}$  右下方以符合上述所言的形式。接下來發明人可對  $\mathbf{F}_{i-1}$  進行分割，如下：

$$\mathbf{F}_{i-1} := \begin{bmatrix} \mathbf{F}_i & \mathbf{B}_{i-1} \\ \mathbf{B}_{i-1}^T & \mathbf{D}_{i-1} \end{bmatrix}, \quad (19)$$

其中  $\mathbf{B}_{i-1} \in \mathbb{R}^{(L_T-iP) \times P}$  且  $\mathbf{D}_{i-1} = d_{i-1} \mathbf{I}_P$  而  $d_{i-1}$  為某一純量。若將  $\mathbf{F}_{i-1}^{-1}$  的前面  $(L_T - iP) \times (L_T - iP)$  主子矩陣標記為  $\bar{\mathbf{F}}_{i-1}$ ，則在第  $(i-1)$  次疊代中即可獲得矩陣  $\bar{\mathbf{F}}_{i-1}$ 。基於  $\mathbf{F}_{i-1}$  以及  $\bar{\mathbf{F}}_{i-1}$ ，經過一些運算過程發明人可得到下列關鍵結果：

$$\mathbf{F}_i^{-1} = \bar{\mathbf{F}}_{i-1} - c_{i-1}^{-1} \bar{\mathbf{F}}_{i-1} \mathbf{B}_{i-1} \mathbf{B}_{i-1}^T \bar{\mathbf{F}}_{i-1}. \quad (20)$$

其中  $\mathbf{B}_{i-1}^T \bar{\mathbf{F}}_{i-1} \mathbf{B}_{i-1} + d_{i-1} \mathbf{I}_P = c_{i-1} \mathbf{I}_P$ 。

方程式 (20) 提供了一個簡單的遞迴公式以計算  $\mathbf{F}_i^{-1}$ ，此公式基於  $\mathbf{F}_{i-1}$  以及  $\mathbf{F}_{i-1}^{-1}$  的區塊子矩陣且不需要任何直接反矩陣運算。第 3 圖為說明使用低複雜度方式實現  $\mathbf{F}_i (1 \leq i \leq L-1)$ 。上述以遞迴方式計算出  $\mathbf{F}_i^{-1}$  的方法，基本上可以視為運用在傳統以符元為單位 (Symbol-Wise) 的 V-BLAST 法則以區塊的方式實現 J. Benesty, U. Huang, 與 J. Chen 所提出的方法。然而在發明人提出的方法中主要不同且特別的特性為方程式 (20) 的簡化，反矩陣  $(\mathbf{B}_{i-1}^T \bar{\mathbf{F}}_{i-1} \mathbf{B}_{i-1} + d_{i-1} \mathbf{I}_P)^{-1}$  的運算在此發明人所提的方法中可完全避免，取而代之的是找出係數  $c_{i-1}^{-1}$ 。雖然透過方程式 (20) 獲取  $\mathbf{F}_i^{-1}$  需要一些繁瑣的矩陣計算，然而透過  $\mathbf{F}$  的特殊結構，這些運算量都可以進一步予以降低。

## 五、二階段群組式 V-BLAST 偵測

誠如上述所言，當系統存在少數 STBC 使用者時，由於這些 STBC 使用者本身所具有的時間延遲特性，使用傳統以符元為單位偵測方式的 V-BLAST 演算法如 [G. D. Golden, G. J. Foschini, R. A. Valenzuela, and P. W. Wolniansky] 所提出者，接收機將面臨大維度的資料處理。為了補救此缺點，發明人提出二階段群組式的 V-BLAST 偵測法則。由於 STBC 較能抵抗通道不良狀況，因此透過如同之前所描述的區塊式 V-BLAST 演算法，首先進行偵測 STBC 資料流。接著藉由從資料  $y_c(k)$  移除所偵測出的 STBC 資料流後，V-BLAST 演算法可轉換回傳統符元方式進行處理，以獲取 SM 資料流。然而在此種偵測處理下，二階段群組式 V-BLAST 偵測法的偵測次序將無法達到最佳化而造成性能上的損失。此外值得注意的是，即使在最佳的排序次序下，符元式 V-BLAST 演算法仍然需要在所有 STBC 資料流偵測出之後才能夠予以執行。

## 六、電腦模擬結果

為了明瞭雙模訊號的性能，發明人等考慮如下所描述的四個使用者之細胞系統：1) 每個用戶端擁有兩根傳送天線，2) 基地台擁有兩根接收天線，3) CDMA 之處理增益為 16。假設這四個接收通道的傳遞延遲擴散因子 (Delay Spread) 為五個片碼 (Chip) 長度，其中兩個通道具空間相關性，其視線路徑符合 Ricean 模型，而 Ricean  $\kappa$ -因子皆設定為  $\kappa=10$ ，其餘二個通道則為獨立的 Rayleigh 衰減通道。在基地台端，發明人使用 MMSE V-BLAST 偵測器解出傳送訊號。發明人將

使用平均錯誤率 (BER) (對所有偵測出的資料流進行平均) 作為衡量所有通訊效能的依據。第 4 圖為在全部使用空間多工訊號以及使用雙模訊號情況下(以 Alamouti's 編碼實現多樣)的性能。QPSK 調變及 16-QAM 調變分別用於為獲取空間多工傳輸及空間多樣傳輸,使得此兩種傳輸模式具有相同的資料傳輸率。如圖所示,在使用雙模訊號進行訊號傳輸,特別是在具有相關性通道下採用傳送分散機制確實可獲得較高的系統效能 (Cell Throughput)。

在此以兩種現有針對無線多用戶空-時碼干擾消除法,即 Naguib's 二階段式方法以及 Stamouli's 方法與發明人所提出之區塊 V-BLAST 偵測器進行效能比較。如同前述四個使用者平台之例子,第 5 圖為三種偵測方法的平均誤碼率模擬結果。如圖所示,基於 V-BLAST 的解決方案以及 Naguib's 的方法可獲得較佳的性能,其中 Naguib's 方法基本上是使用平行干擾消除 (PIC) 方法,並結合最大似然解碼的搜尋機制。此外第 5 圖亦顯示兩者具有相似的效能。然而 Naguib's 方法中的最大似然解碼搜尋排序需要相當大的運算量,尤其是在使用者數量或是符元調變階層變大時更為嚴重。Stamouli's 方法則在每次偵測中都需要進行線性轉換來分離各個使用者的資料。如此的偵測方法將造成效能上的損失。這是因為 Stamouli's 的分離方式在每一層級中所獲取的接收多樣增益皆維持相同。而發明人所提出之 V-BLAST 解決方案則是包括消除及扣除程序,如此可在每次每層處理完之後獲得逐漸增加的接收多樣增益。

## 【圖式簡單說明】

第 1 圖為收發機示意圖，其係雙模訊號傳送機與區塊式 V-BLAST 偵測接收機；

第 2 圖為匹配濾波通道矩陣 F 的結構；

第 3 圖為本發明所提出基於疊代方法區塊式 V-BLAST 偵測之低複雜度實現；

第 4 圖為使用空間多工與雙模訊號進行傳輸的平均位元錯誤率；以及

第 5 圖為於雙模訊號系統 Ricean 衰減通道下，對於不同訊雜比 ( $E_b/N_0$ )，三種偵測方法的平均位元錯誤率。

## 【主要元件符號說明】

- 1 ... 解多工器
- 2 ... 空-時編碼器 (空-時編碼/空間多工)
- 3 ... 展頻碼
- 4 ... 解展頻器及多樣合併器 (利用  $H_c$  進行線性合併)
- 5 ... 區塊式 V-BLAST 偵測器
- 6 ... 多工器
- 7 ... 正交矩陣  $O(P)$
- 8 ... 低複雜度法則實現 (第 1 次疊代)
- 9 ... 低複雜度法則實現 (第 2 次疊代)
- 10 ... 低複雜度法則實現 (第 L 次疊代)
- M ... 行動台
- S ... 基地台
- TD ... 傳送之多用戶資料
- MD ... 多輸入多輸出通道 H
- DD ... 偵測之多用戶資料串



第 94115211 號「一種用於多輸入多輸出雙訊號模式上鏈 CDMA 系統之符元偵測方法」專利申請案

(2008 年 6 月 18 日修正)

## 十、申請專利範圍：

1. 一種用於多輸入多輸出(MIMO)雙訊號模式上鏈 CDMA 系統之符元偵測方法，該方法包含以下步驟：

以具備複數個接收天線的接收器來判定具備複數個傳送天線之複數個用戶端與具備複數個接收天線之接收器之間的複數個傳輸通道之特性；

以具備該複數個接收天線的接收器來接收由複數個使用者所傳送之複數個資料流，其中，該複數個資料流係透過複數個傳送天線而欲在各個使用者終端進行傳送，且可根據該複數個傳輸通道之特性，採取可獲取高信號品質之正交空-時區塊編碼(O-STBC)方法及可獲取高頻譜效益之空間多工(V-BLAST)方法其中之一，來傳送該資料流至該複數個傳輸通道，使得該接收器能夠同時接收兩種不同的傳送信號；以及

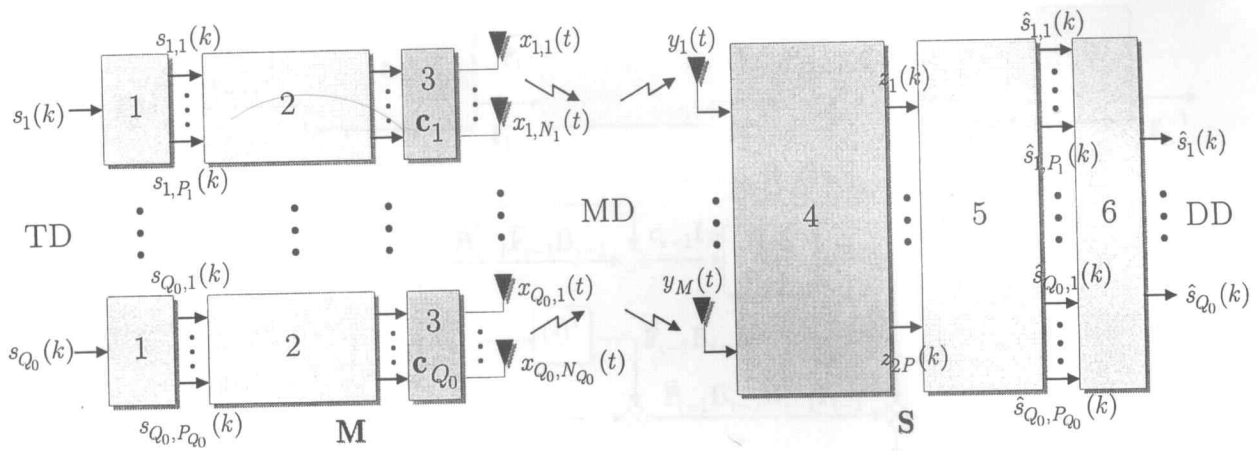
以具備該複數個接收天線的接收器來恢復由該複數個使用者的該複數個傳送天線所傳送的複數個資料流。

2. 如申請專利範圍第 1 項之方法，其中採用之空間多工(V-BLAST)演算法，係透過利用正交空-時區塊編碼的代數結構以偵測資料流，該 V-BLAST 演算法可以以區塊方式實現，即在每一次的疊代運算中，不論是 STBC

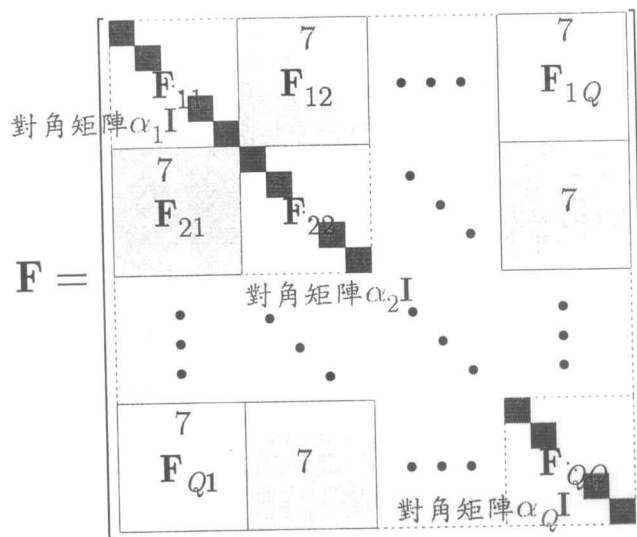
終端的資料或是某一 SM 終端的某一天線的資料都可以同時被偵測出。

3. 如申請專利範圍第 1 項之方法，其中該符元偵測方法係使用一具有區塊正交結構的匹配濾波通道矩陣，以發展出基於遞迴方式的一低複雜度偵測器，而在 V-BLAST 偵測中，每次疊代所需的加權矩陣直接經由前一次的疊代結果來獲得，且不需要額外計算或者反矩陣的運算。
4. 如申請專利範圍第 1 項之方法，其中該符元偵測方法為解決時區塊編碼 (STBC) 訊號所造成的時間延遲問題，係採用二階段群組式 V-BLAST 偵測法則，其先使用以區塊方式偵測 STBC 資料流，接著使用傳統符元式 V-BLAST 演算法來偵測剩餘的 SM 資料流。

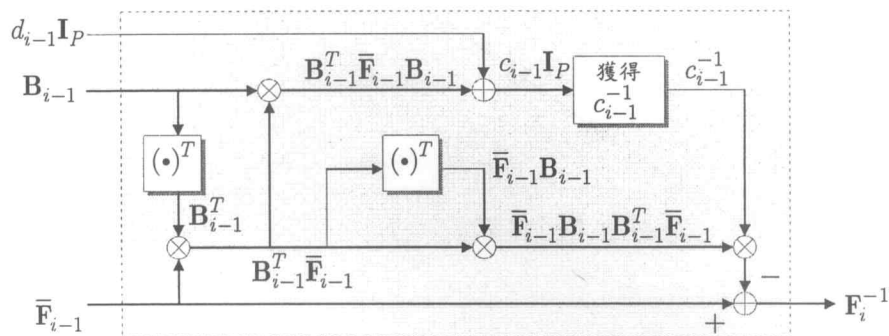
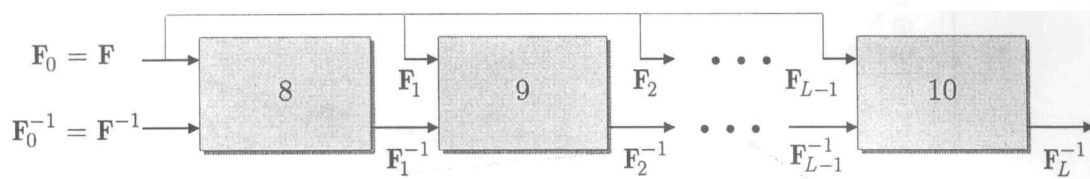
十一、圖式：



第 1 圖



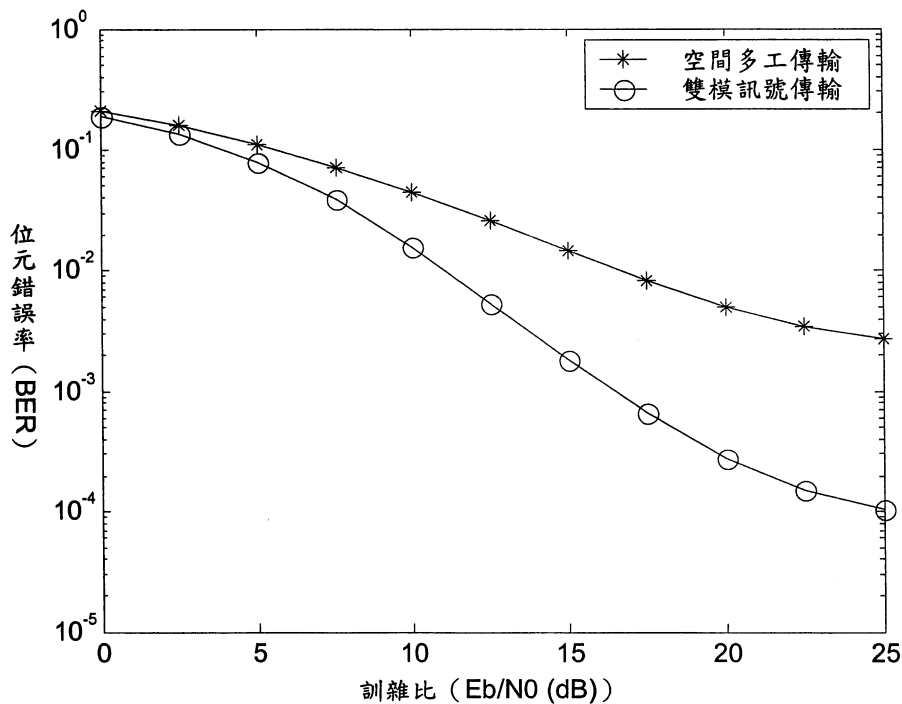
第 2 圖



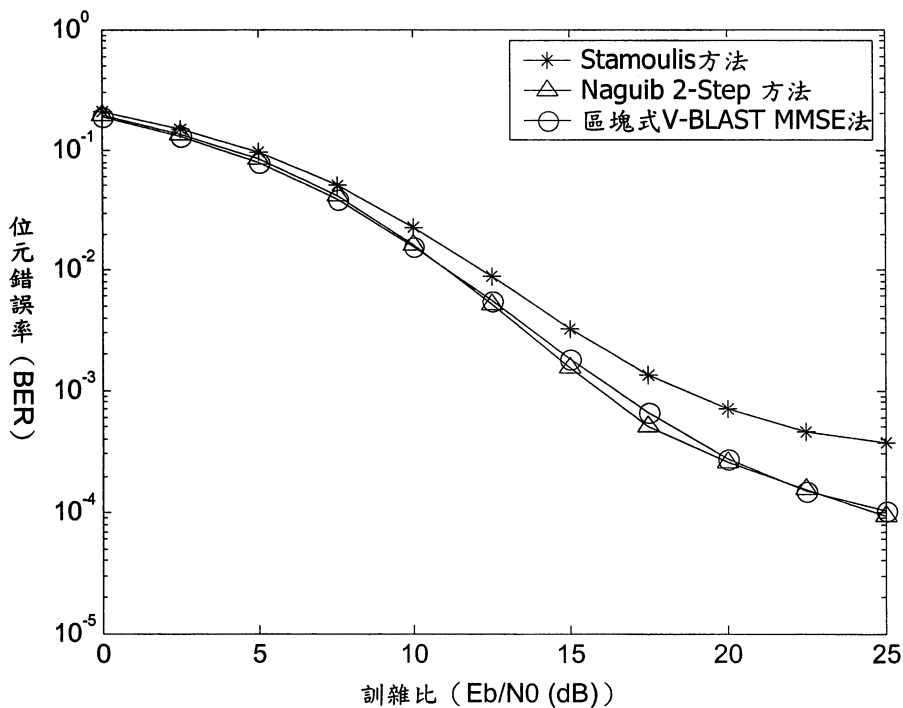
第  $i$  次疊代

第 3 圖

第 4 圖



第 4 圖



第 5 圖