



發明專利說明書

(填寫本書件時請先行詳閱申請書後之申請須知，作※記號部分請勿填寫)

※申請案號：91135433 ※IPC分類：H04L 5/06

※申請日期：91.12.6.

壹、發明名稱

(中文) 具有供多重輸入及多重輸出系統用之頻道本徵模式分解之時域傳送及接收處理

(英文) TIME-DOMAIN TRANSMIT AND RECEIVE PROCESSING WITH CHANNEL EIGEN-MODE DECOMPOSITION FOR MIMO SYSTEMS

貳、發明人 (共 4 人)

發明人 1 (如發明人超過一人，請填**說明書發明人續頁**)

姓名：(中文) 約翰 W. 凱查姆

(英文) JOHN W. KETCHUM

住居所地址：(中文) 美國麻州海法德市坎德伯利道 37 號

(英文) 37 CANDLEBERRY LANE, HARVARD, MASSACHUSETTS 01451, U.S.A.

國籍：(中文) 美國

(英文) U.S.A.

參、申請人 (共 1 人)

申請人 1 (如申請人超過一人，請填**說明書申請人續頁**)

姓名或名稱：(中文) 美商奎康公司

(英文) QUALCOMM INCORPORATED

住居所或營業所地址：(中文) 美國加州聖地牙哥市摩豪斯大道 5775 號

(英文) 5775 MOREHOUSE DRIVE, SAN DIEGO, CALIFORNIA 92121-1714, U.S.A.

國籍：(中文) 美國

(英文) U.S.A.

代表人：(中文) 菲力普 R. 華德渥斯

(英文) PHILIP R. WADSWORTH

發明人 2

姓名：(中文) 馬克 渥雷斯

(英文) MARK WALLACE

住居所地址：(中文) 美國麻州貝福市馬德道 4 號

(英文) 4 MADEL LANE, BEDFORD, MASSACHUSETTS 01730,
U.S.A.

國籍：(中文) 美國

(英文) U.S.A.

發明人 3

姓名：(中文) 史帝芬 J. 哈渥德

(英文) STEVEN J. HOWARD

住居所地址：(中文) 美國麻州亞希蘭市希里塔吉道 75 號

(英文) 75 HERITAGE AVENUE, ASHLAND, MASSACHUSETTS
01721, U.S.A.

國籍：(中文) 美國

(英文) U.S.A.

發明人 4

姓名：(中文) 傑 洛德 渥頓

(英文) JAY ROD WALTON

住居所地址：(中文) 美國麻州卡萊斯里市海伍道 85 號

(英文) 85 HIGHWOODS LANE CARLISLE, MA 01741, U.S.A.

國籍：(中文) 美國

(英文) U.S.A.

捌、聲明事項

☐ 本案係符合專利法第二十條第一項 ☐ 第一款但書或 ☐ 第二款但書規定之期間，其日期為：_____

☒ 本案已向下列國家（地區）申請專利，申請日期及案號資料如下：

【格式請依：申請國家（地區）；申請日期；申請案號 順序註記】

1. 美國；2001 年 12 月 07 日；10/017,308

2. _____

3. _____

☒ 主張專利法第二十四條第一項優先權：

【格式請依：受理國家（地區）；日期；案號 順序註記】

1. 美國；2001 年 12 月 07 日；10/017,308

2. _____

3. _____

4. _____

5. _____

6. _____

7. _____

8. _____

9. _____

10. _____

☐ 主張專利法第二十五條之一第一項優先權：

【格式請依：申請日；申請案號 順序註記】

1. _____

2. _____

3. _____

☐ 主張專利法第二十六條微生物：

☐ 國內微生物 【格式請依：寄存機構；日期；號碼 順序註記】

1. _____

2. _____

3. _____

☐ 國外微生物 【格式請依：寄存國名；機構；日期；號碼 順序註記】

1. _____

2. _____

3. _____

☐ 熟習該項技術者易於獲得，不須寄存。

玖、發明說明

(發明說明應敘明：發明所屬之技術領域、先前技術、內容、實施方式及圖式簡單說明)

背景

範疇

本發明通常與資料通訊有關，而更確切的是與具有供多重輸入多重輸出(MIMO)通訊系統用之頻道本徵模式分解之時域傳送及接收處理的技術有關。

背景

在一無線通訊系統中，出自一傳送器的一RF調變信號可透過一些傳播路徑到達一接收器。傳播路徑的特徵通常因時間而變更，這是因為一些例如衰減及多路的因素造成的。為了提供預防有害路徑影響的分集及改善實行成果，可使用多路傳送及接收天線。若傳送及接收天線間的傳播路徑是線性獨立的(即一路徑上之傳輸不形成為其他路徑上之傳輸的線性組合)，其通常合於至少一個範圍，則正確地接收一資料傳輸的可能性會隨著天線數量的增加而提高。一般而言，隨著傳送及接收天線數的增加將增加分集並改善實行成果。

一多重輸入多重輸出(MIMO)通訊系統使用供資料傳輸用之多路(N_T)傳送天線及多路(N_R)接收天線。由 N_T 個傳送及 N_R 個接收天線形成的多重輸入及多重輸出頻道可分解為 N_C 個獨立頻道，符合 $N_C \leq \min\{N_T, N_R\}$ 。 N_C 個獨立頻道也可參考為多重輸入及多重輸出頻道的一空間次頻道並對應一座標。若使用由多路傳送及接收天線建立的附加幅員範

圍，多重輸入及多重輸出頻道便可提供改善的實行成果(即增加傳輸容量)。

一寬頻多重輸入及多重輸出系統的空間次頻道在其頻寬內會發生不同的頻道條件(例如不同的衰減及多路影響)，並會在全系統頻寬之不同頻率(例如不同的頻率位元或次頻帶)達到不同的信號雜訊及干擾比(SNR)。因此在實行成果之特定等級方面，在各空間次系統之不同頻率傳送之各調變符號(即資料率)的資訊位元數量會因位元而有不同。此外，頻道條件通常也因時間而產生變化。故所支持之用於空間次頻道之位元的資料率也會因時間而變化。

為了對應寬頻頻道的頻率選擇性特質(即用於不同位元的不同頻道增益)，可使用正交分頻多工(OFDM)，用以有效地分隔系統頻寬為一些(N_F)次頻帶(其可參考為頻率位元或次頻道)。在OFDM中，各頻率次頻道結合一各自可於其上調變資料的次載波，故也可將其視為一獨立的傳輸頻道。

在編碼通訊系統中的關鍵挑戰是，基於頻道條件選擇用於一資料傳輸的適當資料率及編碼和調變架構。此選擇方法的目的是在達到品質目標時能最大化資料流量，其可利用一特定訊框錯誤率(FER)、特定延遲品質評估參數等等加以量化。

一用以選擇資料率及編碼和調變架構的可靠技術是，依照其傳輸容量加以“位元負載”各空間次頻道的次頻率位元，其可利用位元的短期平均SNR加以量化。但該技術有

許多大的缺點。首先，分別用於各空間次頻道之各位元的編碼和調變會確實地增加傳送器和接收器上處理的複雜性。第二，分別用於各位元的編碼會大大地增加編碼和解碼延遲。以及第三，可能需要一高反饋率，用以傳送表示各位元之頻道條件(例如增益、相位及SNR)的頻道狀態資訊(CSI)。

故此項技藝中需要有不必要個別地編碼空間次頻道之不同頻率位元便可達到一編碼多重輸入多重輸出系統中之高資料流量的技術。

概要

本發明之觀點提供用以處理在一多重輸入多重輸出系統中之傳送器及接收器的資料傳輸的技術，致使不需為不同頻率位元個別地編碼/調變，而可達到高實行成果(即高資料流量)。在一項觀點中，本文中提供一時域實施方案，其使用頻域異常值分解及“水傾注”結果，用以取得傳送器及接收器上之脈衝形成及波束控制的解法。在傳送器實行異常值分解，用以決定多重輸入及多重輸出(MIMO)頻道之本徵模式(即空間次頻道)及取得做為“事先處理”調變符號之控制向量的一第一集合。在接收器同樣地實行異常值分解，用以取得做為事先處理已接收信號之控制向量的一第二集合，致使正交符號串恢復於可簡化接收器處理的接收器上。使用水傾注分析可較理想地分配用於多重輸入多重輸出系統之全部的可用傳送功率給用於多重輸入多重輸出頻道的本徵模式，該分配之傳送功率接著決定用於各

本徵模式的資料率及編碼和調變架構。

在傳送器，依照一個或更多編碼架構初始地編碼資料，用以提供已編碼資料，接著依照一個或更多調變架構調變該已編碼資料，用以提供一些調變符號串(例如一用於各本徵模式的串)。將用於多重輸入多重輸出頻道之一已估計的頻道響應矩陣加以決定(如在接收器上並傳送給傳送器)及分解(如在頻域中，利用異常值分解)，用以獲得(右)本徵向量之矩陣的第一序列及異常值矩陣的第二序列。基於異常值之矩陣實行水傾注分析，用以取得表示分配給多重輸入多重輸出頻道之本徵模式之傳送功率之值的矩陣的第三序列。接著基於矩陣之該第一及第三序列以取得用於傳送器的脈衝形成矩陣。該脈衝形成矩陣包括用於事先處理調變符號串以獲得稍後在多重輸入多重輸出頻道上傳送給接收器之一些已事先處理之信號的控制向量。

在接收器，同樣決定及分解已估計的頻道響應矩陣，用以獲得(左)本徵向量之矩陣的第四序列，接著其可用以取得一用於接收器的脈衝形成矩陣。在接收器接收一些信號，並基於該脈衝形成矩陣事先處理該信號，以便獲得一些已接收的符號串。可等化各個已接收符號串以取得一對應之已恢復符號串，其稍後可進行解調及解碼以恢復已傳送之資料。

以下描述本發明的各種觀點及實施例。如以下更詳盡說明的，本發明進一步地提供實施方案本發明之各種觀點、實施例及特徵的方法、數位信號處理器、傳送器和接收器

單位、以及其他方法及元件。

詳細說明

本文所述用以處理傳送器及接收器上之資料傳輸的技術可用於各種的無線通訊系統。為了清楚說明的目的，將明確地說明用於一多重輸入多重輸出(MIMO)通訊系統之本發明的各種觀點及實施例。

一多重輸入多重輸出(MIMO)通訊系統使用供資料傳輸用之多路(N_T)傳送天線及多路(N_R)接收天線。由 N_T 個傳送及 N_R 個接收天線形成的多重輸入及多重輸出頻道可分解為 N_C 個獨立頻道，符合 $N_C \leq \min\{N_T, N_R\}$ 。 N_C 個獨立頻道也可參考為多重輸入及多重輸出頻道的一空間次頻道(或一傳輸頻道)。空間次頻道數是利用用於多重輸入多重輸出頻道的本徵模式數決定的，其係依次取決於一說明在 N_T 個傳送及 N_R 個接收天線間之回應的頻道響應矩陣。

圖1為可實施方案本發明之各種觀點及實施例的一傳送器系統110及一接收器系統150之實施例的區塊圖。

在傳送系統110，由一資料源112提供交通資料給一基於一個或更多編碼架構格式化、編碼及交錯交通資料的傳送(TX)資料處理器114，用以提供已編碼資料。接著可利用在將傳送之所有的或一資料串之次集合內的分時多工(TDM)或分碼多工(CDM)，用導頻資料多工該已編碼的交通資料。或是真的，該導頻資料通常是以一已知方法處理的一已知資料模式。接著基於一個或更多調變架構調變(即符號對應)該已多工導頻編碼交通資料，用以提供調變符號，

一用於資料傳輸之各空間次頻道的調變符號串。可由一控制器 130 提供之控制決定用於各空間次頻道的資料率、編碼、交錯及調變。

接著提供該調變符號給一 TX 多重輸入多重輸出處理器 120 並進一步地處理之。在一個特定實施例中，TX 多重輸入多重輸出處理器 120 的處理包括 (1) 決定用於多重輸入多重輸出頻道的一已估計頻道頻率響應矩陣、(2) 分解該已估計頻道頻率響應矩陣，用以決定多重輸入多重輸出頻道的本徵模式及取得用於傳送器的“控制”向量之集合，一用於將在各空間次頻道上傳送之調變符號串的向量、(3) 基於控制向量及表示分配給本徵模式之能量(即傳送功率)的一對角矩陣以取得一傳送時空脈衝形成矩陣、以及 (4) 用脈衝形成矩陣事先處理(例如旋繞)調變符號以取得已事先處理的調變符號。以下將進一步地說明 TX 多重輸入多重輸出處理器 120 的處理。接著有多達 N_T 個事先處理之調變符號的串提供給傳送器(TMTR) 122a 到 122t。

各傳送器 122 轉換已接收之事先處理的調變符號串成為一個或更多類比信號，並進一步決定(例如放大、濾波和二維調變)該類比信號以產生適合於多重輸入多重輸出頻道上傳輸的一已調變信號。接著透過個別的天線 124 傳送出自各傳送器 122 的調變信號給接收器系統。

在接收器系統 150，由 N_R 個天線 152a 到 152r 接收已傳送的調變信號，並提供出自各天線 152 的已接收信號給個別的接收器(RCVR) 154。各接收器 154 決定(如濾波、放大和降

頻)該已接收信號，並數位化已決定之信號以提供個別的取樣點串。接著一RX多重輸入多重輸出處理器160接收及處理 N_R 個取樣點串以提供 N_T 個已恢復調變符號串。在一個實施例中，RX多重輸入多重輸出處理器160的處理包括(1)決定用於多重輸入多重輸出頻道的一已估計頻道頻率響應矩陣、(2)分解該已估計頻道頻率響應矩陣以取得用於接收器之控制向量的集合、(3)基於控制向量取得一接收時空脈衝形成矩陣、(4)用脈衝形成矩陣事先處理(如旋轉)取樣點以取得已接收的調變符號、以及(5)等化已接收之調變符號以取得已恢復的調變符號。以下將進一步地說明RX多重輸入多重輸出處理器160的處理。

一接收(RX)資料處理器162接著解調、解交錯、以及解碼已恢復的調變符號，用以恢復已傳送之交通資料。RX多重輸入多重輸出處理器160與RX資料處理器162的處理分別與傳送器系統110的TX多重輸入多重輸出處理器120與TX資料處理器114實行的處理互補。

RX多重輸入多重輸出處理器160可進一步地取得用於多重輸入多重輸出頻道的頻道脈衝響應、用於空間次頻道的信號雜訊干擾比(SNR)等等，並提供這些給一控制器170。RX資料處理器162也可提供各個已接收封包之狀態、表示解碼結果之一個或更多其他實行成果品質評估參數、以及可能的其他資訊。接著控制器170取得頻道狀態資訊(CSI)，該CSI包括由RX多重輸入多重輸出處理器160及RX資料處理器162所接收的所有或一些資訊。該CSI經由一TX資料處

理器 178 處理、由一調變器 180 調變、由傳送器 154a 到 154r 決定及傳送回給傳送器系統 110。

在傳送器系統 110，出自接收器系統 150 的調變信號是經由天線 124 接收、由接收器 122 決定、以及由一解調器 140 解調，用以恢復由接收器系統傳送的 CSI。接著提供該 CSI 給控制器 130，並用於產生用於 TX 資料處理器 114 及 TX 多重輸入多重輸出處理器 120 的各種控制。

控制器 130 及 170 個別地指示傳送器及接收器系統上的操作。記憶體 132 及 172 提供分別供控制器 130 及 170 用之程式碼和資料的儲存。

在一具有有限總傳送功率及操作於一頻率選擇頻道(即不同頻率上不同增益)的多重輸入多重輸出系統中，該頻道容量 C 係得自：

$$C = \max_{\Phi_{xx}(k)} \sum_{k=1}^{N_f} \log |\mathbf{I} + \Phi_{zz}^{-1}(k) \mathbf{H}(k) \Phi_{xx}(k) \mathbf{H}^H(k)|, \quad \text{方程式 (1)}$$

條件：

$$\sum_{k=1}^{N_f} \text{trace}[\Phi_{xx}(k)] = E_T,$$

其中 E_T 是用於多重輸入及多重輸出系統的全部可用傳送功率；

$\Phi_{zz}(k)$ 是頻率 f_k 上一接收器之 $N_R \times 1$ 雜訊處理向量 $\underline{z}(n)$ 的一 $N_R \times N_R$ 功率頻譜密度矩陣；

$\mathbf{H}(k)$ 是頻率 f_k 上的一 $N_R \times N_T$ 頻道頻率響應矩陣；以及

$\Phi_{xx}(k)$ 是頻率 f_k 上，一 $N_T \times 1$ 已傳送之信號向量 $\underline{x}(n)$ 的一 $N_T \times N_T$ 功率頻譜密度矩陣。

頻率 f_k 上之頻道頻率響應矩陣 $\underline{H}(k)$ 的異常值分解 (SVD) 可表示為：

$$\underline{H}(k) = \underline{U}(k) \underline{\lambda}(k) \underline{V}^H(k) \quad , \quad \text{方程式 (2)}$$

其中： $\underline{U}(k)$ 是一 $N_R \times N_R$ 一元矩陣 (即 $\underline{U}^H \underline{U} = \underline{I}$ ，其中 $\underline{I}$ 是沿著對角線之元素為一及其他任何元素為零的單位矩陣)；

$\underline{\lambda}(k)$ 是 $\underline{H}(k)$ 之異常值之一 $N_R \times N_T$ 對角矩陣；以及

$\underline{V}(k)$ 是一 $N_T \times N_T$ 一元矩陣。

對角矩陣 $\underline{\lambda}(k)$ 包括在別處有對角 (即 $\underline{\lambda}(k) = \text{diag}(\lambda_1(k), \lambda_2(k), \dots, \lambda_{N_T}(k))$) 及零的非負數實數。將 $\lambda_i(k)$ 參考為矩陣 $\underline{H}(k)$ 的異常值。異常值分解是此項技藝中一已知的且許多參考中有說明的矩陣操作。其中一類參考是一本由吉爾伯特史崔 (Gilbert Strang) 所寫的“線性代數學及其應用” (“Linear Algebra and Its Application”) 二版，學者出版社，1980 年，其並以引用的方式併入本文中。

在無相關白色雜訊實例中證明 (即當 $\underline{\Phi}_{zz}(k) = \frac{N_0}{T_0} \underline{I}$ 時，其中 N_0 是接收器上雜訊的功率頻譜密度，而 $1/T_0$ 是單位為赫茲之一頻率位元的頻寬)，當已傳送之信號向量 $\underline{x}(n)$ 的功率頻譜密度矩陣 $\underline{\Phi}_{xx}(k)$ 滿足以下條件時：

$$\underline{\Phi}_{xx}(k) = \underline{V}(k) \underline{E}_\lambda(k) \underline{V}^H(k) \quad , \quad \text{方程式 (3)}$$

其中 $\underline{E}_\lambda(k)$ 是含有分配給頻率 f_k 上本徵模式之能量 (或傳送功率) 集合之一 $N_T \times N_T$ 對角矩陣。對角矩陣 $\underline{E}_\lambda(k)$ 是有名的“水傾注”傳送能量分佈技術的解法，其可表示為：

$$E_{i,\lambda}(k) = \max \left[B - \frac{N_0}{|\lambda_i(k)|^2}, 0 \right] \quad , \quad \text{以及} \quad \text{方程式 (4a)}$$

$$E_T = \sum_{i=1}^{\min(N_R, N_T)} \sum_{k=1}^{N_F} E_{i,k}(k), \quad \text{方程式 (4b)}$$

其中 B 是來自各種系統參數之常數。

水傾注技術類似於將固定的水量加入一具有不平底部的容器，其中各頻率位元之各本徵模式對應於容器底部上的一點，在任一點上的底部高度則對應有關本徵模式之 SNR 的反向。故一低高度對應一高 SNR，而相反的，一高高度則對應一低 SNR。接著將全部的可用傳送功率 E_T “加入”容器中，以便先裝滿容器較低的點（即較高的 SNR），然後再裝滿較高的點（即較低的 SNR）。該常數 B 表示在加入全部可用傳送功率後的容器的水面高度，並可基於各種系統參數做最初估計。傳送功率分佈是取決於全部的可用傳送功率和底面上的容器深度，且不填滿水面高度以上具有高度的點（即不使用低於一特定門檻值之具有 SNR 的本徵模式）。

在 1968 年，John Wiley and Sons 出版社出版，羅伯特蓋拉格 (Robert G. Gallager) 所著的“資訊原理與可靠通訊” (“Information Theory and Reliable Communication”) 一書中有說明此水傾注技術，其並以引用的方式併入本文中。在 2001 年 10 月 15 日所提出之美國專利申請案序號 09/978,337，標題為“Method and Apparatus for Determining Power Allocation in a MIMO Communication System”中有說明一種實行一用於多重輸入多重輸出-正交分頻多工系統之基本水傾注處理的特殊演算法，其已受讓於本專利申請案之受讓人並以引用的

方式併入本文中。

方程式(1)至(4)所述之頻道容量公式提議利用一應用正交分頻多工的實施方案，藉由在頻域內實行水傾注的方式達到頻道容量。使用頻域水傾注，可基於一位元接一位元的方式分配全部的可用傳送功率給 N_F 個頻率次頻道(或位元)，因為分配較多功率給位元可達到較高的 SNR，分配較少或不分配功率給位元則達到較低的 SNR。故其需要使用用於各位元的獨立編碼和(或)調變架構，而其將使傳送器及接收器上個別的編碼和解碼複雜化。

本發明之觀點提供用於透過使用頻域異常值分解和水傾注結果以取得接收器及傳送器上之時域脈衝形成與波束控制解法的一時域實施方案，用以達到高實行成果(即頻道容量)的技術。

在傳送器實行異常值分解以決定多重輸入多重輸出頻道的本徵模式，以及取得用於事先處理調變符號之控制向量的第一集合。同樣在接收器實行異常值分解以取得用以事先處理已接收信號之控制向量的第二集合，使正交符號串恢復於可簡化接收器處理的接收器上。使用水傾注分析可較理想地分配用於多重輸入多重輸出系統之全部可用傳送功率給本徵模式，而可達到高實行成果。接著該分配之傳送功率決定用於各本徵模式的資料率及編碼和調變架構。

本文中說明的技術提供許多潛在的優點。第一，用時域本徵分解，具有不同 SNR 的資料串最大數，及不同編碼 /

調變需求給定於 $\min(N_T, N_R)$ 。也可讓用於資料串的已接收 SNR 在本質上相同，以便進一步地簡化編碼/調變。故本發明技術可藉由避免達到使用頻域水傾注之 OFDM 系統之頻道容量每位元的位元分配，大大地簡化用於一資料傳輸的編碼/調變。

第二，接收器上的正交處理導致解連接(即正交的)已接收符號串。故而大大地減少已解連接符號串所需的時域等化的複雜性。在此情形下，利用單獨的符號串之平行時域等化後的簡化線性空間-時間處理便可完成等化。相反的，其他寬頻時域技術通常需要較多的複雜空間-時間等化來恢復符號串。

第三，本發明之時域信號技術可更簡單地整合各 CDMA 技術的頻道/導頻結構，其也可基於時域信號。實行頻域信號之 OFDM 系統中的頻道/導頻結構實施方案可能是較複雜的。

圖 2 是可實施方案本發明之各種觀點及實施例之一傳送器單位 200 之實施例的區塊圖。傳送器單位 200 是圖 1 中傳送器系統 110 之傳送器部分的一個實施例。傳送器單位 200 包括 (1) 接收及處理交通和導頻資料以提供 N_T 個調變符號串的一 TX 資料處理器 114a，以及 (2) 事先處理調變符號串以提供 N_T 個已事先處理之調變符號串的一 TX MIMO 處理器 120a。TX 資料處理器 114a 及 TX MIMO 處理器 120a 分別是圖 1 中 TX 資料處理器 114 及 TX MIMO 處理器 120 的一個實施例。

在圖 2 所示特定實施例中，TX 資料處理器 114a 包括一編

碼器 212、一頻道交錯器 214及一符號對應元件 216。編碼器 212依照一個或更多編碼架構接收及編碼交通資料(即資訊位元 b_1)以提供已編碼的位元。該編碼增加資料傳輸的可靠度。在一個實施例中，一獨立的編碼架構可用於各空間次頻道的資訊位元。在一個交替的實施例中，一獨立的編碼架構可用於空間次頻道的各個次集合，或是一共同的編碼結構可用於所有的空間次頻道。將使用的編碼架構是由基於從接收器系統接收之 CSI 決定之控制器 130 的控制決定的。該所選編碼架構可包括循環剩餘檢測(CRC)、旋繞編碼、渦輪編碼、分組編碼及其他編碼，或完全不編碼的任一組合。

頻道交錯器 214 基於一個或更多交錯架構(如一用於各所選編碼架構的交錯架構)交錯已編碼的位元。交錯提供用於已編碼位元的時間分集、允許基於用於資料傳輸之各空間次頻道的平均 SNR 傳送資料、對應衰減、並進一步移除用於形成各調變符號之已編碼位元間的關連。

符號對應元件 216 接著用已交錯位元接收和多工導頻資料，並進一步依照一個或更多調變架構對應已多工資料，用已提供調變符號。一獨立的調變架構可用於各空間次頻道，或用於空間次頻道的各個次集合。交替地，一共同的調變架構可用於所有的空間次頻道。藉由聚集位元的集合以形成非位元的符號，及對應各非位元的符號到對應選擇用於空間次頻道之調變架構(如 QPSK、M-PSK、M-QAM 或其他架構)之信號分佈中的一點，達到用於各空間次頻道的

符號對應。符號對應元件 216 提供用於各符號點之調變符號的一向量，具有對應所選供符號期間用之空間次頻道數之各向量內的調變符號數。故符號對應元件 216 提供多達 N_T 個調變符號串(即具有包含多達 N_T 個調變符號之各向量的一符號向量序列)，其於本文中也參考為已傳送符號向量 $\underline{s}(n)$ 。

估計及使用將用於資料傳輸之 MIMO 系統之響應，用以在傳輸到接收器系統之前事先處理已傳送的符號向量。在一分頻雙工(FDD)系統中，分配下傳及上傳給不同頻帶，且用於下傳及上傳的響應可能和一足夠度無關。對 FDD 系統而言，可在接收器估計頻道響應並傳回到傳送器。在一分時雙工(TDD)系統中，下傳及上傳用一分時多工的方式共享相同的頻帶，且下傳及上傳響應間有一高度的關連。對 TDD 系統而言，傳送器系統可估計上傳頻道響應(例如基於由上傳上之接收器系統所傳送的導頻)，及利用產生傳送及接收天線陣列複寫間的差異取得下傳頻道響應。

在一個實施例中，提供頻道響應估計給 TX MIMO 處理器 120a 做為一時域取樣點 $\hat{\underline{H}}(n)$ 的 $N_R \times N_T$ 矩陣序列。已估計頻道脈衝響應矩陣 $\hat{\underline{H}}(n)$ 的第 (i,j) 個元素，因 $1 \leq i \leq N_R$ 且 $1 \leq j \leq N_T$ ，故是一代表從第 j 個傳送天線到第 i 個接收天線之傳播路徑之取樣脈衝響應的取樣點序列。

在 TX MIMO 處理器 120a 中，一快速傅立葉(Fourier)轉換器 222 積收已估計頻道脈衝響應矩陣 $\hat{\underline{H}}(n)$ (如從接收器系統)，並藉由實行 $\hat{\underline{H}}(n)$ 上一快速傅立葉轉換(FFT)(即 $\hat{\underline{H}}(k) = \text{FFT}[\hat{\underline{H}}(n)]$)

取得對應的估計頻道頻率響應矩陣 $\hat{\mathbf{H}}(k)$ 。此藉由實行用於 $\hat{H}(n)$ 之各元素之一 N_F 取樣點序列上之一 N_F 點 FFT 以取得用於 $\hat{\mathbf{H}}(k)$ 之對應元素之 N_F 個係數序列便可完成。故 $\hat{\mathbf{H}}(k)$ 的 $N_R \cdot N_T$ 個元素是代表 N_T 個傳送天線及 N_R 個接收天線間傳播路徑之頻率響應的 $N_R \cdot N_T$ 序列。 $\hat{\mathbf{H}}(k)$ 的各元素是 $\hat{H}(n)$ 之對應元素的 FFT。

接著一區塊 224 計算關於 k 之各值的已估計頻道頻率響應矩陣 $\hat{\mathbf{H}}(k)$ 的異常值分解，其中 $0 \leq k \leq (N_F - 1)$ ，且 N_F 是 FFT 的長度（即 N_F 對應於頻率位元數量）。異常值分解可明確表示如方程式 (2) 所示：

$$\hat{\mathbf{H}}(k) = \mathbf{U}(k) \mathbf{\Lambda}(k) \mathbf{V}^H(k)。$$

異常值分解的結果是 N_F 矩陣之三序列， $\mathbf{U}(k)$ 、 $\mathbf{\Lambda}(k)$ 和 $\mathbf{V}^H(k)$ ，因 $0 \leq k \leq (N_F - 1)$ 。關於 k 之各值， $\mathbf{U}(k)$ 是 $\hat{\mathbf{H}}(k)$ 之左本徵向量的 $N_R \times N_R$ 一元矩陣， $\mathbf{V}(k)$ 是 $\hat{\mathbf{H}}(k)$ 之右本徵向量的 $N_T \times N_T$ 一元矩陣， $\mathbf{\Lambda}(k)$ 則是 $\hat{\mathbf{H}}(k)$ 之異常值的 $N_R \times N_T$ 對角矩陣。

異常值分解是用於在相關頻率位元 k 的頻率 f_k 上分解關於 k 之各值之 MIMO 頻道成為其本徵模式，其中 $0 \leq k \leq (N_F - 1)$ 。 $\hat{\mathbf{H}}(k)$ 的秩 $r(k)$ 對應用於頻率 f_k 上 MIMO 頻道上的本徵模式數，其對應頻率位元 k 中可用的獨立頻道數（即空間次頻道數）。如以下將更詳盡說明的， $\mathbf{V}(k)$ 欄是將用在已傳送符號向量 $\mathbf{s}(n)$ 之有關頻率 f_k 的控制向量。對應地， $\mathbf{U}(k)$ 欄是將用在已接收信號向量 $\mathbf{r}(n)$ 之元素之接收器上有關頻率 f_k 的控制向量。因 $0 \leq k \leq (N_F - 1)$ ， $\mathbf{U}(k)$ 和 $\mathbf{V}(k)$ 向量可用於正交化在頻率 f_k 上之本徵模式上傳送的符號串。當正確地使用這些矩陣

處理已傳送及已接收符號串時，不論是在頻域或時域內，如以下將詳細說明的，其結果是已接收符號串的整體正交化。此允許每一個本徵模式(如同相對於每一個位元)的單獨編碼/調變，並進一步簡化接收器上已接收符號串的等化，其將詳細說明如下。

帶有 $\underline{\lambda}(k)$ 之對角的元素是符合 $1 \leq i \leq r(k)$ 的 $\lambda_{ii}(k)$ ，其中 $r(k)$ 是 $\hat{\underline{H}}(k)$ 的秩。 $\underline{U}(k)$ 和 $\underline{V}(k)$ 、 $\underline{u}_i(k)$ 和 $\underline{v}_i(k)$ 分別是本徵方程式的解法，其可表示如下：

$$\hat{\underline{H}}(k)\underline{v}_i(k) = \lambda_{ii}\underline{u}_i(k) \quad \text{方程式 (5)}$$

$\underline{U}(k)$ 、 $\underline{\lambda}(k)$ 和 $\underline{V}(k)$ 矩陣可提供為兩種形式—“儲存的”形式及—“任意排序的”形式。在儲存的形式中，遞減排序 $\underline{\lambda}(k)$ 的對角元素，使得 $\lambda_{11}(k) \geq \lambda_{22}(k) \geq \dots \geq \lambda_{rr}(k)$ ，其本徵向量則依照對應的排序安排於 $\underline{U}(k)$ 和 $\underline{V}(k)$ 中。在任意排序的形式中，異常值及本徵向量的排序是任意且頻率獨立的。本文中由下標符號 r 表示此任意形式。在儲存或任意排序中選擇使用的特定形式可決定將用於資料傳輸的本徵模式及將用於各所選本徵模式的編碼和調變架構。

接著一水傾注分析區塊226接收用於包含在 $\underline{\lambda}(k)$ 矩陣序列內各頻率位元之異常值集合，以及包含對應各異常值之已接收SNR的CSI。該已接收之SNR是如下所述之達到用於已恢復調變符號之接收器的SNR。使用 $\underline{\lambda}(k)$ 矩陣及已接收之SNR以取得對角矩陣序列 $\underline{E}_{\lambda}(k)$ ，其為水傾注方程式(4a)和(4b)的解法。如上所述，對角矩陣 $\underline{E}_{\lambda}(k)$ 包括分配給在 N_F 個頻率位元之每一個的本徵模式之能量或傳送功率的集

合。用以取得對角矩陣 $\underline{E}_\lambda(k)$ 的水傾注分析可依照上述美國專利申請案序號[法律檔案號第 010467 號]說明的實行。

刻度器 /IFFT 228 接收一元矩陣 $\underline{V}(k)$ 及用於所有 N_F 個頻率位元的對角矩陣 $\underline{E}_\lambda(k)$ ，並基於已接收矩陣取得用於傳送器的一時空脈衝形成矩陣 $\underline{P}_{tx}(n)$ 。初始計算對角矩陣 $\underline{E}_\lambda(k)$ 的平方根以取得對角矩陣序列 $\sqrt{\underline{E}_\lambda(k)}$ ，其元素是 $\underline{E}_\lambda(k)$ 元素的平方根。對角矩陣 $\underline{E}_\lambda(k)$ 的元素是表示分配給本徵模式的傳送功率。接著該平方根轉換功率分配到相等的信號刻度。接著計算平方根對角矩陣 $\sqrt{\underline{E}_\lambda(k)}$ 的結果、以及為 $\hat{H}(k)$ 之右本徵向量矩陣序列的一元矩陣 $\underline{V}(k)$ 。該結果 $\underline{V}(k)\sqrt{\underline{E}_\lambda(k)}$ 定義將用於已傳送符號向量 $\underline{s}(n)$ 之理想的空間頻譜形成。

接著計算該結果 $\underline{V}(k)\sqrt{\underline{E}_\lambda(k)}$ 的一反向 FFT 以取得用於傳送器的時空脈衝形成矩陣 $\underline{P}_{tx}(\lambda)$ ，其可表示為：

$$\underline{P}_\alpha(\lambda) = \text{IFFT}[\underline{V}(k)\sqrt{\underline{E}_\lambda(k)}] \quad \text{。} \quad \text{方程式 (6)}$$

該脈衝形成矩陣 $\underline{P}_{tx}(\lambda)$ 是一 $N_T \times N_T$ 矩陣。 $\underline{P}_{tx}(\lambda)$ 的各元素是值序列。 $\underline{P}_{tx}(\lambda)$ 的各欄是一用於 $\underline{s}(n)$ 之一對應元素的控制向量。

一旋繞器 230 用該脈衝形成矩陣 $\underline{P}_{tx}(\lambda)$ 接收及事先處理(如旋繞)已傳送的符號向量 $\underline{s}(n)$ ，用以取得已傳送信號向量 $\underline{x}(n)$ 。具有 $\underline{P}_{tx}(\lambda)$ 之 $\underline{s}(n)$ 的旋繞可表示為：

$$\underline{x}(n) = \sum_{\lambda} \underline{P}_\alpha(\lambda) \underline{s}(n-\lambda) \quad \text{。} \quad \text{方程式 (7)}$$

方程式 (7) 中的矩陣旋繞可如下所述地實行。為了取得用於時間 n 之向量 $\underline{x}(n)$ 的第 i 個元素 $x_i(n)$ ，形成用於一些延遲索引之具有向量 $\underline{s}(n-\lambda)$ 之 $\underline{P}_\alpha(\lambda)$ 矩陣之第 i 列的內部結果(例如

$0 \leq \lambda \leq (N_F - 1)$ ，並累加該結果以取得元素 $x_i(n)$ 。故形成傳送於各傳送天線上的信號（即 $\underline{x}(n)$ 或 $x_i(n)$ 之各元素）為 N_R 個調變符號串的一權重組合，具有由 $\underline{P}_{tx}(\lambda)$ 矩陣之適當欄決定的權重。重複該處理，以便從 $\underline{P}_{tx}(\lambda)$ 矩陣的獨立欄和向量 $\underline{s}(n)$ 取得向量 $\underline{x}(n)$ 的各元素。

傳送信號向量 $\underline{x}(n)$ 的各元素對應於一將在獨立傳送天線傳送的事先處理符號序列。 N_T 個事先處理符號序列（即具有各含有多達 N_T 個事先處理符號向量的事先處理符號向量序列）對應 N_T 個已傳送的信號，且在本文中參考為已傳送信號向量 $\underline{x}(n)$ 。提供該 N_T 個已傳送信號給傳送器 122a 至 122t 並處理，用以取得稍後分別由天線 124a 至 124t 傳送的 N_T 個已調變信號。

圖 2 所述之實施例實行已傳送信號向量 $\underline{s}(n)$ 的時域波束控制。也可在頻域中實行此波束控制。在此情形下，可透過一 FFT 轉換該向量 $\underline{s}(n)$ ，用以取得一頻域向量 $\underline{S}(k)$ 。接著使該向量 $\underline{S}(k)$ 乘 $\underline{V}(k)\sqrt{\underline{E}_x(k)}$ 矩陣以取得一頻域向量 $\underline{X}(k)$ ，如以下：

$$\underline{X}(k) = [\underline{V}(k)\sqrt{\underline{E}_x(k)}]\underline{S}(k) \quad .$$

接著可藉由實行向量 $\underline{X}(k)$ 上的一 IFFT 以取得已傳送信號向量 $\underline{x}(n)$ （即 $\underline{x}(n) = \text{IFFT}[\underline{X}(k)]$ ）。

圖 3 是能實施方案本發明之各種觀點及實施例的一接收器單位 300 的實施例區塊圖。接收器單位 300 是圖 1 中接收器系統 150 之接收器部分的一個實施例。接收器單位 300 包括 (1) 一處理 N_R 個已接收取樣串以取得 N_T 個已恢復符號串

的 RX MIMO 處理器 160a，以及 (2) 解調、解交錯及解碼已恢復符號以提供已解碼位元的 RX 資料處理器 162a。RX MIMO 處理器 160a 和 RX 資料處理器 162a 分別是圖 1 中 RX MIMO 處理器 160 和 RX 資料處理器 162 的一個實施例。

請翻回圖 1，由 N_R 個天線 152a 到 152r 的每一個接收出自 N_T 個傳送天線的已傳送信號，並將出自各天線的已接收信號路由到個別的接收器 154 (其也可參考為前端處理器)。各接收器 154 決定 (如濾波和放大) 個別的已接收信號、降頻該決定信號為一中頻或基頻、及數位化該降頻信號以提供 ADC 取樣點。各接收器 154 可進一步用一已恢復的導頻解調該 ADC 取樣點以產生已接收取樣點個別的串。故接收器 154a 到 154r 共同地提供 N_R 個接收取樣點串 (即具有各含有多達 N_R 個取樣點之向量的向量序列)，其也可參考為接收信號向量 $\underline{r}(n)$ 。接著提供該接收信號向量 $\underline{r}(n)$ 給 RX MIMO 處理器 160a。

在 RX MIMO 處理器 160a 中，一頻道估計器 312 接收向量 $\underline{r}(n)$ 並取得一可送回給傳送器系統及用於傳送處理的已估計頻道脈衝響應矩陣 $\hat{\underline{H}}(n)$ 。一 FFT 314 接著在該估計頻道脈衝響應矩陣 $\hat{\underline{H}}(n)$ 上實行一 FFT，用以取得一已估計的頻道頻率響應矩陣 $\hat{\underline{H}}(k)$ 。

區塊 316 接著計算用於 k 之各值之 $\hat{\underline{H}}(k)$ 的異常值分解以獲得用於對應頻率位元 k 的左本徵向量 $\underline{U}(k)$ 。 $\underline{U}(k)$ 的各欄是用於 $\underline{r}(n)$ 之對應元素的一控制向量，並做為正交化接收器系統上的已接收符號串。接著一 IFFT 318 實行 $\underline{U}(k)$ 的反向 FFT

以取得用於接收器系統的一時空脈衝形成矩陣 $\underline{v}(\lambda)$ 。

接著一旋繞器 320 藉由用時空脈衝形成矩陣 $\underline{v}^H(\lambda)$ 之共軛移項實行已接收信號向量 $\underline{r}(n)$ (這是所傳輸之符號向量 $\underline{s}(n)$ 的估計值) 的旋繞，取得已接收符號向量 $\hat{\underline{r}}(n)$ 。該旋繞可表示為：

$$\hat{\underline{r}}(n) = \sum_{\lambda} \underline{v}^H(\lambda) \underline{r}(n-\lambda) \quad \text{方程式 (8)}$$

也可在類似上述用於傳送器的頻域內實行接收器上的脈衝形成。在此情形下，可透過一 FFT 轉換已接收信號向量 $\underline{r}(n)$ 以取得一頻域向量 $\underline{R}(k)$ 。接著使該向量 $\underline{R}(k)$ 預先乘共軛移項矩陣 $\underline{U}^H(k)$ 以取得一頻域向量 $\hat{\underline{R}}(k)$ 。可透過一反向 FFT 轉換該矩陣乘法運算的結果 $\hat{\underline{R}}(k)$ 以取得時域接收符號向量 $\hat{\underline{r}}(n)$ 。故可在抽象頻域內表示具有矩陣 $\underline{v}^H(\lambda)$ 之向量 $\underline{r}(n)$ 的旋繞為：

$$\hat{\underline{R}}(k) = \underline{U}^H(k) \underline{R}(k) = \hat{\underline{\Lambda}}(k) \underline{S}(k) + \hat{\underline{Z}}(k), \quad \text{方程式 (9)}$$

其中 $\hat{\underline{\Lambda}}(k) = \underline{\Lambda}(k) \sqrt{\underline{E}_{\lambda}(k)}$ 是 $\underline{H}(k)$ 之權重異常值的矩陣，具有是 $\sqrt{\underline{E}_{\lambda}(k)}$

水傾注解法之平方根的權重；

$\underline{S}(k)$ 是 $\underline{s}(n)$ 的 FFT，已傳送之符號向量；

$\underline{R}(k)$ 是 $\underline{r}(n)$ 的 FFT，已接收之信號向量；

$\hat{\underline{R}}(k)$ 是 $\hat{\underline{r}}(n)$ 的 FFT，已接收之符號向量；

$\underline{Z}(k)$ 是 $\underline{z}(n)$ 的 FFT，已接收雜訊取樣點的向量；以及

$\hat{\underline{Z}}(k)$ 是如一元矩陣 $\underline{U}^H(k)$ 轉換之已接收雜訊處理的 FFT。

由方程式 (9) 可知，已接收符號向量 $\hat{\underline{r}}(n)$ 的特徵是時域內的旋繞，如下所示：

$$\hat{\underline{r}}(n) = \sum_{\lambda} \underline{\Lambda}(\lambda) \underline{s}(n-\lambda) + \hat{\underline{z}}(n), \quad \text{方程式 (10)}$$

其中 $\underline{\Delta}(\lambda)$ 是 $\hat{\Delta}(k) = \Delta(k)\sqrt{E_{\Delta}(k)}$ 的反向 FFT；且

$\hat{\mathbf{z}}(n)$ 是如接收器時空脈衝形成矩陣 $\underline{\mathbf{v}}^H(\lambda)$ 轉換的已接收雜訊。

矩陣 $\underline{\Delta}(\lambda)$ 是本徵脈衝的對角矩陣，具有這類可取得做為符合 $0 \leq k \leq (N_F - 1)$ 之 $\hat{\Delta}(k)$ 內異常值對應集合之 IFFT 的本徵脈衝。

用於排序異常值的兩個形式，即儲存及任意排序，會導致兩種不同類型的本徵脈衝。對儲存的形式而言，產生的本徵脈衝矩陣 $\underline{\Delta}_s(1)$ 是脈衝的一對角矩陣，其以能量內容的下降排序儲存。對應本徵脈衝矩陣 $\{\underline{\Delta}_s(1)\}_{11}$ 第一對角元素的脈衝具有最多能量，而對應進一步降下對角之元素的脈衝則成功地具有較少能量。此外，當 SNR 夠低讓水傾注產生一些不具能量的頻率位元時，將優先由最小的本徵脈衝除去能量。因此，在低 SNR，該本徵脈衝的一個或更多將不具能量。這有一項好處是，在低 SNR，經由減少正交次頻道數便可簡化編碼和調變。但為了達到頻道容量，必須分別替各本徵脈衝編碼和調變。

可利用頻域內異常值的任意排序形式進一步簡化編碼和調變（即避免掉替本徵脈衝矩陣之各元素編碼和調變的複雜性）。在任意排序的形式中，用於各頻率位元之異常值排序是任意的，而非是基於其大小。該任意排序可導致在所有本徵脈衝中近乎相等的能量。當 SNR 低到造成不具能量的頻率位元時，便在本徵模式中近乎平均地展開這些位元，使不具非零能量的本徵模式脈衝數不受 SNR 支配而會是相同的。在高 SNR，任意排序形式的優點是，所有的

本徵脈衝具有近乎相等的能量，此時不需用於不同本徵模式的單獨編碼和調變。

如果 MIMO 頻道響應是頻率選擇的 (即用於不同 k 之值的不同 $\underline{H}(k)$ 值)，矩陣 $\underline{\Delta}(\lambda)$ 內的本徵脈衝是時間分散的。在此情形下，產生的已接收符號序列 $\hat{\underline{r}}(n)$ 具有內部符號干擾 (ISI)，其通常將要求等化以提供高的實行成果。此外，因為 $\underline{\lambda}(k)$ 的異常值是實數的，所以 $\hat{\underline{\lambda}}(k) = \underline{\lambda}(k) \sqrt{\underline{E}_{\lambda}(k)}$ 的元素也是實數的，且矩陣 $\underline{\Delta}(1)$ 內的本徵脈衝顯示頻疊共軛對稱特性。如果採取避免此時域頻疊的步驟 (如藉由使用一足夠大於已估計頻道脈衝響應矩陣內 $\hat{\underline{H}}(n)$ 之非零的取樣點數的 FFT 長度 N_F)，則在延遲變數 l 內的本徵脈衝矩陣是共軛對稱的，即 $\underline{\Delta}(\lambda) = \underline{\Delta}^+(-\lambda)$ 。

等化器 322 接收該接收之符號向量 $\hat{\underline{r}}(n)$ ，並且執行時空等化，以導出一還原符號向量 $\hat{\underline{s}}(n)$ ，這是所傳輸符號 $\underline{s}(n)$ 的估計值。下文中將進一步詳細說明等化。接著，將還原符號向量提供給 RX 資料處理器 162a。

在 RX 資料處理器 162a 中，一符號非對應元件 332 依照與供傳送器系統上符號用之調變架構互補的一解調架構 (例如 M-PSK、M-QAM) 解調 $\hat{\underline{s}}(n)$ 內的各個已恢復符號。接著由解交錯器 334 解交錯出自符號非對應元件 332 的解調資料，並進一步由一解碼器 336 解碼該已解交錯資料以獲得已傳送資訊位元 b_i 之估計的已解碼位元 $\hat{b}_i$ 。所實行的解交錯及解碼本身分別與傳送器系統上實行的交錯及編碼互補。例如，如果分別在傳送器系統上實行渦輪或旋繞編碼，便可將

一渦輪解碼器或一維特比(Viterbi)解碼器用做為解碼器336。

最小均方差(MMSE)等化

如方程式(10)所示，一用於已接收符號向量 $\hat{\mathbf{r}}(n)$ 的相等頻道具有本徵脈衝之對角矩陣 $\underline{\Lambda}(\lambda)$ 的一脈衝響應(即一單位取樣響應)、以及 $\underline{\lambda}(f)$ 的一對應頻率響應。故用於 $\hat{\mathbf{r}}(n)$ 之一已匹配濾波接收器可包括一匹配 $\underline{\Lambda}(\lambda)$ 之脈衝響應的濾波器。這一類已匹配濾波器可具有 $\underline{\Lambda}^H(-1)$ 的脈衝響應及 $\underline{\lambda}^1(f)$ 的頻率響應，其可表示為：

$$\underline{\lambda}^1(f) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} \underline{\Lambda}^H(l) e^{j2\pi fl} \quad \text{。} \quad \text{方程式(11)}$$

用於 $\hat{\mathbf{r}}(n)$ 之相等頻道的端點對端點頻率響應及其已匹配濾波器可定為 $\underline{\Psi}(f) = \underline{\lambda}(f) \underline{\lambda}^1(f)$ 。

可將 $\underline{\Psi}(f)$ 端點對端點頻率響應頻譜分解因子為一假設的濾波器及其已匹配濾波器。該假設的濾波器可具有 $\underline{\Gamma}(\lambda)$ 的因果脈衝響應，其中因 $\lambda < 0$ ， $\underline{\Gamma}(\lambda) = 0$ ，以及 $\underline{\gamma}(f)$ 的頻率響應。假設濾波器及其匹配濾波器之端點對端點頻率響應(經由定義)與相等頻道及其匹配濾波器的端點對端點頻率響應相等，即 $\underline{\gamma}(f) \underline{\gamma}^H(f) = \underline{\Psi}(f)$ 。

對於下列分析，可定義一相等頻道模型以頻譜地具有白色雜訊。可經由應用一具有 $\underline{\gamma}^H(f)$ 之穆爾潘若斯(Moore-Penrose)反向之頻率響應矩陣 $(\underline{\gamma}^H(f))^+ = (\underline{\gamma}(f) \underline{\gamma}^H(f))^{-1} \underline{\gamma}(f)$ ，的雜訊白化濾波器於接收器匹配濾波器的輸出來達到。故頻道之整體頻率響應(具有 $\underline{\lambda}(f)$ 頻率響應)、已匹配濾波器(具有 $\underline{\lambda}^1(f)$ 頻率響應)、以及雜訊白化濾波器(具有 $(\underline{\gamma}^H(f))^+$ 頻率響應)可表示為：

$$\underline{\lambda}(f)\underline{\lambda}'(f)(\underline{\gamma}^H(f))^* = \underline{\psi}(f)(\underline{\gamma}^H(f))^* = \underline{\gamma}(f) \quad \text{方程式 (12)}$$

對應頻率響應 $\underline{\gamma}(f)$ 的脈衝響應 $\underline{\Gamma}(\lambda)$ 是一對角矩陣。

圖 4A 為基於一相等頻道模型取得的最小均方差線性等化器 (MMSE-LE) 414 的圖示。由一(假設的)白化匹配濾波器 412 濾波已接收符號向量 $\hat{\underline{r}}(n)$ ，用以提供一已濾波符號向量 $\tilde{\underline{r}}(n)$ 。白化匹配濾波器 412 實行用於 $\hat{\underline{r}}(n)$ 之匹配濾波及雜訊白化的雙函數，且具有一 $\underline{\lambda}'(f)(\underline{\gamma}^H(f))^*$ 的響應。已濾波符號向量 $\tilde{\underline{r}}(n)$ 是相等頻道模型的輸出且可表示為：

$$\tilde{\underline{r}}(n) = \sum_{\lambda=0}^L \underline{\Gamma}(\lambda) \underline{s}(n-\lambda) + \underline{z}(n) = \underline{\underline{\Gamma}} \underline{s}(n) + \underline{\tilde{z}}(n) \quad \text{方程式 (13)}$$

其中 $\underline{\underline{\Gamma}}$ 是用於已取樣之頻道權重本徵脈衝之代表矩陣序列 $\underline{\Gamma}(\lambda)$ 的 $N_R \times (L+1)N_T$ 區塊結構矩陣，並可表示為：

$$\underline{\underline{\Gamma}} = [\underline{\Gamma}(0) \quad \underline{\Gamma}(1) \quad \Lambda \quad \underline{\Gamma}(L)] \quad ,$$

且 $\underline{s}(n)$ 是調變符號之 $L+1$ 向量序列，並可表示為：

$$\underline{s}(n) = \begin{bmatrix} \underline{s}(n) \\ \underline{s}(n-1) \\ \vdots \\ \underline{s}(n-L) \end{bmatrix} \quad .$$

$\underline{s}(n)$ 的各向量包括多達 N_T 個符號，且向量內各符號與矩陣 $\underline{\underline{\Gamma}}$ 內本徵脈衝的其中之一相關。 $\underline{\underline{\Gamma}}$ 區塊全部是對角(即 $\underline{\Gamma}(0), \underline{\Gamma}(1), \Lambda, \underline{\Gamma}(L)$)。

當接收器輸入雜訊是白色的且具有 $N_0 \underline{\underline{I}}$ 之功率頻譜密度時，雜訊向量 $\hat{\underline{z}}(n)$ 具有一自動相關函數 $\underline{\varphi}_{\hat{\underline{z}}}(k)$ ，其可表示為：

$$\underline{\varphi}_{\hat{\underline{z}}}(m) = E[\hat{\underline{z}}(n-m)\hat{\underline{z}}^H(n)] = N_0 \underline{\varphi}_{\underline{w}}(m) \quad \text{方程式 (14)}$$

其中

$$\underline{\Phi}_{vv}(m) = \sum_{\lambda} \underline{v}^H(\lambda) \underline{v}(\lambda+m),$$

由於 $\hat{\underline{H}}(k)$ 右本徵向量的 $\underline{V}(k)$ 矩陣序列全是一元的，則 k 的各值為 $\underline{V}^H(k) \underline{V}(k) = \underline{I}$ 。故為 $\underline{V}^H(k) \underline{V}(k)$ 序列之反向 FFT 的 $\underline{\Phi}_{vv}(m)$ 給定於：

$$\underline{\Phi}_{vv}(m) = \underline{I} \delta(m), \quad \text{方程式 (15)}$$

其中 $\delta(m)$ 是單位取樣序列，其可表示為：

$$\delta(m) = \begin{cases} 1, & m=0 \\ 0, & \text{否則} \end{cases}.$$

在已白化匹配濾波器後的雜訊向量 $\underline{\tilde{z}}(n)$ 具有一自動相關函數 $\underline{\Phi}_{\tilde{z}\tilde{z}}(m)$ ，而其可表示為：

$$\underline{\Phi}_{\tilde{z}\tilde{z}}(m) = \underline{\Phi}_{\tilde{z}\tilde{z}}(m) = N_0 \underline{I} \delta(m). \quad \text{方程式 (16)}$$

藉由用 $2K+1$, $N_T \times N_R$ 權重矩陣 $\underline{M}(\lambda)$ 序列實行一已濾波符號向量 $\underline{\tilde{r}}(n)$ 序列之矩陣旋繞，一 MMSE-LE 計算時間 n 上已傳送符號向量 $\underline{s}(n)$ 的初始估計 $\underline{\tilde{s}}(n)$ 如下：

$$\underline{\tilde{s}}(n) = \sum_{\lambda=-K}^K \underline{M}(\lambda) \underline{\tilde{r}}(n-\lambda) = \underline{M} \underline{\tilde{r}}(n), \quad \text{方程式 (17)}$$

其中 $\underline{M} = [\underline{M}(-K) \ \underline{M}(0) \ \underline{M}(K)]$ ；

K 為決定等化器之延遲範圍的一參數；且

$$\underline{\tilde{r}}(n) = \begin{bmatrix} \underline{\tilde{r}}(n+K) \\ \underline{M} \\ \underline{\tilde{r}}(n) \\ \underline{M} \\ \underline{\tilde{r}}(n-K) \end{bmatrix}.$$

選擇權重矩陣序列 $\underline{M}(\lambda)$ 以最小化均方差，其可表示為：

$$\varepsilon = E\{\underline{\mathbf{e}}^H(n)\underline{\mathbf{e}}(n)\} \quad , \quad \text{方程式 (18)}$$

其中該誤差 $\underline{\mathbf{e}}(n)$ 可表示為：

$$\underline{\mathbf{e}}(n) = \underline{\mathbf{s}}(n) - \underline{\hat{\mathbf{s}}}(n) \quad , \quad \text{方程式 (19)}$$

接著可將 MMSE 解法說明為權重矩陣序列 $\underline{\mathbf{M}}(1)$ ，其符合以下線性限制：

$$\sum_{\lambda=-K}^K \underline{\mathbf{M}}(\lambda) \underline{\Phi}_{rr}(\lambda-m) = \begin{cases} 0, & -K \leq m < -L \\ \underline{\Gamma}^H(-m), & -L \leq m \leq 0 \\ 0, & 0 < m \leq K \end{cases} \quad , \quad \text{方程式 (20)}$$

其中 $\underline{\Phi}_{rr}(m)$ 為 $N_R \times N_R$ 空間時間相關矩陣序列。該矩陣 $\underline{\Phi}_{rr}(m)$ 可表示為：

$$\underline{\Phi}_{rr}(m) = E[\underline{\tilde{\Gamma}}(n-m)\underline{\tilde{\Gamma}}^H(n)] = \begin{cases} \sum_{\lambda=0}^L \underline{\Gamma}(\lambda)\underline{\Gamma}^H(\lambda+m) + \underline{\Phi}_{zz}(m), & -L \leq m \leq L \\ \underline{\Phi}_{zz}(m), & \text{否則} \end{cases} \quad , \text{方程式 (21)}$$

其中 $\underline{\Phi}_{rr}(m)$ 給定於方程式 (14) 至 (16)。

對於空間及時間非相關雜訊， $\underline{\Phi}_{rr}(m) = N_0 \underline{\mathbf{I}} \delta(m)$ 。在此情形下，所有 $\underline{\Phi}_{rr}(\lambda-m)$ 及 $\underline{\Gamma}^H(-m)$ 中非對角線上之項皆為零，且 $\underline{\mathbf{M}}(\lambda)$ 中所有非對角線上之項也為零，其產生用於等化器係數的解連接方程式。因此可簡化方程式 (20) 內的線性限制如下：

$$\sum_{\lambda=-K}^K m_{ii}(\lambda) (\underline{\Phi}_{rr}(\lambda-m))_{ii} = \Gamma_{ii}^*(-m), \quad \text{for } 1 \leq i \leq r; \quad -L \leq m \leq 0 \quad , \quad \text{方程式 (22)}$$

其中 r 是矩陣 $\hat{\mathbf{H}}(k)$ 的行列。

方程式 (20) 也可進一步表示為：

$$\underline{\mathbf{M}} \underline{\Phi}_{rr} = \underline{\Gamma}^H, \quad \text{or} \quad \underline{\mathbf{M}} = \underline{\Gamma}^H \underline{\Phi}_{rr}^{-1} \quad , \quad \text{方程式 (23)}$$

其中 $\underline{\Phi}_{rr}$ 是具有區塊 j, k 的區塊拓撲力茲 (Toeplitz)，給定於

(27)

 $\varphi_{\tilde{r}}(j-k)$ 及

$$\underline{\Gamma} = \begin{bmatrix} \underline{0}_{(K-L)N_R \times N_T} \\ \underline{\Gamma}(L) \\ \underline{\Gamma}(L-1) \\ \underline{M} \\ \underline{\Gamma}(0) \\ \underline{0}_{KN_R \times N_T} \end{bmatrix},$$

其中 $\underline{0}_{m \times n}$ 是 $m \times n$ 的零矩陣。

可由取得 $\underline{M}(\lambda)$ 矩陣傅立葉 (Fourier) 轉換以取得用於 MMSE-LE 之對應時域權重矩陣 $\underline{M}(\lambda)$ ， $-L \leq \lambda \leq L$ 的頻率響應矩陣 $\underline{m}(f)$ 如下：

$$\underline{m}(f) = \sum_{\lambda=-L}^L \underline{M}(\lambda) e^{-j2\pi\lambda f}$$

方程式 (24)

因為 $\underline{M}(\lambda)$ 是對角，故頻率響應矩陣 $\underline{m}(f)$ 也是對角。

如圖 4A 所示，提供已濾波的符號向量 $\underline{\tilde{r}}(n)$ 給一 MMSE-LE 414 並基於頻率響應矩陣 $\underline{m}(f)$ 等化之，用以取得符號向量 $\underline{\tilde{s}}(n)$ ，其為已傳送之符號向量 $\underline{s}(n)$ 的估計。因實行於傳送器及接收器系統上的脈衝形成，所以 $\underline{\hat{r}}(n)$ 中之已接收符號序列是正交權重矩陣 $\underline{M}(\lambda)$ ，用於 MMSE-LE 的是對角矩陣。故可經由 MMSE-LE 單獨等化 $\underline{\hat{r}}(n)$ 中 N_R 個已接收符號序列的每一個，其可大大地簡化接收器處理。

為了決定有關符號估計 $\underline{\tilde{s}}(n)$ 的 SNR，首先取得一無偏差的最小均方差估計。對於先前取得的初始符號估計 $\underline{\tilde{s}}(n)$ ，

$$\begin{aligned} E[\underline{\tilde{s}}(n)\underline{s}(n)] &= \underline{M}E[\underline{\tilde{r}}(n)\underline{s}(n)] \\ &= [\underline{M}(-K)\underline{\Gamma}\underline{s}(n+K) + \Lambda + \underline{M}(0)\underline{\Gamma}\underline{s}(n) + \Lambda + \underline{M}(K)\underline{\Gamma}\underline{s}(n-K)] \end{aligned}, \quad \text{方程式 (25)}$$

其中在雜訊上取得預期。若假設調變符號是時間非相關的，且在以上所有符號間干擾上取得預期（不在時間 n 傳送所有的已傳送信號元件），則該預期可表示為：

$$\begin{aligned} E[\underline{\tilde{s}}(n)|\underline{s}(n)] &= \underline{M}E[\underline{\tilde{r}}(n)|\underline{s}(n)] \\ &= [\underline{M}(0)\underline{\Gamma}(0) + \underline{M}(-1)\underline{\Gamma}(1) + \dots + \underline{M}(-L)\underline{\Gamma}(L)]\underline{s}(n) \\ &= \underline{M}\underline{\Gamma}\underline{s}(n) \\ &= \underline{G}\underline{s}(n) \end{aligned} \quad , \text{ 方程式 (26)}$$

其中

$$\underline{G} = \underline{M}\underline{\Gamma} = \underline{\Gamma}^H \underline{\Phi}_{rr}^{-1} \underline{\Gamma} \quad .$$

當雜訊是空間及時間非相關時，因 $-K \leq \lambda \leq K$ ，故 $\underline{G}$ 是 $N_T \times N_T$ 對角。

在平均於出自其他空間次頻道的干擾後，出自時間 n 上第 i 個傳送天線的信號平均值可表示為：

$$E[\tilde{s}_i(n)|s_i(n)] = g_{ii}s_i(n) \quad , \quad \text{方程式 (27)}$$

其中 g_{ii} 是 $\underline{G}$ 的第 i 個元素 (g_{ii} 是一數量)，而 $\tilde{s}_i(n)$ 是初始符號估計 $\underline{\tilde{s}}(n)$ 的第 i 個元素。

利用定義

$$\underline{D}_G^{-1} = \text{diag}(1/g_{11}, 1/g_{22}, \dots, 1/g_{N_T N_T}) \quad , \quad \text{方程式 (28)}$$

則時間 n 上已傳送符號向量 $\underline{s}(n)$ 的無偏差的符號估計 $\underline{\hat{s}}(n)$ 可表示為：

$$\underline{\hat{s}}(n) = \underline{D}_G^{-1} \underline{\tilde{s}}(n) = \underline{D}_G^{-1} \underline{M} \underline{\tilde{r}}(n) \quad . \quad \text{方程式 (29)}$$

有關該無偏差的符號估計 $\underline{\hat{s}}(n)$ 的錯誤協方差矩陣可表示為：

$$\begin{aligned} \underline{\Phi}_{\hat{s}} &= \underline{W} = E\{[\underline{s}(n) - \underline{D}_G^{-1} \underline{M} \underline{\tilde{r}}(n)][\underline{s}^H(n) - \underline{\tilde{r}}^H(n) \underline{M}^H \underline{D}_G^{-1}]\} \\ &= \underline{I} - \underline{D}_G^{-1} \underline{G} - \underline{G} \underline{D}_G^{-1} + \underline{D}_G^{-1} \underline{G} \underline{D}_G^{-1} \quad . \quad \text{方程式 (30)} \end{aligned}$$

因空間及時間非相關雜訊實例 $\underline{D}_G^{-1} = \underline{G}^{-1}$ ，故此時 $\underline{W} = \underline{G}^{-1} - \underline{I}$ 。

有關第 i 個傳輸天線上所傳符號之無偏差的估計 $\hat{s}_i(n)$ 的 SNR 可表示為：

$$\text{SNR}_i = \frac{1}{w_{ii}} = \frac{g_{ii}}{1 - g_{ii}} \quad \text{方程式 (31)}$$

在圖 4A 中，提供相等頻道模式中的已白化匹配濾波器 412 以簡化 MMSE-LE 的來源。在一個可實施的實施方案中，當 MMSE-LE 用於最小化均方差時，已白化匹配濾波器響應便（自動地）併入 MMSE-LE 的響應中。

圖 4B 是一 MMSE-LE 322a 的一個實施例區塊圖，其為圖 3 中等化器 322 的一個實施例。最初基於已接收導頻和（或）資料傳輸可先估計矩陣 $\underline{H}$ 和 $\underline{\varphi}_{\text{xx}}$ 。接著根據方程式 (23) 計算權重矩陣 $\underline{M}$ 。

在 MMSE-LE 322a 中，利用具有權重矩陣 $\underline{M}$ 的乘法器 422 事先乘出自 RX MIMO 處理器 160 的已接收符號向量 $\hat{\mathbf{r}}(n)$ ，用以形成已傳送符號向量 $\underline{\mathbf{s}}(n)$ 的一初始估計 $\underline{\hat{\mathbf{s}}}(n)$ ，如上述方程式 (17) 所示。再用一具有對角矩陣 $\underline{D}_G^{-1}$ 的乘法器 424 事先乘該初始估計 $\underline{\hat{\mathbf{s}}}(n)$ ，用以形成已傳送符號向量 $\underline{\mathbf{s}}(n)$ 的無偏差的估計 $\hat{\underline{\mathbf{s}}}(n)$ ，如上述方程式 (29) 所示。該無偏差的估計 $\hat{\underline{\mathbf{s}}}(n)$ 包括由 MMSE-LE 提供給 RX 資料處理器 162 的已恢復符號向量。

同樣提供該已恢復之符號向量 $\hat{\underline{\mathbf{s}}}(n)$ 給一取得用於 MIMO 頻道之 CSI 的 CSI 處理器 428。例如，CSI 處理器 428 可根據方程式 (31) 估計第 i 個已恢復符號序列的 SNR。用於該已恢復符號序列的 SNR 包括回報給傳送器單位之 CSI 的一部份。

進一步提供該已恢復符號向量 $\hat{\underline{\mathbf{s}}}(n)$ 並用於處理器 426，其

便能分別基於方程式(23)和(28)取得權重矩陣 $\underline{\underline{M}}$ 和對角矩陣 $\underline{\underline{D}}_G^{-1}$ 。

決定反饋等化

與寬頻本徵模式傳輸共同使用的一決定反饋等化器 (DFE) 可形成時間 n 上之已傳送符號向量 $\underline{s}(n)$ 的一初始估計 $\underline{\tilde{s}}(n)$ ，其可表示為：

$$\underline{\tilde{s}}(n) = \sum_{\lambda=-K_1}^0 \underline{\underline{M}}_f(\lambda) \underline{\tilde{r}}(n-\lambda) + \sum_{\lambda=1}^{K_2} \underline{\underline{M}}_b(\lambda) \underline{\tilde{s}}(n-\lambda) \quad , \quad \text{方程式 (32)}$$

其中 $\underline{\tilde{r}}(n)$ 方程式(13)所定的濾波調變符號向量；

$\underline{s}'(n)$ 是再調變符號向量 (即已解調後又再調變的符號)；

$\underline{\underline{M}}_f(\lambda)$, $-K_1 \leq \lambda \leq 0$ 是 $(K_1+1) \cdot N_T \times N_R$ 係數矩陣序列；

$\underline{\underline{M}}_b(\lambda)$, $1 \leq \lambda \leq K_2$ 是 $K_2 \cdot N_T \times N_R$ 反饋係數矩陣序列。

方程式(32)也可表示為：

$$\underline{\tilde{s}}(n) = \underline{\underline{M}}_f \underline{\tilde{r}}(n) + \underline{\underline{M}}_b \underline{\tilde{s}}(n) \quad , \quad \text{方程式 (33)}$$

其中 $\underline{\underline{M}}_f = [\underline{\underline{M}}_f(-K_1) \ \underline{\underline{M}}_f(-K_1+1) \ \dots \ \underline{\underline{M}}_f(0)]$ ；

$\underline{\underline{M}}_b = [\underline{\underline{M}}_b(1) \ \underline{\underline{M}}_b(2) \ \dots \ \underline{\underline{M}}_b(K_2)]$ ；

$$\underline{\tilde{s}}(n) = \begin{bmatrix} \underline{\tilde{s}}(n-1) \\ \underline{\tilde{s}}(n-2) \\ \vdots \\ \underline{\tilde{s}}(n-K_2) \end{bmatrix} \quad ; \quad \text{且} \quad \underline{\tilde{r}}(n) = \begin{bmatrix} \tilde{r}(n+K_1) \\ \tilde{r}(n+K_1-1) \\ \vdots \\ \tilde{r}(n) \end{bmatrix} \quad .$$

若使用 MMSE 品質評估參數決定前饋和反饋係數矩陣，則可使用最小化均方差之 $\underline{\underline{M}}_f$ 和 $\underline{\underline{M}}_b$ 的解法，

$$\varepsilon = E\{\underline{e}^H(n) \underline{e}(n)\} \quad ,$$

其中誤差 $\underline{e}(n)$ 可表示為：

$$\underline{e}(n) = \underline{\tilde{s}}(n) - \underline{s}(n) \quad . \quad \text{方程式 (34)}$$

由於 $-K_1 \leq \lambda \leq 0$ ，可利用下列線性限制決定前饋濾波器 $\underline{\mathbf{M}}_f(\lambda)$ 的

MMSE 解法：

$$\sum_{l=-K_1}^0 \underline{\mathbf{M}}_f(l) \left[\sum_{i=0}^{L-1} \underline{\Gamma}(i) \underline{\Gamma}^H(i+1-m) + N_0 \underline{\mathbf{I}} \delta(1-m) \right] = \underline{\Gamma}^H(-m) \quad , \quad \text{方程式 (35)}$$

同樣也可表示為：

$$\underline{\mathbf{M}}_f = \tilde{\underline{\Gamma}}^H \tilde{\underline{\Phi}}_{\tilde{\Gamma}\tilde{\Gamma}}^{-1} \quad , \quad \text{方程式 (36)}$$

其中

$$\tilde{\underline{\Gamma}} = \begin{bmatrix} \underline{\mathbf{0}}_{(K_1-L)N_R \times N_T} \\ \tilde{\underline{\Gamma}}(L) \\ \tilde{\underline{\Gamma}}(L-1) \\ \mathbf{M} \\ \tilde{\underline{\Gamma}}(0) \end{bmatrix} \quad ,$$

其中 $\tilde{\underline{\Phi}}_{\tilde{\Gamma}\tilde{\Gamma}}$ 是由 $N_R \times N_R$ 個區塊組成的一 $(K_1+1)N_R \times (K_1+1)N_R$ 矩陣。 $\tilde{\underline{\Phi}}_{\tilde{\Gamma}\tilde{\Gamma}}$ 內第 (i,j) 個區塊給定為：

$$\tilde{\underline{\Phi}}_{\tilde{\Gamma}\tilde{\Gamma}}(i,j) = \sum_{\lambda=0}^{K_1-i+1} \underline{\Gamma}(\lambda) \underline{\Gamma}^H(\lambda+i-j) + N_0 \underline{\mathbf{I}} \delta(i-j) \quad . \quad \text{方程式 (37)}$$

用於反饋濾波器的 MMSE 解法可表示為：

$$\begin{aligned} \underline{\mathbf{M}}_b(\lambda) &= - \sum_{i=-K_1}^0 \underline{\mathbf{M}}_f(i) \underline{\Gamma}(\lambda-i) \quad , \quad \text{for } 1 \leq \lambda \leq K_2 \\ &= - \underline{\mathbf{M}}_f \hat{\underline{\Gamma}} \quad , \end{aligned} \quad \text{方程式 (38)}$$

其中

$$\hat{\underline{\Gamma}} = \begin{bmatrix} \hat{\underline{\Gamma}}_1 & \hat{\underline{\Gamma}}_2 & \mathbf{L} & \hat{\underline{\Gamma}}_L & \underline{\mathbf{0}}_{(K_1+1)N_R \times (K_2-L)N_T} \end{bmatrix} \quad , \quad \text{及} \quad \hat{\underline{\Gamma}}_\lambda = \begin{bmatrix} \underline{\mathbf{0}}_{(K_1-L+\lambda)N_R \times N_T} \\ \underline{\Gamma}(L) \\ \mathbf{M} \\ \underline{\Gamma}(\lambda) \end{bmatrix} \quad .$$

由於 $0 \leq \lambda \leq L$ 之 $\underline{\Gamma}(\lambda)$ 矩陣是對角的，故出自方程式 (36) 之合於 $-K_1 \leq \lambda \leq 0$ 的前饋濾波器係數矩陣 $\underline{\mathbf{M}}_f(\lambda)$ 也是對角的。而之

後合於 $1 \leq \lambda \leq K_2$ 之反饋濾波器係數矩陣 $\underline{\mathbf{M}}_b(\lambda)$ 也是對角的。

前饋濾波器及反饋濾波器分別具有頻率響應 $\underline{\mathbf{m}}_f(f)$ 和 $\underline{\mathbf{m}}_b(f)$ ，其被定為：

$$\begin{aligned}\underline{\mathbf{m}}_f(f) &= \sum_{\lambda=-K_1}^0 \underline{\mathbf{M}}_f(\lambda) e^{-j2\pi\lambda f}, \quad \text{及} \\ \underline{\mathbf{m}}_b(f) &= \sum_{\lambda=1}^{K_2} \underline{\mathbf{M}}_b(\lambda) e^{-j2\pi\lambda f}.\end{aligned}$$

方程式 (39)

圖 5A 是一基於相等頻道模型取得的一決定反饋等化器圖示。利用一(假設的)白化匹配濾波器 512 濾波已接收符號向量 $\underline{\hat{\mathbf{r}}}(n)$ 以提供已濾波符號向量 $\underline{\tilde{\mathbf{r}}}(n)$ 。再由一具有 $\underline{\mathbf{m}}_f(f)$ 頻率響應的前饋濾波器 514 濾波向量 $\underline{\tilde{\mathbf{r}}}(n)$ 。由一累加器 516 加總出自前饋濾波器 514 之輸出及出自一反饋濾波器 518 之輸出以提供符號向量 $\underline{\tilde{\mathbf{s}}}(n)$ 。也提供該向量 $\underline{\tilde{\mathbf{s}}}(n)$ 給一符號決定元件 520 以取得再調變符號向量 $\underline{\mathbf{s}}'(n)$ ，其表示用於符號估計 $\underline{\tilde{\mathbf{s}}}(n)$ 的已偵測符號。再調變符號向量之取得可藉由(1)解調符號向量 $\underline{\tilde{\mathbf{s}}}(n)$ 、可能地解碼及再編碼該已解調資料、及基於對應所選調變架構之信號分佈再調變已解調資料或已再編碼資料。接著利用反饋濾波器 518 用頻率響應 $\underline{\mathbf{m}}_b(f)$ 濾波再調變之符號向量 $\underline{\mathbf{s}}'(n)$ ，並提供濾波器 518 之輸出給累加器 516。

方程式 (38) 代替為方程式 (32) 並假設完美決定 (即 $\underline{\mathbf{s}}'(n) = \underline{\mathbf{s}}(n)$)，初始符號估計 $\underline{\tilde{\mathbf{s}}}(n)$ 可表示為：

$$\underline{\tilde{\mathbf{s}}}(n) = \underline{\mathbf{M}}_f \underline{\tilde{\Gamma}} \underline{\mathbf{s}}(n) + \underline{\mathbf{M}}_f \underline{\tilde{\mathbf{z}}}(n), \quad \text{方程式 (40)}$$

其中 $\underline{\tilde{\mathbf{z}}}(n) = [\underline{\tilde{\mathbf{z}}}(n+K_1) \underline{\tilde{\mathbf{z}}}(n+K_1-1) \dots \underline{\tilde{\mathbf{z}}}(n)]^T$ 。

為了決定關於出自決定反饋等化器之初始符號估計 $\underline{\tilde{\mathbf{s}}}(n)$ 的 SNR，可利用找出已傳送符號向量之條件平均值的方式

先取得(與上述 MMSE-LE相同)無偏差的最小均方差估計：

$$E[\underline{\tilde{s}}(n)|\underline{s}(n)] = \underline{\mathbf{M}}_f \underline{\tilde{\Gamma}} \underline{s}(n) = \underline{\mathbf{G}}_{\text{dfe}} \underline{s}(n) \quad , \quad \text{方程式 (41)}$$

其中 $\underline{\mathbf{G}}_{\text{dfe}} = \underline{\mathbf{M}}_f \underline{\tilde{\Gamma}} = \underline{\tilde{\Gamma}}^H \underline{\Phi}_{rr}^{-1} \underline{\tilde{\Gamma}}$ 。其次， $\underline{\tilde{s}}(n)$ 之第*i*個之平均值 $\tilde{s}_i(n)$ 可表示為：

$$E[\tilde{s}_i(n)|s_i(n)] = g_{\text{dfe},ii} s_i(n)$$

其中 $g_{\text{dfe},ii}$ 是 $\underline{\mathbf{G}}_{\text{dfe}}$ 的第*i*個對角元素。

為了形成類似上述 MMSE-LE所用之無偏差符號估計 $\hat{\underline{s}}(n)$ ，首先定義元素是 $\underline{\mathbf{G}}_{\text{dfe}}$ 之對角元素反向的對角矩陣為：

$$\underline{\mathbf{D}}_{\text{Gdfe}}^{-1} = \text{diag}(1/g_{\text{dfe},11}, 1/g_{\text{dfe},22}, \dots, 1/g_{\text{dfe},N_r N_r}) \quad . \quad \text{方程式 (42)}$$

無偏差之估計 $\hat{\underline{s}}(n)$ 可表示為：

$$\begin{aligned} \hat{\underline{s}}(n) &= \underline{\mathbf{D}}_{\text{Gdfe}}^{-1} \underline{\tilde{s}}(n) = \underline{\mathbf{D}}_{\text{Gdfe}}^{-1} (\underline{\mathbf{M}}_f \underline{\tilde{\Gamma}}(n) + \underline{\mathbf{M}}_b \underline{\hat{s}}(n)) \quad . \quad \text{方程式 (43)} \\ &= \underline{\mathbf{D}}_{\text{Gdfe}}^{-1} \underline{\mathbf{M}}_f (\underline{\tilde{\Gamma}} \underline{s}(n) + \underline{\tilde{z}}(n)) \end{aligned}$$

該結果誤差協方差被給定為：

$$\begin{aligned} \underline{\Phi}_{\text{ee}} &= \underline{\mathbf{W}}_{\text{dfe}} = E\{[\underline{\hat{s}}(n) - \underline{\mathbf{D}}_{\text{Gdfe}}^{-1} \underline{\tilde{s}}(n)] [\underline{\hat{s}}^H(n) - \underline{\tilde{s}}^H(n) \underline{\mathbf{D}}_{\text{Gdfe}}^{-1}]\} \quad . \quad \text{方程式 (44)} \\ &= \underline{\mathbf{I}} - \underline{\mathbf{D}}_{\text{Gdfe}}^{-1} \underline{\mathbf{G}}_{\text{dfe}} - \underline{\mathbf{G}}_{\text{dfe}}^H \underline{\mathbf{D}}_{\text{Gdfe}}^{-1} + \underline{\mathbf{D}}_{\text{Gdfe}}^{-1} \underline{\mathbf{G}}_{\text{dfe}} \underline{\mathbf{D}}_{\text{Gdfe}}^{-1} \end{aligned}$$

可將關於第*i*個傳送天線上所傳符號之無偏差估計 $\hat{s}_i(n)$ 的 SNR 表示為：

$$\text{SNR}_i = \frac{1}{w_{\text{dfe},ii}} = \frac{g_{\text{dfe},ii}}{1 - g_{\text{dfe},ii}} \quad . \quad \text{方程式 (45)}$$

圖 5B 是一決定反饋等化器 322b 之實施例的區塊圖，其為圖 3 中等化器 322 的另一個實施例。在決定反饋等化器 322b 中，由實施方案上述 MMSE 技術或其他線性空間等化技術之前饋濾波器 534 濾波出自 RX MIMO 處理器 160 的已接收符號向量 $\hat{\underline{r}}(n)$ 。累加器 536 接著用出自反饋濾波器 538 之已估計失真元件結合出自前饋濾波器 534 之輸出，用以提供近乎

移除失真元件的偏差符號估計 $\underline{\hat{s}}(n)$ 。最初該估計失真元件為零，而符號估計 $\underline{\hat{s}}(n)$ 僅為出自濾波器 534 的輸出。接著一乘法器 540 使用於累加器之初使估計 $\underline{\hat{s}}(n)$ 乘矩陣 $\underline{D}_{Gdfe}^{-1}$ ，用以提供已傳送符號向量 $\underline{s}(n)$ 的無偏差估計 $\underline{\hat{s}}(n)$ 。該無偏差之估計 $\underline{\hat{s}}(n)$ 包括提供給 RX 資料處理器 162 的已恢復符號向量。

在 RX 資料處理器 162 內，(圖 3 中)符號未對應元件 332 提供用於已恢復符號向量 $\underline{\hat{s}}(n)$ 的解調資料。接著提供該解調資料給 DFE 322b 內的對應元件 216x，並加以調變以提供再調變的符號向量 $\underline{s}'(n)$ 。交替地，可解碼、再編碼該已調變資料，並再提供給符號對應元件 216x。再調變符號是由傳送器傳送之調變符號 $\underline{s}(n)$ 的估計。提供再調變符號向量 $\underline{s}'(n)$ 給濾波符號向量以取得已估計之失真元件的反饋濾波器 538。反饋濾波器 538 可實施方案一線性空間等化器(如一線性截線等化器)。

對 DFE 技術方面，使用再調變符號以取得由已偵測符號產生之失真的估計。如果取得無錯誤(或有最少錯誤)的再調變符號，即可準確地估計該失真元件，並可有效地消去由已偵測符號提供的內部符號干擾。一般會同時調整由前饋濾波器 534 和反饋濾波器 538 實行的處理，用以最小化已恢復符號中內部符號干擾的均方差(MSE)。

DFE 與 MMSE 技術均更詳盡描述於 S.L.Ariyavistakul 及其他人所著論文中，其標題為“Optimum Space-Time Processors with Dispersive Interference: Unified Analysis and Required Filter Span”(譯於 1999 年 7 月之 IEEE，通訊第 7 冊，第 7 號)，並以

引用的方式併入本文中。

最大可能性序列估計

藉由形成用於維特比演算法之路徑品質評估參數集合以實行具有供內部符號干擾 (ISI) 之頻道用的最大可能性序列估計 (MLSE)，其考慮已觀察之接收信號，搜尋最有可能傳送的序列。該 MLSE 於 1979 年麥克葛蘿之丘 (McGraw-Hill) 出版之安德魯·維特比 (Andrew J. Viterbi) 和吉姆歐姆拉 (Jim K. Omura) 所著的 “Principles of Digital Communication and Coding” 中有更詳盡的說明，其已以引用的方式併入本文中。

然而，因頻道狀態空間過高的幅員，使尚未透過本徵模式分解正交化的寬頻 MIMO 頻道上之 MLSE 的使用變得不切實際。一實行用於一 MIMO 頻道之最大可能性序列估計的維特比等化器具有 M^{rL} 種狀態，其中 M 是符號字母的大小、 $r \leq N_T$ 是獨立傳送之資料串的數量、而 L 則是頻道記憶體。例如，在其中使用 QPSK 信號 ($M=4$) 以及四個獨立資料串 ($r=4$) 且頻道具有一個符號之記憶體 ($L=1$) 的簡單情形下，維特比等化器將有 2^8 種狀態 (即 $4^{4 \cdot 1} = 2^8$)。

一起使用時域本徵模式分解及維特比 MLSE 可大大地減低維特比等化器的狀態空間。在此情形下可獨立地等化已接收符號串，獨立資料串 r 之數中狀態空間大小是低線性的，即 rM^L 。對於先前的範例而言，該狀態空間可降為 2^4 (即 $4 \cdot 4^1 = 2^4$)。

MLSE 方法的目的是選擇最大化矩陣的傳送符號向量序

列 $\underline{s}_m(n)$:

$$K_m = \sum_n \left\{ 2 \operatorname{Re} \left[\tilde{r}^H(n) \underline{\Gamma} \underline{s}_m(n) \right] - \underline{s}_m^H(n) \underline{\Gamma}^H \underline{\Gamma} \underline{s}_m(n) \right\} \quad \text{方程式 (46)}$$

由於組成 $\underline{\Gamma}$ 的 $\underline{\Gamma}(i)$ 是對角的， K_m 可表示為各自與 MIMO 頻道之時域本徵模式之每一個相關的 r 個矩陣的總和：

$$K_m = \sum_{i=1}^r \kappa_m(i) \quad \text{方程式 (47)}$$

其中

$$\kappa_m(i) = \sum_n \mu_m^i(n) \quad \text{方程式 (48)}$$

且

$$\begin{aligned} \mu_m^i(n) = & 2 \operatorname{Re} \left[\tilde{r}_i(n) \sum_{\lambda=0}^L s_{m,i}^*(n-\lambda) \Gamma_{ii}^*(\lambda) \right] \\ & - \sum_{\lambda=0}^L \sum_{j=0}^L s_{m,i}^*(n-\lambda) s_{m,i}(n-j) \Gamma^*(\lambda) \Gamma(j) \end{aligned} \quad \text{方程式 (49)}$$

序列矩陣 $k_m(i)$ 的形式和有關用於具有內部符號干擾之 SISO 頻道之 MLSE 的序列矩陣之行是相同。故此項技藝中之已知 MLSE 維特比等化可適用於個別已接收符號串之等化如下。

用於維特比演算法內 n 階上之已接收符號串 i 的路徑品質評估參數是定為：

$$M_i(n) = \mu_m^i(n) + M_i(n-1) \quad \text{方程式 (50)}$$

當接收取樣點 n 時，(1) 計算關於各可能傳送符號 $s_{m,i}(n)$ 之 $\mu_m^i(n)$ 的 M 值，以用於關於取樣時間 $n-1$ 上之符號串 i 的 M^L 狀態之每一個，以及 (2) 計算用於狀態之一關於 $s_{m,i}(n)$ 之各可能數值之 $M_i(n)$ 的 M 值。接著在取樣時間 n 選擇用於各狀態之 $M_i(n)$ 的最大值，並選擇有關該最大值的序列做為該狀態的剩餘序列。

可在路徑合併情形發生時宣告序列決定，其為一般先前狀態之所有剩餘序列合併之時。交替地，可在固定延遲上之路徑截斷發生宣告序列決定，其可在尚未發生合併情況時強迫做出決定。

至此已說明許多不同類型的等化器，包括 MMSE-LE、DFE、及 MLSE。可使用其中一種等化器等化已接收符號，用以提供做為已傳送符號之估計的已恢復符號。藉由透過本徵模式分解正交化已接收符號串，可單獨地等化已接收符號串，其可 (1) 大大地降低所選用等化器的複雜性、以及 (或) (2) 允許使用在別處無用的其他類型等化器。

本文所述用於傳送及接收資料的技術可實施方案於各種無線通訊系統中，包括 (但非限於) MIMO 及 CDMA 系統。這些技術也可用於正向連結及 (或) 反向連結。

可利用各種裝置實施方案本文所述用於處理傳送器及接收器上資料傳輸的技術。例如可在硬體、軟體、或其組合中實施方案這些技術。在一硬體實施方案方面，可是一個或更多特殊應用積體電路 (ASIC)、數位信號處理 (DSP)、數位信號處理裝置 (DSPD)、可程式邏輯裝置 (PLD)、場可程式閘陣列 (FPGA)、處理器、控制器、微控制器、微處理器、其他實行本文所述功能之電子單位、或其組合中實施方案用於實行傳送器上各種信號處理步驟 (如用於編碼及調變資料、用於取得傳送器脈衝形成矩陣、用於事先處理調變符號等) 或各種信號上處理步驟 (如用於取得接收器脈衝形成品質評估參數、用於事先處理已接收取樣點、用

於等化已接收符號、用於解調和解碼已恢復符號等等)的元件。

在一軟體實施方案方面，可使用實行本文所述功能的模組(如步驟、功能等)實行各傳送器及接收器上的一些或所有的信號處理步驟。軟體碼能儲存於一記憶體單位(例如圖1中的記憶體132及172)及由一處理器實行(例如控制器130及170)。記憶體單位可實行於處理器內或處理器外，在該情形下可透過此項技藝中的各種已知裝置暢通地連接處理器。

標題含於本文中做為參考，並有助於確定特定的部分。這些標題並非用於限制本文概念之範圍，且這些概念在整個說明書的其他部分中同樣具有實用性。

先前提供關於揭露實施例之說明是為了使熟習此項技藝者能製作或使用本發明。在不脫離本發明之精神或範圍的前提下，熟習此項技藝者可對這些實施例進行各種修改，且本文所定義之一般原則也適用於其他實施例。故本發明並非限於本文所述的實施例，而是符合與本文揭露之原則和新特徵一致的最大範圍。

圖式簡單說明

由上述詳細說明及全文對應識別之相同參考符號的圖式，將使本發明之特徵、特性及優點變得更顯而易見，其中：

圖1為一多重輸入多重輸出系統之一傳送器系統及一接收器系統之實施例的區塊圖；

圖 2 為一可實施方案本發明之各種觀點及實施例之一傳送器單位的實施例的區塊圖；

圖 3 為一可實施方案本發明之各種觀點及實施例之一接收器單位的實施例的區塊圖；

圖 4A 及 4B 分別是一最小均方根錯誤線性等化器 (MMSE-LE) 之一同等頻道模型和一實施方案的區塊圖；以及

圖 5A 及 5B 分別是一決定反饋等化器 (DFE) 之一同等頻道模型和一實施方案的區塊圖。

圖式代表符號說明

110,150	傳送器系統
112,176	資料源
114,114a,178	傳送(TX)資料處理器
120,120a	傳送(TX)多重輸入多重輸出(MMO)處理器
122,122a,122t	傳送器
124,124a,124t,152,152a,152r	天線
130,170	控制器
132,172	記憶體
140	解調器
144,164	資料槽
154,154a,154r	接收器
160	接收(RX)多重輸出多重輸入(MMO)處理器
142,162	接收(RX)資料處理器
180	調變器

200	傳送器單位
212	編碼器
214	頻道交錯器
216,	符號對應元件
216x	符號對應
222	快速傅立葉轉換器
314	快速傅立葉轉換
224,316	異常值分解
226	水傾注分析
228	刻度器
230,320	旋繞器
300	接收器單位
312	頻道估計器
318	反向快速傅立葉轉換
322	等化器
332	符號非對應
334	頻道解交錯器
336	編碼器
412,512	已白化匹配濾波器
414,322a	MMSE 線性等化器
422,424,540	乘法器
426	適應性處理器
428,528	CSI 處理器
514,534	前饋濾波器

536,516

累加器

518,538

反饋濾波器

520

符號決定

肆、中文發明摘要

提供用以處理傳送器及接收器上之資料傳輸的技術。在一項觀點中提供一時域實施方案，其使用頻域異常值分解及“水傾注”結果，用以取得傳送器及接收器上之時域脈衝形成及波束控制的解法。在傳送器實行異常值分解，用以決定多重輸入及多重輸出(MIMO)頻道之本徵模式(即空間次頻道)及取得做為“事先處理”調變符號之控制向量的一第一集合。在接收器也同樣實行異常值分解，用以取得做為事先處理已接收信號之控制向量的一第二集合，致使正交符號串恢復於可簡化接收器處理的接收器上。使用水傾注分析可較理想地分配全部的可用傳送功率給本徵模式，接著決定用於各本徵模式的資料率及編碼和調變架構。

伍、英文發明摘要

Techniques for processing a data transmission at the transmitter and receiver. In an aspect, a time-domain implementation is provided which uses frequency-domain singular value decomposition and “water-pouring” results to derive time-domain pulse-shaping and beam-steering solutions at the transmitter and receiver. The singular value decomposition is performed at the transmitter to determine eigen-modes (i.e., spatial subchannels) of the MIMO channel and to derive a first set of steering vectors used to “precondition” modulation symbols. The singular value decomposition is also performed at the receiver to derive a second set of steering vectors used to precondition the received signals such that orthogonal symbol streams are recovered at the receiver, which can simplify the receiver processing. Water-pouring analysis is used to more optimally allocate the total available transmit power to the eigen-modes, which then determines the data rate and the coding and modulation scheme to be used for each eigen-mode.

拾壹、圖式

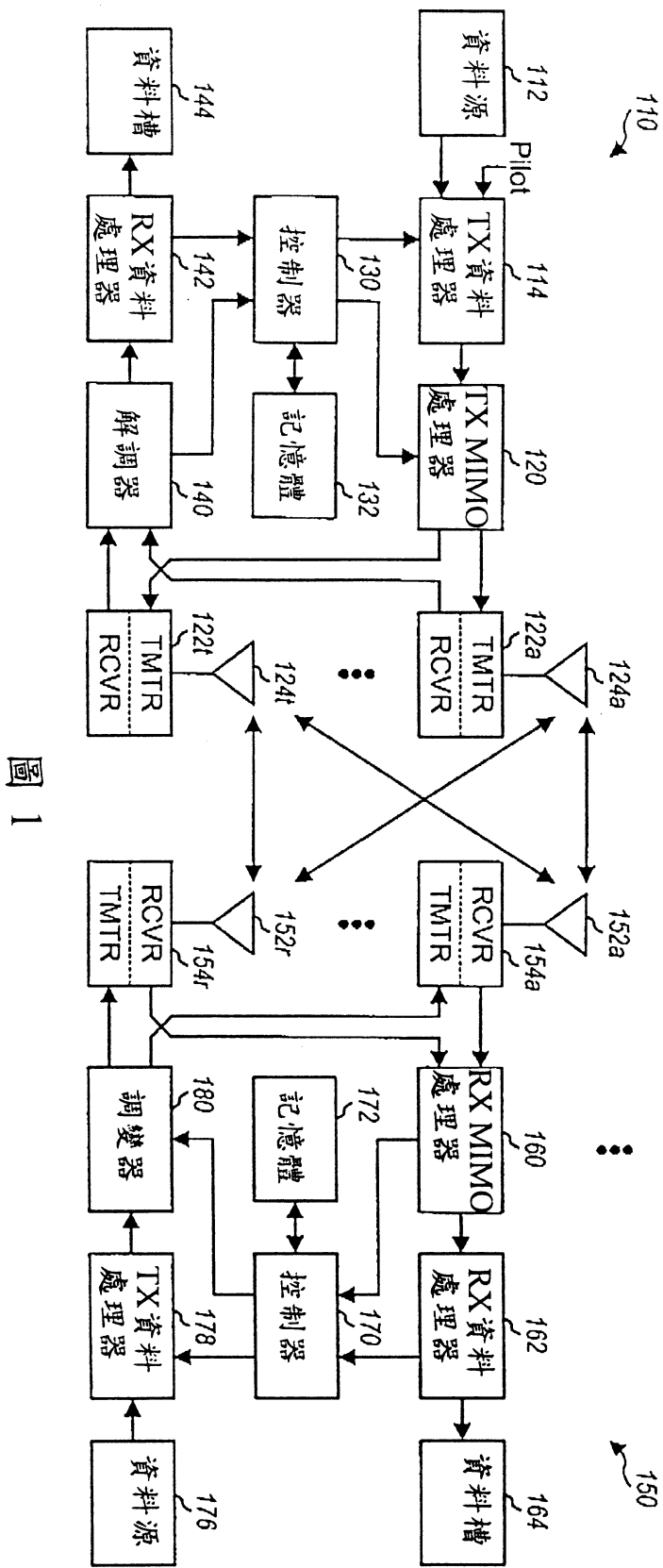
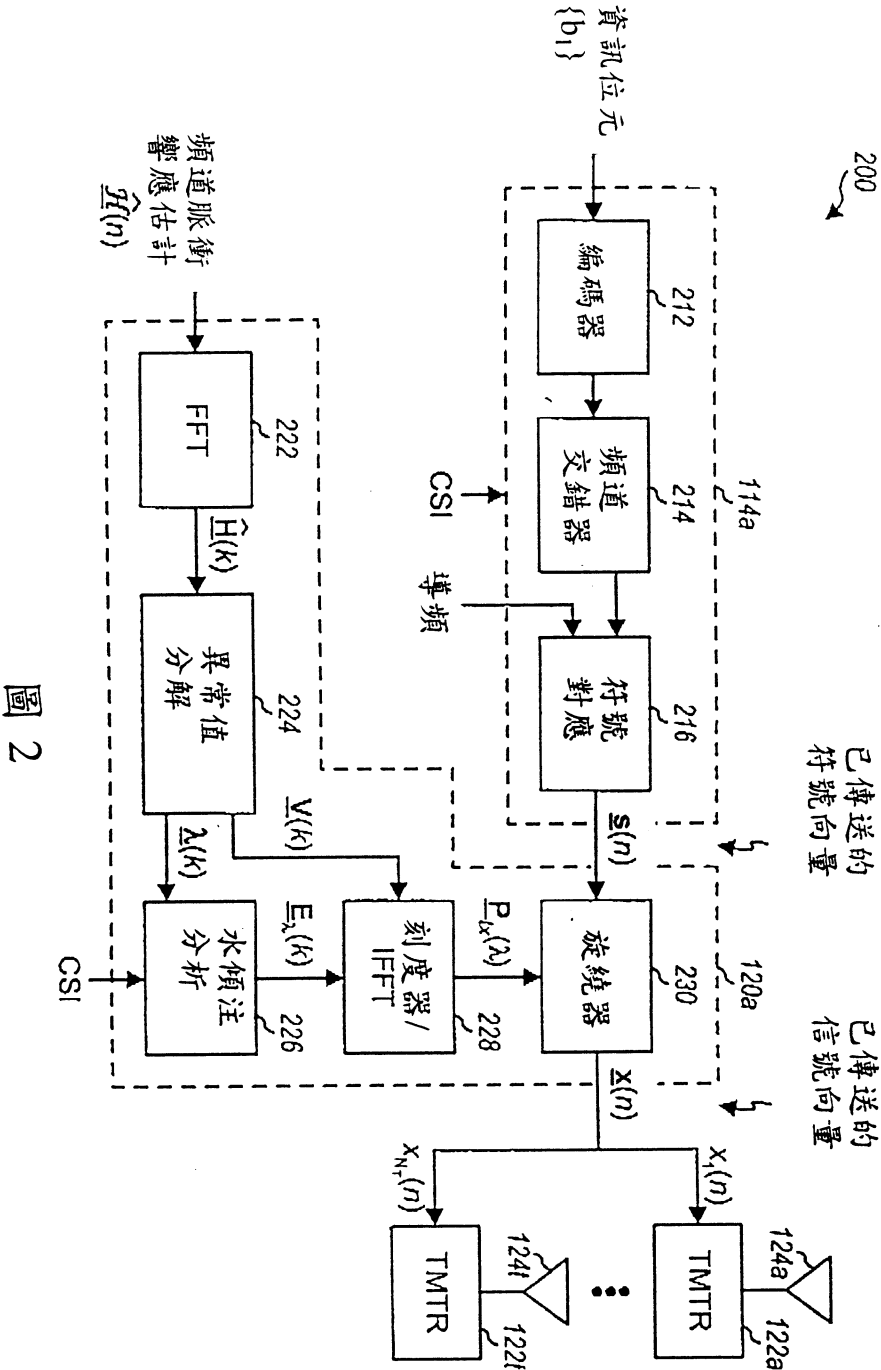


圖 1



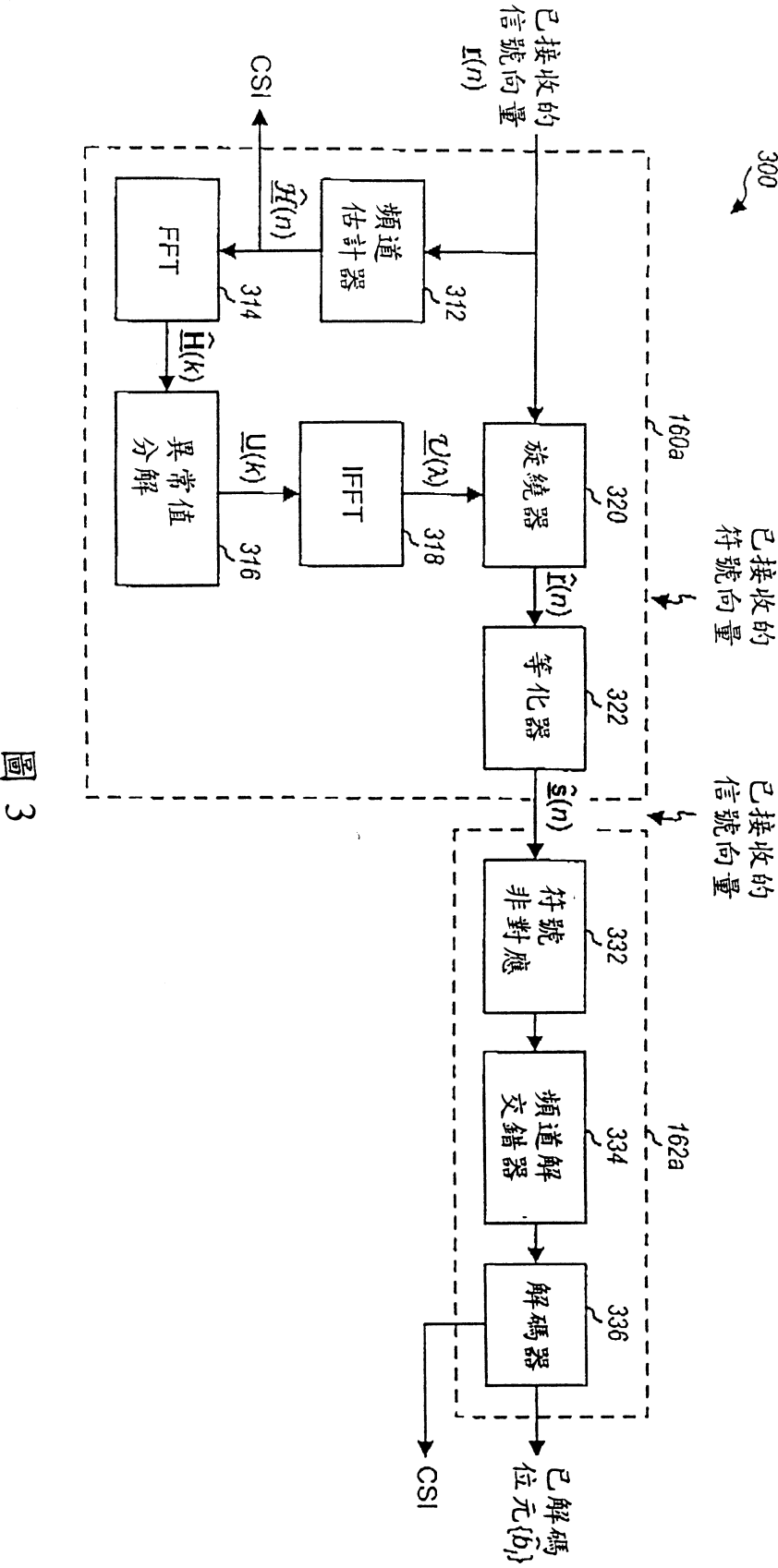


圖 3

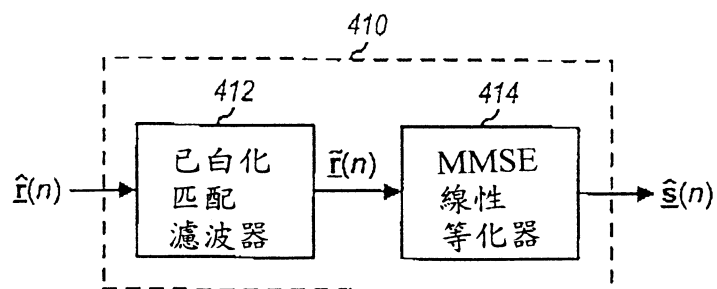


圖 4 A

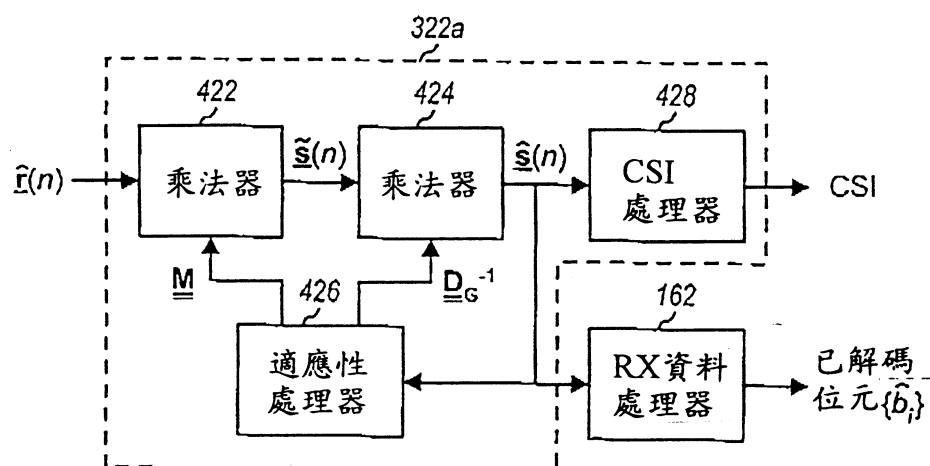


圖 4 B

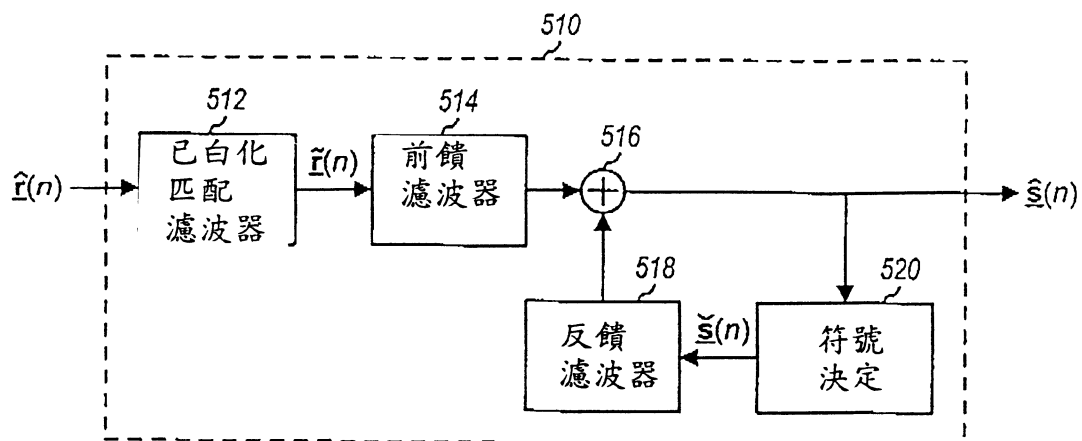


圖 5 A

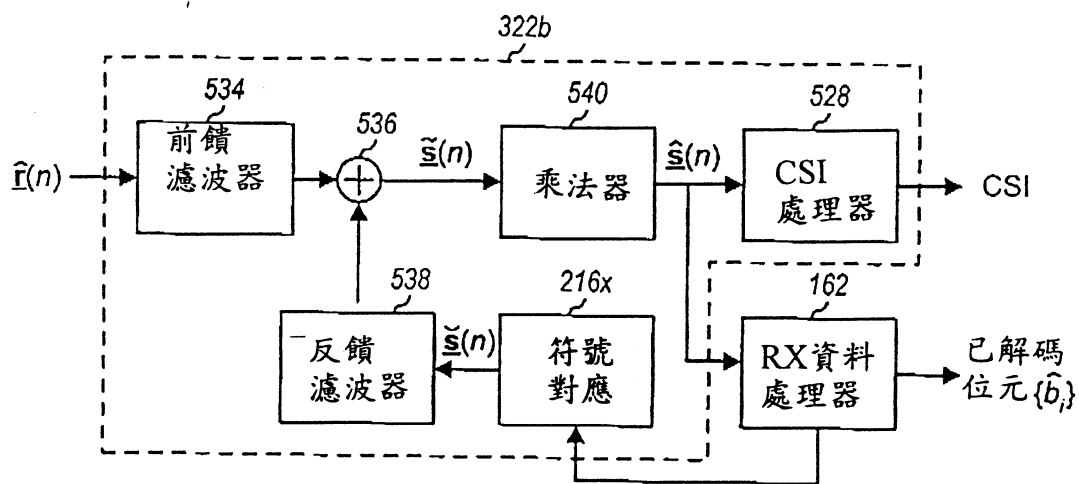


圖 5 B

陸、(一)、本案指定代表圖為：第1圖

(二)、本代表圖之元件代表符號簡單說明：

110,150	傳送器系統
112,176	資料源
114,178	傳送(TX)資料處理器
120	傳送(TX)多重輸入多重輸出(MMO)處理器
122a, 122t	傳送器
124a, 124t, 152a, 152t	天線
130,170	控制器
132,172	記憶體
140	解調器
142, 162	接收(RX)資料處理器
144, 164	資料槽
154a,154r	接收器
160	接收(RX)多重輸出多重輸入(MMO)處理器
180	調變器

柒、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：

拾、申請專利範圍

1. 一種在一多重輸入及多重輸出(MIMO)通訊系統傳送資料的方法，包括：

依照一種或更多編碼架構來編碼資料，以提供已編碼資料給在一MIMO通道的複數個傳輸通道；

依照一種或更多調變架構來調變該已編碼資料，以提供複數個調變符號串；

部分基於相應於該MIMO通道估計通道響應矩陣之第一本徵向量矩陣序列及第二異常值矩陣序列，來取得一脈衝成形矩陣；

基於該脈衝成形矩陣來事先對複數個調變符號串進行處理，以取得複數個事先處理信號；以及

在該MIMO通道上傳送複數個事先處理信號。

2. 如申請專利範圍第1項之方法，其中取得該脈衝成形矩陣包括：

決定該MIMO通道的估計通道響應矩陣；以及

分解該估計頻率響應矩陣，以獲得該第一本徵向量矩陣序列與該第二異常值矩陣序列。

3. 如申請專利範圍第2項之方法，其中該估計通道響應矩陣給定於頻域並分解於頻域。

4. 如申請專利範圍第2項之方法，其中該估計通道響應矩陣是基於異常值分解來分解的。

5. 如申請專利範圍第2項之方法，其中該估計通道響應矩陣包括複數個本徵模式，而其中與低於一特定門檻值之異常值有關聯的本徵模式並不選來作為資料傳輸之用。

6. 一種在一多重輸入及多重輸出(MIMO)通訊系統傳送資料的方法，包括：

依照一種或更多編碼架構來編碼資料，以提供已編碼資料給在一MIMO通道的複數個傳輸通道；

依照一種或更多調變架構來調變該已編碼資料，以提供複數個調變符號串；

部分基於該MIMO通道之估計響應來取得一脈衝成形矩陣，包含：

決定該MIMO通道的估計通道響應矩陣；以及

分解該估計頻率響應矩陣，以獲得第一本徵向量矩陣序列與第二異常值矩陣序列，其中該脈衝成形矩陣是基於第一與第二矩陣序列來取得，且其中在第二序列中每個矩陣的異常值被任意地排序，使得該估計通道響應矩陣的本徵模式與近乎相等的傳輸功率有關；

基於該脈衝成形矩陣來事先對複數個調變符號串進行處理，以取得複數個事先處理信號；以及

在該MIMO通道上傳送複數個事先處理信號。

7. 一種在一多重輸入及多重輸出(MIMO)通訊系統傳送資料的方法，包括：

依照一種或更多編碼架構來編碼資料，以提供已編碼資料給在一MIMO通道的複數個傳輸通道；

依照一種或更多調變架構來調變該已編碼資料，以提供複數個調變符號串；

部分基於該MIMO通道之估計響應來取得一脈衝成形矩陣，包含：

決定該MIMO通道的估計通道響應矩陣；以及

分解該估計頻率響應矩陣，以獲得第一本徵向量矩陣序列與第二異常值矩陣序列；以及

基於第二異常值矩陣序列來取得第三矩陣序列，其具有表示分配給該估計通道響應矩陣之本徵模式之傳輸功率的數值，其中該脈衝成形矩陣是基於第一與第三矩陣序列取得的；

基於該脈衝成形矩陣來事先對複數個調變符號串進行處理，以取得複數個事先處理信號；以及

在該MIMO通道上傳送複數個事先處理信號。

8. 如申請專利範圍第7項之方法，其中第三矩陣序列是基於水傾注分析取得的。
9. 如申請專利範圍第1項之方法，其中該脈衝成形矩陣包括複數個時域值序列，以及其中該事先處理是利用該脈衝成形矩陣來旋繞複數個已轉換調變符號串以便實行於時域上。
10. 如申請專利範圍第1項之方法，其中該脈衝成形矩陣包括複數個頻域值的序列，以及其中該事先處理是利用複數個已轉換調變符號串乘以該脈衝成形矩陣來實行於頻域上。
11. 如申請專利範圍第1項之方法，其中該脈衝成形矩陣利用以較高的信號雜訊干擾比(SNRs)來分配較多的傳送功率給各個傳輸通道以取得最大容量。
12. 如申請專利範圍第1項之方法，其中該脈衝成形矩陣被求取以提供複數個調變符號串近乎相等的接收信號雜訊干擾比(SNRs)。
13. 如申請專利範圍第1項之方法，其中每個傳輸通道使用各自的編碼與調變架構。

14. 如申請專利範圍第1項之方法，其中對於所有的傳輸通道使用一共用的編碼與調變架構。

15. 一種在一多重輸入及多重輸出(MIMO)通訊系統中傳送資料的方法，包括：

依照一種或更多編碼架構來編碼資料，以提供已編碼資料給在一MIMO通道的複數個傳輸通道；

依照一種或更多調變架構來調變該已編碼資料，以提供複數個調變符號串；

決定一該MIMO通道的估計通道響應矩陣；

分解該估計頻率響應矩陣，以獲得第一本徵向量矩陣序列與第二異常值矩陣序列；

基於第二異常值矩陣序列來取得第三矩陣序列，其具有表示分配給該估計通道響應矩陣之本徵模式之傳輸功率的數值；

基於第一與第三矩陣序列取得一脈衝成形矩陣；

基於該脈衝成形矩陣事先對複數個調變符號串進行處理，以取得複數個事先處理信號；以及

在該MIMO通道上傳送複數個經事先處理的信號。

16. 一種記憶體，其在通訊上連接到一能解釋數位資訊的數位信號處理裝置(DSPD)以：

依照一種或更多編碼架構來編碼資料，以提供已編碼資料給在一MIMO通道的複數個傳輸通道；

依照一種或更多調變架構來調變該已編碼資料，以提供複數個調變符號串；

部分基於相應於該MIMO通道估計通道響應矩陣之本徵向量之矩陣的第一序列及異常值矩陣的第二序列來取得一脈衝成形矩陣；

基於該脈衝成形矩陣來事先對複數個調變符號串進行處理，以取得用於 MIMO 通道傳輸的複數個經事先處理的信號。

17. 一種用於在多重輸入及多重輸出 (MIMO) 通訊系統中接收一資料傳輸的方法，包括：

決定一用於資料傳輸之 MIMO 通道的估計通道響應矩陣；

基於異常值之分解來分解該估計通道響應矩陣，以獲得第一本徵向量矩陣序列；

基於該第一矩陣序列來取得一脈衝成形矩陣；以及

基於該脈衝成形矩陣來事先對複數個已接收信號進行處理，以取得複數個已接收符號串。

18. 如申請專利範圍第 17 項之方法，其中該事先處理是基於一時域脈衝成形矩陣來實行於時域上。

19. 如申請專利範圍第 17 項之方法，其中該事先處理係實行於頻域上且包括：

將該複數個已接收信號轉換到頻域上；

將該已轉換接收信號乘以一頻域脈衝成形矩陣，以取得複數個事先處理信號；以及

將該複數個事先處理信號轉換到時域，以取得複數個已接收符號串。

20. 如申請專利範圍第 17 項之方法，其中該事先處理正交該複數個已接收符號串。

21. 如申請專利範圍第 17 項之方法，進一步包括：

等化複數個已接收符號串，以取得複數個已恢復符號串。

22. 如申請專利範圍第21項之方法，其中在每個已接收符號串個別實行等化。
23. 如申請專利範圍第21項之方法，其中該等化是基於一最小均方差線性等化器(MMSE-LE)來實行。
24. 如申請專利範圍第21項之方法，其中該等化是基於一決定反饋等化器(DFE)來實行。
25. 如申請專利範圍第21項之方法，其中該等化是基於一最大相似序列估計(MLSE)等化器來實行。
26. 如申請專利範圍第21項之方法，進一步包括：
- 依照一或更多解調架構來解調該複數個已恢復符號串，以提供複數個解調資料串；以及
- 依照一或更多解碼架構來解碼該複數個解調資料串，以提供已解碼資料。
27. 如申請專利範圍第17項之方法，進一步包括：
- 取得由用於該MIMO通道之複數個傳輸通道的估計通道響應矩陣與信號雜訊干擾比(SNRs)組成的通道狀態資訊(CSI)；以及
- 傳送該CSI至資料傳輸的傳送器。
28. 一種用於在多重輸入及多重輸出(MIMO)通訊系統中接收一資料傳輸的方法，包括：
- 決定一用於該資料傳輸之MIMO通道的估計通道響應矩陣；
- 分解該估計通道響應矩陣，以獲得用於資料傳輸的第一本徵向量矩陣序列；
- 基於第一矩陣序列來取得一脈衝成形矩陣；
- 基於該脈衝成形矩陣來事先對複數個已接收信號進行處理，以取得複數個已接收符號串；

等化複數個已接收符號串，以取得複數個已恢復符號串；

依照一或更多解調架構來解調該複數個已恢復符號串，以提供複數個已解調的資料串；以及

依照一或更多解碼架構來解碼該複數個解調資料串，以提供解碼資料。

29. 一種記憶體，其在通訊上連接到一能解釋數位資訊的數位信號處理裝置(DSPD)，以：

決定一用於該資料傳輸之MIMO通道的估計通道響應矩陣；

基於異常值之分解來分解該估計頻道響應矩陣，以獲得第一本徵向量矩陣序列；

基於第一矩陣序列來取得一脈衝成形矩陣；以及

基於該脈衝成形矩陣來事先對複數個已接收信號進行處理，以取得複數個已接收符號串。

30. 一種在多重輸入及多重輸出(MIMO)通訊系統中的傳送器單位，包括：

一TX資料處理器，其操作於依照一或更多編碼架構來編碼資料，以提供已編碼資料給在一MIMO通道的複數個傳輸通道，以及依照一或更多調變架構來調變該已編碼資料，以提供複數個調變符號串；

一TX MIMO處理器，其操作於部分基於相應於該MIMO通道估計通道響應矩陣之本徵向量之矩陣的第一序列及異常值矩陣的第二序列來取得一脈衝成形矩陣，以及基於該脈衝成形矩陣來事先對複數個調變符號串進行處理，以提供複數個事先處理信號；以及

一個或更多傳送器，其操作於在該MIMO通道來調節

與傳送該複數個事先處理信號。

31. 如申請專利範圍第30項之傳送器單位，其中該TX MIMO處理器進一步操作於決定該MIMO通道的估計通道響應矩陣，分解該估計頻率響應矩陣以獲得該第一本徵向量矩陣序列與該第二異常值矩陣序列。
32. 如申請專利範圍第31項之傳送器單位，其中該TX MIMO處理器進一步操作於頻域以使用異常值分解來分解該估計通道響應矩陣。
33. 一種在多重輸入及多重輸出(MIMO)通訊系統中的傳送器單位，包括：

一TX資料處理器，其操作於依照一或更多編碼架構來編碼資料，以提供已編碼資料給一MIMO通道中的複數個傳輸通道，以及依照一或更多調變架構來調變該已編碼資料，以提供複數個調變符號串；

一TX MIMO處理器，其操作於部分基於該MIMO通道之估計響應來取得一脈衝成形矩陣，以及基於該脈衝成形矩陣來事先對複數個調變符號串進行處理，以提供複數個事先處理信號；以及

一個或更多傳送器，其操作於在該MIMO通道來調節與傳送該複數個事先處理信號；

其中該TX MIMO處理器進一步操作於決定該MIMO通道的估計通道響應矩陣，分解該估計頻率響應矩陣以獲得第一本徵向量矩陣序列與第二異常值矩陣序列，其中該TX MIMO處理器進一步操作於基於第二異常值矩陣序列來取得第三矩陣序列，其具有表示分配給該已估計通道響應矩陣之本徵模式之傳輸功率的數值，以及基於第一與第三矩陣序列取得該脈衝成形矩陣。

34. 一種在一多重輸入及多重輸出(MIMO)通訊系統中的傳送器裝置，包括：

依照一或更多編碼架構來編碼資料以提供已編碼資料給在一MIMO通道中的複數個傳輸通道之構件；

依照一或更多調變架構來調變該已編碼資料以提供複數個調變符號串之構件；

部分基於對應於該MIMO通道之一估計通道響應矩陣之本徵向量之矩陣的第一序列及異常值矩陣的第二序列來取得一脈衝成形矩陣之構件；基於該脈衝成形矩陣來事先對複數個調變符號串進行處理，以取得複數個事先處理信號之構件；以及

在該MIMO通道上傳送複數個事先處理信號之構件。

35. 一種用於一多重輸入及多重輸出(MIMO)通訊系統中的數位信號處理器，包括：

依照一或更多編碼架構來編碼資料以提供已編碼資料給在一MIMO通道的複數個傳輸通道之構件；

依照一或更多調變架構來調變該已編碼資料以提供複數個調變符號串之構件；

部分基於對應於該MIMO通道估計通道響應矩陣之本徵向量之矩陣的第一序列及異常值矩陣的第二序列來取得一脈衝成形矩陣之構件；以及

基於該脈衝成形矩陣來事先對複數個調變符號串進行處理，以取得複數個事先處理信號之構件。

36. 一種在一多重輸入及多重輸出(MIMO)通訊系統中的接收器單位，包括：

一RX MIMO處理器，其操作於決定一用於資料傳輸之MIMO通道的估計通道響應矩陣，分解該估計頻率響應

矩陣以獲得的第一本徵向量矩陣序列，基於第一矩陣序列來取得一脈衝成形矩陣，以及基於該脈衝成形矩陣來事先對複數個已接收信號進行處理，以取得複數個已接收符號串；以及

一RX資料處理器，其操作於依照一或更多解調架構來解調該複數個已接收符號串，以及依照一或更多解碼架構來解碼複數個解調資料串以提供解碼資料。

37. 如申請專利範圍第36項之接收器單位，其中該RX MIMO處理器包括：

一等化器，其操作於等化複數個已接收符號串，以提供複數個已恢復符號串，以及

其中該RX資料處理器操作於解調及解碼該複數個已恢復符號串以提供該解碼資料。

38. 如申請專利範圍第37項之接收器單位，其中該等化器為一最小均方差線性等化器(MMSE-LE)。

39. 如申請專利範圍第37項之接收器單位，其中該等化器為一決定反饋等化器(DFE)。

40. 如申請專利範圍第37項之接收器單位，其中該等化器為一最大相似序列估計(MLSE)等化器。

41. 如申請專利範圍第37項之接收器單位，其中該等化器操作成用於個別等化每個已接收符號串。

42. 一種在多重輸入及多重輸出(MIMO)通訊系統中的接收器裝置，包括：

決定一用於該資料傳輸之MIMO通道的估計通道響應矩陣之構件；

基於異常值之分解來分解該估計頻率響應矩陣以獲得用於資料傳輸的第一本徵向量矩陣序列之構件；

基於第一矩陣序列來取得一脈衝成形矩陣之構件；以及
基於該脈衝成形矩陣來事先對複數個已接收信號進行處理以取得複數個已接收符號串之構件。

43. 一種在多重輸入及多重輸出(MIMO)通訊系統中的數位信號處理器，包括：

決定一用於該資料傳輸之MIMO通道的估計通道響應矩陣之構件；

基於異常值之分解來分解該估計頻率響應矩陣以獲得用於資料傳輸的第一本徵向量矩陣序列之構件；

基於該第一矩陣序列來取得一脈衝成形矩陣之構件；以及

基於該脈衝成形矩陣來事先對複數個已接收信號進行處理以取得複數個已接收符號串之構件。