

公告本

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：096100856

※ 申請日期：96 年 1 月 9 日

※IPC 分類：

H04L 27/26(2006.01)

H04B 7/04(2006.01)

G06F 17/14(2006.01)

G06F 17/16(2006.01)

H03M 13/35(2006.01)

H03M 13/37(2006.01)

一、發明名稱：(中文/英文)

以不等調變及編碼方法實施空時處理方法及裝置/Method and

Apparatus for Implementing Space Time Processing With Unequal

Modulation And Coding Schemes

二、申請人：(共 1 人)

姓名或名稱：(中文/英文)

內數位科技公司/InterDigital Technology Corporation

代表人：(中文/英文)

唐納爾德·伯萊斯/Donald M. Boles

住居所或營業所地址：(中文/英文)

美國德拉威州 19810 威明頓席爾佛賽路 3411 號康科特廣場海格雷大

廈 105 室/3411 Silverside Road, Concord Plaza, Suite 105, Hagley

Building, Wilmington, DE 19810, U.S.A.

國 籍：(中文/英文) 美國/US

三、發明人：(共 8 人)

1. 姓 名：(中文/英文) 羅伯特·林德·奧勒森/Robert Lind OLESEN
國 籍：(中文/英文) 美國/US
2. 姓 名：(中文/英文) 愛爾戴德·萊爾/Eldad M. Zeira
國 籍：(中文/英文) 美國/US
3. 姓 名：(中文/英文) 彼得·佛茨/Peter J. VOLTZ
國 籍：(中文/英文) 美國/US
4. 姓 名：(中文/英文) 楊永文/Yongwen YANG
國 籍：(中文/英文) 中國大陸/CN
5. 姓 名：(中文/英文) 戴坤元/Qingyuan DAI
國 籍：(中文/英文) 美國/US
6. 姓 名：(中文/英文) 谷章修/Chang-Soo Koo
國 籍：(中文/英文) 美國/US
7. 姓 名：(中文/英文) 呂宜泰/I-Tai LU
國 籍：(中文/英文) 美國/US
8. 姓 名：(中文/英文) 蔡坤如/KunJu TSAI
國 籍：(中文/英文) 中華民國/ROC

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：

1. 美國 US；2006/01/11；60/758,034

☐ 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：

公開了一種利用不對等調變和編碼方案 (MCS) 或流獨立 MCS 來實施空間處理的方法和設備。可以將輸入資料解析為多個資料流，並且對該資料流執行空間處理以產生多個空間流。針對每個資料流而獨立地選擇 MCS。然後，經由多個發射天線發射該空間流。空時區塊編碼 (STBC)、空頻區塊編碼 (SFBC)、准正交 Alamouti 編碼、時逆空時區塊編碼、線性空間處理和迴圈延遲分集 (CDD) 中的其中至少一種技術可以在資料/空間流上執行。然後，可以對空間流應用天線映射矩陣。然後經由多個發射天線將所得空間流發射出去。可以根據與該資料流相關聯的每個空間流的 SNR 來確定針對每個資料流的 MCS。

六、英文發明摘要：

A method and apparatus for implementing spatial processing with unequal modulation and coding schemes (MCSs) or stream-dependent MCSs are disclosed. Input data may be parsed into a plurality of data streams, and spatial processing is performed on the data streams to generate a plurality of spatial streams. An MCS for each data stream is selected independently. The spatial streams are transmitted via multiple transmit antennas. At least one of the techniques of space time block coding (STBC), space frequency block coding (SFBC), quasi-orthogonal Alamouti coding, time reversed space time block coding, linear spatial processing and cyclic delay diversity (CDD) may be performed on the data/spatial streams. An antennal mapping matrix may then be applied to the spatial streams. The spatial streams are transmitted via multiple transmit antennas. The MCS for each data stream may be determined based on a signal-to-noise ratio of each spatial stream associated with the data stream.

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：

IFFT 傅立葉逆變換

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】

本發明涉及無線通信系統。更具體來說，本發明涉及一種用於利用不對等（unequal）調變和編碼方案（MCS）來實現空間處理的方法和設備。

【先前技術】

IEEE 802.11n 聯合提案組當前正提議將混合空時區塊碼（STBC）和空分多工（SDM）方案用於下一代高性能無線網路。這種混合 STBC/SDM 方案產生了針對資料流的不平衡的服務品質，資料流在接收機的輸出轉換成較低的殘留信噪比（SNR）。在傳統系統中，對所有空間流應用對等 MCS。然而，這對於 STBC 預編碼所承載的空間流導致了在分集增益上的利益損失。

因此，期望提供一種方法和設備用於在執行空間處理（例如 STBC）的同時應用不對等的 MCS 或流相關（stream-dependent）的 MCS。

【發明內容】

本發明涉及一種利用不對等 MCS 或流相關的 MCS 來實現空間處理的方法和設備。可以將輸入資料解析為多個資料流，並且對該資料流執行空間處理以產生多個空間流。針對每個資料流而獨立地選擇 MCS。然後，經由多個發射天線發射該空間流。STBC、空頻區塊編碼（SFBC）、准正交 Alamouti 編碼、時逆空時區塊編碼、線性空間處理和迴圈延遲分集（CDD）中的至少一種可以在資料/空間流

上執行。然後，可以對空間流應用天線映射矩陣。然後經由多個發射天線將所得到空間流發射出去。可以基於與該資料流相關聯的每個空間流的 SNR 來確定針對每個資料流的 MCS。

【實施方式】

根據本發明，將不對等 MCS 或流相關的 MCS 應用到不同的空間流。本發明可應用於正交頻分多工 (OFDM) — 多輸入多輸出 (MIMO) 系統、多載波碼分多址 (MC-CDMA) 系統、CDMA 系統等。不對等 MCS 被應用到不同的資料流以利用針對資料流的不對等 SNR。例如，較高級別的 MCS 可以應用到具有分集編碼的空間流，而較低級別的 MCS 可以應用到不具有分集編碼的空間流，從而減少總自發干擾。利用不對等 MCS 或流相關 MCS，可以由於減少的總自發干擾而使用更簡單的接收機演算法（例如線性最小均方誤差 (LMMSE)）。

第 1 圖是根據本發明配置的發射機 100 的方塊圖。發射機 100 包括頻道編碼器 102、速率匹配單元 104、空間解析器 106、多個交織器 108a-108_{n_{SS}}、多個星座映射器 110a-110_{n_{SS}}、多個多工器 116a-118_{n_{SS}}、空間處理單元 120、多個快速傅立葉逆變換 (IFFT) 單元 122a-122_{n_{tx}}、多個循環字首插入單元 124a-124_{n_{tx}} 以及多個發射天線 126a-126_{n_{tx}}。應當注意的是，第 1 圖所示的配置僅作為示例而不作為限制來提供，並且元件所執行的處理可以由更多或更少個元件來實現，並且處理的順序可以發生改變。

頻道編碼器 102 對輸入資料 101 進行編碼。可以使用自適應調變和編碼 (AMC)，並且可以使用任何編碼速率和任何編碼方案。例如，編碼速率可以是 $1/2$ 、 $1/3$ 、 $1/5$ 、 $3/4$ 等等。編碼方案可以是 Turbo 編碼、卷積編碼、區塊編碼、低密度奇偶校驗 (LDPC) 編碼等等。可以由速率匹配單元 104 對編碼後資料 103 進行標刻 (puncture)。

速率匹配 105 之後的編碼後資料被空間解析器 106 解析為多個(N_{SS})空間流 107a-107 n_{SS} 。每個資料流 107a-107 n_{SS} 上的資料比特較佳地由交織器 108a-108 n_{SS} 進行交織。然後，交織之後的資料比特 109a-109 n_{SS} 由星座映射器 110a-110 n_{SS} 根據所選擇的調變方案映射到符號 111a-111 n_{SS} 。該調變方案可以是正交相移鍵控 (QPSK)、8PSK、16 正交幅度調變 (QAM)、64QAM 等等。控制資料 112a-112 n_{SS} 和/或導頻 114a-114 n_{SS} 由多工器 116a-116 n_{SS} 與符號 111a-111 n_{SS} 進行多工。然後，符號 117a-117 n_{SS} (包括多工的控制資料 112a-112 n_{SS} 和/或導頻 114a-114 n_{SS}) 由空間處理單元 120 進行處理。

可替換地，可以在頻道編碼之前來劃分輸入資料 101，並且劃分後的多個輸入資料可以由兩個或更多單獨的編碼器進行編碼。可替換地，替代性地或額外地，將一個資料流解析為多個資料流，可以對屬於一個或多個使用者的若干個輸入資料流進行處理以經由若干個空間天線進行發射。

空間處理單元 120 基於頻道狀態資訊 118 而選擇性地

對符號 117a-117n_{SS} 執行空間處理，並輸出 N_{TX} 個資料流 121a-121n_{tx}。空間處理可以是空時編碼 (STC)、空間多工 (SM)、線性空間映射或發射波束成形。對於 STC，可以使用包括 STBC、SFBC、用於四個 (4) 發射天線的准正交 Alamouti、時逆 STBC (TR-STBC)、CDD 等的任何形式的 STC。

頻道狀態資訊 118 可以用於每個副載波的 V 矩陣、SNR、頻道矩陣秩、頻道條件號、延遲擴散或短期和/或長期頻道統計中的至少一個。該 V 矩陣是從所估計的頻道矩陣的奇異值分解中獲得的西矩陣 (unitary matrix)。該頻道條件號與頻道矩陣的秩有關。異常條件的頻道可以是秩虧。低秩或異常條件的頻道將利用諸如 STBC 之類的分集方案展現出較好的強健性，因為該頻道將沒有足夠的自由度來支援具有發射波束成形的 SM。高秩的頻道將利用具有發射波束成形的 SM 來支援較高資料速率。可以利用傳統技術，例如直接頻道反饋 (DCFB) 來獲取頻道狀態資訊 118。

由輸出時域資料 123a-123n_{tx} 的 IFFT 單元 122a-122n_{tx} 來處理來自空間處理單元 120 的資料流 121a-121n_{tx}。由 CP 插入單元 124a-124n_{tx} 將 CP 添加至每個時域資料 123a-123n_{tx}。然後經由發射天線 126a-126n_{tx} 來發射具有 CP 125a-125n_{tx} 的時域資料。

第 2 圖是根據本發明配置的接收機 200 的方塊圖。該接收機 200 包括多個接收天線 202a-202n_{rx}、頻道估計器

204、雜訊估計器 206、頻道相關性矩陣計算器 208、SNR 標稱常數計算器 210、多個 OFDM 處理單元 212a-212n_{rx}、空間解碼器 214、多個星座解映射器 216a-216n_{ss}、多個 SNR 歸一化單元 218a-218n_{ss}、多個解交織器 220a-220n_{ss}、空間解解織器 222 和解碼器 224。應當注意的是，第 2 圖中所示的配置僅作為示例而不作為限制來提供，並且元件所執行的處理可以由更多或更少個元件來實現，並且處理的順序可以發生改變。

將多個接收到的資料流 203a-203n_{rx} 輸入到頻道估計器 204、雜訊估計器 206 以及 OFDM 處理單元 212a-212n_{rx}。頻道估計器 204 利用傳統方法執行頻道估計以產生頻道矩陣 205。雜訊估計器 206 計算雜訊方差 207。頻道相關性矩陣計算器 208 從頻道矩陣 205 產生相關性矩陣 209，這將在後文中進行詳述。SNR 標稱常數計算器 210 從相關性矩陣 209 和雜訊方差 207 計算 SNR 標稱常數 211a-211n_{ss}，這將在後文中進行詳述。

每個 OFDM 處理單元 212a-212n_{rx} 從每個所接收到的資料流 203a-203n_{rx} 中去除 CP，並且執行快速傅立葉變換 (FFT) 以輸出頻域資料 213a-213n_{rx}。空間解碼器 214 對來自 OFDM 處理單元 212a-212n_{rx} 的輸出 213a-213n_{rx} 進行處理。該空間解碼器 214 可以是最小均方誤差 (MMSE) 解碼器、MMSE 連續干擾消除 (SIC) 解碼器或最大似然 (ML) 解碼器。

在空間解碼之後，星座解映射器 216a-216n_{ss} 對解碼後

資料 215a-215n_{rx} 進行處理以產生位元流 217a-217n_{ss}。SNR 歸一化單元 218a-218n_{ss} 基於 SNR 標稱常數 211a-211n_{ss} 對位元流 217a-217n_{ss} 進行歸一化。然後，解交織器 220a-220n_{ss} 對歸一化位元流 219a-219n_{ss} 進行處理。空間解交織器 222 將去交織後的比特 221a-221n_{ss} 合併到一個資料流 223 中。然後解碼器 224 對該資料流 223 進行處理以恢復輸入資料 225。

在下文中，將參考作為代表性實例的 STBC 來描述在發射機 100 和接收機 200 處的空間處理。將使用下列定義：

N_{TX} ：發射天線的數量；

N_{SS} ：空間天線的數量；

N_{STS} ：STBC 之後的流的數量；

$d_{k,n}$ ：符號時間 n 處的資料向量；

$s_{k,n}$ ：符號時間 n 處 STBC 之後的向量；

$x_{k,n}$ ：符號時間 n 處第 3 圖中 P 矩陣之後的向量；以及

$y_{k,n}$ ：符號時間 n 處的接收到的向量。

第 3 圖是配置為執行 STBC 和/或線性空間映射的示例性空間處理單元 120 的方塊圖。空間處理單元 120 可以包括 STBC 單元 302、CDD 單元 304 以及天線映射單元 306。符號 117a-117n_{ss} 中的每個符號是複數流。在 OFDM 符號 n 的副載波 k 的空間流 i 上發射的複數符號被表示為 $d_{k,i,n}$ 。STBC 單元 302 處理在每個副載波中的兩個順次的 OFDM 符號。來自 STBC 單元 302 的、OFDM 符號 $2m$ 和 $2m+1$ 的副載波 k 的輸出空時流 i_{STS} 上的輸出符號表示為：

$$\begin{aligned}
 s_{k,i_{STS},2m} &= f_{0,i_{STS}}(d_{k,i_{SS},2m}, d_{k,i_{SS},2m+1}) \\
 s_{k,i_{STS},2m+1} &= f_{1,i_{STS}}(d_{k,i_{SS},2m}, d_{k,i_{SS},2m+1})
 \end{aligned}
 \tag{1}$$

其中在表 1 中定義了 $f_{0,i_{STS}}$ 和 $f_{1,i_{STS}}$ 。

表 1

N_{STS}	N_{SS}	i_{STS}	$f_{0,i_{STS}}$	$f_{1,i_{STS}}$
2	1	1	$d_{k,1,2m}$	$d_{k,1,2m+1}$
		2	$-d_{k,1,2m+1}^*$	$d_{k,1,2m}^*$
3	2	1	$d_{k,1,2m}$	$d_{k,1,2m+1}$
		2	$-d_{k,1,2m+1}^*$	$d_{k,1,2m}^*$
		3	$d_{k,2,2m}$	$d_{k,2,2m+1}$
4	2	1	$d_{k,1,2m}$	$d_{k,1,2m+1}$
		2	$-d_{k,1,2m+1}^*$	$d_{k,1,2m}^*$
		3	$d_{k,2,2m}$	$d_{k,2,2m+1}$
		4	$-d_{k,2,2m+1}^*$	$d_{k,2,2m}^*$
	3	1	$d_{k,1,2m}$	$d_{k,1,2m+1}$
		2	$-d_{k,1,2m+1}^*$	$d_{k,1,2m}^*$
		3	$d_{k,2,2m}$	$d_{k,2,2m+1}$
		4	$d_{k,3,2m}$	$d_{k,3,2m+1}$

可以由 CDD 單元 304 和天線映射單元 306 在來自 STBC 單元 302 的輸出符號上執行線性空間處理。如果沒有執行 STBC，那麼 $s_{k,i,n}=d_{k,i,n}$ 並且 $N_{STS}=N_{SS}$ 。線性空間處理被定義為在給定副載波上待發射的符號的向量的旋轉序

列。CDD 單元 304 和天線映射單元 306 所進行的處理表示如下：

$$\mathbf{x}_{k,n} = [\mathbf{P}_{\text{map}}(k)]_{N_{\text{STS}}} \mathbf{C}_{\text{CDD}}(k) \mathbf{s}_{k,n} \quad \text{等式(2)}$$

其中， $\mathbf{s}_{k,n} = [s_{k,1,n} \cdots s_{k,N_{\text{STS}},n}]^T$ 是在 OFDM 符號 n 的副載波 k 上待發射的調變符號的 N_{STS} -向量。 $\mathbf{C}_{\text{CDD}}(k)$ 是 $N_{\text{SS}} \times N_{\text{SS}}$ 對角線迴圈延遲矩陣，其表示頻域中的迴圈延遲。該對角線值由 $[\mathbf{C}_{\text{CDD}}(k)]_{i,i} = \exp(-j2\pi k \Delta_F T_{\text{CS}}^i)$ 給出。 $[\mathbf{P}_{\text{map}}(k)]_{N_{\text{STS}}}$ 是 $N_{\text{Tx}} \times N_{\text{STS}}$ 矩陣，該矩陣包括 $N_{\text{Tx}} \times N_{\text{Tx}}$ 天線映射矩陣 $\mathbf{P}_{\text{map}}(k)$ 的前 N_{STS} 列。這可以用於直接映射操作的單位矩陣、用於空間擴展操作的映射矩陣或者是頻道專用導引矩陣（例如頻道特徵向量的集合）。 $\mathbf{x}_{k,n}$ 是 OFDM 符號 n 的副載波 k 中發射的符號的 N_{Tx} -向量。

頻道矩陣 $\mathbf{H}_{\text{eff}}$ 是由向量 $\mathbf{s}_{k,n}$ 觀察到的有效頻道，從而：

$$y_{k,n} = \mathbf{H}_{\text{eff}} \mathbf{s}_{k,n} + \mathbf{n}_{k,n} \quad \text{等式(3)}$$

在接收機中， $y_{k,2m}$ 和 $y_{k,2m+1}^*$ 結合成單個向量，如下：

$$\mathbf{y}_k = \begin{bmatrix} y_{k,2m} \\ y_{k,2m+1}^* \end{bmatrix} \quad \text{等式(4)}$$

使用等式 (3) 和等式 (4)，

$$\mathbf{y}_k = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{\text{eff}} \mathbf{s}_{k,2m} \\ \mathbf{H}_{\text{eff}}^* \mathbf{s}_{k,2m+1}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{n}_{k,2m} \\ \mathbf{n}_{k,2m+1}^* \end{bmatrix} \quad \text{等式(5)}$$

在向量 $\mathbf{s}_{k,2m}$ 和 $\mathbf{s}_{k,2m+1}^*$ 中，在它們任意一個中出現的資料值在二者中將表現為共軛或不共軛。這允許將等式 (5) 寫為簡單的矩陣形式，如隨後的特定實例所示。

考慮 $N_{tx}=3$ 並且 $N_{SS}=2$ 的情況 (即由空間解析器 106 從輸入資料中產生兩個 (2) 空間流, 並且在發射機 100 處從空間處理單元 120 中產生三個資料流)。三個資料流中的其中一個用於如下所示的發射分集的空間解析器 106 的一個資料流的修改副本中產生。

對於 $N_{tx}=3$ 並且 $N_{SS}=2$ 的情況, 從表 1 中可以看到:

$$s_{k,1,2m} = d_{k,1,2m};$$

$$s_{k,2,2m} = -d_{k,1,2m+1}^*; \text{ 以及}$$

$$s_{k,3,2m} = d_{k,2,2m}$$

從而,

$$s_{k,2m} = \begin{bmatrix} d_{k,1,2m} \\ -d_{k,1,2m+1}^* \\ d_{k,2,2m} \end{bmatrix} \quad \text{等式(6)}$$

而且

$$s_{k,1,2m+1} = d_{k,1,2m+1};$$

$$s_{k,2,2m+1} = d_{k,1,2m}^*; \text{ 以及}$$

$$s_{k,3,2m+1} = d_{k,2,2m+1}$$

從而

$$s_{k,2m+1} = \begin{bmatrix} d_{k,1,2m+1} \\ d_{k,1,2m}^* \\ d_{k,2,2m+1} \end{bmatrix}; \quad \text{等式(7)}$$

並且

$$s_{k,2m+1}^* = \begin{bmatrix} d_{k,1,2m+1}^* \\ d_{k,1,2m} \\ d_{k,2,2m+1}^* \end{bmatrix} \quad \text{等式(8)}$$

利用等式 (6) 和等式 (8)，可以將等式 (5) 重新表示為標準矩陣等式，包括下列四個資料值 $d_{k,1,2m}$ 、 $d_{k,1,2m+1}^*$ 、 $d_{k,2,2m}$ 、 $d_{k,2,2m+1}^*$ (星號表示共軛，而不是埃爾米特共軛)。

$$y_k = \begin{bmatrix} H_{eff}(:,1) & -H_{eff}(:,2) & H_{eff}(:,3) & 0 \\ H_{eff}^*(:,2) & H_{eff}^*(:,1) & 0 & H_{eff}^*(:,3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{k,1,2m} \\ d_{k,1,2m+1}^* \\ d_{k,2,2m} \\ d_{k,2,2m+1}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{k,2m} \\ n_{k,2m+1}^* \end{bmatrix}$$

等式 (9)

現在其處於標準 MIMO 格式，但具有各種組 H_{eff} 列組合的頻道矩陣。接收機 200 對資料向量 d 進行解調：

$$d = \begin{bmatrix} d_{k,1,2m} \\ d_{k,1,2m+1}^* \\ d_{k,2,2m} \\ d_{k,2,2m+1}^* \end{bmatrix}$$

等式 (10)

MMSE 解調器可用於等式 (10) 中的資料向量。等式 (9) 中的通道矩陣表示為：

$$\tilde{H} = \begin{bmatrix} H_{eff}(:,1) & -H_{eff}(:,2) & H_{eff}(:,3) & 0 \\ H_{eff}^*(:,2) & H_{eff}^*(:,1) & 0 & H_{eff}^*(:,3) \end{bmatrix}$$

等式 (11)

MMSE 求解如下(丟棄指數 k 並將符號 “+” 用於埃爾米特共軛)：

$$\hat{d} = \left(\frac{1}{\sigma_d^2} I + \frac{1}{\sigma_n^2} \tilde{H}^+ \tilde{H} \right)^{-1} \tilde{H}^+ \frac{1}{\sigma_n^2} y;$$

等式 (12)

或等同於

$$\hat{d} = \left(\frac{\sigma_n^2}{\sigma_d^2} I + \tilde{H}^+ \tilde{H} \right)^{-1} \tilde{H}^+ y$$

等式 (13)

等式 (9) 可表示為如下：

$$y = \tilde{H}d + n$$

等式 (14)

將等式 (14) 代入等式 (12) 得出

$$\hat{d} = \left(\frac{\sigma_n^2}{\sigma_d^2} I + \tilde{H}^+ \tilde{H} \right)^{-1} \tilde{H}^+ \tilde{H} d + \left(\frac{\sigma_n^2}{\sigma_d^2} I + \tilde{H}^+ \tilde{H} \right)^{-1} \tilde{H}^+ n \quad \text{等式 (15)}$$

使用等式 (11)，相關性矩陣 $\tilde{H}^+ \tilde{H}$ 成為如下：

$$\tilde{H}^+ \tilde{H} = \begin{bmatrix} H_{eff}^+(:,1) & H_{eff}^T(:,2) \\ -H_{eff}^+(:,2) & H_{eff}^T(:,1) \\ H_{eff}^+(:,3) & 0 \\ 0 & H_{eff}^T(:,3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} H_{eff}(:,1) & -H_{eff}(:,2) & H_{eff}(:,3) & 0 \\ H_{eff}^*(:,2) & H_{eff}^*(:,1) & 0 & H_{eff}^*(:,3) \end{bmatrix}$$

$$\tilde{H}^+ \tilde{H} = \begin{bmatrix} \|H_{eff}(:,1)\|^2 + \|H_{eff}(:,2)\|^2 & 0 & H_{eff}^+(:,1)H_{eff}(:,3) & H_{eff}^+(:,3)H_{eff}(:,2) \\ 0 & \|H_{eff}(:,1)\|^2 + \|H_{eff}(:,2)\|^2 & -H_{eff}^+(:,2)H_{eff}(:,3) & H_{eff}^+(:,3)H_{eff}(:,1) \\ H_{eff}^+(:,3)H_{eff}(:,1) & -H_{eff}^+(:,3)H_{eff}(:,2) & \|H_{eff}(:,3)\|^2 & 0 \\ H_{eff}^+(:,2)H_{eff}(:,3) & H_{eff}^+(:,1)H_{eff}(:,3) & 0 & \|H_{eff}(:,3)\|^2 \end{bmatrix}$$

等式(16)

在 MMSE 接收機處理之後，針對等式 (9) 中第 k 個資料流的有效 SNR 為：

$$SNR_k = \frac{1}{\left(I + \rho \tilde{H}^+ \tilde{H} \right)_{kk}^{-1}} - 1 \quad ; \quad \text{等式(17)}$$

$$\text{其中 } \rho = \frac{\sigma_d^2}{\sigma_n^2}$$

對於高 SNR，等式 (17) 成為：

$$SNR_k \approx \frac{\rho}{\left(\tilde{H}^+ \tilde{H} \right)_{kk}^{-1}} \quad \text{等式(18)}$$

矩陣 $\tilde{H}^+ \tilde{H}$ 具有下列形式：

$$\tilde{H}^+ \tilde{H} = \begin{bmatrix} x & 0 & a & b \\ 0 & x & -b^* & a^* \\ a^* & -b & z & 0 \\ b^* & a & 0 & z \end{bmatrix} \quad \text{等式(19)}$$

可以從 $\tilde{H}^+ \tilde{H}$ 的運算式中很容易找出等式 (19) 中參數的定義。使用針對逆矩陣的一般公式，如下：

$$A^{-1} = \frac{\text{cof}^T(A)}{\det(A)} ; \quad \text{等式(20)}$$

可以示出 $(\tilde{H}^+ \tilde{H})^{-1}$ 的對角線元素給出如下

$$(\tilde{H}^+ \tilde{H})_{11}^{-1} = \frac{z(xz - |b|^2 - |a|^2)}{\det(\tilde{H}^+ \tilde{H})} ; \quad \text{等式(21)}$$

$$(\tilde{H}^+ \tilde{H})_{22}^{-1} = \frac{z(xz - |b|^2 - |a|^2)}{\det(\tilde{H}^+ \tilde{H})} ; \quad \text{等式(22)}$$

$$(\tilde{H}^+ \tilde{H})_{33}^{-1} = \frac{x(xz - |b|^2 - |a|^2)}{\det(\tilde{H}^+ \tilde{H})} ; \quad \text{等式(23)}$$

以及

$$(\tilde{H}^+ \tilde{H})_{44}^{-1} = \frac{x(xz - |b|^2 - |a|^2)}{\det(\tilde{H}^+ \tilde{H})} \quad \text{等式(24)}$$

使用等式 (18)，針對每個資料流的 SNR 得出如下：

$$SNR_1 = \rho \frac{\det(\tilde{H}^+ \tilde{H})}{z(xz - |b|^2 - |a|^2)} ; \quad \text{等式(25)}$$

$$SNR_2 = \rho \frac{\det(\tilde{H}^+ \tilde{H})}{z(xz - |b|^2 - |a|^2)} ; \quad \text{等式(26)}$$

$$SNR_3 = \rho \frac{\det(\tilde{H}^+ \tilde{H})}{x(xz - |b|^2 - |a|^2)} ; \quad \text{等式(27)}$$

以及

$$SNR_4 = \rho \frac{\det(\tilde{H}^+ \tilde{H})}{x(xz - |b|^2 - |a|^2)} \quad \text{等式(28)}$$

對於以上任何頻道實現， d 的前兩個分量(應用有 STBC 編碼的分量) 具有相同的 SNR，而另外兩個也具有對等的 SNR。第二個通常小於第一個。 d 的編碼過的分量的 SNR 與未編碼過分量的 SNR 之間的比率為：

$$\frac{SNR_{1,2}}{SNR_{3,4}} = \frac{x}{z} = \frac{\|H_{eff}(:,1)\|^2 + \|H_{eff}(:,2)\|^2}{\|H_{eff}(:,3)\|^2} \quad \text{等式(29)}$$

假設 H_{eff} 的三個列具有相似的特性，那麼 SNR 將比 STBC 編碼的符號的平均高 3dB。

在實現 STBC 時，可以經由相同頻率或不同頻率來發射一對隨後的符號。為了評估，在這裏考慮最簡單的情況 $N_{tx}=2$ 和 $N_{ss}=1$ ，假設在接收機處僅有一個接收天線。該有效頻道矩陣表示為 1×2 矩陣，如下：

$$H_{eff} = [h_1 \quad h_2], \quad \text{等式(30)}$$

並且資料向量變為如下

$$d = \begin{bmatrix} d_{k,1,2m} \\ d_{k,1,2m+1}^* \end{bmatrix} \quad \text{等式(31)}$$

當相同的頻率用於連續符號時， H_{eff} 對於兩個符號來說是相同的，並且等式(5)變為如下：

$$y_k = \begin{bmatrix} h_1 & -h_2 \\ h_2^* & h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{k,1,2m} \\ d_{k,1,2m+1}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{k,2m} \\ n_{k,2m+1}^* \end{bmatrix} \quad \text{等式(32)}$$

如果使用了迫零接收機，那麼第一步驟是將 y_k 與頻道矩陣的埃爾米特矩陣相乘：

$$\tilde{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} h_1 & -h_2 \\ h_2^* & h_1^* \end{bmatrix};$$

以得到

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{H}}^+ y_k &= \begin{bmatrix} h_1^* & h_2 \\ -h_2^* & h_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1 & -h_2 \\ h_2^* & h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{k,1,2m} \\ d_{k,1,2m+1}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} h_1^* & h_2 \\ -h_2^* & h_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{n}_{k,2m} \\ \mathbf{n}_{k,2m+1}^* \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} |h_1|^2 + |h_2|^2 & 0 \\ 0 & |h_1|^2 + |h_2|^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{k,1,2m} \\ d_{k,1,2m+1}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} h_1^* & h_2 \\ -h_2^* & h_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{n}_{k,2m} \\ \mathbf{n}_{k,2m+1}^* \end{bmatrix} \end{aligned}$$

等式(33)

信號部分中的對角線矩陣元素 $|h_1|^2 + |h_2|^2$ 表示由 STBC 編碼獲得的二級分集。

當不同的頻率用於連續符號時，針對兩個符號的有效頻道如下

對於第一符號來說， $\mathbf{H}_{eff} = [h_1 \ h_2]$ ；以及
對於第二符號來說， $\mathbf{H}_{eff} = [g_1 \ g_2]$ 。

在此情況下，修改後的等式 (5) 變為如下：

$$y_k = \begin{bmatrix} h_1 & -h_2 \\ g_2^* & g_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{k,1,2m} \\ d_{k,1,2m+1}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{n}_{k,2m} \\ \mathbf{n}_{k,2m+1}^* \end{bmatrix}$$

等式(34)

並且獲得下列等式

$$\tilde{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} h_1 & -h_2 \\ g_2^* & g_1^* \end{bmatrix}$$

等式(35)

以及

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{H}}^+ y_k &= \begin{bmatrix} h_1^* & g_2 \\ -h_2^* & g_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1 & -h_2 \\ g_2^* & g_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{k,1,2m} \\ d_{k,1,2m+1}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} h_1^* & g_2 \\ -h_2^* & g_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{n}_{k,2m} \\ \mathbf{n}_{k,2m+1}^* \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} |h_1|^2 + |g_2|^2 & -h_1^* h_2 + g_1^* g_2 \\ -h_2^* h_1 + g_2^* g_1 & |h_2|^2 + |g_2|^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{k,1,2m} \\ d_{k,1,2m+1}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} h_1^* & g_2 \\ -h_2^* & g_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{n}_{k,2m} \\ \mathbf{n}_{k,2m+1}^* \end{bmatrix} \end{aligned}$$

等式(36)

信號部分中的對角線矩陣元素 $|h_1|^2 + |g_2|^2$ 表示由 STBC 編碼獲得的二級分集。在此情況中，對角線元素仍然表示二級分集。然而，非對角線元素將產生幹擾（即非正交性）。

對於表 1 的 2×1 情況，等式 (5) 變成如下：

$$y_k = \begin{bmatrix} h_1 & -h_2 \\ h_2^* & h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{k,1,2m} \\ d_{k,1,2m+1}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{k,2m} \\ n_{k,2m+1}^* \end{bmatrix} \quad \text{等式(37)}$$

其中

$$\tilde{H} = \begin{bmatrix} h_1 & -h_2 \\ h_2^* & h_1^* \end{bmatrix} \quad \text{等式(38)}$$

並且

$$d = \begin{bmatrix} d_{k,1,2m} \\ d_{k,1,2m+1}^* \end{bmatrix} \quad \text{等式(39)}$$

在此情況下， d 的 MMSE 估計值如下：

$$\hat{d} = \rho \tilde{H}^+ (\rho \tilde{H} \tilde{H}^+ + I)^{-1} y_k \quad \text{等式(40)}$$

$$\tilde{H} \tilde{H}^+ = \begin{bmatrix} h_1 & -h_2 \\ h_2^* & h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1^* & h_2 \\ -h_2^* & h_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |h_1|^2 + |h_2|^2 & 0 \\ 0 & |h_1|^2 + |h_2|^2 \end{bmatrix} \quad \text{等式(41)}$$

等式 (40) 成爲：

$$\hat{d} = \rho \begin{bmatrix} h_1^* & h_2 \\ -h_2^* & h_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \rho(|h_1|^2 + |h_2|^2) + 1 & 0 \\ 0 & \rho(|h_1|^2 + |h_2|^2) + 1 \end{bmatrix}^{-1} y_k \quad \text{等式(42)}$$

或者

$$\begin{bmatrix} \hat{d}_{2m} \\ \hat{d}_{2m+1}^* \end{bmatrix} = \frac{\rho}{\rho(|h_1|^2 + |h_2|^2) + 1} \begin{bmatrix} h_1^* & h_2 \\ -h_2^* & h_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_{2m} \\ y_{2m+1}^* \end{bmatrix} \quad \text{等式(43)}$$

可替換地，可以利用 y_{2m} ，然後利用 y_{2m+1} 並將它們相加而找到 d_{2m} 和 d_{2m+1} 的 MMSE 估計運算元。對第一符號應用該方案：

$$y_{2m} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{2m} \\ -d_{2m+1}^* \end{bmatrix} + n_{2m}, \quad \text{等式(44)}$$

並且來自第一符號的資料向量的 MMSE 估計是

$$\begin{bmatrix} \hat{d}_{2m} \\ -\hat{d}_{2m+1}^* \end{bmatrix} = \rho \begin{bmatrix} h_1^* \\ h_2^* \end{bmatrix} \left(\rho \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1^* \\ h_2^* \end{bmatrix} + 1 \right)^{-1} y_{2m}, \quad \text{等式(45)}$$

或

$$\begin{bmatrix} \hat{d}_{2m} \\ -\hat{d}_{2m+1}^* \end{bmatrix} = \frac{\rho}{\rho(|h_1|^2 + |h_2|^2) + 1} \begin{bmatrix} h_1^* \\ h_2^* \end{bmatrix} y_{2m} \quad \text{等式(46)}$$

對第二符號應用該方案：

$$y_{2m+1} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_{2m+1} \\ d_{2m}^* \end{bmatrix} + n_{2m+1}, \quad \text{等式(47)}$$

並且來自第二符號的資料向量的 MMSE 估計是：

$$\begin{bmatrix} \hat{d}_{2m+1} \\ \hat{d}_{2m}^* \end{bmatrix} = \rho \begin{bmatrix} h_1^* \\ h_2^* \end{bmatrix} \left(\rho \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1^* \\ h_2^* \end{bmatrix} + 1 \right)^{-1} y_{2m+1}, \quad \text{等式(48)}$$

或

$$\begin{bmatrix} \hat{d}_{2m+1} \\ \hat{d}_{2m}^* \end{bmatrix} = \frac{\rho}{\rho(|h_1|^2 + |h_2|^2) + 1} \begin{bmatrix} h_1^* \\ h_2^* \end{bmatrix} y_{2m+1} \quad \text{等式(49)}$$

使用等式 (47) 和 (49)，將 d_{2m} 的兩個估計相加，如下：

$$\hat{d}_{2m} = \frac{\rho}{\rho(|h_1|^2 + |h_2|^2) + 1} \left[h_1^* y_{2m} + h_2 y_{2m+1}^* \right] \quad \text{等式(50)}$$

該結果與等式 (43) 中獲得的結果相同。對 d_{2m+1} 的估計求和也將導致與從等式(43)得到的結果相同。因此，在簡單的 2×1 Alamouti 方案中，這兩種解碼技術是一致的。然而，在表 1 的 3×2 情況中，其可以不同。

第 4 圖和第 5 圖示出了利用 3×2 天線配置和線性最小均方誤差 (LMMSE) 接收機的針對 IEEE 802.11n 頻道 E 和 B 的模擬結果。該模擬結果示出的是，利用 64QAM 和 QPSK 的不對等調變方案的情況在封包誤差率 (PER) 方面比使用針對頻道 E (頻道 B) 的 16QAM 和 16QAM 的對等調變方案的情況好出約 1.5dB (0.8dB)

發射機和接收機可以是無線發射/接收單元 (WTRU) 或基地台。術語 “WTRU” 包括但不限於使用者設備 (UE)、行動台、固定或行動使用者單元、尋呼機、行動電話、個人數位助理 (PDA)、電腦或能夠在無線環境中操作的任何其他類型的使用者裝置。術語 “基地台” 包括但不限於 Node-B、站點控制器、存取點 (AP) 或能夠在無線環境中操作的任何其他類型的介面連接裝置。

實施例

1. 一種在無線通信系統中用於利用不對等的 MCS 來實施空間資料處理的方法，該無線通信系統包括發射機和接收機。

2. 根據實施例 1 所述的方法，包括以下步驟：從至少一個輸入資料中產生多個資料流。

3. 根據實施例 2 所述的方法，包括以下步驟：在至少

一個資料流上執行空間處理以產生多個空間流，針對每個資料流而獨立地選擇 MCS。

4．根據實施例 3 所述的方法，包括以下步驟：經由多個發射天線發射該空間流。

5．根據實施例 3-4 中任一實施例所述的方法，其中僅對一部分資料流執行該空間處理。

6．根據實施例 3-5 中任一實施例所述的方法，其中對其上執行空間處理的資料流的 MCS 與對其上沒有執行空間處理的資料流的 MCS 是不同的。

7．根據實施例 3-6 中任一實施例所述的方法，其中該空間處理是對至少一個該資料流執行的 STBC。

8．根據實施例 7 所述的方法，其中將該資料流上針對 STBC 的一對符號映射到相同頻率。

9．根據實施例 7 所述的方法，其中將該資料流上針對 STBC 的一對符號映射到不同頻率。

10．根據實施例 3-9 中任一實施例該的方法，其中所述空間處理是對至少一個資料流執行以下中的至少一種：STBC、SFBC、准正交 Alamouti 編碼和時逆空時區塊編碼。

11．根據實施例 3-10 中任一實施例所述的方法，其中對該資料流執行線性空間處理。

12．根據實施例 11 所述的方法，其中對該空間流執行 CDD。

13．根據實施例 11-12 中任一實施例該的方法，其中將天線映射矩陣複聯(multiplied)到所述空間流。

14．根據實施例 13 所述的方法，其中該天線映射矩陣是單位矩陣。

15．根據實施例 13 所述的方法，其中該天線映射矩陣是用於空間擴展。

16．根據實施例 13 所述的方法，其中該天線映射矩陣是頻道專用導引矩陣。

17．根據實施例 16 所述的方法，其中該天線映射矩陣包括頻道特徵向量的集合。

18．根據實施例 3-17 中任一實施例該的方法，其中基於與所述資料流相關聯的每個空間流的信噪比來確定針對每個資料流的該 MCS。

19．根據實施例 4-18 中任一實施例所述的方法，還包括以下步驟：利用至少一個接收天線接收空間流。

20．根據實施例 19 所述的方法，包括以下步驟：執行頻道估計以產生頻道矩陣。

21．根據實施例 20 所述的方法，包括以下步驟：利用該頻道矩陣對所接收到的空間流進行解碼以恢復輸入資料。

22．根據實施例 21 所述的方法，其中使用 MMSE 解碼以用於對接收到的資料流進行解碼。

23．根據實施例 21 所述的方法，其中使用 ZF 解碼以用於對接收到的資料流進行解碼。

24．根據實施例 1-23 中任一實施例所述的方法，其中該無線通信系統是 OFDM 系統。

25·根據實施例 1-23 中任一實施例所述的方法，其中該無線通信系統是 MS-CDMA 系統或者 CDMA 系統。

26·一種用於利用不對等的 MCS 實施空間資料處理的發射機。

27·根據實施例 26 所述的發射機，包括空間處理器，用於對多個資料流的至少一個執行空間處理，針對每個資料流的 MCS 被獨立地選擇。

28·根據實施例 27 所述的發射機，包括多個發射天線，用於發射該資料流。

29·根據實施例 27-28 中任一實施例所述的發射機，其中該空間處理器被配置為僅對一部分資料流執行空間處理。

30·根據實施例 27-29 中任一實施例所述的發射機，其中對其上執行空間處理的資料流的 MCS 與對其上沒有執行空間處理的資料流的 MCS 是不同的。

31·根據實施例 27-30 中任一實施例所述的發射機，其中該空間處理器被配置為對至少一個該資料流執行 STBC。

32·根據實施例 31 所述的發射機，其中該空間處理器被配置為將該資料流上針對 STBC 的一對符號映射到相同頻率。

33·根據實施例 31 所述的發射機，其中該空間處理器被配置為將該資料流上針對 STBC 的一對符號映射到不同頻率。

34·根據實施例 27-33 中任一實施例所述的發射機，其

中該空間處理器被配置為對至少一個該資料流執行以下中的至少一種：STBC、SFBC、准正交 Alamouti 編碼以及時逆空時區塊編碼。

35·根據實施例 27-34 中任一實施例所述的發射機，其中該空間處理器被配置為對該資料流執行線性空間處理。

36·根據實施例 35 所述的發射機，其中該空間處理器被配置為對該空間流執行 CDD。

37·根據實施例 35-36 中任一實施例所述的發射機，其中該空間處理器被配置為將天線映射矩陣應用到該空間流。

38·根據實施例 37 所述的發射機，其中該天線映射矩陣是單位矩陣。

39·根據實施例 37 所述的發射機，其中該天線映射矩陣用於空間擴展。

40·根據實施例 37 所述的發射機，其中該天線映射矩陣是頻道專用導引矩陣。

41·根據實施例 40 所述的發射機，其中該天線映射矩陣包括頻道特徵向量的集合。

42·根據實施例 27-41 中任一實施例所述的發射機，其中基於與該資料流相關聯的每個空間流的信噪比來確定針對每個資料流的該 MCS。

43·一種用於利用不對等 MCS 來實施空間資料處理的接收機。

44·根據實施例 43 所述的接收機，包括至少一個接收

天線，用於接收多個空間流，在發射機處針對映射到該空間流的每個資料流而獨立選擇 MCS。

45．根據實施例 44 所述的接收機，包括頻道估計器，用於執行頻道估計以產生頻道矩陣。

46．根據實施例 45 所述的接收機，包括空間解碼器，用於利用該頻道矩陣對所接收到的空間流進行解碼。

47．根據實施例 46 所述的接收機，其中該空間解碼器被配置為執行 MMSE 解碼以對接收到的空間流進行解碼。

48．根據實施例 46 所述的接收機，其中該空間解碼器被配置為執行 ZF 解碼以對所接收到的空間流進行解碼。

儘管以特定的組合在較佳的實施方式中對本發明的特徵和元素進行了描述，但每個特徵或元素可以在沒有較佳實施方式的其他特徵或元素的情況下單獨使用，或者可以在具有或沒有本發明的其他特徵或元素的多種組合中單獨使用。本發明中描述的方法或流程圖可以實現在由通用目的電腦或處理器來執行的、切實實施在電腦可讀儲存媒體中的電腦程式、軟體和韌體中。電腦可讀儲存媒體的實例包括唯讀記憶體（ROM）、隨機存取記憶體（RAM）、暫存器、快取記憶體、半導體記憶體、諸如內部硬碟和可移動碟片之類的磁性媒體、磁光媒體以及諸如 CD-ROM 碟片以及數位多功能碟片（DVD）之类的光學媒體。

合適的處理器包括，例如，通用目的處理器、專用目的處理器、傳統處理器、數位信號處理器（DSP）、多個微處理器、與 DSP 核心相關聯的一個或多個微處理器、控制

器、微控制器、特定功能積體電路（ASIC）、現場可編程閘陣列（FPGA）、任何積體電路和/或狀態機。

與軟體相關聯的處理器可用於實現射頻發射機，可在無線發射接收單元（WTRU）、使用者設備（UE）、終端、基地台、無線電網路控制器（RNC）或任何主機中使用。WTRU 可以與實現為硬體和/或軟體的模組結合使用，例如相機、視頻相機模組、視頻電話、揚聲器電話、振動裝置、揚聲器、麥克風、電視收發機、免提耳機、鍵盤、藍牙®模組、調頻（FM）無線電單元、液晶顯示器（LCD）顯示單元、有機發光二極體（OLED）顯示單元、數位音樂播放器、媒體播放器、視頻遊戲播放器模組、網際網路瀏覽器和/或無線區域網路（WLAN）模組。

【圖式簡單說明】

從以下關於較佳實施例的描述中可以更詳細地瞭解本發明，這些較佳實施例是作為實例給出的，並且是結合附圖而被理解的，其中：

第 1 圖是根據本發明配置的發射機的方塊圖；

第 2 圖是根據本發明配置的接收機的方塊圖；

第 3 圖是配置以執行 STBC 和/或線性空間映射的示例性空間處理單元的方塊圖；以及

第 4 圖和第 5 圖示出了利用 3x2 天線配置和線性最小均方誤差 (LMMSE) 接收機的針對 IEEE 802.11n 頻道 E 和 B 的模擬結果。

【主要元件符號說明】

CDD	迴圈延遲分集
IFFT	傅立葉逆變換
MCS	編碼方案
OFDM	正交頻分多工
STBC	空頻區塊編碼
SNR	殘留信噪比

十、申請專利範圍：

1. 一種用於實施空間資料處理的方法，該方法包括：
產生一第一空間流以及一第二空間流；
對該第一空間流執行一空時區塊編碼（STBC）處理以產生兩個經 STBC 處理的資料流；
對該第二空間流執行一迴圈延遲分集（CDD）處理；
以及
用至少三天線同時平行傳輸該經 STBC 處理的資料流以及該經 CDD 處理的第二空間流，其中該經 STBC 處理的資料流分別經由至少兩天線來傳輸，以及該經 CDD 處理的第二空間流是經由至少一附加天線來傳輸。
2. 如申請專利範圍第 1 項所述的方法，其中一天線映射矩陣被多工為該空間流。
3. 如申請專利範圍第 2 項所述的方法，其中該天線映射矩陣是一單位矩陣。
4. 如申請專利範圍第 2 項所述的方法，其中該天線映射矩陣是用於空間擴展。
5. 如申請專利範圍第 2 項所述的方法，其中該天線映射矩陣是一頻道專用導引矩陣。
6. 如申請專利範圍第 5 項所述的方法，其中該天線映射矩陣包括一組頻道特徵向量。
7. 如申請專利範圍第 1 項所述的方法，其中一調變和編碼方案（MCS）被選出以用於獨立於另一空間流的各空間流。
8. 如申請專利範圍第 1 項所述的方法，其中用於各資料流的

該 MCS 是基於與該資料流相關聯的各空間流的一信噪比來確定。

9. 一種用於實施空間資料處理的方法，該方法包括：

以至少兩接收天線來接收複數個資料流；以及

對該複數個資料流執行一空間解碼以恢復經由至少三天線同時傳輸的複數個空間流，包括使用空時區塊編碼（STBC）以經由至少一對天線傳輸的一第一空間流、以及使用迴圈延遲分集（CDD）以經由其他天線傳輸的一第二空間流。

10. 一種用於實施空間資料處理的發射機，該發射機包括：

一處理器，被配置為對複數個空間流中的一第一空間流執行空時區塊編碼（STBC）以產生兩個經 STBC 處理的資料流、以及對一第二空間流執行一迴圈延遲分集（CDD）處理；以及

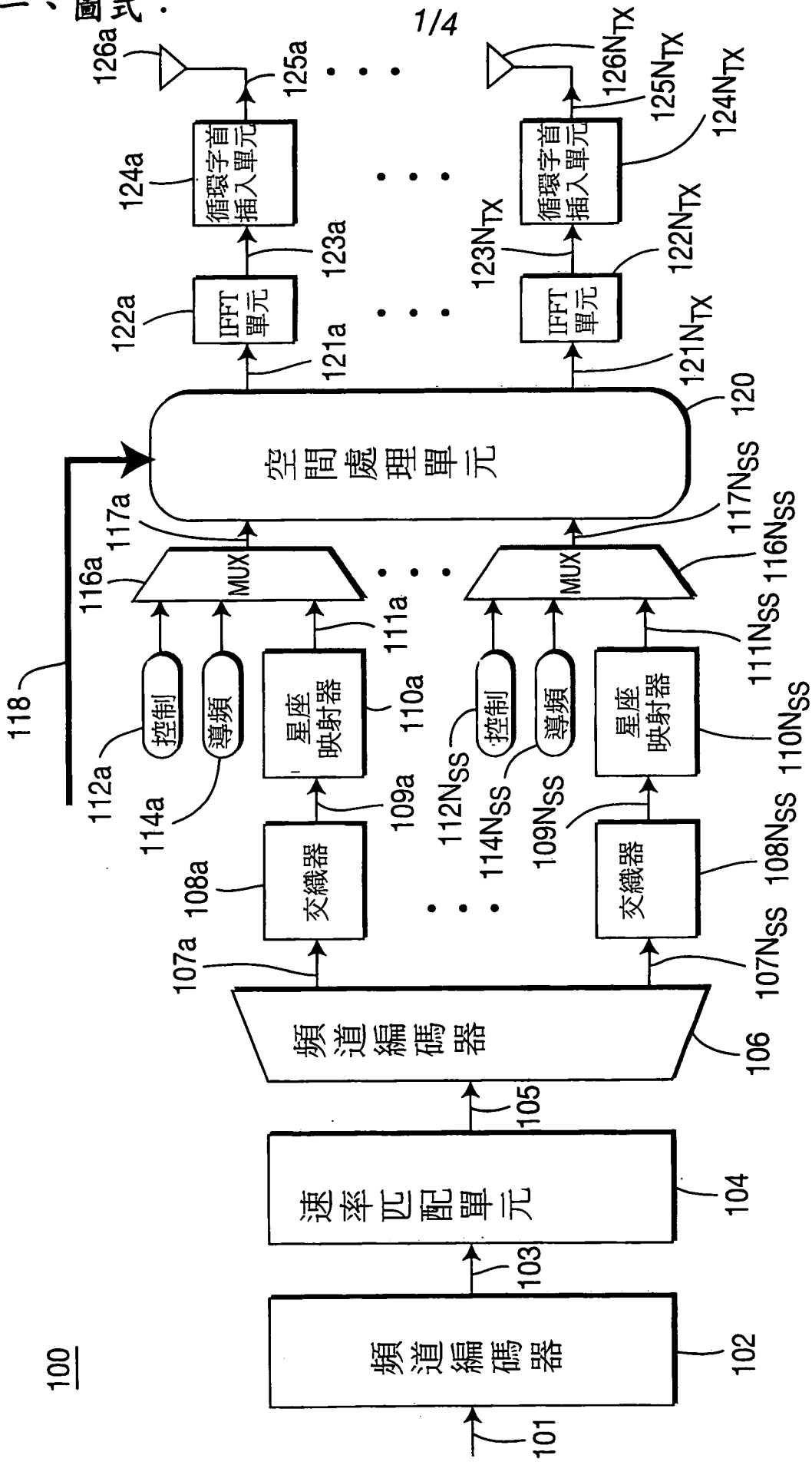
至少三傳輸天線，用於同時平行傳輸該經 STBC 處理的資料流以及該經 CDD 處理的第二空間流，其中該經 STBC 處理的資料流分別經由至少兩天線來傳輸，以及該經 CDD 處理的第二空間流是經由至少一附加天線來傳輸。

11. 如申請專利範圍第 10 項所述的發射機，其中該處理器被配置為將一天線映射矩陣應用至該空間流。
12. 如申請專利範圍第 11 項所述的發射機，其中該天線映射矩陣是一單位矩陣。
13. 如申請專利範圍第 11 項所述的發射機，其中該天線映射

矩陣是用於空間擴展。

14. 如申請專利範圍第 11 項所述的發射機，其中該天線映射矩陣是一頻道專用導引矩陣。
15. 如申請專利範圍第 14 項所述的發射機，其中該天線映射矩陣包括一組頻道特徵向量。
16. 如申請專利範圍第 11 項所述的發射機，其中該處理器被配置為選出一調變和編碼方案（MCS）以用於獨立於另一空間流的各空間流、且以用於各空間流的該選出的 MCS 來調變各空間流。
17. 如申請專利範圍第 16 項所述的發射機，其中用於各資料流的該 MCS 是基於與該資料流相關聯的各空間流的一信噪比來確定。
18. 一種用於實施空間資料處理的接收機，該接收機包括：
 - 至少兩接收天線，用於接收複數個資料流；以及
 - 一空間解碼器，用於對該複數個資料流執行一空間解碼以恢復經由至少三天線同時傳輸的複數個空間流，該複數個空間流包括使用空時區塊編碼（STBC）以經由至少一對天線傳輸的一第一空間流、以及由一迴圈延遲分集（CDD）所處理的且經由至少一附加天線傳輸的一第二空間流。

十一、圖式：



第 1 圖

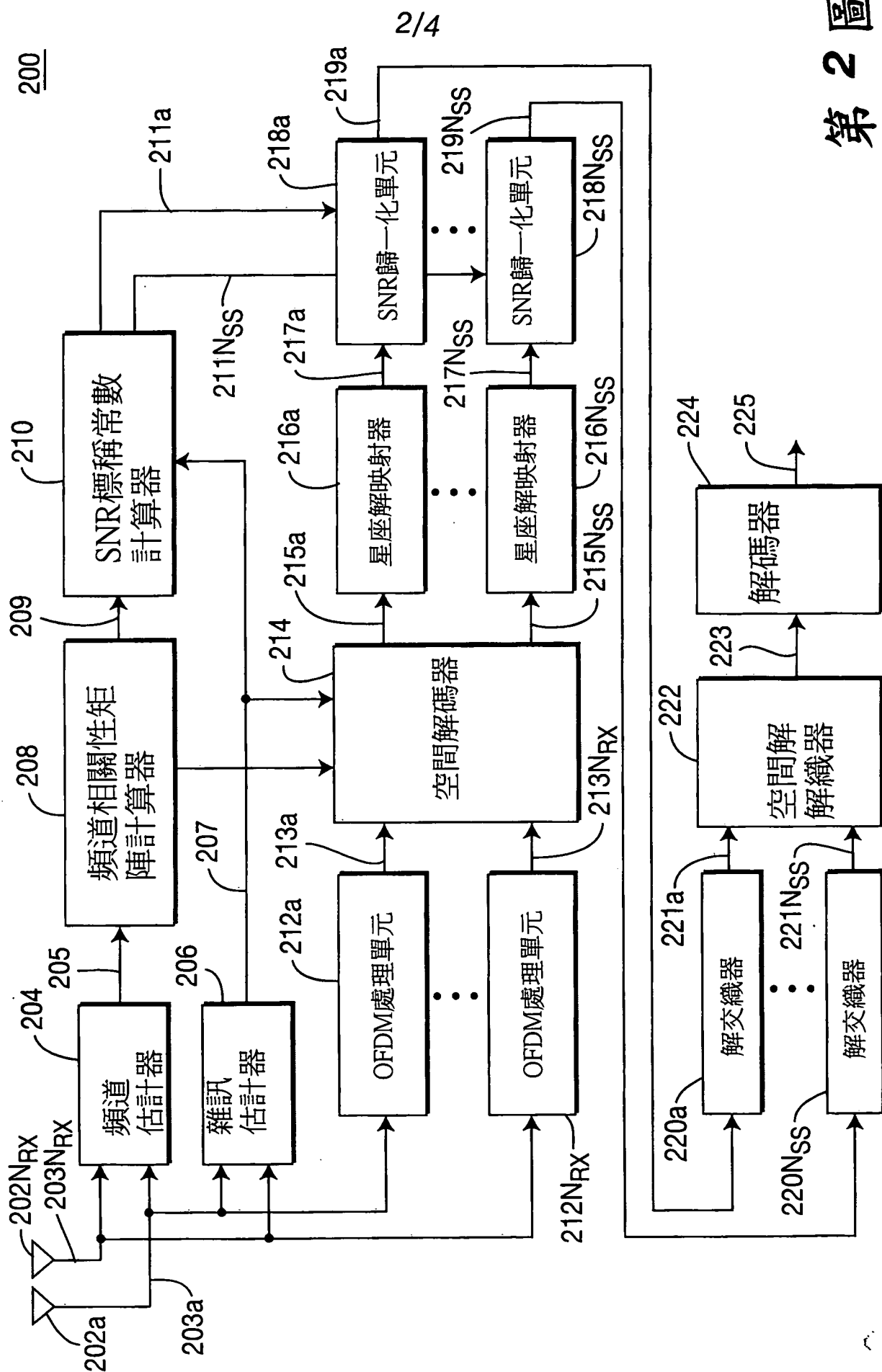
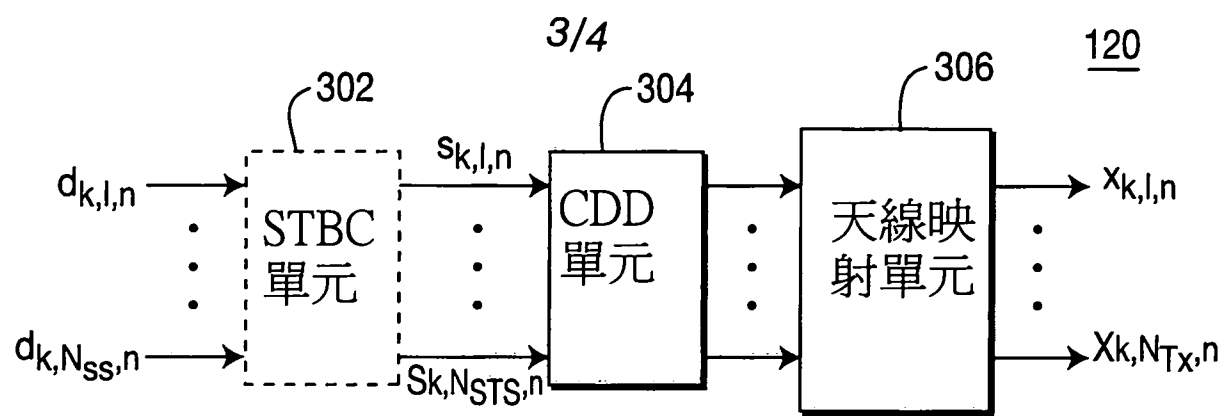
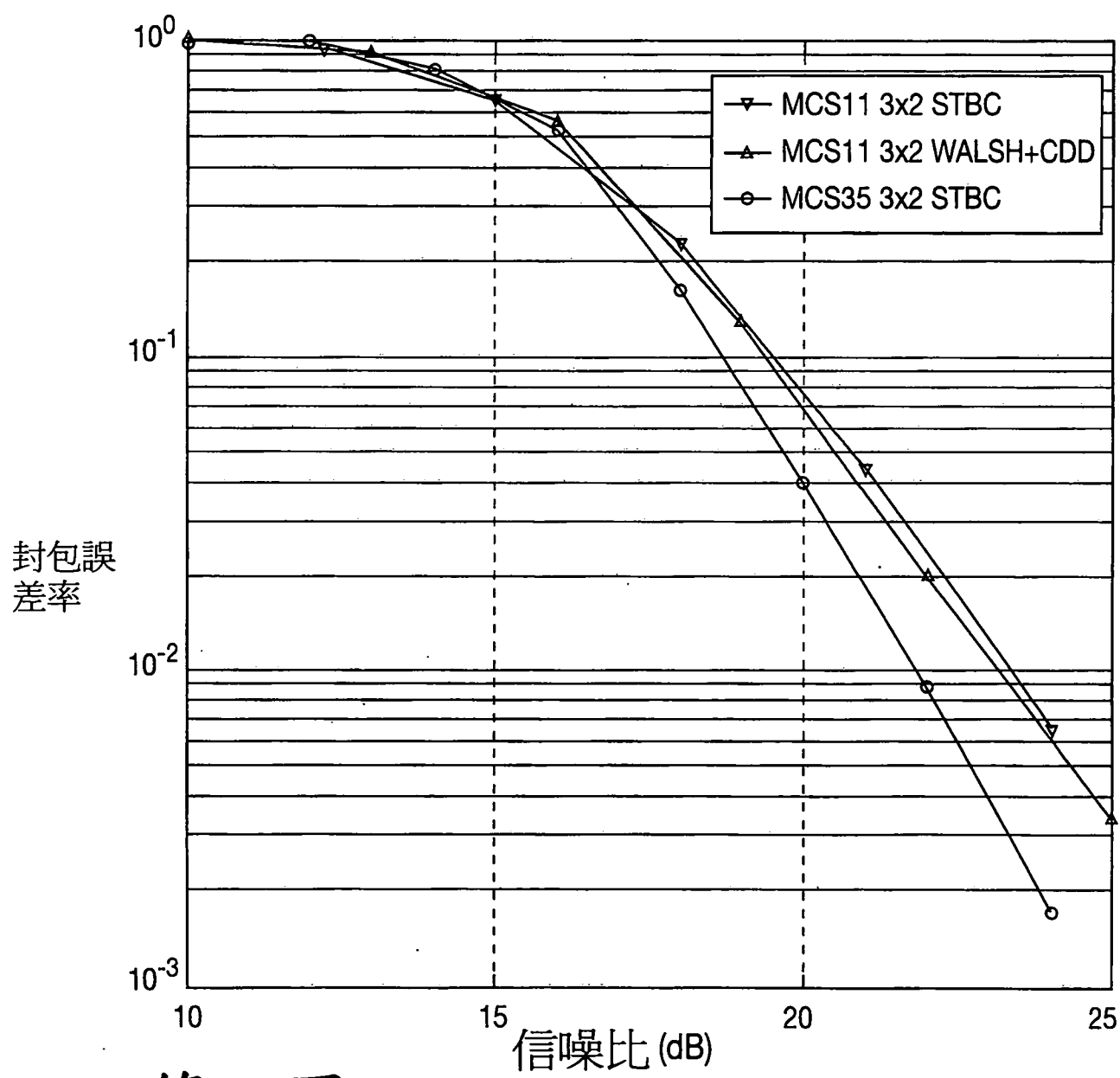


圖 2 第



第 3 圖

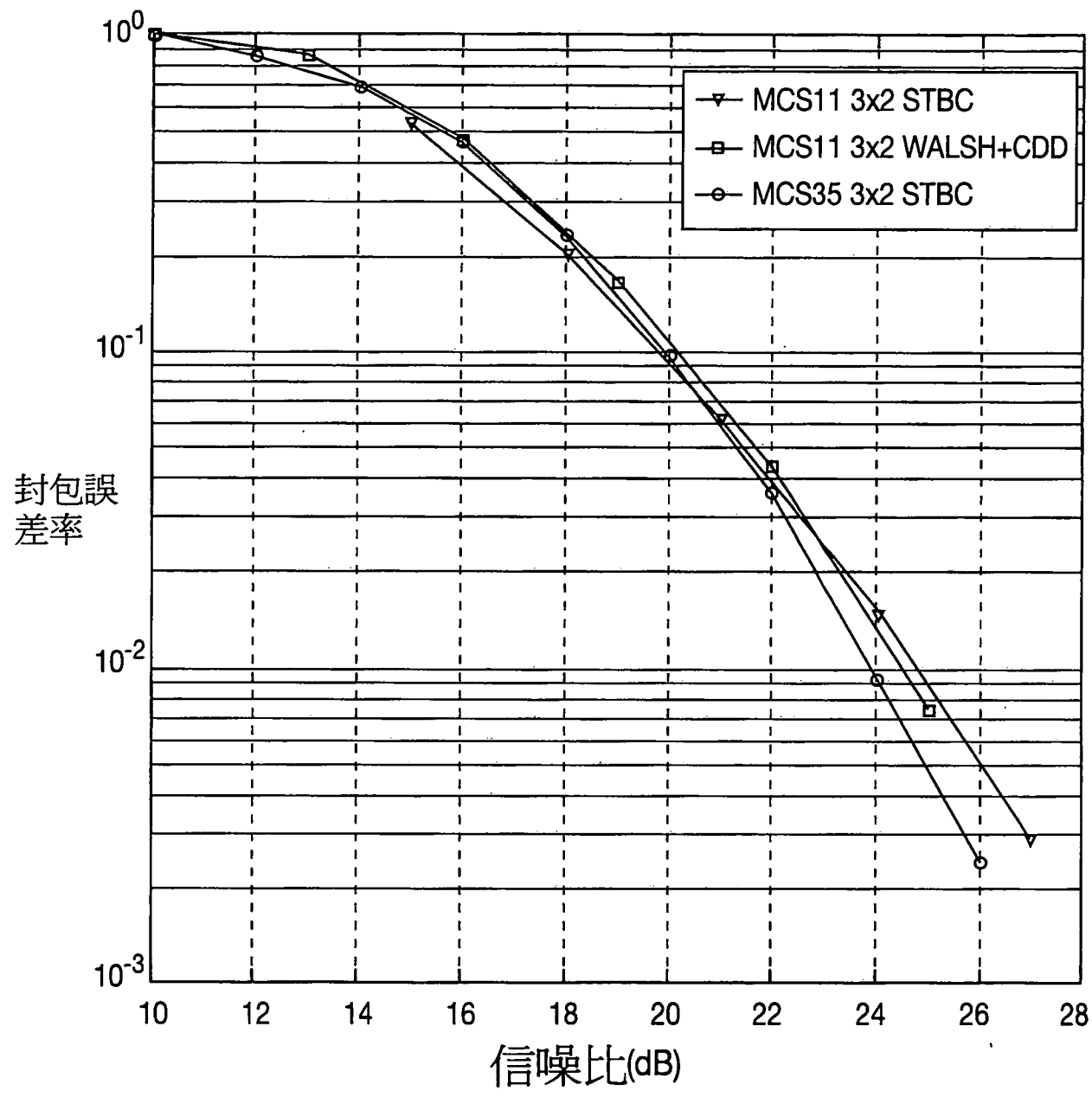
頻道E



第 4 圖

4/4

頻道B



第 5 圖