

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：96/41950

※ 申請日期：96.11.6

※IPC 分類：

H04L 1/66(2006.01)

H04L 27/61(2006.01)

H04B 7/68(2006.01)

一、發明名稱：(中文/英文)

具有準時符號位準干涉取消之多輸入多輸出偵測

MIMO DETECTION WITH ON-TIME SYMBOL LEVEL

INTERFERENCE CANCELLATION

二、申請人：(共 1 人)

姓名或名稱：(中文/英文)

美商高通公司

QUALCOMM INCORPORATED

代表人：(中文/英文)

湯瑪仕 R 勞斯

ROUSE, THOMAS R.

住居所或營業所地址：(中文/英文)

美國加州聖地牙哥市摩豪斯大道5775號

5775 MOREHOUSE DRIVE SAN DIEGO, CA 92121-1714, U. S. A.

國籍：(中文/英文)

美國 U.S.A.

三、發明人：(共 3 人)

姓 名：(中文/英文)

1. 艾文 吉瑟斯 福南迪-寇伯敦
FERNANDEZ-CORBATON, IVAN JESUS
2. 傑瑟 J 布蘭茲
BLANZ, JOSEF J.
3. 克里斯多福 亞諾德 喬登
JOETTEN, CHRISTOPH ARNOLD

國 籍：(中文/英文)

1. 西班牙 SPAIN
2. 德國 GERMANY
3. 德國 GERMANY

四、聲明事項：

☐ 主張專利法第二十二條第二項 ☐ 第一款或 ☐ 第二款規定之事實，其事實發生日期為： 年 月 日。

☒ 申請前已向下列國家（地區）申請專利：

【格式請依：受理國家（地區）、申請日、申請案號 順序註記】

☒ 有主張專利法第二十七條第一項國際優先權：

1. 美國；2006年11月06日；60/864,557

2. 美國；2007年11月05日；11/934,916

☐ 無主張專利法第二十七條第一項國際優先權：

1.

2.

☐ 主張專利法第二十九條第一項國內優先權：

【格式請依：申請日、申請案號 順序註記】

☐ 主張專利法第三十條生物材料：

☐ 須寄存生物材料者：

國內生物材料 【格式請依：寄存機構、日期、號碼 順序註記】

國外生物材料 【格式請依：寄存國家、機構、日期、號碼 順序註記】

☐ 不須寄存生物材料者：

所屬技術領域中具有通常知識者易於獲得時，不須寄存。

九、發明說明：

【發明所屬之技術領域】

本發明大體係關於通信，且更具體言之，係關於用以接收一多輸入多輸出(MIMO)傳輸的技術。

【先前技術】

MIMO傳輸為自多個(M個)發射天線至多個(N個)接收天線之傳輸。舉例而言，發射器可自M個發射天線同時發射M個資料流。此等資料流因無線環境而失真且進一步因雜訊及干涉而降級。接收器經由N個接收天線接收所發射之資料流。自每一接收天線接收之信號含有所發射資料流的按比例縮放且延遲之版本。所發射資料流因此分散於來自N個接收天線之N個所接收信號當中。接收器可接著藉由空時等化器處理N個所接收信號以恢復所發射資料流。

接收器可動態地導出空時等化器之係數以說明信號性質之變化。此等信號性質可與通道及干涉統計、所發射資料流之空間-時間處理等有關。等化器係數之導出為計算密集型的。更新此等等化器係數以匹配信號性質之最快變化可產生非常複雜之接收器。以較慢速率更新此等等化器係數可導致效能降級。

因此，在此項技術中需要有效地接收MIMO傳輸之技術。

【發明內容】

本文描述用以接收一利用連續干涉取消(SIC)之MIMO傳輸之技術。一接收器可獲得包含多個訊框之一MIMO傳輸

之所接收資料。每一訊框可由一發射器分離地編碼且可由該接收器分離地解碼。在一設計中，該接收器可基於一前端濾波器處理所接收資料以獲得經濾波之資料。該接收器可進一步基於至少一第一組合器矩陣處理經濾波之資料以獲得一第一訊框之經偵測之資料。該接收器可處理(例如，解調變及解碼)第一訊框之經偵測之資料以獲得第一訊框之經解碼之資料。該接收器可接著基於至少一第二組合器矩陣及第一訊框之經解碼之資料處理經濾波之資料以取消歸因於第一訊框之干涉且獲得一第二訊框之經偵測之資料。該接收器可處理第二訊框之經偵測之資料以獲得用於第二訊框之經解碼之資料。

該前端濾波器可處理所接收資料中之非準時信號分量以獲得經濾波之資料。每一組合器矩陣可組合一不同通道化碼之經濾波之資料中之準時信號分量以獲得該通道化碼之經偵測之資料。準時及非準時信號分量可基於發射時間而加以區別。在接收器處，準時信號分量可包含追蹤至一待恢復之所要符號以及與該所要符號同時被發射之其他符號的信號分量。非準時信號分量可包含並非準時信號分量之信號分量，諸如返回追蹤至在所要符號之前及之後被發射之其他符號的信號分量。

組合器矩陣可為發射器處之資料特定處理之函數。資料特定處理可基於通道化碼、發射矩陣、增益等。一單個前端濾波器可經導出並用於所有通道化碼，而一不同組合器矩陣可經導出用於每一通道化碼。

對於準時SIC，可估計歸因於第一訊框之準時信號分量之干涉並自經濾波之資料取消該干涉。前端濾波器可處理所接收資料一次以獲得經濾波之資料，且組合器矩陣之一不同集合可經導出用於每一訊框且用以組合經濾波之資料以獲得彼訊框之經偵測之資料。對於完全SIC，可估計在前端濾波器之一完整時間間距內歸因於第一訊框的干涉並自所接收資料取消該干涉以獲得輸入資料。可更新用於第二訊框之前端濾波器，且可藉由經更新之前端濾波器處理輸入資料以獲得第二訊框之經濾波之資料。組合器矩陣之一不同集合可經導出用於每一訊框且用以組合彼訊框之經濾波之資料以獲得該訊框之經偵測之資料。

可基於一用於第一訊框及第二訊框之發射矩陣及一無來自任一訊框之干涉之取消之假設來估計第一訊框之所接收信號品質。可基於一具有一設定為零之對應於第一訊框之行的經修改發射矩陣及一取消了歸因於第一訊框之準時信號分量之干涉的假設來估計第二訊框之所接收信號品質。

以下更詳細地描述本揭示案的各種態樣及特徵。

【實施方式】

本文所述之接收器處理技術可用於多種通信系統，諸如分碼多重存取(CDMA)系統、分時多重存取(TDMA)系統、分頻多重存取(FDMA)系統、正交FDMA(OFDMA)系統、單載波FDMA(SC-FDMA)系統等。CDMA系統利用分碼多工(CDM)且使用不同通道化碼來並行傳輸調變符號。CDMA系統可實施諸如寬頻CDMA(W-CDMA)、cdma2000

等無線電技術。cdma2000涵蓋IS-2000、IS-856及IS-95標準。TDMA系統可實施諸如全球行動通信系統(GSM)之無線電技術。在來自名為"第三代合作夥伴計劃"(3GPP)之雜誌的文獻中描述W-CDMA及GSM。在來自名為"第三代合作夥伴計劃2"(3GPP2)之雜誌的文獻中描述cdma2000。3GPP及3GPP2文獻已經面向公眾銷售。OFDMA系統利用正交分頻多工(OFDM)且在正交副載波上於頻域中傳輸調變符號。SC-FDMA系統利用單載波分頻多工(SC-FDM)且在正交副載波上於時域中傳輸調變符號。

本文所述之技術亦可用於下行鏈路以及上行鏈路上之MIMO傳輸。下行鏈路(或前向鏈路)意指自基地台至無線設備之通信鏈路，且上行鏈路(或反向鏈路)意指自無線設備至基地台之通信鏈路。為清楚起見，下文描述用於CDMA系統中之MIMO傳輸的技術，該等技術可實施W-CDMA、cdma2000或某種其他CDMA無線電技術。

圖1展示用於MIMO傳輸之一發射器110及一接收器150的方塊圖。對於下行鏈路傳輸，發射器110為基地台之部分，且接收器150為無線設備之部分。對於上行鏈路發射，發射器110為無線設備之部分，且接收器150為基地台之部分。基地台通常為與無線設備通信之固定台且亦可被稱為節點B、演進節點B、存取點等。無線設備可為固定的或行動的且亦可被稱為使用者裝備(UE)、行動台、終端機、台、用戶單元等。無線設備可為蜂巢式電話、個人數位助理(PDA)、無線數據機、膝上型電腦、掌上型設備

等。

在發射器110處，一發射資料處理器(TX資料處理器)112接收訊務資料及信令、處理(例如，編碼、交錯及符號映射)所接收資料，並提供資料符號。處理器112亦產生導頻符號且對導頻符號以及資料符號進行多工處理。如本文所用，資料符號為用於訊務資料或信令之符號，導頻符號為用於導頻之符號，且符號通常為複合值。資料符號及導頻符號可為來自一調變機制(諸如，PSK或QAM)之調變符號。導頻為由發射器與接收器皆先驗已知的資料。一TX MIMO處理器114如下所述對資料及導頻符號執行空間或空間-時間處理且將輸出符號提供至多個(M個)CDMA調變器116a至116m。每一CDMA調變器116如下所述處理其輸出符號且將輸出碼片提供至一相關聯之發射器單元(TMTR)118。每一發射器單元118處理(例如，轉換為類比、放大、濾波及增頻變換)其輸出碼片且產生經調變之信號。來自M個發射器單元118a至118m之M個經調變之信號分別自M個天線120a至120m發射。

在接收器150處，多個(N個)天線152a至152n在無線環境中經由多種傳播路徑而接收所發射信號，且分別將N個所接收信號提供至N個接收器單元(RCVR)154a至154n。每一接收器單元154處理(例如，濾波、放大、降頻變換及數位化)其所接收信號且將所接收樣本提供至一通道處理器156及一等化器/CDMA解調變器160。處理器156如下所述導出用於前端濾波器/等化器之係數及用於一或多個組合器矩

陣之係數。單元160藉由前端濾波器對所接收樣本執行等化，對經濾波之樣本執行CDMA解調變，且提供經濾波之符號。一接收(RX)MIMO處理器170在空間維度上組合經濾波之符號且提供經偵測之符號，該等經偵測之符號為所發射資料符號之估計。一RX資料處理器172處理(例如，符號解映射、解交錯及解碼)經偵測之符號且提供經解碼之資料。一般而言，藉由等化器/CDMA解調變器160、RX MIMO處理器170及RX資料處理器172進行之處理與在發射器110處藉由CDMA解調變器116、TX MIMO處理器114及TX資料處理器112進行之處理互補。

控制器/處理器130及180分別在發射器110及接收器150處指導各種處理單元之操作。記憶體132與182分別儲存用於發射器110及接收器150之資料及程式碼。

圖2說明MIMO-CDM傳輸。對於CDM，多達C個符號可藉由C個通道化碼經由一個發射天線而同時發送，其中一般 $C \geq 1$ 。此等通道化碼可為W-CDMA中之正交可變展頻因子(OVSF)碼、cdma2000中之沃爾什碼、其他正交碼或準正交碼、偽隨機碼等。每一通道化碼為一特定碼片序列。該序列中之碼片之數目為通道化碼之長度或展頻因子。一般而言，一或多個通道化碼之任一集合可用於每一發射天線，且通道化碼可具有相同或不同展頻因子。為簡單起見，以下描述假設通道化碼具有相同展頻因子。C個通道化碼之同一集合可再用於M個發射天線之每一者。對於MIMO，多達M個符號可經由M個發射天線而同時發送。

對於 MIMO-CDM，多達 $C \cdot M$ 個符號可藉由 C 個通道化碼經由 M 個發射天線而同時發送。可對 C 個通道化碼之每一者單獨執行 MIMO 處理。對每一通道化碼在所有 M 個發射天線上執行 MIMO 處理。可對 M 個發射天線中之每一者單獨執行 CDM 處理。對於每一發射天線，對所有 C 個通道化碼執行 CDM 處理。

圖 3 展示用於一個發射天線 m 之一 CDMA 調變器 116 的方塊圖，其中 $m \in \{1, \dots, M\}$ 。CDMA 調變器 116 可用於圖 1 中之 CDMA 調變器 116a 至 116m 之每一者。CDMA 調變器 116 包括一用於訊務資料及/或信令之每一通道化碼之資料處理器 310 及一用於導頻之導頻處理器 320。

在資料處理器 310 內，展頻器 312 藉由具有碼片序列 $v_c(k)$ 之通道化碼 c 來展頻資料之輸出符號 $d_{m,c}(s)$ ，其中 s 為符號指標且 k 為碼片指標。一倍增器 314 以增益 $g_{m,c}$ 按比例縮放展頻器 312 之輸出且提供通道化碼 c 之資料碼片。在導頻處理器 320 內，一展頻器 322 藉由用於導頻之通道化碼 p 來展頻導頻之輸出符號 $d_{m,p}(s)$ 。一倍增器 324 以增益 $g_{m,p}$ 按比例縮放展頻器 322 之輸出且提供導頻碼片。增益 $g_{m,c}$ 及 $g_{m,p}$ 分別確定用於通道化碼 c 及導頻之傳輸功率量。一求和器 330 將所有通道化碼之資料及導頻碼片求和。一擾頻器 332 將求和器 330 之輸出與用於發射器 110 之擾頻序列 $p(k)$ 相乘，且提供用於發射天線 m 之輸出碼片 $y_m(k)$ 。

一般而言， C 個通道化碼之任何數目及任何幾者可用於 M 個發射天線之每一者。在一設計中，對所有 M 個發射天

線而言，相同通道化碼用於導頻。在另一設計中，對於M個發射天線而言，M個通道化碼用於導頻，且剩餘C-M個通道化碼可再用於M個發射天線之每一者。如圖3中所示，相同擾頻序列可用於所有M個發射天線。或者，不同擾頻序列可用於每一發射天線。亦可以其他方式執行展頻及擾頻。

一MIMO通道由發射器110處之M個發射天線與接收器150處之N個接收天線之間的傳播環境形成。對於每一通道化碼，L個資料符號可自M個發射天線並行發送，其中 $1 \leq L \leq \min\{M, N\}$ 。接收器150可針對不同L值(及可能地不同發射矩陣/向量)評估MIMO通道之效能(例如，通量)，且可選擇達成最佳效能之L值(及發射矩陣/向量)。

發射器110可在每一符號週期s中對每一通道化碼c執行如下發射器空間處理：

$$\underline{\mathbf{d}}_c(s) = \underline{\mathbf{B}}_c \underline{\mathbf{b}}_c(s), \text{ 其中 } c=1, \dots, C, \quad \text{等式(1)}$$

其中 $\underline{\mathbf{b}}_c(s) = [b_{1,c}(s) b_{2,c}(s) \dots b_{L,c}(s)]^T$ 為資料符號之L×1向量，

$\underline{\mathbf{B}}_c$ 為用於通道化碼c之M×L發射矩陣，

$\underline{\mathbf{d}}_c(s) = [d_{1,c}(s) d_{2,c}(s) \dots d_{M,c}(s)]^T$ 為輸出符號之M×1向量，
且

" T " 表示轉置。

$\underline{\mathbf{b}}_c(s)$ 之每一元素可對應於一不同資料流。資料流可具有不同增益，在該種情況下，矩陣 $\underline{\mathbf{B}}_c$ 可針對不同資料流具有

不同行范數。等式(1)藉由 $\underline{\mathbf{B}}_c$ 展示空間編碼。亦可執行諸如空時發射分集(STTD)之空間時間編碼，但其未展示於等式(1)中。

不同發射矩陣可用於不同MIMO模式，諸如封閉迴路發射分集(CLTD)、每天線速率控制(PARC)、碼再使用貝爾實驗室分層空時(CRBLAST)、雙傳輸適應性陣列(D-TXAA)等。表1列出某些MIMO模式，且對於每一模式給出L、M、 $\underline{\mathbf{B}}_c$ 及資料符號來源。在表1中， $\underline{\mathbf{B}}_{cld}$ 可為選自集合 $\{[1 \ e^{j\pi/4}]^T, [1 \ e^{-j3\pi/4}]^T, [1 \ e^{-j3\pi/4}]^T, [1 \ e^{-j\pi/4}]^T\}$ 之 2×1 向量。 $\underline{\mathbf{B}}_{d-txaa}$ 可為選自集合 $\left\{ \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ e^{j\pi/4} & e^{-j3\pi/4} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ e^{j3\pi/4} & e^{-j\pi/4} \end{bmatrix} \right\}$ 之 2×2 矩陣。 $\underline{\mathbf{I}}$ 為具有沿對角線之1及其他處之0的單位矩陣。

表 1

MIMO模式	L	M	$\underline{\mathbf{B}}_c$	資料符號來源
CLTD	1	2	$\underline{\mathbf{B}}_c = \underline{\mathbf{B}}_{cld}$	來自單個編碼訊框。
PARC	L=M	≥ 2	$\underline{\mathbf{B}}_c = \underline{\mathbf{I}}$	來自L個不同編碼訊框。
CRBLAST	L=M	≥ 2	$\underline{\mathbf{B}}_c = \underline{\mathbf{I}}$	來自單個編碼訊框。
D-TXAA	L=M	$=2$	$\underline{\mathbf{B}}_c = \underline{\mathbf{B}}_{d-txaa}$	來自多達L個編碼訊框。

訊框亦可被稱為封包、傳送區塊、資料區塊、碼字組、流、資料流、空間流等。訊框可由發射器110分離地編碼且可由接收器150分離地解碼。

發射器110可在每一符號週期 s 中對每一發射天線 m 執行如下CDMA處理：

$$y_m(k) = \left(\sum_{c=1}^C g_{m,c} \cdot v_c(k \bmod C) \cdot d_{m,c}(k \operatorname{div} C) \right) \cdot p(k), \quad \text{其中 } m=1, \dots, M, \quad \text{等式(2)}$$

其中對應於碼片週期 k 之符號週期 s 由 $s = k \operatorname{div} C = \lfloor k/C \rfloor$ 給

出。對於未使用之每一通道化碼，增益 $g_{m,c}$ 可設定為等於零。

若使用具有不同展頻因子之通道化碼，則用於發射天線 m 之 CDMA 處理可表達為：

$$y_m(k) = \left(\sum_{c=1}^{N_{pc}} g_{m,c} \cdot v_c(k \bmod C_c) \cdot d_{m,c}(k \operatorname{div} C_c) \right) \cdot p(k),$$

其中 C_c 為通道化碼 c 之展頻因子，且

N_{pc} 為用於發射天線 m 之通道化碼的數目。

為簡單起見，以下描述假設具有展頻因子 C 之通道化碼用於每一發射天線。在等式(2)中，輸出符號 $d_{m,c}(s)$ 藉由具有展頻因子 C 之通道化碼 c 進行展頻且由增益 $g_{m,c}$ 按比例縮放以獲得資料碼片。展頻藉由複製輸出符號 C 次且將 C 個經複製之輸出符號與通道化碼 c 之 C 個碼片相乘來達成。將所有 C 個通道化碼之資料及導頻碼片求和且藉由擾頻序列 $p(k)$ 進一步對其進行擾頻以獲得用於發射天線 m 之輸出碼片 $y_m(k)$ 。對 M 個發射天線之每一者執行相同 CDMA 處理。

在每一碼片週期 k 中於接收器 150 處所接收的樣本可表達為：

$$\underline{x}(k) = \underline{H}y(k) + \underline{n}(k), \quad \text{等式(3)}$$

其中 $y(k)$ 為輸出碼片之 $T \times 1$ 向量，其中 T 在下文中描述，

$\underline{H}$ 為 $R \times T$ 通道回應矩陣，其中 R 在下文中描述，

$\underline{x}(k)$ 為接收之樣本的 $R \times 1$ 向量，且

$\underline{n}(k)$ 為 $R \times 1$ 雜訊向量。

接收器 150 可以碼片速率之 K 倍數位化自每一接收天線接收之信號，其中 K 為過取樣率且一般 $K \geq 1$ 。在每一碼片週期 k 中，接收器 150 可自每一接收器 154 獲得 $E \cdot K$ 個樣本且藉由自 N 個接收器 154a 至 154n 堆疊 $N \cdot E \cdot K$ 個樣本而形成 $\underline{x}(k)$ 。 E 為以碼片數目計之接收器 150 處之前端等化器之長度。一般而言， $E \geq 1$ 且可基於接收器複雜性與效能之間的取捨來選擇。 $\underline{x}(k)$ 包括在 E 個碼片週期中來自 N 個接收天線的 R 個所接收樣本，其中 $R = N \cdot E \cdot K$ 。

矩陣 $\underline{H}$ 含有用於所有發射及接收天線對之時域通道脈衝回應。如圖 1 中所示，在每一發射天線與每一接收天線之間存在一傳播通道，或在 M 個發射天線與 N 個接收天線之間存在總共 $M \cdot N$ 個傳播通道。每一傳播通道具有一由無線環境確定之特定脈衝回應。每一發射天線 m 與 N 個接收天線之間的單輸入多輸出 (SIMO) 通道之回應可由 $R \times T_m$ 子矩陣 $\underline{H}_m$ 給出。 $\underline{H}_m$ 中之列之數目由 $\underline{x}(k)$ 中之項之數目確定。 $\underline{H}_m$ 中之行之數目由等化器長度 E 以及發射天線 m 與 N 個接收天線之間的脈衝回應之時間間隔確定。 T_m 可如下給出：

$$T_m = \left\lceil E + \max_n \{\ell_{m,n}\} \right\rceil, \quad \text{等式(4)}$$

其中 $\ell_{m,n}$ 為以碼片數目計之發射天線 m 與接收天線 n 之間的脈衝回應之時間間隔，且 $\lceil \cdot \rceil$ 表示上方值運算子。

對於 $m=1, \dots, M$ ，矩陣 $\underline{H}$ 由 M 個子矩陣 $\underline{H}_m$ 構成如下：

$$\underline{H} = [\underline{H}_1 \underline{H}_2 \dots \underline{H}_M], \quad \text{等式(5)}$$

H具有 $R \times T$ 之維度，其中 $T = T_1 + T_2 + \dots + T_M$ 。

對於 M 個發射天線，對於 $m=1, \dots, M$ ，向量 $\underline{y}(k)$ M 個子向量 $\underline{y}_m(k)$ 成。每一子向量 $\underline{y}_m(k)$ 括以碼片週期 k 為中心之來自一個發射天線 m 的 T_m 個輸出碼片。向量 $\underline{y}(k)$ 子向量 $\underline{y}_m(k)$ 可表達為：

$$\underline{y}(k) = \begin{bmatrix} \underline{y}_1(k) \\ \underline{y}_2(k) \\ \vdots \\ \underline{y}_M(k) \end{bmatrix} \text{ 及 } \underline{y}_m(k) = \begin{bmatrix} y_m(k - \lfloor T_m/2 - 1 \rfloor) \\ \vdots \\ y_m(k) \\ \vdots \\ y_m(k + \lceil T_m/2 - 1 \rceil) \end{bmatrix} \quad \text{等式(6)}$$

等式(3)亦可表達為：

$$\underline{x}(k) = \sum_{m=1}^M \underline{H}_m \underline{y}_m(k) + \underline{n}(k) \quad \text{等式(7)}$$

對於等式(7)中所示之模型，在每一碼片週期 k 中，將 T_m 個輸出碼片自每一發射天線 m 且經由一 SIMO 通道與一回應 H_m 一起發送至 N 個接收天線。x(k) 中之所接收樣本包括來自所有 M 個發射天線之貢獻。x(k)、y(k) 及 H 可相對較大。作為一實例，在 $M=2$ 、 $N=2$ 、 $K=2$ 、 $E=20$ 、 $T=48$ 及 $R=80$ 之情況下，y(k) 可為 48×1 向量，H 可為 80×48 矩陣，且 x(k) 可為 80×1 向量。

雜訊可假設為固定之複合隨機向量，其中

$$E\{\underline{n}(k)\} = \underline{0}, \text{ 且} \quad \text{等式(8)}$$

$$E\{\underline{n}(k) \underline{n}^H(k)\} = \underline{R}_{nn}, \quad \text{等式(9)}$$

其中 $E\{\}$ 為期望運算，0 為全零向量，R_{nn} 為 $R \times R$ 雜訊協方差矩陣，且 "^H" 表示共軛轉置。等式(8)及(9)指示雜訊具有

零均值及為 $\mathbf{R}_{nn}$ 之協方差矩陣。

接收器 150 可如下藉由以用於通道化碼 c 之一組 L 個濾波器對 $\mathbf{x}(k)$ 中之所接收樣本進行濾波且接著對經濾波之樣本進行解展頻及解擾頻而為每一通道化碼 c 恢復 $\mathbf{b}_c(s)$ 中之資料符號：

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{b}}_c(s) &= \frac{1}{\sqrt{C}} \cdot \sum_{k=sC}^{(s+1)C-1} \mathbf{W}_c^H \mathbf{x}(k) \cdot [v_c(k \bmod C) \cdot p(k)]^* \\ &= \mathbf{W}_c^H \left(\frac{1}{\sqrt{C}} \cdot \sum_{k=sC}^{(s+1)C-1} [\mathbf{H} \mathbf{y}(k) + \mathbf{n}(k)] \cdot [v_c(k \bmod C) \cdot p(k)]^* \right) \\ &= \mathbf{W}_c^H [\mathbf{H} \mathbf{\Theta}_c(s) + \mathbf{n}_c(s)] \\ &= \mathbf{W}_c^H \mathbf{\chi}_c(s)\end{aligned}$$

✓ 等式 (10)

$$\text{其中 } \mathbf{\Theta}_c(s) = \left(\frac{1}{\sqrt{C}} \cdot \sum_{k=sC}^{(s+1)C-1} \mathbf{y}(k) \cdot [v_c(k \bmod C) \cdot p(k)]^* \right),$$

等式 (11)

$$\mathbf{n}_c(s) = \left(\frac{1}{\sqrt{C}} \cdot \sum_{k=sC}^{(s+1)C-1} \mathbf{n}(k) \cdot [v_c(k \bmod C) \cdot p(k)]^* \right),$$

等式 (12)

$$\mathbf{\chi}_c(s) = \left(\frac{1}{\sqrt{C}} \cdot \sum_{k=sC}^{(s+1)C-1} \mathbf{x}(k) \cdot [v_c(k \bmod C) \cdot p(k)]^* \right) = \mathbf{H} \mathbf{\Theta}_c(s) + \mathbf{n}_c(s),$$

等式 (13)

$\mathbf{W}_c$ 為用於通道化碼 c 之 $R \times L$ 總濾波器，

$\hat{\mathbf{b}}_c(s)$ 為經偵測之符號之 $L \times 1$ 向量且為 $\mathbf{b}_c(s)$ 之估計，且

"*" 表示複共軛。

$\mathbf{\Theta}_c(s)$ 為通道化碼 c 之解展頻符號之 $T \times 1$ 向量且基於所發射碼片獲得。 $\mathbf{n}_c(s)$ 為在解擾頻及解展頻之後的通道化碼 c 之 $R \times 1$ 雜訊向量。 $\mathbf{n}_c(s)$ 保留獨立於通道化碼 c 之 $\mathbf{n}(k)$ 之統計。 $\mathbf{X}_c(s)$ 為通道化碼 c 之解展頻符號之 $R \times 1$ 向量且基於所接收樣本獲得。 $\mathbf{W}_c$ 包括用於通道化碼 c 之該組 L 個濾波器。等式 (10) 指示可同等地對 $\mathbf{X}_c(s)$ 中之解展頻符號而非對 $\mathbf{x}(k)$ 中之

所接收樣本執行藉由 $\underline{\mathbf{W}}_c$ 進行之處理。

濾波器 $\underline{\mathbf{W}}_c$ 可為 Weiner 濾波器，其可按如下導出：

$$\begin{aligned}\underline{\mathbf{W}}_c &= E\{\underline{\chi}_c(s) \underline{\chi}_c^H(s)\}^{-1} \cdot E\{\underline{\chi}_c(s) \underline{\mathbf{b}}_c^H(s)\} \\ &= \underline{\mathbf{F}} \underline{\Delta}_c, \end{aligned} \quad \text{等式 (14)}$$

$$\text{其中 } \underline{\mathbf{F}} = \tilde{\underline{\mathbf{R}}}^{-1} \tilde{\underline{\mathbf{H}}}, \quad \text{等式 (15)}$$

$$\underline{\Delta}_c = \underline{\mathbf{G}}_c \underline{\mathbf{B}}_c (\underline{\mathbf{I}} + \underline{\mathbf{B}}_c^H \underline{\mathbf{G}}_c \tilde{\underline{\mathbf{H}}}^H \tilde{\underline{\mathbf{R}}}^{-1} \tilde{\underline{\mathbf{H}}} \underline{\mathbf{G}}_c \underline{\mathbf{B}}_c)^{-1}, \quad \text{等式 (16)}$$

$$\tilde{\underline{\mathbf{R}}} = \underline{\mathbf{H}} \tilde{\underline{\Gamma}} \underline{\mathbf{H}}^H + \underline{\mathbf{R}}_{\text{nn}}, \quad \text{等式 (17)}$$

$$\tilde{\underline{\Gamma}} = E\{\underline{\Theta}_c(s) \underline{\Theta}_c^H(s)\} - E\{\underline{\Theta}_c(s) \underline{\mathbf{b}}_c^H(s)\} E\{\underline{\Theta}_c(s) \underline{\mathbf{b}}_c^H(s)\}^H, \quad \text{等式 (18)}$$

$\tilde{\underline{\mathbf{H}}}$ 為含有之 M 個 "準時" 行 $\underline{\mathbf{H}}$ 的 $R \times M$ 矩陣，且

$\underline{\mathbf{G}}_c$ 為用於通道化碼 c 之 $M \times M$ 增益矩陣，

在等式 (15) 中， $\underline{\mathbf{F}}$ 為並不依賴通道化碼之相對較大 $R \times M$ 矩陣。在等式 (16) 中， $\underline{\Delta}_c$ 為含有 $\underline{\mathbf{W}}_c$ 中之所有依賴碼之矩陣的較小 $M \times L$ 矩陣。在 2006 年 11 月 28 日申請之標題為 "Multi-Stage Receiver for Wireless Communication" 之共同讓渡的美國專利申請案第 11/564,261 號中詳細描述等式 (14) 至 (18) 之導出。

等式 (10) 至 (18) 指示接收器 150 處之處理可以兩級執行。第一級藉由並不依賴通道化碼之前端濾波器 $\underline{\mathbf{F}}$ 對所接收樣本 $\underline{\mathbf{x}}(k)$ 進行濾波，且進一步對經濾波之樣本進行解展頻及解擾頻以獲得經濾波之符號。可對於所有通道化碼使用單個前端濾波器。第二級將經濾波之符號與用於每一通道化碼 c 之組合器矩陣 $\underline{\Delta}_c$ 組合以獲得該通道化碼之經偵測之符

號。可以相同速率或不同速率單獨更新前端濾波器及組合器矩陣。

可以多種方式執行多級接收器處理。在以下描述中，假設導頻符號以 $\underline{\mathbf{B}}_c = \underline{\mathbf{I}}$ 之發射矩陣且使用用於 M 個發射天線中之每一者的同一通道化碼 p 而發送。亦假設導頻符號無關的或正交的使得 $E\{\underline{\mathbf{b}}_p(s)\underline{\mathbf{b}}_p^H(s)\} = \underline{\mathbf{I}}$ ，其中 $\underline{\mathbf{b}}_p(s)$ 為在符號週期 s 中自 M 個發射天線發送之導頻符號的 $M \times 1$ 向量。

在一接收器設計中，導出前端濾波器 $\underline{\mathbf{F}}$ 且將其用於第一級(例如，用於圖 1 中之區塊 160)，且組合器矩陣 $\underline{\Delta}_c$ 經計算用於每一通道化碼且用於第二級(例如，用於圖 1 中之區塊 170)。

對於符號級訓練，可如下使用最小平方準則基於經解展頻之導頻符號而導出濾波器：

$$\underline{\mathbf{W}}_p = [E\{\underline{\chi}_p(s)\underline{\chi}_p^H(s)\}]^{-1} E\{\underline{\chi}_p(s)\underline{\mathbf{b}}_p^H(s)\}, \quad \text{等式 (19)}$$

其中 $\underline{\mathbf{X}}_p(s)$ 為經解展頻之導頻符號之 $R \times 1$ 向量，且

$\underline{\mathbf{W}}_p$ 為基於導頻符號而導出之 $R \times M$ 濾波器矩陣。

$\underline{\mathbf{W}}_p$ 可如下藉由符號級訓練導出。經解展頻之導頻符號 $\underline{\mathbf{X}}_p(s)$ 可如等式 (13) 中所示自所接收樣本獲得，但係藉由導頻通道化碼 p 而藉由非通道化碼 c 。可計算一 $R \times R$ 外積 $\underline{\chi}_p(s)\underline{\chi}_p^H(s)$ 且在足夠數目之導頻符號上求其平均值。亦可計算一 $R \times M$ 外積 $\underline{\chi}_p(s)\underline{\mathbf{b}}_p^H(s)$ 並求其平均值。可接著基於該兩個經平均之外積計算 $\underline{\mathbf{W}}_p$ 。

對於碼片級訓練，可如下使用最小平方準則基於所接收

樣本而導出濾波器：

$$\underline{\mathbf{W}}_p = [E\{\underline{\mathbf{x}}(k)\underline{\mathbf{x}}^H(k)\}]^{-1} E\{\underline{\mathbf{x}}(k)\underline{\mathbf{b}}_p^H(s) \cdot v_p(k) \cdot p(k)\}, \quad \text{等式 (20)}$$

其中 $\underline{\mathbf{b}}_p(s) \cdot v_p(k) \cdot p(k)$ 為藉由對導頻符號進行展頻及擾頻而獲得之導頻碼片的 $M \times 1$ 向量。

$\underline{\mathbf{W}}_p$ 如下藉由碼片級訓練導出。可基於所接收樣本計算一 $R \times R$ 外積 $\underline{\mathbf{x}}(k)\underline{\mathbf{x}}^H(k)$ 且在足夠數目之導頻符號上求其平均值。亦可計算一 $R \times M$ 外積 $\underline{\mathbf{x}}(k)\underline{\mathbf{b}}_p^H(s) \cdot v_p(k) \cdot p(k)$ 並求其平均值。可接著基於該兩個經平均之外積計算 $\underline{\mathbf{W}}_p$ 。亦可基於遞歸式最小平方(RLS)、區塊最小平方或此項技術中已知之某些其他技術來導出 $\underline{\mathbf{W}}_p$ 。

可如下導出前端濾波器 $\underline{\mathbf{F}}$ ：

$$\underline{\mathbf{F}} = \underline{\mathbf{W}}_p (\underline{\mathbf{I}} + \underline{\mathbf{P}}_p) \underline{\mathbf{G}}_p^{-1}, \quad \text{等式 (21)}$$

$$\text{其中 } \underline{\mathbf{P}}_p = \underline{\mathbf{G}}_p \tilde{\underline{\mathbf{H}}}^H \tilde{\underline{\mathbf{R}}}^{-1} \tilde{\underline{\mathbf{H}}} \underline{\mathbf{G}}_p, \text{ 且} \quad \text{等式 (22)}$$

$\underline{\mathbf{G}}_p$ 為用於導頻之 $M \times M$ 增益矩陣。

可如下導出組合器矩陣 $\underline{\Delta}_c$ 。

$$\underline{\Delta}_c = \underline{\mathbf{G}}_c \underline{\mathbf{B}}_c (\underline{\mathbf{I}} + \underline{\mathbf{B}}_c^H \underline{\mathbf{G}}_c \underline{\mathbf{G}}_p^{-1} \underline{\mathbf{P}}_p \underline{\mathbf{G}}_p^{-1} \underline{\mathbf{G}}_c \underline{\mathbf{B}}_c)^{-1}. \quad \text{等式 (23)}$$

如等式(23)中所示，可基於 $\underline{\mathbf{P}}_p$ 、用於導頻及資料之增益矩陣 $\underline{\mathbf{G}}_p$ 及 $\underline{\mathbf{G}}_c$ 及用於通道化碼 c 之發射矩陣 $\underline{\mathbf{B}}_c$ 導出用於每一通道化碼 c 之組合器矩陣 $\underline{\Delta}_c$ 。 $\underline{\mathbf{G}}_c \underline{\mathbf{G}}_p^{-1}$ 亦被稱為訊務導頻比且可由接收器獲知(例如，經由信令)或估計。估計訊務導頻比 $\underline{\mathbf{G}}_c \underline{\mathbf{G}}_p^{-1}$ 通常已足夠，且無需單獨估計 $\underline{\mathbf{G}}_p$ 及 $\underline{\mathbf{G}}_c$ 。

接收器 150 可如下恢復 $\underline{\mathbf{b}}_c(s)$ 中之資料符號：

$$\hat{\underline{\mathbf{b}}}_c(s) = \underline{\Delta}_c^H \left(\frac{1}{\sqrt{C}} \cdot \sum_{k=sC}^{(s+1)C-1} \underline{\mathbf{F}}^H \underline{\mathbf{x}}(k) \cdot [v_c(k \bmod C) \cdot p(k)]^* \right), \text{ 或} \quad \text{等式 (24)}$$

$$\hat{\underline{\mathbf{b}}}_c(s) = \underline{\Delta}_c^H \underline{\mathbf{F}}^H \frac{1}{\sqrt{C}} \cdot \sum_{k=sC}^{(s+1)C-1} \underline{\mathbf{x}}(k) \cdot [v_c(k \bmod C) \cdot p(k)]^* \quad \text{等式 (25)}$$

在等式 (24) 中，接收器 150 可藉由前端濾波器 $\underline{\mathbf{F}}$ 對所接收樣本 $\underline{\mathbf{x}}(k)$ 進行濾波，接著對每一通道化碼 c 之經濾波之樣本進行解展頻及解擾頻，且接著將每一通道化碼之經濾波之符號與組合器矩陣 $\underline{\Delta}_c$ 組合。在等式 (25) 中，接收器 150 可對每一通道化碼 c 之所接收樣本進行解展頻及解擾頻，接著藉由前端濾波器 $\underline{\mathbf{F}}$ 對每一通道化碼之解展頻符號進行濾波，且接著將每一通道化碼之經濾波之符號與組合器矩陣 $\underline{\Delta}_c$ 組合。

在另一接收器設計中， $\underline{\mathbf{W}}_p$ 用作用於第一級之前端濾波器。組合器矩陣 $\underline{\mathbf{D}}_c$ 經計算用於每一通道化碼 c 且用於第二級。

藉由 $\underline{\mathbf{W}}_p$ 獲得之經濾波之符號可表達為：

$$\begin{aligned} \underline{\mathbf{z}}_c(s) &= \underline{\mathbf{W}}_p^H \underline{\chi}_c(s) \\ &= \underline{\mathbf{A}}_c \underline{\mathbf{b}}_c(s) + \underline{\mathbf{n}}_c(s), \end{aligned} \quad \text{等式 (26)}$$

$$\text{其中 } \underline{\mathbf{A}}_c = \underline{\mathbf{W}}_p^H \tilde{\underline{\mathbf{H}}} \underline{\mathbf{G}}_c \underline{\mathbf{B}}_c = \underline{\mathbf{A}}_p \underline{\mathbf{G}}_p^{-1} \underline{\mathbf{G}}_c \underline{\mathbf{B}}_c, \quad \text{等式 (27)}$$

$$\underline{\mathbf{A}}_p = \underline{\mathbf{W}}_p^H \tilde{\underline{\mathbf{H}}} \underline{\mathbf{G}}_p, \text{ 且} \quad \text{等式 (28)}$$

$\underline{\mathbf{z}}_c(s)$ 為通道化碼 c 之經濾波之符號的 $M \times 1$ 向量。

可如下獲得 $\underline{b}_c(s)$ 中之資料符號：

$$\hat{\underline{b}}_c(s) = \underline{D}_c^H \underline{z}_c(s), \quad \text{等式 (29)}$$

其中 $\underline{D}_c$ 為用於通道化碼 c 之 $M \times L$ 組合器矩陣。

可如下基於最小均方誤差 (MMSE) 準則而導出組合器矩陣 $\underline{D}_c$ ：

$$\underline{D}_c = (\underline{A}_c \underline{A}_c^H + \underline{R}_{nn,c})^{-1} \underline{A}_c, \quad \text{等式 (30)}$$

$$\text{其中 } \underline{R}_{nn,p} = \frac{1}{P} \cdot \sum_{s=s_0}^{s_0+P-1} \underline{z}_p(s) \underline{z}_p^H(s) - \underline{P}_p \underline{P}_p^H. \quad \text{等式 (31)}$$

如等式 (27) 中所示，可基於以下兩者來為每一通道化碼 c 計算 $M \times L$ 矩陣 $\underline{A}_c$ ：(i) 自導頻符號或碼片所估計且可應用於所有通道化碼之矩陣 $\underline{A}_p$ 及 (ii) 特定用於通道化碼 c 之訊務導頻比 $\underline{G}_p^{-1} \underline{G}_c$ 及發射矩陣 $\underline{B}_c$ 。如等式 (30) 中所示，可基於以下兩者來為每一通道化碼 c 計算組合器矩陣 $\underline{D}_c$ ：(i) 可應用於所有通道化碼之雜訊協方差矩陣 $\underline{R}_{nn,p}$ 及 (ii) 經計算用於通道化碼 c 之矩陣 $\underline{A}_c$ 。

組合器矩陣 $\underline{D}_c$ 亦可如下經估計用於每一通道化碼 c ：

$$\underline{R}_{zz} = E \left\{ \frac{1}{C} \cdot \sum_{c=1}^C \underline{z}_c(s) \underline{z}_c^H(s) \right\}, \text{ 及} \quad \text{等式 (32)}$$

$$\underline{D}_c = \underline{R}_{zz}^{-1} \underline{A}_c, \quad \text{等式 (33)}$$

其中 $\underline{R}_{zz}$ 為 $\underline{z}_c(s)$ 之 $M \times M$ 協方差矩陣。

接收器 150 可如下恢復 $\underline{b}_c(s)$ 中之資料符號：

$$\hat{\underline{\mathbf{b}}}_c(s) = \underline{\mathbf{D}}_c^H \left(\frac{1}{\sqrt{C}} \cdot \sum_{k=sC}^{(s+1)C-1} \underline{\mathbf{W}}_p^H \underline{\mathbf{x}}(k) \cdot [v_c(k \bmod C) \cdot p(k)]^* \right), \text{ 或} \quad \text{等式 (34)}$$

$$\hat{\underline{\mathbf{b}}}_c(s) = \underline{\mathbf{D}}_c^H \underline{\mathbf{W}}_p^H \frac{1}{\sqrt{C}} \cdot \sum_{k=sC}^{(s+1)C-1} \underline{\mathbf{x}}(k) \cdot [v_c(k \bmod C) \cdot p(k)]^* \quad \text{等式 (35)}$$

在等式(34)中，接收器150可藉由前端濾波器 $\underline{\mathbf{W}}_p$ 對所接收樣本進行濾波，接著對每一通道化碼 c 之經濾波之樣本進行解展頻及解擾頻，且接著將每一通道化碼之經濾波之符號與組合器矩陣 $\underline{\mathbf{D}}_c$ 組合。在等式(35)中，接收器150可對每一通道化碼 c 之所接收樣本進行解展頻及解擾頻，接著藉由前端濾波器 $\underline{\mathbf{W}}_p$ 對每一通道化碼之解展頻符號進行濾波，且接著將每一通道化碼 c 之經濾波之符號與組合器矩陣 $\underline{\mathbf{D}}_c$ 組合。

在上述兩個接收器設計中，前端濾波器 $\underline{\mathbf{F}}$ 或 $\underline{\mathbf{W}}_p$ 可被認為是用於所接收信號之"多路徑"維度的等化器。組合器矩陣 $\underline{\Delta}_c$ 或 $\underline{\mathbf{D}}_c$ 對來自前端濾波器之經濾波之符號進行操作且可被認為是對於所接收信號之準時維度的充分處理。亦可以其他方式以多級來執行接收器處理。

接收器150可估計可由信號干涉雜訊比(SINR)或某個其他參數量化之所接收信號品質。來自等式(29)之經偵測之符號可表達為：

$$\begin{aligned} \hat{\underline{\mathbf{b}}}_c(s) &= \underline{\mathbf{D}}_c^H \underline{\mathbf{A}}_c \underline{\mathbf{b}}_c(s) + \underline{\mathbf{D}}_c^H \underline{\mathbf{n}}_c(s) \\ &= \underline{\mathbf{L}}_c^H \underline{\mathbf{b}}_c(s) + \underline{\mathbf{w}}_c(s) \end{aligned} \quad \text{等式 (36)}$$

其中 $\underline{\mathbf{L}}_c^H = \underline{\mathbf{D}}_c^H \underline{\mathbf{A}}_c$ 且 $\underline{\mathbf{w}}_c(s) = \underline{\mathbf{D}}_c^H \underline{\mathbf{n}}_c(s)$ ，

$\underline{\mathbf{R}}_{nn,c} = E \{ \underline{\mathbf{n}}_c(s) \underline{\mathbf{n}}_c^H(s) \}$ 為 $\underline{\mathbf{n}}_c(s)$ 之協方差，且

$\mathbf{R}_{ww,c} = \mathbf{D}_c^H \mathbf{R}_{m,c} \mathbf{D}_c$ 為 $\mathbf{w}_c(s)$ 之協方差。

$\hat{\mathbf{b}}_c(s)$ 、 $\mathbf{b}_{l,c}(s)$ 之第 l 個元素之 SINR 可表達為：

$$\text{SINR} \{b_{l,c}(s)\} = \frac{|L_c(l,l)|^2}{R_{ww,c}(l,l) + \sum_{i=1, i \neq l}^L |L_c(l,i)|^2}, \quad \text{等式 (37)}$$

其中 $L_c(l,i)$ 為 $\mathbf{L}_c$ 之第 (l,i) 個元素，且

$R_{ww,c}(l,l)$ 為 $\mathbf{R}_{ww,c}$ 之第 (l,l) 個元素。

$\text{SINR} \{b_{l,c}(s)\}$ 為藉由通道化碼 c 發送之第 l 個資料流的 SINR 且可用以選擇用於該資料流之資料速率。每一通道化碼 c 之 SINR 視用於該通道化碼之發射矩陣 $\mathbf{B}_c$ 而定。接收器 150 確定不同可能之發射矩陣的 SINR 且選擇具有最高 SINR 之發射矩陣。接收器 150 可發送反饋資訊至發射器 110。此反饋資訊可包含經選擇用於每一通道化碼之發射矩陣、每一通道化碼之 SINR 或資料速率、所有通道化碼之平均 SINR 或資料速率等。

發射器 110 可使用表 1 中所示之 MIMO 模式之任一者而將 L 個經編碼之訊框或資料流發送至接收器 150。如上所述，接收器 150 可以兩級來執行線性 MIMO 偵測：在一級中進行前端濾波且在另一級中進行組合。接收器 150 可自線性 MIMO 偵測獲得所有 L 個訊框之經偵測之符號且可處理此等經偵測之符號以恢復 L 個訊框。

接收器 150 亦可利用 SIC 執行 MIMO 偵測。在該種狀況下，接收器 150 可執行線性 MIMO 偵測且接著處理經偵測之符號以恢復訊框。若訊框被正確解碼，則接收器 150 可估

計並取消歸因於此訊框之干涉。接收器 150 可接著對下一訊框重複相同處理。稍後被恢復之每一訊框可經歷較少干涉且因此可觀察到較高 SINR。

對於 SIC，在 MIMO 傳輸中同時發送之 L 個訊框可達成不同 SINR。每一訊框之 SINR 可依賴於 (i) 在線性 MIMO 偵測的情況下該訊框之 SINR 及 (ii) L 個訊框被恢復之特定次序。可基於由該訊框達成之 SINR 來為每一訊框確定一通道品質指示 (CQI)。可藉由考慮以下事實來計算 L 個訊框之 CQI：首先恢復之訊框不會受益於 SIC 而稍後恢復之每一訊框可受益於 SIC。

接收器 150 可執行下列任務用於利用 SIC 之 MIMO 偵測：

1. 連續估計 L 個訊框之可支援資料速率且產生並發送適當 CQI 報告，及
2. 當對接收器 150 經排程用於資料傳輸且同時發送多個訊框時，藉由取消被正確解碼之每一訊框來執行 MIMO 偵測。

上述兩個任務可假設在接收器 150 經排程用於資料傳輸時可應用於接收器 150 的一特定訊務導頻比 $\underline{G}_c \underline{G}_p^{-1}$ 。此訊務導頻比可用以導出組合器矩陣且用以估計 SINR。為簡單起見，以下描述假設以 $M \times L$ 發射矩陣 $\underline{B}_c$ 之一行來發送每一訊框。

在一設計中，接收器 150 可執行完全 SIC，完全 SIC 為前端濾波器之所有或大多數時間間隔上之干涉的估計及取消。對於完全 SIC，接收器 150 可首先正確解碼訊框 1 且可

接著藉由以由發射器 110 執行之相同方式編碼，調變，展頻並擾頻經解碼之訊框 1 以獲得為訊框 1 所發射之輸出碼片來估計歸因於訊框 1 之干涉。接收器 150 可接著如下藉由通道回應矩陣來回旋運算輸出碼片以估計歸因於訊框 1 之干涉：

$$\underline{\hat{i}}_1(k) = \underline{\hat{H}} \underline{y}_1(k), \quad \text{等式 (38)}$$

其中 $\underline{y}_1(k)$ 為訊框 1 之輸出碼片之 $T \times 1$ 向量，

$\underline{\hat{H}}$ 為 $R \times T$ 通道估計矩陣，其為 $\underline{H}$ 之估計，且

$\underline{\hat{i}}_1(k)$ 為歸因於訊框 1 之干涉之 $R \times 1$ 向量。

接收器 150 可接著如下取消歸因於訊框 1 之干涉：

$$\underline{x}_1(k) = \underline{x}(k) - \underline{\hat{i}}_1(k), \quad \text{等式 (39)}$$

其中 $\underline{x}_1(k)$ 為輸入樣本之 $R \times 1$ 向量，其為訊框 1 未被發射之情況下的所接收樣本之估計。

接收器 150 可接著以與所接收樣本 $\underline{x}(k)$ 相同之方式處理輸入樣本 $\underline{x}_1(k)$ 以恢復另一訊框 2。對於訊框 2，接收器 150 可基於輸入樣本 $\underline{x}_1(k)$ 來重新計算前端濾波器 $\underline{F}$ 或 $\underline{W}_p$ 且可接著藉由新的前端濾波器對輸入樣本進行濾波以獲得經濾波之符號。接收器 150 亦可重新計算用於每一通道化碼 c 之組合器矩陣 $\underline{\Delta}_c$ 或 $\underline{D}_c$ 且接著將經濾波之符號與新的組合器矩陣組合以獲得訊框 2 之通道化碼 c 的經偵測之符號。

對於完全 SIC，每一訊框與可經特定地為該訊框導出之一前端濾波器及一組組合器矩陣相關聯。L 個訊框被恢復

之特定次序可影響用於每一訊框之前端濾波器及組合器矩陣。舉例而言，若發送兩個訊框1及2，則用於每一訊框之前端濾波器及組合器矩陣可視訊框1在訊框2之前被恢復還是訊框2在訊框1之前被恢復而不同。此外，發射矩陣 $\mathbf{B}_c$ 之選擇亦為有關的。在干涉取消之後所計算之前端濾波器可歸因於改變之信號統計對於不同發射矩陣而不同。

對於CQI報告，需要估計L個訊框之SINR以反映由干涉取消產生之任何增益。可基於導頻符號及關於訊務導頻比的假設來估計在線性MIMO偵測的情況下每一訊框之SINR。SINR估計可能對於不受益於SIC之首先被恢復之訊框相對較精確。然而，對於稍後恢復之每一訊框之SINR估計可能不精確，因為僅當干涉取消實際上發生時方可確定SIC之益處，可僅當接收器150經排程用於資料傳輸時執行干涉取消。接收器150可連續估計SINR且報告CQI而資料傳輸可零星地發生。因此，需要甚至在資料傳輸尚未發生時儘可能精確地估計SINR。

接收器150可以多種方式估計L個訊框之SINR。在第一設計中，接收器150可經由前端濾波器之參數計算及假設每一所恢復訊框之完全取消來估計每一訊框之SINR。在第二設計中，接收器150可藉由僅取消所接收信號之已知分量(例如，導頻)來估計每一訊框之SINR。此設計可提供關於可達成之SINR之下限。在第三設計中，如下所述，接收器150可藉由僅取消先前恢復之訊框(若存在)之準時信號分量來估計每一訊框之SINR。接收器150可在接收到一資料

傳輸時執行完全取消。第三設計可較第二設計提供關於可達成之 SINR 之更高下限。

在另一設計中，接收器 150 可執行準時 SIC，準時 SIC 為歸因於每一所恢復訊框之準時信號分量之干涉的估計及取消。對於準時 SIC，接收器 150 可首先正確解碼訊框 1 且可接著藉由編碼並調變經解碼之訊框 1 以獲得訊框 1 之重建資料符號來估計歸因於訊框 1 之干涉。接收器 150 可接著基於重建資料符號估計歸因於訊框 1 之干涉。接收器 150 可自經濾波之符號減去所估計干涉且接著處理所得符號以獲得用於另一訊框 2 之經偵測之符號。

對於準時 SIC，接收器 150 可藉由前端濾波器對所接收樣本僅進行一次濾波以獲得所有 L 個訊框之經濾波之符號。接收器 150 可對經濾波之符號(而非所接收樣本)執行干涉取消，此可大大簡化接收器處理。對於每一隨後訊框，接收器 150 可基於用剛被解碼之訊框的經濾波之符號及重建資料符號來計算用於每一通道化碼 c 之組合器矩陣 $\underline{\Delta}_c$ 或 $\underline{D}_c$ 。

為簡單起見，以下描述假設在 MIMO 傳輸中同時發送兩個訊框。該論述可擴展至任一數目之訊框。接收器 150 可如上所述首先恢復訊框 1。對於訊框 2，可用以恢復訊框 2 之符號可表達為：

$$\tilde{\mathbf{z}}_c(s) = \begin{bmatrix} \mathbf{z}_c(s) \\ \bar{b}_{c,1}(s) \end{bmatrix}, \quad \text{等式(40)}$$

其中 $\bar{b}_{c,1}(s)$ 為經解碼之訊框 1 之重建資料符號，且

$\tilde{\mathbf{z}}_c(s)$ 為可用以恢復訊框 2 之符號之 $(M+1) \times 1$ 向量。

可如下基於MMSE準則導出用於訊框2之組合器向量：

$$\underline{\mathbf{d}}_{c,2} = [E\{\tilde{\mathbf{z}}_c(s)\tilde{\mathbf{z}}_c^H(s)\}]^{-1} E\{\tilde{\mathbf{z}}_c(s)b_{c,2}^*(s)\}, \quad \text{等式(41)}$$

其中 $\underline{\mathbf{d}}_{c,2}(s)$ 為用於訊框2之 $(M+1) \times 1$ 組合器向量。組合器向量可被認為是具有一行之組合器矩陣。

若同時發送兩個訊框，則 $\underline{\mathbf{A}}_c = [\underline{\mathbf{a}}_{c,1} \ \underline{\mathbf{a}}_{c,2}]$ 。可接著如下導出用於訊框2之組合器向量：

$$\underline{\mathbf{d}}_{c,2} = \begin{bmatrix} E\{\mathbf{z}_c(s)\mathbf{z}_c^H(s)} & \underline{\mathbf{a}}_{c,1} \\ \underline{\mathbf{a}}_{c,1}^H & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \underline{\mathbf{a}}_{c,2} \\ 0 \end{bmatrix}. \quad \text{等式(42)}$$

等式(42)中之大多數項可自訊框1之處理獲得。詳言之，可如等式(32)中所示獲得 $E\{\mathbf{z}_c(s)\mathbf{z}_c^H(s)\}$ 。可自 $\underline{\mathbf{A}}_c$ 之第二行獲得 $\underline{\mathbf{a}}_{c,2}$ ， $\underline{\mathbf{A}}_c$ 可如等式(27)中所示導出。可自 $\underline{\mathbf{A}}_c$ 之第一行獲得 $\underline{\mathbf{a}}_{c,1}$ 。然而，由於可獲得訊框1之重建資料符號，故可如下獲得一改良之 $\underline{\mathbf{a}}_{c,1}$ ：

$$\underline{\mathbf{a}}_{c,1} = E\left\{\frac{1}{C} \cdot \sum_{c=1}^C \mathbf{z}_c(s) \bar{b}_{c,1}^*(s)\right\}. \quad \text{等式(43)}$$

可接著如下獲得訊框2之經偵測之符號 $\hat{b}_{c,2}(s)$ ：

$$\hat{b}_{c,2}(s) = \underline{\mathbf{d}}_{c,2}^H \tilde{\mathbf{z}}_c(s). \quad \text{等式(44)}$$

等式(44)基於組合器向量 $\underline{\mathbf{d}}_{c,2}(s)$ 將訊框1之經濾波之符號與重建資料符號組合以獲得訊框2之經偵測之符號。等式(44)實質上執行干涉估計及取消以及線性MIMO偵測。可如下而分解等式(44)。

可如下估計歸因於訊框1之干涉：

$$i_{c,1}(s) = -d_{c,M+1} \bar{b}_{c,1}(s), \quad \text{等式(45)}$$

其中 $d_{c,M+1}$ 為用以估計歸因於經解碼之訊框 1 之干涉的純量/權值，且

$i_{c,1}(s)$ 為歸因於訊框 1 之準時干涉。

$d_{c,M+1}$ 為組合器向量 $\underline{d}_{c,2}(s)$ 之最末元素且係基於訊框 1 之經濾波之符號以及重建資料符號導出。

可如下表達對於訊框 2 之 MIMO 偵測：

$$\tilde{b}_{c,2}(s) = \tilde{\underline{d}}_{c,2}^H \underline{z}_c(s), \quad \text{等式(46)}$$

其中 $\tilde{\underline{d}}_{c,2}(s)$ 為含有組合器向量 $\underline{d}_{c,2}(s)$ 之起初 M 個元素之 $M \times 1$ 向量，且 $\tilde{b}_{c,2}(s)$ 為為訊框 2 獲得之符號。

可接著如下獲得訊框 2 之經偵測之符號 $\hat{b}_{c,2}(s)$ ：

$$\hat{b}_{c,2}(s) = \tilde{b}_{c,2}(s) - i_{c,1}(s). \quad \text{等式(47)}$$

對於準時 SIC，僅準時信號分量受干涉取消影響，且干涉取消之後的所接收樣本之多路徑特性保持不變。此意謂可對每一訊框使用同一前端濾波器 $\underline{F}$ 或 $\underline{W}_p$ ，且可將對最佳濾波器 $\underline{W}_c$ 之所有改變併入組合器矩陣中。僅對準時符號進行操作之組合器矩陣 $\underline{\Delta}_c$ 或 $\underline{D}_c$ 受干涉取消影響。不管發射矩陣 $\underline{B}_c$ 及 L 個訊框被恢復之次序如何，情況都是如此。組合器矩陣 $\underline{\Delta}_c$ 或 $\underline{D}_c$ 可為每一訊框之每一通道化碼而重新計算且用以將該訊框之該通道化碼的經濾波之符號組合。

對於 CQI 報告，需要能夠使用不涉及每一較早恢復之訊框之實際解碼及取消的參數技術來估計由每一稍後恢復之訊框所達成之 SINR。此係因為除非接收器經排程用於資料

傳輸，否則不將訊框發送至接收器150。對於SINR估計，可藉由將每一所恢復訊框之 $\underline{\mathbf{B}}_c$ 之行設定為零來估計每一訊框之SINR。舉例而言，若發送兩個訊框，則可(例如)如等式(36)及(37)中所示使用 $\underline{\mathbf{B}}_c=[\underline{\mathbf{b}}_1 \ \underline{\mathbf{b}}_2]$ 來計算首先恢復之訊框1之SINR。可使用 $\underline{\mathbf{B}}_{c,2}=[\underline{\mathbf{0}} \ \underline{\mathbf{b}}_2]$ 來計算其次恢復之訊框2之SINR， $\underline{\mathbf{B}}_{c,2}=[\underline{\mathbf{0}} \ \underline{\mathbf{b}}_2]$ 為反映訊框1之假想取消之發射矩陣。

上述SINR估計技術可允許接收器150對於不同發射矩陣 $\underline{\mathbf{B}}_c$ 及/或恢復L個訊框之不同次序容易地估計干涉取消增益。舉例而言，接收器150可估計首先恢復之訊框1之SINR(使用 $\underline{\mathbf{B}}_c=[\underline{\mathbf{b}}_1 \ \underline{\mathbf{b}}_2]$)及其後恢復之訊框2之SINR(使用 $\underline{\mathbf{B}}_{c,2}=[\underline{\mathbf{0}} \ \underline{\mathbf{b}}_2]$)，此反映來自訊框1之干涉之取消。接收器150亦可估計首先恢復之訊框2之SINR(使用 $\underline{\mathbf{B}}_c=[\underline{\mathbf{b}}_1 \ \underline{\mathbf{b}}_2]$)及其後恢復之訊框1之SINR(使用 $\underline{\mathbf{B}}_{c,1}=[\underline{\mathbf{b}}_1 \ \underline{\mathbf{0}}]$)，此反映來自訊框2之干涉之取消。接收器150亦可評估可用於資料傳輸之不同發射矩陣。接收器150可確定產生最佳效能(例如，在所有L個訊框之總通量或資料速率方面)之特定發射矩陣及特定恢復次序。接收器150可將此資訊發送至發射器110以輔助至接收器之資料傳輸。

因為前端濾波器隨準時SIC而恆定，所以估計即使在接收器150未經排程用於資料傳輸時亦可能存在穩固的SINR。可藉由基於每一訊框之發射矩陣而簡單地重新計算組合器矩陣 $\underline{\mathbf{D}}_c$ 來估計該訊框之SINR。由於計算負載可能較低，故評估不同發射矩陣及恢復次序以確定產生最佳效能之發射矩陣及/或不同恢復次序是切實可行的。

基於準時SIC估計每一稍後恢復之訊框之SINR可使最後被恢復之訊框之效能度量僅線性地依賴於分配於用於資料傳輸之通道化碼的傳輸功率。此係歸因於下列事實：(i)在假設使用相同總功率之情況下，多路徑干涉之統計性質與通道化碼及功率分配無關而保持不變，及(ii)所有準時干涉影響消失。部分(ii)成立之原因為(a)相同通道化碼上之歸因於每一恢復訊框之干涉被取消及(b)來自其他通道化碼之干涉因為時間對準時之通道化碼的正交性而被抑制。若經假設用於SINR估計之功率與用於資料傳輸之功率不同，則關於所分配傳輸功率之效能度量之此線性依賴性可允許發射器110藉由用於訊框之實際傳輸功率按比例縮放由接收器150報告之SINR。

準時SIC可較無干涉取消提供改良之效能。此外，準時SIC與完全SIC相比可在很大程度上較不計算密集。準時SIC亦可允許一致SINR估計，此可改良效能。

圖4展示為圖1中之接收器150之一設計的一接收器150a之方塊圖。在此設計中，於CDMA解調變之前執行前端濾波。為圖1中之區塊160之一設計的一等化器/CDMA解調變器160a包括一前端濾波器/等化器410及一CDMA解調變器420。CDMA解調變器420包括用於訊務資料之多達C個通道化碼的C個解擾頻器/解展頻器422a至422C。為圖1中之區塊170之一設計的一RX MIMO處理器170a包括用於訊務資料之多達C個通道化碼的C個組合器432a至432C。

在為圖1中之區塊156之一設計之一通道處理器156a內，

一時序估計器442確定所接收信號之時序。單元442可估計不同天線之通道脈衝回應及/或功率延遲概況且可確定通道脈衝回應及/或功率延遲概況之重心。單元442可接著基於該重心而確定所接收信號之時序。

一係數計算單元444基於所接收樣本而導出濾波器 $\underline{W}_p$ 之係數，例如，如等式(20)中所示。單元444亦可基於RLS、區塊最小平方或某種其他技術而導出 $\underline{W}_p$ 。來自單元442之時序資訊可用於訓練(例如)以使局部產生之導頻碼片與所接收樣本對準。單元444將 $\underline{W}_p$ 提供至前端濾波器410。

濾波器410藉由 $\underline{W}_p$ 對所接收樣本 $\underline{x}(k)$ 執行前端濾波/等化且提供經濾波之樣本。在CDMA解調變器420內，每一單元422對一不同通道化碼之經濾波之樣本進行解展頻及解擾頻且提供該通道化碼的經濾波之符號 $\underline{z}_c(s)$ 。

一單元446對導頻通道化碼 p 之經濾波之樣本進行解展頻及解擾頻。單元422及446基於由單元442提供之時序執行解展頻及解擾頻。一通道估計器448基於來自單元446之經濾波之導頻符號估計一 $M \times M$ 矩陣 $\underline{W}_p^H \tilde{\underline{H}}$ 。一單元450計算每一通道化碼之外積 $\underline{z}_c(s) \underline{z}_c^H(s)$ ，在通道化碼及符號週期上求該外積之平均值，且提供相關矩陣 $\underline{R}_{zz}$ ，例如，如等式(32)中所示。一單元452如下基於來自單元448之矩陣 $\underline{W}_p^H \tilde{\underline{H}}$ 、來自單元450之相關矩陣 $\underline{R}_{zz}$ 及碼特定矩陣而為每一通道化碼 c 導出組合器矩陣 $\underline{D}_c$ 之係數：

$$\underline{D}_c = \underline{R}_{zz}^{-1} \underline{W}_p^H \tilde{\underline{H}} \underline{G}_c \underline{B}_c \quad \text{等式(48)}$$

在RX MIMO處理器170a內，每一組合器432基於組合器矩陣 $\underline{D}_c$ 而組合一不同通道化碼 c 之經濾波之符號且提供用於該通道化碼的經偵測之符號。

一般而言，前端濾波可於第一級中執行以處理 M 個所接收信號中之非準時信號分量。前端濾波器一般並不視信號在發射之前於發射器處被處理之方式而定。對於CDM傳輸，前端濾波器可應用於所有通道化碼。第二級可組合準時信號分量以恢復 L 個所發射信號。用於第二級之組合器矩陣可視信號在發射之前被處理之方式(例如，由發射器使用之發射矩陣 $\underline{B}_c$ 及增益矩陣 $\underline{G}_c$)及其他因素(例如，通道回應 $\tilde{H}$ 及信號統計 $\underline{R}_{zz}$)而定。

圖5A展示執行完全SIC且為圖1中之接收器150之另一設計的一接收器150b之方塊圖。在此設計中，於CDMA解調變之前執行前端濾波。為圖1中之區塊160之另一設計的一等化器/CDMA解調變器160b包括一求和器408、前端濾波器/等化器410、CDMA解調變器420、一CDMA調變器424及一干涉估計器426。對於第一訊框，求和器408僅將所接收樣本傳遞至前端濾波器410。對於每一隨後訊框，一干涉估計器426提供歸因於剛被恢復之訊框之干涉，且求和器408自所接收樣本減去干涉(例如，如等式(39)中所示)，且將輸入樣本提供至前端濾波器410。濾波器410藉由 $\underline{W}_p$ 對所接收樣本或輸入樣本執行前端濾波/等化且提供經濾波之樣本。CDMA解調變器420對所有通道化碼之經濾波之樣本進行解展頻及解擾頻且提供此等通道化碼之經濾波

之符號。

在為圖1中之區塊156之另一設計的一通道處理器156b內，單元442至450如以上關於圖4所述而操作。對於每一訊框，單元450為每一通道化碼計算來自CDMA解調變器420之經濾波之符號的外積 $\mathbf{z}_c(s)\mathbf{z}_c^H(s)$ ，在通道化碼及符號週期上求該外積之平均值，且提供相關矩陣 $\mathbf{R}_{zz}$ ，例如，如等式(32)中所示。對於第一訊框，單元452可如以上關於圖4所述為每一通道化碼 c 導出組合器矩陣 $\mathbf{D}_c$ 之係數。對於每一隨後訊框，單元452可基於該訊框之經濾波之樣本導出組合器矩陣 $\mathbf{D}_c$ 之係數。

在可如圖4中所示執行之RX MIMO處理器170內，用於每一通道化碼 c 之組合器可基於組合器矩陣 $\mathbf{D}_c$ 組合該通道化碼之經濾波之符號且提供該通道化碼之經偵測之符號。RX資料處理器172可對於正被恢復之訊框之經偵測之符號解調變並解碼且提供經解碼之資料。若訊框被正確解碼，則一TX資料處理器174可編碼並調變經解碼之訊框且提供該訊框之重建資料符號。一TX MIMO處理器176可處理重建資料符號以獲得輸出符號。CDMA調變器424可接著展頻並擾頻輸出符號以獲得經解碼之訊框之輸出碼片。干涉估計器426可估計歸因於經解碼之訊框之干涉(例如，如等式(38)中所示)，且提供所估計干涉。

對於完全SIC，通道處理器156b可導出用於每一訊框之一前端濾波器，且干涉估計器424可估計該前端濾波器之整個時間間隔之干涉。通道處理器156b可導出用於每一訊

框之每一通道化碼之組合器矩陣。

圖 5B 展示執行準時 SIC 且為圖 1 中之接收器 150 之又一設計的一接收器 150c 之方塊圖。在此設計中，於 CDMA 解調變之前執行前端濾波。等化器 / CDMA 解調變器 160a 可處理所接收樣本且提供每一通道化碼 c 之經濾波之符號，如以上關於圖 4 所述。RX MIMO 處理器 170 可基於組合器矩陣 $\underline{D}_c$ 或 $\underline{d}_{c,2}$ 組合每一通道化碼 c 之經濾波之符號且提供該通道化碼之經偵測之符號。RX 資料處理器 172 可對於正被恢復之訊框之經偵測之符號解調變並解碼且提供經解碼之資料。若訊框被正確解碼，則 TX 資料處理器 174 可編碼並調變經解碼之訊框且提供該訊框之重建資料符號。一倍增器 460 可藉由一純量 / 權值按比例縮放重建資料符號以獲得歸因於經解碼之訊框之干涉的估計，例如，如等式 (45) 中所示。一求和器 462 可自 RX MIMO 處理器 170 之輸出減去倍增器 460 之輸出用於干涉取消 (例如，如等式 (47) 中所示)，且可接著提供待恢復之下一訊框之經偵測之符號。亦可在 RX MIMO 處理器 170 內或在其之前執行干涉估計及取消。

對於準時 SIC，通道處理器 156b 可導出用於所有 L 個訊框之單個前端濾波器，且倍增器 460 可僅對於每一經解碼之訊框之準時信號分量估計干涉。通道處理器 156b 可導出用於每一訊框之每一通道化碼之組合器矩陣。

圖 5C 展示為兩個訊框之 MIMO 傳輸執行準時 SIC 且為圖 1 中之接收器 150 之又一設計的一接收器 150d 之方塊圖。可對所接收樣本執行前端濾波及 CDMA 解調變以獲得每一通

道化碼之經濾波之符號(區塊510)。區塊510可包括圖5B中之區塊410、420及446。為清楚起見，未在圖5C中展示用以導出前端濾波器之區塊(例如，圖5B中之區塊442及444)。可基於經濾波之符號估計通道回應 $\tilde{\mathbf{H}}$ 及協方差矩陣 $\mathbf{R}_{zz}$ (區塊518)。區塊518可包括圖5B中之區塊448及450。可基於通道回應、協方差矩陣及其他參數來計算用於第一訊框之一組合器矩陣 $\mathbf{D}_c$ (例如，如等式(48)中所示)(區塊524)。可基於組合器矩陣 $\mathbf{D}_c$ 組合經濾波之符號以獲得第一訊框之經偵測之符號(例如，如等式(29)中所示)(區塊520)。第一訊框之經偵測之符號可經解調變並經解碼以獲得第一訊框之經解碼之資料(區塊522)。

若第一訊框被正確解碼(此可基於CRC檢查判定)，則經解碼之第一訊框可經編碼並經調變以獲得第一訊框之重建資料符號(區塊526)。可基於協方差矩陣、第一訊框之重建資料符號及其他參數來計算用於第二訊框之一組合器矩陣 $\mathbf{d}_{c,2}$ (例如，如等式(42)中所示)(區塊534)。區塊534可基於第一訊框之重建資料符號導出 $\mathbf{a}_{c,1}$ 之改良之估計，如等式(43)中所示。可基於組合器矩陣 $\mathbf{d}_{c,2}$ 組合第一訊框之經濾波之符號及重建資料符號以獲得第二訊框之經偵測之符號(例如，如等式(44)中所示)(區塊530)。第二訊框之經偵測之符號可經解調變並經解碼以獲得第二訊框之經解碼之資料(區塊532)。圖5C中所示之處理可經擴展用於任一數目之訊框。

圖6展示用以恢復不利用SIC之MIMO傳輸之一過程600的

設計。導出用以處理(例如, 補償、抑制或緩和)多個所接收信號中之非準時信號分量的前端濾波器(區塊612)。前端濾波器並未隔離非準時信號分量。實情為, 前端濾波器以需要/有益之方式處理非準時信號分量且亦可(附帶地)處理準時信號分量。亦導出用以組合多個所發射信號之準時信號分量的至少一組合器矩陣(區塊614)。前端濾波器可為如等式(21)中所示而導出之 $\underline{F}$, 且組合器矩陣可為如等式(23)中所示而導出之 $\underline{\Delta}_c$ 。前端濾波器亦可為如等式(19)或(20)中所示而導出之 $\underline{W}_p$, 且組合器矩陣可為(例如)如等式(30)、(33)或(48)中所示而導出之 $\underline{D}_c$ 。亦可以其他方式導出前端濾波器及組合器矩陣。可基於用於導頻之所接收資料且根據(例如)最小平方準則而導出前端濾波器。可基於用以發送資料之發射矩陣、資料之增益、通道回應估計、前端濾波器、信號及/或雜訊統計等來導出組合器矩陣。亦可根據MMSE或某種其他準則來導出組合器矩陣。

所接收資料經濾波以處理多個所接收信號中之非準時信號分量(區塊616)。經濾波之資料經處理以組合多個所發射信號之準時信號分量(區塊618)。一個以上符號週期之所接收資料可經濾波以處理非準時信號分量。一個符號週期之經濾波之資料可經處理以組合準時信號分量。所接收資料及經濾波之資料可以樣本、符號等形式給出。

對於藉由多個通道化碼發送之CDM傳輸, 可導出單個前端濾波器且將其用於處理非準時信號分量, 且可導出多個組合器矩陣且將其用於組合多個通道化碼之準時信號分

量。在一機制中，首先藉由前端濾波器對所接收資料進行濾波以獲得中間資料。接著對每一通道化碼之中間資料進行解展頻以獲得該通道化碼的經濾波之資料。藉由一用於每一通道化碼之組合器矩陣進一步處理該通道化碼之經濾波之資料以獲得該通道化碼之輸出資料。在另一機制中，首先對每一通道化碼之所接收資料進行解展頻以獲得該通道化碼之解展頻資料。接著藉由同一前端濾波器對每一通道化碼之解展頻資料進行濾波以獲得該通道化碼的經濾波之資料。藉由一用於每一通道化碼的組合器矩陣進一步處理該通道化碼之經濾波之資料以獲得該通道化碼之輸出資料。

對於CDM，可基於所接收資料及已知導頻(例如，基於(a)用於碼片級訓練之所接收資料及已知導頻碼片的樣本或(b)自用於符號級訓練之所接收資料及已知導頻符號獲得的經解展頻之導頻符號)而導出前端濾波器。可基於用於多個通道化碼之發射矩陣、多個通道化碼之增益、通道回應估計、前端濾波器、信號及/或雜訊統計等或其組合而導出組合器矩陣。前端濾波器與通道回應估計可共同地估計(例如)為 $\mathbf{W}_p^H \tilde{\mathbf{H}}$ 。

圖7展示用以恢復利用準時SIC之MIMO傳輸之一過程700的設計。可獲得用於MIMO傳輸之所接收資料(區塊712)。可基於一前端濾波器處理所接收資料以獲得經濾波之資料(區塊714)。可基於至少一第一組合器矩陣進一步處理經濾波之資料以獲得第一訊框之經偵測之資料(區塊716)。可處

理(例如，解調變及解碼)第一訊框之經偵測之資料以獲得第一訊框之經解碼之資料(區塊718)。亦可基於至少一第二組合器矩陣及第一訊框之經解碼之資料處理經濾波之資料以取消歸因於第一訊框之干涉並獲得第二訊框之經偵測之資料(區塊720)。對於區塊720，僅在第一訊框被正確解碼時估計歸因於第一訊框之干涉並可自經濾波之資料取消該干涉(例如，在符號級而非樣本級下)。可處理第二訊框之經偵測之資料以獲得第二訊框之經解碼之資料(區塊722)。

前端濾波器可處理所接收資料中之非準時信號分量以獲得經濾波之資料。每一組合器矩陣可組合一各別通道化碼之經濾波之資料中之準時信號分量以獲得該通道化碼之經偵測之資料。可基於所接收資料及已知導頻資料導出前端濾波器。可使用至少一通道化碼來發送第一訊框及第二訊框。可基於經濾波之資料、用於每一通道化碼之發射矩陣、該通道化碼之增益、前端濾波器、通道回應估計等或其任一組合來導出用於該通道化碼之第一組合器矩陣。可基於經濾波之資料、第一訊框之經解碼之資料、用於每一通道化碼之發射矩陣等或其任一組合來導出用於該通道化碼之第二組合器矩陣。

對於準時SIC，可估計歸因於第一訊框之準時信號分量之干涉並自經濾波之資料取消該干涉。同一前端濾波器可用以處理所有訊框之所接收資料。對於完全SIC，可估計在前端濾波器之所有或大多數時間間隔內歸因於第一訊框的干涉並自所接收資料取消該干涉以獲得輸入資料。前端

濾波器可被更新以用於第二訊框且用以處理輸入資料。

可基於以下兩者來估計第一訊框之所接收信號品質(例如, SINR): (i)用於第一訊框及第二訊框之發射矩陣及(ii)無來自任一訊框之干涉之取消之假設。可基於以下兩者來估計第二訊框之所接收信號品質: (i)具有設定為零之對應於第一訊框之一行的經修改之發射矩陣及(ii)取消了歸因於第一訊框之準時信號分量之干涉的假設。可進一步基於前端濾波器、至少一第一組合器矩陣、至少一第二組合器矩陣、用於第一訊框及第二訊框之至少一通道化碼之至少一增益、通道回應估計或其任一組合來估計第一訊框及第二訊框之所接收信號品質。

在MIMO傳輸之前, 可對於至少一發射矩陣及多個訊框之至少一恢復次序(例如, 基於每一較早恢復之訊框之準時信號分量將被取消的假設)來估計多個訊框之所接收信號品質。可選擇具有最高效能之發射矩陣及/或恢復次序。可將包含選定發射矩陣及/或選定恢復次序之反饋資訊發送至一發射器。該發射器可使用該反饋資訊而將MIMO傳輸發送至接收器。

本文所述之多級接收器亦可用於其他通信系統。舉例而言, 在分時多工(TDM)系統中, 可基於第一時間間隔中所接收之導頻而導出前端濾波器, 且可基於在第二時間間隔中所使用之發射矩陣而導出用於第二時間間隔的組合器矩陣。可藉由前端濾波器對在第二時間間隔中接收之資料進行濾波, 且可藉由組合器矩陣進一步處理經濾波之資料。

一般而言，濾波器可基於導頻而導出，導頻可在特定通道化碼及/或時間間隔上且使用特定發射矩陣及增益來發送。自導頻導出之濾波器可用以導出用於資料之濾波器，資料可在其他通道化碼及/或時間間隔上且可能使用不同發射矩陣及增益來發送。

對於CDMA，準時與非準時信號分量可藉由其發射時間而加以區別。接收器可處理一樣本窗以恢復由發射器所發射之所要符號。等化器之時序確定相對於該窗而發射所要符號之時間瞬間。接收器獲得之樣本含有包括準時及非準時信號分量的不同額外信號分量。準時信號分量為用於所要符號以及與所要符號同時被發射之其他符號的信號分量。所有其他信號分量為非準時信號分量，其包括追蹤至在所要符號之前及之後被發射之符號的信號分量。

符號可由傳輸函數傳輸，其可能視一或多個參數而定。舉例而言，傳輸函數可視符號週期 s 、通道化碼 c 、頻槽或副載波指標 n 等而定，且可表示為 $f(s, c, n, \dots)$ 。為簡單起見，傳輸函數可視三個參數 s 、 c 及 n ，或元組 (s, c, n) 而定。用於不同符號之傳輸函數可為正交的使得僅在 $s_1=s_2$ 、 $c_1=c_2$ 且 $n_1=n_2$ （其可表達為 $(s_1, c_1, n_1)=(s_2, c_2, n_2)$ 時 $\langle f(s_1, c_1, n_1), f(s_2, c_2, n_2) \rangle \neq 0$ 。

所接收信號可包括(a)來自由元組 (s_1, c_1, n_1) 所界定之所要傳輸函數 $f(s_1, c_1, n_1)$ 之所要信號分量及(b)來自其他傳輸函數 $f(s, c, n)$ （其中 $(s, c, n) \neq (s_1, c_1, n_1)$ ）之其他信號分量。第一級中之前端濾波可處理其他信號分量。第二級中之組合器可

處理所要信號分量。

對於CDM，用於符號週期 s 之傳輸函數由長度為 C 之通道化碼乘以擾頻序列 $p(k)$ 而確定。用於符號週期 s 及通道化碼 c 之傳輸函數可表示為 $f(s, c)$ 。自以傳輸函數 $f(s_1, c_1)$ 傳輸之符號的觀點來看，所接收信號含有下列各者：

1. 在 $s \neq s_1$ 的情況下，對應於 $f(s, c)$ 之非準時信號分量，
2. 對應於 $f(s_1, c)$ 且由下列各者構成之準時信號分量：
 - a. 來自所要通道化碼且對應於 $f(s_1, c_1)$ 之準時信號分量，及
 - b. 在 $c_1 \neq c_2$ 的情況下，來自其他通道化碼且對應於 $f(s_1, c_2)$ 之準時信號分量。

前端濾波器處理對應於 $f(s, c)$ 之非準時信號分量。藉由前端濾波器進行之解擾頻及解展頻亦消除來自其他通道化碼且對應於 $f(s_1, c_2)$ 之準時信號分量。組合器處理來自所要通道化碼且對應於 $f(s_1, c_1)$ 之準時信號分量。

在不利用CDM之單載波系統中，傳輸函數可僅為時間之數位增量且可給定為 $f(s) = \delta(t-s)$ 。隨著時間 t 推移，增量之位置隨時間而改變。

在基於OFDM之系統中，傳輸函數可用於不同副載波且可給定為 $f(s, n)$ ，其中 n 為副載波指標。OFDM中之副載波可對應於CDM中之通道化碼。發射器可藉由以下方式而自給定發射天線在OFDM符號週期中於 N 個副載波上發送 N 個資料/導頻符號：(a)以反向快速傅立葉反變換(IFFT)將 N 個資料/導頻符號轉換至時域以獲得 N 個時域樣本及(b)將一循

環前置項附加至時域樣本以獲得一OFDM符號。接收器可藉由以下方式而獲得給定接收天線的所接收資料/導頻符號：(a)移除所接收樣本中之循環前置項及(b)以快速傅立葉變換(FFT)將N個所接收樣本轉換至頻域以獲得N個副載波之N個所接收符號。所接收符號可對應於等式(40)中之 $\underline{z}_c(s)$ ，此處用副載波指標 n 替代下標 c 。對於OFDM，準時信號分量可為在特定副載波上自不同發射天線發送之信號分量。非準時信號分量可為在其他副載波上發送之信號分量。前端濾波器可由FFT及接收器處之循環前置項移除而實施。組合器矩陣 $\underline{D}_c$ 可針對每一副載波而被計算且可用以組合該副載波之來自所有接收天線的所接收符號。

熟習此項技術者應瞭解，可使用各種不同技術之任一者表示資訊及信號。舉例而言，可藉由電壓、電流、電磁波、磁場或磁粒子、光場或光粒子或其任一組合表示在以上描述中始終參考之資料、指令、命令、資訊、信號、位元、符號及碼片。

熟習此項技術者應進一步瞭解，結合本文中之揭示案所述之各種說明性邏輯區塊、模組、電路及演算法步驟可實施為電子硬體、電腦軟體或該等兩者之組合。為清楚說明硬體與軟體之此互換性，以上已大致在功能性方面描述了一種說明性組件、區塊、模組、電路及步驟。該功能性是實施為硬體還是軟體取決於特定應用及強加於整個系統之設計約束。熟習此項技術者可以多種方式實施所述功能性用於每一特定應用，但此實施決策不應被解釋為會導致偏

離本揭示案之範疇。

結合本文中之揭示案所述之多種說明性邏輯區塊、模組及電路可藉由經設計以執行本文所述之功能的下列裝置實施或執行：通用處理器、數位信號處理器(DSP)、特殊應用積體電路(ASIC)、場可程式閘陣列(FPGA)或其他可程式化邏輯設備、離散閘或電晶體邏輯、離散硬體元件或其任一組合。通用處理器可為微處理器，但在替代方案中，處理器可為任一習知處理器、控制器、微控制器或狀態機。處理器亦可實施為計算設備之組合，例如，一DSP與一微處理器之組合、複數個微處理器、一或多個微處理器連同一DSP核心，或任一其他此種組態。

結合本文中之揭示案所述之方法或演算法之步驟可直接以硬體、以由處理器執行之軟體模組或以該等兩者之組合來實施。軟體模組可駐於RAM記憶體、快閃記憶體、ROM記憶體、EPROM記憶體、EEPROM記憶體、暫存器、硬碟、抽取式碟片、CD-ROM，或此項技術中已知之任一其它形式之儲存媒體中。將例示性儲存媒體耦接至處理器使得處理器可自儲存媒體讀取資訊或將資訊寫至儲存媒體。在替代方案中，儲存媒體可整合於處理器。處理器及儲存媒體可駐於ASIC中。ASIC可駐於使用者終端機中。在替代方案中，處理器及儲存媒體可作為離散組件駐於使用者終端機中。

提供本揭示案之先前描述以使任何熟習此項技術者能夠製造或使用本揭示案。熟習此項技術者將易於瞭解本揭示

案之多種修改，且本文中所界定之一般原理可在不脫離本揭示案之精神或範疇的情況下應用於其他變化。因而，本揭示案不欲限於本文所述之實例而是符合與本文所揭示之原理及新穎特徵一致的最廣範疇。

【圖式簡單說明】

圖1展示發射器及接收器之方塊圖。

圖2說明MIMO-CDM傳輸。

圖3展示發射器處之CDMA調變器之方塊圖。

圖4展示不利用SIC之接收器之設計。

圖5A展示利用完全SIC之接收器之設計。

圖5B展示利用準時SIC之接收器之設計。

圖5C展示利用準時SIC之接收器之另一設計。

圖6展示用以恢復不利用SIC之MIMO傳輸之處理。

圖7展示用以恢復利用SIC之MIMO傳輸之處理。

【主要元件符號說明】

110	發射器
112	發射資料處理器
114	TX MIMO處理器
116	CDMA調變器
116a-116m	CDMA調變器
118a-118m	發射器單元
120a-120m	天線
130	控制器/處理器
132	記憶體

150	接收器
150a	接收器
150b	接收器
150d	接收器
152a-152n	天線
154a-154n	接收器單元
156	通道處理器
156a	通道處理器
156b	通道處理器
160	等化器/CDMA解調變器
160a	等化器/CDMA解調變器
160b	等化器/CDMA解調變器
170	接收(RX)MIMO處理器
170a RX MIMO	處理器
172 RX	資料處理器
174 TX	資料處理器
176 TX MIMO	處理器
180	控制器/處理器
182	記憶體
310	資料處理器
312	展頻器
314	倍增器
320	導頻處理器
322	展頻器

324	倍增器
330	求和器
332	擾頻器
408	求和器
410	前端濾波器/等化器
420	CDMA解調變器
424	CDMA調變器
426	干涉估計器
422a-422C	解擾頻器/解展頻器
432a-432C	組合器
442	時序估計器
444	係數計算單元
446	單元
448	通道估計器
450	單元
452	單元
460	倍增器
462	求和器
510	區塊
518	區塊
520	區塊
522	區塊
524	區塊
526	區塊

530	區塊
532	區塊
534	區塊
600	過程
612	區塊
614	區塊
616	區塊
618	區塊
700	過程
712	區塊
714	區塊
716	區塊
718	區塊
720	區塊
722	區塊

五、中文發明摘要：

本發明描述一種用以接收一MIMO傳輸之技術。一接收器基於一前端濾波器處理該MIMO傳輸之所接收資料以獲得經濾波之資料。該接收器進一步基於至少一第一組合器矩陣處理該經濾波之資料以獲得一第一訊框之經偵測之資料。該接收器解調變並解碼此經偵測之資料以獲得該第一訊框之經解碼之資料。該接收器接著基於至少一第二組合器矩陣及該第一訊框之該經解碼之資料處理該經濾波之資料以取消歸因於該第一訊框之干涉且獲得一第二訊框之經偵測之資料。該接收器處理此經偵測之資料以獲得該第二訊框之經解碼之資料。該前端濾波器處理該所接收資料中之非準時信號分量。每一組合器矩陣組合該經濾波之資料中之準時信號分量以獲得一通道化碼之經偵測之資料。

六、英文發明摘要：

Techniques for receiving a MIMO transmission are described. A receiver processes received data for the MIMO transmission based on a front-end filter to obtain filtered data. The receiver further processes the filtered data based on at least one first combiner matrix to obtain detected data for a first frame. The receiver demodulates and decodes this detected data to obtain decoded data for the first frame. The receiver then processes the filtered data based on at least one second combiner matrix and the decoded data for the first frame to cancel interference due to the first frame and obtain detected data for a second frame. The receiver processes this detected data to obtain decoded data for the second frame. The front-end filter processes non on-time signal components in the received data. Each combiner matrix combines on-time signal components in the filtered data to obtain detected data for a channelization code.

十一、圖式：

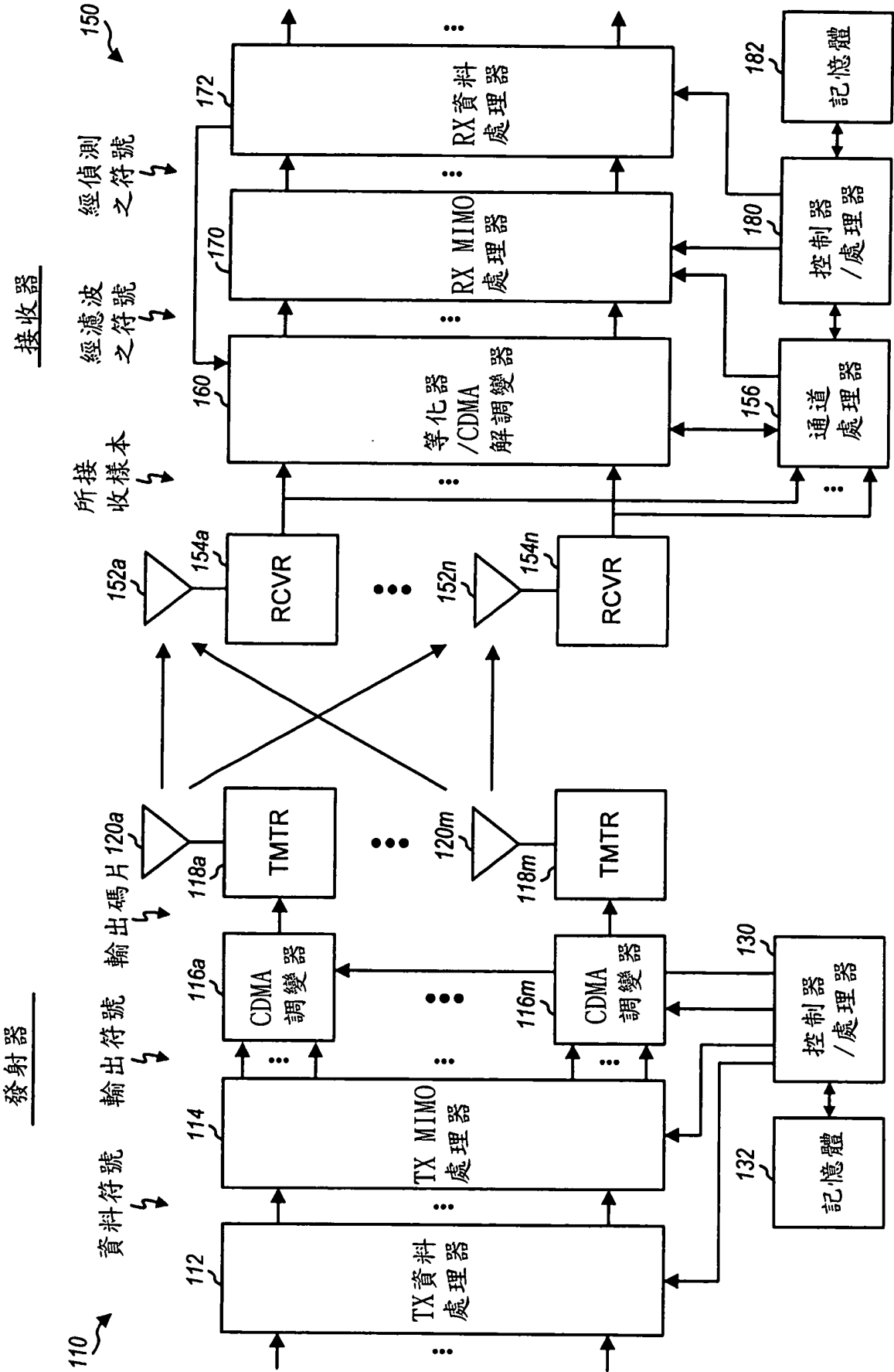


圖1

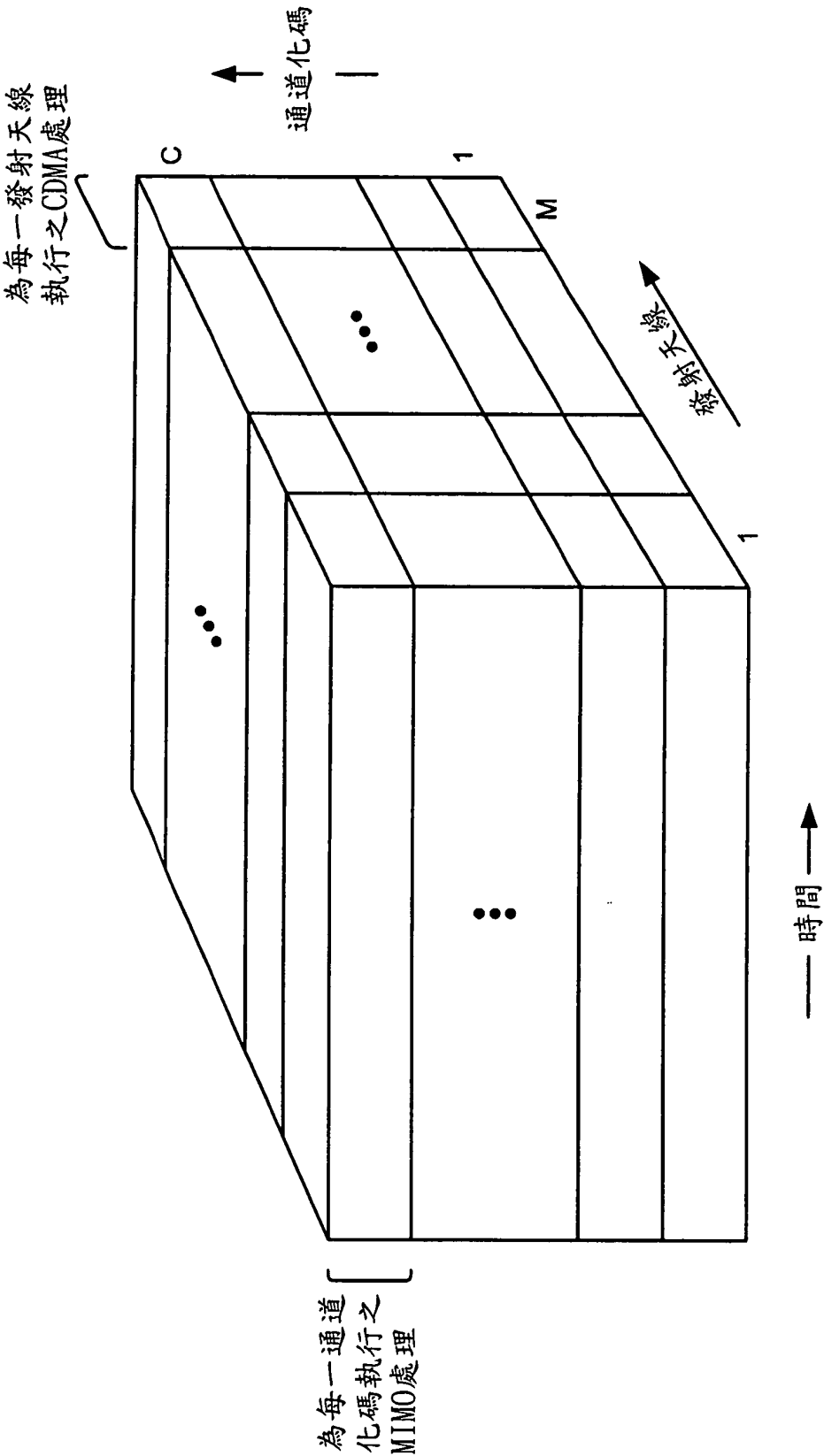


圖2

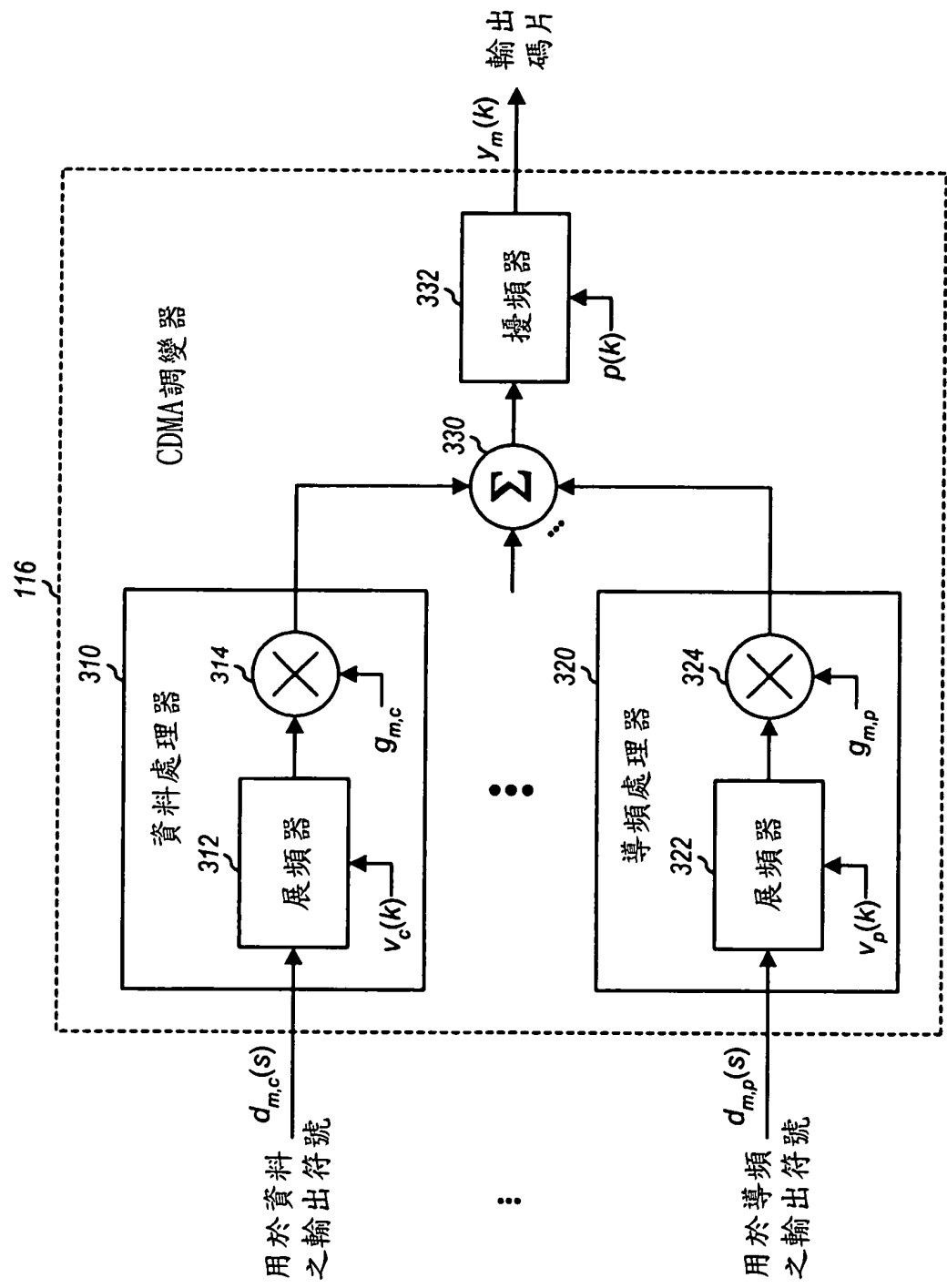


圖3

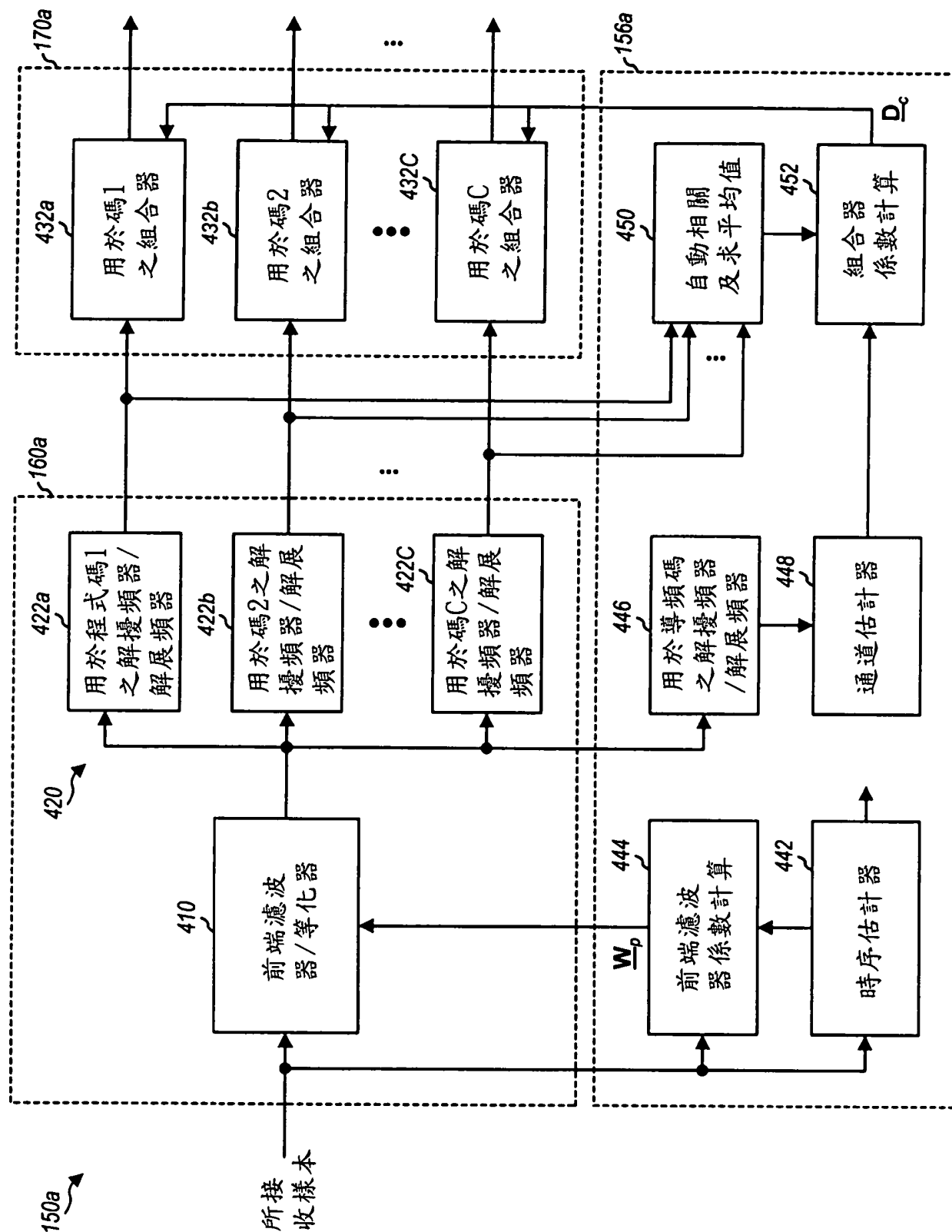
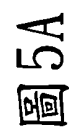
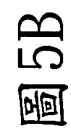


圖4





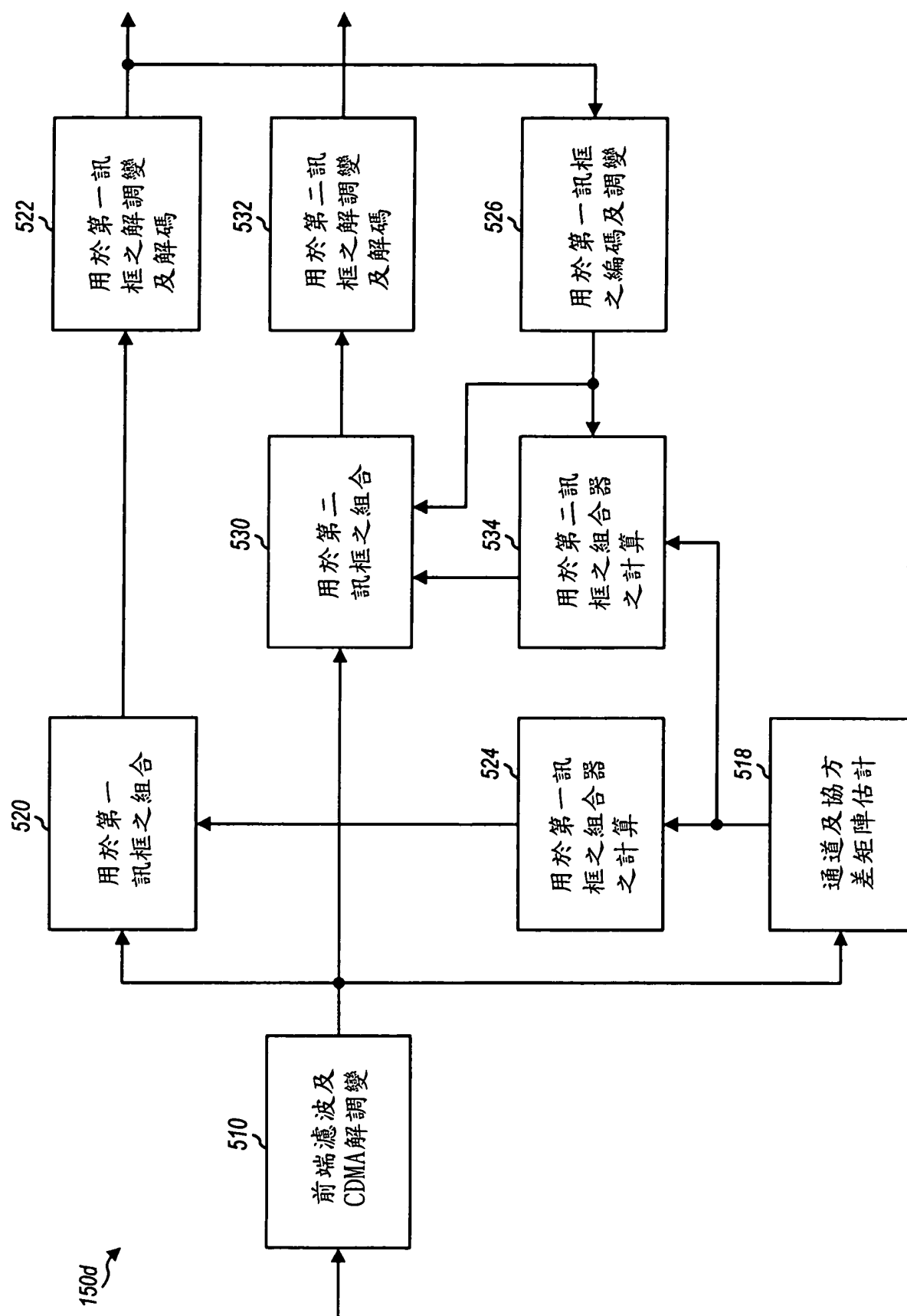


圖5C

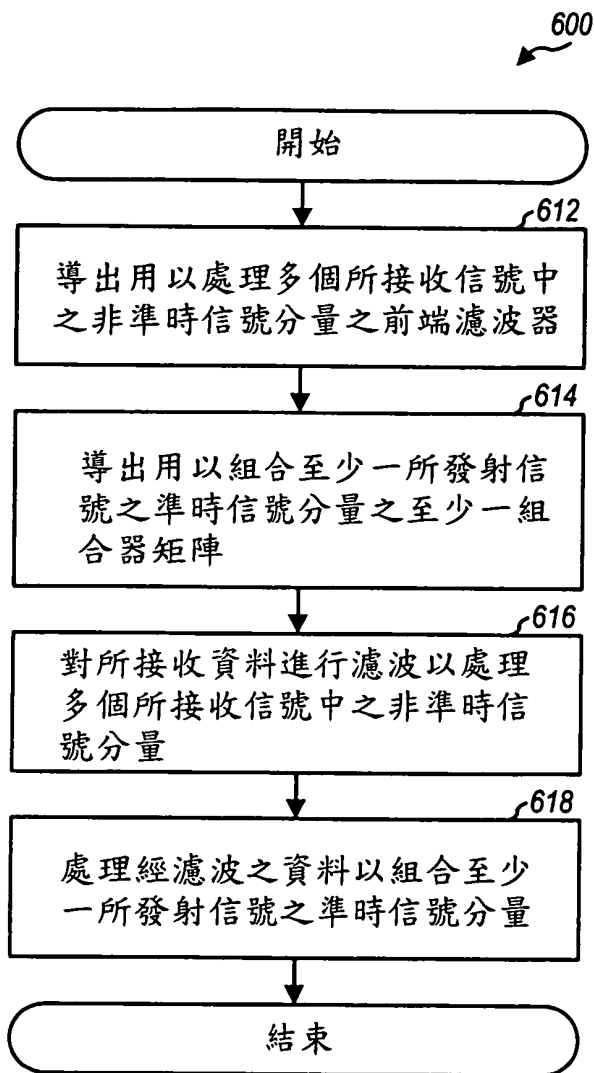


圖6

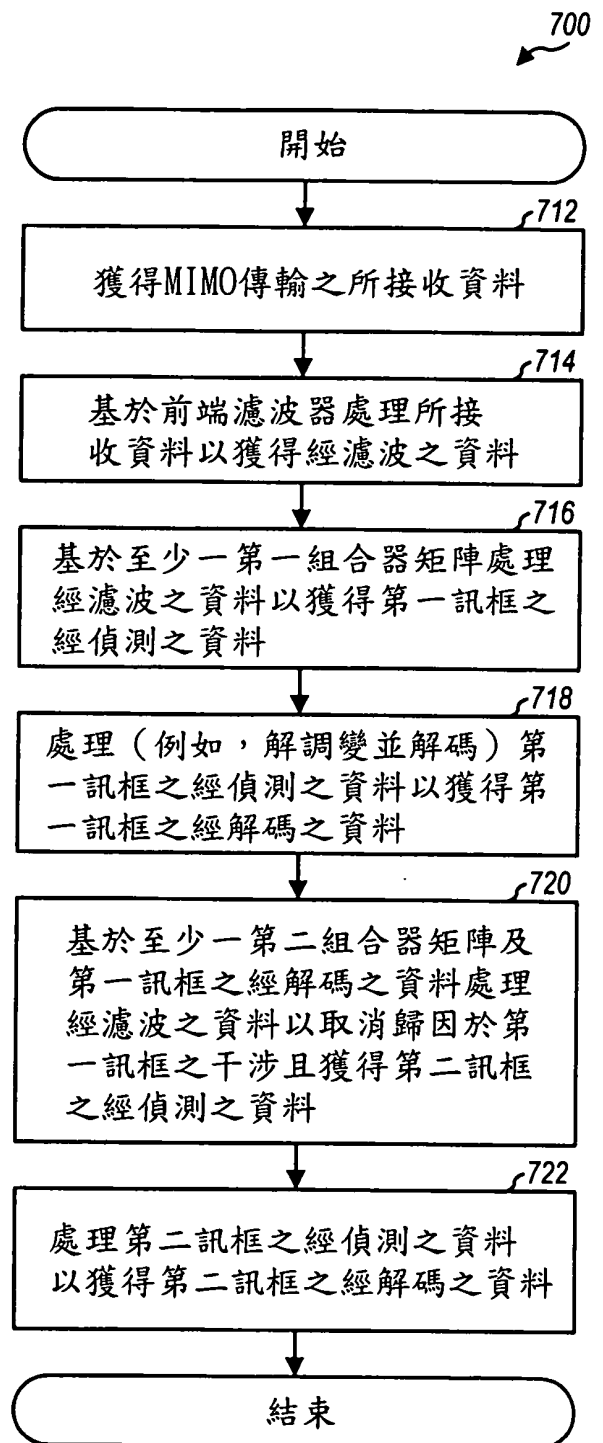


圖7

七、指定代表圖：

(一)本案指定代表圖為：第 (5C) 圖。

(二)本代表圖之元件符號簡單說明：

150d	接收器
510	區塊
518	區塊
520	區塊
522	區塊
524	區塊
526	區塊
530	區塊
532	區塊
534	區塊

八、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：

(無)

十、申請專利範圍：

1. 一種用於通信之裝置，包含：

至少一處理器，其用以：獲得一多輸入多輸出(MIMO)傳輸之所接收資料，該所接收資料包括非準時信號分量之一集合及準時信號分量之一集合，基於一前端濾波器以藉由抑制非準時信號分量之該集合來處理該所接收資料以獲得經濾波之資料，基於至少一第一組合器矩陣處理該經濾波之資料以獲得一第一訊框之經偵測之資料，且基於至少一第二組合器矩陣及該第一訊框之經解碼之資料處理該經濾波之資料以取消歸因於該第一訊框之干涉並獲得一第二訊框之經偵測之資料；及

一記憶體，其耦接至該至少一處理器。

2. 如請求項1之裝置，且其中每一組合器矩陣組合一各別通道化碼的該經濾波之資料中來自準時信號分量之該集合之準時信號分量以獲得該通道化碼之經偵測之資料。
3. 如請求項1之裝置，其中該至少一處理器處理該第一訊框之該經偵測之資料以獲得該第一訊框之該經解碼之資料，判定該第一訊框是否被正確解碼，且在該第一訊框被正確解碼時估計並取消歸因於該第一訊框之該干涉。
4. 如請求項1之裝置，其中該至少一處理器基於該所接收資料及導頻資料導出該前端濾波器。
5. 如請求項1之裝置，其中該第一訊框及該第二訊框係藉由至少一通道化碼而被發送，且其中該至少一處理器基於該經濾波之資料導出一用於每一通道化碼之第一組合

器矩陣。

6. 如請求項5之裝置，其中該至少一處理器進一步基於一用於該通道化碼之發射矩陣、該通道化碼之一增益、該前端濾波器及一通道回應估計之至少一者而導出用於每一通道化碼之該第一組合器矩陣。
7. 如請求項5之裝置，其中該至少一處理器基於該經濾波之資料導出一用於每一通道化碼之第二組合器矩陣。
8. 如請求項7之裝置，其中該至少一處理器進一步基於該第一訊框之該經解碼之資料導出用於每一通道化碼之該第二組合器矩陣。
9. 如請求項7之裝置，其中該至少一處理器進一步基於一用於該通道化碼之發射矩陣、該通道化碼之一增益、該前端濾波器及一通道回應估計之至少一者而導出用於每一通道化碼之該第二組合器矩陣。
10. 如請求項1之裝置，其中該至少一處理器估計歸因於該第一訊框之來自準時信號分量之該集合之準時信號分量之干涉，且

自該經濾波之資料取消該干涉。

11. 如請求項1之裝置，其中該至少一處理器基於該第一訊框之該經濾波之資料及該經解碼之資料確定用以估計歸因於該第一訊框之該干涉的至少一權值。
12. 如請求項1之裝置，其中該至少一處理器估計在該前端濾波器之一時間間隔內歸因於該第一訊框之該干涉，自該所接收資料取消該干涉以獲得輸入資料，更新該前端

濾波器以用於該第二訊框，且基於該經更新之前端濾波器處理該輸入資料以獲得該第二訊框之該經濾波之資料。

13. 如請求項1之裝置，其中該至少一處理器基於無來自任一訊框之干涉之取消而估計該第一訊框之所接收信號品質，且基於歸因於該第一訊框之來自準時信號分量之該集合之準時信號分量的干涉之取消而估計該第二訊框之該所接收信號品質。

14. 如請求項1之裝置，其中該至少一處理器基於一用於該第一訊框及該第二訊框之發射矩陣而估計該第一訊框之所接收信號品質，且基於一具有一設定為零之對應於該第一訊框之行的經修改之發射矩陣而估計該第二訊框之該所接收信號品質。

15. 如請求項14之裝置，其中該至少一處理器進一步基於以下各項中的至少一者來估計該第一訊框及該第二訊框之所接收信號品質：該前端濾波器、該至少一第一組合器矩陣、該至少一第二組合器矩陣、用於該第一訊框及該第二訊框之至少一通道化碼之至少一增益及一通道回應估計。

16. 如請求項1之裝置，其中該至少一處理器對於多個訊框之至少一發射矩陣及至少一恢復次序估計該多個訊框之所接收信號品質，選擇具有最高效能之一發射矩陣及一恢復次序，且發送包含該選定發射矩陣及該選定恢復次序之反饋資訊。

17. 一種用於通信之方法，包含：

獲得一多輸入多輸出(MIMO)傳輸之所接收資料，該所接收資料包括非準時信號分量之一集合及準時信號分量之一集合；

基於一前端濾波器以藉由抑制非準時信號分量之該集合來處理該所接收資料以獲得經濾波之資料；

基於至少一第一組合器矩陣處理該經濾波之資料以獲得一第一訊框之經偵測之資料；及

基於至少一第二組合器矩陣及該第一訊框之經解碼之資料處理該經濾波之資料以取消歸因於該第一訊框之干涉並獲得一第二訊框之經偵測之資料。

18. 如請求項17之方法，進一步包含：

基於該經濾波之資料導出一用於至少一通道化碼之每一者之第一組合器矩陣，該至少一通道化碼之每一者係用於該第一訊框及該第二訊框；及

基於該第一訊框之該經濾波之資料及該經解碼之資料導出一用於每一通道化碼之第二組合器矩陣。

19. 如請求項17之方法，其中該基於該至少一第二組合器矩陣處理該經濾波之資料包含：

估計歸因於該第一訊框之來自準時信號分量之該集合之準時信號分量之干涉，及

自該經濾波之資料取消該干涉。

20. 如請求項17之方法，進一步包含：

基於無來自任一訊框之干涉之取消而估計該第一訊框

之所接收信號品質；及

基於歸因於該第一訊框之來自準時信號分量之該集合之準時信號分量的干涉之取消而估計該第二訊框之該所接收信號品質。

21. 一種用於通信之裝置，包含：

用以獲得一多輸入多輸出(MIMO)傳輸之所接收資料的構件，該所接收資料包括非準時信號分量之一集合及準時信號分量之一集合；

用以基於一前端濾波器以藉由抑制非準時信號分量之該集合來處理該所接收資料以獲得經濾波之資料的構件；

用以基於至少一第一組合器矩陣處理該經濾波之資料以獲得一第一訊框之經偵測之資料的構件；及

用以基於至少一第二組合器矩陣及該第一訊框之經解碼之資料處理該經濾波之資料以取消歸因於該第一訊框之干涉並獲得一第二訊框之經偵測之資料的構件。

22. 如請求項21之裝置，進一步包含：

用以基於該經濾波之資料導出一用於至少一通道化碼之每一者之第一組合器矩陣的構件，該至少一通道化碼之每一者係用於該第一訊框及該第二訊框；及

用以基於該第一訊框之該經濾波之資料及該經解碼之資料導出一用於每一通道化碼之第二組合器矩陣的構件。

23. 如請求項21之裝置，其中用以基於該至少一第二組合器

矩陣處理該經濾波之資料的該構件包含：

用以估計歸因於該第一訊框之來自準時信號分量之該集合之準時信號分量之干涉的構件，及

用以自該經濾波之資料取消該干涉之構件。

24. 如請求項21之裝置，進一步包含：

用以基於無來自任一訊框之干涉之取消而估計該第一訊框之所接收信號品質的構件；及

用以基於歸因於該第一訊框之來自準時信號分量之該集合之準時信號分量的干涉之取消而估計該第二訊框之該所接收信號品質的構件。

25. 一種電腦程式產品，包含：

電腦可讀媒體，包含：

用以使一電腦獲得一多輸入多輸出(MIMO)傳輸之所接收資料的程式碼，該所接收資料包括非準時信號分量之一集合及準時信號分量之一集合；

用以使該電腦基於一前端濾波器以藉由抑制非準時信號分量之該集合來處理該所接收資料以獲得經濾波之資料的程式碼；

用以使該電腦基於至少一第一組合器矩陣處理該經濾波之資料以獲得一第一訊框之經偵測之資料的程式碼；及

用以使該電腦基於至少一第二組合器矩陣及該第一訊框之經解碼之資料處理該經濾波之資料以取消歸因於該第一訊框之干涉並獲得一第二訊框之經偵測之資料的程式碼。