



(19) 中華民國智慧財產局

(12) 發明說明書公告本

(11) 證書號數：TW I452860 B

(45) 公告日：中華民國 103 (2014) 年 09 月 11 日

(21) 申請案號：098128665

(22) 申請日：中華民國 98 (2009) 年 08 月 26 日

(51) Int. Cl. : **H04B7/04 (2006.01)**

(30) 優先權：2008/09/02 美國 61/093,699

2008/12/29 美國 12/317,871

(71) 申請人：英特爾公司 (美國) INTEL CORPORATION (US)

美國

(72) 發明人：李金華 LI, QINGHUA (CN)；鄭鴻明 ZHENG, HONGMING (CN)；張森介 ZHANG, SENJIE (CN)；林心甜 LIN, XINTIAN EDDIE (US)；鄭珊珊 ZHENG, SHANSHAN (CN)；李廣介 LI, GUANGJIE (CN)

(74) 代理人：惲軼群；陳文郎

(56) 參考文獻：

TW 200824379 US 2007/0174038A1

US 2008/0080449A1

審查人員：蔡穎欣

申請專利範圍項數：22 項 圖式數：6 共 0 頁

(54) 名稱

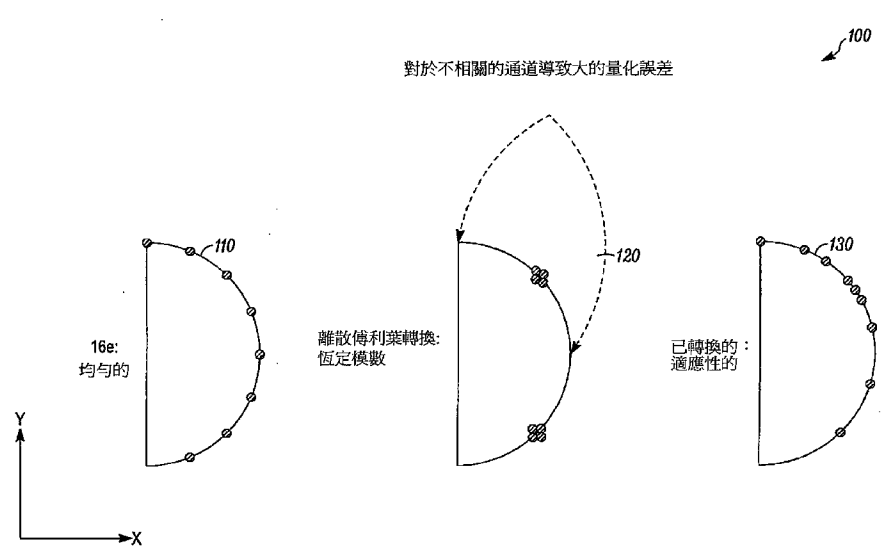
利用適應性碼簿於無線網路中波束形成之方法、裝置及電腦可讀記錄媒體

METHOD, APPARATUS AND COMPUTER-READABLE RECORDING MEDIUM UTILIZING ADAPTIVE CODEBOOKS FOR BEAMFORMING IN WIRELESS NETWORK

(57) 摘要

本發明之一實施例提供一種方法，其包含針對無線網路中之通訊使用一適應性碼簿於波束形成。

An embodiment of the present invention provides a method, comprising using an adaptive codebook for beamforming for communications in wireless networks.



- 100 . . . 範例
- 110 . . . 16e 碼簿
- 120 . . . DFT 碼簿
- 130 . . . 適應性碼簿

第 1 圖

發明專利說明書

雙面影印

公告本

(本說明書格式、順序，請勿任意更動，※記號部分請勿填寫)

※申請案號：98128665

※申請日：98.8.26

※IPC分類：H04B 7/04 (2006.01)

一、發明名稱：(中文/英文)

利用適應性碼簿於無線網路中波束形成之方法、裝置及電腦可讀記錄媒體 / METHOD, APPARATUS AND COMPUTER-READABLE RECORDING MEDIUM UTILIZING ADAPTIVE CODEBOOKS FOR BEAMFORMING IN WIRELESS NETWORK

二、中文發明摘要：

本發明之一實施例提供一種方法，其包含針對無線網路中之通訊使用一適應性碼簿於波束形成。

三、英文發明摘要：

An embodiment of the present invention provides a method, comprising using an adaptive codebook for beamforming for communications in wireless networks.

四、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：

100...範例

110...16e碼簿

120...DFT碼簿

130...適應性碼簿

五、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：

六、發明說明：

【發明所屬之技術領域】

本發明係有關於利用適應性碼簿於無線網路中波束形成之技術。

【先前技術】

背景

在閉迴路多輸入多輸出(MIMO)波束形成中，一用戶台(SS)量化理想的波束形成矩陣並將量化索引發回至一基地台(BS)。該BS依據該回授的索引來重建該波束形成矩陣並實施該波束形成。習知的是，該波束形成提高了鏈結性能及系統通量。

儘管本發明不局限於此層面，但在802.16e(WiMAX)中，該理想的波束形成矩陣由一恒定的量化碼簿來量化。該碼簿針對一單一通道情形而最佳化，其中在該BS的該發射天線相關(antenna correlation)為零。然而，該發射天線相關實際上並不恒定為零而是隨著諸如在該BS的天線間距、該BS天線高度、LOS/NLOS條件、BS與SS間距之多個因素而變化。此外，該最佳量化碼簿隨著該天線相關變化，及因此希望將該碼簿適應於該相關。例如離散傅利葉轉換(DFT)碼簿及該802.16e碼簿針對高或低天線相關中之一者而不是兩者而最佳化。幸運的是，該天線相關與短期通道衰落相比變化極慢，及在802.16e中存在針對長期資訊之一回授機制。

因此，存在對利用適應性碼簿於無線網路中波束形成

之一強烈需求。

【發明內容】

依據本發明之一實施例，係特地提出一種方法，其包含：針對在無線網路中的通訊使用一適應性碼簿於波束形成。

圖式簡單說明

在本說明書的最後部分中特定地指出並明確地申請專利視為本發明的標的。然而，透過結合附圖閱讀參考下面的詳細說明可關於操作之組織及方法最佳理解本發明及其目的、特徵及優點，其中：

第1圖說明IEEE 802.16e、DFT及轉換的碼簿之碼字分佈；

第1a圖提供針對 R_i 的該非對角項之一量化星座， R_i 的該非對角項之該量化星座針對本發明之實施例之不相關的通道在(0,0)具有一點；

第2圖說明具有低天線相關的三碼簿：802.16e、DFT及依據本發明之一實施例之一適應性碼簿之封包錯誤率；

第2a圖提供針對 R_i 的該非對角項之一量化星座， R_i 的該非對角項之該量化星座用於本發明之實施例之相關的通道；

第3圖說明具有高天線相關的三碼簿：802.16e、DFT及依據本發明之一實施例之該已提出的適應性碼簿之封包錯誤率；及

第4圖說明在單一使用者MIMO及各種多使用者MIMO

方案中之該三碼簿之通量比較。

要明白的是，爲了說明的簡單與清晰，在該等圖中所說明的元件未必按比例繪製。例如，爲了清晰，該等元件當中之一些元件之該等尺寸相對於其它元件被誇大了。另外，在考慮適當的情況下，在該等圖中重複參考數字來表示相對應或類似的元件。

【實施方式】

詳細說明

在下面的詳細描述中，爲了提供對本發明的一深入理解，提出了許多特定細節。然而，熟於此技者將明白的是，本發明可在沒有這些特定細節的情況下來遭實施。在其它實例中，沒有詳細描述習知的方法、程序、元件及電路以免模糊本發明。

儘管本發明之實施例並不局限於此點上，但是利用諸如例如“處理”、“運算”、“計算”、“決定”、“建立”、“分析”、“核對”或類似物的術語之討論可指一電腦、一運算平台、一運算系統或其它電子運算裝置之操作及/或程序，其將以該電腦暫存器及/或記憶體中的物理(電子的)量表示的資料運用及/或轉換成類似地以該電腦暫存器及/或記憶體或可儲存用以執行操作及/或程序之指令之其它資訊儲存媒體中的物理量表示之資料。

儘管本發明之實施例並不局限在此點上，但本文所使用的該等術語“多數個”及“多個”可包括，例如“多個”、“兩個或更多個”。貫穿本說明書該等術語“多數個”或“多個”可

用來描述兩個或更多個分量、裝置、元件、單元、參數或類似物。例如，“多個站台”可包括兩個或更多個站台。

本發明之實施例提供隨該天線相關變化之一適應性碼簿。一BS及一SS都同步地轉換該802.16e碼簿以產生針對該BS天線相關而最佳化之一新的量化碼簿。模擬結果說明，本發明之實施例之該碼簿針對所有天線相關一致地勝過該等競爭者碼簿。此外，本發明之該碼簿與針對每一給定的天線相關而最佳化之該等最佳的碼簿幾乎具有相同的性能。最後，本發明之實施例之該轉換給802.16e提供一向後相容的解決方案及增進了該802.16e碼簿。

在閉迴路MIMO波束形成中，一用戶台(SS)量化該理想的波束形成矩陣並將該量化索引發回至一基地台(BS)。該BS依據該回授之索引來重建該波束形成矩陣並實施該波束形成。如上所述，習知的是該波束形成提高了鏈結性能及系統通量。

在IEEE 802.16e(WiMAX)中，該理想的波束形成矩陣由一恒定的量化碼簿來量化。該碼簿針對一單一通道情形而最佳化，其中在該BS的該發射天線相關為零。然而，該發射天線相關實際上並不恒定為零而是隨著諸如在該BS的該天線間距、該BS天線高度、LOS/NLOS條件、BS與SS間距之多個因素而變化。此外，該最佳量化碼簿隨該天線相關變化，及因此希望將該碼簿適應於該相關。例如目前的(DFT)碼簿及該802.16e碼簿針對該高與低天線相關當中之二者而不是兩者而最佳化。幸運的是，該天線相關與該短

期通道衰減相比變化極慢。該相關之回授消耗極少的系統額外負擔，因為(與針對每一子頻帶變化之波束形成矩陣回授不同)它在整個頻率帶保持不變且很少受回授，比如說每隔100 ms。

本發明之實施例提供隨該天線相關變化之一適應性碼簿。BS與SS都同步地轉換該802.16e碼簿以產生針對該BS天線相關而最佳化之一新的量化碼簿。

該802.16e碼簿是針對零天線相關而設計，其中該理想的波束形成矩陣是均勻分佈的。因此，該量化碼字矩陣(或向量)在量化空間上是均勻分佈的。在遠距離(及NLOS)的情況下，由於在一802.16e系統中的該波束形成只針對一單一的使用者MIMO，所以該天線相關典型地接近於零。然而，針對WiMAX 2，考慮較多的發射天線(多達8個)及較近的天線座(半波長)，儘管本發明並不局限在此層面上。因此，對於一些情況該天線相關不為零而對於其它的情況接近零。例如，多使用者MIMO(或下行鏈路SDMA)在小的天線間距情況中運行良好，而單一使用者MIMO寧願選擇大的天線間距。

不希望的是針對該等不同的天線相關定義多個碼簿。本發明之實施例提供一通用解決方案且可針對所有的天線相關適應性地轉換碼簿。該轉換是該天線相關的一簡單函數。

本發明適應性碼簿可自一不同的視角來察看。該天線相關矩陣變化極慢且其攜有該等最強接收信號之該等平均

的波束形成方向。此外，該等瞬時的波束形成方向之分佈隨著該相關的增加集中在該等平均的波束形成方向。本發明之實施例轉換該均勻碼簿而非均勻地擴展該等量化碼字，以使得該等碼字集中在該等平均的方向來減少量化誤差。

大體上以第1圖的100作為與其它兩碼簿相比之一範例來說明該適應性碼簿之概念。在該範例中，該通道是具有兩發射及一接收天線之一2x1實通道。該16e碼簿110之該等碼字均勻地分佈在一半圓上。對比上，該DFT碼簿120

由於恆定模數限制只具有兩有效碼字 $\frac{1}{\sqrt{2}}(1,1)$ 與 $\frac{1}{\sqrt{2}}(1,-1)$

並在該量化空間中留下大的孔。對於一不相關的通道，該量化器之輸入，即該理想的波束形成矩陣，均勻地分佈在該半圓上，及因而與該802.16e碼簿之該碼字分佈相匹配。對於一高度相關的通道，每一發射天線之該通道響應大小幾乎具有相同的值，及因此該理想的波束形成矩陣之該項大小也幾乎具有相同的值。這與該DFT碼簿之該碼字分佈相匹配。這解釋了碼簿110與120如何針對該兩極端情形而不能兼顧兩者運作。除了在該DFT碼簿中所使用的該大小資訊，該適應性碼簿130進一步利用自該天線相關所獲得之該相位資訊。該適應性碼簿130將該等量化碼字轉換成該輸入波束形成矩陣將最有可能出現之該較佳方向。該等受重定位的碼字與該波束形成矩陣之該輸入分佈相匹配及因而減少了該量化誤差。

信號模型

該基頻信號模型由下式給出

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{V}\mathbf{s} + \mathbf{n}, \quad (1)$$

其中 \mathbf{n} 是具有方差為 N_0 的複數 AWGN； \mathbf{s} 是 $N_s \times 1$ 的具有單位冪之發射向量； N_s 是空間串流數目； \mathbf{y} 是接收向量； \mathbf{H} 是大小為 $N_r \times N_s$ 的通道矩陣； \mathbf{V} 是大小為 $N_r \times N_s$ 的波束形成矩陣(或向量)。在瑞雷衰退(Rayleigh fading)通道中，該相關通道矩陣 \mathbf{H} 自具有獨立同分佈(independent, identically distributed, i.i.d)項之通道矩陣 \mathbf{H}_w 產生，如

$$\mathbf{H} = \mathbf{R}_r^{1/2} \mathbf{H}_w \mathbf{R}_t^{1/2}, \quad (2)$$

其中 \mathbf{R}_r 是 $N_r \times N_r$ 接收協方差矩陣及 \mathbf{R}_t 是 $N_s \times N_s$ 發射協方差矩陣。該發射協方差矩陣理論上可被定義為

$$\mathbf{R}_t = \frac{1}{\text{Tr}(\mathbf{R}_t)} \mathbf{E}(\mathbf{H}^H \mathbf{H}) \quad \text{或實際上透過通道矩陣樣本 } \mathbf{H} \text{ 簡單地被}$$

以 $\mathbf{H}^H \mathbf{H}$ 的該經驗平均值來計算。由於該 SS 天線高度相對於該等周圍物體而言是低的，所以 \mathbf{R}_t 可由該恒等矩陣來近似計算。因此，(2)可簡化為

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}_w \mathbf{R}_t^{1/2}. \quad (3)$$

設 \mathbf{R}_t 的該奇異值分解為

$$\mathbf{R}_t = \mathbf{Q} \mathbf{\Sigma}^2 \mathbf{Q}^H, \quad (4)$$

其中 \mathbf{Q} 是一 $N_s \times N_s$ 公正矩陣(unitary matrix)，即 $\mathbf{Q}^H \mathbf{Q} = \mathbf{I}$ ； $\mathbf{\Sigma}$ 是具有該等奇異值 σ_i (其中 $i=1, \dots, N_s$ ，以降序 $\sigma_i \geq \sigma_{i+1}$ 排列)之該等平方根之該對角矩陣。指出的是(3)中 \mathbf{R}_t 之該冪可寫為 $\mathbf{R}_t^{1/2} = \mathbf{Q} \mathbf{\Sigma} \mathbf{Q}^H$ 。方程式(2)是相關通道之一

簡化通道模型，其中在該發射機與該接收機的該等相關由兩單獨的矩陣 \mathbf{R}_r 及 \mathbf{R}_t 來解耦及模型化。針對該解耦無效的該情況下，通道矩陣項之該相關矩陣被定義為 $\mathbf{R}_H = E(\text{vec}(\mathbf{H})\text{vec}(\mathbf{H})^H)$ ，其中， $\text{vec}(\mathbf{X})$ 堆疊矩陣 \mathbf{X} 之該等行以形成一長行向量。

在萊斯衰落(Ricean fading)通道中，將一視線(LOS)分量 $\bar{\mathbf{H}}$ 加入至(2)如

$$\mathbf{H} = \bar{\mathbf{H}} + \mathbf{R}_r^{1/2} \mathbf{H}_w \mathbf{R}_t^{1/2} \quad (5)$$

該發射協方差矩陣被定義為

$$\mathbf{R}_r = \frac{1}{\text{Tr}(\mathbf{R}_r)} E((\mathbf{H} - \bar{\mathbf{H}})^H (\mathbf{H} - \bar{\mathbf{H}})) \quad (6)$$

碼簿轉換

將具有均勻分佈的碼字之該量化碼簿表示為 \mathbf{C}_{unif} 及將它的碼字表示為 \mathbf{V}_i ，其中 $i=1, \dots, N_c$ 。我們想要轉換該均勻碼簿以針對該等相關通道產生一新的碼簿。

本發明以已知的 \mathbf{R}_r 來取得針對相關通道之該理想的波束形成矩陣之該分佈。使用該取得的輸入分佈，對於具有許多碼字之極高解析度碼簿，我們可以取得使該通道容量損失最小化之該漸近最佳轉換。然而，由於該轉換需要諸如超幾何函數之高的複雜性函數，在行動裝置上實施是不實際的。我們簡化該轉換並維持極接近該最佳的一性能。該轉換採用以下形式

$$\tilde{\mathbf{V}}_i = \text{orth}(\mathbf{F}\mathbf{V}_i), \quad (7)$$

其中 $\tilde{\mathbf{V}}_i$ 是該新的碼簿之第 i 個碼字； $\text{orth}(\mathbf{X})$ 將該輸入矩

陣(或向量) \mathbf{X} 轉換成具有跨越與 \mathbf{X} 的列同一子空間之正交正規化列的一正交矩陣； \mathbf{F} 是一 $N_t \times N_t$ 轉換矩陣。 $\text{orth}(\mathbf{X})$ 實質上是 \mathbf{X} 的正交化且可由諸如格蘭特施密特(Grant-Schmidt)及QR分解之各種方法簡單地實施。該轉換矩陣 \mathbf{F} 可以是 \mathbf{R}_H 、 \mathbf{R}_l 、 \mathbf{R}_r 、 $\bar{\mathbf{H}}$ 、 \mathbf{Q} 、 Σ 、 N_t 、 N_s 、 N_r 及信號雜訊比(或 N_0)的一函數。下面，我們以么正陣預編碼(unitary precoding)為範例來做解釋，但其對於非么正陣預編碼(non-unitary precoding)而言也可有相同的應用。

本發明之實施例提供轉換矩陣 \mathbf{F} 的三種表示。

為了實用性， \mathbf{F} 採用多項式形式

$$\mathbf{F} = \alpha_0 \bar{\mathbf{H}}^H \bar{\mathbf{H}} + \sum_{i=1}^K \alpha_i \mathbf{R}_i^{\frac{1}{K}}, \quad (8)$$

其中 $\bar{\mathbf{H}}^H \bar{\mathbf{H}}$ 包含該等LOS分量之該波束形成方向； α_0 針對瑞雷衰落通道可為零； α_i 可以是信號雜訊比(SNR)的一函數，用 γ 來表示； K 可以是一整數，例如2或4； i 是一整數變量。對於低的SNR，由於希望自(6)中之 $\mathbf{R}_i^{\frac{1}{K}}$ 的該高階項具有一略微較大的貢獻，該加權係數 α_i 可隨著 γ 的減小而增大，例如 $\alpha_i = \gamma^{-i}$ 。為了簡單，一常數表式可用於 N_t 、 N_s 、 N_r 的每一組合中的所有 γ 。例如

$$\mathbf{F} = \mathbf{R}_l \quad (9)$$

可用於所有情況。

該 \mathbf{R}_l 之 l 次幂具有一種一般形式

$$\mathbf{R}_l^l = \mathbf{Q} \Sigma^{2l} \mathbf{Q}_a, \quad (9.1)$$

其中 \mathbf{Q}_a 可以是任一 $N_i \times N_i$ 么正矩陣。正因為如此，(8)與(9)針對 \mathbf{Q}_a 的不同選擇而具有各種形式。當 $\mathbf{Q}_a = \mathbf{Q}^H$ 時，在(4)中的 \mathbf{R}_i 的分解給出另一方式將(8)寫為

$$\mathbf{F} = \alpha_0 \bar{\mathbf{H}}^H \bar{\mathbf{H}} + \sum_{i=1} \alpha_i \mathbf{Q} \Sigma^{\frac{2i}{k}} \mathbf{Q}^H \quad \text{針對萊斯衰落} \quad (10)$$

及

$$\mathbf{F} = \sum_{i=1} \alpha_i \mathbf{Q} \Sigma^{\frac{2i}{k}} \mathbf{Q}^H \quad \text{針對瑞雷衰落}, \quad (11)$$

其中 \mathbf{Q} 包含針對瑞雷衰落通道之該等理想波束形成方向之該等全域及局部最大值。如果用於轉換的該原始碼簿是均勻分佈的，則可省略在(10)及(11)中的 \mathbf{Q}^H 之旋轉(rotation)，即 $\mathbf{Q}_a = \mathbf{I}$ ，及該經簡化的轉換 \mathbf{F} 是

$$\mathbf{F} = \alpha_0 \bar{\mathbf{H}}^H \bar{\mathbf{H}} + \sum_{i=1} \alpha_i \mathbf{Q} \Sigma^{\frac{2i}{k}} \quad \text{針對萊斯衰落} \quad (12)$$

及

$$\mathbf{F} = \sum_{i=1} \alpha_i \mathbf{Q} \Sigma^{\frac{2i}{k}} \quad \text{針對瑞雷衰落}。 \quad (13)$$

需要指出的是 $\mathbf{R}_i^{1/2}$ 具有一種一般形式 $\mathbf{R}_i^{1/2} = \mathbf{Q} \Sigma \mathbf{Q}_a$ ，其中 \mathbf{Q}_a 可以是 $N_i \times N_i$ 的么正矩陣。為一個三角矩陣之 $\mathbf{R}_i^{1/2}$ 的該丘列斯基(Cholesky)分解形式是該一般形式的一特殊情況。

總之，該簡化的碼簿轉換可寫為

$$\tilde{\mathbf{V}}_i = \text{orth}(\mathbf{R}_i' \mathbf{V}_i) \quad (14)$$

或等效地

$$\tilde{\mathbf{V}}_i = \text{orth}(\mathbf{Q} \Sigma^{2i} \mathbf{V}_i), \quad (15)$$

其中 \mathbf{Q} 與 Σ 是自長期 CSI 運算而得； $\tilde{\mathbf{V}}_i$ 是該已轉換的碼字；及 \mathbf{V}_i 是該原始碼簿之碼字。 \mathbf{Q} 由該等有利的長期波束形成方向組成，及 Σ 指定對這些方向的集中。爲了實施簡單，由於 $l=1$ 針對所有情況表現良好且不需要運算該 \mathbf{R}_i 有理數冪，轉換的最簡單形式為

$$\tilde{\mathbf{V}}_i = \text{orth}(\mathbf{R}_i, \mathbf{V}_i) \quad (16)$$

對於回授減少，該接收機可能不回授該相關矩陣 \mathbf{R}_i 。取而代之的是，它可能只回授 \mathbf{Q} 與 Σ 的一部分。例如，它可能回授 \mathbf{Q} 的該等首 N_s 行及 Σ 的該等首 N_s 個特徵值 (eigenvalue)。該發射機可將補充及正交的行加入至該等回授行以接近 \mathbf{Q} ，並使用小的值，例如該等回授特徵值之該最小值，來代替 Σ 的該等不回授的特徵值。此外，微分技術可應用至 \mathbf{R}_i 的該回授或其等效物中。

在實際系統中，可基於該性能、回授額外負擔及複雜性之間的均衡來選擇適當的表示。

該適應性碼簿可應用至單發及微分回授。上面的該描述是針對單發回授。該微分回授具有該形式 [3] [4]

$$\mathbf{V}(t+1) = \mathbf{Q}(\mathbf{V}(t)) \mathbf{D}_i \quad (17)$$

其中 $\mathbf{V}(t)$ 與 $\mathbf{V}(t+1)$ 是在時間 t 及 $t+1$ 時之波束形成矩陣； $\mathbf{Q}(\mathbf{V}(t))$ 是使用 \mathbf{D}_i 將 $\mathbf{V}(t)$ 旋轉至 $\mathbf{V}(t+1)$ 之一方旋轉矩陣。 \mathbf{D}_i 選自一所謂的“微分碼簿”且 \mathbf{D}_i 的該索引自該接收機回授至該發射機。該微分碼簿之該等碼字通常不是均勻分佈的。取而代之的是，它們集中於某處，例如單位矩陣 (identity matrix)。該等碼字的集中隨該相關而增加。因

此，該微分碼簿可適於該相關，如該單發碼簿使用(7)所做的一樣。該轉換的一簡單範例是

$$\tilde{\mathbf{D}}_i = \text{orth}(\Sigma' \mathbf{D}_i), \quad (18)$$

其中 Σ 是自長期 CSI 運算而得； l 是視 N_t 、 N_s 、 N_r 、 γ 及行動速度而定的一些數字； $\tilde{\mathbf{D}}_i$ 是該已轉換碼字；及 \mathbf{D}_i 是該原始碼簿之該碼字。

具有低複雜性的變體

由於 $\text{orth}()$ 操作增加了在該用戶台的複雜性，我們想出了上面該原始方案的一些變體。該第一變體是最簡單的。該 SS 僅移除該 $\text{orth}()$ 操作且直接使用該未正交化的矩陣 \mathbf{FV}_i 來選擇碼字並回授碼字索引。

該第二變體如下。該 SS 不轉換該碼簿。取而代之的是，它轉換該通道矩陣 \mathbf{H} 並使用該均勻的碼簿(例如 16e 碼簿)來將該已轉換的通道矩陣 $\tilde{\mathbf{H}}$ 之該理想的波束形成矩陣量化為

$$\tilde{\mathbf{H}} = \mathbf{H} \mathbf{T}_H. \quad (19)$$

當 $\mathbf{T}_H = \mathbf{R}_l^{-1/2}$ 時，在(3)中表示之 \mathbf{H} 上的相關獲移除，且 $\tilde{\mathbf{H}}$ 變成不相關的，其分佈匹配該均勻碼簿。一般地，對於一些正數 l 我們可以設 $\mathbf{T}_H = \mathbf{Q} \Sigma^{-l}$ 。該發射機接收該回授索引並自該均勻的碼簿詢查該碼字 \mathbf{V}_i 。該原始碼簿之該碼字接著被轉換成實際的碼字如

$$\tilde{\mathbf{V}}_i = \text{orth}(\mathbf{T}_H^{-H} \mathbf{V}_i). \quad (15)$$

現在大部分的運算負擔都轉移到了該 BS 上。

轉換矩陣的量化

該接收機可以各種形式來回授該轉換矩陣。例如，針對一些數字 l_2 ，例如 $l_2=1$ ，可發回 $R_i^{l_2}$ 之該上三角。可應用一純量量化。例如，當使用 $F=R_i$ 時，由於 R_i 是赫米特 (Hermitian) 矩陣，只有 R_i 的該上(或下)三角逐項受量化。在量化前， R_i 依該對角線上的該最大數來縮放，如

$$\tilde{R}_i = \frac{1}{r_{ii,\max}} \tilde{R}_i$$

(unity)。由於 R_i 之該對角線上的數是實數且為正，1 量化位元可以足夠且該對角項可量化為 1 或 0.8。 R_i 之該非對角線項通常是複數的且每項需要 4 量化位元。該量化星座 (constellation) 之該等 16 個點可分配於該單位圓中。在第 1a 圖中大體上以 100a 顯示了一範例，儘管並不局限於此範例。該等星座點被定位在半徑分別為 0.4 及 0.9 的兩圓上。一單一點位於 (0,0) 且此點用於對不相關及略微相關通道之精確量化。在此情況下，可始終進行該轉換操作不論該等實際通道相關情形如何，即相關或不相關。大體上以第 2a 圖的 200a 顯示另一非限制的說明性範例。該星座只針對相關的通道，因為該系統可在該轉換沒有幫助的情況下只使用該原始(均勻)碼簿並停止針對不相關通道之該轉換操作。沒有點位於 (0,0) 處。所有的該等點都具有大於 0.3 的範數。在該星座的該外部部分可能有比該內部部分較多的點。針對第三個範例，當使用 $F=R_i^{1/2}$ 且 $R_i^{1/2}$ 由丘列斯基分解運算而得時，類似的純量量化方案可應用至是一上三角矩陣之 $R_i^{1/2}$ 的該上三角。

模擬結果

大體上以第2圖的200顯示針對一低相關情況之該等鏈路級結果中的一些鏈路級結果，而大體以第3圖的300顯示針對一高相關情況之該等鏈路級結果中的一些鏈路級結果。該通道模型是ITU行人B(ITU Pedestrian B)。該BS具有四個發射天線而該SS具有兩個接收天線。針對具有低及高相關之實際座，BS發射天線之該等天線間隔為4波長及0.5波長。一資料流被發射。調變及碼率為64QAM及0.5。三碼簿受測試。該第一碼簿是一習知的802.16e碼簿220(低相關)、320(高相關)；該第二碼簿是該DFT碼簿210(低相關)、310(高相關)；及該第三碼簿是根據本發明之實施例之該適應性碼簿230(低相關)、330(高相關)。在240(低相關)、340(高相關)顯示了該理想SVD。針對低及高相關情況，該已提出的適應性碼簿具有最佳的性能。這些性能非常接近於該等最佳碼簿的性能。針對零相關的該最佳碼簿是針對低相關情況幾乎是最佳的該16e碼簿。由於該適應性碼簿甚至比該16e碼簿稍好，該適應性碼簿具有非常接近該最佳碼簿之一性能。此外，該適應性碼簿具有非常接近於具有無限數目的回授位元之該理想性能之一性能，針對高相關情況其甚至比該最佳碼簿的性能還要好。針對低相關情況，該DFT碼簿具有最差的性能。然而，針對高相關情況，該DFT碼簿勝過該802.16e碼簿大約1dB。

針對一高相關情況在第4圖的400顯示了該等系統級結果中的一些系統級結果。以410描述802.16e碼簿的系統級結

果、以420描述DFT碼簿的系統級結果及在430描述已轉換碼簿的系統級結果。該圖標“MUZF”代表多使用者迫零(zero-forcing)方案而“SUCL”代表單使用者閉迴路MIMO方案。與該等鏈級結果相同，針對兩種MIMO方案，該提出的適應性碼簿具有最佳的性能，其中通量增益超出該競爭者DFT碼簿。

儘管本文已說明及描述了本發明的某些特徵，但是熟於此技者可想到許多修改、替代、改變及等效物。因此，要明白的是，後附的該等申請專利範圍意圖是涵蓋落入本發明之真實精神中之所有的此類修改及改變。

【圖式簡單說明】

第1圖說明IEEE 802.16e、DFT及轉換的碼簿之碼字分佈；

第1a圖提供針對 R_i 的該非對角項之一量化星座， R_i 的該非對角項之該量化星座針對本發明之實施例之不相關的通道在(0,0)具有一點；

第2圖說明具有低天線相關的三碼簿：802.16e、DFT及依據本發明之一實施例之一適應性碼簿之封包錯誤率；

第2a圖提供針對 R_i 的該非對角項之一量化星座， R_i 的該非對角項之該量化星座用於本發明之實施例之相關的通道；

第3圖說明具有高天線相關的三碼簿：802.16e、DFT及依據本發明之一實施例之該已提出的適應性碼簿之封包錯誤率；及

第4圖說明在單一使用者MIMO及各種多使用者MIMO方案中之該三碼簿之通量比較。

【主要元件符號說明】

100、100a、200a...範例	鏈路級結果
110...16e碼簿	210、310...DTF碼簿
120...DFT碼簿	220、320...802.16e碼簿
130、230、330...適應性碼簿	240、340...理想SVD
200、300、400、410、420、430...	

七、申請專利範圍：

1. 一種用於在無線網路中波束形成之方法，其包含以下步驟：

針對無線網路中的通訊使用一適應性碼簿於波束形成，其中自天線相關所獲得之相位資訊係使用於藉由將該適應性碼簿之一量化矩陣轉換成一輸入波束形成矩陣之一預期方向來轉換該適應性碼簿，從而允許該適應性碼簿隨天線相關而變化，

其中該適應性碼簿轉換採用 $\tilde{V}_i = \text{orth}(\mathbf{F}\mathbf{V}_i)$ 的形式，其中 \tilde{V}_i 是一新的碼簿之第 i 個碼字、 \mathbf{V}_i 是一原始的碼簿之碼字、 $\text{orth}(\mathbf{X})$ 將該輸入矩陣(或向量) \mathbf{X} 轉換成具有跨越與 \mathbf{X} 的列同一子空間之正交正規化列之一正交矩陣、及 \mathbf{F} 是一 $N_i \times N_i$ 轉換矩陣。

2. 如申請專利範圍第 1 項所述之方法，其中該適應性碼簿自一碼簿轉換而得，以使得碼字集中在平均方向來減少量化誤差。
3. 如申請專利範圍第 1 項所述之方法，其進一步包含針對該等無線網路中之該等通訊使用一基地台(BS)及一用戶台(SS)，且其中該 BS 及 SS 同步地轉換碼簿以產生針對 BS 天線相關而最佳化之一新的量化碼簿。
4. 如申請專利範圍第 1 項所述之方法，其中針對該碼簿轉換中的 \mathbf{F} 之一表示型態採用 $\mathbf{F} = \alpha_0 \bar{\mathbf{H}}^H \bar{\mathbf{H}} + \sum_{i=1} \alpha_i \mathbf{R}_i^k$ 的一種多項式形式，且該碼簿轉換以 $\tilde{V}_i = \text{orth}(\mathbf{R}_i^k \mathbf{V}_i)$ 或 $\tilde{V}_i = \text{orth}(\mathbf{R}_i \mathbf{V}_i)$ 來近似計算，其中 $\bar{\mathbf{H}}^H \bar{\mathbf{H}}$ 包含該等 LOS 分量之該波束形

成方向、 α_0 對於瑞雷衰落通道為零、 α_i 是以 γ 表示之信號雜訊比(SNR)的一函數、 K 可以是一整數2或4、 i 是一整數變量、及 \mathbf{R}_i 是一 $N_i \times N_i$ 發射協方差矩陣。

5. 如申請專利範圍第1項所述之方法，其中針對該碼簿轉換

換中的 \mathbf{F} 之一表示型態採用 $\mathbf{F} = \alpha_0 \bar{\mathbf{H}}^H \bar{\mathbf{H}} + \sum_{i=1}^K \alpha_i \mathbf{Q} \Sigma^{2i} \mathbf{Q}^H$ 的一種多

項式形式，且該碼簿轉換以 $\tilde{\mathbf{V}}_i = \text{orth}(\mathbf{Q} \Sigma^i \mathbf{V}_i)$ 或

$\tilde{\mathbf{V}}_i = \text{orth}(\mathbf{Q} \Sigma^{2i} \mathbf{V}_i)$ 來近似計算，其中 $\bar{\mathbf{H}}^H \bar{\mathbf{H}}$ 包含該等LOS分量

之該波束形成方向、 α_0 對於瑞雷衰落通道為零、 α_i 是

以 γ 表示之信號雜訊比(SNR)的一函數、 K 可以是一整

數2或4、 i 是一整數變量、 \mathbf{Q} 包括有利的長期波束形成

方向，及 Σ 指定對有利的長期波束形成方向的集中。

6. 如申請專利範圍第4項所述之方法，其中發射協方差矩

陣 \mathbf{R}_i 係逐項來量化，及其中對角線項被量化為正數，及

在上三角或下三角中的非對角線項被量化為複數。

7. 如申請專利範圍第1項所述之方法，其中該SS轉換一通

道矩陣且使用一均勻碼簿來將該已轉換的通道矩陣 $\tilde{\mathbf{H}}$

之一理想的波束形成矩陣量化為 $\tilde{\mathbf{H}} = \mathbf{H} \mathbf{T}_H$ ，及當 $\mathbf{T}_H = \mathbf{R}_i^{-1/2}$

時 \mathbf{H} 上的一相關獲移除，且 $\tilde{\mathbf{H}}$ 變成不相關的，而其中 \mathbf{H}

的分佈匹配該均勻碼簿。

8. 如申請專利範圍第1項所述之方法，其中該無線網路是

一無線都會區域網路。

9. 如申請專利範圍第4項所述之方法，其中 \mathbf{R}_i 的第 l 次冪

具有一種一般形式：

$$\mathbf{R}_i' = \mathbf{Q}\Sigma^{2i}\mathbf{Q}_a,$$

其中 \mathbf{Q}_a 是任一 $N_i \times N_i$ 的么正矩陣、 \mathbf{R}_i 是一 $N_i \times N_i$ 發射協方差矩陣、 \mathbf{Q} 包含針對瑞雷衰落通道之理想波束形成方向的全域及局部最大值、及 Σ 指定對該等理想波束形成方向的集中。

10. 如申請專利範圍第 9 項所述之方法，其中當 $\mathbf{Q}_a = \mathbf{Q}^H$ 時，

$$\text{則針對萊斯(Ricean)衰落, } \mathbf{F} = \alpha_0 \bar{\mathbf{H}}^H \bar{\mathbf{H}} + \sum_{i=1} \alpha_i \mathbf{Q}\Sigma^{2i}\mathbf{Q}^H,$$

及

$$\text{針對瑞雷(Rayleigh)衰落, } \mathbf{F} = \sum_{i=1} \alpha_i \mathbf{Q}\Sigma^{2i}\mathbf{Q}^H;$$

其中 $\bar{\mathbf{H}}^H \bar{\mathbf{H}}$ 包含該等 LOS 分量之該波束形成方向、 α_0 對於瑞雷衰落通道為零、 α_i 是以 γ 表示之信號雜訊比(SNR)的一函數、 K 可以是一整數 2 或 4、 i 是一整數變量。

11. 如申請專利範圍第 10 項所述之方法，其中如果用於該轉換的一原始碼簿是均勻分佈的，則省略 \mathbf{Q}^H 的一旋轉，及經簡化的轉換 \mathbf{F} ：

$$\text{針對萊斯衰落為 } \mathbf{F} = \alpha_0 \bar{\mathbf{H}}^H \bar{\mathbf{H}} + \sum_{i=1} \alpha_i \mathbf{Q}\Sigma^{2i},$$

及

$$\text{針對瑞雷衰落為 } \mathbf{F} = \sum_{i=1} \alpha_i \mathbf{Q}\Sigma^{2i}; \text{ 且}$$

其中 $\mathbf{R}_i'^{1/2}$ 具有一種一般形式 $\mathbf{R}_i'^{1/2} = \mathbf{Q}\Sigma\mathbf{Q}_a$ ，其中 \mathbf{Q}_a 是

任一 $N_i \times N_i$ 的么正矩陣。

12. 如申請專利範圍第 11 項所述之方法，其中 $\mathbf{R}_i^{1/2}$ 之一丘列斯基(Cholesky)分解形式是一個三角矩陣，且是一種一般形式之一特殊情況。
13. 如申請專利範圍第 9 項所述之方法，其中一經簡化的碼簿轉換係以 $\tilde{\mathbf{V}}_i = \text{orth}(\mathbf{R}_i^T \mathbf{V}_i)$ 表示，或等效地為 $\tilde{\mathbf{V}}_i = \text{orth}(\mathbf{Q}\Sigma^2 \mathbf{V}_i)$ ，其中 \mathbf{Q} 與 Σ 是自長期 CSI 運算而得、 $\tilde{\mathbf{V}}_i$ 是已轉換的碼字、及 \mathbf{V}_i 是原始碼簿之碼字。
14. 如申請專利範圍第 13 項所述之方法，其中 \mathbf{Q} 由有利的長期波束形成方向組成，及 Σ 指定對有利的長期波束形成方向的集中，則轉換之一最簡形式為：

$$\tilde{\mathbf{V}}_i = \text{orth}(\mathbf{R}_i \mathbf{V}_i)。$$
15. 一種用於在無線網路中波束形成之裝置，其包含：

針對無線網路中的通訊使用一適應性碼簿於波束形成之一收發機，其中自天線相關所獲得之相位資訊係使用於藉由將該適應性碼簿之一量化矩陣轉換成一輸入波束形成矩陣之一預期方向來轉換該適應性碼簿，從而允許該適應性碼簿隨天線相關而變化，

針對在該等無線網路中的該等通訊之一基地台(BS)及一用戶台(SS)，及其中該BS及該SS同步地轉換碼簿，以產生針對BS天線相關而最佳化之一新的量化碼簿；並且

其中該SS轉換一通道矩陣，且使用一均勻碼簿來將該已轉換的通道矩陣 $\tilde{\mathbf{H}}$ 之一理想的波束形成矩陣量化

為 $\tilde{\mathbf{H}} = \mathbf{H}\mathbf{T}_H$ ，及當 $\mathbf{T}_H = \mathbf{R}_i^{-1/2}$ 時 \mathbf{H} 上的一相關獲移除，且 $\tilde{\mathbf{H}}$ 變成不相關的，而其分佈匹配該均勻碼簿。

16. 如申請專利範圍第 15 項所述之裝置，其中該收發機在可操作用於一無線都會區域網路中之通訊之一基地台中使用。
17. 如申請專利範圍第 15 項所述之裝置，其中該收發機在可操作用於一無線都會區域網路中之通訊之一用戶台中使用。
18. 如申請專利範圍第 15 項所述之裝置，其中該適應性碼簿自一碼簿轉換而得，以使得碼字集中在平均方向來減少量化誤差。
19. 如申請專利範圍第 15 項所述之裝置，其中該適應性碼簿轉換採用 $\tilde{\mathbf{V}}_i = \text{orth}(\mathbf{F}\mathbf{V}_i)$ 之形式，其中 $\tilde{\mathbf{V}}_i$ 是一新的碼簿之第 i 個碼字、 \mathbf{V}_i 是一原始的碼簿之碼字、 $\text{orth}(\mathbf{X})$ 將該輸入矩陣(或向量) \mathbf{X} 轉換成具有跨越與 \mathbf{X} 的列同一子空間之正交正規化列的一正交矩陣、及 \mathbf{F} 是一 $N_i \times N_i$ 轉換矩陣。
20. 如申請專利範圍第 19 項所述之裝置，其中針對該碼簿轉換中的 \mathbf{F} 之一表示型態採用 $\mathbf{F} = \alpha_0 \overline{\mathbf{H}}^H \overline{\mathbf{H}} + \sum_{i=1} \alpha_i \mathbf{R}_i^k$ 的一種多項式形式，及該碼簿轉換以 $\tilde{\mathbf{V}}_i = \text{orth}(\mathbf{R}_i^k \mathbf{V}_i)$ 或 $\tilde{\mathbf{V}}_i = \text{orth}(\mathbf{R}_i \mathbf{V}_i)$ 來近似計算，其中 $\overline{\mathbf{H}}^H \overline{\mathbf{H}}$ 包含該等 LOS 分量之該波束形成方向、 α_0 對於瑞雷衰落通道為零、 α_i 是以 γ 表示之信

號雜訊比(SNR)的一函數、 K 可以是一整數 2 或 4、 i 是一整數變量、及 \mathbf{R}_i 是一 $N_i \times N_i$ 發射協方差矩陣。

21. 一種提供用於在無線網路中波束形成之指令的電腦可讀記錄媒體，該等指令在受存取時，致使一電腦執行包含以下動作之操作：

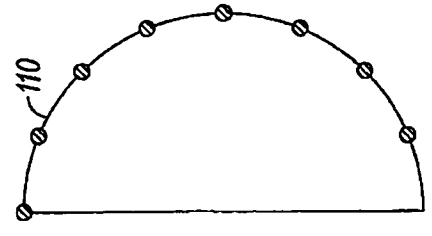
針對無線網路中之通訊產生用於波束形成之一適應性碼簿，其中自天線相關所獲得之相位資訊係使用於藉由將該適應性碼簿之一量化矩陣轉換成一輸入波束形成矩陣之一預期方向來轉換該適應性碼簿，從而允許該適應性碼簿隨天線相關而變化；並且

其中該適應性碼簿轉換採用 $\tilde{\mathbf{V}}_i = \text{orth}(\mathbf{F}\mathbf{V}_i)$ 的形式，其中 $\tilde{\mathbf{V}}_i$ 是一新的碼簿之第 i 個碼字、 \mathbf{V}_i 是一原始的碼簿之碼字、 $\text{orth}(\mathbf{X})$ 將該輸入矩陣(或向量) \mathbf{X} 轉換成具有跨越與 \mathbf{X} 的列同一子空間之正交正規化列的一正交矩陣、及 \mathbf{F} 是一 $N_i \times N_i$ 轉換矩陣。

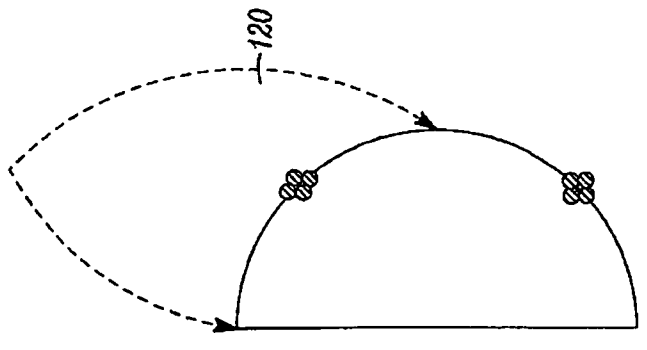
22. 如申請專利範圍第 21 項所述之電腦可讀記錄媒體，其中該適應性碼簿自一碼簿轉換而得，以使得碼字集中在平均方向來減少量化誤差。

100

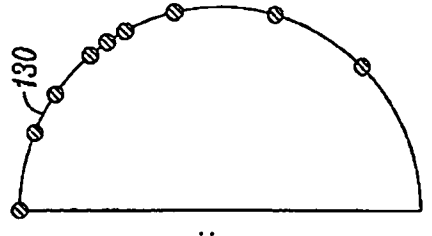
對於不相關的通道導致大的量化誤差



110e:
均匀的



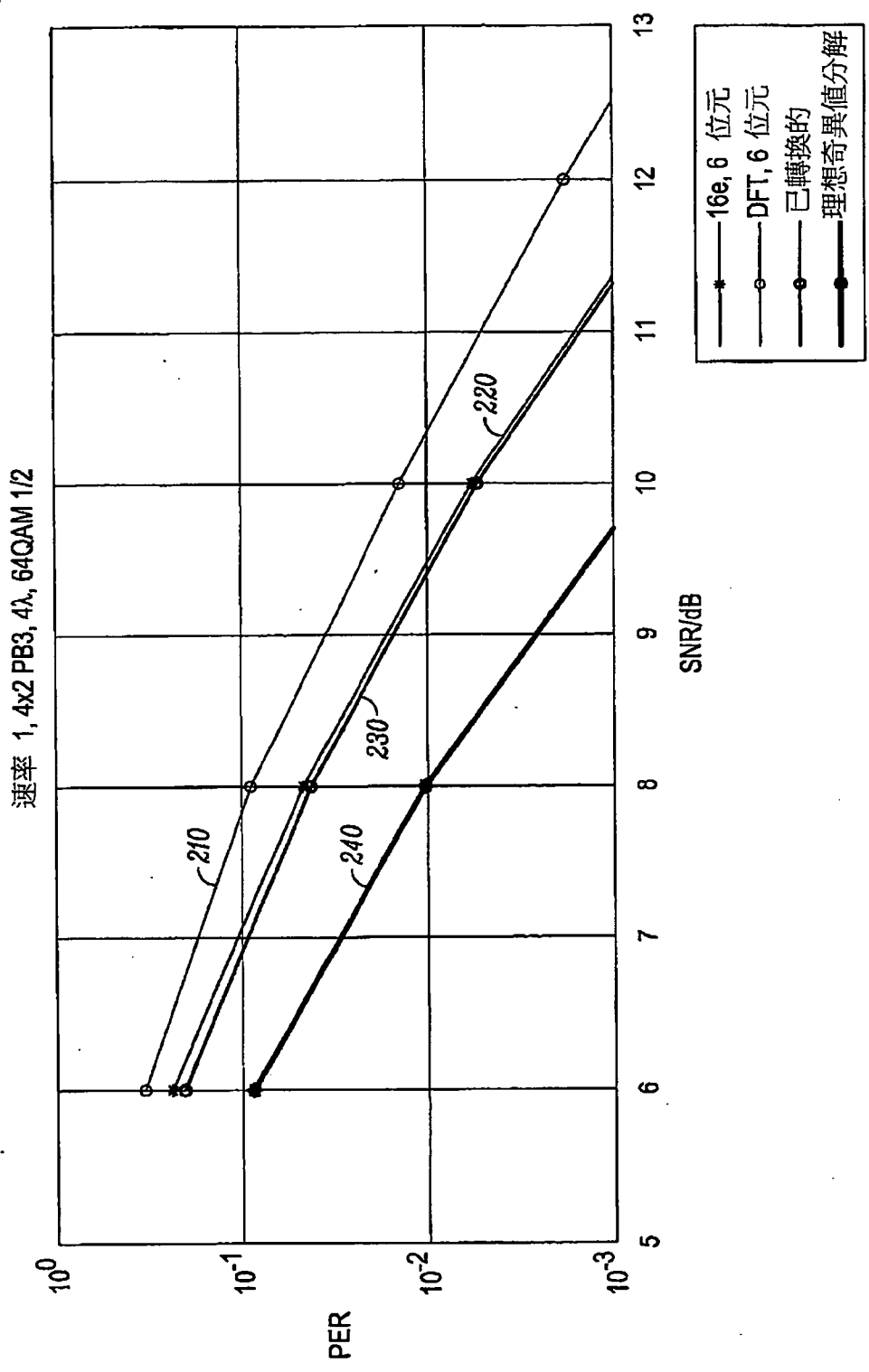
離散傅利葉轉換:
恆定模數



已轉換的:
適應性的

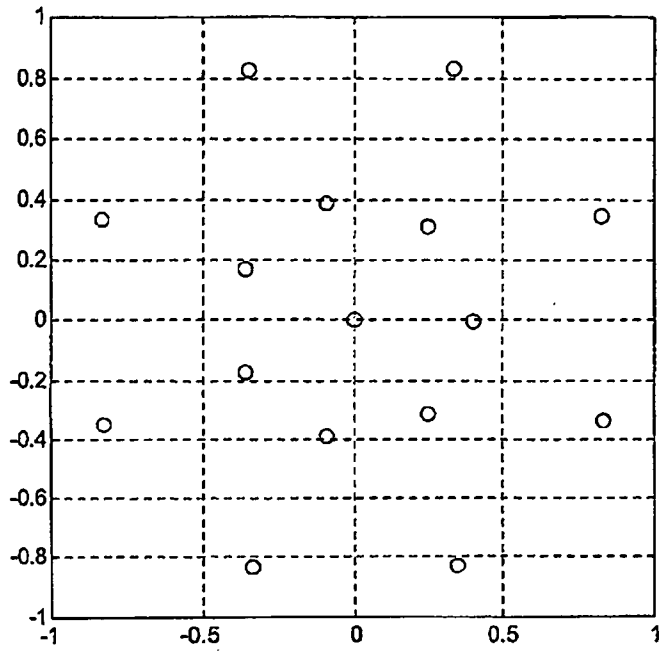
第 1 圖

200



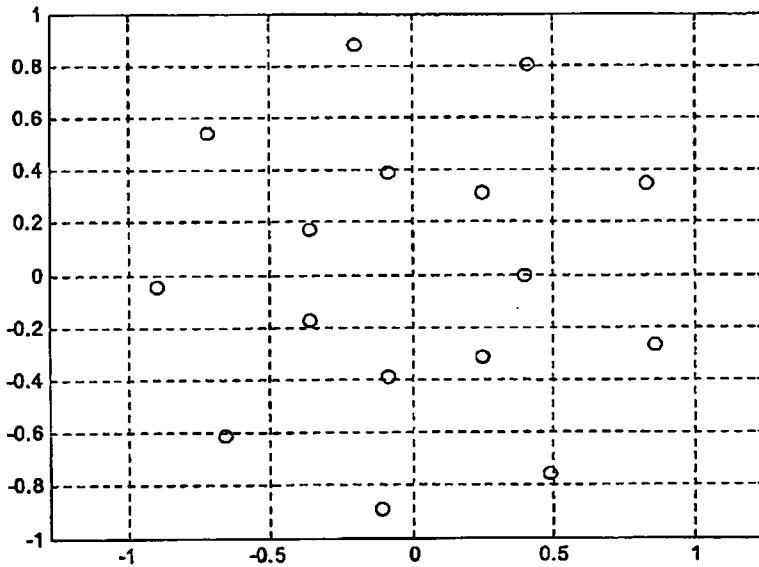
第 2 圖

100a



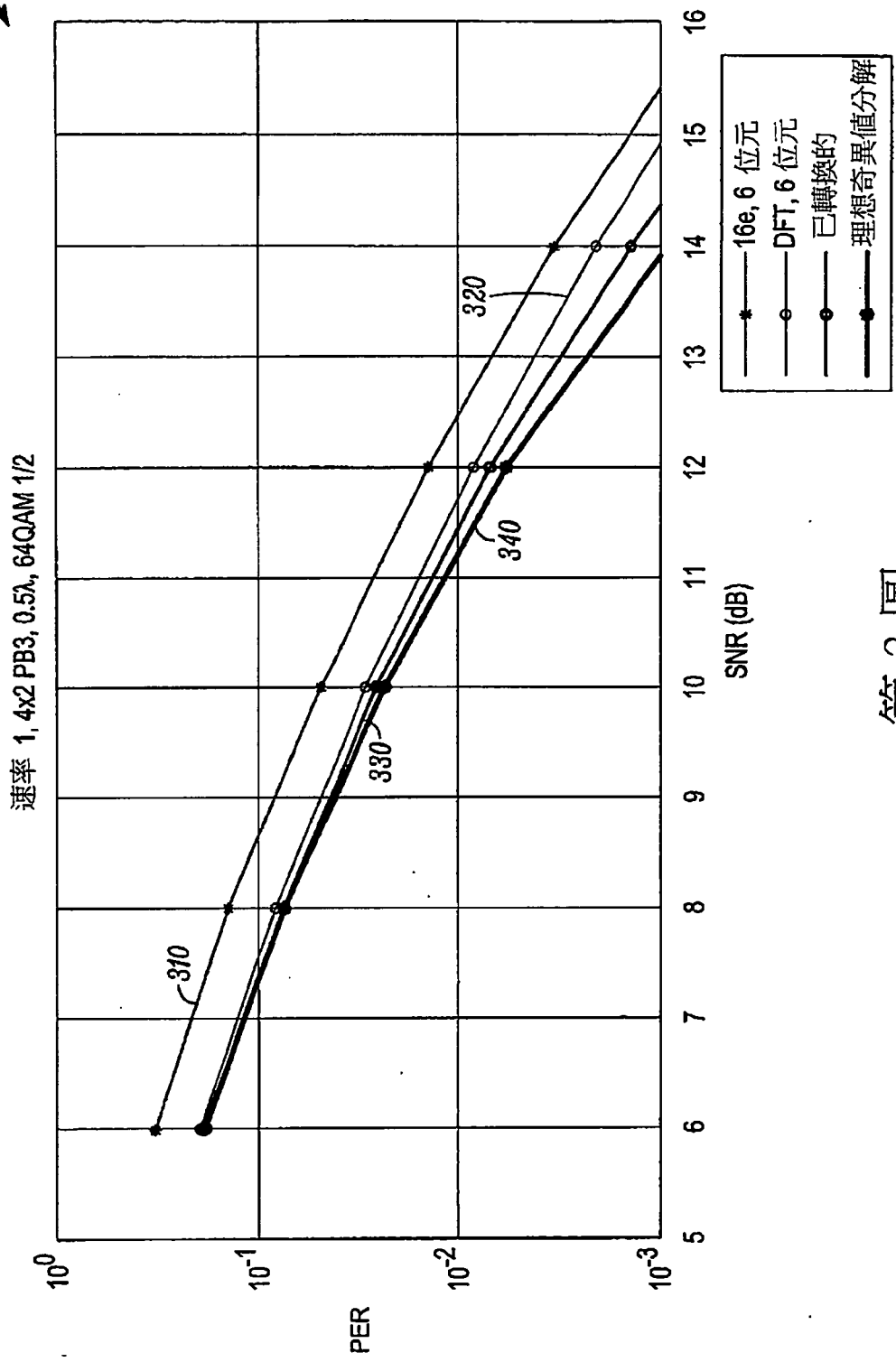
第 1a 圖

200a



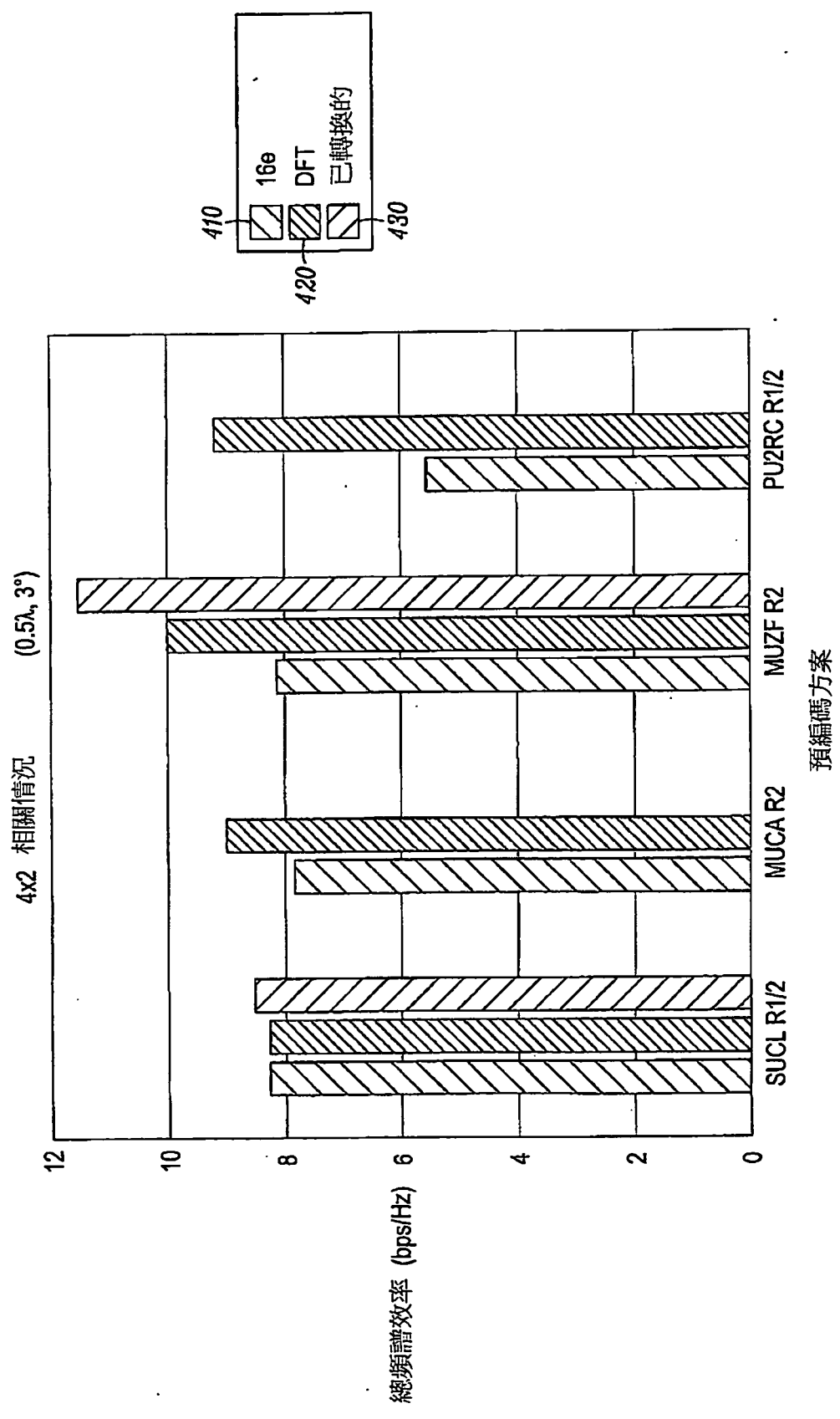
第 2a 圖

300



第3圖

400



第 4 圖