

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： 97106315

※申請日期：97.2.22

※IPC 分類：H04B 7/64 (2006.01)

H04B 7/66 (2006.01)

H04B 7/68 (2006.01)

一、發明名稱：(中文/英文)

無線通訊系統之空間預編碼方法、系統、發射器及接收器

METHOD AND SYSTEM OF SPATIAL PRECODING FOR A

WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM AND TRANSMITTER AND

RECEIVER THEREOF

二、申請人：(共 1 人)

姓名或名稱：(中文/英文)

國立交通大學/ NATIONAL CHIAO TUNG UNIVERSITY

代表人：(中文/英文)(簽章) 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/No. 1001 Dasyue Road, Hsinchu, Taiwan, R.O.C.

國 籍：(中文/英文) 中華民國/TW

三、發明人：(共 1 人)

姓 名：(中文/英文)

蔡尚澤/ TSAI, SHANG-HO

國 籍：(中文/英文) 中華民國/TW

四、聲明事項：

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

☐ 申請前已向下列國家（地區）申請專利：

【格式請依：受理國家（地區）、申請日、申請案號 順序註記】

☐ 有主張專利法第二十七條第一項國際優先權：

☐ 無主張專利法第二十七條第一項國際優先權：

☐ 主張專利法第二十九條第一項國內優先權：

【格式請依：申請日、申請案號 順序註記】

☐ 主張專利法第三十條生物材料：

☐ 須寄存生物材料者：

國內生物材料 【格式請依：寄存機構、日期、號碼 順序註記】

國外生物材料 【格式請依：寄存國家、機構、日期、號碼 順序註記】

☐ 不須寄存生物材料者：

所屬技術領域中具有通常知識者易於獲得時，不須寄存。

五、中文發明摘要：

一種無線通訊系統之空間預編碼方法包含：發射器將一傳送符號複製成 N 個傳送符號；每一傳送符號乘上一迴授之相位旋轉以得到 N 個傳送符號向量；將 N 個傳送符號向量以 N 個天線傳送至一多重輸入多重輸出通道；接收器以 M 個天線接收到 M 個接收符號向量，並將其乘上一共軛轉置之通道矩陣以及分別乘上相對應之一逆相位旋轉後加總得到一等比例符號；以及從等比例符號中移除通道增益影響以解出傳送符號。同時亦揭露一種實現上述方法之空間預編碼系統、發射器以及接收器。

六、英文發明摘要：

A method of spatial precoding for a wireless communication system includes: a transmitting symbol is duplicated N times; each of the transmitting symbol is multiplied by a phase rotation to obtain a transmitting symbol vector; the transmitting symbol vectors are transmitted to a MIMO channel by N transmitting antennas; M receiving symbol vector received by M receiving antennas is multiplied by a transposed and conjugated of the channel matrix, multiplied by an inverse phase rotation, and then summed to form a scale symbol; and removing a channel gain effect from the scale symbol to reconstruct the transmitting symbol. A system of spatial precoding, transmitter and receiver for implementing the above-mentioned method are also disclosed.

七、指定代表圖：

(一)、本案代表圖為：圖 1

(二)、本案代表圖之元件代表符號簡單說明：

11	空間預編碼單元
111	第一乘法器
12	發射天線
13	接收天線
14	空間預解碼單元
141	矩陣計算單元
142	第二乘法器
143	加法器
144	第三乘法器
15	多重輸入多重輸出通道
$e^{j\theta_1} \sim e^{j\theta_N}$	相位旋轉
$e^{-j\theta_1} \sim e^{-j\theta_N}$	逆相位旋轉
$r_1 \sim r_M$	接收符號向量
$s_1 \sim s_N$	傳送符號向量
$x, \hat{x}$	傳送符號
z	等比例符號
γ	通道增益影響

八、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：

無

九、發明說明：

【發明所屬之技術領域】

本發明是有關一種無線通訊系統之空間預編碼方法、系統、發射器及接收器，特別是一種應用於多重輸入多重輸出(Multiple Input and Multiple Output, MIMO)之無線通訊系統之空間預編碼方法、系統、發射器及接收器。

【先前技術】

無線通訊技術都會面臨到訊號衰落、多徑、以及有限的頻譜等挑戰。多重輸入多重輸出(Multiple Input and Multiple Output, MIMO)技術在不需佔用額外無線電頻率的情況下，利用多徑提供更高的資料傳輸量，並增加覆蓋範圍和可靠性。

MIMO 系統中應用波束形成(beamforming)架構或 Alamouti 所提出的空間時間區塊碼(Space-Time Block Code, STBC)架構可以增加覆蓋範圍及多樣性增益。但上述架構具有以下的缺點：

1. STBC 架構需要額外的記憶體來緩衝連續的符號以進行編碼以及解碼，在編碼以及解碼之前的緩衝資料過程中即會造成遞延(latency)現象。在 MIMO-OFDM (orthogonal frequency division multiplexing, 正交分頻多工)的系統中，須針對每一個子載波(subcarrier)進行 STBC 編碼以及解碼，因此需要較大的記憶體空間，同時亦造成較長的遞延現象。

2. STBC 架構在天線數量大於 2 的情況下，傳輸複數符號(complex symbol)時無法達到全多樣性(full diversity)以及全速率(full rate)。在犧牲全速率的情況下，一些天線數量為

3 及 4 的 STBC 架構傳輸複數符號可以達到全多樣性。然而，上述架構會增加記憶體的需求，也因此有較長的遞延現象。

3. STBC 架構雖然是針對空間域及時間域進行編碼，然而，STBC 架構的基本假設是在幾個符號內通道為靜止的。因此，若已編碼的區塊中有通道的改變，則效能會顯著的下降。

4. 波束形成架構雖然不需要記憶體，也不會產生遞延現象。但波束形成架構需計算單數值分解(singular value decomposition, SVD)或是矩陣分解以得到預編碼(precoding)及後編碼(postcoding)矩陣。若發射天線以及接收天線數量較多時，波束形成架構下需要較為複雜的運算。若通道快速改變，波束形成架構下則需要較多的迴授資訊。運算能力較差的行動通訊裝置，例如行動電話，其不適合提供大量的迴授資訊，且運算的過程亦會增加行動通訊裝置的電量消耗。

綜上所述，如何以較為簡單的架構及較少的運算處理即可在傳送複數符號時以全速率達到全多樣性增益便是目前極需努力的目標。

【發明內容】

針對上述問題，本發明目的之一是提供一種無線通訊系統之空間預編碼方法、系統、發射器及接收器，其是以較為簡單的相位旋轉運算來對欲傳送的符號進行空間預編碼，而可在全速率的複數符號傳輸中達到全多樣性增益，並能提供額外的預編碼增益。

為了達到上述目的，本發明一實施例之無線通訊系統之空間預編碼方法包含：一發射器將一傳送符號複製成 N 個傳

送符號；每一傳送符號乘上一相位旋轉以得到 N 個傳送符號向量，其中相位旋轉為一接收器依據通道狀態所決定之一迴授資訊；將 N 個傳送符號向量以 N 個發射天線傳送至一多重輸入多重輸出通道；接收器以 M 個接收天線接收到 M 個接收符號向量，並將其乘上一共軛轉置之通道矩陣以及分別乘上相對應之一逆相位旋轉後加總得到一等比例符號；以及從等比例符號中移除通道增益影響以解出傳送符號。

為了達到上述目的，本發明一實施例之無線通訊系統之空間預編碼系統包含一空間預編碼單元、 N 個發射天線、 M 個接收天線以及一空間預解碼單元。空間預編碼單元設置於一發射器，用以將 N 個相同之一傳送符號分別乘上一相位旋轉以得到 N 個傳送符號向量，其中相位旋轉為一接收器依據通道狀態所決定之一迴授資訊。 N 個發射天線設置於發射器並與空間預編碼單元電性連接，用以將 N 個傳送符號向量分別傳送至一多重輸入多重輸出通道。 M 個接收天線設置於接收器，用以接收到 M 個接收符號向量。空間預解碼單元設置於接收器並與接收天線電性連接，用以將接收到之接收符號向量乘上一共軛轉置之通道矩陣以及分別乘上相對應之一逆相位旋轉後加總得到一等比例符號，並從等比例符號中移除通道增益影響以解出傳送符號。

為了達到上述目的，本發明一實施例之無線通訊系統之發射器是與無線通訊系統之一接收器配合，以實現一空間預編碼方法。發射器包含一空間預編碼單元以及 N 個發射天線。空間預編碼單元用以將 N 個相同之傳送符號分別乘上一相位旋轉以得到 N 個傳送符號向量，其中相位旋轉為接收器依據通道狀態所決定之一迴授資訊。 N 個發射天線則與空間預編碼單元電性連接，用以將 N 個傳送符號向量分別傳送至一多重輸入多重輸出通道。

為了達到上述目的，本發明一實施例之無線通訊系統之接收器是與無線通訊系統之一發射器配合，以實現一空間預編碼方法。接收器包含 M 個接收天線以及一空間預解碼單元。 M 個接收天線用以接收到 M 個接收符號向量。空間預解碼單元與接收天線電性連接，用以將接收到之接收符號向量乘上一共軛轉置之通道矩陣以及分別乘上相對應之一逆相位旋轉後加總得到一等比例符號，並從等比例符號中移除通道增益影響以解出傳送符號。

以下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】

本發明之一較佳實施例之空間預編碼系統是應用於一無線通訊系統，無線通訊系統包含一發射器以及一接收器。舉例而言，無線通訊系統是遵循 IEEE 802.11n 標準、IEEE 802.16 系列標準、高速下行封包存取(High Speed Download Packet Access, HSDPA)標準或長期演進(Long Term Evolution, LTE)標準。請參照圖 1，本發明之空間預編碼系統包含一空空間預編碼單元 11、 N 個發射天線 12、 M 個接收天線 13 以及一空空間預解碼單元 14，其中，空間預編碼單元 11 以及 N 個發射天線 12 設置於發射器； M 個接收天線 13 以及空間預解碼單元 14 設置於接收器。

接續上述說明，空間預編碼單元 11 是用以將傳送符號 x 分別乘上一相位旋轉 $e^{j\theta_1} \sim e^{j\theta_N}$ 以得到 N 個傳送符號向量 $s_1 \sim s_N$ ，其中相位旋轉 $e^{j\theta_1} \sim e^{j\theta_N}$ 為接收器依據通道狀態所決定之一迴授資訊，其決定方式容後說明。舉例而言，空間預編碼單元 11 包含 N 個第一乘法器 111，傳送符號 x 即輸入每一個

第一乘法器 111 並乘上不同相位旋轉 $e^{j\theta_1} \sim e^{j\theta_N}$ 以得到 N 個傳送符號向量 $s_1 \sim s_N$ 。N 個發射天線 12 與空間預編碼單元 11 電性連接。N 個傳送符號向量 $s_1 \sim s_N$ 則由相對應的發射天線 12 傳送至一多重輸入多重輸出 (Multiple Input and Multiple Output, MIMO) 通道 15。

經由 MIMO 通道 15，接收器以 M 個接收天線 13 接收到 M 個接收符號向量 $r_1 \sim r_M$ 。空間預解碼單元 14 與接收天線 13 電性連接，其將接收到之接收符號向量 $r_1 \sim r_M$ 乘上一共軛轉置之通道矩陣 H^+ 以及分別乘上相對應之一逆相位旋轉 $e^{-j\theta_1} \sim e^{-j\theta_N}$ 後加總得到一等比例符號 z ，接著從等比例符號 z 中移除通道增益影響 (channel gain effect) γ 即可解出傳送符號 $\hat{x}$ 。

於一實施例中，空間預解碼單元 14 包含一矩陣計算單元 141、N 個第二乘法器 142、一加法器 143 以及一第三乘法器 144。矩陣計算單元 141 與接收天線 13 電性連接，用以將接收到的接收符號向量 $r_1 \sim r_M$ 乘上一共軛轉置之通道矩陣 H^+ 。N 個第二乘法器 142 與矩陣計算單元 141 電性連接，用以將接收符號向量 $r_1 \sim r_M$ 分別乘上相對應之一逆相位旋轉 $e^{-j\theta_1} \sim e^{-j\theta_N}$ 。加法器 143 與 N 個第二乘法器 142 電性連接，用以加總 N 個第二乘法器 142 之輸出以得到等比例符號 z 。第三乘法器 144 與加法器 143 電性連接，用以移除等比例符號 z 中之通道增益影響 γ ，以解出傳送符號 $\hat{x}$ 。

以下以數學推導的方式，說明本發明無線通訊系統之空間預編碼及預解碼的過程。請再參照圖 1，無線通訊系統之發射器將傳送符號 x 複製 N 次，並分別輸入第一乘法器 111。經乘上相位旋轉 $e^{j\theta_1} \sim e^{j\theta_N}$ 後之傳送符號向量 s 可以下列公式表示：

$$s = \Phi \mathbf{1}_N x \quad (1)$$

其中， Φ 為對角矩陣，以下列公式表示：

$$\Phi = \text{diag}(e^{j\theta_1} e^{j\theta_2} \dots e^{j\theta_N})$$

$\mathbf{1}_N$ 為 $N \times 1$ 的全 1 向量，以下列公式表示：

$$\mathbf{1}_N = (1 \ 1 \dots 1)^T$$

傳送符號向量 s 經由 MIMO 通道被接收器所接收，接收到之接收符號向量 r 可以下列公式表示：

$$r = Hs + n \quad (2)$$

其中， H 為 $M \times N$ 之通道矩陣(channel matrix)，以下列公式表示：

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1N} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M1} & h_{M2} & \dots & h_{MN} \end{bmatrix}$$

n 為 $M \times 1$ 之雜訊向量(noise vector)，在此假設其為白高斯雜訊(white Gaussian)。

接收符號向量 r 經乘上共軛轉置之通道矩陣 H^+ 以及乘上相對應之逆相位旋轉 $e^{-j\theta_1} \sim e^{-j\theta_N}$ 後加總所得之等比例符號 z ，其可以下列公式表示：

$$z = \mathbf{1}_N^T \Phi^+ H^+ r \quad (3)$$

依據公式(1)及(2)，公式(3)可改寫如下列公式：

$$z = \mathbf{1}_N^T \Phi^+ H^+ H \Phi \mathbf{1}_N x + e \quad (4)$$

其中， $e = \mathbf{1}_N^T \Phi^+ H^+ n$ 。

此外，公式(4)中之通道增益影響 γ 可以下列公式表示：

$$\gamma = \mathbf{1}_N' \Phi^+ H^+ H \Phi \mathbf{1}_N \quad (5)$$

由於 $\mathbf{1}_N$ 為全 1 向量，因此，通道增益影響 γ 為下列矩陣 P_Φ 中所有元素的總和。

$$P_\Phi = \Phi^+ H^+ H \Phi = \begin{bmatrix} \beta_{11} & \beta_{12} & \cdots & \beta_{1N} \\ \beta_{21} & \beta_{22} & \cdots & \beta_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \beta_{N1} & \beta_{N2} & \cdots & \beta_{NN} \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\text{其中，} \beta_{ij} = \begin{cases} \sum_{k=1}^M |h_{kj}|^2 & , i = j \\ \sum_{k=1}^M h_{ki}^* h_{kj} e^{-j(\theta_i - \theta_j)} & , i \neq j \end{cases} \quad (7)$$

以下以一實施例說明本發明之預編碼增益。假設發射天線數 $N=2$ ，接收天線數 $M=2$ ，因此通道矩陣 H 可由下列公式表示：

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix}$$

由公式(6)，矩陣 P_Φ 即如下列所示：

$$P_\Phi = \begin{bmatrix} |h_{11}|^2 + |h_{12}|^2 & (h_{11}^* h_{12} + h_{21}^* h_{22}) e^{-j(\theta_1 - \theta_2)} \\ (h_{11} h_{12}^* + h_{21} h_{22}^*) e^{j(\theta_1 - \theta_2)} & |h_{21}|^2 + |h_{22}|^2 \end{bmatrix}$$

由公式(5)(6)(7)，通道增益影響 γ 即如下列所示：

$$\gamma = |h_{11}|^2 + |h_{12}|^2 + |h_{21}|^2 + |h_{22}|^2 + 2 \operatorname{Re} \{ (h_{11}^* h_{12} + h_{21}^* h_{22}) e^{-j(\theta_1 - \theta_2)} \} \quad (8)$$

由上式可知，通道增益影響 γ 為實數。令 $\theta_1=0$ ，當 $\operatorname{Re} \{ (h_{11}^* h_{12} + h_{21}^* h_{22}) e^{j\theta_2} \} > 0$ 時，本發明之空間預編碼系統即可達到全多樣性(full diversity)增益。若接收器之迴授資訊之位元數為 1 bit， θ_2 可為 0 或 π 。如何決定 θ_2 為 0 或者為 π ，可由下式表示：

$$\theta_2 = \begin{cases} 0, & \text{Re}\{h_{11}^* h_{12} + h_{21}^* h_{22}\} \geq 0 \\ \pi, & \text{Re}\{h_{11}^* h_{12} + h_{21}^* h_{22}\} < 0 \end{cases}$$

亦即當 $\text{Re}\{h_{11}^* h_{12} + h_{21}^* h_{22}\} < 0$ 時，相位即旋轉 π 度。請參照公式 (8)，由於 $\text{Re}\{(h_{11}^* h_{12} + h_{21}^* h_{22})e^{j\theta_2}\} > 0$ ，通道增益影響 γ 可由下列不等式所表示：

$$\gamma \geq |h_{11}|^2 + |h_{12}|^2 + |h_{21}|^2 + |h_{22}|^2$$

因此，本發明之空間預編碼系統不僅可達到全多樣性增益，同時可提供預編碼增益。需注意者，提供較多位元數的迴授資訊，可讓 θ_2 等於 $h_{11}^* h_{12} + h_{21}^* h_{22}$ 的逆相位，而使本發明之空間預編碼系統達到效能上限。此外，由於 θ_1 已事先定義為 0，因此，發射天線數 $N > 2$ 的情況下，迴授資訊僅需 $(N-1)$ bit 即足夠達到全多樣性增益，並提供預編碼增益。若迴授資訊之位元數為 b 個 bit，則迴授資訊僅需 $b(N-1)$ bit 即以足夠。

於一實施例中，決定相位旋轉的方法是以耗盡搜尋的方式所決定。在已知迴授資訊之位元數的情況下，相位旋轉的角度為有限的可能性。因此計算所有相位旋轉的角度，其中使矩陣 P_Φ 中所有元素的總和為最大者即為所求。

以耗盡搜尋方式來決定相位旋轉的角度需要重複多次運算，因此，本發明另提出一種決定相位旋轉的方法。請參照圖 2，其顯示矩陣 P_Φ 中 $i < j$ 的元素。由公式 (7) 可知，虛線區域 21 所框出之元素與 θ_2 相關，虛線區域 22 所框出之元素與 θ_3 相關，以此類推。此外，元素 β_{12} 的值由 θ_1 以及 θ_2 所決定，元素 β_{13} 、 β_{23} 的值由 θ_1 、 θ_2 、 θ_3 所決定，元素 β_{14} 、 β_{24} 、 β_{34} 的值由 θ_1 、 θ_2 、 θ_3 、 θ_4 所決定，以下類推。依據上述規則，

依序決定相位旋轉的角度，使直行欄位的元素和為最大，即可找出使矩陣 P_0 中所有元素的總和為最大的相位旋轉角度組合。

圖 2 所示之元素中，直行欄位的元素和 α_j 可由下列公式表示：

$$\alpha_j = \sum_{i=1, i < j}^M \text{Re}\{\beta_{ij}\}$$

依據下述步驟即可決定每一個相位旋轉。首先，令第一個相位旋轉為 0，且 $j=2$ ，其中 $j \leq N$ 。接著，依據迴授資訊之位元數，以所有可能的相位旋轉值來計算 α_j 值，並選擇使 α_j 值為最大的相位旋轉值作為第 j 個相位旋轉。舉例而言，迴授資訊的位元數為 1 bit，相位旋轉 θ_2 即為 0 或 π 。已知相位旋轉 θ_1 為 0，為使元素 β_{12} 的值為最大，即可決定相位旋轉 θ_2 的值。在已決定第一個至第 j 個相位旋轉的情況下，重複前一步驟即可依序決定下一個相位旋轉。舉例而言，已知相位旋轉 θ_1 、 θ_2 的值，為使元素 β_{13} 、 β_{23} 的和為最大，即可決定相位旋轉 θ_3 的值，如此依序決定相位旋轉的值。

以下以一實施例說明決定相位旋轉的方法。假設發射天線數 $N=5$ ，通道矩陣即如下所示：

$$H = [1.28 - j1.25 \quad -0.40 + j0.71 \quad -0.21 - j0.28 \quad 0.48 + j1.10 \quad -0.37 + j0.11]$$

5×5 之矩陣 P_0 即如下所示：

$$\begin{bmatrix} 3.21 & -1.40 + j0.41 & 0.08 - j0.62 & -0.75 + j2.01 & -0.61 - j0.32 \\ -1.40 - j0.41 & 0.66 & -0.11 + j0.26 & 0.59 - j0.78 & 0.23 + j0.22 \\ 0.08 + j0.62 & -0.11 - j0.26 & 0.12 & -0.41 - j0.10 & 0.05 - j0.13 \\ -0.75 - j2.01 & 0.59 + j0.78 & -0.41 + j0.10 & 1.44 & -0.06 + j0.46 \\ -0.61 + j0.32 & 0.23 - j0.22 & 0.05 + j0.13 & -0.06 - j0.46 & 0.15 \end{bmatrix}$$

由前述討論可知，僅需考慮矩陣 P_Φ 中 $i < j$ 之元素即可，因此矩陣 P_Φ 表示如下：

$$\begin{bmatrix} \triangle & -1.40 + j0.41 & 0.08 - j0.62 & -0.75 + j2.01 & -0.61 - j0.32 \\ \triangle & \triangle & -0.11 + j0.26 & 0.59 - j0.78 & 0.23 + j0.22 \\ \triangle & \triangle & \triangle & -0.41 - j0.10 & 0.05 - j0.13 \\ \triangle & \triangle & \triangle & \triangle & -0.06 + j0.46 \\ \triangle & \triangle & \triangle & \triangle & \triangle \end{bmatrix}$$

令 $\theta_1=0$ ，在迴授資訊之位元數為 1 bit 的情況下，由於 $\text{Re}\{\beta_{12}\} < 0$ ，因此 $\theta_2=\pi$ 。已知 $\theta_1=0$ 、 $\theta_2=\pi$ ，因此矩陣 P_Φ 之改變如下所示：

$$\begin{bmatrix} \triangle & 1.40 - j0.41 & 0.08 - j0.62 & -0.75 + j2.01 & -0.61 - j0.32 \\ \triangle & \triangle & 0.11 - j0.26 & -0.59 + j0.78 & -0.23 - j0.22 \\ \triangle & \triangle & \triangle & -0.41 - j0.10 & 0.05 - j0.13 \\ \triangle & \triangle & \triangle & \triangle & -0.06 + j0.46 \\ \triangle & \triangle & \triangle & \triangle & \triangle \end{bmatrix}$$

依序決定 θ_3 ，由於 $\text{Re}\{\beta_{13}+\beta_{23}\}=0.08+0.11 \geq 0$ ，因此 $\theta_3=0$ ，矩陣 P_Φ 維持不變。依序決定 θ_4 ，由於 $\text{Re}\{\beta_{14}+\beta_{24}+\beta_{34}\} = -0.75-0.59-0.41 < 0$ ，因此 $\theta_4=\pi$ ，矩陣 P_Φ 之改變如下所示：

$$\begin{bmatrix} \triangle & 1.40 - j0.41 & 0.08 - j0.62 & 0.75 - j2.01 & -0.61 - j0.32 \\ \triangle & \triangle & 0.11 - j0.26 & 0.59 - j0.78 & -0.23 - j0.22 \\ \triangle & \triangle & \triangle & 0.41 + j0.10 & 0.05 - j0.13 \\ \triangle & \triangle & \triangle & \triangle & 0.06 - j0.46 \\ \triangle & \triangle & \triangle & \triangle & \triangle \end{bmatrix}$$

依序決定 θ_5 ，由於 $\text{Re}\{\beta_{15}+\beta_{25}+\beta_{35}+\beta_{45}\} = -0.61-0.23-0.05-0.06 < 0$ ，因此 $\theta_5=\pi$ ，矩陣 P_Φ 之改變如下所示：

$$\begin{bmatrix} \triangle & 1.40 - j0.41 & 0.08 - j0.62 & 0.75 - j2.01 & 0.61 + j0.32 \\ \triangle & \triangle & 0.11 - j0.26 & 0.59 - j0.78 & 0.23 + j0.22 \\ \triangle & \triangle & \triangle & 0.41 + j0.10 & -0.05 + j0.13 \\ \triangle & \triangle & \triangle & \triangle & -0.06 + j0.46 \\ \triangle & \triangle & \triangle & \triangle & \triangle \end{bmatrix}$$

同理，在迴授資訊之位元數為 2 bit 的情況下，依據上述步驟可決定出 $\theta_1=0$ 、 $\theta_2=\pi$ 、 $\theta_3=\pi/2$ 、 $\theta_4=3\pi/2$ 、 $\theta_5=\pi$ ，最終之矩陣 P_0 如下所示：

$$\begin{bmatrix} \triangle & 1.40 - j0.41 & 0.62 + j0.08 & 2.01 + j0.75 & 0.61 + j0.32 \\ \triangle & \triangle & 0.26 + j0.11 & 0.78 + j0.59 & 0.23 + j0.22 \\ \triangle & \triangle & \triangle & 0.41 + j0.10 & 0.13 + j0.05 \\ \triangle & \triangle & \triangle & \triangle & 0.46 + j0.06 \\ \triangle & \triangle & \triangle & \triangle & \triangle \end{bmatrix}$$

需注意者，由前述討論可知，每一發射天線之迴授資訊位元數為 1 bit 時，相位旋轉即為 0 或 π (1 或 -1)。因此在實現本發明時，相位旋轉的運算僅為正負符號的改變，而無需乘法運算。同理，每一發射天線之迴授資訊位元數為 2 bit 時，相位旋轉即為 0、 $\pi/2$ 、 π 、 $3\pi/2$ (1、j、-1 或 -j)，相位旋轉的運算亦無需實質的乘法運算。

綜合上述，本發明之無線通訊系統之空間預編碼方法、系統、發射器及接收器，其不僅能在全速率的複數符號傳輸中達到全多樣性增益，並能提供額外的預編碼增益，也因此兩支發射天線的系統中，本發明之空間預編碼架構會比 Alamouti 提出的空間時間區塊碼架構有更好的效能。又，相較於正交空間時間區塊碼架構，本發明之空間預編碼架構可以應用於任何發射天線數的系統中，且提供的額外預編碼增益可隨著發射天線數的增加而增加。此外，本發明之空間預編碼架構的發射端以及接收端皆不需要額外的記憶體，亦不會有遞延現象。更重要的是，實現本發明之空間預編碼架構之硬體設計簡單，且相容於現有的多個通訊標準。

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

【圖式簡單說明】

圖 1 為本發明一較佳實施例之無線通訊系統之空間預編碼系統之架構。

圖 2 為一示意圖，顯示本發明一較佳實施例之無線通訊系統之空間預編碼方法之矩陣 P_0 中 $i < j$ 之元素。

圖 3 為本發明之無線通訊系統之空間預編碼系統之模擬結果。

【主要元件符號說明】

11	空間預編碼單元
111	第一乘法器
12	發射天線
13	接收天線
14	空間預解碼單元
141	矩陣計算單元
142	第二乘法器
143	加法器
144	第三乘法器
15	多重輸入多重輸出通道
$e^{j\theta_1} \sim e^{j\theta_N}$	相位旋轉
$e^{-j\theta_1} \sim e^{-j\theta_N}$	逆相位旋轉
$r_1 \sim r_M$	接收符號向量
$s_1 \sim s_N$	傳送符號向量
$x, \hat{x}$	傳送符號
z	等比例符號
γ	通道增益影響

十、申請專利範圍：

1. 一種無線通訊系統之空間預編碼方法，其步驟包含：

一發射器將一傳送符號複製成 N 個傳送符號；

將每一該傳送符號乘上一相位旋轉以得到 N 個傳送符號向量，其中該相位旋轉為一接收器依據通道狀態所決定之一迴授資訊；

將該 N 個傳送符號向量以 N 個發射天線傳送至一多重輸入多重輸出通道；

該接收器以 M 個接收天線接收到 M 個接收符號向量，並將其乘上一共軛轉置之通道矩陣以及分別乘上相對應之一逆相位旋轉後加總得到一等比例符號；以及從該等比例符號中移除通道增益影響以解出該傳送符號。

2. 如請求項 1 所述之空間預編碼方法，其中相對應於每一該傳送符號之該相位旋轉是使下列矩陣中所有元素之和為最大者所決定：

$$P_{\Phi} = \begin{bmatrix} \beta_{11} & \beta_{12} & \cdots & \beta_{1N} \\ \beta_{21} & \beta_{22} & \cdots & \beta_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \beta_{M1} & \beta_{M2} & \cdots & \beta_{MN} \end{bmatrix}$$

$$\text{其中，} \beta_{ij} = \begin{cases} \sum_{k=1}^M |h_{kj}|^2 & , i = j \\ \sum_{k=1}^M h_{ki}^* h_{kj} e^{-j(\theta_i - \theta_j)} & , i \neq j \end{cases}。$$

3. 如請求項 2 所述之空間預編碼方法，其中該相位旋轉是以耗盡搜尋的方式所決定。
4. 如請求項 2 所述之空間預編碼方法，其中該相位旋轉是以下列步驟所決定：

令第一個該相位旋轉為 0，且 $j=2$ ，其中 $j \leq N$ ；

依據該迴授資訊之位元數，以所有可能的相位旋轉值來計算 α_j 值，並選擇使 α_j 值為最大的相位旋轉值作為第 j 個該相位旋轉，其中該 α_j 值由下列公式計算而得：

$$\alpha_j = \sum_{i=1, i < j}^M \text{Re}\{\beta_{i,j}\}; \text{ 以及}$$

在已決定第一個至第 j 個該相位旋轉的情況下，重複前一步驟以依序決定下一個該相位旋轉。

5. 如請求項 1 所述之空間預編碼方法，其中該無線通訊系統是遵循 IEEE 802.11n 標準、IEEE 802.16 系列標準、高速下行封包存取標準或長期演進標準。
6. 一種無線通訊系統之空間預編碼系統，包含：

一空間預編碼單元，其設置於一發射器，用以將 N 個相同之一傳送符號分別乘上一相位旋轉以得到 N 個傳送符號向量，其中該相位旋轉為一接收器依據通道狀態所決定之一迴授資訊；

N 個發射天線，其設置於該發射器並與該空間預編碼單元電性連接，用以將該 N 個傳送符號向量分別傳送至一多重輸入多重輸出通道；

M 個接收天線，其設置於該接收器，用以接收到 M 個接收符號向量；

一空間預解碼單元，其設置於該接收器並與該接收天線電性連接，用以將接收到之該接收符號向量乘上一共軛轉置之通道矩陣以及分別乘上相對應之一逆相位旋轉後加總得到一等比例符號，並從該等比例符號中移除通道增益影響以解出該傳送符號。

7. 如請求項 6 所述之空間預編碼系統，其中該空間預編碼單元包含 N 個第一乘法器。

8. 如請求項 6 所述之空間預編碼系統，其中該空間預解碼單元包含：

一矩陣計算單元，其與該接收天線電性連接，用以將接收到之該接收符號向量乘上一共軛轉置之通道矩陣；

N 個第二乘法器，其與該矩陣計算單元電性連接，用以將該接收符號向量分別乘上相對應之一逆相位旋轉；

一加法器，其與該 N 個第二乘法器電性連接，用以加總該 N 個第二乘法器之輸出以得到該等比例符號；以及

一第三乘法器，其與該加法器電性連接，用以移除該等比例符號中之通道增益影響，以解出該傳送符號。

9. 如請求項 6 所述之空間預編碼系統，其中相對應於每一該傳送符號之該相位旋轉是使下列矩陣中所有元素之和為最大者所決定：

$$P_{\Phi} = \begin{bmatrix} \beta_{11} & \beta_{12} & \cdots & \beta_{1N} \\ \beta_{21} & \beta_{22} & \cdots & \beta_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \beta_{M1} & \beta_{M2} & \cdots & \beta_{MN} \end{bmatrix}$$

$$\text{其中，} \beta_{ij} = \begin{cases} \sum_{k=1}^M |h_{kj}|^2 & , i = j \\ \sum_{k=1}^M h_{ki}^* h_{kj} e^{-j(\theta_i - \theta_j)} & , i \neq j \end{cases}。$$

10. 如請求項 9 所述之空間預編碼系統，其中該相位旋轉是以耗盡搜尋的方式所決定。
11. 如請求項 9 所述之空間預編碼系統，其中該相位旋轉是以下列步驟所決定：

令第一個該相位旋轉為 0，且 $j=2$ ，其中 $j \leq N$ ；

依據該迴授資訊之位元數，以所有可能的相位旋轉值來計算 α_j 值，並選擇使 α_j 值為最大的相位旋轉值作為第 j 個該相位旋轉，其中該 α_j 值由下列公式計算而得：

$$\alpha_j = \sum_{i=1, i < j}^M \text{Re}\{\beta_{ij}\}; \text{ 以及}$$

在已決定第一個至第 j 個該相位旋轉的情況下，重複前一步驟以依序決定下一個該相位旋轉。

12. 如請求項 6 所述之空間預編碼系統，其中該無線通訊系統是遵循 IEEE 802.11n 標準、IEEE 802.16 系列標準、高速下行封包存取標準或長期演進標準。

13. 一種無線通訊系統之發射器，其是與該無線通訊系統之一接收器配合，以實現一空間預編碼方法，該接收器包含 M 個用以接收到 M 個接收符號向量之接收天線以及一空間預解碼單元，其與該接收天線電性連接，用以將接收到之該接收符號向量乘上一共軛轉置之通道矩陣以及分別乘上相對應之一逆相位旋轉後加總得到一等比例符號，並從該等比例符號中移除通道增益影響以解出一傳送符號，該發射器包含：

一空間預編碼單元，用以將 N 個相同之該傳送符號分別乘上一相位旋轉以得到 N 個傳送符號向量，其中該相位旋轉為該接收器依據通道狀態所決定之一迴授資訊；以及

N 個發射天線，其與該空間預編碼單元電性連接，用以將該 N 個傳送符號向量分別傳送至一多重輸入多重輸出通道。

14. 如請求項 13 所述之無線通訊系統之發射器，其中該空間預編碼單元包含 N 個第一乘法器。

15. 如請求項 13 所述之無線通訊系統之發射器，其中相對應於每一該傳送符號之該相位旋轉是使下列矩陣中所有元素之和為最大者所決定：

$$P_{\Phi} = \begin{bmatrix} \beta_{11} & \beta_{12} & \cdots & \beta_{1N} \\ \beta_{21} & \beta_{22} & \cdots & \beta_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \beta_{M1} & \beta_{M2} & \cdots & \beta_{MN} \end{bmatrix}$$

$$\text{其中, } \beta_{ij} = \begin{cases} \sum_{k=1}^M |h_{kj}|^2 & , i = j \\ \sum_{k=1}^M h_{ki}^* h_{kj} e^{-j(\theta_i - \theta_j)} & , i \neq j \end{cases}。$$

16. 如請求項 15 所述之無線通訊系統之發射器，其中該相位旋轉是以耗盡搜尋的方式所決定。

17. 如請求項 15 所述之無線通訊系統之發射器，其中該相位旋轉是以下列步驟所決定：

令第一個該相位旋轉為 0，且 $j=2$ ，其中 $j \leq N$ ；

依據該迴授資訊之位元數，以所有可能的相位旋轉值來計算 α_j 值，並選擇使 α_j 值為最大的相位旋轉值作為第 j 個該相位旋轉，其中該 α_j 值由下列公式計算而得：

$$\alpha_j = \sum_{i=1, i < j}^M \text{Re}\{\beta_{ij}\}；\text{以及}$$

在已決定第一個至第 j 個該相位旋轉的情況下，重複前一步驟以依序決定下一個該相位旋轉。

18. 如請求項 13 所述之無線通訊系統之發射器，其中該無線通訊系統是遵循 IEEE 802.11n 標準、IEEE 802.16 系列標準、高速下行封包存取標準或長期演進標準。

19. 一種無線通訊系統之接收器，其是與該無線通訊系統之一發射器配合，以實現一空間預編碼方法，該發射器包含一空間預編碼單元，用以將 N 個相同之一傳送符號分別乘上一相位旋轉以得到 N 個傳送符號向量，其中該相位旋轉為該接收器依據通道狀態所決定之一迴授資訊，以及 N 個發射天

線，其與該空間預編碼單元電性連接，用以將該 N 個傳送符號向量分別傳送至一多重輸入多重輸出通道，該接收器包含：

M 個接收天線，用以接收到 M 個接收符號向量；以及
一空間預解碼單元，其與該接收天線電性連接，用以將接收到之該接收符號向量乘上一共軛轉置之通道矩陣以及分別乘上相對應之一逆相位旋轉後加總得到一等比例符號，並從該等比例符號中移除通道增益影響以解出該傳送符號。

20. 如請求項 19 所述之無線通訊系統之接收器，其中該空間預解碼單元包含：

一矩陣計算單元，其與該接收天線電性連接，用以將接收到之該接收符號向量乘上一共軛轉置之通道矩陣；

N 個第二乘法器，其與該矩陣計算單元電性連接，用以將該接收符號向量分別乘上相對應之一逆相位旋轉；

一加法器，其與該 N 個第二乘法器電性連接，用以加總該 N 個第二乘法器之輸出以得到該等比例符號；以及

一第三乘法器，其與該加法器電性連接，用以移除該等比例符號中之通道增益影響，以解出該符號。

21. 如請求項 19 所述之無線通訊系統之接收器，其中相對應於每一該符號之該相位旋轉是使下列矩陣中所有元素之和為最大者所決定：

$$P_{\Phi} = \begin{bmatrix} \beta_{11} & \beta_{12} & \cdots & \beta_{1N} \\ \beta_{21} & \beta_{22} & \cdots & \beta_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \beta_{M1} & \beta_{M2} & \cdots & \beta_{MN} \end{bmatrix}$$

$$\text{其中, } \beta_{ij} = \begin{cases} \sum_{k=1}^M |h_{kj}|^2 & , i = j \\ \sum_{k=1}^M h_{ki}^* h_{kj} e^{-j(\theta_i - \theta_j)} & , i \neq j \end{cases}。$$

22. 如請求項 21 所述之無線通訊系統之接收器，其中該相位旋轉是以耗盡搜尋的方式所決定。

23. 如請求項 21 所述之無線通訊系統之接收器，其中該相位旋轉是以下列步驟所決定：

令第一個該相位旋轉為 0，且 $j=2$ ，其中 $j \leq N$ ；

依據該迴授資訊之位元數，以所有可能的相位旋轉值來計算 α_j 值，並選擇使 α_j 值為最大的相位旋轉值作為第 j 個該相位旋轉，其中該 α_j 值由下列公式計算而得：

$$\alpha_j = \sum_{i=1, i < j}^M \text{Re}\{\beta_{ij}\}；\text{以及}$$

在已決定第一個至第 j 個該相位旋轉的情況下，重複前一步驟以依序決定下一個該相位旋轉。

24. 如請求項 19 所述之無線通訊系統之接收器，其中該無線通訊系統是遵循 IEEE 802.11n 標準、IEEE 802.16 系列標準、高速下行封包存取標準或長期演進標準。

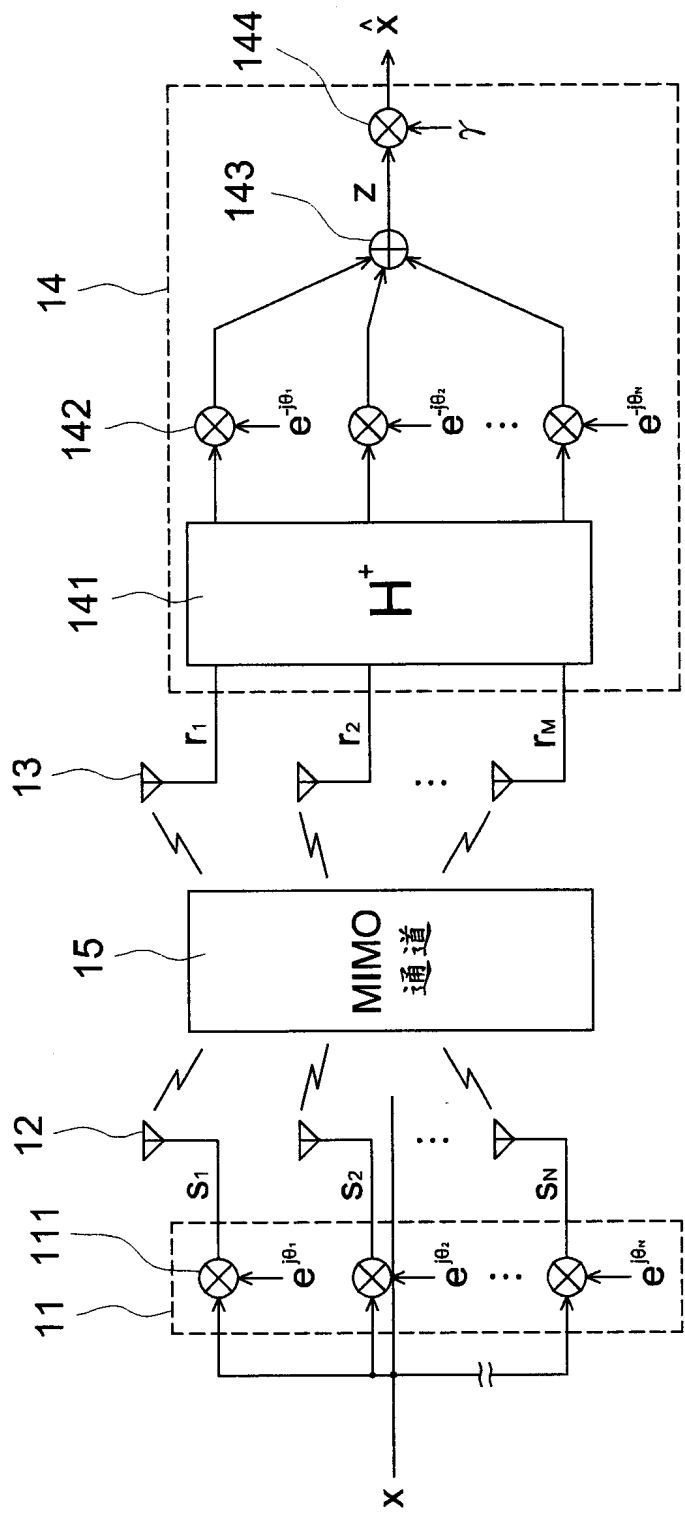


圖 1

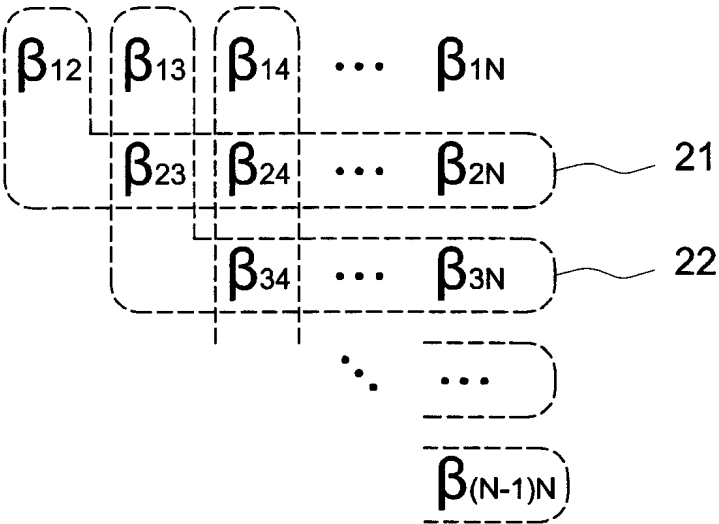


圖 2

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：97106315

※ 申請日期：

※IPC 分類：H04B 7/4 (2006.01)
H04B 7/6 (2006.01)
H04B 7/8 (2006.01)

一、發明名稱：(中文/英文)

無線通訊系統之空間預編碼方法、系統、發射器及接收器

METHOD AND SYSTEM OF SPATIAL PRECODING FOR A

WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM AND TRANSMITTER AND

RECEIVER THEREOF

二、申請人：(共 1 人)

姓名或名稱：(中文/英文)

國立交通大學/ NATIONAL CHIAO TUNG UNIVERSITY

代表人：(中文/英文)(簽章) 吳重雨/ WU, CHUNG-YU

住居所或營業所地址：(中文/英文)

新竹市大學路 1001 號/No. 1001 Dasyue Road, Hsinchu, Taiwan, R.O.C.

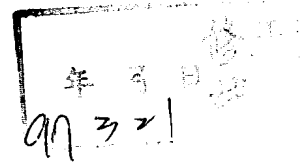
國 籍：(中文/英文) 中華民國/TW

三、發明人：(共 1 人)

姓 名：(中文/英文)

蔡尚澤/ TSAI, SHANG-HO

國 籍：(中文/英文) 中華民國/TW



【圖式簡單說明】

圖 1 為本發明一較佳實施例之無線通訊系統之空間預編碼系統之架構。

圖 2 為一示意圖，顯示本發明一較佳實施例之無線通訊系統之空間預編碼方法之矩陣 P_0 中 $i < j$ 之元素。

【主要元件符號說明】

11	空間預編碼單元
111	第一乘法器
12	發射天線
13	接收天線
14	空間預解碼單元
141	矩陣計算單元
142	第二乘法器
143	加法器
144	第三乘法器
15	多重輸入多重輸出通道
21、22	虛線區域
$e^{j\theta_1} \sim e^{j\theta_N}$	相位旋轉
$e^{-j\theta_1} \sim e^{-j\theta_N}$	逆相位旋轉
$r_1 \sim r_M$	接收符號向量
$s_1 \sim s_N$	傳送符號向量
$x, \hat{x}$	傳送符號
z	等比例符號
γ	通道增益影響