



I230525

申請日期	91 3 18
案 號	91105077
類 別	H04L1/02, H04B7/02

A4
C4

(以上各欄由本局填註)

發 明 專 利 說 明 書		
一、發明 新 型 名 稱	中 文	用以於無線通信系統中使用頻道狀態資訊之方法及裝置
	英 文	"METHOD AND APPARATUS FOR UTILIZING CHANNEL STATE INFORMATION IN A WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM"
二、發明 創 作 人	姓 名	1. 林方永 FUYUN LING 2. 馬克 瓦勒斯 MARK WALLACE
	國 籍	均美國 U.S.A.
	住、居所	1. 美國加州聖地牙哥市摩豪斯大道5775號 5775 MOREHOUSE DRIVE SAN DIEGO, CALIFORNIA 92131, U.S.A. 2. 美國麻薩諸塞州貝佛市麥德巷4號 4 MADEL LANE, BEDFORD, MASSACHUSETTS 01730, U.S.A.
三、申請人	姓 名 (名 稱)	美商奎康公司 QUALCOMM INCORPORATED
	國 籍	美國 U.S.A.
	住、居所 (事務所)	美國加州聖地牙哥市摩豪斯大道5775號 5775 MOREHOUSE DRIVE, SAN DIEGO, CALIFORNIA 92121-1714, U.S.A.
	代 表 人 姓 名	菲力普 R. 華德渥斯 PHILIP R. WADSWORTH

申請日期	
案 號	
類 別	

A4

C4

(以上各欄由本局填註)

發 明 專 利 說 明 書

一、發明名稱	中 文	
	英 文	
二、發明人	姓 名	3. 傑伊 R. 瓦頓 JAY R. WALTON 4. 約翰 W. 凱奇 JOHN W. KETCHUM 5. 史帝芬 J. 郝華德 STEVEN J. HOWARD
	國 籍	均美國 U.S.A.
二、發明人	住、居所	3. 美國麻薩諸塞州西佛市里奇武德路7號 7 LEDGEWOOD DRIVE, WESTFORD, MASSACHUSETTS 01886, U.S.A. 4. 美國麻薩諸塞州哈佛市甜莓巷37號 37 CANDLEBERRY LANE, HARVARD, MASSACHUSETTS 01451, U.S.A. 5. 美國麻薩諸塞州亞西蘭市賀奇路75號 75 HERITAGE AVENUE, ASHLAND, MASSACHUSETTS 01721, U.S.A.
三、申請人	姓 名 (名 稱)	
	國 籍	
	住、居所 (事務所)	
	代 表 人 姓 名	

(由本局填寫)

承辦人代碼：

A6

大類：

B6

I P C 分類：

本案已向：

國(地區) 申請專利，申請日期： 案號： ，☐有 ☐無主張優先權美國 2001年03月23日 09/816,481 ☒有 ☐無主張優先權

有關微生物已寄存於： 寄存日期： ，寄存號碼：

裝

訂

線

五、發明說明(1)

發明背景

範疇

本發明概括地說明資料通信；更特定言之，本發明說明一種用以利用(完全或部分)頻道狀態資訊改良一個無線通信系統性能之新穎和改良式方法及裝置。

背景

廣泛地部署無線通信系統以提供各種不同的通信型式(像是聲音、資料...等等)。該等系統可以劃碼多向接近(CDMA)、劃時多向接近(TDMA)、直交分頻調變(OFDM)或其它的調變技藝為基礎。OFDM系統可使某些頻道環境具有高性能。

於一個陸地通信系統(例如一個蜂巢式系統、一個廣播系統、一個多頻道多點分配系統(MMDS)...等等)中，一個發送器單元中的一個射頻(RF)調變之信號可經由若干條傳輸路徑抵達一個接收器單元。該等傳輸路徑的特徵典型地基於若干因素(像是衰退和多路徑)而隨時間改變。

可利用多條傳輸和接收天線藉以"提供多樣性以防備不利的路徑效應"和"改良性能"。如該等傳輸和接收天線之間的傳輸路徑為線性獨立的(即未將一條路徑上的一個傳輸作成該等其它路徑上之傳輸的一個線性組合；一般來說，該等傳輸路徑就某個程度而言係線性獨立的)時，則正確接收一個傳輸之信號的可能性將隨著天線數的增加而提高。大體而言，將隨著傳輸和接收天線數的增加而增進多樣性及改良性能。

五、發明說明 (2)

一個多輸入多輸出(MIMO)通信系統使用多條(N_T 條)傳輸天線和多條(N_R 條)接收天線傳輸資料。可將一個MIMO頻道分解成 N_C 個獨立的頻道，其中 $N_C \leq \min\{N_T, N_R\}$ 。亦將該等每一個獨立的頻道意指為該MIMO頻道的一個空間副頻道，其相對應至一個維數。如利用該等多條傳輸和接收天線所產生的附加 dimensionality 時，則該MIMO系統可改良性能。

因此，該技藝需要"利用頻道狀態資訊(CSI)取得一個MIMO系統所產生之附加 dimensionality 的優勢、進而改良系統性能"之方法。

發明概要

本發明的觀點係提供技藝用以"處理一個多輸入多輸出(MIMO)通信系統中收到的信號、以回復傳輸之信號"和"評估一個MIMO頻道的特徵"。可利用種種接收器處理計畫導出頻道狀態資訊(CSI)，以表示該等用於資料傳輸之傳輸頻道的特徵。接著，將該CSI回報給該發送器系統，及利用該CSI調整該信號處理(例如編碼、調變...等等)。以此方式，則可根據該等判定之頻道條件達成高性能。

本發明的一個特殊具體實施例提供一種用以於一個MIMO通信系統中將資料從一個發送器單元傳輸給一個接收器單元之方法。根據該方法，該接收器單元經由若干條接收天線接收若干個信號，其中該自每一條接收天線所收到的信號包括一個或多個傳輸自該發送器單元的信號組合。處理該等收到的信號(例如經由一個頻道關連矩陣反

五、發明說明 (3)

轉(CCMI)計畫、一個無偏差最小均方誤差(UMMSE)計畫、或其它的接收器處理計畫)以導出CSI，藉以表示若干用於資料傳輸之傳輸頻道的特徵。編碼該CSI，及將該CSI傳回給該發送器單元。該發送器單元接收該接收器單元中的CSI，及根據該收到的CSI處理傳輸給該接收器單元的資料。

該呈報之CSI可包含完全CSI或部分CSI。完全CSI包含所有成對傳輸/接收天線之間該傳播路徑其充分的全頻寬特徵描述(例如該可用頻寬上的振幅和相位)。部分CSI可包含例如該等傳輸頻道的信號/雜訊比(SNR)。可於該發送器單元上根據該每一個傳輸頻道的SNR評估編碼該每一個傳輸頻道的資料，及可根據一個依照該SNR評估所選取的調變計畫調變該每一個傳輸頻道的編碼資料。就完全CSI處理而言，亦在根據該收到的CSI執行傳輸之前、先預處理該等調變符號。

本發明尚提供執行本發明其種種、具體實施例和特性之方法、系統及裝置，將於下更詳細地說明。

圖示簡單說明

從下面提出的詳述、連同該等圖示將顯見本發明的特性、性質及優點，其中於該等所有的圖示中，同樣的參考記號相對應地視為同等，及其中：

圖1，為一個能夠執行本發明種種觀點和具體實施例之多輸入多輸出(MIMO)通信系統的圖示；

圖2A和2B，為一個能夠分別執行部分CSI處理和完全

五、發明說明 (4)

CSI處理之MIMO發送器系統其一個具體實施例的方塊圖；

圖3，為一個利用直交分頻調變(OFDM)之MIMO發送器系統其一個具體實施例的方塊圖；

圖4，為一個能夠就不同傳輸型式提供不同的處理、且同樣使用OFDM之MIMO發送器系統其一部分的方塊圖；

圖5和圖6，為一個具有多條(N_R 條)接收天線、且能夠分別根據一種頻道關連矩陣反轉(CCMF)技藝和一種無偏差最小均方誤差(UMMSE)處理一個資料傳輸之接收器系統其兩個具體實施例的方塊圖；

圖7A，說明該MIMO系統就三種接收器處理技藝和不同的SNR值之平均生產率；及

圖7B，說明該等三種根據該資料平面圖而產生之接收器處理技藝的累加機率分配函數(CDF)。

發明詳細說明

圖1為一個能夠執行本發明種種觀點和具體實施例之多輸入多輸出(MIMO)通信系統100的圖示。系統100包含一與一第二個系統150通信之第一個系統110。可運作系統100以利用一個天線、頻率及暫時多樣性(於下說明)的組合增加光譜效能、改良性能及增強彈性。一方面，可運作系統150以根據該呈報之CSI調整欲傳輸之資料的處理(例如編碼和調變)。

於系統110內，一個資料來源112將資料(即資訊位元)提供給一個傳輸(TX)資料處理器114，其中TX資料處理器114根據一個特殊的編碼計畫編碼該資料、根據一個特殊的交

五、發明說明 (5)

錯計畫插入(即重新安排)該編碼後資料、及將該等插入的位元映射到一個或多個用以傳輸該資料之傳輸頻道的調變符號中。該編碼增加了該資料傳輸的可靠度。該交錯提供時間多樣性給該等編碼位元、准許根據該等用於該資料傳輸之傳輸頻道的一個平均信號/雜訊比(SNR)傳輸該資料、對付衰退、及更進一步移除用以形成每一個調變符號之編碼位元間的關連。當藉由多個頻率副頻道傳輸該等編碼位元時，則該交錯尚可提供頻率多樣性。根據本發明的一個觀點，係根據系統110可利用的完全CSI或部分CSI執行編碼、交錯及符號映射(或前述三者的一個組合)，如圖1中所示。

可根據許多計畫於發送器系統110上執行編碼、交錯及符號映射。於2001年2月1日提出之美國專利申請案序號09/776,073、定名為"一個無線通信系統之編碼計畫"中說明一種特殊的計畫，其中指定給本申請案的受讓人，及以引用的方式併入本文中。

MIMO系統100同時在該通信鏈結的傳輸端和接收端使用多條天線。可利用該等傳輸和接收天線提供不同的空間多樣性形式，包含傳輸多樣性和接收多樣性。空間多樣性的特徵為使用多條傳輸天線和一條或多條接收天線。傳輸多樣性的特徵為藉由多條傳輸天線傳輸資料。典型地說，當自該等傳輸天線傳輸該資料時，則執行附加處理、以達成該希望的多樣性。例如，可及時延遲或重新安排該傳輸自不同傳輸天線的資料、可藉由該等可利用的傳輸天線編碼

五、發明說明 (6)

和插入該傳輸自不同傳輸天線的資料...等等。接收多樣性的特徵為在多條接收天線上接收該等傳輸之信號，且僅藉著經由不同的信號路徑接收該等信號以達成接收多樣性。

可以若干種不同的通信狀態(模式)運作系統100，其中每一種通信狀態均使用天線、頻率或暫時多樣性、或前述三者的一個組合。該等通信狀態可包含例如一種"多樣性"通信狀態和一種"MIMO"通信狀態。該多樣性通信狀態使用多樣性改良該通信鏈結的可靠度。於該多樣性通信狀態的一個公用應用(亦意指為一種"純"多樣性通信狀態)中，係將資料從所有可利用的傳輸天線中將資料傳輸給一種領受的接收器系統。當該等資料傳送率需求低的時、或當該SNR低的時、或當該等兩者都低的時，則可利用該等純多樣性通信狀態。該MIMO通信狀態在該通信鏈結的兩端均使用天線多樣性(即多條傳輸天線和多條接收天線)，且通常利用該MIMO通信狀態改良可靠度該通信鏈結的容量。該MIMO通信狀態尚可使用頻率和/或暫時多樣性、連同該天線多樣性。

系統100尚可利用直交分頻調變(OFDM)，以有效地將該作業頻率波段分成若干個(L個)頻率副頻道(即頻率貯藏箱)。可於每一個時間磁格(即一段可依存該頻率副頻道頻寬的特殊時間區間)在該等每一個頻率副頻道上傳輸一個調變符號。

可運作系統100以經由若干個傳輸頻道傳輸資料。如上提及，可將一個MIMO頻道分解成 N_c 個獨立的頻道，其中

五、發明說明 (7)

$N_C \leq \min\{N_T, N_R\}$ 。亦將該等每一個獨立的頻道意指為該MIMO頻道的一個空間副頻道。就一個未利用OFDM的MIMO系統而言，僅可有一個頻率副頻道，且可將每一個空間副頻道意指為一個"傳輸頻道"。就一個利用OFDM的MIMO系統而言，可將每一個頻率副頻道的每一個空間副頻道意指為一個傳輸頻道。又就一個未以該MIMO通信狀態運作的OFDM系統而言，僅有一個空間副頻道，且可將每一個頻率副頻道意指為一個傳輸頻道。

如利用該等多條傳輸和接收天線所產生的附加dimensionality時，則一個MIMO系統可改良性能。雖然此未必要求需了解該發送器上的CSI時，但當該發送器具有CSI(描寫從該等傳輸天線到該等接收天線的傳輸特徵)時，則可能增加系統的效率和性能。可將CSI類分為"完全CSI"亦或"部分CSI"。

完全CSI包含包含該 $N_T \times N_R$ MIMO矩陣中每一對傳輸-接收天線之間該傳播路徑其整個系統頻寬上充分的特徵描述(例如該振幅和相位)。完全CSI處理意味著：(1)可在該發送器和該接收器上利用的頻道特徵描述；(2)該發送器計算該MIMO頻道的特徵模式(於下說明)、判定欲在該等特徵模式上傳輸的調變符號、線性地事先制約(過濾)該等調變符號、及傳輸該等事先制約的調變符號；及(3)該接收器根據該頻道特徵描述執行該線性傳輸處理的一個互補處理(例如空間匹配過濾)，以計算每一個傳輸頻道(即每一種特徵模式)所需的該等 N_C 個空間匹配過濾係數。完全CSI處

五、發明說明 (8)

理尚需根據該頻道的特徵值(於下說明)處理該每一個傳輸頻道的資料(例如選擇該等適當的編碼和調變計畫)，以導出該等調變符號。

部分CSI可包含例如該等傳輸頻道的信號/雜訊比(SNR)(即一個不具OFDM之MIMO系統其每一個空間副頻道的SNR；或一個具有OFDM之MIMO系統其每一個空間副頻道之每一個頻率副頻道的SNR)。部分CSI處理可意味著根據該頻道的SNR處理該每一個傳輸頻道的資料(例如選擇該等適當的編碼和調變計畫)。

參考圖1，一個TX MIMO處理器120接收和處理TX資料處理器114中的調變符號，以提供適合藉由該MIMO頻道傳輸的符號。TX MIMO處理器120所執行的處理係視使用完全CSI處理抑或部分CSI處理而定，將於下更詳細地說明。

就完全CSI處理而言，TX MIMO處理器120可將該等調變符號分工和事先制約。而就部分CSI處理而言，TX MIMO處理器120僅可將該等調變符號分工。將於下更詳細地說明該完全CSI MIMO處理和該部分CSI MIMO處理。就一個使用完全CSI處理、但未使用OFDM之MIMO系統而言，TX MIMO處理器120提供一個事先制約調變符號流給每一條傳輸天線，其中"一個事先制約調變符號/時間磁格"。每一個事先制約的調變符號為該等 N_c 個空間副頻道其於一個特定時間磁格上之 N_c 個調變符號的一個線性(和加權)組合。就一個使用完全CSI處理和OFDM之MIMO系統而言，TX MIMO處理器120提供一個事先制約調變符號向量流給

五、發明說明 (9)

每一條傳輸天線，其中每一個向量包含一特定時間磁格上該等L個頻率副頻道其L個事先制約的調變符號。就一個使用部分CSI處理、但未使用OFDM之MIMO系統而言，TX MIMO處理器120提供一個調變符號流給每一條傳輸天線，其中"一個調變符號/時間磁格"。而就一個使用部分CSI處理和OFDM之MIMO系統而言，TX MIMO處理器120提供一個調變符號向量流給每一條傳輸天線，其中每一個向量包含一特定時間磁格上該等L個頻率副頻道的L個調變符號。就上述所有的事例而言，由一個個別的調變器(MOD)122接收和調變每一個(無制約亦或事先制約的)調變符號流或每一個調變符號向量流，及經由一條相關的天線124傳輸該等每一個調變符號流或調變符號向量流。

於圖1中所示之具體實施例中，接收器系統150包含若干條接收天線152，其接收該等傳輸之信號和將該等收到的信號提供給個別的解調器(DEMOD)154。每一個解調器154執行調變器122上所執行之處理的一個互補處理。將所有解調器154中該等解調變之符號提供給一個接收(RX)MIMO處理器156，及以一種下述之方式處理該等解調變之符號。繼之，將該等傳輸頻道中該等收到的調變符號提供給一個RX資料處理器158，其中RX資料處理器158執行TX資料處理器114其所執行之處理的一個互補處理。於一種特殊設計中，RX資料處理器158提供表示該等收到之調變符號的位元數值、deinterleave該等位元數值、及將該等deinterleave之數值解碼以產生解碼之位元、並接者將該等

五、發明說明 (10)

解碼之位元提供給一個資料槽 160。將該收到的符號 demap、deinterleave 及解碼與在發送器系統 110 上將該符號映射、插入及編碼成係互補的。將於下更詳細地說明接收器系統 150 的處理。

一個 MIMO 系統的空間副頻道(或更概括言之，一個具有或不具 OFDM 之 MIMO 系統中的傳輸頻道)典型地經歷不同的鏈結條件(例如不同的衰退和多路徑效應)，且可達到不同的 SNR。因此，該等每一個傳輸頻道的容量可為各自不同的。可由資訊位元傳送率(即每一個調變符號的資訊位元數)量化該容量，其中可在一個特殊的性能等級下、以該資訊位元傳送率在每一個傳輸頻道上傳輸。此外，該等鏈結條件典型地隨時間而變。從而該等傳輸頻道其支援之資訊位元傳送率亦隨時間而變。為了更完全地利用該等傳輸頻道的容量，故可判定(典型地在該接收器單元上判定)描寫該等鏈結條件的 CSI 和可將該 CSI 提供給該發送器單元，以便可相應地調整(或調適)該處理。本發明的觀點提供技藝判定 CSI 和利用(完全或部分)該 CSI 改良系統性能。

藉由部分 CSI 處理之 MIMO 發送器系統

圖 2A 為一個 MIMO 發送器系統 110a 其一個具體實施例之方塊圖，其為圖 1 中系統 100 其發送器部分的一個具體實施例。發送器系統 110a(未利用 OFDM)能夠根據接收器系統 150 所呈報的部分 CSI 調整其處理。系統 110a 包含：(1)一個接收和處理資訊位元、以提供調變符號之 TX 資料處理器 114a；及(2)一個將該等 N_T 條傳輸天線的調變符號分工之

五、發明說明 (11)

TX MIMO處理器 120a。

TX資料處理器 114a為圖 1 中 TX資料處理器 114 的一個具體實施例，其中亦可將其它許多落在本發明範疇內的設計用在 TX資料處理器 114 上。於圖 2A 中所示之特殊具體實施例中，TX資料處理器 114a 包含一個編碼器 202、一個頻道交錯器 204、一個截孔器 206 及一個符號映射元件 208。編碼器 202 接收該等資訊位元，及根據一個特殊的編碼計畫編碼該等資訊位元、以提供編碼位元。頻道交錯器 204 根據一個特殊的交錯計畫插入該等編碼位元，以提供多樣性。截孔器 206 將該等零個或多個插入之編碼位元截孔，以提供該希望的編碼位元數。及符號映射元件 208 將該等截孔之編碼位元映射到一個或多個用以傳輸該資料之傳輸頻道的調變符號中。

可藉由該等處理過的資訊位元編碼和多工化導引資料(已知形態的資料)，雖然為了簡化而未於圖 2A 中說明此。可於該等用以傳輸該等資訊位元的所有或部分傳輸頻道中傳輸(例如以一種劃時多工之方式傳輸)該等處理過的導引資料。如此項技藝中已知，該接收器可利用該導引資料執行頻道評估，將於下更詳細地說明。

如圖 2A 中所示，可根據接收器系統 150 所呈報的部分 CSI 調整該編碼和調變。於一個具體實施例中，藉由利用一個固定的基碼(例如一個速率 1/3 的 turbo 碼)和調整該截孔達成適合的編碼，以達成該希望的編碼速率，就如該用以傳輸資料之特殊頻道其 SNR 所支援的編碼速率。或者，可根據

五、發明說明 (12)

該呈報之部分CSI(如進入區塊202中的虛線箭頭所示)利用不同的編碼計畫。例如，可藉由一個獨立編碼將該等每一個傳輸頻道編碼。藉由該編碼計畫，則可利用一個連續的"無效化/同等化和干擾取消"接收器處理計畫偵測和解碼該等資料流，以對該等傳輸之資料流導出一個更可靠的評估。P. W. Wolniansky等人於一篇定名為"V-釋放：一種用以於豐富分散化無線頻道上達成超高資料傳送率之結構"(會刊ISSSE-98、義大利比薩城)的論說中說明一種上述之接收器處理計畫，其中以引用的方式併入本文中。

就每一個傳輸頻道而言，可將符號映射元件208設計成非截孔編碼位元的群組集，以形成非二進位符號，及將該等非二進位符號映射到一個相對應至一選取給該傳輸頻道之特殊調變計畫(例如QPSK、M-PSK(相位移調變)、M-QAM(正交振幅調變)、或其它的計畫)上之信號星座中的點中。每一個映射點相對應至一個調變符號上。可傳輸給一個特殊性能等級(例如百分之一的封包錯誤率)之每一個調變符號的資訊位元總數係視該傳輸頻道的SNR而定。如是，可根據該呈報之部分CSI選擇每一個傳輸頻道的編碼計畫和調變計畫。亦可根據該呈報之部分CSI調整該頻道交錯(如進入區塊204中的虛線箭頭所示)。

表1列示種種可用於若干SNR範圍上的編碼速率和調變計畫組合。可利用任一種可能的編碼速率和調變計畫組合達成該每一個傳輸頻道其支援的位元傳送率。例如，可利用下面達成"一個資訊位元/符號"：(1)一個1/2的編碼速率

五、發明說明 (13)

與 QPSK 調變；(2)一個 1/3 的編碼速率與 8-PSK 調變；(3)一個 1/4 的編碼速率與 6-QAM，或其它的編碼速率和調變計畫組合。於表 1 中，利用 QPSK、16-QAM 及 64-QAM 係作為該等列示之 SNR 範圍。亦可利用其它落在本發明範疇內的調變計畫像是 8-PSK、32-QAM、128-QAM... 等等。

表 1

SNR 範圍	資訊位元數/符號	調變符號	編碼位元數/符號	編碼速率
1.5-4.4	1	QPSK	2	1/2
4.4-6.4	1.5	QPSK	2	3/4
6.4-8.35	2	16-QAM	4	1/2
8.35-10.4	2.5	16-QAM	4	5/8
10.4-12.3	3	16-QAM	4	3/4
12.3-14.15	3.5	64-QAM	6	7/12
14.15-15.55	4	64-QAM	6	2/3
15.55-17.35	4.5	64-QAM	6	3/4
> 17.35	5	64-QAM	6	5/6

將 TX 資料處理器 114a 中的調變符號提供給一個 TX MIMO 處理器 120a，其中 TX MIMO 處理器 120a 為圖 1 中 TX MIMO 處理器 120 的一個具體實施例。於 TX MIMO 處理器 120a 內，一個分工器 214 將該等收到的調變符號分工成若干個 (N_T 個) 調變符號流，其中利用每一條天線的一個流傳輸該等調變符號。將每一個調變符號流提供給一個個別的調變器 122。每一個調變器 122 將該等調變符號轉換成一個類比信號，且更進一步將該信號放大、過濾、正交調變及

五、發明說明 (14)

向上轉換，以產生一個適合藉由該無線鏈結傳輸之調變信號。

如該空間副頻道總數小於該可利用的傳輸天線總數時(即 $N_C < N_T$)，則可利用不同的計畫傳輸該資料。其中一種計畫係產生 N_C 個調變符號流，及於該等一部分可利用的傳輸天線(即 N_C 條傳輸天線)上傳輸該等產生之 N_C 個調變符號流。未利用該等剩餘的傳輸天線($(N_T - N_C)$ 條)傳輸該資料。另一種計畫係利用該等 $(N_T - N_C)$ 條額外的傳輸天線其所提供的附加自由度改良該資料傳輸的可靠性。就該計畫而言，可將每一個資料流編碼、儘可能地插入及藉由多條傳輸天線傳輸。使用多條傳輸天線傳輸一個資料將增加多樣性和提高可靠性，以預防不利的路徑效應。

具完全CSI處理之MIMO發送器系統

圖2B為一個能夠根據接收器系統150所呈報之完全CSI處理資料之MIMO發送器系統110b(未利用OFDM)其一個具體實施例之方塊圖。一個TX資料處理器114將該等資訊位元編碼、插入及符號映射，以產生調變符號。可根據該接收器系統所呈報之該可利用的完全CSI調整該編碼和調變，及可如上就MIMO發送器系統110a所作的說明執行該編碼和調變。

於一個TX MIMO處理器120b內，一個頻道MIMO處理器212將該等收到的調變符號分工成若干個(N_C 個)調變符號流，其中利用每一個空間副頻道的一個流(即特徵模式)傳輸該等調變符號。就完全CSI處理而言，頻道MIMO處理器

五、發明說明 (15)

212於每一個時間磁格事先制約該等 N_C 個調變符號，以產生 N_T 個制約之調變符號，如下：

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ M \\ x_{N_T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{11}, & e_{12}, & e_{1N_C} \\ e_{21}, & e_{22}, & e_{2N_C} \\ & & \\ e_{N_T1}, & e_{N_T2}, & e_{N_TN_C} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ M \\ b_{N_C} \end{bmatrix} \quad \text{方程式(1)}$$

其中 b_1 、 b_2 、...及 b_{N_C} 分別為該等空間副頻道1、2...、 N_C 的調變符號及其中可利用例如M-PSK、M-QAM或其它的調變計畫產生該等 N_C 個調變符號的每一個調變符號；

e_{ij} 為一個與從該等傳輸天線到該等接收天線之傳輸特徵有關的特徵向量矩陣E的元件；及

x_1 、 x_2 、...、 x_{N_T} 為該等事先制約之調變符號，可表示成：

$$\begin{aligned} x_1 &= b_1 \cdot e_{11} + b_2 \cdot e_{12} + \dots + b_{N_C} \cdot e_{1N_C}, \\ x_2 &= b_1 \cdot e_{21} + b_2 \cdot e_{22} + \dots + b_{N_C} \cdot e_{2N_C}, \quad \text{及} \\ x_{N_T} &= b_1 \cdot e_{N_T1} + b_2 \cdot e_{N_T2} + \dots + b_{N_C} \cdot e_{N_TN_C}. \end{aligned}$$

可由該發送器計算該特徵向量矩陣E，或可由該接收器將該特徵向量矩陣E提供給該發送器。

就完全CSI處理而言，每一個給一條特殊傳輸天線的制約之調變符號 x_i 代表多達 N_C 個空間副頻道其(加權)調變符號的一個線性組合。該用於該每一個調變符號 x_i 上的調變計畫係以該特徵模式的有效SNR為基礎，且係與一個特徵值 λ_i 成比例(於下說明)。可使該等 N_C 個調變符號其每一個用以產生每一個事先制約之調變符號的調變符號與一個不

五、發明說明 (16)

同的信號星座相關聯。就每一個時間磁格而言，一個分工器 214 將頻道 MIMO 處理器 212 所產生的該等 N_T 個事先制約之調變符號分工，並提供給 N_T 個調變器 122。

可根據該等可利用的 CSI 和該等選取之傳輸天線執行該完全 CSI 處理。亦可選擇性和動態地致能和抑制該完全 CSI 處理。例如，可於一個特殊的資料傳輸時致能該完全 CSI 處理，且可於其它的資料傳輸時抑制該完全 CSI 處理。可於某些條件下致能該完全 CSI 處理，例如當該通信鏈結具有足夠的 SNR 時。

具 OFDM 之 MIMO 發送器系統

圖 3 為一個利用 OFDM 和能夠根據完全或部分 CSI 調整其處理之 MIMO 發送器系統 110c 其一個具體實施例之方塊圖。一個 TX 資料處理器 114 將該等資訊位元編碼、插入、截孔及符號映射，以產生調變符號。可根據該接收器系統所呈報之該可利用的完全或部分 CSI 調整該編碼和調變。就一個具有 OFDM 之 MIMO 系統而言，可於多個頻率副頻道上和可自多條傳輸天線傳輸該等調變符號。當以一種純 MIMO 通信狀態運作時，則該在每一個頻率副頻道上和自每一條傳輸天線的傳輸代表非備份資料。

於一個 MIMO 處理器 120c 內，一個分工器 (DEMUX) 310 接收該等調變符號，及將該等調變符號分工成若干個副頻道符號流 $S_1 \sim S_L$ 。利用每一個頻率副頻道的一個副頻道符號流傳輸該等符號。

就完全 CSI 處理而言，繼之將每一個副頻道符號流提供

五、發明說明 (17)

給一個個別的副頻道 MIMO 處理器 312。每一個副頻道 MIMO 處理器 312 將該等收到的副頻道符號流分工成若干個 (多達 N_C 個) 符號支流，其中利用每一個空間副頻道有一個符號支流傳輸該等調變符號。就一個 OFDM 系統中的完全 CSI 處理而言，根據 " 每一個頻率副頻道 " 導出和應用該等特徵模式。如是，每一個副頻道 MIMO 處理器 312 根據方程式 (1) 事先制約多達 N_C 個調變符號，以產生事先制約之調變符號。一個特殊頻率副頻道其一條特殊傳輸天線的每一個事先制約之調變符號代表多達 N_C 個空間副頻道其 (加權) 調變符號的一個線性組合。

就完全 CSI 處理而言，一個個別的分工器 314 將每一個副頻道 MIMO 處理器 312 其於每一個時間磁格所產生的 (多達) N_T 個事先制約之調變符號分工，並提供給 (多達) N_T 個符號組合器 316a~316t。例如，指定給頻率副頻道 1 的副頻道 MIMO 處理器 312a 可提供多達 N_T 個事先制約之調變符號給天線 1~ N_T 的頻率副頻道 1。同樣地，指定給頻率副頻道 L 的副頻道 MIMO 處理器 312l 可提供多達 N_T 個符號給天線 1~ N_T 的頻率副頻道 L。

又就部分 CSI 處理而言，一個個別的分工器 314 將每一個副頻道符號流 S 分工，並提供給 (多達) N_T 個符號組合器 316a~316t。就部分 CSI 處理而言，越過副頻道 MIMO 處理器 312 的處理。

每一個組合器 316 接收該等多達 L 個頻率副頻道的調變符號，將該等每一個時間磁格的符號組合至一個調變符號向

五、發明說明 (18)

量 V 中，及將該調變符號向量提供給該下一個處理階段(即調變器122)。

如是，MIMO處理器120c接收和處理該等調變符號，以提供 N_T 個調變符號向量 $V_1 \sim V_T$ ，其中每一條傳輸天線有一個調變符號向量。每一個調變符號向量 V 覆蓋一個單一的時間磁格，及使該調變符號向量 V 的每一個元件與一個具有一獨一無二、且於其上傳遞該調變符號之副載波之特殊頻率副頻道相關聯。如未以一種"純"MIMO通信狀態運作時，則該等某些調變符號向量可於不同傳輸天線的特殊頻率副頻道上擁有備份或冗位資訊。

圖3亦就OFDM說明調變器122的一個具體實施例。將MIMO處理器120c中的調變符號向量 $V_1 \sim V_T$ 分別提供給調變器122a~122t。於圖3中所示之具體實施例中，每一個調變器122包含一個反轉快速傅利葉轉換(IFFT)320、循環前置產生器322及一個向上轉換器324。

IFFT 320利用IFFT將每一個收到的調變符號向量轉換成其時間領域表示(意指為一個OFDM符號)。可將IFFT 320設計成對任意個頻率副頻道(例如8、16、32個...等等)執行該IFFT。於一個具體實施例中，就每一個轉換成一個OFDM符號之調變符號向量而言，循環前置產生器322重複該OFDM符號其時間領域表示的一部分，以形成一條特殊傳輸天線的一個傳輸符號。該循環前置確保該傳輸符號在多路徑延遲傳播面前保留其直交特性，藉以改良性能、以預防不利的路徑效應。於此不詳述此項技藝中已知之IFFT

五、發明說明 (19)

320和循環前置產生器322的執行。

接著，向上轉換324處理(例如轉換成一個類比信號、調變、放大及過濾)每一個循環前置產生器322中的時間領域表示(即該等每一條天線的傳輸符號)，以產生一個調變信號，並繼之經由個別的天線124傳輸該調變信號。

John A.C. Bingham於一篇定名為"資料傳輸之多載波調變：An Idea Whose Time Has Come"的論說(電子電機工程師協(IEEE)通信期刊，1990年5月)中更詳細地說明了OFDM調變，其中以引用的方式併入本文中。

一個通訊系統可傳輸若干不同的傳輸型式(例如聲音、打信號、資料、導引、...等等)。該等每一種傳輸可要求不同的處理。

圖4為一個能夠提供不同處理給不同傳輸型式、且亦使用OFDM之MIMO發送器系統110d其一部分之方塊圖。將該包含所有欲由系統110d傳輸之資訊位元的聚合輸入資料提供給一個分工器408。分工器408將該輸入資料分工成若干個(K個)頻道資料流 $B_1 \sim B_K$ 。每一個頻道資料流可相對應至例如一個打信號頻道、一個廣播頻道、一個語音呼叫、或一個封包資料傳輸上。將每一個頻道資料流提供給一個個別的TX資料處理器114，其中TX資料處理器114利用一個選取給頻道資料流的特殊編碼計畫編碼該資料、根據一個特殊的交錯計畫插入該等編碼後資料、及將該等插入的位元映射到一個或多個用以傳輸該頻道資料流之傳輸頻道的調變符號中。

五、發明說明 (20)

可根據"每一個傳輸"(即"每一個頻道資料流",如圖4中所示)執行該編碼。然而,亦可編碼一組頻率副頻道、一組空間副頻道、一組頻率副頻道與空間副頻道、每一個頻率副頻道上的該聚合輸入資料(如圖1中所示)、若干頻道資料流、一個頻道資料流的一部分,及亦可編碼每一個調變符號、或其它的時間、空間和頻率單位。

可於一個或多個頻率副頻道上和經由每一個頻率副頻道的一個或多個空間副頻道傳輸每一個TX資料處理器114中的調變符號流。一個TX MIMO處理器120d自TX資料處理器114中接收該等調變符號流。TX MIMO處理器120d可依照該每一個調變符號流欲使用的通信狀態將該調變符號流分工成若干個副頻道符號流。於圖4中所示之具體實施例中,於一個頻率副頻道上傳輸調變符號流 S_1 ,及於L個頻率副頻道上傳輸調變符號流 S_K 。一個個別的副頻道MIMO處理器412處理該每一個頻率副頻道的調變流,由分工器414分工該每一個調變流,及由組合器416組合該每一個調變流(例如以類似圖3中所述之方式組合)、以形成每一條傳輸天線的一個調變符號向量。

一般而言,一個發送器系統根據描寫頻道傳輸能力的資訊編碼和調變每一個傳輸頻道的資料。該資訊典型地係用上述完全CSI或部分CSI的形式。該接收器系統典型地判定該等用於資料傳輸之傳輸頻道的完全/部分CSI,及回報給該發送器系統。該發送器系統接著利用該資訊相應地調整該編碼和調變。該等於此所述之技藝可適用多個MIMO、

五、發明說明 (21)

OFDM或其它任何能夠支援多個平行傳輸頻道的通信計畫(例如一個CDMA計畫)所支援的平行傳輸頻道。

於2000年3月22日提出之美國專利申請案序號09/532,492、定名為"利用多載波調變之高效率、高性能通信系統"中更詳細地說明MIMO處理，其中指定給本申請案的受讓人，及以引用的方式併入本文中。

MIMO接收器系統

本發明的觀點提供技藝"處理一個MIMO系統中該等收到的信號、以回復該傳輸之資料"和"評估該MIMO頻道的特徵"。接著，可將該等評估之頻道特徵回報給該發送器系統和用以調整該信號處理(例如編碼、調變...等等)。以此方式、根據該等判定之頻道條件達成高性能。該等於此所述之接收器處理技藝包含一種頻道關連矩陣反轉(CCM)技藝、一種無偏差最小均方誤差(UMMSE)技藝及一種完全CSI技藝。將於下更詳細地說明上面所有的技藝。亦可利用其它落在本發明範疇內的接收器處理技藝。

圖1說明具有多條(N_R 條)接收天線和能夠處理一個資料傳輸之接收器系統150。每一條接收天線152a~152r自多達 N_T 條傳輸天線中接收該等傳輸之信號，及將該等傳輸之信號的路線定訂至一個個別的解調器(DEMOD)154(亦意指為一個前端處理器)上。例如，接收天線152a可自若干傳輸天線中接收若干傳輸之信號；同樣地，接收天線152r可接收多個傳輸之信號。每一個解調器154制約(例如過濾和放大)該收到的信號，將該制約之信號向下轉換成一個中頻

五、發明說明 (22)

或基頻，及將該向下轉換之信號數位化。每一個解調器 154 尚可藉由一個收到的導引解調變該等數位化樣品，以產生收到的調變符號 其中將該等收到的調變符號提供給 RX MIMO 處理器 156。

如該資料傳輸係使用 OFDM，則每一個解調器 154 將另外執行圖 3 中所示之調變器 122 其所執行之處理的一個互補處理。於該事例中，每一個解調器 154 包含一個產生該等樣品其轉換表示和提供一個調變符號向量流之 FFT 處理器(未顯示)，其中每一個向量包含 L 個頻率副頻道的 L 個調變符號。接著，將所有解調器其 FFT 處理器中的調變符號向量流提供給一個分工器/組合器(圖 5 中未顯示)，其中該分工器/組合器先將該每一個 FFT 處理器中的調變符號向量流"頻道化"成若干個(多達 L 個)副頻道符號流。可接著將該等每一個副頻道符號流提供給一個個別的 RX MIMO 處理器 156。

就一個未利用 OFDM 之 MIMO 系統而言，可利用一個 RX MIMO 處理器 156 對該等 N_R 條收到之天線的調變符號執行該 MIMO 處理。又就一個利用 OFDM 之 MIMO 系統而言，可利用一個 RX MIMO 處理器 156 就該等 L 個用於資料傳輸之頻率副頻到的每一個頻率副頻道對該等 N_R 條收到之天線的調變符號執行該 MIMO 處理。

於一個具有 N_T 條傳輸天線和 N_R 條接收天線之 MIMO 系統中，可將該等 N_R 條接收天線其輸出端上收到的信號表示成：

五、發明說明 (23)

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

方程式(2)

其中 $\mathbf{r}$ 為該收到的符號向量(即自該 MIMO 頻道中輸出的 $N_R \times 1$ 向量, 如於該等接受天線上測量的); $\mathbf{H}$ 為於一特殊時間上產生該頻道回應給該等 N_T 條傳輸天線和 N_R 條接收天線的 $N_R \times N_T$ 頻道係數矩陣; $\mathbf{x}$ 為該傳輸之符號向量(即輸入到該 MIMO 頻道中的 $N_T \times 1$ 向量); 及 $\mathbf{n}$ 為一個代表 noise plus interference 之 $N_R \times 1$ 向量。該收到的符號向量 $\mathbf{r}$ 包含於一特殊時間上經由 N_R 條接收天線所收到之 N_R 個信號的 N_R 個調變符號。同樣地, 該傳輸之符號向量 $\mathbf{x}$ 包含於一特殊時間上經由 N_T 條傳輸天線所傳輸之 N_T 個信號中的 N_T 個調變符號。

利用 CCMI 技藝之 MIMO 接收器

就該 CCMI 技藝而言, 該接收器系首先對該收到的符號向量 $\mathbf{r}$ 執行一個頻道匹配過濾作業, 其中可將該過濾之輸出表示成:

$$\mathbf{H}^H \mathbf{r} = \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{x} + \mathbf{H}^H \mathbf{n}$$

方程式(3)

其中該註標 " H " 表示調換和複合共軛。可利用一個平方矩陣 $\mathbf{R}$ 表示該頻道係數矩陣 $\mathbf{H}$ 與其共軛調換 $\mathbf{H}^H$ 的乘積(即 $\mathbf{R} = \mathbf{H}^H \mathbf{H}$)。

例如可從連同該資料一起傳輸的導引符號導出該頻道係數矩陣 $\mathbf{H}$ 。為了執行最佳化接收和評估該等傳輸頻道的 SNR, 通常將某些已知的符號插入該傳輸資料流中和於一個或多個傳輸頻道上傳輸該等已知的符號係合宜的。亦將該等已知的符號意指為導引符號或導引信號。可於若干此

五、發明說明 (24)

項技藝可利用的論說中找到用以根據一個導引信號或該資料傳輸評估一個信號傳輸頻道之方法。F. Ling於一篇定名為"與應用參考-協助之一致CDMA通信之最佳化接收、性能界限及近路速率分析"(IEEE會報、1999年10月)中說明一種像這樣的頻道評估法。可將該頻道評估法或其它的頻道評估法擴增成矩陣形式，以導出該頻道係數矩陣H。

可以反轉R乘該信號向量 $H^H \mathbf{r}$ 以獲得該傳輸之符號向量 $\mathbf{x}'$ 的一個評估，其中可表示成：

$$\begin{aligned}\mathbf{x}' &= \mathbf{R}^{-1} H^H \mathbf{r} \\ &= \mathbf{x} + \mathbf{R}^{-1} H^H \mathbf{n} \\ &= \mathbf{x} + \mathbf{n}'\end{aligned}\quad \text{方程式(4)}$$

依照上面的方程式，將觀察到可藉由匹配過濾(即乘以該矩陣 H^H)該等收到的符號向量 $\mathbf{r}$ 和繼之以該反轉平方矩陣 $\mathbf{R}^{-1}$ 乘該過濾之結果、以回復該傳輸之符號向量 $\mathbf{x}$ 。

可如下判定該等傳輸頻道的SNR首先根據該收到的信號計算該雜訊向量 $\mathbf{n}$ 的自動關連矩陣 ϕ_{nn} 。一般而言， ϕ_{nn} 為一個Hermitian矩陣，即其為複合共軛對稱的如該頻道雜訊的元件為無關連的時，且如該等元件更進一步為獨立和同一分配(iid)的時，則可將該雜訊向量 $\mathbf{n}$ 的自動關連矩陣 ϕ_{nn} 表示成：

$$\begin{aligned}\phi_{nn} &= \sigma_n^2 \mathbf{I}, \text{ 及} \\ \phi_{nn}^{-1} &= \frac{1}{\sigma_n^2} \mathbf{I},\end{aligned}\quad \text{方程式(5)}$$

其中 $\mathbf{I}$ 為該恒等矩陣(即沿著該矩陣的對角線均為一；該矩陣中的其它部分則為零值)；及 σ_n^2 為該等收到之信號的雜

五、發明說明 (25)

訊變異數。可將該後處理雜訊向量 $\mathbf{n}'$ 的自動關連矩陣 $\phi_{\mathbf{n}'\mathbf{n}'}$ (即於該匹配過濾和預先乘以該矩陣 $\mathbf{R}^{-1}$ 之後) 表示成：

$$\begin{aligned}\phi_{\mathbf{n}'\mathbf{n}'} &= \mathbf{E}[\mathbf{n}'\mathbf{n}'^H] \\ &= \sigma_n^2 \mathbf{R}^{-1}\end{aligned}\quad \text{方程式(6)}$$

根據方程式(6)，該後處理雜訊 $\mathbf{n}'$ 其第 i 個元件的雜訊變異數 σ_n^2 等於 $\sigma_n^2 \lambda_{ii}^{-1}$ ，其中 λ_{ii} 為 $\mathbf{R}^{-1}$ 的第 i 個對角線元件。就一個未利用 OFDM 之 MIMO 系統而言，該第 i 個元件代表該第 i 條接收天線。如利用 OFDM 時，則可將該註標 " i " 分解成一個註標 " jk "，其中 " j " 代表該第 j 個頻率副頻道，及 " k " 代表相對應至該第 k 條接收天線上的第 k 個空間副頻道。

就該 CCMI 技藝而言，可將該處理過之收到的符號向量其第 i 個元件 (即 $\mathbf{x}'$ 的第 i 個元件) 的 SNR 表示成：

$$SNR_i = \frac{\overline{|\mathbf{x}'_i|^2}}{\sigma_n^2} \quad \text{方程式(7)}$$

如該第 i 個傳輸之符號 $\overline{|\mathbf{x}'_i|^2}$ 的變異數平均等於一 (1.0) 時，則可將該接收符號向量的 SNR 表示成：

$$SNR_i = \frac{1}{\lambda_{ii} \sigma_n^2} \quad \text{}$$

可藉由 $1/\sqrt{\lambda_{ii}}$ 量化該收到之符號向量的第 i 個元件，以常態化該雜訊變異數。

可將該等 N_R 條接收天線中的量化信號加總起來，以形成一個組合之信號，其中可表示成：

$$\mathbf{x}'_{total} = \sum_{i=1}^{N_R} \frac{\mathbf{x}'_i}{\sqrt{\lambda_{ii}}} \quad \text{方程式(8)}$$

五、發明說明 (26)

接著，該組合之信號的SNR"SNR_{total}"將有一個等於該等N_R條接收天線中其信號SNR總和之最大組合SNR。可將該組合之SNR表示成：

$$SNR_{total} = \sum_{i=1}^{N_R} SNR_i = \frac{1}{\sigma_n^2} \sum_{i=1}^{N_R} \frac{1}{P_{ii}} \cdot$$

方程式(9)

圖5說明一個RX MIMO處理器156a之一個具體實施例，其能夠執行該上述的CCMI處理。於RX MIMO處理器156a內，一個多工器512將該等N_R條接收天線中的調變符號多工化，以形成一個收到之調變符號向量(l)流。可根據類似於傳統導引協助之單一和多載波系統的導引信號評估該頻道係數矩陣H，如此項技藝中已知的。接著，根據如上所示之R=H^HH計算該矩陣R繼之，一個匹配過濾器514過濾該等收到的調變符號向量l，其中以該共軛調換頻道係數矩陣H^H預先乘每一個向量l，如上方程式(3)中所示。另外，一個乘法器516以該反轉平方矩陣R⁻¹預先乘該等過濾之向量，以形成該傳輸之調變符號向量x的一個評估x'，如上方程式(4)中所示。

就某些通信狀態而言，可將該等所有天線中用於傳輸該頻道資料流的副頻道符號流提供給一個組合器518，其中組合器518將時間、空間及頻率的冗位資訊組合起來。接著，將該等組合之調變符號x'提供給RX資料處理器158。就其它某些通信狀態而言，可將該等頻估之調變符號x'直接提供給RX資料處理器158(圖5中未顯示)。

如是，RX MIMO處理器156a產生若干個相對應至該發

五、發明說明 (27)

送器系統上所利用之該等若干個傳輸頻道上的獨立符號流。每一個符號流包含後處理調變符號，其中該等後處理調變符號在該發送器系統的完全/部分CSI處理之前係相對應至該等調變符號上。接著，將該等(後處理)符號流提供給RX資料處理器158。

於RX資料處理器158內，將每一個後處理之調變符號的符號流提供給一個執行一解調變計畫(例如M-PSK、M-QAM)的個別解調變元件，其中該解調變計畫與該發送器系統用於處理該傳輸頻道的調變計畫互補。就該MIMO通信狀態而言，可繼之將該等所有指定之解調器中的解調變資料獨立地解碼；或可將該等所有指定之解調器中的解調變資料先多工化成一個頻道資料流再繼之將該頻道資料流解碼，端視該發送器單元所使用的編碼和調變方法而定。可接著將每一個頻道資料流提供給一個執行一解碼計畫的個別解碼器，中該解碼計畫與該發送器單元用於該頻道資料流的計畫互補。該每一個解碼器中的解碼資料代表該頻道資料流其傳輸之資料的一個評估。

亦將該等評估之調變符號 x' 和/或該等組合之調變符號 x'' 提供給一個CSI處理器520、以判定該等傳輸頻道的完全或部分CSI，及將該欲回報的完全/部分CSI提供給發送器系統110。例如，CSI處理器520可根據該收到的導引信號評估該第 i 個傳輸頻道的雜訊協方差矩陣 ϕ_{nn} ，及接著根據方程式(7)和(9)計算該SNR。類似於傳統導引協助之單一和多載波系統評估該SNR，如此項技藝中已知的。該等傳輸

五、發明說明 (28)

頻道的 SNR 包括回報給該發送器系統的部分 CSI。另外，將該等調變符號提供給一個頻道評估器 522 和一個矩陣處理器 524，以分別評估該頻道係數矩陣 H 和導出該平方矩陣 R。一個控制器 530 耦合至 RX MIMO 處理器 156a 和 RX 資料處理器 158 上，及指導該等單元的作業。

利用 UMMSE 技藝之 MIMO 接收器

就該 UMMSE 技藝而言，該接收器系統以一個矩陣 M 乘該收到的符號向量 $\mathbf{r}$ ，以導出該傳輸之符號向量 $\hat{\mathbf{x}}$ 的一個啟始 MMSE 評估 $\hat{\mathbf{x}}$ ，其中可表示成：

$$\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{M}\mathbf{r} \quad \text{方程式 (10)}$$

選取該矩陣 M，致使該啟始 MMSE 評估 $\hat{\mathbf{x}}$ 和該傳輸之符號向量 $\mathbf{x}$ 間之誤差向量 $\mathbf{e}$ 的均方誤差最小 (即 $\mathbf{e} = \hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x}$)。

為了判定 M，可先將一個成本函數 ε 表示成：

$$\begin{aligned} \varepsilon &= E\{\mathbf{e}^H \mathbf{e}\} \\ &= E\{[\mathbf{r}^H \mathbf{M}^H - \mathbf{x}^H][\mathbf{M}\mathbf{r} - \mathbf{x}]\} \\ &= E\{[\mathbf{r}^H \mathbf{M}^H \mathbf{M}\mathbf{r} - 2\text{Re}[\mathbf{x}^H \mathbf{M}\mathbf{r}] + \mathbf{x}^H \mathbf{x}]\} \end{aligned}$$

為了使該成本函數 ε 最小化，可就 M 獲得該成本函數的一個導函數，及可將該結果設定成零，如下：

$$\frac{\partial}{\partial \mathbf{M}} \varepsilon = 2(\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn})\mathbf{M}^H - 2\mathbf{H} = \mathbf{0}.$$

利用該等等式 $E\{\mathbf{x}\mathbf{x}^H\} = \mathbf{I}$ 、 $E\{\mathbf{r}\mathbf{r}^H\} = \mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn}$ 及 $E\{\mathbf{r}\mathbf{x}^H\} = \mathbf{H}$ 獲得下面：

$$2(\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \phi_{nn})\mathbf{M}^H = 2\mathbf{H}$$

如是，可將該矩陣 M 表示成：

五、發明說明 (29)

$$M = H^H (HH^H + \phi_{nn})^{-1} \quad \text{方程式 (11)}$$

可根據方程式(10)和(11)將該傳輸之符號向量 $\hat{\underline{x}}$ 的啟始MMSE評估判定成：

$$\begin{aligned} \hat{\underline{x}} &= M\underline{r} \\ &= H^H (HH^H + \phi_{nn})^{-1} \underline{r} \end{aligned} \quad \text{方程式 (12)}$$

可先根據特定 $\underline{x}$ 其平均在該加成雜訊上的平均值 $\hat{\underline{x}}$ 判定該信號元件，以判定在該UMMSE技藝下該等傳輸頻道的SNR，其中可表示成：

$$\begin{aligned} E[\hat{\underline{x}} | \underline{x}] &= E[M\underline{r} | \underline{x}] \\ &= H^H (HH^H + \phi_{nn})^{-1} E[\underline{r}] \\ &= H^H (HH^H + \phi_{nn})^{-1} H\underline{x} \\ &= V\underline{x} \end{aligned}$$

其中將該矩陣V定義成：

$$\begin{aligned} V &= \{v_{ij}\} \\ &= MH \\ &= H^H (HH^H + \phi_{nn})^{-1} H \end{aligned}$$

利用該恒等

$$(HH^H + \phi_{nn})^{-1} = \phi_{nn}^{-1} - \phi_{nn}^{-1} H (I + H^H \phi_{nn}^{-1} H)^{-1} H^H \phi_{nn}^{-1},$$

可將該矩陣V表示成：

$$V = H^H \phi_{nn}^{-1} H (I + H^H \phi_{nn}^{-1} H)^{-1}$$

可將該啟始MMSE評估 $\hat{\underline{x}}$ ， $\hat{x}_i$ 的第i個元件 x_i 表示成：

$$\hat{x}_i = v_{i1}x_1 + \dots + v_{ii}x_i + \dots + v_{iN_R}x_{N_R} \quad \text{方程式 (13)}$$

如 $\hat{\underline{x}}$ 其所有的元件均無關連，且均具有零平均值時，則可將 $\hat{\underline{x}}$ 其第i個元件的期望值表示成：

$$E[\hat{x}_i | \underline{x}] = v_{ii}x_i \quad \text{方程式 (14)}$$

五、發明說明 (30)

如方程式(14)中所示， $\hat{x}_i$ 為 x_i 的一個偏差評估。可根據該 UMMSE 技藝消除該偏差，以改良接收器的性能。可將 x_i 除以 v_{ii} 以獲得 $\hat{x}_i$ 的一個無偏差評估。如是，可如下以一個對角線矩陣 D_v^{-1} 預先乘該偏差評估 $\hat{\underline{x}}$ ，以獲得 $\underline{x}$ 的無偏差最小均方誤差 $\tilde{\underline{x}}$ ：

$$\tilde{\underline{x}} = D_v^{-1} \hat{\underline{x}}, \quad \text{方程式(15)}$$

其中

$$D_v^{-1} = \text{diag}(1/v_{11}, 1/v_{22}, \dots, 1/v_{N_R N_R}).$$

判定該 noise plus interference，可將該無偏差評估 $\tilde{\underline{x}}$ 該傳輸之符號向量 $\underline{x}$ 間的誤差 $\hat{\underline{e}}$ 表示成：

$$\begin{aligned} \hat{\underline{e}} &= \underline{x} - D_v^{-1} \hat{\underline{x}} \\ &= \underline{x} - D_v^{-1} H^H (H H^H + \phi_{nn})^{-1} \underline{r} \end{aligned}$$

可將該誤差向量 $\hat{\underline{e}}$ 的自動關連矩陣表示成：

$$\begin{aligned} \phi_{\hat{\underline{e}}} &\equiv U \equiv \{u_{ij}\} = E[\hat{\underline{e}} \hat{\underline{e}}^H] \\ &= I - D_v^{-1} H^H (H H^H + \phi_{nn})^{-1} H (I - \frac{1}{2} D_v^{-1}) - (I - \frac{1}{2} D_v^{-1}) H^H (H H^H + \phi_{nn})^{-1} H D_v^{-1}. \end{aligned}$$

該誤差向量 $\hat{\underline{e}}$ 其第 i 個元件的變異數等於 u_{ii} 。該誤差向量 $\hat{\underline{e}}$ 的元件係相關連的。然而，可利用充分的交錯致使能夠忽視該誤差向量 $\hat{\underline{e}}$ 其元件間的關連性，及使得僅只該變異數才會影響系統性能。

如該頻道雜訊的元件為無關連和 iid 的，則可如方程式(5)中所示表示該頻道雜訊的關連矩陣。於該事例中，可將該誤差向量 $\hat{\underline{e}}$ 的自動關連矩陣表示成：

$$\begin{aligned} \phi_{\hat{\underline{e}}} &= I - D_x^{-1} [I - \sigma_n^2 (\sigma_n^2 I + R)^{-1}] (I - \frac{1}{2} D_x^{-1}) - (I - \frac{1}{2} D_x^{-1}) [I - \sigma_n^2 (\sigma_n^2 I + R)^{-1}] D_x^{-1} \\ &= U = \{u_{ij}\}. \end{aligned} \quad \text{方程式(16)}$$

五、發明說明 (31)

又如該頻道雜訊的元件為無關連的時，則

$$\mathbf{U} = \mathbf{I} - \mathbf{D}_v^{-1} \mathbf{H}^H (\mathbf{H} \mathbf{H}^H + \phi_{nn})^{-1} \mathbf{H} (\mathbf{I} - \frac{1}{2} \mathbf{D}_v^{-1}) - (\mathbf{I} - \frac{1}{2} \mathbf{D}_v^{-1}) \mathbf{H}^H (\mathbf{H} \mathbf{H}^H + \phi_{nn})^{-1} \mathbf{H} \mathbf{D}_v^{-1}. \quad \text{方程式 (17)}$$

可將該相對應至該第*i*個傳輸之符號上的解調器輸出的SNR表示成：

$$SNR_i = \frac{E[|x_i|^2]}{u_{ii}}. \quad \text{方程式 (18)}$$

如該等處理過的收到符號 x_i 之變異數 $\overline{|x_i|^2}$ 平均等於一(1.0)時則可將該接收符號向量的SNR表示成：

$$SNR_i = \frac{1}{u_{ii}}.$$

圖6說明一個RX MIMO處理器156b之一個具體實施例，其能夠執行該上述的UMMSE處理。與該CCMI方法類似，可先根據該等收到的導引信號和/或資料傳輸評估該等矩陣 $\mathbf{H}$ 和 ϕ_{nn} 。接著，根據方程式(11)計算該加權係數矩陣 $\mathbf{M}$ 。於RX MIMO處理器156b內，一個多工器612乘該等 N_R 條接收天線中的調變符號，以形成一個收到之調變符號向量 $\mathbf{l}$ 流。繼之，一個乘法器614以該矩陣 $\mathbf{M}$ 預先乘該等收到的調變符號向量 $\mathbf{l}$ ，以形成該傳輸之符號向量 $\mathbf{x}$ 的一個評估 $\hat{\mathbf{x}}$ ，如上方程式(10)中所示。另外，一個乘法器616以該對角線矩陣 $\mathbf{D}_v^{-1}$ 預先乘該評估 $\hat{\mathbf{x}}$ ，以形成該傳輸之符號向量 $\mathbf{x}$ 的一個無偏差評估 $\tilde{\mathbf{x}}$ ，如上方程式(15)中所示。

又可依照該正在執行的特殊通信狀態，而可將該等所有天線中用於傳輸該頻道資料流的副頻道符號流提供給一個組合器618，其中組合器618將時間、空間及頻率的冗位資訊組合起來。接著，將該等組合之調變符號 $\tilde{\mathbf{x}}'$ 提供給RX

五、發明說明 (32)

資料處理器 158。又就其它某些通信狀態而言，可將該等頻估之調變符號 $\tilde{x}$ 直接提供給RX資料處理器 158。

亦將該等無偏差評估之調變符號 $\tilde{x}$ 和/或該等組合之調變符號 $\tilde{x}$ 提供給一個CSI處理器 620，其中CSI處理器 620判定該等傳輸頻道的完全或部分CSI，及將該欲回報的完全/部分CSI提供給發送器系統 110。例如，CSI處理器 620可根據方程式(16)~(18)評估該第*i*個傳輸頻道的SNR。該等傳輸頻道的SNR包括回報給該發送器系統的部分CSI。方程式(11)中計算出來的該最佳化M應已使該誤差向量的基準減到最小。根據方程式(16)計算 D_V 。

利用完全CSI技藝之MIMO接收器

就該完全CSI技藝而言，可如上方程式(2)中所示將該等 N_R 條接收天線其輸出端上收到的信號表示成：

$$r = Hx + n。$$

可將該頻道矩陣與其共軛調換的乘積所形成之該Hermitian矩陣的特徵向量分解表示成：

$$H^H H = E \Lambda E^H，$$

其中E為該特徵向量矩陣；及 Λ 為一個特徵值對角線矩陣，其中E和 Λ 的維數均為 $N_T \times N_T$ 。該發送器事先利用該特徵向量矩陣E制約一組(N_T 個)調變符號(b)，如上方程式(1)中所示。如是，可將該等 N_T 條傳輸天線中該等傳輸(事先制約)之調變符號表示成：

$$x = Eb。$$

因 $H^H H$ 為Hermitian，故該特徵向量矩陣為一元的。如是，

五、發明說明 (33)

如該等元件 $\mathbf{b}$ 具有相同的乘冪時，則該等元件 $\mathbf{x}$ 亦具有相同的乘冪。接著，可將該收到的信號表示成：

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{E}\mathbf{b} + \mathbf{n} \quad \text{方程式 (19)}$$

該接收器執行一個頻道匹配過濾作業，並繼之乘上該等右特徵向量。該等頻道匹配過濾和乘法作業的結果為一個向量 $\mathbf{z}$ ，其中可表示成：

$$\mathbf{z} = \mathbf{E}^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{E} \mathbf{b} + \mathbf{E}^H \mathbf{H}^H \mathbf{n} = \Lambda \mathbf{b} + \mathbf{n}' \quad \text{方程式 (20)}$$

其中可將該新雜訊項的協方差表示成：

$$\mathbf{E}(\hat{\mathbf{n}}\hat{\mathbf{n}}^H) = \mathbf{E}(\mathbf{E}^H \mathbf{H}^H \mathbf{n} \mathbf{n}^H \mathbf{H} \mathbf{E}) = \mathbf{E}^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{E} = \Lambda \quad \text{方程式 (21)}$$

即該等雜訊元件係與該等特徵值所產生的變異數無關。 $\mathbf{z}$ 的第 i 個元件的 SNR 為 λ_i ，即 Λ 的第 i 個對角線元件。

於前述美國專利申請案序號 09/532,492 中更詳細地說明完全 CSI 處理。

亦可利用圖 5 中所示之接收器具體實施例執行該完全 CSI 技藝。匹配過濾器 514 過濾該等收到的調變符號向量 $\mathbf{r}$ ，其中以該共軛調換頻道係數矩陣 $\mathbf{H}^H$ 預先乘每一個向量 $\mathbf{r}$ ，如上方程式 (20) 中所示。另外，乘法器 516 以該等右特徵向量 $\mathbf{E}^H$ 預先乘該等過濾之向量，以形成該調變符號向量 $\mathbf{b}$ 的一個評估 $\mathbf{z}$ ，如上方程式 (20) 中所示。就該完全 CSI 技藝而言，將矩陣處理器 524 架構成提供該等右特徵向量 $\mathbf{E}^H$ 。可如上述達成該隨後的處理(例如藉由組合器 518 和 RX 資料處理器 158)。

就該完全 CSI 技藝而言，該發送器單元可根據該特徵值所產生的 SNR 選擇一個編碼計畫和一個調變計畫(即一個

五、發明說明 (34)

信號星座)給該等每一個特徵向量。倘若該等頻道條件未明顯地變更該接收器測量該CSI與該發送器呈報和用以事先制約該傳輸間的時間區間時，則該通信系統的性能可能相當於一組具已知SNR之獨立AWGN頻道的性能。

將完全或部分CSI回報給該發送器系統

可利用該此中所述之部分CSI(例如CCMI或UMMSE)亦或完全CSI技藝獲得該等收到之信號的其每一個傳輸頻道的SNR。可接著經由一個反向頻道將該等傳輸頻道其判定之SNR回報給該發送器系統。藉由回饋該等傳輸頻道其傳輸之調變符號的SNR值(即每一個空間副頻道；且如使用OFDM時、則可能為每一個頻率副頻道)，則執行調適處理(例如調適編碼和調變)以改良該MIMO頻道的使用係可能的。就該等部分CSI回饋技藝而言，可於沒有完全的CSI下達成調適處理。就該等完全CSI回饋技藝而言，可將充分的資訊(不一定是該明確的特徵值和特徵模式)回饋給該發送器，以幫助計算該等每一個使用之頻率副頻道的特徵值和特徵模式。

就該CCMI技藝而言，將該等收到之調變符號的SNR值(例如於該第i個傳輸頻道上收到之符號的 $SNR_i = \overline{|x_i|^2} / \sigma_n^2$ 或 $SNR_i = 1/\sigma_n^2 h_{ii}$)回饋給該發送器。就該UMMSE技藝而言，將該等收到之調變符號(例如於該第i個傳輸頻道上收到之符號的 $SNR_i = E[|x_i|^2] / u_{ii}$ 或 $SNR_i = 1/u_{ii}$ ，其中如上方程式(16)和(17)中所示計算 u_{ii})的SNR值回饋給該發送器。又就該完全CSI技藝而言，可將該等收到之調變符號的SNR值(例如於

五、發明說明 (35)

該第*i*個傳輸頻道上收到之符號的 $SNR_i = \overline{|z_i|^2} / \sigma_n^2$ 或 $SNR_i = \lambda_{ii} / \sigma_n^2$ (其中 λ_{ii} 為該平方矩陣的特徵值)回饋給該發送器。就該完全CSI技藝而言，可更進一步判定該等特徵模式E，及將該等E回饋給該發送器。就該等部分和完全CSI技藝而言，該發送器系統利用該SNR調整該資料處理。又就該完全CSI技藝而言，其更進一步在傳輸該等調變符號之前、先利用該等特徵模式E事先制約該等調變符號。

可將該欲回報給該發送器的CSI全部、差別、或全部/差別地傳送。於一個具體實施例中，定期地呈報完全或部分CSI，及根據該先前傳輸之CSI傳送差別更新。如完全CSI的一個實例，該等更新可為該等呈報之特徵模式的更正(根據一個誤差信號)。典型地說，該等特徵值不像該等特徵模式一樣迅速地變更，故可以一個較低的速率更新該等特徵值。於另一個具體實施例中，僅當產生變更時(例如當該變更超過一個特殊閾時)才傳送該CSI，此可降低該回饋頻道的有效速率。如部分CSI的一個實例，僅將該等SNR變更時、才將該等SNR送回(例如差別地)。就一個OFDM系統(具有或不具MIMO)而言，可利用該頻率領域中的關連性准許減少該欲回饋的CSI量。如一個利用部分CSI之OFDM系統的一個實例，如該相對應至M個頻率副頻道其一個特殊空間副頻道上的SNR相同時，則可呈報該SNR、及當該條件為真的時之該第一個和該最後一個頻率副頻道。亦可利用其它用以減少該欲回饋給CSI之資料量、且落在本發明範疇內之壓縮和回饋頻道錯誤回復技

五、發明說明 (36)

藝。

往回參考圖1，將RX MIMO處理器156所判定的完全或部分CSI(例如頻道SNR)提供給一個TX資料處理器162，其中TX資料處理器162處理該CSI，及將處理過的資料提供給一個或多個調變器154。調變器154更進一步制約該處理過的資料，及經由一個反向頻道將該CSI傳回給發送器系統110。

於系統110上，天線124接收該傳輸之回饋信號。調變器122將該傳輸之回饋信號解調變，及將其提供給一個RX資料處理器132。RX資料處理器132執行TX資料處理器162所執行之處理的一個互補處理，及回復該呈報之完全/部分CSI，繼之，將該回復之完全/部分CSI提供給TX資料處理器114，及TX MIMO處理器120利用該回復之完全/部分CSI調整該處理。

發送器系統110可根據接收器系統150中的完全/部分CSI(例如SNR資訊)調整(即調適)其處理。例如，可調整該每一個傳輸頻道的編碼、使得該資訊位元傳送率與該頻道SNR所支援的傳輸能力匹配。此外，可根據該頻道SNR選擇該傳輸頻道的調變計畫。亦可於本發明的範疇內調整其它的處理(例如交錯)。根據判定給該頻道的SNR調整每一個傳輸頻道的處理容許該MIMO系統達成高性能(即一種特殊性能等級的高生產率或高位元傳送率)。可將該調適的處理應用到一個單載波MIMO系統或一個植基於多載波之MIMO系統(例如一個利用OFDM之MIMO系統)上。

五、發明說明 (37)

可根據許多種技藝調整該發送器系統的編碼和其調變計畫的選擇，於前述的美國專利申請案序號09/776,073中說明其中一種技藝。

該等部分(例如CCMI和UMMSE)和完全CSI技藝為接收器處理技藝，其容許一個MIMO系統利用因使用多條傳輸和接收天線而產生的附加dimensionality，此為使用MIMO的一項主要優點。該等CCMI和UMMSE技藝可容許在每一個時間磁格傳輸該相同的調變符號總數，就如一個利用完全CSI之MIMO系統一樣。然而，亦可將其它落在本發明範疇內之接收器處理技藝、連同該等此中所述之完全/部分CSI回饋技藝一起使用。相仿地，圖5和6代表一個能夠處理一MIMO傳輸、判定該等傳輸頻道特徵(即該SNR)、及將完全或部分CSI回報給該發送器系統之接收器系統的兩個具體實施例。可慎思其它落在本發明範疇內之植基於該等此中提出之技藝的設計和接收器處理技藝。

當僅回饋該全部收到的信號SNR或根據該SNR評估之可達到的全面生產率時，則該發送器系統亦可在不調適處理的情況下以一種筆直的方式利用該部分CSI技藝(例如CCMI和UMMSE技藝)。於執行時，根據該收到的SNR評估或該評估之生產率判定一個調變格式，且所有的傳輸頻道均使用該相同的調變格式。該方法可減少全面的系統生產率，且亦可大大地減少藉由該反向鏈結所送回的資訊量。

可藉由使用本發明的完全/部分回饋技藝改良系統性能。可計算該具部分CSI回饋之系統生產率，及比較該系

五、發明說明 (38)

統生產率與該具完全CSI回饋的生產率。可將該系統生產率定義成：

$$C = \sum_{i=1}^{N_c} \log_2(1 + \gamma_i),$$

其中 γ_i 為部分CSI技藝其每一個收到之調變符號的SNR；或為該完全CSI技藝其每一個傳輸頻道的SNR。可將不同處理技藝的SNR概述如下：

$$\gamma_i = \frac{1}{\sigma_n^2 r_{ii}}, \quad \text{for the CCMI technique}$$

$$\gamma_i = \frac{1}{u_{ii}}, \quad \text{for the UMMSE technique, and}$$

$$\gamma_i = \frac{\lambda_{ii}}{\sigma_n^2}, \quad \text{for full CSI technique.}$$

圖7A和7B說明一個使用部分CSI和完全CSI回饋技藝之4x4 MIMO系統的性能。從電腦模擬獲得該等結果。於該模擬中，將每一個頻道係數矩陣H的元件模仿成"平均值=0"和"變異數=1"的獨立高斯隨機變數。就每一個計算而言，產生若干個隨機矩陣realization，及將該等realization其算出之生產率平均以產生該平均生產率。

圖7A說明該MIMO系統其在不同SNR值之完全CSI、部分CSI CCMI及部分CSI UMMSE技藝下的平均生產率。可從圖7A中察知，該部分CSI UMMS技藝的生產率於高SNR值時約為該完全CSI生產率的75%；且於低SNR值時近似該完全CSI的生產率。該部分CSI CCMI技藝的生產率於高SNR值時約為該部分CSI UMMSE技藝之生產率的75%~90%；且於低SNR值時約比該UMMSE的生產率少30%。

五、發明說明 (39)

圖 7B 說明根據該資料平面圖而產生之該等三種技藝的累加機率分配函數(CDF)。圖 7B 顯示就該 CCMI 技藝而言，當一個平均 SNR=16 分貝(dB)/傳輸頻道時則約有 5% 的情況其生產率會小於 "2 每秒位元/赫茲"。另一方面，於該相同的 SNR 下，該 UMMSE 技藝的生產率在所有的情況下均大於 "7.5 每秒位元/赫茲"。如是，該 UMMSE 技藝其運行中斷的機率可能比該 CCMI 技藝低。

可藉由一個或多個數位信號處理器(DSP)、特別應用積體電路(ASIC)、處理器、微處理器、控制器、微控制器、欄位可程式行列閘(FPGA)、可程式邏輯裝置、其它的電子設備、或以上任何組合執行該等發送器和接收器系統的元件。亦可藉由一個處理器上執行的軟體執行該等此中所述之某些功能和處理。

可藉由一個軟體和硬體的組合執行本發明的觀點。例如可根據一個處理器(圖 5 中的控制器 530 和圖 6 中的控制器 650)上執行的程式碼計算該等 CCMI 和 UMMSE 技藝的符號評估和導出該頻道 SNR。

提供先前對該等揭示之具體實施例的所作的說明，以致能熟諳此藝者實行或利用本發明。熟諳此藝者將即刻顯見到可對該等具體實施例作種種修正，且可在未脫離本發明的精髓或範疇下將此中定義的通用原則應用到其它的具體實施例上。如是，並不希望將本發明限制在此中所示之具體實施例上，而是希望本發明符合此中揭示之原則和新穎特性的最寬廣範疇。

四、中文發明摘要(發明之名稱： 用以於無線通信系統中使用頻道狀態資訊之方法及裝置)

用以於一個多輸入多輸出(MIMO)通信系統中將資料從一個發送器單元傳輸給一個接收器單元之技藝。其中一種方法係該接收器單元經由若干條接收天線接收若干個信號，其中該自每一條接收天線所收到的信號包括一個或多個傳輸自該發送器單元的信號組合。處理該等收到的信號、以導出頻道狀態資訊(CSI)，藉以表示若干用於資料傳輸之傳輸頻道的特徵。將該CSI傳回給該發送器單元。該發送器單元接收該接收器單元中的CSI，及根據該收到的CSI處理傳輸給該接收器單元的資料。

英文發明摘要(發明之名稱： "METHOD AND APPARATUS FOR UTILIZING CHANNEL STATE INFORMATION IN A WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM")

Techniques for transmitting data from a transmitter unit to a receiver unit in a multiple-input multiple-output (MIMO) communication system. In one method, at the receiver unit, a number of signals are received via a number of receive antennas, with the received signal from each receive antenna comprising a combination of one or more signals transmitted from the transmitter unit. The received signals are processed to derive channel state information (CSI) indicative of characteristics of a number of transmission channels used for data transmission. The CSI is transmitted back to the transmitter unit. At the transmitter unit, the CSI from the receiver unit is received and data for transmission to the receiver unit is processed based on the received CSI.

六、申請專利範圍

1. 一種用以於一個多輸入多輸出(MIMO)通信系統中將資料從一個發送器單元傳輸給一個接收器單元之方法，包括：

於該接收器單元方：

經由多條接收天線接收多個信號，其中該自每一條接收天線所收到的信號包括一個或多個傳輸自該發送器單元的信號組合；

處理該等收到的信號、以導出頻道狀態資訊(CSI)，藉以表示多個用於資料傳輸之傳輸頻道的特徵；及

將該CSI傳回給該發送器單元；及

於該發送器單元方：

接收該接收器單元中的CSI；及

根據該收到的CSI處理傳輸給該接收器單元的資料。

2. 如申請專利範圍第1項之方法，其中該呈報之CSI包括該等每一個傳輸頻道的信號/雜訊比(SNR)評估。
3. 如申請專利範圍第2項之方法，其中該發送器單元上的處理包含：

根據每一個傳輸頻道的SNR評估編碼該每一個傳輸頻道的資料。

4. 如申請專利範圍第3項之方法，其中係根據每一個傳輸頻道的SNR評估獨立地編碼該每一個傳輸頻道的資料。
5. 如申請專利範圍第3項之方法，其中該編碼包含：

以一固定的基碼編碼該傳輸頻道的資料；及

根據該傳輸頻道的SNR評估調整編碼位元的截孔。

六、申請專利範圍

6. 如申請專利範圍第3項之方法，其中該發送器單元上的處理尚包含：

按照一根據該傳輸頻道其SNR評估而選取之調變計畫調變每一個傳輸頻道的編碼資料。

7. 如申請專利範圍第1項之方法，其中該呈報之CSI包括該等多個傳輸頻道的特徵描述。

8. 如申請專利範圍第1項之方法，其中該呈報之CSI指示該等多個傳輸頻道的特徵模式和特徵值。

9. 如申請專利範圍第8項之方法，其中該發送器單元上的處理包含：

根據該等特徵值編碼該等傳輸頻道的資料。

10. 如申請專利範圍第9項之方法，其中獨立地編碼該每一個傳輸頻道的資料。

11. 如申請專利範圍第9項之方法，其中該發送器單元上的處理尚包含：

按照根據該等特徵值而選取之調變計畫調變該等傳輸頻道的編碼資料，以提供調變符號。

12. 如申請專利範圍第11項之方法，其中該發送器單元上的處理尚包含：

於傳輸該等調變符號之前、先根據該等特徵模式事先制約該等調變符號。

13. 如申請專利範圍第1項之方法，其中自該接收器單元中傳輸該全部的CSI。

14. 如申請專利範圍第13項之方法，其中定期地自該接收器

六、申請專利範圍

單元中傳輸該全部的CSI，及其中於完全傳輸之間傳輸該等CSI更新。

15. 如申請專利範圍第1項之方法，其中當偵測到該等頻道特徵變更超過一個特殊閾時，則傳輸該CSI。
16. 如申請專利範圍第8項之方法，其中以不同的更新速率傳輸該指示該等特徵模式和特徵值之CSI。
17. 如申請專利範圍第1項之方法，其中該接收器單元根據一個關連矩陣反轉(CCFI)處理導出該CSI。
18. 如申請專利範圍第17項之方法，其中該接收器單元上的CCFI處理包含：

處理該等收到的信號，以導出收到之調變符號；

根據一第一個矩陣過濾該等收到的調變符號，以提供過濾之調變符號，其中該第一個矩陣表示用於該資料傳輸之多條傳輸天線與該等多條接收天線之間的一頻道特徵評估；

以一第二個矩陣乘該等過濾之調變符號，以評估傳輸之調變符號；及

評估多個用於該資料傳輸之傳輸頻道的特徵。

19. 如申請專利範圍第18項之方法，尚包括：

根據一特殊的解調變計畫將該等調變符號評估解調變，以提供解調變符號。

20. 如申請專利範圍第19項之方法，尚包括：

根據一特殊的解碼計畫將該等解調變符號解碼。

21. 如申請專利範圍第18項之方法，尚包括：

六、申請專利範圍

組合冗位傳輸的調變符號評估，以提供組合之調變符號評估。

22. 如申請專利範圍第18項之方法，尚包括：

根據該等收到的調變符號導出一頻道係數矩陣；及

其中根據該頻道係數矩陣導出該第一個矩陣。

23. 如申請專利範圍第22項之方法，其中根據相對應至導引資料上之收到的調變符號導出該頻道係數矩陣。

24. 如申請專利範圍第18項之方法，其中該第二個矩陣為一個根據該第一個矩陣所導出之反轉平方矩陣。

25. 如申請專利範圍第1項之方法，其中該接收器單元根據一個無偏差最小均方誤差(UMMSE)處理導出該CSI。

26. 如申請專利範圍第25項之方法，其中該UMMSE處理包含：

處理該等收到的信號，以導出收到之調變符號；

以一第一個矩陣M乘該等收到的調變符號，以評估傳輸之調變符號；

根據該收到的調變符號評估多個用於該資料傳輸之傳輸頻道的特徵；及

其中選擇該第一個矩陣M，使得該等調變符號評估與傳輸之調變符號間的一均方誤差減到最小。

27. 如申請專利範圍第26項之方法，尚包括：

以一第二個矩陣乘該等調變符號評估，以無偏差地評估該等傳輸之調變符號；及

其中根據該等無偏差之調變符號評估評估該等傳輸頻

六、申請專利範圍

道的特徵。

28. 如申請專利範圍第27項之方法，尚包括：

根據該等無偏差之調變符號評估導出該第一個矩陣M，及使該等無偏差之調變符號評估與該等傳輸之調變符號間的該均方誤差減到最小。

29. 如申請專利範圍第1項之方法，其中該MIMO系統執行直交分頻調變(OFDM)。

30. 如申請專利範圍第29項之方法，其中就多個頻率副頻道的每一個頻率副頻道執行該收發器單元和該發送器單元上的處理。

31. 一種用以於一個多輸入多輸出(MIMO)通信系統中將資料從一個發送器單元傳輸給一個接收器單元之方法，包括：

於該接收器單元方：

經由多條接收天線接收多個信號，其中該自每一條接收天線所收到的信號包括一個或多個傳輸自該發送器單元的信號組合；

處理該等多個收到的信號，以評估傳輸自該發送器單元中之調變符號；

評估多個用於資料傳輸之傳輸頻道的信號/雜訊比(SNR)；及

將該等傳輸頻道的SNR評估傳回給該發送器單元；及

該發送器單元根據該等收到的SNR評估處理傳輸給該接收器單元的資料。

六、申請專利範圍

32. 如申請專利範圍第31項之方法，其中評估該等每一個傳輸頻道的SNR，及將該等每一個傳輸頻道的SNR評估傳回給該發送器單元。
33. 如申請專利範圍第31項之方法，尚包括：
於該接收器單元方：
導出該等多個用於資料傳輸之傳殊頻道的特徵描述；及
將該等特徵描述傳回給該發送器單元。
34. 如申請專利範圍第33項之方法，尚包括：
該發送器單元在將調變符號傳輸給該接收器單元之前、先根據該等多個傳輸頻道的特徵描述事先制約該等調變符號。
35. 如申請專利範圍第31項之方法，其中根據一個頻道關連矩陣反轉(CCMI)計畫處理該等收到的調變符號。
36. 如申請專利範圍第31項之方法，其中根據一個最小無偏差均方誤差(UMMSE)計畫處理該等收到的調變符號。
37. 如申請專利範圍第31項之方法，其中該發送器單元上的處理包含：
根據該收到之傳輸頻道的SNR評估編碼每一個傳輸頻道的資料。
38. 如申請專利範圍第37項之方法，其中該發送器單元上的處理尚包含：
按照一根據該收到之傳輸頻道的SNR評估而選取之調變計畫調變每一個傳輸頻道的編碼資料。
39. 一種多輸入多輸出(MIMO)系統，包括：

六、申請專利範圍

一接收器單元，包括：

多個前端處理器，其中架構成經由多條接收天線接收多個信號，及處理該等收到的信號、以提供收到之調變符號；

至少一耦合至該等前端處理器上之接收MIMO處理器，其中架構成接收和處理該等收到的調變符號，以導出頻道狀態資訊(CSI)，藉以表示多個用於資料傳輸之傳輸頻道的特徵；及

一有效耦合至該接收MIMO處理器上之傳輸資料處理器，其中架構成處理傳回給該發送器單元的CSI；及

一發送器單元，包括：

至少一個解調器，其中架構成接收和處理該等接收器單元中的一個或多個信號，以回復該傳輸之CSI；及

一傳輸資料處理器，其中架構成根據該回復之CSI處理傳輸給該接收器單元之資料。

40. 一種於一多輸入多輸出(MIMO)通信系統中之接收器單元，包括：

多個前端處理器，其中架構成經由多條接收天線接收多個傳輸之信號，及處理該等收到的信號、以提供收到之調變符號；

一有效耦合至該等多個前端處理器上之過濾器，其中架構成根據一第一個矩陣過濾該等收到的調變符號，以提供過濾之調變符號，及其中該第一個矩陣表示用於該資料傳輸之多條傳輸天線與該等多條接收天線之間的一

六、申請專利範圍

頻道特徵評估；

一耦合至該過濾器上之乘法器，其中架構成以一第二個矩陣乘該等過濾之調變符號，以評估傳輸之調變符號；

一耦合至該乘法器上之頻道品質評估器，其中架構成評估多個用於該資料傳輸之傳輸頻道的特徵，及提供頻道狀態資訊藉(CSI)、藉以表示該等評估之頻道特徵；及

一傳輸資料處理器，其中架構成接收和處理傳輸自該接收器單元中的CSI。

41. 如申請專利範圍第40項之接收器單元，尚包括：

一第二個評估器，其中架構成根據該等調變符號評估導出一頻道係數矩陣，及其中根據該頻道係數矩陣導出該第一個矩陣。

42. 如申請專利範圍第40項之接收器單元，其中該等傳輸頻道特徵評估包括信號/雜訊比(SNR)評估。

43. 如申請專利範圍第40項之接收器單元，尚包括：

一個或多個解調變元件，其中將每一個解調變元件架構成根據一特殊的解調變計畫接收和解調變一個別之調變符號評估流，以提供一解調變符號流。

44. 如申請專利範圍第43項之接收器單元，尚包括：

一個或多個解碼器，其中將每一個解碼器架構成根據一特殊的解碼計畫接收和解碼一解調變符號流，以提供解碼資料。

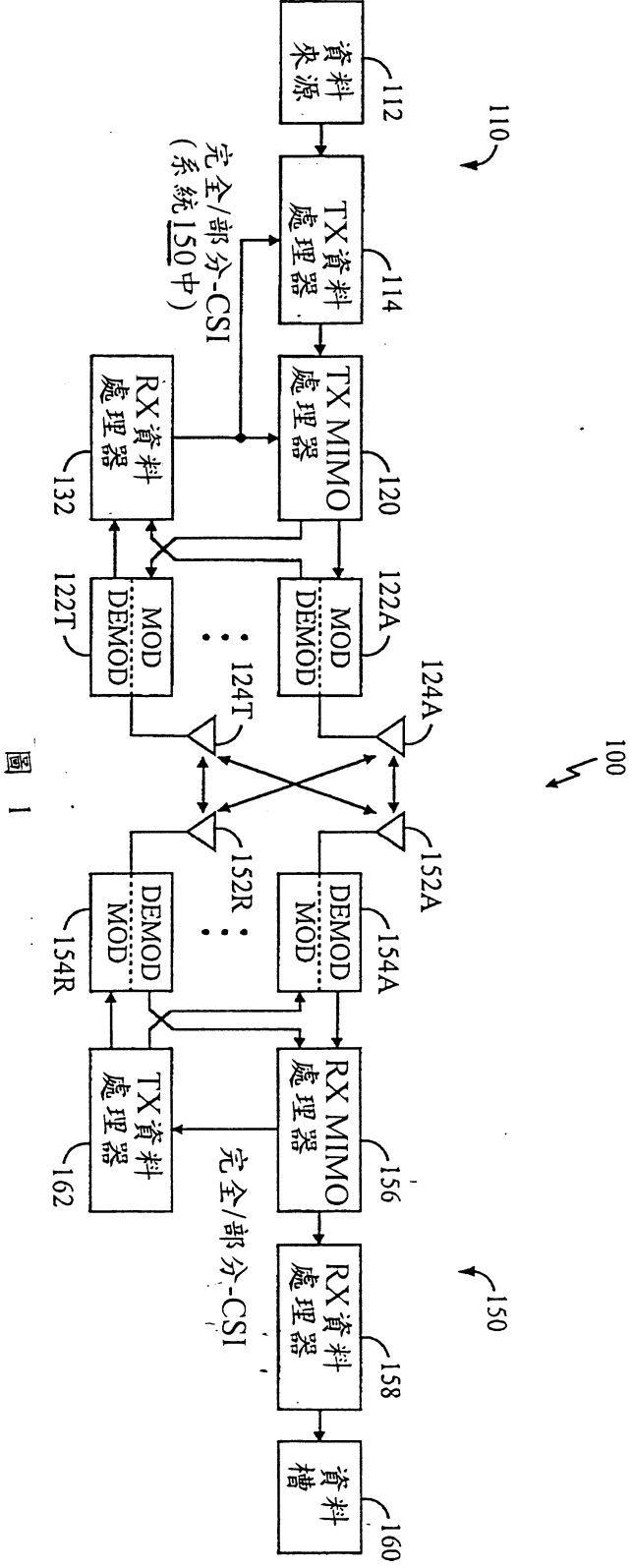


圖 1

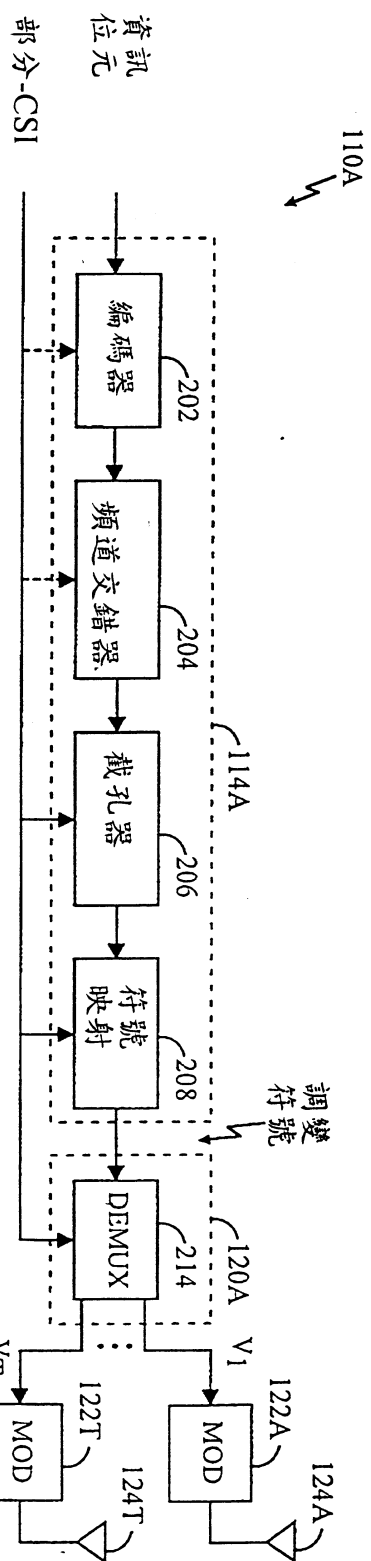


圖 2A

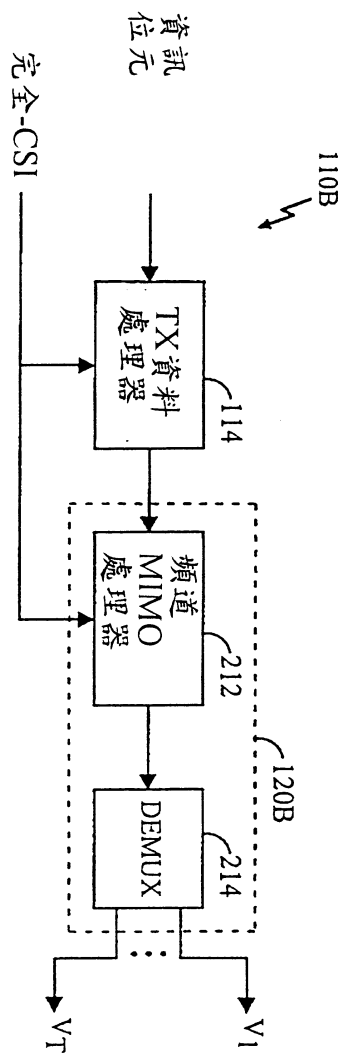


圖 2B

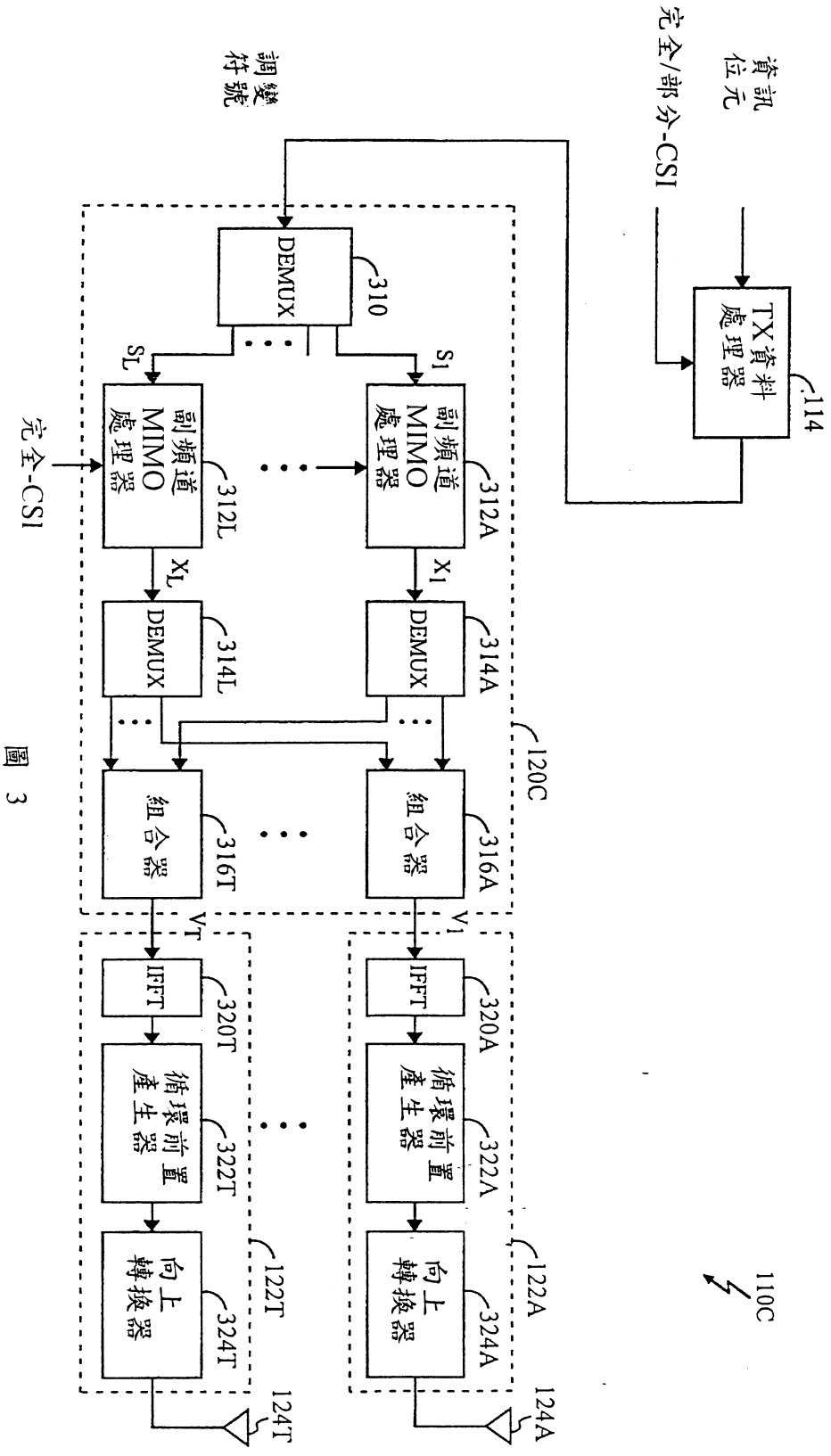


圖 3

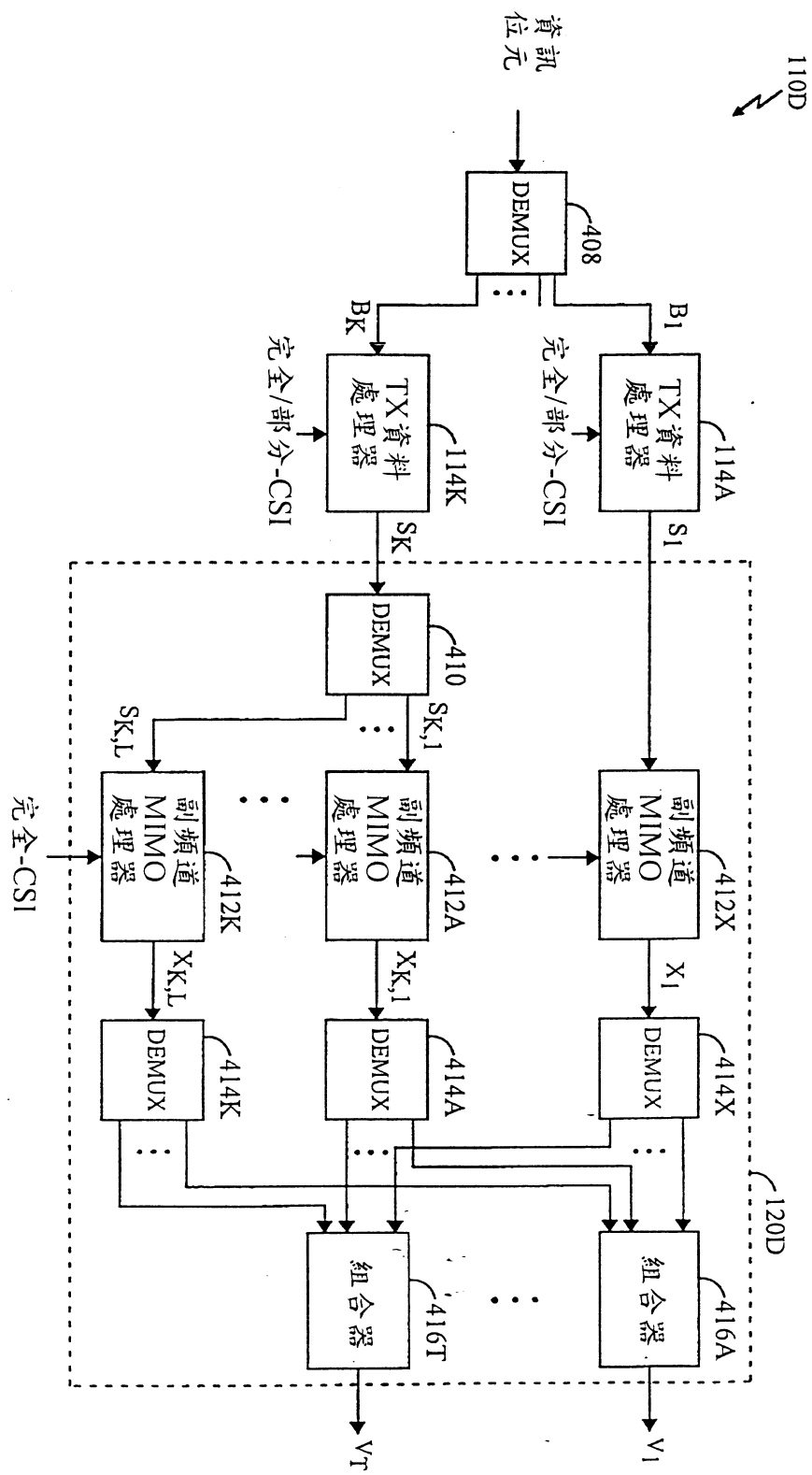


圖 4

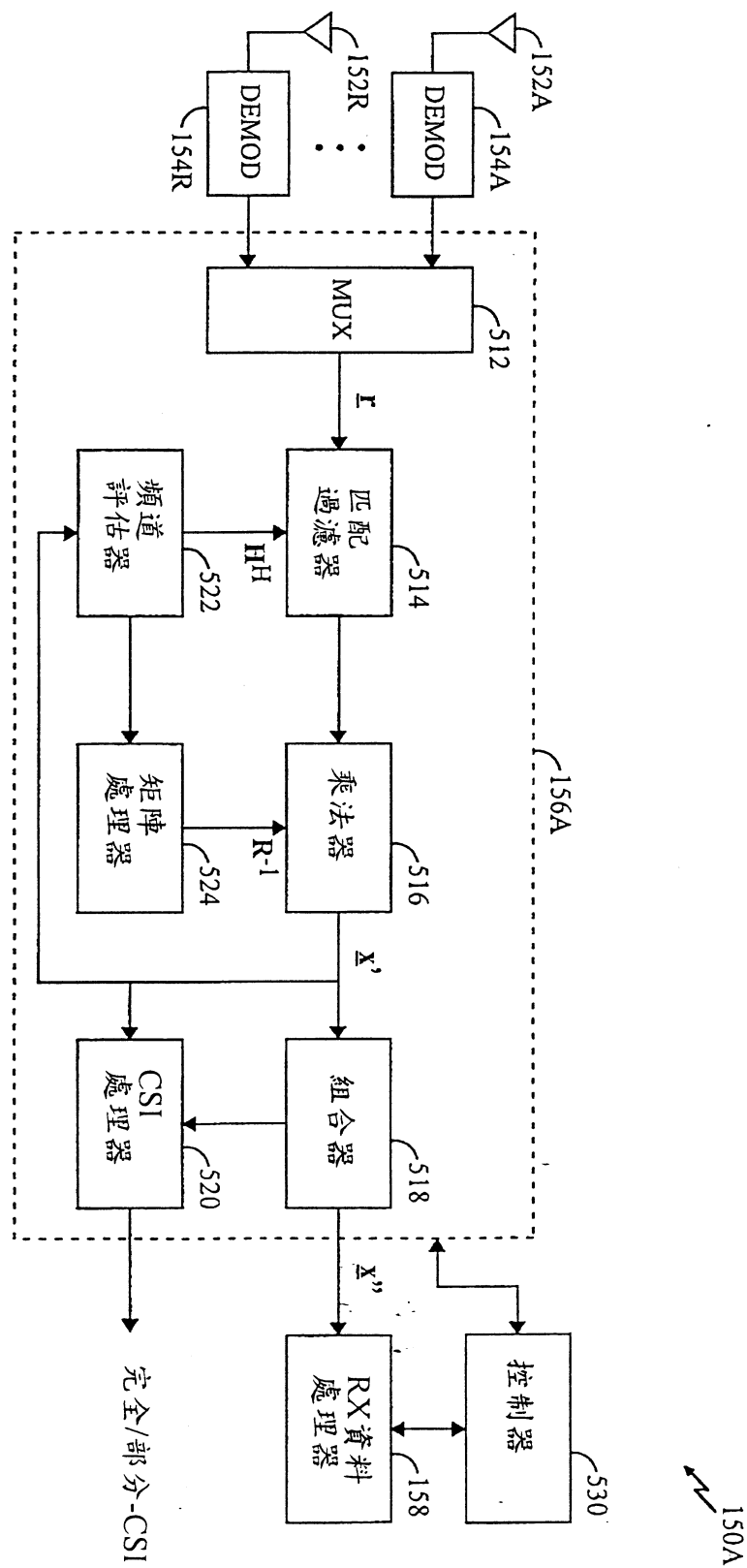


圖 5

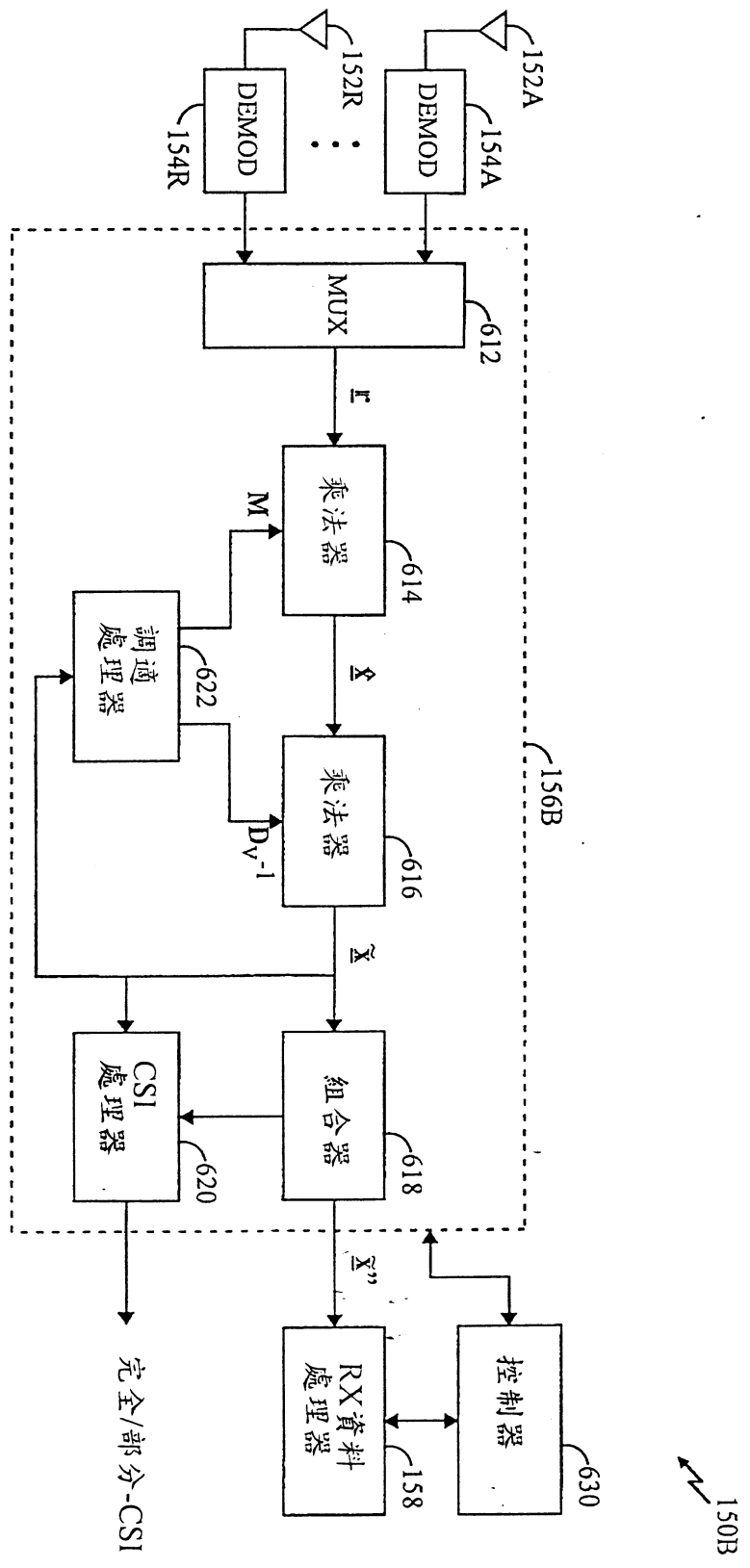


圖 6

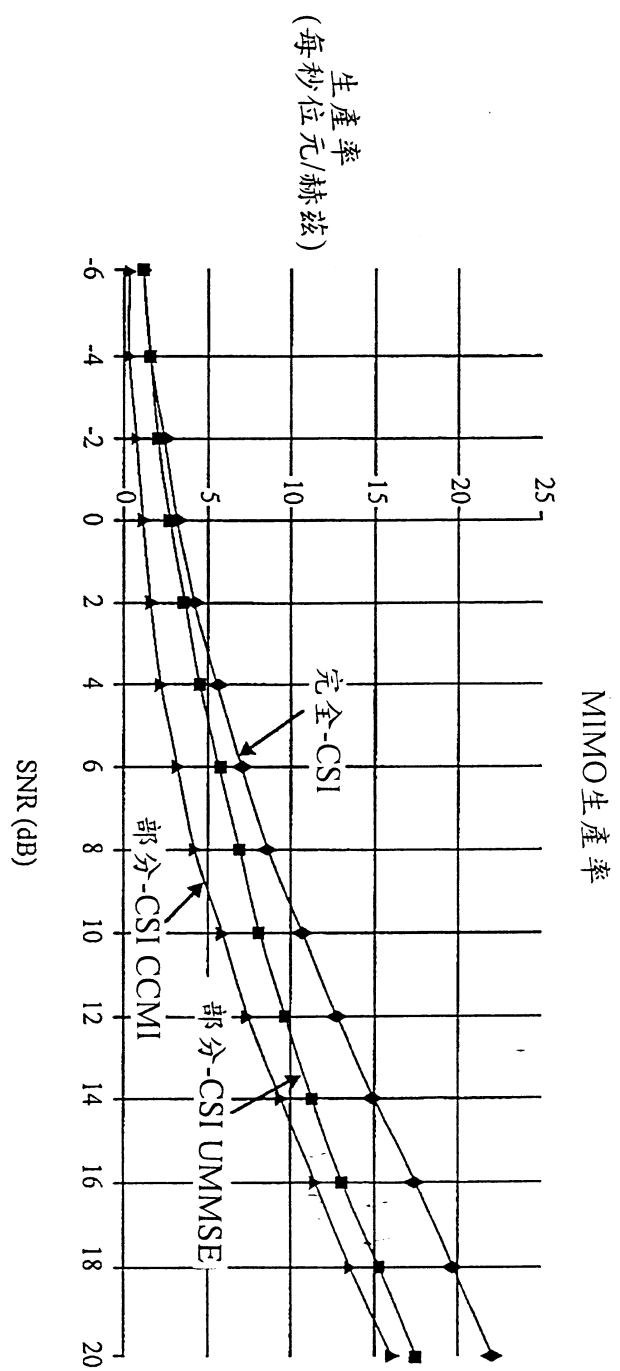


圖 7A

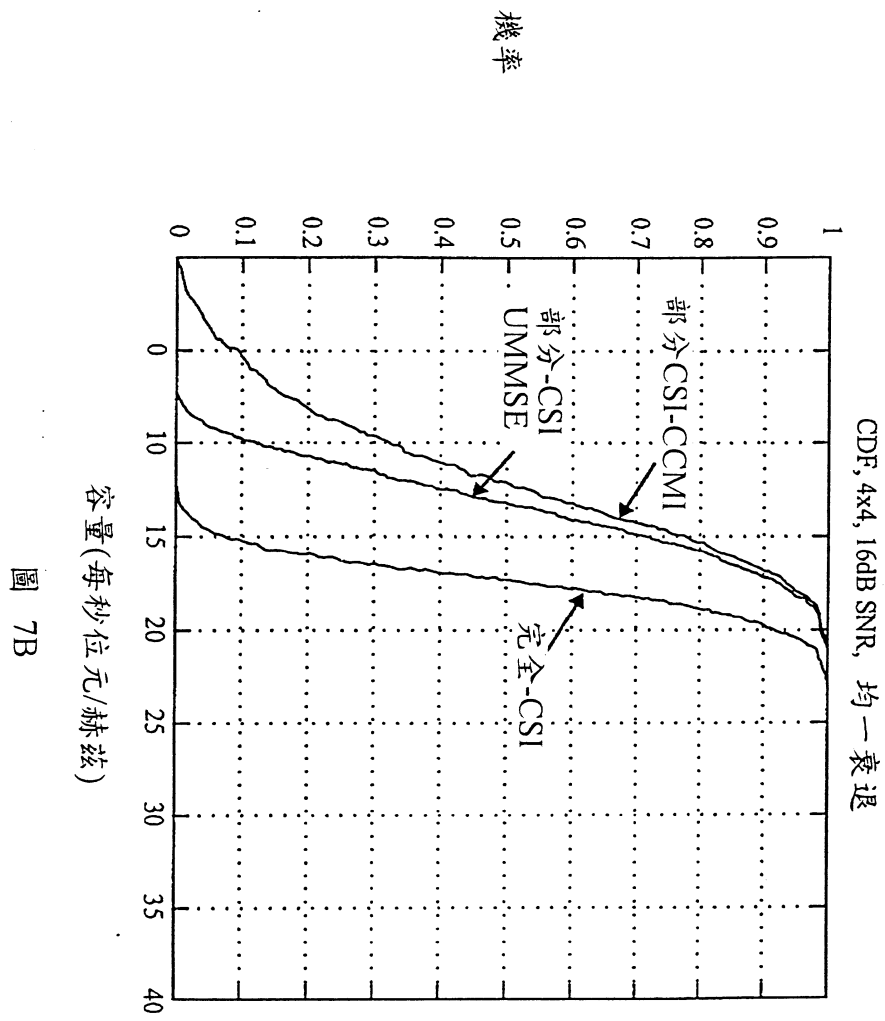


圖 7B