(19)中華民國智慧財產局
(12)發明說明書公開本 (11)公開編號：TW 201218668 A1
(43)公開日： 中華民國 101 (2012) 年 05 月 01 日

(21)申請案號：100135932 (22)申請日： 中華民國 100 (2011) 年 10 月 04 日
(51)Int. Cl.： *H04B7/04 (2006.01)* *H04L1/00 (2006.01)*
(30)優先權：2010/10/08 世界智慧財產權組織 PCT/CA2010/001575
(71)申請人：進益研究公司 (加拿大) RESEARCH IN MOTION LIMITED (CA)
加拿大
(72)發明人：吳 桓 WU, HUAN (CA)；賈永康 JIA, YONGKANG (CA)；賽門氏 西恩 巴塞洛繆 SIMMONS, SEAN BARTHOLOMEW (CA)
(74)代理人：陳長文
申請實體審查：有 申請專利範圍項數：25 項 圖式數：15 共 48 頁

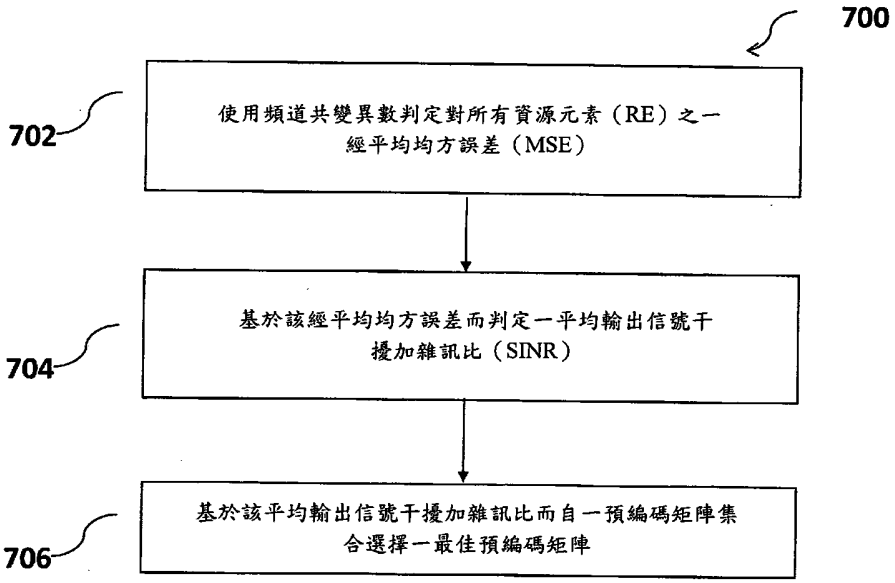
(54)名稱

用於長期演進（ＬＴＥ）頻道狀態資訊估計的方法及裝置

METHOD AND APPARATUS FOR LTE CHANNEL STATE INFORMATION ESTIMATION

(57)摘要

本發明提供一種用於判定供在一無線通信網路中使用之頻道狀態資訊之一方法、電腦程式、器件及系統。該頻道狀態資訊包含一秩指示符(RI)、預編碼矩陣索引(PMI)及頻道品質指示符(CQI)。可基於頻道共變異數估計以及對其倒數之泰勒級數近似來判定該 RI、該 PMI 或該 CQI。此外，可單獨判定該 RI 及該 PMI。



(19)中華民國智慧財產局
(12)發明說明書公開本 (11)公開編號：TW 201218668 A1
(43)公開日： 中華民國 101 (2012) 年 05 月 01 日

(21)申請案號：100135932 (22)申請日： 中華民國 100 (2011) 年 10 月 04 日
(51)Int. Cl.： *H04B7/04 (2006.01)* *H04L1/00 (2006.01)*
(30)優先權：2010/10/08 世界智慧財產權組織 PCT/CA2010/001575
(71)申請人：進益研究公司 (加拿大) RESEARCH IN MOTION LIMITED (CA)
加拿大
(72)發明人：吳 桓 WU, HUAN (CA)；賈永康 JIA, YONGKANG (CA)；賽門氏 西恩 巴塞洛繆 SIMMONS, SEAN BARTHOLOMEW (CA)
(74)代理人：陳長文
申請實體審查：有 申請專利範圍項數：25 項 圖式數：15 共 48 頁

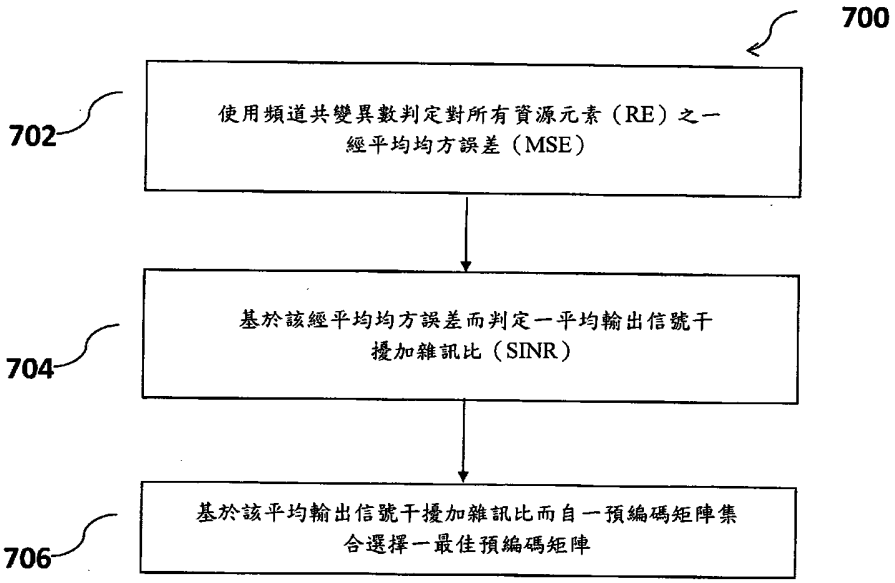
(54)名稱

用於長期演進（ＬＴＥ）頻道狀態資訊估計的方法及裝置

METHOD AND APPARATUS FOR LTE CHANNEL STATE INFORMATION ESTIMATION

(57)摘要

本發明提供一種用於判定供在一無線通信網路中使用之頻道狀態資訊之一方法、電腦程式、器件及系統。該頻道狀態資訊包含一秩指示符(RI)、預編碼矩陣索引(PMI)及頻道品質指示符(CQI)。可基於頻道共變異數估計以及對其倒數之泰勒級數近似來判定該 RI、該 PMI 或該 CQI。此外，可單獨判定該 RI 及該 PMI。



六、發明說明：

【發明所屬之技術領域】

本發明係關於無線通信，且更特定而言，係關於頻道狀態資訊之估計方法。

【先前技術】

在長期演進(LTE)中，使用者設備(UE)週期地或非週期地將頻道狀態資訊(CSI)回饋給一無線網路之一網路節點，例如，增強或演進之節點B(eNodeB或eNB)。除其他以外，CSI亦包含秩指示符(RI)、預編碼矩陣索引(PMI)及頻道品質指示符(CQI)。針對PMI及CQI，支援兩種類型之回饋，亦即，寬頻報告及子頻報告。針對寬頻報告，可使用一個子訊框中之系統頻寬中之所有資源元素(RE)來產生該報告。針對子頻報告，僅可使用一子訊框中之指定頻寬中之RE。文件3GPP，「LTE Physical Layer Procedures」(ETSI TS 136 213，8.7.0版本，2009年6月)中闡明標準之實體層程序。

CQI之計算係以當前傳輸模式及用於當前頻道之RI及PMI之最佳選項為條件。選擇RI及PMI之一直接方式係聯合估計該兩者以使得達成最佳效能度量。通常藉由迭代所有可能RI及碼薄中所有對應之預編碼矩陣且選擇產生最佳度量之最佳RI及PMI對來進行聯合估計。*參見，例如*，德州儀器公司(Texas Instruments)之「Further Details on Codebook-Based Pre-coding for E-UTRA」(3GPP TSG RAN WG1 #47bis，2007年1月，R1-070270)。兩種通常使用之

度量係均方誤差(MSE)或等效信號干擾加雜訊比(SINR)及相互資訊(MI，或容量)，且其並未顯現出在效能上有任何差異。*參見，例如*，德州儀器公司(Texas Instruments)之「Further Details on Codebook-Based Pre-coding for E-UTRA」(3GPP TSG RAN WG1 #47bis，2007年1月，R1-070270)；S. Schwarz、M. Wrulich及M. Rupp之「Mutual Information based Calculation of the Precoding Matrix Indicator for 3GPP UMTS/LTE」(國際ITG智慧天線研討會，2010年2月)(下文簡稱「Schwarz」)；D. J. Love及R. W. Heath, Jr.之「Limited Feedback Unitary Precoding for Spatial Multiplexing System」(IEEE會刊IT-51，2005年第8期)；Ericsson之「System-level evaluation of OFDM - further considerations」(3GPP TSG RAN WG1 #35，2003年11月，R1031303)。基於MSE之度量需要矩陣求逆之計算，且基於MI之度量需要矩陣行列式之計算。在任一情形下，在一子訊框之頻寬中之每一所選資源元素(RE)上實施度量且因此矩陣操作且最後度量係所有所選RE上所計算之彼等度量之平均值。在**Schwarz**中注意到，若RE之數目變得頗大，例如，在大系統頻寬及寬頻報告之情形下，則計算工作可係大得驚人。因此，**Schwarz**提議將一RE子集組合成一個RE之構想。藉由對子集中之RE之頻道求平均且使用平均頻道矩陣來計算該子組之一單個度量來完成組合。然而，由於頻道之時間及頻率變化性質，因此子集之大小必須係小的以減小由頻道求平均所致之效能損失且因

此此方法之複雜性減小可能係非常有限。

【實施方式】

結合隨附圖式闡釋各種例示性實施例之說明。

一開始應理解，儘管下文提供本發明之一或多個實施例之說明性實施方案，但可使用任何數目之技術(無論當前已知曉的或現有的)來實施所揭示之系統及/或方法。本發明決不應限於下文所圖解說明之說明性實施方案、圖式及技術，包括本文中所圖解說明及闡述之例示性設計及實施方案，而可在隨附申請專利範圍連同其等效內容之全部範疇之範疇內予以修改。

根據各種例示性實施例，提供用於(諸如)在支援LTE之一網路環境中實施頻道狀態資訊(CSI)量測及報告之一計算高效之方法、電腦程式、器件及系統。在LTE中，CSI包含一頻道秩指示符(RI)、預編碼矩陣索引(PMI)及頻道品質指示符(CQI)且可包含其他資訊。本發明呈現用以使用一頻道共變異數矩陣之估計及其求逆之近似來判定頻道狀態資訊之例示性方法。舉例而言，可基於頻道共變異數估計及其倒數之泰勒級數近似而判定RI、PMI或CQI。可將RI估計與PMI估計解耦且PMI估計可經簡化以每PMI試探實施僅一個矩陣求逆。PMI估計可涉及平均頻道共變異數之使用。亦提供基於頻道共變異數有效SNR映射(CCESM)之一CQI估計量，該CQI估計量可係藉助每CQI計算僅一個矩陣求逆且不藉助任何非線形函數評估來實施。可使用各種補償因數來校準或補償各種頻道狀態資訊之估計以近似或匹

配所期望結果，諸如以近似聯合RI-PMI估計結果。可基於模擬而判定該等補償因數。除其他以外，本發明中之此等及其他例示性態樣亦提供關於頻道狀態資訊之硬體(HW)及/或軟體(SW)實施方案之複雜性之一減小，且該等例示性態樣在下文參考各圖更詳細予以論述。

圖1圖解說明一例示性無線網路環境100。如所示，網路環境100包含一或多個使用者設備(UE)102及一無線網路之一或多個網路節點104。網路節點104可係一增強或演進節點B(eNodeB或eNB)，存取節點或存取點，基地台或透過無線網路促進與UE通信之其他網路元件。UE可係能夠進行無線或基於無線電通信之一固定或行動器件。出於論述之目的，無線網路環境支援LTE(長期演進)之實施方案，諸如根據以下文件中所闡明之規範：3GPP，「LTE Physical Layer Procedures」(ETSI TS 136 213，8.7.0版本，2009年6月)及3GPP，「LTE Physical Channels and Modulation」(ETSI TS 136 211，8.7.0版本，2009年6月)，該等文件以全文引用之方式併入本文中。無線網路環境100支援各種通信模式，包含(舉例而言)單天線模式、傳輸分集(TxD)模式、空間多工(SM)模式、多輸入多輸出(MIMO)模式，等等。此等及其他通信模式之一例示性清單(如LTE規範中所闡明)提供於圖2中所示之表中。

在LTE中，UE提供或報告各種資訊(包含頻道狀態資訊)給無線網路(諸如給其網路節點)。如上文所闡述，頻道狀態資訊包含RI(秩指示符或索引)、PMI(預編碼矩陣指示符

或索引)及CQI(頻道品質指示符或索引)及其他資訊。

CQI向網路節點提供關於當時可由UE支援之鏈路調適參數之資訊，且可考量各種因素，諸如傳輸模式、UE接收器類型、天線數目、干擾或其他所期望因素。可將CQI之一索引界定於(舉例而言)一表中，該表闡明複數個調變及編碼方案(MCS)及傳送區塊大小(TBS)。圖3中提供如LTE規範中所闡明之一4位元CQI表之一實例。圖3中之CQI表界定每CQI索引之一調變、編碼速率及效率。UE將最高CQI索引報告回至網路節點。最高CQI索引可對應於針對其所估計之所接收下行鏈路(DL)傳送區塊BLER(區塊錯誤率)不超過一界定百分比(諸如例如，10%或0.10)之MCS及TBS。

秩指示符(RI)係UE之對層數目之建議。在LTE中，此用於空間多工(SM)模式中。舉例而言，當UE正以具有空間多工之多輸入多輸出(MIMO)模式操作時報告RI。藉由實例之方式，RI可具有值1或2(在2×2天線組態之情況下)及自1上升至4(在4×4天線組態之情況下)。RI係與一或多個CQI報告相關聯。舉例而言，假定一特定RI值，計算所報告CQI。RI闡述整個系統頻帶或某一子頻帶上之頻道秩，且亦可報告給網路。

PM提供關於基於碼薄之預編碼中之較佳預編碼矩陣之資訊。類似於RI，PMI亦係與MIMO操作相關。具有PMI回饋之MIMO操作稱為閉路MIMO。PMI回饋可限於特定傳輸模式。碼薄中之預編碼矩陣之數目依據於網路節點天線埠

(例如，eNB天線埠)之數目。舉例而言，在兩個天線埠之情形下，可總共存在六個矩陣供挑選，而在四個天線埠之情況下，總數目可依據RI及UE容量而上升至64。PMI報告可依據CSI回饋模式而係寬頻或頻率選擇性。

UE可透過共同(或分用)上行鏈路頻道或專用上行鏈路頻道來傳遞資訊，諸如頻道狀態資訊及有效負載。舉例而言，在LTE中，存在主要攜載控制資訊之一實體上行鏈路控制頻道(PUCCH)及係一專用頻道之一實體上行鏈路分用頻道(PUSCH)。在LTE中，支援兩種類型之報告，亦即週期報告及非週期報告。使用PUCCH之週期報告係用於頻道資訊回饋報告之基準模式。網路節點(例如，eNB)經由較高層發信而組態週期性參數及PUCCH資源。週期頻道通常係在PUCCH上傳輸。若將UE排程於上行鏈路中，則週期報告移至PUSCH。RI之報告週期可係CQI/PMI報告週期性之一倍數。RI報告可使用與CQI/PMI報告相同之PUCCH資源(例如，PRB、循環位移)—PUCCH格式。

當網路節點需要更精確頻道狀態回饋資訊時，其可在任一所期望時間處請求UE(諸如)在PUSCH上發送一非週期頻道狀態回饋報告。此等報告可在PUSCH上連同資料發送或單獨發送。當來自相同UE之週期報告及非週期報告之傳輸可能衝突時，UE可經組態以僅發送該非週期報告。

為判定頻道狀態資訊，諸如RI、PMI及CQI，根據一例示性實施例而將RI計算及PMI計算解耦。使用經在整個頻寬上平均以經組態以報告之頻道共變異數來計算PMI。與

聯合RI-PMI估計方法相比較，藉由將矩陣操作(倒數或行列式)減小(舉例而言)至每編碼矩陣試探一個來減少計算負擔。頻道求平均與頻道共變異數求平均之間存在一基本差異，此乃因可假定頻道共變異數(其反映頻道空間相關性質)在一個子訊框中之頻寬上比頻道自身更恆定。

此外，CQI係一等效AWGN頻道可達成與其相同之錯誤率或容量效能之瞬時頻道之有效SINR(eSINR)之一量度。有效SINR通常係藉由有效SINR映射(ESM)產生，該有效SINR映射(ESM)將每一RE處之個別SINR估計組合並映射至一單個eSINR。指數ESM(EESM)及相互資訊ESM(MIESM)係用於鏈級效能之預測中之ESM方法。*參見，例如，*Ericsson之「System-level evaluation of OFDM - further considerations」(3GPP TSG RAN WG1 #35，2003年11月，R1031303)；K. Sayana、J. Zhuang及K. Stewart之「Short Term Link Performance Modeling for ML Receivers with Mutual Information per Bit Metrics」(2008年IEEE GlobeComm，第1至6頁)。在任一方法中，首先計算個別每RE之SINR且然後將其藉由一非線形函數(指數函數或貝賽爾函數)映射至[0, 1]範圍，進行組合/求平均且最後逆映射回至一單個eSINR。如同PMI，每一RE處之SINR計算使用一矩陣求逆。矩陣之大小可最大為eNB處之傳輸天線之數目且計算密集。每一RE上之非線性函數之評估亦可係硬體(HW)及軟體(SW)實施方案之一挑戰。

因此，為減小CQI計算中之複雜性，使用一基於頻道共

變異數之ESM方法(CCESM)來判定CQI，其中根據一例示性實施例，藉由在每一RE處對均方誤差(MSE)求平均而使映射/組合線性化。藉由每一RE上之一單個矩陣求逆加一補償項目(或因數)而簡化MSE之計算。矩陣係由平均頻道共變異數矩陣形成且其求逆可每CQI計算僅實施一次。補償項目係來自矩陣求逆之一二階或較高階泰勒近似且可藉助僅矩陣乘法操作來執行。CCESM中不需要非線性函數。可使用用於判定CQI之此例示性簡化方法，而不論如何判定RI及PMI，例如，是使用經解耦之RI-PMI估計還是聯合RI-PMI估計。

圖6圖解說明可由一UE實施之用於判定及報告CQI之一例示性過程600。舉例而言，在步驟602處，判定RI。RI之判定可涉及共變異數頻道估計之使用。舉例而言，可使用一頻道秩估計量(或RI估計量)，此係基於頻道共變異數矩陣之特徵值分解及臨限值(諸如相對特徵值臨限值及鬆弛輸入之SNR臨限值)之一組合。此等臨限值可用於校準或最佳化RI判定，以使得(舉例而言)使頻道秩估計與聯合RI-PMI估計方法之頻道秩估計一致，等等。

在步驟604中，判定PMI。舉例而言，可使用基於平均頻道共變異數及其倒數之泰勒級數近似之一PMI估計量。泰勒級數近似可係一零階近似或較高階近似。可藉助每PMI試探僅一個矩陣求逆來實施PMI估計。

在步驟606中，然後根據RI及PMI判定CQI。舉例而言，在空間多工(SM)模式中，使用基於CCESM之一CQI估計

量，該CQI估計量可藉助針對頻道共變異數矩陣每CQI僅一個矩陣求逆及針對該求逆之二階近似每RE三個矩陣乘法來實施。可使用一補償因數或諸如此類來最佳化效能。針對傳輸分集模式，基於雜訊功率平均ESM(NAESM)之CQI估計量可用作一替代方案。此等經簡化估計量可在未將任何非線性函數用於ESM之情況下實施。此外，CQI估計量可與用於判定RI及PMI之任何適合方法(諸如例如，如本發明中所闡述之經解耦之RI-PMI估計或聯合RI-PMI估計)組合使用。

在步驟608中，將CQI提供或報告給無線網路，諸如網路節點。網路節點接收來自一使用者設備之頻道品質指示符(CQI)，並基於所接收之CQI控制針對無線網路之通信。舉例而言，網路節點可使用CQI報告來輔助通信參數之選擇或最佳化，諸如自可用傳送區塊大小、資源分配及調變方案或其之一可准許組合選擇。舉例而言，此選擇涉及犧牲容量以達成一較低錯誤率，或反之亦然。

圖7圖解說明可藉由一UE實施之用於判定PMI之一例示性過程700。舉例而言，在步驟702中，使用頻道共變異數(例如，平均頻道共變異數及其倒數之泰勒級數近似(例如，零階或較高階))判定對所有資源元素(RE)之一經平均之均方誤差(MSE)。在步驟704中，基於經平均之MSE而判定一平均輸出信號干擾加雜訊比(SINR)。在步驟706中，基於所判定之SINR自一預編碼矩陣集合選擇一最佳預編碼矩陣。

圖8圖解說明用於基於頻道共變異數有效SNR映射(CCESM)而判定CQI之一例示性過程800。過程800可藉由一UE來實施。舉例而言，在步驟802中，判定一頻道共變異數矩陣。在步驟804中，判定一誤差項目。該誤差項目可係一特定資源元素(例如，元素k)處之一瞬時頻道相關與一經平均之頻道共變異數矩陣之間的差。在步驟806中，基於泰勒級數近似使用頻道共變異數矩陣及誤差項目來判定均方誤差(MSE)。近似可包含或刪項泰勒級數近似之較高階。在步驟808中，可在計算MSE中判定一補償因數。該補償因數可用於補償泰勒級數近似中之任一刪項效應(truncation effect)。在步驟810中，基於MSE而判定一有效信號干擾加雜訊功率比(eSINR)。

上文參考圖6至圖8所指明之過程及操作可以不同次序執行，可包含或不包含所有步驟或操作，且可在預定時間處或在(諸如)來自無線網路(或其網路節點)之一請求時(例如，週期地或非週期地)實施。此外，可在預定時間處或在(諸如)來自無線網路(或其網路節點)之一請求時，將頻道狀態資訊中之一或多者(例如，RI、PMI及/或CQI)提供或報告給該網路，例如，週期報告或非週期報告。

下文提供根據本發明中之例示性實施例之用以判定RI、PMI及CQI之各種方法之詳細實例。儘管參考LTE論述RI、PMI及CQI，但本發明之方法及過程可與任一無線協定或網路，或使用RI、PMI及/或CQI或類似頻道狀態資訊之預編碼方案一起採用。

RI估計

如上文所論述，根據各種例示性實施例，秩指示符估計係與PMI估計解耦。舉例而言，此分開係基於只要未一致地過高估計頻道之秩，系統通量效能便對該秩估計不敏感之觀察。其經RI估計量進一步驗證，其中某些臨限值可藉由模擬而經調節以使得與聯合RI-PMI估計之臨限值之差異減小或最小化。

舉例而言，假設H_k係一UE接收器中之第k RE處之MIMO頻道矩陣(經估計)。則

$$\mathbf{H}_k = \begin{bmatrix} h_{11}(k) & \cdots & h_{1N}(k) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M1}(k) & \cdots & h_{MN}(k) \end{bmatrix} \tag{1}$$

其中M及N分別係UE中之接收天線之數目及eNB中之傳輸天線之數目。頻道共變異數矩陣可經界定為：

$$\mathbf{R}_H = E\left\{\mathbf{H}_k^H \mathbf{H}_k\right\} \tag{2}$$

其中H表示共軛轉置且E係可藉由對RE之平均值來實施之期望值。出於秩估計之目的，方程式(2)在$M \geq N$時使用，且

$$\mathbf{R}_H = E\left\{\mathbf{H}_k \mathbf{H}_k^H\right\} \tag{3}$$

係在$M<N$時使用。此將在不影響秩估計之情況下使特徵值分解之成本最小化。R_H係一正定厄米特(Hermitian)矩陣，且具有特徵值分解：

$$\mathbf{R}_H = \mathbf{V}\mathbf{D}\mathbf{V}^H \tag{4}$$

其中V係特徵向量矩陣且$D=diag\ \{d_1, d_2, \ldots d_{N_d}\}$包含特徵值$d_k$. $N_d=min\ \{M,N\}$。

用於秩估計之一方法係基於輸入雜訊功率估計(或等效輸入SNR估計)而找到一臨限值。頻道之秩係大於該臨限值之特徵值之數目。此方法係在Victor T. Ermolayev、A. G. Flaksman及E. A. Mavrichev之論文「Estimation of Channel Matrix Rank for Multielement Antenna Array Working in Multipath Fading Environment」(2002年IEEE通信電路及系統國際會議，第416至419頁)中提議並分析。然而，發現，難以確定一單個基於雜訊功率之臨限值以便控制來自聯合RI-PMI估計量之過高估計及效能損失。

因此，根據一實施例，可使用以下替代方法來較佳滿足要求。舉例而言，若*snr*係UE接收器處之輸入(等化之前)信雜比(SNR)估計，則

RI-1. 若*snr*<snrThresR1或N_d=1，則頻道之秩估計RI=1，其中snrThresR1係針對頗低SNR情況之第一SNR臨限值。snrThresR1可藉由模擬來判定。舉例而言，發現，snrThresR1=0.67(以線性單位，或以dB為單位為-1.76)係LTE應用之一適合選項。

RI-2. 另外，若*snr*<snrThresEig，則eigThes=eigThresHi；否則eigThes=eigThresLo，其中snrThresEig係針對中至高SNR情況之第二SNR臨限值。臨限值eigThes係一特徵值與頻道之最大特徵值之比之一範圍。頻道之秩估計係大於(d_{max}*eigThres)之特徵值之數目。可藉由模擬來判定臨限值，例如，snrThresEig、eigThresHi及eigThresLo。舉例而

言，發現，適合選項係snrThresEig=2(以線性單位，或以dB為單位為3)，eigThresHi=0.7，eigThresLo=0.6。項d_{max}係$\{d_1, d_2, \ldots d_{N_d}\}$中之特徵值中之最大值。

在此實例中，SNR之使用並不需要所接收樣本之任何事先正規化，且因此提供一簡單方法。

在另一替代方法中，可使用多個雜訊功率臨限值。提供一實例如下：

RI-1* 若pn>pnThresR1或N_d=1，則頻道之秩估計RI=1，其中pn係輸入雜訊功率估計(假定信號功率經正規化(統一))；且pnThresR1係針對頗低SNR情況之雜訊功率臨限值。可藉由模擬來判定pnThresR1。舉例而言，發現pnThresR1=1.5(以線性單位)係一適合選項。

RI-2* 另外，若pn>pnThresEig，則eigThes=eigThresHi；否則eigThes=eigThresLo。頻道之秩估計係大於(d_{max}*eigThres)之特徵值之數目。可藉由模擬來判定臨限值pnThresEig、eigThresHi及eigThresLo。舉例而言，發現，適合選項係pnThresEig=0.5、eigThresHi=0.7、eigThresLo=0.6。項d_{max}係$\{d_1, d_2, \ldots d_{N_d}\}$中之特徵值中之最大值。

PMI估計

下文根據一例示性實施例闡述一簡化PMI估計量(或方法)之一實例。本節以對PMI估計之複雜性之一闡釋開始，且然後隨後係對簡化方法之一闡釋。

針對一MMSE(最小化均方誤差)線性接收器，第k資源元素(RE)處之輸出MSE係

$$\varepsilon_k = \mathrm{diag}\left\{\left(\mathrm{I}_N + c\mathrm{H}_{ek}^H\mathrm{H}_{ek}\right)^{-1}\right\} \tag{5}$$

其中$c=\frac{1}{pn}$係具有正規化輸入信號功率及輸入雜訊功率pn之輸入SNR；I_N係一N×N單位矩陣；且H_{ek}係包含預編碼處理及方程式(1)中之傳播頻道H_k之有效頻道。針對其中關注PMI估計之一閉路空間多工(SM)模式，有效頻道可寫為

$$\mathbf{H}_{ek} = \mathbf{H}_k\mathbf{W} \tag{6}$$

其中W係來自藉由頻道之秩(RI)及RI內之預編碼矩陣索引(PMI)指示之預界定碼薄(例如，圖4及圖5中所示之LTE碼薄表)之一預編碼矩陣。注意，方程式(5)含有針對每層之MSE，亦即

$$\varepsilon_k = \left[\varepsilon_{k,1}, \varepsilon_{k,2}, \ldots, \varepsilon_{k,RI}\right]^T \tag{7}$$

第k RE處及第i層上之輸出信號干擾加雜訊比(SINR)可展示為：

$$\eta_{k,i} = \frac{1}{\varepsilon_{k,i}} - 1 \tag{8}$$

(*參見，例如*，A. Paulraj、R. Nabar及D. Gore之「Introduction to Space-Time Wireless Communications」，劍橋大學出版社，2003年)。最佳PMI對應於使所有層之平均SINR最大化之預編碼矩陣，亦即

$$\mathbf{W}_{opt} = \arg\max_{\mathbf{W}}\left\{E\sum_{i=1}^{RI}\eta_{k,i}\right\} = \arg\max_{\mathbf{W}}\left\{f_c(\mathbf{W})\right\} \tag{9}$$

對所有所選擇RE取得期望值。可看到，f_c(W)之評估需要第k RE處之每一ε_k之計算，該計算又需要每一RE處之一矩陣求逆之計算，如方程式(5)中所示。

為減小PMI估計之複雜性，首先依據方程式(5)中之頻道共變異數取得期望值。舉例而言，假設

$$\mathbf{R}_{He} = E\left\{\mathbf{H}_{ek}^{H}\,\mathbf{H}_{ek}\right\} = \mathbf{W}^{H}\mathbf{R}_{H}\mathbf{W} \tag{10}$$

其中R_H係方程式(2)中所界定之頻道共變異數。然後，可藉由以下方程式來近似對所有RE之方程式(5)之經平均MSE：

$$\varepsilon = \mathrm{diag}\{(\mathbf{I}_N + c\mathbf{R}_{He})^{-1}\} = [\varepsilon_1, \varepsilon_2, \ldots, \varepsilon_{RI}]^T \tag{11}$$

平均輸出SINR變成：

$$\eta_i = \frac{1}{\varepsilon_i} - 1. \tag{12}$$

因此，藉由選擇使所有層之SINR之和最大化之對應預編碼矩陣來獲得一最佳PMI，亦即：

$$\mathbf{W}_{opt} = \arg\max_{\mathbf{W}}\left\{\sum_{i=1}^{RI}\eta_i\right\} = \arg\max_{\mathbf{W}}\{f_s(\mathbf{W})\} \tag{13}$$

在此實例中，由於方程式(10)，f_s(W)之評估使用方程式(11)之矩陣求逆每W試探僅一次。

圖9圖解說明針對碼薄中之每一W之方程式(13)中之經簡化f_s(W)及方程式(9)之習用f_c(W)之例示性度量曲線之一曲線圖。如所示，方程式(13)中之f_s(W)之度量曲線緊密沿循方程式(9)中之f_c(W)之度量曲線。該曲線圖係基於在RI=2(層)且N=M=4(天線)之情況下空間多工模式之一模擬

之結果，且反映該兩種方法實際上或大約產生相同最佳PMI。

儘管參考LTE論述PMI估計量及方法，但其可與採用一預編碼器之任一適合通信協定或網路一起使用。此外，儘管PMI估計量係參考一MMSE線性接收器而導出，但其可用於任何其他種類之接收器，例如基於最大可能性之接收器。

CQI估計

下文參考一例示性實施例闡述一經簡化CQI估計量(或方法)之一實例。該經簡化CQI估計量沿循類似於經簡化PMI估計量之一路徑。其以泰勒展開式及方程式(5)之近似開始。出於論述之目的，若X係可逆的且ΔX係足夠小，則泰勒展開式係：

$$(X+\Delta X)^{-1}=\sum_{i=0}^{\infty}(-1)^i(X^{-1}\Delta X)^iX^{-1}$$
$$=X^{-1}-X^{-1}\Delta XX^{-1}+X^{-1}\Delta XX^{-1}\Delta XX^{-1}-\cdots$$

相對於經簡化CQI估計量，假設

$$\begin{aligned}&\mathbf{R}_{ek}=\mathbf{I}_N+c\mathbf{H}_{ek}^H\mathbf{H}_{ek},\\&\mathbf{R}_e=E\{\mathbf{R}_{ek}\}=\mathbf{I}_N+c\mathbf{R}_{He}\text{ and}\\&\Delta\mathbf{R}_{ek}=\mathbf{R}_{ek}-\mathbf{R}_e,\end{aligned}\tag{14}$$

其中$c=\frac{1}{pn}$係假定正規化信號功率之輸入SNR。項pn係輸入雜訊功率。誤差項目ΔR_{ek}係資源元素k處之瞬時頻道相關與經平均之頻道共變異數矩陣之間的差。I_N係一N×N單位矩陣。對所有RE之方程式(5)之經平均MSE可寫為

$$\begin{aligned}\varepsilon &= E\{\varepsilon_k\} \\ &= \mathrm{diag}\{E\{\mathbf{R}_{ek}^{-1}\}\} \\ &= \mathrm{diag}\{E\{(\mathbf{R}_e + \Delta\mathbf{R}_{ek})^{-1}\}\} \\ &\approx \mathrm{diag}\{\mathbf{R}_e^{-1} + \gamma\mathbf{R}_e^{-1}E\{\Delta\mathbf{R}_{ek}\mathbf{R}_e^{-1}\Delta\mathbf{R}_{ek}\}\mathbf{R}_e^{-1}\},\end{aligned} \tag{15}$$

其中使用方程式(5)之二階近似且假定ΔR_{ek}係零平均值。項γ係針對經省略之較高階項之一補償因數。基於模擬，發現，γ=1.8係補償因數之一所期望值之一實例。注意，方程式(11)可視為方程式(15)之零階近似。二階項用於有效SINR(eSINR)調整，此乃因個別每RE之SINR之變異數(歸因於頻率選擇性)(其與ΔR_{ek}之二階動差有關)影響渦輪解碼器(Turbo decoder)之輸出且因此影響區塊錯誤率(BLER)。儘管上文闡述使用一二階近似之一實例，但可將較高階之近似(包含，舉例而言，4階近似、6階、...2*n階(其中n>或=1))用於估計準確度之可能改良。

儘管如此，方程式(15)之計算使用一個矩陣求逆R_e^{-1}。其在每一RE處可使用針對ΔR_{ek}或R_{ek}之某些額外儲存及另外三個矩陣乘法。

為計算LTE中之空間多工(SM)模式中之碼字之eSINR(參見，例如，3GPP，「LTE Physical Channels and Modulation」，ETSI TS 136 211，8.7.0版本，2009年6月)，考量以下情形。

SM-1. 針對1層之SM(RI=1)，(15)變成一純量，$\varepsilon=\varepsilon_1$。單個碼字之eSINR係

$$eSINR = \frac{1}{\varepsilon_1} - 1$$

SM-2. 針對2層之SM(RI=2)，自(15)得出$\varepsilon=[\varepsilon_1, \varepsilon_2]^T$且針對兩個碼字之eSINR係

$$eSINR_1 = \frac{1}{\varepsilon_1} - 1,\ eSINR_2 = \frac{1}{\varepsilon_2} - 1$$

SM-3. 針對3層SM (RI=3)，$\varepsilon = [\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3]^T$且針對兩個碼字之eSINR係

$$eSINR_1 = \frac{1}{\varepsilon_1} - 1,\ eSINR_2 = \frac{2}{\varepsilon_2 + \varepsilon_3} - 1$$

SM-4. 針對4層SM (RI=4)，$\varepsilon = [\varepsilon_1, \varepsilon_2, \varepsilon_3, \varepsilon_4]^T$且針對兩個碼字之eSINR係

$$eSINR_1 = \frac{2}{\varepsilon_1 + \varepsilon_2} - 1,\ eSINR_2 = \frac{2}{\varepsilon_3 + \varepsilon_4} - 1$$

將上述例示性經簡化有效SNR映射稱為頻道共變異數有效SINR映射(CCESM)，此乃因在計算中使用平均頻道共變異數矩陣及其倒數之事實。

針對傳輸分集(TxD)模式，方程式(5)中之有效頻道共變異數退化成一對角矩陣，此乃因阿拉蒙特碼(Alamouti code)之頻道自正交化性質。矩陣求逆變成一純量除法，且可藉由直接雜訊功率平均ESM(NAESM)來計算eSINR，如下文實例所闡述。

TDNA-1. 針對具有兩個T_x天線(N=2)之傳輸分集，一強制零接收器之平均輸出雜訊功率係：

$$\varepsilon = E\left\{\frac{1}{c\,g_2(k)}\right\} \tag{16}$$

其中

$$g_2(k) = \frac{1}{2}\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{N}|h_{ij}(k)|^2 \tag{17}$$

$h_{ij}(k)'s$ 在方程式(1)中得出且*eSINR*係：

$$eSINR = \frac{1}{\varepsilon} \tag{18}$$

TDNA-2. 針對具有四個Tx天線(N=4)之傳輸分集，一強制零接收器之平均輸出雜訊功率係：

$$\varepsilon = \frac{1}{2} E\left\{ \frac{1}{c g_{41}(k)} + \frac{1}{c g_{42}(k)} \right\} \tag{19}$$

其中

$$g_{41}(k) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{M} \sum_{j=1,2} |h_{ij}(k)|^2, \quad g_{42}(k) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{M} \sum_{j=3,4} |h_{ij}(k)|^2 \tag{20}$$

$h_{ij}(k)'s$係在方程式(1)中得出且*eSINR*係藉由方程式(18)計算。

若方程式(16)及(19)中之除法構成對實施方案之一挑戰，則仍可使用CCESM以擺脫每RE之除法。針對分集模式中之一強制零接收器之CCESM可類似地自方程式(14)及(15)導出且結果概括於下文：

TDCC-1. 針對具有兩個Tx天線(N=2)之傳輸分集，一強制零接收器之平均輸出雜訊功率係

$$\varepsilon = \frac{1}{c g_2} + \gamma \frac{E\{(g_2(k) - g_2)^2\}}{c g_2^3} \tag{21}$$

其中 $g_2 = E\{g_2(k)\}$。項 $g_2(k)$界定於方程式(17)中且*eSINR*係藉由方程式(18)計算。

TDCC-2. 針對具有四個Tx天線(N=4)之傳輸分集，一強制零接收器之平均輸出雜訊功率係

$$s = \frac{\varepsilon_1 + \varepsilon_2}{2}, \tag{22}$$

其中

$$\varepsilon_1 = \frac{1}{cg_{41}} + \gamma \frac{E\{(g_{41}(k) - g_{41})^2\}}{cg_{41}^3},$$
$$\varepsilon_2 = \frac{1}{cg_{42}} + \gamma \frac{E\{(g_{42}(k) - g_{42})^2\}}{cg_{42}^3} \tag{23}$$

$g_{41} = E\{g_{41}(k)\}$, $g_{42} = E\{g_{42}(k)\}$。$g_{41}(k)$及$g_{42}(k)$係在(20)給出且*eSINR*係藉由方程式(18)計算。

圖10至圖13圖解說明基於CCESM(SM模式)或NAESM(TxD模式)之CQI估計量之模擬之例示性結果。出於比較之目的，亦展示基於EESM及MIESM之結果。舉例而言，圖10根據一實施例圖解說明在Tx天線N=1且Rx天線M=1情況下針對空間多工模式之簡單及習用CQI估計量之一例示性效能比較之一曲線圖。圖11根據一實施例圖解說明在2層(RI=2)、Tx天線N=2且Rx天線M=2之情況下針對空間多工模式之簡單及習用CQI估計量之一例示性效能比較之一曲線圖。圖12根據一實施例圖解說明在4層(RI=4)、Tx天線N=4且Rx天線M=4之情況下針對空間多工(SM)模式之簡單及習用CQI估計量之一例示性效能比較之一曲線圖。圖13根據一實施例圖解說明在Tx天線N=2且Rx天線M=2之情況下針對傳輸分集模式之簡單及習用CQI估計量之一例示性效能比較之一曲線圖。

如圖10至圖13中所示，PMI估計方法中之每一者在通量(效率)方面具有一類似效能。注意，所示所有結果係基於

無外部迴路鏈路調適(OLLA)之情況下之模擬。OLLA係更準確鏈路調適及更佳通量之一方法。其監視混合自動重複請求(HARQ)過程中之重新傳輸率並相應地調整eSINR以達到目標區塊錯誤率(BLER)。CCESM/NAESM與EESM/MIESM之間的效能差異可藉助OLLA而進一步減小。應注意，儘管CQI估計量係參考MMSE或強制零線性接收器而導出，但所導出之CQI估計量可用於任何其他種類之接收器，例如基於最大可能性之接收器。

圖14根據一實施例圖解說明諸如圖1中之一UE 1400之例示性組件之一方塊圖。UE 1400包含處理器(或控制器)1402、記憶體1404、通信介面1406、用於互連UE之組件之匯流排1208及電腦程式。

記憶體1404可係用於將可執行指令或電腦程式儲存於其上之一非暫時性電腦可讀儲存媒體。記憶體1404可包含一唯讀記憶體(ROM)、隨機存取記憶體(RAM)、可程式化唯讀記憶體(PROM)、可抹除可程式化唯讀記憶體(EPROM)、一智慧卡、一用戶身份模組(SIM)或一計算器件可自其讀取可執行指令或一電腦程式之任一其他媒體。術語「電腦程式」意欲囊括永久或臨時存在於如上文所闡述之任一電腦可讀儲存媒體上之一可執行程式。

電腦程式亦包含一演算法，該演算法包含可由處理器1402執行之儲存於記憶體1404中之可執行指令，該演算法可由亦儲存於記憶體1404上之應用程式中之一或多者促進。應用程式亦可包含(但不限於)管理應用程式軟體與有

助於構成UE 1400之一電腦系統或計算環境之任一適合種類之硬體之間的關係之一作業系統或任一特別電腦程式。舉例而言，電腦程式亦可包含用於本發明中所論述之RI、PMI及CQI估計量(或方法)之彼等演算法。

通信介面1406包含用於進行與一網路或網路節點或其他具有通信能力之器件之無線或基於線之通信之傳輸及接收電路(或組件)。舉例而言，通信介面可包含基於線之介面，及用於進行無線通信之一或多個傳輸天線及一或多個接收天線。

圖15根據一實施例圖解說明諸如圖1中之一網路節點1500之例示性組件之一方塊圖。網路節點1500包含處理器(或控制器)1502、記憶體1504、通信介面1506、用於互連網路節點之組件之匯流排1508及電腦程式。

記憶體1504可係用於將可執行指令或電腦程式儲存於其上之一非暫時性電腦可讀儲存媒體。記憶體1504可包含一唯讀記憶體(ROM)、隨機存取記憶體(RAM)、可程式化唯讀記憶體(PROM)、可抹除可程式化唯讀記憶體(EPROM)、一智慧卡、一用戶身份模組(SIM)或一計算器件可自其讀取可執行指令或一電腦程式之任一其他媒體。術語「電腦程式」意欲囊括永久或臨時存在於如上文所闡述之任一電腦可讀儲存媒體上之一可執行程式。

電腦程式亦包含一演算法，該演算法包含可由處理器1502執行之儲存於記憶體1504中之可執行指令，該演算法可由亦儲存於記憶體1504上之應用程式中之一或多者促

進。應用程式亦可包含(但不限於)管理應用程式軟體與有助於構成網路節點1500之一電腦系統或計算環境之任一適合種類之硬體之間的關係之一作業系統或任一特別電腦程式。

通信介面1506包含用於進行與UE或網路之其他組件之無線或基於線之通信之傳輸及接收電路(或組件)。舉例而言，通信介面可包含(諸如)用於與其他網路組件通信之基於線之介面，及用於進行無線通信之一或多個傳輸天線及一或多個接收天線。

雖然在本發明中已提供數個實施例，但應理解，可在不背離本發明之精神或範疇之情況下以諸多其他特定形式體現所揭示系統及方法。認為本發明實例為說明性而非限定性，且目的並非限於本文中所給出之細節。舉例而言，各種元件或組件可組合或整合成另一系統或某些特徵可省略或不實施。

此外，各種實施例中闡述且圖解說明為離散或分開之技術、系統、子系統及方法可在不背離本發明之範疇之情況下與其他系統、模組、技術或方法組合或整合。展示或論述為彼此耦合或直接耦合或通信之其他項目可透過某一介面、器件或中間組件間接耦合或通信，不論其為電耦合、機械耦合還是其他方式之耦合。改變、替代及變更之其他實例可由熟習此項技術者確定且可在不背離本文中所揭示精神及範疇之情況下作出以上改變、替代及變更。

【圖式簡單說明】

圖1根據一實施例圖解說明一例示性無線網路環境。

圖2圖解說明LTE中可用之例示性傳輸模式之一表。

圖3圖解說明用於LTE之一例示性CQI表。

圖4及圖5圖解說明用於LTE之例示性碼薄。

圖6根據一實施例圖解說明用以判定及報告CQI之一例示性方法或過程之一流程圖。

圖7根據一實施例圖解說明用以判定PMI之一例示性方法或過程之一流程圖。

圖8根據一實施例圖解說明用以基於頻道共變異數有效SNR映射(CCESM)而判定CQI之一例示性方法或過程之一流程圖。

圖9根據一實施例圖解說明用於在RI=2(層)且N=M=4(天線)之情況下針對空間多工模式之最佳PMI選擇之習用及簡化方法之例示性經正規化度量曲線之一曲線圖。

圖10根據一實施例圖解說明在Tx天線N=1且Rx天線M=1情況下針對空間多工模式之簡單及習用CQI估計量之一例示性效能比較之一曲線圖。

圖11根據一實施例圖解說明在2層(RI=2)、Tx天線N=2且Rx天線M=2之情況下針對空間多工模式之簡單及習用CQI估計量之一例示性效能比較之一曲線圖。

圖12根據一實施例圖解說明在4層(RI=4)、Tx天線N=4且Rx天線M=4之情況下針對空間多工(SM)模式之簡單及習用CQI估計量之一例示性效能比較之一曲線圖。

圖13根據一實施例圖解說明在Tx天線N=2且Rx天線M=2

之情況下針對傳輸分集模式之簡單及習用CQI估計量之一例示性效能比較之一曲線圖。

圖14根據一實施例圖解說明使用者設備(UE)之例示性組件之一方塊圖。

圖15根據一實施例圖解說明一網路節點之例示性組件之一方塊圖。

【主要元件符號說明】

100	網路環境
102	使用者設備
104	網路節點
1400	使用者設備
1402	處理器(或控制器)
1404	記憶體
1406	通信介面
1408	匯流排
1500	網路節點
1502	處理器(或控制器)
1504	記憶體
1506	通信介面
1508	匯流排

201218668

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：102135232

※ 申請日：102.10.4 ※IPC 分類：H04B 7/04 (2006.01)
H04L 1/00 (2006.01)

一、發明名稱：（中文/英文）

用於長期演進(LTE)頻道狀態資訊估計的方法及裝置

METHOD AND APPARATUS FOR LTE CHANNEL STATE INFORMATION ESTIMATION

二、中文發明摘要：

本發明提供一種用於判定供在一無線通信網路中使用之頻道狀態資訊之一方法、電腦程式、器件及系統。該頻道狀態資訊包含一秩指示符(RI)、預編碼矩陣索引(PMI)及頻道品質指示符(CQI)。可基於頻道共變異數估計以及對其倒數之泰勒級數近似來判定該RI、該PMI或該CQI。此外，可單獨判定該RI及該PMI。

三、英文發明摘要：

A method, computer program, device and system are provided for determining channel state information for use in a wireless communications network. The channel state information includes a rank indicator (RI), precoding matrix index (PMI) and channel quality indicator (CQI). The RI, PMI or CQI can be determined based on channel covariance estimation and the Taylor series approximation of its inverse. Further, the RI and PMI can be determined separately.

七、申請專利範圍：

1. 一種方法，其包括：

判定一秩指示符(RI)；

判定一預編碼矩陣索引(PMI)；

根據該PMI及該RI而判定一頻道品質指示符(CQI)；及

將對應於該RI、該PMI或該CQI之資訊報告給無線網路，

其中基於頻道共變異數估計而判定該RI、該PMI或該CQI。

2. 如請求項1之方法，其中單獨判定該RI及該PMI。

3. 如請求項1之方法，其中基於一頻道共變異數矩陣之特徵值分解而判定該RI。

4. 如請求項3之方法，其中基於特徵值臨限值與鬆弛輸入信雜比(SNR)或雜訊功率臨限值之一組合而進一步判定該RI。

5. 如請求項1之方法，其中基於平均頻道共變異數以及對其倒數之泰勒級數近似而判定該PMI。

6. 如請求項1之方法，其中藉助每PMI試探僅一個矩陣求逆來判定該PMI。

7. 如請求項1之方法，其中該判定一PMI操作包括：

使用頻道共變異數判定對所有資源元素(RE)之一經平均均方誤差(MSE)；

基於該經平均MSE而判定一平均輸出信號干擾加雜訊比(SINR)；及

基於該所判定SINR而自一預編碼矩陣集合選擇一最佳預編碼矩陣。

8. 如請求項1之方法，其中基於頻道共變異數有效SNR映射(CCESM)而判定該CQI。

9. 如請求項8之方法，其中該判定CQI操作包括：

判定一頻道共變異數矩陣；

基於該頻道共變異數矩陣及基於泰勒級數近似而判定均方誤差(MSE)；及

基於該MSE而判定一有效信號干擾加雜訊功率比(eSINR)。

10. 如請求項9之方法，其中該MSE係基於其中較高階經刪項之一泰勒級數近似，該判定CQI操作進一步包括：

針對該所判定MSE判定一補償因數以用於補償該泰勒級數近似中之刪項效應。

11. 如請求項9之方法，其中該泰勒級數近似包含該近似中之一或多個較高2*n階，其中n係大於或等於一。

12. 如請求項9之方法，其中該判定CQI操作進一步包括：

判定一誤差項目，其係一特定資源元素處之一瞬時頻道相關與一經平均頻道共變異數矩陣之間的一差，

其中基於該誤差項目而進一步判定該MSE。

13. 如請求項1之方法，其中藉助針對一頻道共變異數矩陣每CQI僅一個矩陣求逆來判定該CQI。

14. 如請求項1之方法，其中不藉助任何非線性函數評估來判定該CQI。

15. 如請求項1之方法，其中基於雜訊功率平均有效SNR映射(NAESM)而判定該CQI。

16. 一種器件，其包括：

記憶體；及

一或多個處理器，其用於判定一秩指示符(RI)、判定一預編碼矩陣索引(PMI)及判定一頻道品質指示符(CQI)，該RI、該PMI或該CQI係基於頻道共變異數估計而判定。

17. 如請求項16之器件，其中該RI及該PMI係單獨判定的。

18. 如請求項16之器件，其中該CQI係基於頻道共變異數有效SNR映射(CCESM)判定的。

19. 一種方法，其包括：

自使用者設備接收與一秩指示符(RI)及一預編碼矩陣索引(PMI)相關聯之一頻道品質指示符(CQI)，基於頻道共變異數估計而判定該RI、該PMI或該CQI；及

基於該所接收CQI而控制一無線網路之通信。

20. 如請求項19之方法，其中單獨判定該RI及該PMI。

21. 如請求項19之方法，其中基於頻道共變異數有效SNR映射(CCESM)而判定該CQI。

22. 一種裝置，其包括：

記憶體；

通信介面，其用於接收無線傳輸；及

一或多個處理器，其用於：

自使用者設備接收與一秩指示符(RI)及一預編碼矩陣

索引(PMI)相關聯之一頻道品質指示符(CQI)，該RI、該PMI或該CQI係基於頻道共變異數估計判定的，及

基於該所接收CQI而控制一無線網路之通信。

23. 如請求項22之器件，其中該RI及該PMI係單獨判定的。

24. 如請求項22之器件，其中該CQI係基於頻道共變異數有效SNR映射(CCESM)判定的。

25. 一種方法，其包括：

判定一秩指示符(RI)及預編碼矩陣索引(PMI)，該RI及該PMI係單獨判定的；及

基於該等單獨判定之RI及PMI而將頻道狀態資訊報告給一無線網路。

八、圖式：

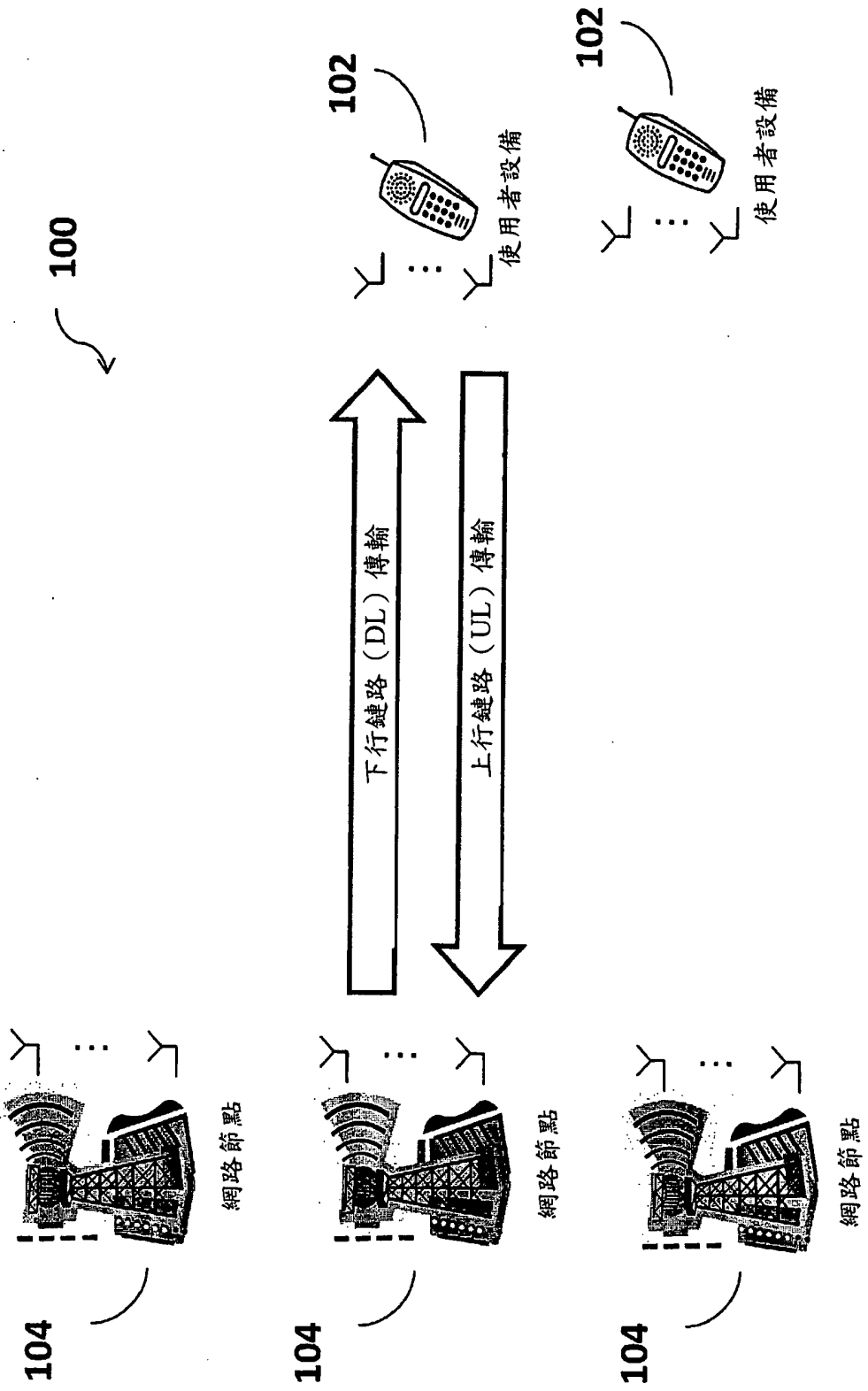

100
102
使用者設備
102
使用者設備
下行鏈路（DL）傳輸
上行鏈路（UL）傳輸
104
網路節點
104
網路節點
104
網路節點

圖 1

表 7.2.3-0：假定用於頻道品質指示符參考資源之 PDSCH 傳輸方案

傳輸模式	PDSCH 之傳輸方案
1	單天線埠，埠 0
2	傳輸分集
3	若相關聯秩指示符為 1，則係傳輸分集，否則係大延遲 CDD
4	閉路空間多工
5	多使用者多輸入多輸出
6	具有一單個傳輸層之閉路空間多工
7	若 PBCH 天線埠之數目係一，則係單天線埠，埠 0；否則係傳輸分集

圖 2

表 7.2.3.-1：4 位元頻道品質指示符表

頻道品質指示符索引	調變	碼率 x 1024	效率
0	在範圍之外		
1	QPSK	78	0.1523
2	QPSK	120	0.2344
3	QPSK	193	0.3770
4	QPSK	308	0.6016
5	QPSK	449	0.8770
6	QPSK	602	1.1758
7	16QAM	378	1.4766
8	16QAM	490	1.9141
9	16QAM	616	2.4063
10	64QAM	466	2.7305
11	64QAM	567	3.3223
12	64QAM	666	3.9023
13	64QAM	772	4.5234
14	64QAM	873	5.1152
15	64QAM	948	5.5547

圖 3

表 6.3.4.2.3-1：用於天線埠{0,1}上之傳輸之碼薄。

碼薄索引	層之數目 υ	
	1	2
0	$\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix}1\\1\end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix}1 & 0\\0 & 1\end{bmatrix}$
1	$\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix}1\\-1\end{bmatrix}$	$\frac{1}{2}\begin{bmatrix}1 & 1\\1 & -1\end{bmatrix}$
2	$\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix}1\\j\end{bmatrix}$	$\frac{1}{2}\begin{bmatrix}1 & 1\\j & -j\end{bmatrix}$
3	$\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix}1\\-j\end{bmatrix}$	-

圖 4

表 6.3.4.2.3-2：用於天線埠{0,1,2,3}上之傳輸之碼薄.

碼薄索引	u_n	層之數目 υ			
		1	2	3	4
0	$u_0=[1\ \ -1\ \ -1\ \ -1]^T$	$W_0^{\{1\}}$	$W_0^{\{14\}}/\sqrt{2}$	$W_0^{\{124\}}/\sqrt{3}$	$W_0^{\{1234\}}/2$
1	$u_1=[1\ \ -j\ \ 1\ \ j]^T$	$W_1^{\{1\}}$	$W_1^{\{12\}}/\sqrt{2}$	$W_1^{\{123\}}/\sqrt{3}$	$W_1^{\{1234\}}/2$
2	$u_2=[1\ \ 1\ \ -1\ \ 1]^T$	$W_2^{\{1\}}$	$W_2^{\{12\}}/\sqrt{2}$	$W_2^{\{123\}}/\sqrt{3}$	$W_2^{\{3214\}}/2$
3	$u_3=[1\ \ j\ \ 1\ \ -j]^T$	$W_3^{\{1\}}$	$W_3^{\{12\}}/\sqrt{2}$	$W_3^{\{123\}}/\sqrt{3}$	$W_3^{\{3214\}}/2$
4	$u_4=[1\ \ (-1-j)/\sqrt{2}\ \ -j\ \ (1-j)/\sqrt{2}]^T$	$W_4^{\{1\}}$	$W_4^{\{14\}}/\sqrt{2}$	$W_4^{\{124\}}/\sqrt{3}$	$W_4^{\{1234\}}/2$
5	$u_5=[1\ \ (1-j)/\sqrt{2}\ \ j\ \ (-1-j)/\sqrt{2}]^T$	$W_5^{\{1\}}$	$W_5^{\{14\}}/\sqrt{2}$	$W_5^{\{124\}}/\sqrt{3}$	$W_5^{\{1234\}}/2$
6	$u_6=[1\ \ (1+j)/\sqrt{2}\ \ -j\ \ (-1+j)/\sqrt{2}]^T$	$W_6^{\{1\}}$	$W_6^{\{13\}}/\sqrt{2}$	$W_6^{\{134\}}/\sqrt{3}$	$W_6^{\{1324\}}/2$
7	$u_7=[1\ \ (-1+j)/\sqrt{2}\ \ j\ \ (1+j)/\sqrt{2}]^T$	$W_7^{\{1\}}$	$W_7^{\{13\}}/\sqrt{2}$	$W_7^{\{134\}}/\sqrt{3}$	$W_7^{\{1324\}}/2$
8	$u_8=[1\ \ -1\ \ 1\ \ 1]^T$	$W_8^{\{1\}}$	$W_8^{\{12\}}/\sqrt{2}$	$W_8^{\{124\}}/\sqrt{3}$	$W_8^{\{1234\}}/2$
9	$u_9=[1\ \ -j\ \ -1\ \ -j]^T$	$W_9^{\{1\}}$	$W_9^{\{14\}}/\sqrt{2}$	$W_9^{\{134\}}/\sqrt{3}$	$W_9^{\{1234\}}/2$
10	$u_{10}=[1\ \ 1\ \ 1\ \ -1]^T$	$W_{10}^{\{1\}}$	$W_{10}^{\{13\}}/\sqrt{2}$	$W_{10}^{\{123\}}/\sqrt{3}$	$W_{10}^{\{1324\}}/2$
11	$u_{11}=[1\ \ j\ \ -1\ \ j]^T$	$W_{11}^{\{1\}}$	$W_{11}^{\{13\}}/\sqrt{2}$	$W_{11}^{\{134\}}/\sqrt{3}$	$W_{11}^{\{1324\}}/2$
12	$u_{12}=[1\ \ -1\ \ -1\ \ 1]^T$	$W_{12}^{\{1\}}$	$W_{12}^{\{12\}}/\sqrt{2}$	$W_{12}^{\{123\}}/\sqrt{3}$	$W_{12}^{\{1234\}}/2$
13	$u_{13}=[1\ \ -1\ \ 1\ \ -1]^T$	$W_{13}^{\{1\}}$	$W_{13}^{\{13\}}/\sqrt{2}$	$W_{13}^{\{123\}}/\sqrt{3}$	$W_{13}^{\{1324\}}/2$
14	$u_{14}=[1\ \ 1\ \ -1\ \ -1]^T$	$W_{14}^{\{1\}}$	$W_{14}^{\{13\}}/\sqrt{2}$	$W_{14}^{\{123\}}/\sqrt{3}$	$W_{14}^{\{3214\}}/2$
15	$u_{15}=[1\ \ 1\ \ 1\ \ 1]^T$	$W_{15}^{\{1\}}$	$W_{15}^{\{12\}}/\sqrt{2}$	$W_{15}^{\{123\}}/\sqrt{3}$	$W_{15}^{\{1234\}}/2$

圖 5

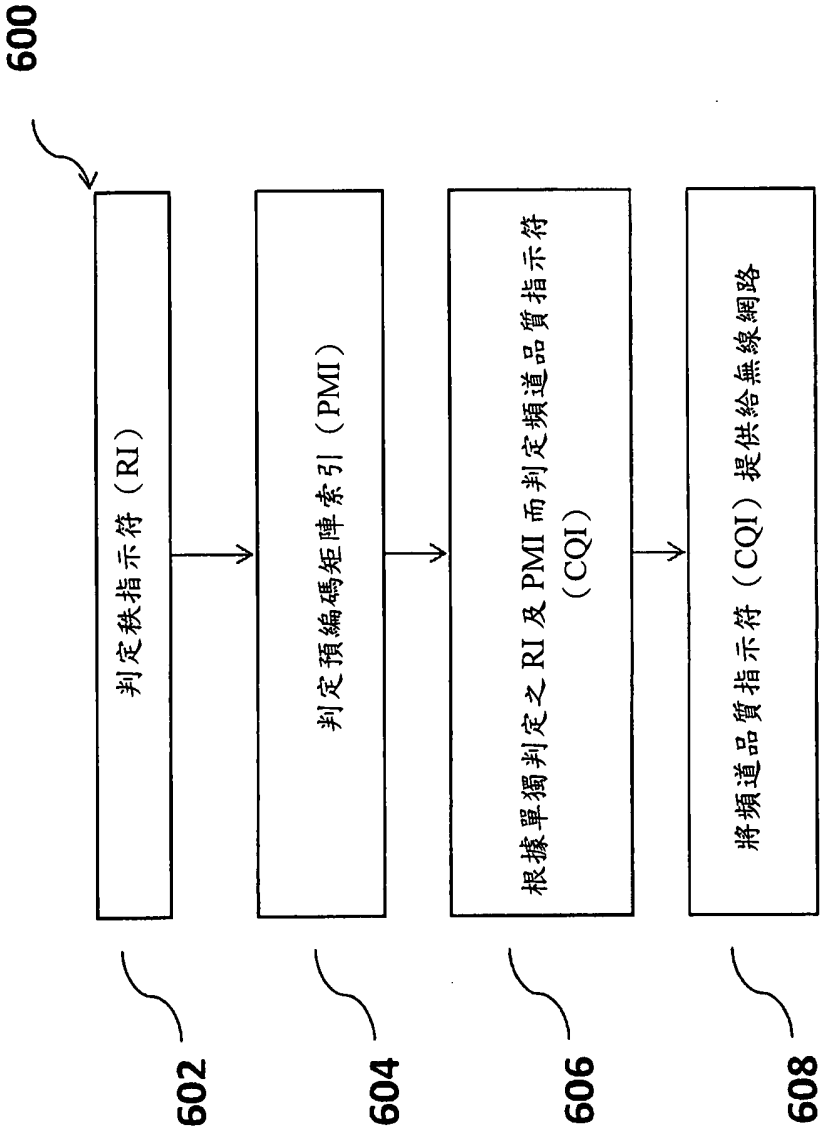

600
判定秩指示符（RI）
判定預編碼矩陣索引（PMI）
根據單獨判定之 RI 及 PMI 而判定頻道品質指示符（CQI）
將頻道品質指示符（CQI）提供給無線網路
602
604
606
608

圖 6

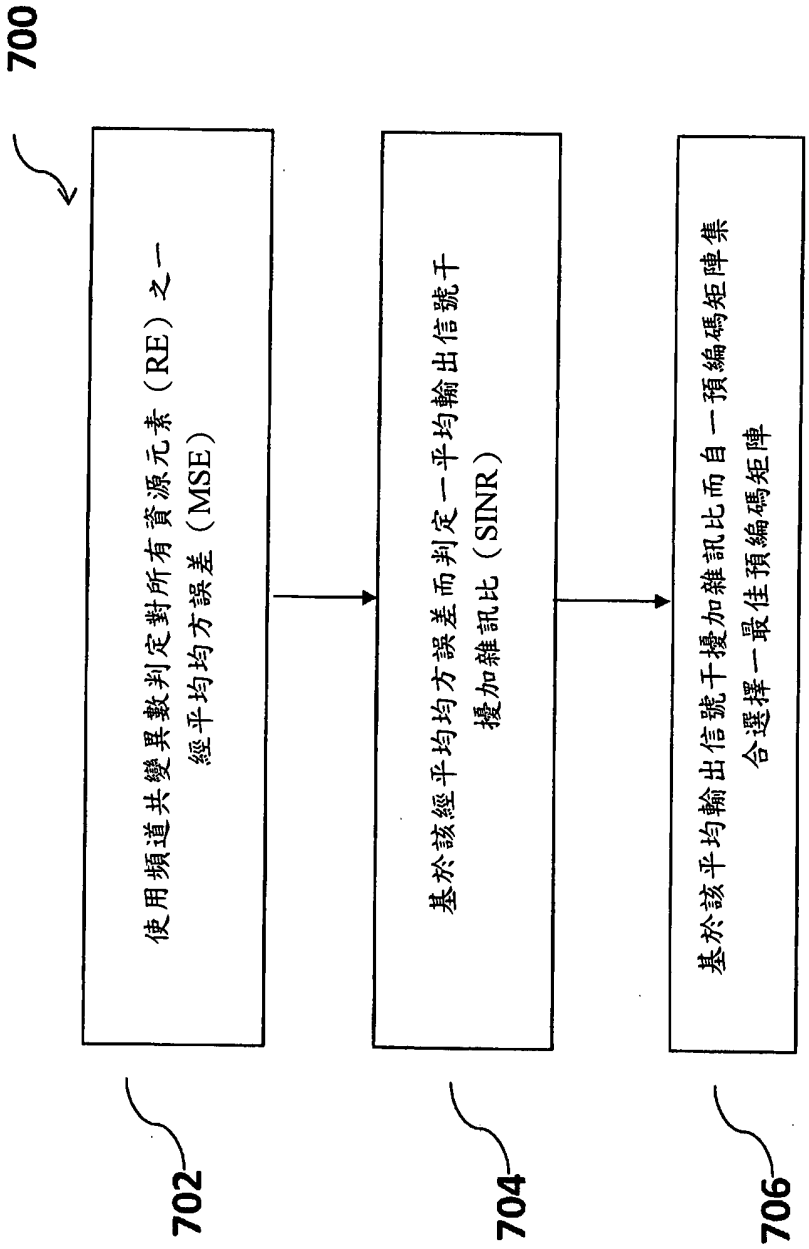

700
使用頻道共變異數判定對所有資源元素（RE）之一經平均均方誤差（MSE）
基於該經平均均方誤差而判定一平均輸出信號干擾加雜訊比（SINR）
基於該平均輸出信號干擾加雜訊比而自一預編碼矩陣集合選擇一最佳預編碼矩陣
702
704
706

圖 7

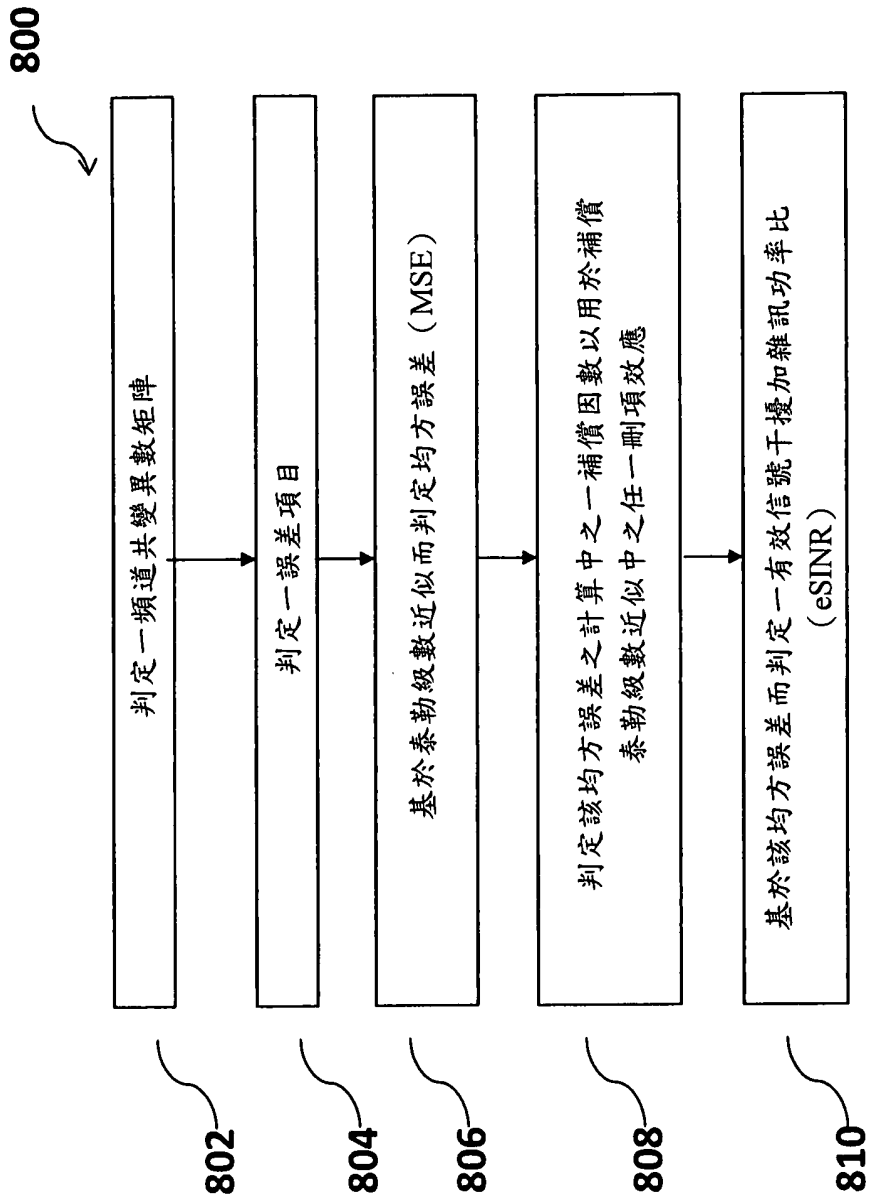

800
判定一頻道共變異數矩陣
判定一誤差項目
基於泰勒級數近似而判定均方誤差（MSE）
判定該均方誤差之計算中之一補償因數以用於補償泰勒級數近似中之任一刪項效應
基於該均方誤差而判定一有效信號干擾加雜訊功率比（eSINR）
802
804
806
808
810

圖 8

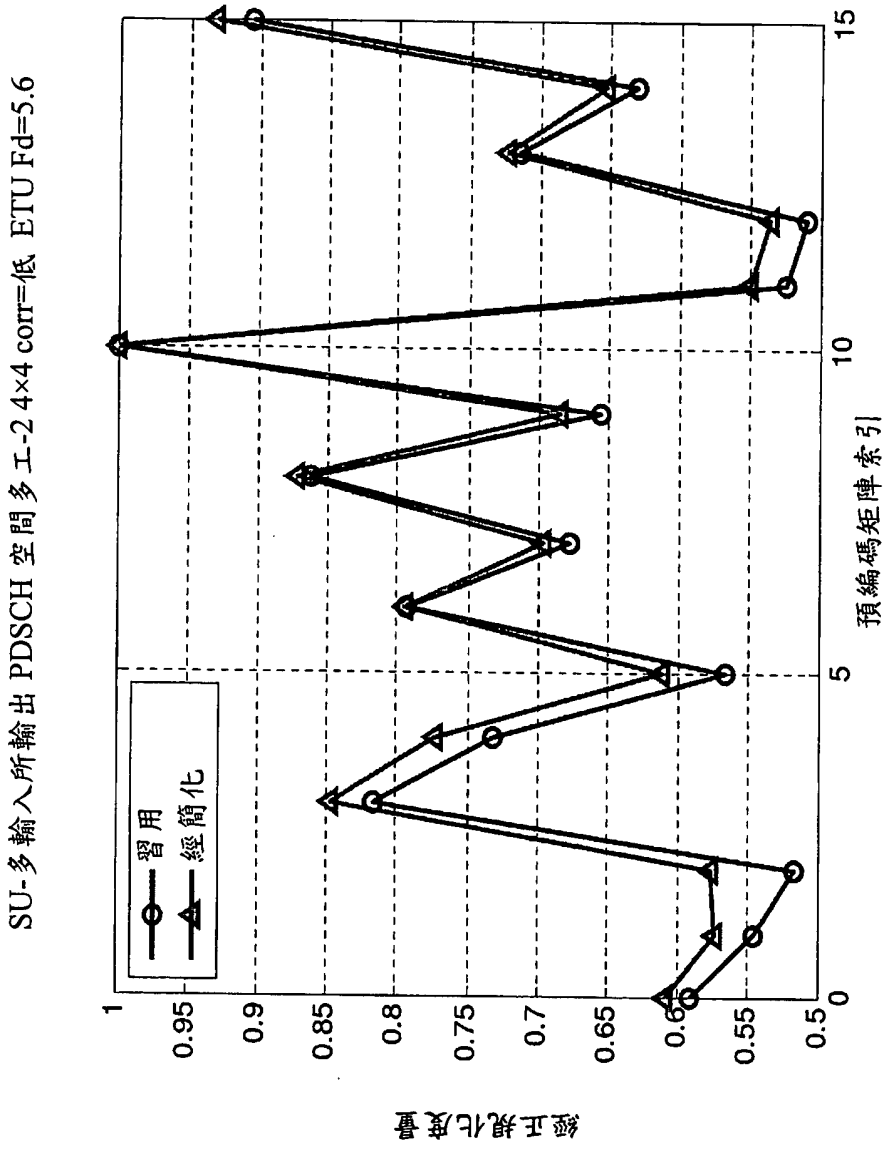

SU-多輸入所輸出 PDSCH 空間多工-2 4×4 corr=低 ETU Fd=5.6
習用
經簡化
經正規化度量
預編碼矩陣索引
1
0.95
0.9
0.85
0.8
0.75
0.7
0.65
0.6
0.55
0.5
0
5
10
15

圖 9

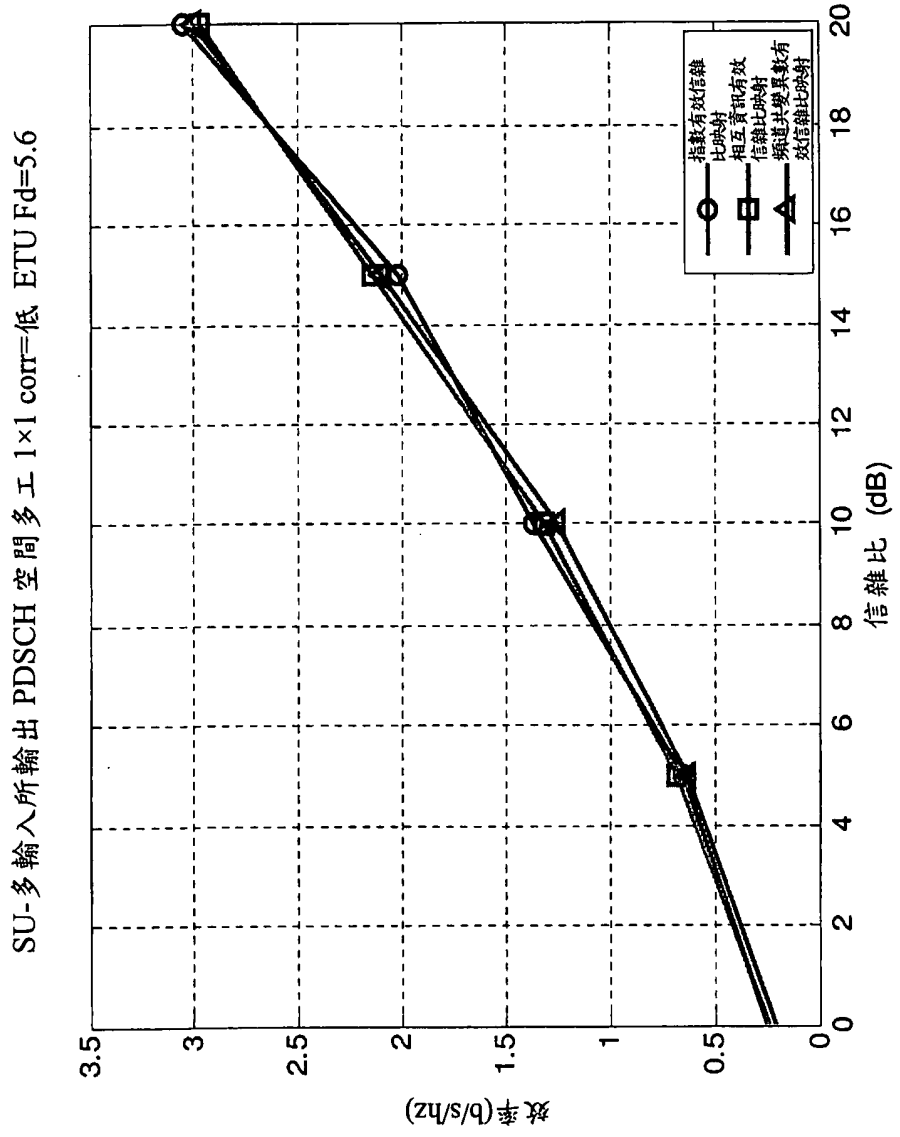

SU-多輸入所輸出 PDSCH 空間多工 1×1 corr=低 ETU Fd=5.6
效率(b/s/hz)
信雜比 (dB)
0
0.5
1
1.5
2
2.5
3
3.5
0
2
4
6
8
10
12
14
16
18
20
指數有效信雜比映射
相互資訊有效信雜比映射
頻道共變異數有效信雜比映射

圖 10

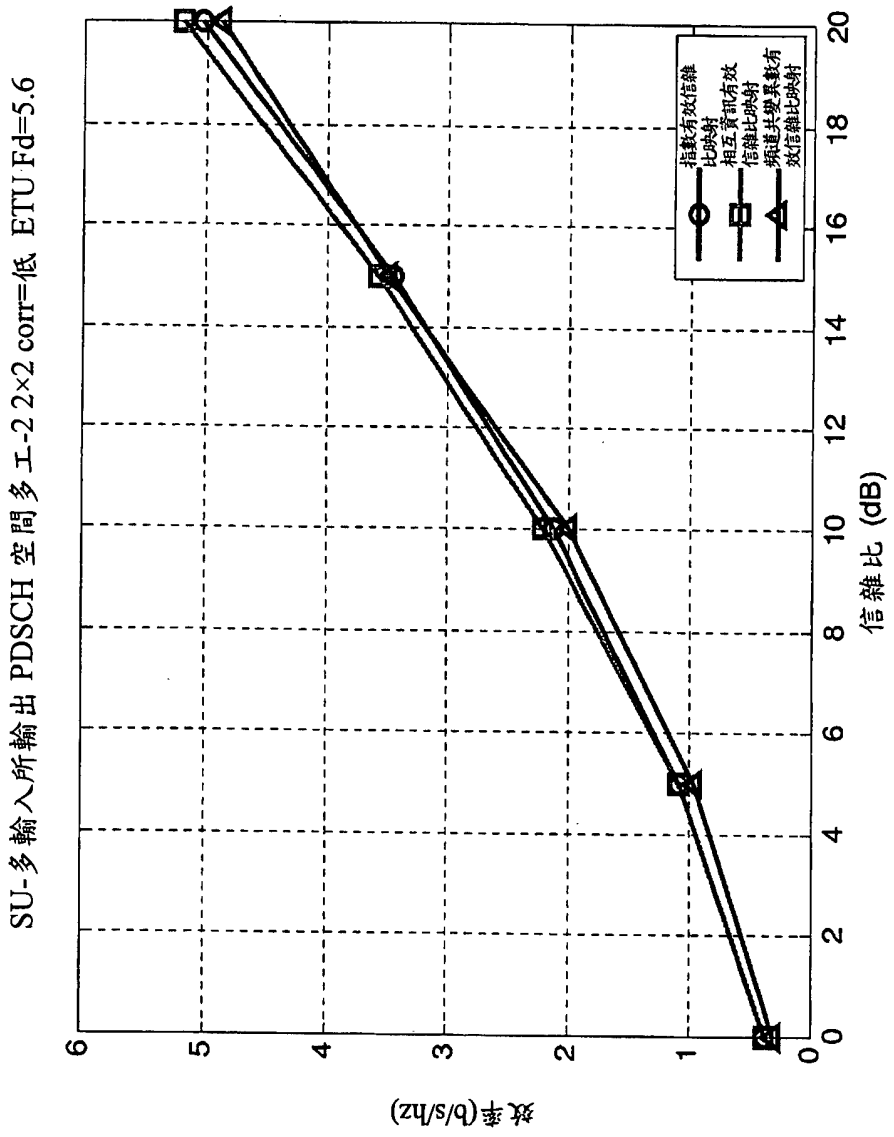

SU-多輸入所輸出 PDSCH 空間多工-2 2×2 corr=低 ETU Fd=5.6
指數有效信雜比映射
相互資訊有效信雜比映射
頻道共變異數有效信雜比映射
信雜比 (dB)
效率(b/s/hz)
0
2
4
6
8
10
12
14
16
18
20
1
2
3
4
5
6

圖 11

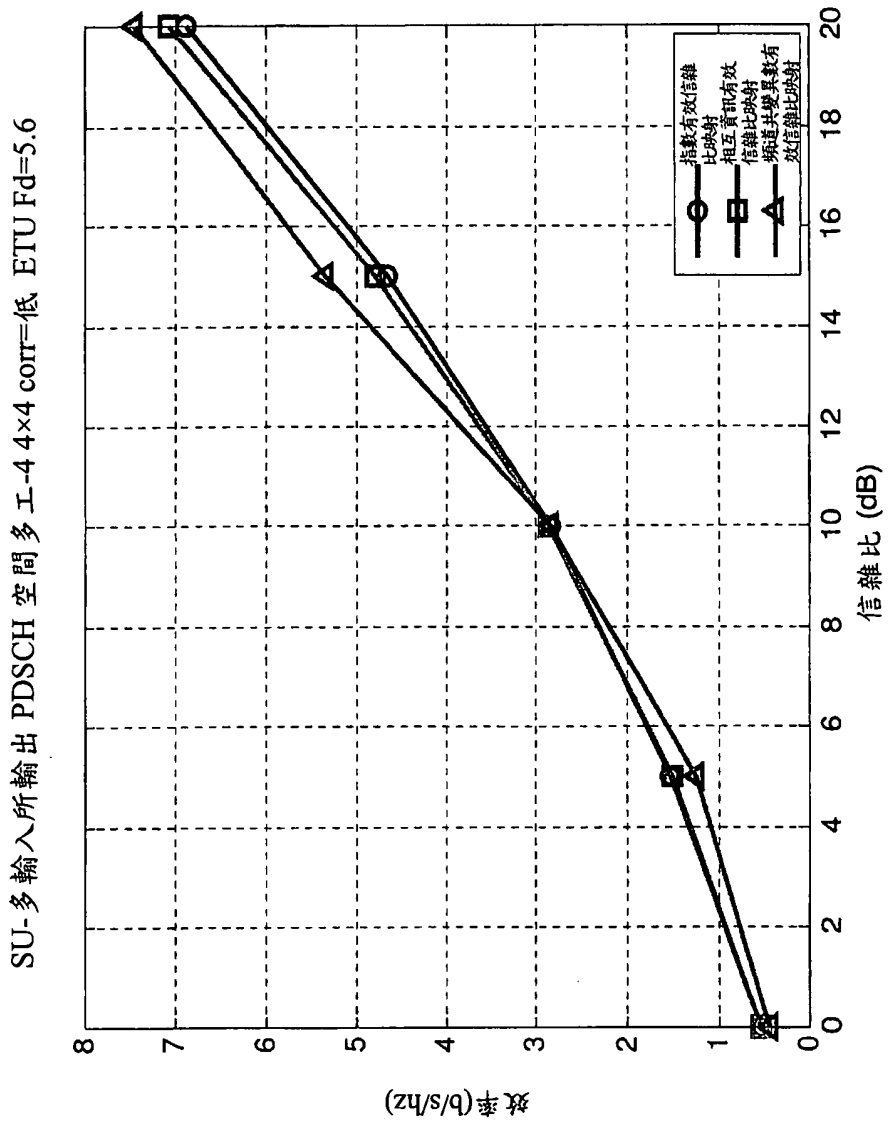

SU-多輸入所輸出 PDSCH 空間多工-4 4×4 corr=低 ETU Fd=5.6
效率(b/s/hz)
信雜比 (dB)
0
1
2
3
4
5
6
7
8
0
2
4
6
8
10
12
14
16
18
20
指數有效信雜比映射
相互資訊有效信雜比映射
頻道容量累積有效信雜比映射

圖 12

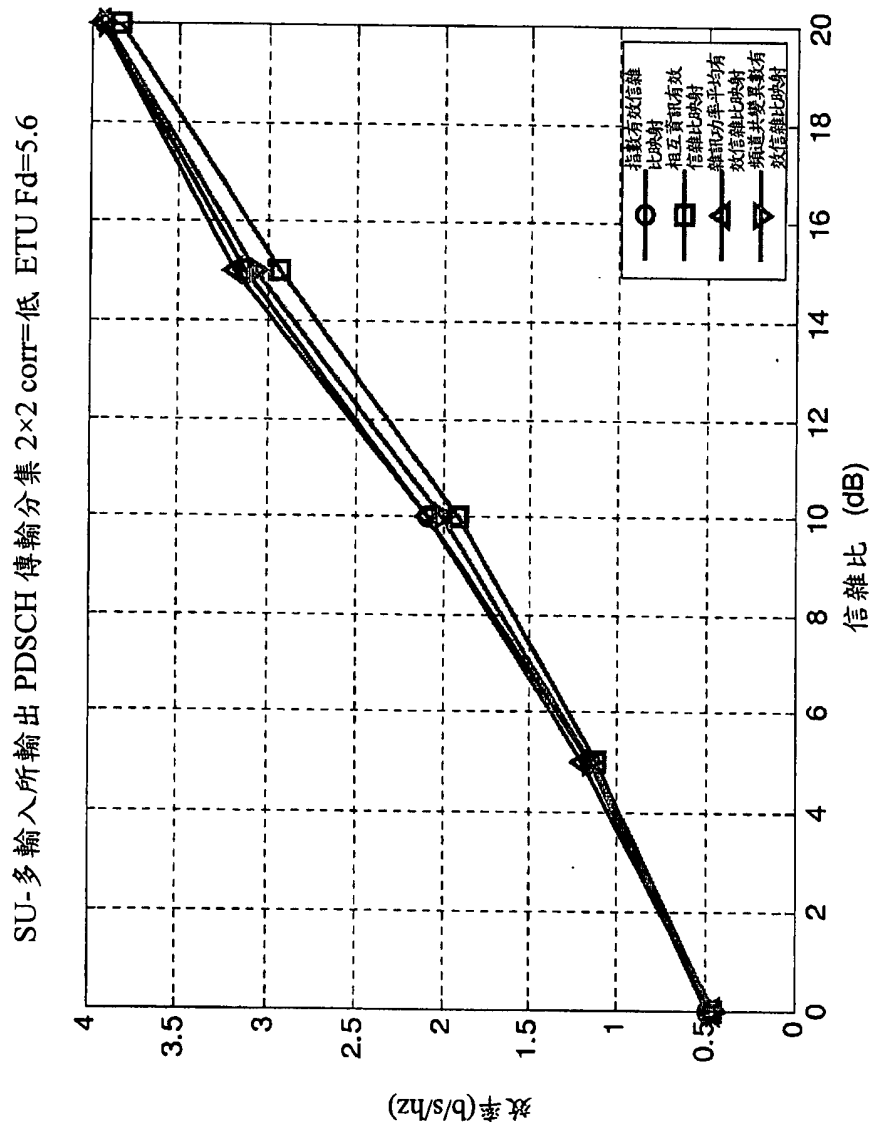

SU-多輸入所輸出 PDSCH 傳輸分集 2×2 corr=低 ETU Fd=5.6
效率(b/s/hz)
信雜比 (dB)
0
0.5
1
1.5
2
2.5
3
3.5
4
0
2
4
6
8
10
12
14
16
18
20
指數有效信雜比映射
相互資訊有效信雜比映射
靜部功率平均有效信雜比映射
頻道共變異數有效信雜比映射

圖 13

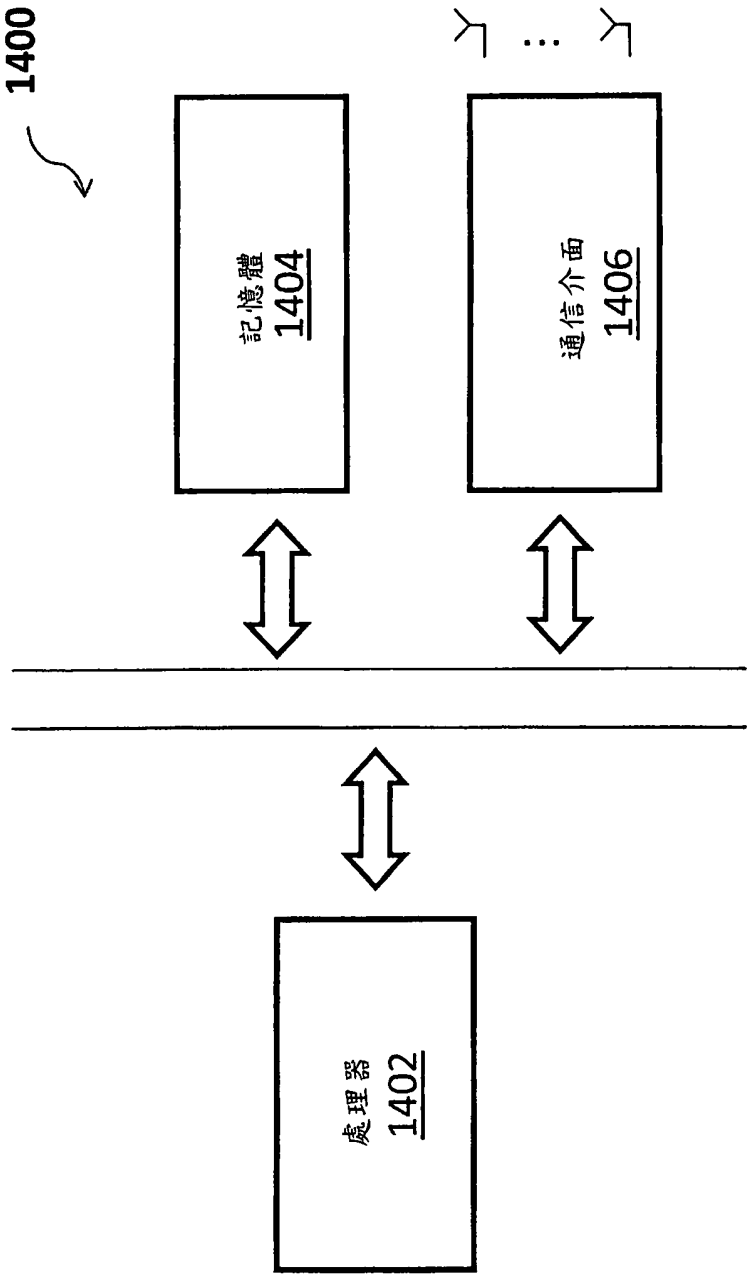


圖 14

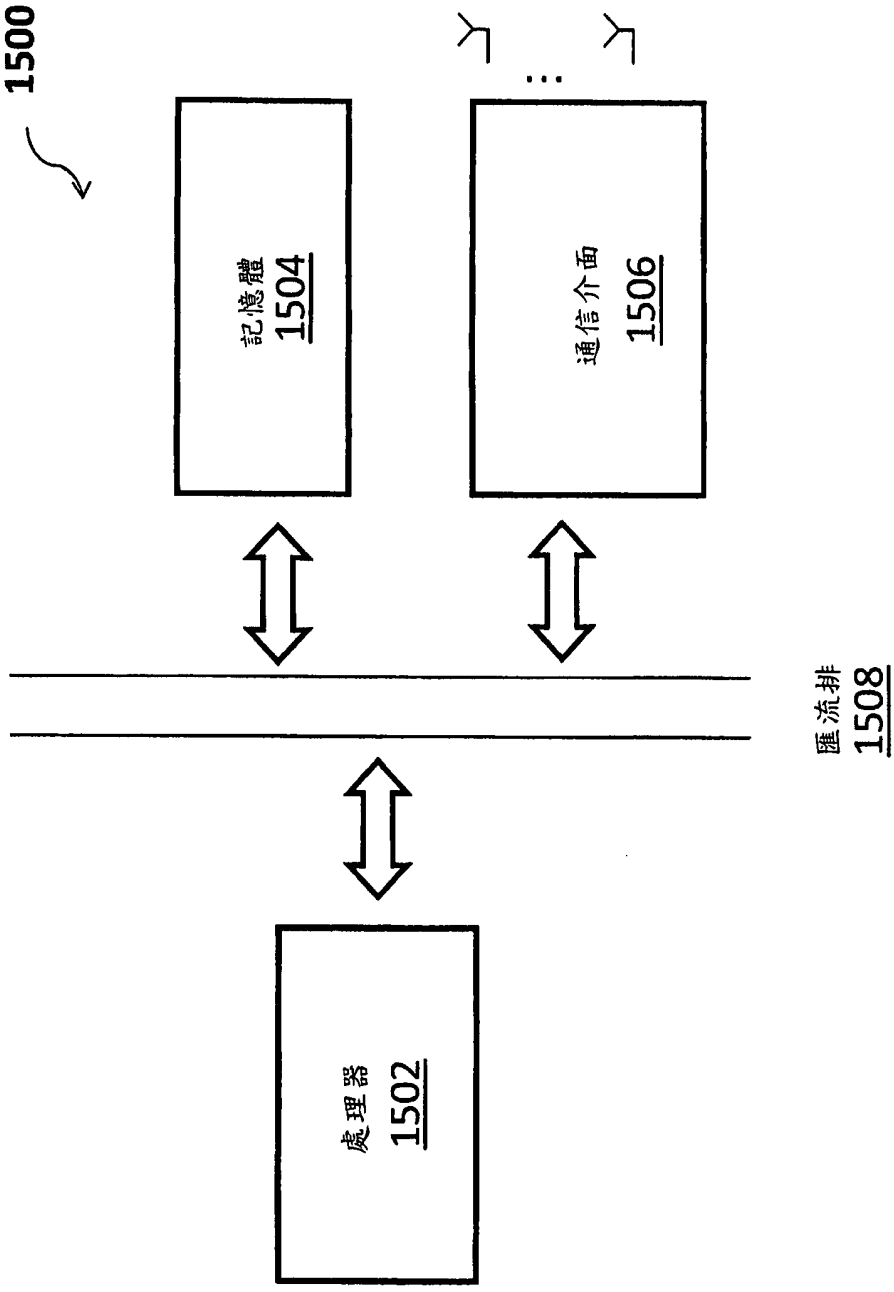


圖 15

四、指定代表圖：

(一)本案指定代表圖為：第（7）圖。

(二)本代表圖之元件符號簡單說明：

(無元件符號說明)

五、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：

(無)