

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：

97100825

※申請日期：

97.1.9

※IPC 分類：

H04B 7/06 (2006.01)

一、發明名稱：(中文/英文)

MIMO 預編碼器中處理通信信號的方法和系統

Method and System for Codebook Design of MIMO Pre-Coders with Finite Rate Channel State Information Feedback

二、申請人：(共 1 人)

姓名或名稱：(中文/英文)

美國博通公司/BROADCOM CORPORATION

代表人：(中文/英文) 狄·韓德森/HENDERSON, DEE

住居所或營業所地址：(中文/英文)

美國加州爾灣市奧爾頓公園路 16215 號 92618-7013

16215 ALTON PARKWAY, IRVINE, CALIFORNIA USA, 92618-7013

國籍：(中文/英文) 美國/U.S.A.

三、發明人：(共 3 人)

姓名：(中文/英文)

1. 馬克·肯特/ Mark Kent
2. 文科·厄斯戈/ Vinko Erceg
3. 鄭軍/ Jun Zheng

國籍：(中文/英文)

1-3：美國/U.S.A.

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；2007年1月9日；60/884,113
2. 美國；2007年6月22日；11/767,071

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。

九、發明說明：

【發明所屬之技術領域】

本發明涉及通信系統的信號處理。更具體地說，本發明涉及一種用於具有有限比率通道狀態資訊反饋的 MIMO 預編碼器的碼書 (codebook) 設計的方法和系統。

【先前技術】

移動通信改變了人們通信的方式，移動電話已經由原來的奢侈品而成爲人們日常生活中的必需品。當今移動電話的使用由社會狀態支配而不是被地理位置或技術阻礙。雖然語音連接滿足了通信的基本需要，其中移動語音連接繼續甚至進一步滲透到生活中的每一天中，移動英特網將是移動通信革命的下一步。所述移動因特網自然地成爲日常資訊的一個公共來源，且對這一資料服務的簡單和通用移動接入將是必然的的方式。

第三代(3G)蜂窩網路是用來實現所述移動因特網的這些需求而特地設計的。由於這些服務的使用和普及的增長，相對於目前對於蜂窩網運營商而言，如低成本的網路容量優化和服務質量(QoS)等因素將會變得更加重要。這些因素可以通過細緻的網路規劃和操作，改善發射方法，和改進接收機技術等方法實現。爲此，載波需要能使得其增加下行吞吐率的技術，這樣,提供高的 QoS 性能和速度以抗衡那些由電纜數據機和/或 DSL 服務提供商提供的服務。

爲了滿足這些需求，在發射機和接收機都放置多天線的通信

系統因其可在無線衰落環境中很大地提高系統的容量而近來引起了廣泛的注意。這些多天線結構，也就是熟知的智慧天線技術，可以在信號接收時用來減少多徑和/或信號干擾。可以預見智慧天線技術隨著基站設施的鋪開以及蜂窩系統中移動手機用戶對所述這些系統的處理容量要求的增加將會得到更廣泛的使用。這些要求部分是因從基於語音服務到下一代無線多媒體服務的轉變所引起的，所述多媒體服務將提供語音、視頻和資料通信服務。

多個發射和/或接收天線的使用設計成引入分集增益以及提高自由度以抵抗信號接收處理中產生的干擾。分集增益通過增加接收信噪比和穩定發射鏈路改善系統的性能。另一方面來看，更多的自由度允許多個同時的發射，從而提供了對抗信號干擾的魯棒性 (robustness)，和/或允許了更高的頻率複用以達到更高的容量。例如，在具有多個天線接收機的通信系統中， M 個接收天線集可以用來完全消除 $(M-1)$ 個干擾效應。因此， N 個信號可以在相同的帶寬內使用 N 個發射天線同時發射，所述 N 個發射信號接著通過配置在接收機的 N 個天線集分成 N 個獨自的信號。使用多個發射和接收天線的系統可以指的是多輸入多輸出 (MIMO) 系統。在特定的 MIMO 系統中，多天線系統的一個吸引人的方面指的是通過利用這些發射結構可以很大程度的增加了系統的容量。對於固定的總發射功率和帶寬，MIMO 結構可以提供的容量隨著增加的信噪比 (SNR) 動態變化。例如，在多徑衰弱通道的情況下，對於 SNR 每增加 3dB，MIMO 結構可以增加系統的容量到接近 M 比

特/周期(cycle)。

由於體積的增加，複雜度的提高，以及功耗的增加引起的費用增加，從而限制多天線系統被在無線通信中廣泛的使用。這成了無線系統設計和應用需要注意的問題。結果，關於多天線系統的一些研究可能關注于可以支援單用戶點到點的鏈路，其他研究可能關注於多用戶場景。使用多天線的通信系統可以很大成程度改善系統的容量。使用 MIMO 技術是爲了獲得非常大的性能增益，然而這需要提供通道資訊給發射機。這樣的通道資料稱爲通道狀態資訊。在很多無線系統中，上行和下行工作在頻分複用(FDD)模式，也就是，上行和下行使用不同的頻率。當處於這種情況時，上行的通道測量結果可能不適用於下行，反之亦然。在這些情況下，僅通過信號接收機測量通道，並將通道狀態資訊反饋給發射機。在有許多天線的情況下，在上行通道中反饋狀態資訊所需要傳輸的資料量很大。因爲上行通道帶寬是受限的，所以不希望在上行通道中傳輸大量的通道狀態資訊。

通過與本申請後續部分結合附圖介紹的本發明的多個方面進行比較，現有和傳統方法中存在的限制和弊端，對本領域的普通技術人員來說將變得非常明顯。

【發明內容】

本發明涉及一種用於具有有限比率通道狀態資訊反饋的 MIMO 預編碼器的碼書設計的方法和系統，在結合至少一個附圖而充分地顯示和/或描述，並在權利要求書中更加完全的闡述。

根據本發明的一個方面，一種用於處理通信信號的方法包括：
使用代價函數，將 MIMO 預編碼系統中的通道狀態信息量化到碼書上，所述碼書包括一個或多個酉矩陣；以及

基於至少所述通道狀態資訊，反復更新所述碼書。

作為優選，所述通道狀態資訊是矩陣 V 。

作為優選，所述代價函數 $f(A)$ 由以下關係式定義：

$$f(A) = \left(\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N |a_{ij}|^2 \right)$$

其中 A 是 $N \times N$ 的矩陣， a_{ij} 是矩陣 A 的元素 (i,j) 。

作為優選，所述方法進一步包括針對所述一個或多個酉矩陣從所述碼書產生維諾 (Voronoi) 區域。

作為優選，所述方法進一步包括基於所述維諾區域和所述酉矩陣產生矩陣集。

作為優選，所述方法進一步包括通過將所述矩陣集修正為新的酉矩陣集來更新所述碼書，其中所述新的酉矩陣集成為所述碼書。

作為優選，所述方法進一步包括，將所述碼書中的元素的索引從所述 MIMO 預編碼系統中的接收機發射到發射機，其中所述通道狀態資訊被量化到所述碼書上。

作為優選，所述 MIMO 預編碼系統包括一個或多個發射天線和一個或多個接收天線。

作為優選，所述方法進一步包括使用奇異值分解(SVD)產生

所述矩陣 V 。

作為優選，所述方法進一步包括使用幾何均值分解(GMD)產生所述矩陣 V 。

作為優選，所述方法進一步包括使用所述酉矩陣之一線性變換所述 MIMO 預編碼系統中發射機處的向量信號。

根據本發明的一個方面，一種用於處理通信信號的系統包括：

包括一個或多個電路的 MIMO 預編碼系統，其使用代價函數將通道狀態信息量化到包含一個或多個酉矩陣的碼書上，並基於至少所述通道狀態資訊反復更新所述碼書。

作為優選，所述通道狀態資訊是矩陣 V 。

作為優選，所述代價函數 $f(A)$ 可以由以下關係式定義：

$$f(A) = \left(\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N |a_{jj}|^2 \right)$$

其中 A 是 $N \times N$ 的矩陣， a_{ij} 是矩陣 A 的元素 (i,j) 。

作為優選，所述一個或多個電路針對所述一個或多個酉矩陣從所述碼書產生維諾區域。

作為優選，所述一個或多個電路基於所述維諾區域和所述酉矩陣產生矩陣集。

作為優選，所述一個或多個電路通過將所述矩陣集修正為新的酉矩陣集來更新所述碼書，其中所述新的酉矩陣集成為所述碼書。

作為優選，所述一個或多個電路將所述碼書中的元素的索引

從所述 MIMO 預編碼系統中的接收機發射到發射機，其中所述通道狀態資訊被量化到所述碼書上。

作為優選，所述 MIMO 預編碼系統包括一個或多個發射天線和一個或多個接收天線。

作為優選，所述一個或多個電路使用奇異值分解(SVD)產生所述矩陣 V 。

作為優選，所述一個或多個電路使用幾何均值分解(GMD)產生所述矩陣 V 。

作為優選，所述一個或多個電路使用所述酉矩陣之一線性變換所述 MIMO 預編碼系統中發射機處的向量信號。

本發明的這些與其他的優點、方面以及新特性，以及其具體的實施例，可以從下文的描述和圖中得到更加完全的理解。

【實施方式】

本發明的實施例介紹了一種用於具有有限比率通道狀態資訊反饋的 MIMO 預編碼器的碼書設計的方法和系統的一些方面。用於具有有限比率通道狀態資訊反饋的 MIMO 預編碼器的碼書設計的方法和系統包括，使用代價函數量化 MIMO 預編碼系統中的通道狀態資訊到碼書上，所述碼書包括一個或多個酉矩陣；以及基於至少所述通道狀態資訊反復更新所述碼書。所述通道狀態資訊包括矩陣 V ，所述代價函數 $f(A)$ 由以下關係式定義：

$$f(A) = \left(\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N |a_{jj}|^2 \right)$$

其中 A 是 $N \times N$ 的矩陣， a_{ij} 是矩陣 A 的元素 (i,j) 。針對該酉矩陣，可從所述碼書產生 Voronoi 區域。基於所述 Voronoi 區域和所述酉矩陣可產生矩陣集。通過將所述矩陣集修正成新的酉矩陣集，可實現更新所述碼書，其中所述新的酉矩陣集成為碼書。在所述 MIMO 預編碼系統中由接收機發射所述碼書中元素的索引到發射機，其中所述通道狀態資訊被量化到所述碼書上。所述 MIMO 預編碼系統包括一個或多個發射天線和接收天線。使用奇異值分解(SVD)或者幾何均值分解(GMD)可產生所述矩陣 V 。所述酉矩陣之一可用來線性變換所述 MIMO 預編碼系統中發射機處的向量信號。

圖 1A 示出了結合本發明實施例在基站和移動計算終端之間的蜂窩多徑通信。參考圖 1A，給出了房子 120、移動終端 122、工廠 124、基站 126、汽車 128、以及通信路徑 130、132、和 134。

基站 126 和移動終端 122 包括有合適的邏輯、電路和/或代碼，用於產生和處理 MIMO 通信信號。

在基站 126 和移動終端 122 之間的無線通信可以通過無線通道進行。所述無線通道包括多個通信路徑，例如，通信路徑 130、132、和 134。所述無線通道可以隨著移動終端 122 和/或汽車 128 移動而動態變化。在一些情況下，移動終端 122 與基站 126 為視距傳播 (LOS)。在其他情況下，移動終端 122 與基站 126 之間可能不是直接視距，射頻信號在通信實體之間的反射通信路徑之間傳播，如圖所示的典型通信路徑 130、132、和 134。所述射頻信

號可由人造結構如房子 120、工廠 124、或者汽車 128、或者自然存在的障礙如山反射。這樣的系統指的是非視距(NLOS)通信系統。

一個通信系統可能同時包括 LOS 和 NLOS 信號分量。如果存在 LOS 信號分量，所述 LOS 信號分量比 NLOS 信號分量強的多。在一些通信系統中，NLOS 信號分量可以產生干擾並降低接收機性能。這指的是多徑干擾。例如，通信路徑 130、132、以及 134 達到移動終端 122 具有不同的延遲。通信路徑 130、132、以及 134 還可以具有不同的衰減。例如，在下行鏈路中，在移動終端 122 接收到的信號可以是不同衰減通信路徑 130，132，和/或 134 的信號的求和，這些不同通信路徑可能是不同步的而且動態變化的。這樣的通道稱為衰弱多徑通道。衰弱多徑通道可以引入干擾，但是也可以為所述無線通道引入分集和自由度。在基站和/或移動終端具有多天線的通信系統，例如 MIMO 系統，特別適合利用無線通道的特性並可以由衰弱多徑通道得到很大的性能增益，相對於在基站 126 和移動終端 122 具有單天線的通信系統(特別是 NLOS 通信系統)，所述多天線的通信系統可以得到很大的性能提高。

圖 1B 示出了依據本發明實施例的 MIMO 通信系統的示意圖。參考圖 1B，示出了 MIMO 發射機 102 和 MIMO 接收機 104，以及天線 106、108、110、112、114、116。圖中還示出了無線通道，所述通道包括通信路徑 h_{11} 、 h_{12} 、 h_{22} 、 h_{21} 、 $h_{2\text{NTX}}$ 、 $h_{1\text{NTX}}$ 、 $h_{\text{NRX}1}$ 、 $h_{\text{NRX}2}$ 、 h_{NRXNTX} ，其中 h_{mn} 可以表示從發射機天線 n 到接收機

天線 m 的通道係數。可能有 N_{TX} 個發射機天線和 N_{RX} 個接收機天線。圖中還給出了發射符號 $x_1, x_2, \dots, x_{N_{TX}}$ 和接收符號 $y_1, y_2, \dots, y_{N_{RX}}$ 。

MIMO 發射機 102 包括有合適的邏輯，電路和/或代碼，用於產生發射符號 $x_i \ i \in \{1, 2, \dots, N_{TX}\}$ ，所述符號通過如圖 1B 示出的發射天線 106、108、110 發射。MIMO 接收機 104 包括有合適的邏輯，電路和/或代碼，用於處理通過如圖 1B 所示的接收天線 112、114、116 接收的接收符號 $y_i \ i \in \{1, 2, \dots, N_{RX}\}$ 。在 MIMO 系統中發射的和接收的信號之間的輸入輸出關係可以表示為如下所示：

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}$$

其中 $\mathbf{y} = [y_1, y_2, \dots, y_{N_{RX}}]^T$ 是具有 N_{RX} 個元素的列向量， T 表示向量轉置， $\mathbf{H} = [h_{ij}] : i \in \{1, 2, \dots, N_{RX}\}; j \in \{1, 2, \dots, N_{TX}\}$ 表示 $N_{RX} \times N_{TX}$ 維的通道矩陣， $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_{N_{TX}}]^T$ 是具有 N_{TX} 個元素的列向量， \mathbf{n} 是具有 N_{RX} 個元素的雜訊採樣列向量。通道矩陣 \mathbf{H} 在使用奇異值分解(SVD)的情況下可以寫成 $\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^H$ ，其中 H 表示哈密頓轉置 (hermitian transpose)， \mathbf{U} 是 $N_{RX} \times N_{TX}$ 的酉矩陣， $\mathbf{\Sigma}$ 是 $N_{TX} \times N_{TX}$ 的對角矩陣，而 \mathbf{V} 是 $N_{TX} \times N_{TX}$ 的酉矩陣。也可以使用其他矩陣分解而不是 SVD 分解以對角化或者變換所述矩陣 \mathbf{H} 。如果 MIMO 接收機 104 內執行的接收機演算法是例如排序干擾抵消(OSIC)，則其他可以轉換矩陣 \mathbf{H} 到下/上三角矩陣的矩陣分解也是可以的。這樣的分解包括幾何均值分解(GMD)，其中 $\mathbf{H} = \mathbf{Q}\mathbf{R}\mathbf{P}^H$ ，其中 \mathbf{R} 可以是 \mathbf{H} 的奇異值的幾何均值位於對角元素上的上三角矩陣， \mathbf{Q} 和 \mathbf{P} 可以是酉矩陣。

圖 2 示出了依據本發明實施例的 MIMO 預編碼收發器鏈模型的框圖。參考圖 2，示出了的 MIMO 預編碼系統 200 包括 MIMO 發射機 202、MIMO 等效基帶通道 203、MIMO 接收機 204 和加法模組 208。MIMO 發射機 202 包括發射機(TX)基帶處理模組 210 和發射預編碼模組 214。MIMO 等效基帶通道 203 包括無線通道 206、TX 射頻(RF)處理模組 212 和接收機(RX) RF 處理模組 218。MIMO 接收機 204 包括預編碼解碼模組 216 和 RX 基帶處理模組 220。圖中還示出了符號向量 s 、預編碼向量 x 、雜訊向量 n 、接收向量 y 和通道解碼向量 y' 。

MIMO 發射機 202 包括基帶處理模組 210，其包括有合適的邏輯、電路和/或代碼，用於產生 MIMO 基帶發射信號。所述 MIMO 基帶發射信號可以傳輸到發射預編碼模組 214。基帶信號在發射預編碼模組 214 內經過適當地編碼以在無線通道 206 中發射，發射預編碼模組 214 包括有合適的邏輯、電路和/或代碼以用於使得其執行這些功能。TX RF 處理模組 212 包括有合適的邏輯，電路和/或代碼，用於使得傳輸到 TX RF 處理模組 212 的信號被調製到射頻(RF)以在無線通道 206 中發射。RX RF 處理模組 218 包括有合適的邏輯，電路和/或代碼，用於執行射頻前端功能以接收在無線通道 206 中發射的信號。RX RF 處理模組 218 包括有合適的邏輯，電路和/或代碼，用於將其輸入信號解調成基帶信號。加法模組 208 表示在 MIMO 接收機中將雜訊加到接收到的信號內。MIMO 接收機 204 包括預編碼解碼模組 216，它線性解碼接收到

的信號並傳輸所述信號到 RX 基帶處理模組 220。RX 基帶處理模組 220 包括有合適的邏輯，電路和/或代碼，用於對該基帶信號應用進一步的信號處理。

MIMO 發射機 202 包括基帶處理模組 210，其包括有合適的邏輯，電路和/或代碼，用於產生 MIMO 基帶發射信號。所述 MIMO 基帶發射信號，也就是符號向量 s ，被傳輸到發射預編碼模組 214。符號向量 s 可以是 $N_{TX} \times 1$ 維的向量。

發射預編碼模組 214 對符號向量 s 執行線性變換，使得 $\mathbf{x} = \mathbf{W}\mathbf{s}$ ，其中 \mathbf{W} 的維數為 N_{TX} 乘以 s 的長度，且 $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_{N_{TX}}]^T$ 。預編碼向量 \mathbf{x} 的每一個元素在可用的 N_{TX} 個不同的天線上發射。

發射的預編碼向量 \mathbf{x} 通過 MIMO 等效基帶通道 203。由 N_{RX} 個接收機天線接收到的信號 \mathbf{y} 是發射信號 \mathbf{x} 通過 MIMO 等效基帶通道 203 變換（由矩陣 \mathbf{H} 表示），並加上雜訊分量（表示為雜訊向量 \mathbf{n} ）而得到的。如加法模組 208 所示，接收向量 \mathbf{y} 表示為 $\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} = \mathbf{H}\mathbf{W}\mathbf{s} + \mathbf{n}$ 。接收向量 \mathbf{y} 被傳輸到預編碼解碼模組 216，其中可以對接收向量 \mathbf{y} 執行線性解碼操作 \mathbf{B} 以得到解碼向量 $\mathbf{y}' = \mathbf{B}^H \mathbf{y} = \mathbf{B}^H \mathbf{H}\mathbf{W}\mathbf{s} + \mathbf{B}^H \mathbf{n}$ ，其中 \mathbf{B} 是適當維數的複數矩陣。解碼向量 \mathbf{y}' 接著被傳輸到 RX 基帶處理模組 220，在此對預編碼解碼模組 216 的輸出執行進一步信號處理。

如果應用於發射預編碼向量 \mathbf{x} 的 MIMO 等效基帶通道 203 傳輸函數 \mathbf{H} 在 MIMO 發射機 202 和 MIMO 接收機 204 端都已知，則所述通道可以被對角化，例如，設置 $\mathbf{W} = \mathbf{V}$ 和 $\mathbf{B} = \mathbf{U}$ ，其中 $\mathbf{H} = \mathbf{U}$

ΣV^H 是奇異值分解。在這些情況下，通道解碼向量 y' 為如下關係式所示：

$$y' = U^H U \Sigma V^H V s + U^H n = \Sigma s + U^H n$$

因為 Σ 是對角矩陣， y' 中的符號向量 s 的元素之間沒有干擾存在，因此所述無線通信系統類似于具有高達 N_{TX} 個並行單天線的無線通信系統那樣，對於 s 的每一個元素，通道矩陣 H 的秩可以小於等於 N_{TX} 。

圖 3 示出了依據本發明實施例的具有有限比率通道狀態資訊反饋的 MIMO 預編碼系統的框圖。參考圖 3，示出的 MIMO 預編碼系統 300 包括部分 MIMO 發射機 302、部分 MIMO 接收機 304、無線通道 306、加法模組 308、和反饋通道 320。部分 MIMO 發射機 302 包括發射預編碼模組 314。部分 MIMO 接收機 304 包括預編碼解碼模組 316、通道估計模組 322、通道量化模組 310、通道分解模組 312、以及碼書處理模組 318。圖 3 還示出了符號向量 s 、預編碼向量 x 、雜訊向量 n 、接收向量 y 、以及解碼向量 y' 。

發射預編碼模組 314、無線通道 306、加法模組 308、以及預編碼解碼模組 316 與圖 2 中所示的發射預編碼模組 214、MIMO 等效基帶通道 203、加法模組 208 和預編碼解碼模組 216 基本相同。通道估計模組 322 包括有合適的邏輯，電路和/或代碼，用於估計無線通道 206 的傳輸函數。通道估計值可傳送給通道分解模組 312，通道分解模組 312 包括有合適的邏輯，電路和/或代碼，用於分解通道。在這方面，被分解的通道通信連接到通道量化模

組 310。通道量化模組 310 包括有合適的邏輯，電路和/或代碼，用於將所述通道部分量化到碼書上。碼書處理模組 318 包括有合適的邏輯，電路和/或代碼，用於產生碼書。反饋通道 320 表示為從部分 MIMO 接收機 304 傳輸通道狀態資訊到部分 MIMO 發射機 302 的通道。

在很多無線系統中，通道狀態資訊，也就是關於通道傳輸矩陣 H 的瞭解，對於發射機和接收機可能是不知道的。然而，為了利用如圖 2 所示的預編碼系統，可能希望在發射機端知道至少部分通道資訊。在如圖 2 所公開的本發明的實施例中，MIMO 發射機 302 需要有用於在 MIMO 發射機 202 的發射預編碼模組 214 內進行預編碼的西矩陣 V 。

在頻分複用(FDD)系統中，用於從基站到移動終端的下行通信的通信頻帶與用於上行通信的頻帶是不一樣的。由於頻帶的不同，上行鏈路的通道測量一般對於下行鏈路是沒有用的，反之亦然。在這些情況下，僅在接收機端執行所述測量，而通道狀態資訊(CSI)可以通過反饋的方式傳輸回發射機。對於這個原因，CSI 可以通過反饋通道 320 從部分 MIMO 接收機 304 反饋回到部分 MIMO 發射機 302 的發射預編碼模組 314。發射預編碼模組 314、無線通道 306、以及加法模組 308 與圖 2 所示的對應的模組 214、203、以及 208 基本相同。

在部分 MIMO 接收機 304 處，接收信號 y 在通道估計模組 222 中可以用來估計通道傳輸函數 H ，用 \hat{H} 表示。例如，所述估計

值可以進一步分解成對角矩陣或者三角矩陣形式，這取決於特定接收機實現，如圖 2 所解釋。例如，通道分解模組 312 可以執行 SVD 分解： $\hat{H} = \hat{U}\hat{\Sigma}\hat{V}^H$ 。在有多個天線的情況下，矩陣 U 、 Σ 和 V 的維數增加得很快。在這些情況下，可能希望將矩陣 \hat{V} 量化成維數為 $N_{TX} \times N_{RX}$ 的矩陣 V_q ，其中 V_q 可以從之前定義的有限酉矩陣集 $C = \{V_i\}$ 中選擇。所述酉矩陣集 C 便稱為碼書。通過從所述碼書中找到接近矩陣 \hat{V} 的矩陣 V_q ，在某種意義上，如果部分 MIMO 發射機 302 知道所述碼書 C ，便足以能夠從通道量化模組 310 通過反饋通道 320 發射索引 q 到發射預編碼模組 314。所述碼書 C 的變化比通道傳輸函數 H 的變化慢得多，從而能夠從碼書處理模組 318 通過反饋通道 320 周期性地更新發射預編碼模組 314 中的碼書。選擇的所述碼書 C 可以是靜態的或者自適應的。而且，所述碼書還可以從一個碼書集中自適應或者非自適應地選擇，這些碼書包括自適應和/或靜態設計的碼書。在這些情況下，部分 MIMO 接收機 304 可以在任何時間點告知所使用的碼書給部分 MIMO 發射機 302。矩陣 \hat{V} 可以如下描述的關係量化成 V_q ：

$$V_q = \arg \max_{\hat{V}_i \in C} f(\hat{V}^H \hat{V}_i)$$

$$f(A) = \left(\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N |a_{jj}|^2 \right)$$

其中 $A = [a_{ij}]$ 和 A 的維數是 $N \times N$ 。因此，可以選擇矩陣 V_q 為碼書中的矩陣 \hat{V}_i ，其可以最大化如上定義的函數 $f(\hat{V}^H \hat{V}_i)$ 。函數 $f(\cdot)$ 可以對其輸入矩陣的對角元素的絕對值的平方求平均。通過最大

化 $f(\cdot)$ ，在某種意義上，矩陣 V_q 的選擇滿足乘積 $\hat{V}^H \hat{V}_q$ 最大程度相似於單位矩陣。以上 $f(\cdot)$ 的運算式可以在某些近似法下最大化所述預編碼 MIMO 系統的暫態容量。因此，通道 H 可以在通道估計模組 322 中估計出，並在通道分解模組 312 中分解。

在通道量化模組 310 內，矩陣，例如 \hat{V} ，可以量化成矩陣 V_q ，索引 q 通過反饋通道 320 反饋回部分 MIMO 發射機 302。所述碼書 C 還可以選擇為不隨時間變化。而且，所述碼書 C 還可以從碼書集中自適應或者非自適應地選擇，這些碼書包括自適應和/或靜態設計的碼書。來自碼書處理模組 318 的碼書 C ，比索引 q 變化緩慢，可以通過反饋通道 320 發送到部分 MIMO 發射機 302。當碼書 C 的基數 $|C|$ 小於或等於 $|C| < 2^M$ 時，為了反饋索引 q ， M 個比特就足夠了。

發射預編碼模組 314 可以執行，例如，線性變換 $x = V_q s$ 。接收機端的預編碼解碼模組 316 可以執行線性變換 $y' = \hat{U}^H y$ 。在一些情況下，通道矩陣 H 的秩 r 小於發射天線的數量，也就是滿足 $r \leq N_{TX}$ 。在這些情況下，可能希望映射減小了數量的空域(spatial)流到向量 x ，如圖 2 所描述。例如，向量 s 可以選擇成滿足 $x = Ws$ ，其中 W 的維數是 $N_{TX} \times S$ 的長度，而 s 的長度是空域流的數量，一般比秩 r 小。例如，矩陣 W 可以由 V_q 中的希望的列來構造。在本發明的另外一個實施例中，如上所述，向量 x 可以由 $x = V_q s$ 產生，且長度為 N_{TX} 的向量 s 的某些適當選擇的元素設置為 0，那樣一般向量 s 中非 0 元素小於秩 r 。在這些情況下， s 中設置成 0 的元素對應於

沒有被使用的空域流。

圖 4 示出了依據本發明實施例的碼書演算法的實現流程圖。參考圖 4，示出了開始步驟 402、結束步驟 418、處理步驟 404、406、410、412、414、416 以及判斷步驟 408。

碼書 C 的選擇對於決定如圖 3 所示的反饋系統的性能是很重要的。圖 4 中的流程圖給出了執行適合於任何量化精度的碼書演算法的示例方法，也就是碼書 $C=\{V_i\}$ 中矩陣 V_i 的數量，以及任何數量的接收和發射天線。然而，碼書可以設計成最大化以下關係：

$$C = \max_C E_H \{f(\hat{V}^H V_q)\}$$

其中 $E_H = \{\}$ 是通道實現 H 的集合的期望值。以上關係式表明，最好的碼書選擇，在一些情況下，可以是包括矩陣 V_q 的碼書，那樣可以最大化函數 $f(\cdot)$ 的關於通道 H 的期望值。這可以通過圖 4 的演算法實現。

在步驟 404 中，初始化碼書。例如，碼書 $C=\{V_i\}$ 可以由隨機矩陣 V_i 構造。所述矩陣 V_i 的初始選擇可以是隨意的。在步驟 406 中，將變數 W 初始化為值“不收敛”。雖然在判斷步驟 408 中 A 未被設置成值“收敛”，該演算法可以在步驟 410 中從碼書 C 中計算出 Voronoi 區域。在步驟 410 中，將碼書所包含的多維空間分解成多個區(cell) R_i ，即為 Voronoi 區域，這樣的話，每一個區 R_i 表示一個子空間，所述子空間可能從某種意義上說與特定矩陣 V_i 最相似，如以下關係式所示：

$$R_i = \{ \hat{\mathbf{V}} : f(\hat{\mathbf{V}}^H \mathbf{V}_i) \geq f(\hat{\mathbf{V}}^H \mathbf{V}_j), \forall j \neq i \}$$

在步驟 412 中，碼書 C 可基於在步驟 410 中計算出的 Voronoi 區域進行更新。對於任何給定的區域 R_i ，可以產生一個新的矩陣 $\mathbf{V}_i = [\mathbf{V}_{i,1}, \mathbf{V}_{i,2}, \dots, \mathbf{V}_{i,N_{TX}}]$ ，其中 $\mathbf{V}_{i,k}$ 是長度為 N_{TX} 的列向量，如以下關係式所示：

$$\mathbf{v}_{i,k} = \arg \max_{\mathbf{q} \|\mathbf{q}\|=1} E_{\mathbf{V}} \left\{ \left| \mathbf{v}_k^H \mathbf{q} \right|^2 \mid \mathbf{V} \in R_i \right\}$$

其中 \mathbf{V}_k 是矩陣 \mathbf{V} 的第 k 列。對於以上最優問題的求解為如下關係式所示：

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{i,k} &= \mathbf{u}_{MAX} \\ \lambda_{MAX} \cdot \mathbf{u}_{MAX} &= \mathbf{R}_{kk} \mathbf{u}_{MAX} \\ \mathbf{R}_{kk} &= E \left\{ \mathbf{v}_k \mathbf{v}_k^H \mid \mathbf{V} \in R_i \right\} \end{aligned}$$

其中 $\mathbf{v}_{i,k}$ 選擇為對應於矩陣 \mathbf{R}_{KK} 的最大特徵值 λ_{MAX} 的特徵向量 \mathbf{u}_{MAX} 。對以上方程，對變數 Z 的期望值 $E_Z\{\}$ 可以通過採用空間的採樣平均值來計算得到。

在步驟 414 中，用於收斂的一個測試可以應用於碼書 C，以驗證所述碼書是否收斂於一個穩定的集。例如，一個收斂測試可以通過每一個矩陣 \mathbf{V}_q 在連續的步驟 412 之間的改變程度是多少來測量。如果改變小於門限值，可以認為達到了收斂。在步驟 414，如果碼書已收斂，變數 A 將設置為值“收斂”，否則變數 A 設置為值“不收斂”。

如果，在步驟 414 中，變數 A 已經設置為“收斂”，包括步驟 410、512、以及 414 在內的迴圈可以在步驟 416 跳出，最終產

生的碼書 C 是正交的。矩陣 $\{V_i\}$ 也期望是正交的，也就是：

$$V_i^H V_j = \mathbf{I} \quad i = j$$

其中 \mathbf{I} 表示單位矩陣，而 $\mathbf{0}$ 表示元素全為 0 的矩陣。得到的碼書 $C = \{V_i\}$ 可以通過對矩陣 $\{V_i\}$ 應用例如 Gram-Schmidt (葛萊姆—斯密特) 正交化而是正交的。碼書的正交化在結束步驟 418 終止碼書的生成。

圖 5 是依據本發明實施例的有 MMSE 接收機和有限率反饋的 2x2 MIMO 系統的性能圖。參考圖 5，示出了信噪比(SNR)軸和頻譜效率軸(Seff)。還示出了全反饋奇異值分解 SVD(Fit-FB)的曲線圖 502、2 比特反饋 SVD (SVD-2B)的曲線圖 504、SVD-3B 的曲線圖 506、SVD-4B 的曲線圖 508、SVD-5B 的曲線圖 510 以及 SVD-6B 的曲線圖 512。

如圖 3 所解釋，可用於反饋的比特數量決定了酉矩陣 \hat{V} 的量化精度。對於 M 比特，碼書 C 包括 $|C| \leq 2^M$ 個元素 $\{V_i\}$ 。因此，大的數量的反饋比特可以允許更好的通道量化並可以提供更好的性能。如圖 5 所示，依據本發明的一個實施例儘管使用很少的反饋比特卻可以提供與全反饋 SVD(Fit-FB) 502 接近的性能。曲線圖 SVD-2B 504、SVD-3B 506、SVD-4B 508、SVD-5B 510 以及 SVD-6B 512 與 SVD(Fit-FB) 502 也是接近。在圖 5 中可以使用最小均方誤差(MMSE)接收機。

圖 6 是依據本發明實施例的有 GMD-OSIC 接收機和有限率反饋的 2x2 MIMO 系統的性能圖。參考圖 6，示出了信噪比(SNR)

軸和頻譜效率軸(Seff)。還示出了全反饋幾何均值分解(GMD Fit-FB) 602 的曲線圖、2 比特反饋 GMD (GMD -2B)的曲線圖 604、GMD -3B 的曲線圖 606、GMD -4B 的曲線圖 608、GMD -5B 的曲線圖 610 以及 GMD -6B 的曲線圖 612。

如圖 6 所示的性能曲線圖利用的是排序連續干擾抵消(OSIC)接收機。使用的是 GMD，而不是 SVD，如結合圖 1B 所述。如圖 6 可以看出，本發明的一個實施例使用幾個反饋比特的性能，例如 GMD -2B 604、GMD -3B 606、GMD -4B 608、GMD -5B 610 以及 GMD -6B 612，與有全反饋的系統的性能（GMD Fit-FB 602 的曲線圖）很接近。

根據本發明的一個方面，一種用於具有有限比率通道狀態資訊反饋的 MIMO 預編碼器的碼書設計的方法和系統包括：在通道量化模組 310 中，使用代價函數量化 MIMO 預編碼系統 200 和 300 中的通道狀態資訊到碼書上，所述碼書包括一個或多個酉矩陣，並在碼書處理模組 318 中，基於至少所述通道狀態資訊反復地更新所述碼書。在通道估計模組 322 中獲得的通道狀態資訊包括在通道分解模組 312 中產生的矩陣 V 。所述代價函數 $f(A)$ 由以下關係式定義：

$$f(A) = \left(\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N |a_{jj}|^2 \right)$$

其中 A 是 $N \times N$ 的矩陣， a_{ij} 是矩陣 A 的元素 (i,j) 。在碼書處理模組 318 中，針對該酉矩陣可從所述碼書中產生 Voronoi 區域。

而且，在碼書處理模組 318 中，基於所述 Voronoi 區域和所述酉矩陣產生一個矩陣集。通過將所述矩陣集修正成一個新的酉矩陣集，可實現更新所述碼書，其中所述新的酉矩陣集成為碼書。在通道量化模組 310 中，通道狀態資訊被量化到其上的碼書中的元素的索引通過反饋通道 320 從所述 MIMO 預編碼系統中的接收機發射到發射機。MIMO 預編碼系統 200/300 包括一個或多個發射天線和接收天線。在通道分解模組 312 中，使用奇異值分解(SVD)或者幾何均值分解(GMD)產生所述矩陣 V 。在發射預編碼模組 314 中，所述酉矩陣之一用來線性變換所述 MIMO 預編碼系統中發射機端的向量信號。

本發明的另外一個實施例提供一個機器可讀記憶體，其上存儲的電腦程式具有至少一個可由機器執行的代碼段，從而促使該機器執行這裏描述的一種用於具有有限比率通道狀態資訊反饋的 MIMO 預編碼器的碼書設計的方法的各步驟。

因此，本發明可以通過硬體、軟體，或者軟、硬體結合來實現。本發明可以在至少一個電腦系統中以集中方式實現，或者由分佈在幾個互連的電腦系統中的不同部分以分散方式實現。任何可以實現所述方法的電腦系統或其他設備都是可適用的。常用軟硬體的結合可以是安裝有電腦程式的通用電腦系統，通過安裝和執行所述程式控制電腦系統，使其按所述方法運行。在電腦系統中，利用處理器和存儲單元來實現所述方法。

本發明還可以通過電腦程式產品進行實施，所述套裝程式含

能夠實現本發明方法的全部特徵，當其安裝到電腦系統中時，通過運行，可以實現本發明的方法。本文件中的電腦程式所指的是：可以採用任何程式語言、代碼或符號編寫的一組指令的任何運算式，該指令組使系統具有資訊處理能力，以直接實現特定功能，或在進行下述一個或兩個步驟之後實現特定功能：a)轉換成其他語言、編碼或符號；b)以不同的格式再現。

本發明是通過幾個具體實施例進行說明的，本領域技術人員應當明白，在不脫離本發明範圍的情況下，還可以對本發明進行各種變換及等同替代。另外，針對特定情形或具體情況，可以對本發明做各種修改，而不脫離本發明的範圍。因此，本發明不局限於所公開的具體實施例，而應當包括落入本發明權利要求範圍內的全部實施方式。

【圖式簡單說明】

圖 1A 是結合本發明實施例在基站和移動計算終端之間的蜂窩多徑通信的示意圖；

圖 1B 是依據本發明實施例的 MIMO 通信系統的示意圖；

圖 2 是依據本發明實施例的 MIMO 預編碼收發器鏈模型的框圖；

圖 3 是依據本發明實施例的具有有限比率通道狀態資訊反饋的 MIMO 預編碼系統的框圖；

圖 4 是依據本發明實施例的碼書演算法的實現流程圖；

圖 5 是依據本發明實施例的具有 MMSE 接收機和有限率反饋

的 2x2 MIMO 系統的性能圖；

圖 6 是依據本發明實施例的具有 GMD-OSIC 接收機和有限率反饋的 2x2 MIMO 系統的性能圖。

【主要元件符號說明】

房子	120	移動終端	122
工廠	124	基站	126
汽車	128	通信路徑	130、132、134
MIMO 發射機	102	MIMO 接收機	104
天線	106、108、110、112、114、116		
MIMO 預編碼系統	200	MIMO 發射機	202
MIMO 等效基帶通道	203	MIMO 接收機	204
無線通道	206	加法模組	208
發射機(TX)基帶處理模組	210		
TX 射頻(RF)處理模組	212		
發射預編碼模組	214	預編碼解碼模組	216
接收機(RX) RF 處理模組	218		
RX 基帶處理模組	220		
MIMO 預編碼系統	300	部分 MIMO 發射機	302
部分 MIMO 接收機	304	無線通道	306
加法模組	308	通道量化模組	310
通道分解模組	312	發射預編碼模組	314
預編碼解碼模組	316	碼書處理模組	318

回饋通道	320	通道估計模組	322
全回饋奇異值分解 SVD(Fit-FB)的曲線圖			502
2 位元回饋 SVD (SVD-2B)的曲線圖			504
SVD-3B 的曲線圖	506	SVD-4B 的曲線圖	508
SVD-5B 的曲線圖	510	SVD-6B 的曲線圖	512
全回饋幾何均值分解(GMD Fit-FB) 的曲線圖			602
2 位元回饋 GMD (GMD -2B)的曲線圖			604
GMD -3B 的曲線圖	606	GMD -4B 的曲線圖	608
GMD -5B 的曲線圖	610	GMD -6B 的曲線圖	612

五、中文發明摘要：

本發明公開了一種用於具有有限比率通道狀態資訊反饋的 MIMO 預編碼器的碼書設計的方法和系統。所述方法包括使用代價函數，將 MIMO 預編碼系統中的通道狀態信息量化到碼書上，所述碼書包括一個或多個酉矩陣；以及基於至少所述通道狀態資訊，反復更新所述碼書。所述通道狀態資訊可以是矩陣 V 。所述代價函數 $f(A)$ 可以用以下關係式定義：

$$f(A) = \left(\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N |a_{jj}|^2 \right)$$

其中 A 是 $N \times N$ 的矩陣， a_{ij} 是矩陣 A 的元素 (i,j) 。針對該酉矩陣，可從所述碼書產生 Voronoi 區域。基於所述 Voronoi 區域和所述酉矩陣可產生矩陣集。通過將所述矩陣集修正成新的酉矩陣集，可實現更新所述碼書，其中所述新的酉矩陣集成爲碼書。

六、英文發明摘要：

Aspects of a method and system for codebook design of MIMO pre-coders with finite rate channel state information feedback may include quantizing channel state information in a MIMO pre-coding system onto a codebook, which include unitary matrices, using a cost function. The codebook may be iteratively updated based on at least the channel state information. The channel state information may comprise a matrix V . The cost function $f(A)$ is defined by the following relationship:

$$f(A) = \left(\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N |a_{jj}|^2 \right)$$

where A is a matrix of size N by N and a_{ij} is element (i,j) of matrix A . Voronoi regions may be generated from the codebook for the unitary

matrices. A set of matrices based on the Voronoi regions and the unitary matrices may be generated. Updating the codebook may be achieved by modifying the set of matrices into a new set of unitary matrices, where the new set of unitary matrices become the codebook.

十、申請專利範圍：

1、一種用於處理通信信號的方法，其特徵在於，所述方法包括：

使用代價函數，將 MIMO 預編碼系統中的通道狀態信息量化到碼書上，所述碼書包括一個或多個酉矩陣；以及

基於至少所述通道狀態資訊，反復更新所述碼書。

2、如申請專利範圍第 1 項所述的方法，其中，所述通道狀態資訊是矩陣 V 。

3、如申請專利範圍第 1 項所述的方法，其中，所述代價函數 $f(A)$ 由以下關係式定義：

$$f(A) = \left(\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N |a_{ij}|^2 \right)$$

其中 A 是 $N \times N$ 的矩陣， a_{ij} 是矩陣 A 的元素 (i, j) 。

4、如申請專利範圍第 1 項所述的方法，其中，所述方法進一步包括針對所述一個或多個酉矩陣從所述碼書產生維諾區域。

5、如申請專利範圍第 4 項所述的方法，其中，所述方法進一步包括基於所述維諾區域和所述酉矩陣產生矩陣集。

6、如申請專利範圍第 5 項所述的方法，其中，所述方法進一步包括通過將所述矩陣集修正為新的酉矩陣集來更新所述碼書，其中所述新的酉矩陣集成為所述碼書。

7、一種用於處理通信信號的系統，其特徵在於，所述系統包括：

包括一個或多個電路的 MIMO 預編碼系統，其使用代價函數將通道狀態信息量化到包含一個或多個酉矩陣的碼書上，並基

於至少所述通道狀態資訊反復更新所述碼書。

8、如申請專利範圍第 7 項所述的系統，其中，所述通道狀態資訊是矩陣 V 。

9、如申請專利範圍第 7 項所述的系統，其中，所述代價函數 $f(A)$ 可以由以下關係式定義：

$$f(A) = \left(\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N |a_{jj}|^2 \right)$$

其中 A 是 $N \times N$ 的矩陣， a_{ij} 是矩陣 A 的元素 (i, j) 。

10、如申請專利範圍第 7 項所述的系統，其中，所述一個或多個電路針對所述一個或多個酉矩陣從所述碼書產生維諾區域。

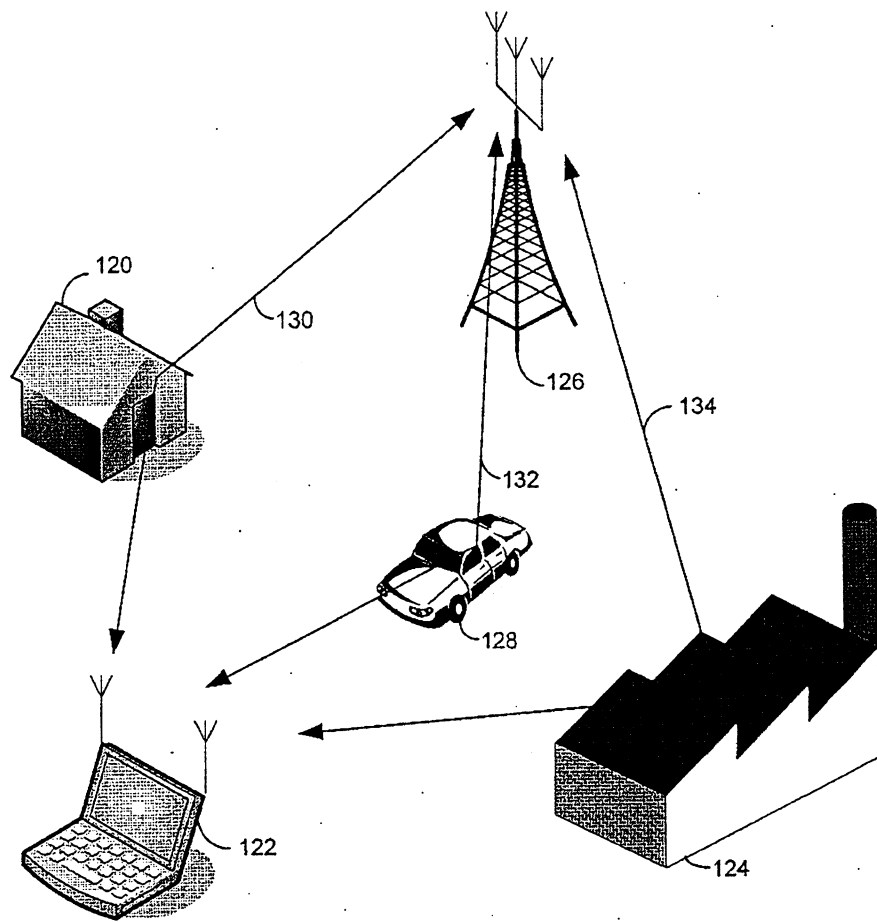


圖1A

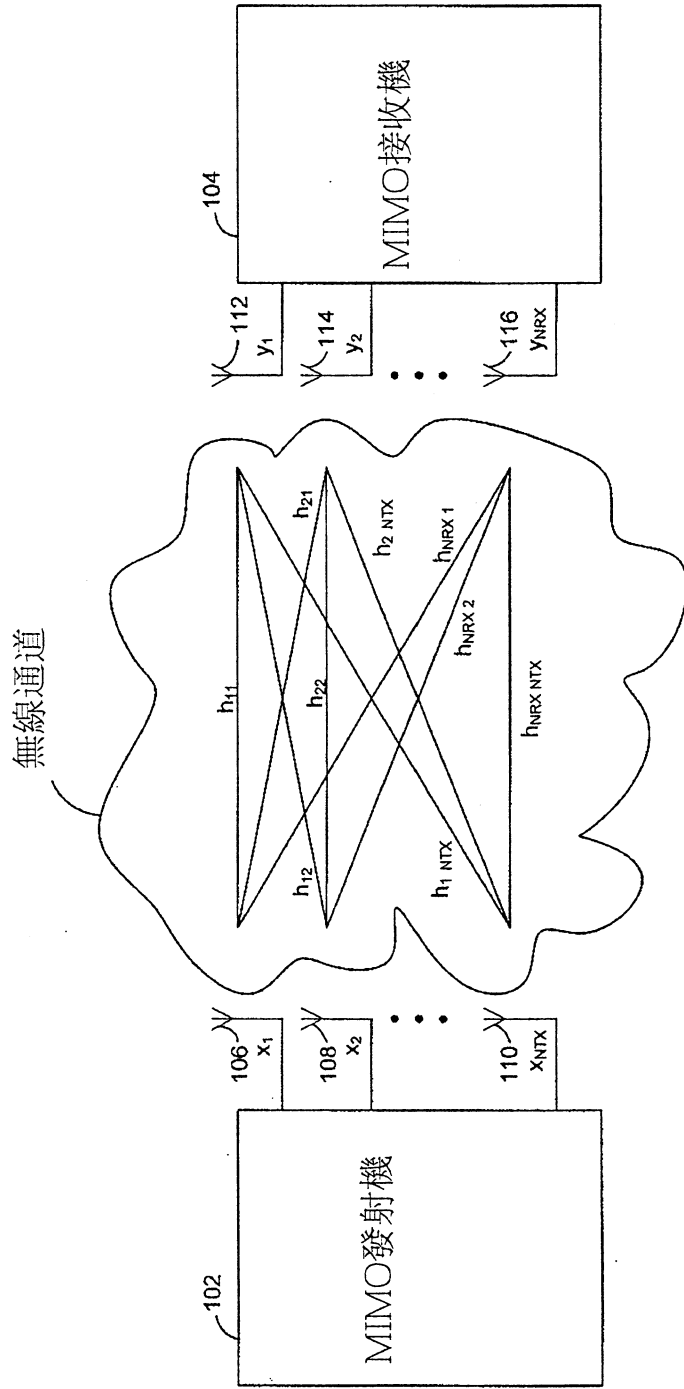


圖1B

200 →

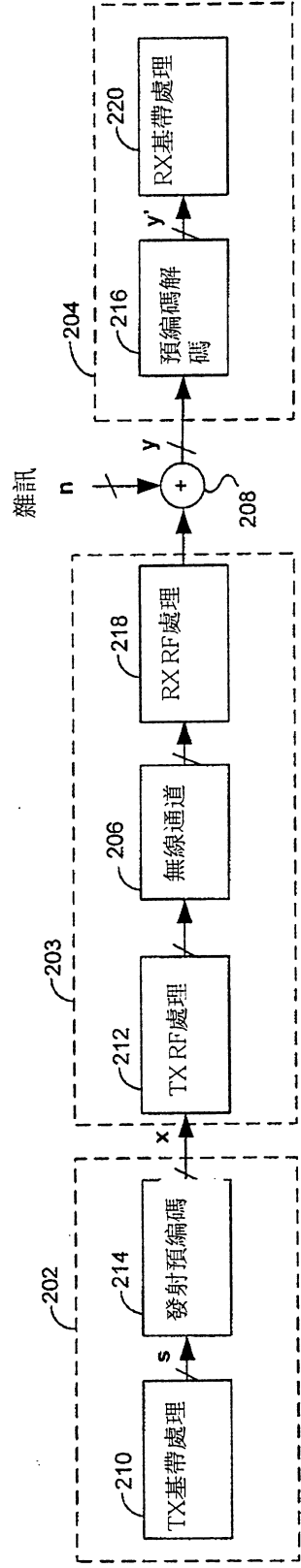


圖2

300 ↗

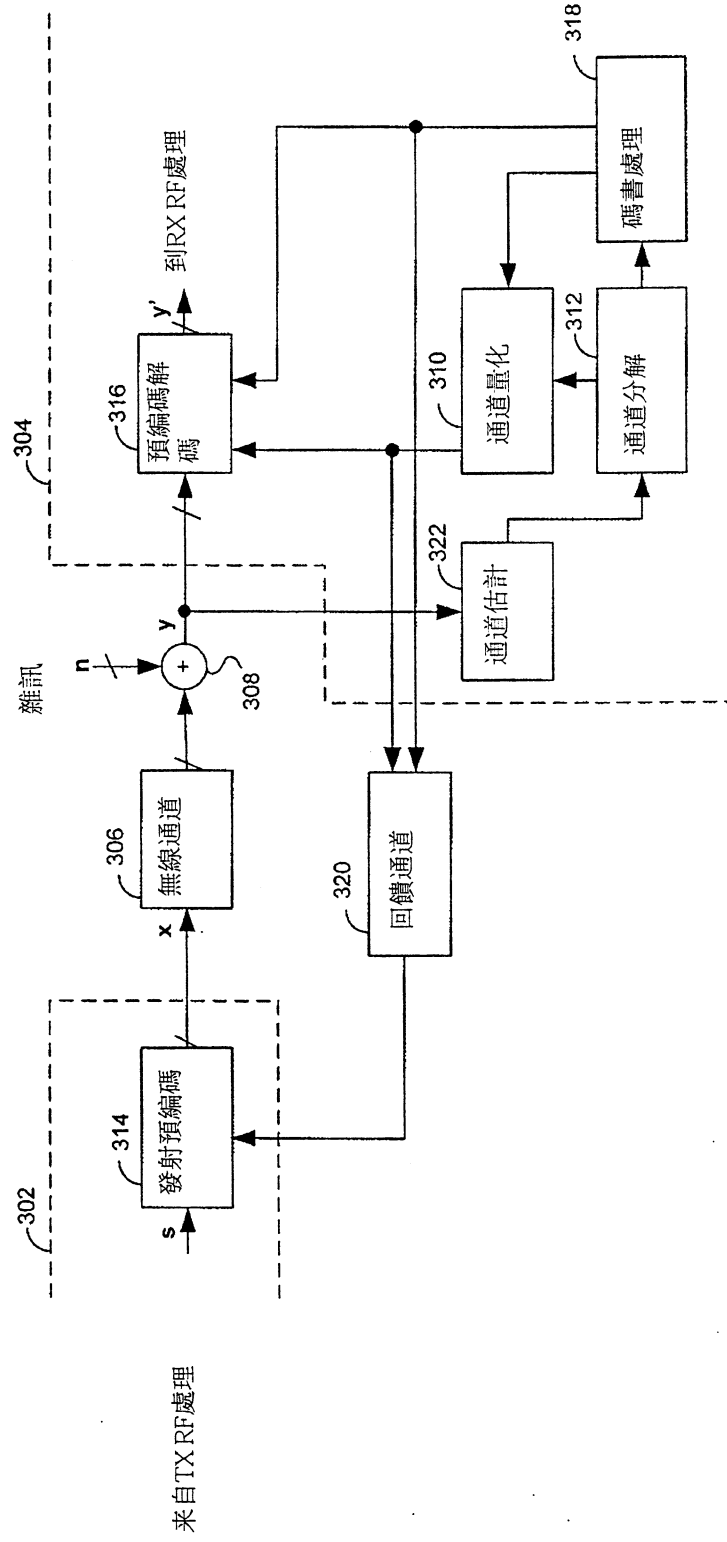


圖3

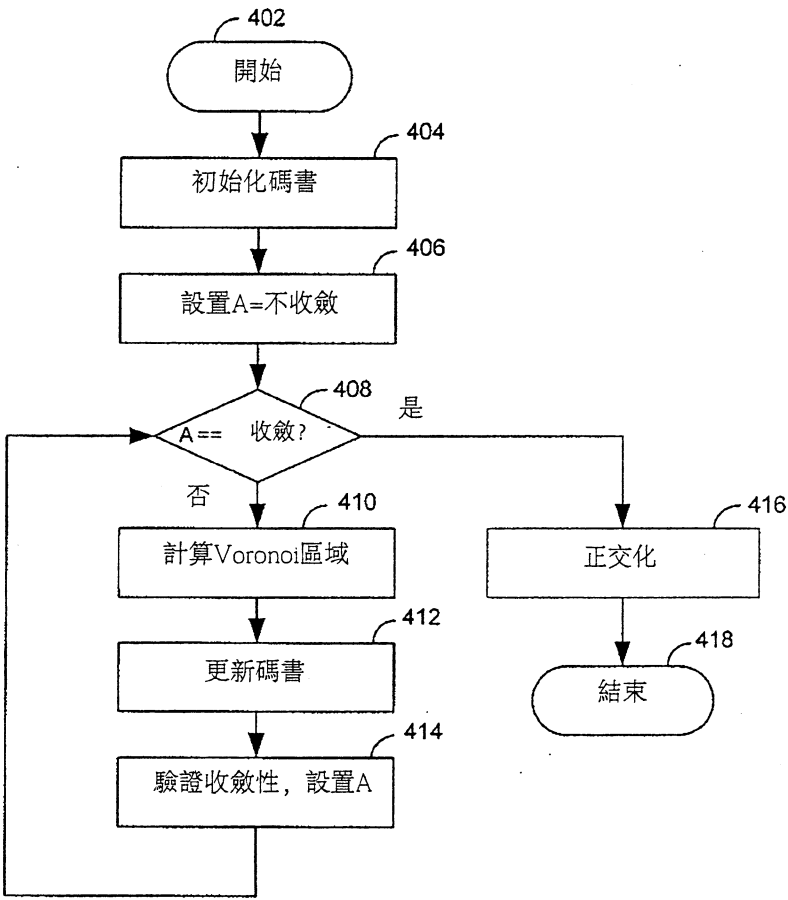


圖4

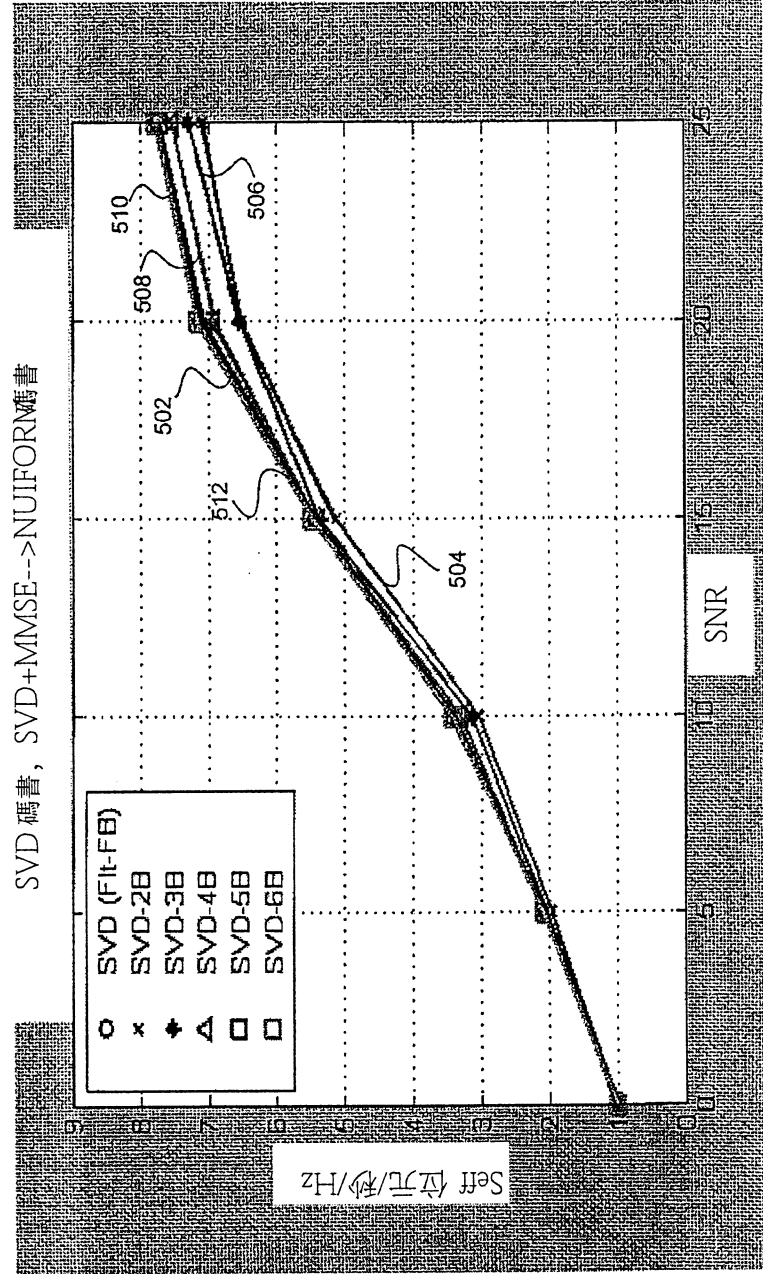


圖5

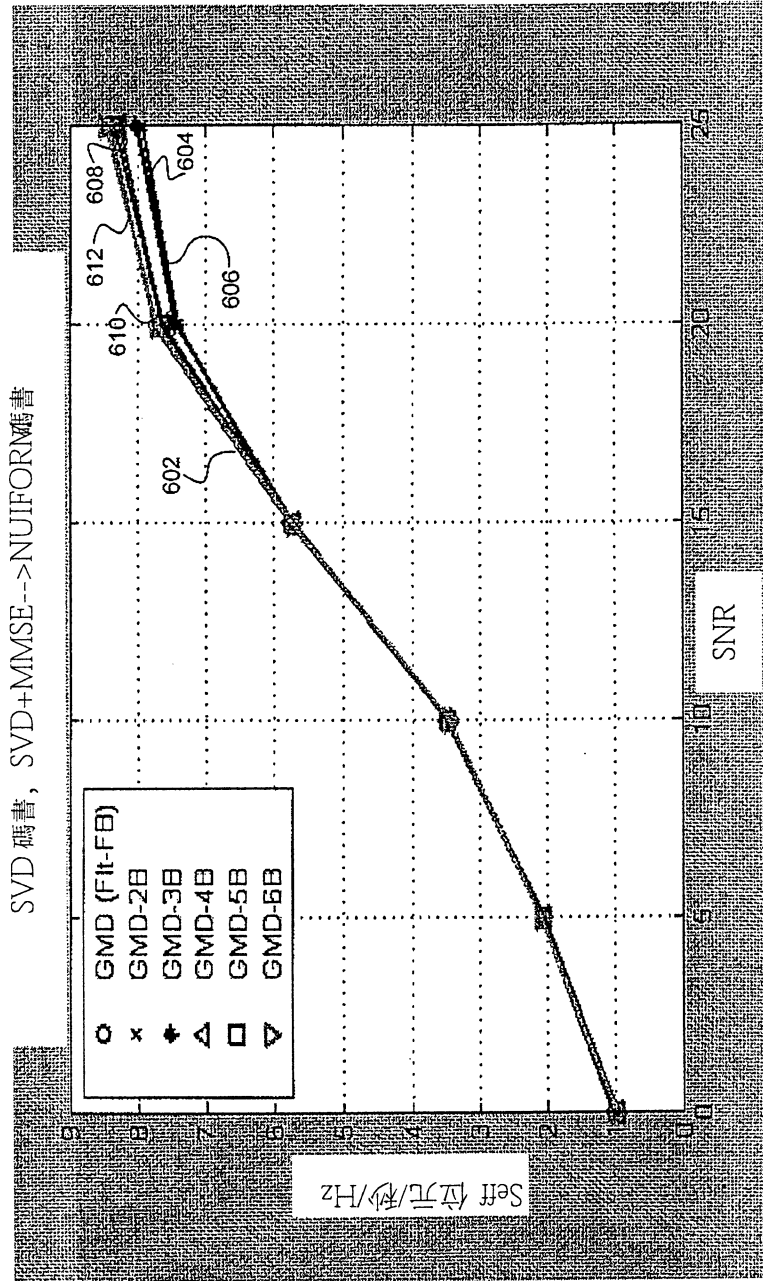


圖6

七、指定代表圖：

(一)本案指定代表圖為：第 (1B) 圖。

(二)本代表圖之元件符號簡單說明：

MIMO 發射機	102	MIMO 接收機	104
天線 106、108、110、112、114、116			

八、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：