

(此處由本局於收  
文時黏貼條碼)

公告本

## 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：094119764

※ 申請日期：94.6.15

※ I P C 分類：H04L 1/06 (2006.01)

H04L 25/03 (2006.01)

### 一、發明名稱：(中文/英文)

用於等化頻率選擇傳輸通道之方法、裝置、與系統

METHOD, APPARATUS AND SYSTEM FOR EQUALIZING A  
FREQUENCY-SELECTIVE TRANSMISSION CHANNEL

### 二、申請人：(共 1 人)

姓名或名稱：(中文/英文)

諾基亞股份有限公司 / NOKIA CORPORATION

代表人：(中文/英文)

塔格奈堤 維皮 / TOGNETTY, VIRPI

住居所或營業所地址：(中文/英文)

芬蘭艾斯浦·克萊萊登堤4號

Keilalahdentie 4, 02150 Espoo, Finland

國 籍：(中文/英文) 芬蘭/FI

### 三、發明人：(共 2 人)

姓 名：(中文/英文)

1 奧拉夫達柯寧 / TIRKKONEN, OLAV

2 米可柯科寧 / KOKKONEN, MIKKO

國 籍：(中文/英文)

1、2 芬蘭 / FI

**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：

PCT 2004/6/18 PCT/IB2004/002032

☐ 無主張專利法第二十七條第一項國際優先權：

☐ 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。

## 五、中文發明摘要：

一用以平衡一具有  $N$  個輸入與  $M_R$  個輸出之頻率選擇傳輸通道(103)的方法，該傳輸通道可以以  $N$  個正交次載波為基礎於傳輸域表示，其中在該傳輸域中每個該  $N$  個相對正交次載波之所述傳輸通道從所述輸入  $M_T$  到所述輸出  $M_R$  之傳輸特性係以  $N$  個相對的次載波通道(201)表示。方法包含於所述  $N$  個次載波通道當中之至少兩個使用 904 等化濾波器(301、302)，該  $N$  個次載波通道當中至少兩個形成至少一次載波集合(501)。在該至少的一次載波通道的集合中的一次載波通道使用一第一型等化濾波器(301、302)，它是透過該至少的一次載波通道集合中的一次載波通道之表示來決定 902 的，在該至少的一次載波通道集合中的一次載波通道使用一第二型等化濾波器(301、302)，而它則是從至少部分的第一型等化濾波器推導(903)出來。

## 六、英文發明摘要：

This invention relates to a method for equalizing a frequency-selective transmission channel (103) with  $N$  inputs and  $M_R$  outputs, wherein said transmission channel can be represented in a transformation domain based on  $m_k=k$  orthogonal sub-carriers, and wherein the transmission characteristics from said  $M_T$  inputs to said  $M_R$  outputs of said transmission channel for each of said  $N$  respective orthogonal sub-carriers in said transformation domain are represented by  $N$  respective sub-carrier channels (201), the method comprising using (904)

equalization filters (301, 302) for at least two of said  $N$  sub-carrier channels, wherein at least one set (501) of sub-carrier channels comprising at least two of said  $N$  sub-carrier channels is formed (901), wherein for at least one sub-carrier channel in said at least one set of sub-carrier channels, a first-type equalization filter is used that is determined (902) based on a representation of at least one sub-carrier channel of said at least one set of sub-carrier channels, and wherein for at least one sub-carrier channel in said at least one set of sub-carrier channels, a second-type equalization filter is used that is derived (903) at least partially from said first-type equalization filter.

七、指定代表圖：

(一)本案指定代表圖為：第 ( 5 ) 圖。

(二)本代表圖之元件符號簡單說明：

501      次載波通道集合

八、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：

## 九、發明說明：

### 【發明所屬之技術領域】

本發明係關於一用以平衡一具有  $M_T$  個輸入與  $M_R$  個輸出的頻率選擇傳輸通道的方法、裝置、系統、電腦程式與電腦程式產品。

### 【先前技術】

第三代與第四代無線電通訊系統側重傳輸媒介在空間域的發展以期提高系統頻譜之效能（以位元/每秒/每赫量測），利用空間域於一無線通訊的發射機與/或接收機至少要提供兩個天線元素，比方說一天線陣列的型態至少要有兩個天線元素，因為基頻在處理發射朝向這些天線元素，或天線元素接收訊號的方式使空間上有選擇性的傳輸與/或接收方案成為可行，例如將天線陣列傳輸與接收天線特性的高點朝向想要朝向的使用者端，並將傳輸與/或接收為無效的方向朝向有干擾的方向。

一無線通訊系統用分時多工存取、分頻多工存取、與分碼多工存取（TDMA、FDMA、CDMA）以控制許多使用者共用傳輸媒體時的存取，天線陣列的發展則進一步納入分空多工存取（SDMA：Space Division Multiple Access）。一單純的分時多工存取系統的使用者以時間域分開，若加入空間域則可在同一時間槽中置入兩個或更多的使用者同時傳輸資料。同樣地若僅有一多天線發射機與一多天線接收機時，可在該發射機與接收機間建立數個正交空間頻道以在兩者間傳輸多個同時的資料流。

發射機與/或接收機端具有個多天線的無線電通訊系統之訊號基本傳輸與接收可用標準基頻空間-時間系統模型表示，假設發射端有理想的 D/A 轉換與調變，接收端有理想的解調變與 A/D 轉換：

$$x(k) = G(k)z(k) + I(k). \quad (1)$$

其中  $k$  為一叢訊(burst)索引，即假設訊號係以叢訊的方式傳輸，每一含有  $N$  個符號，並且假設在一發射端有  $M_T$  傳輸天線元素、於接收端則有  $M_R$  接收天線元素，傳輸與接收天線元素可以分別指定給一發射機或接收機，或指定給一以上的發射機或接收機。例如有具有含有  $M_T$  個天線元素的天線陣列的發射機，或  $M_T$  個單一天線的發射機，具有  $M_R$  個天線元素的天線陣列的接收機，或  $M_R$  個單一天線的接收機，對於每個傳輸天線元素  $m_T=1, \dots, M_T$ ，傳輸一含有  $n=1, \dots, N$  個符號  $z_{m_T}(n)$  的傳輸訊號，這  $M_T$  個傳輸訊號堆疊於傳輸訊號向量

$$z(k) = [z_1(1) \dots z_1(N) \dots z_{M_T}(1) \dots z_{M_T}(N)]^T.$$

相對地，符號  $x_{m_R}(n)$  於接收天線元素  $m_R=1, \dots, M_R$  於時間瞬間  $n=1, \dots, N+\nu$  反應所述傳輸符號  $z_{m_T}(n)$  的傳輸會堆疊在接收訊號向量

$$x(k) = [x_1(1) \dots x_1(N+\nu) \dots x_{M_R}(1) \dots x_{M_R}(N+\nu)]^T,$$

其中的參數  $\nu$  將在以下說明。

所述傳輸訊號向量  $z(k)$  實際上映射到所述接收訊號

向量  $x(k)$  乃是透過空間-時間多重輸入多重輸出 (MIMO) 通道矩陣

$$G(k) = \begin{pmatrix} G_{1,1}(k) & \cdots & G_{1,M_T}(k) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ G_{M_R,1}(k) & \cdots & G_{M_R,M_T}(k) \end{pmatrix} \in C^{(N+\nu)M_R \times NM_T} \quad (2)$$

其中空間-時間單一輸入單一輸出 (SISO) 區塊  $G_{m_R, m_T}(k)$  為托貝里斯矩陣 (Toeplitz matrices)，係由在傳輸天線  $m_T$  與接收天線  $m_R$  之間反映實際傳輸 (傳導) 通道之通道脈衝的移動形式所組成，假設有  $(\nu+1)$  叩。以上假設的空間-時間 MIMO 通道實際上至少在一訊叢傳輸時的時間不變 (為常數)，空間-時間 MIMO 通道矩陣於  $M_T$  個傳輸天線元素與  $M_R$  個接收天線元素之間會發生所有的實質傳導效應，例如傳導延遲、路徑遺失、因遮蔽 (shadowing) 引起的大尺度衰減、因多重路徑傳導引起的小尺度衰減、傳輸通道中的接收機或分散器，分散、衍射、折射等效應。此外，從發射機基頻到接收機基頻傳輸時所有可能會影響訊號的硬體特性在也同樣會影響空間-時間 MIMO 通道矩陣，例如脈衝波形濾波器 (pulse shape filters)、因天線耦合產生的關連、刻度誤差、因混合不良或缺少發射機與接收機時鐘同步所造成的相位移，或因濾波器時間所造成的延遲等等。

最後，向量

$$I(k) = [I_1(1) \dots I_1(N+\nu) \dots I_{M_R}(1) \dots I_{M_R}(N+\nu)]^T$$

含有每個瞬間  $n=1,\dots,N+\nu$  於接收天線元素  $m_R=1,\dots,M_R$  接收到的雜訊  $I_{m_R}(n)$ 。該雜訊可能代表溫度雜訊與來自干擾者（例如用戶間，用戶與系統間的干擾者）的訊號。

若於至少一傳輸天線元素傳輸天線  $m_T$  與一接收天線  $m_R$  元素間的傳輸通道是頻率選擇性的，亦即所述傳輸通道的同調頻寬實質上小於訊號於所述傳輸通道上傳輸的訊號頻寬，即使在  $M_T=1$  個傳輸天線與  $M_R=1$  個接收天線的情況下，就算是在無雜訊的環境下，接收訊號  $x(k)$  仍可能嚴重失真，如要得到傳輸訊號的重建訊號就得降低或移除這些失真，而這可在所述訊號傳輸前、傳輸後或於所述傳輸之前與後進行 MIMO 通道的等化。本規格所謂的「等化」指的是在發射機與/或接收機端的訊號處理，它至少部分是為了降低或移除訊號於傳輸通道傳輸時的訊號失真，與/或至少部分地為降低或移除訊號於傳輸通道傳輸時的干擾，與/或至少部分地為改善所述訊號於傳輸通道傳輸時的至少一重建或估計的訊號雜訊比 (SNR) 或訊噪與擾比 (SNIR)。

空間-時間 MIMO 通道的時間域等化通常涉及該空間-時間 MIMO 通道矩陣  $G(k)$  或函數的逆推，例如若想於接收端進行該 MIMO 通道矩陣的零強制 (ZF) 等化時必須計算該 MIMO 通道矩陣的左虛擬反矩陣，而這種計算需要複雜的相乘，其等級為  $(NM_T)^3$ 。由此可知隨著傳輸符號  $N$  與傳輸天線元素數量  $M_T$  的增加，時間域的等化變得難以企及。

一種降低空間-時間 MIMO 通道等化計算複雜度的方法為使用空間-時間 MIMO 通道矩陣  $G(k)$  的塊狀托貝里斯結構 (block-Toeplitz structure)。將空間-時間 MIMO 通道矩陣  $G(k)$  中之空間-時間 SISO 塊  $G_{m_R, m_T}(k)$  轉換成大小為  $N \times N$  (即, 第  $i$  列等於第  $j$  列循環移動  $i-j$  個元素) 的循環區塊  $\tilde{G}_{m_R, m_T}(k)$ , 產生由循環區塊構成的空間-時間 MIMO 通道矩陣  $\tilde{G}(k)$ 。請注意為了容易表示, 本文以下將不提及訊叢索引  $k$ 。

如同美國專利 US 6,144,711, 循環矩陣可以經由傅利葉與逆傅利葉轉換對角化(diagonalized)。目前案例  $\tilde{G}$  中的循環 SISO 區塊  $\tilde{G}_{m_R, m_T}$  可經由下式轉換成對角矩陣  $D_{m_R, m_T}$  :

$$Y_{(M_R)} \tilde{G} Y_{(M_T)}^H = \begin{pmatrix} D_{1,1} & \cdots & D_{1,M_T} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ D_{M_R,1} & \cdots & D_{M_R,M_T} \end{pmatrix}, \quad (6)$$

其中

$$Y_{(M)} = \begin{pmatrix} Y & 0 \\ & \ddots \\ 0 & Y \end{pmatrix} \quad (7)$$

的對角含有  $M$  個  $N \times N$  傅利葉轉換矩陣  $Y$ , 其元素定義如

$$y_{m,n} = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{-j2\pi mn/N},$$

其中  $Y_{(M)}^H$  等於逆傅利葉矩陣，注意傅利葉轉換矩陣與逆傅利葉轉換矩陣的相乘可以藉一快速傅利葉轉換 (FFT) 與一逆傅利葉快速轉換 (IFFT) 有效達成。當  $N$  是 2 的次方時，空間-時間 MIMO 通道矩陣  $\tilde{G}$  的一區塊-對角 (結果的矩陣只有在對角有僅有之區塊，其餘皆為零) 可經由使用以下所示之一元排列矩陣  $P_R$  與  $P_T$  得到。

$$P_R Y_{(M_R)} \tilde{G} Y_{(M_T)}^H P_T \equiv H = \begin{pmatrix} H(1) & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & H(N) \end{pmatrix}, \quad (8)$$

$H$  為一對角含有  $M_R \times M_T$  區塊  $H(n)$ ,  $n=1, \dots, N$  之區塊-對角空間-頻率 MIMO 通道矩陣，該區塊-對角、空間-頻率 MIMO 通道矩陣  $H$  具有我們所要的特性，訊號在以  $H$  表示的通道上傳輸時所受到的不良影響僅有可能為空間上的多重存取干擾，且一般是由使用者自身的傳輸所造成的 (由區塊  $H(n)$  內的空間關連所造成)，並不再會受到符號間的干擾 (原本是由空間-時間 MIMO 通道的頻率選擇所造成的)。在進行空間-時間 MIMO 通道矩陣  $\tilde{G}$  的區塊對角化時，因傅利葉與逆傅利葉轉換的緣故，空間-時間 MIMO 通道的總頻寬要考慮分成  $N$  個子頻寬或次載波，其中每個該  $N$  個次載波的頻率平緩 (frequency-flat) 傳輸通道由一對應的  $M_R \times M_T$  的次載波通道  $H(n)$  表示，於是次載波通道  $H(n)$  定義從  $M_T$  傳輸天線元素到  $M_R$  接收天線元素之間傳輸的傳輸訊號頻率組成的映射。

為了在傳輸時得到傳輸符號（見（8）空間-頻率 MIMO 通道矩陣  $H$  等式），必須在發射機進行前置處理，於接收機進行後續處理，另外還要一次序重整，將傳輸符號  $z_{m_T}(n)$  變為  $N$  個  $M_T$  個元素傳輸訊號向量

$$z(n) = [z_1(n) \dots z_{M_T}(n)]^T$$

$n=1, \dots, N$ ，並將接收符號  $x_{m_R}(n)$  變為  $N$  個  $M_R$  個元素接收訊號向量

$$x(n) = [x_1(n) \dots x_{M_R}(n)]^T$$

$n=1, \dots, N$ 。

等式(8)清楚地定義了發射機與接收機所必須的處理形式。第 1 圖綱要地表示（如 US 6,144,711）：於發射機先進行向量  $z(n)$ （矩陣  $P_T$ ）的排列操作，接著進行一逆傅利葉轉換（矩陣  $Y_{(M_T)}^H$ ，區塊 101）。接收機則先做一逆傅利葉轉換（矩陣  $Y_{(M_R)}$ ，區塊 105），接著將在  $M_R$  個接收天線元素所接收到的訊號進行一排列操作（矩陣  $P_R$ ），產生接收訊號向量  $x(n)$ 。請謹記空間-時間 MIMO 通道矩陣實際上是由托貝里斯區塊（具有 SISO 區塊  $G_{m_R, m_T}$  103 的 MIMO 矩陣  $G$ ），而非循環區塊（矩陣  $\tilde{G}$ ）所構成，於發射機端與接收機端我們應特別留意這個差別。這可藉在離開逆傅利葉轉換區塊 101 的訊號加上一長度至少為  $v$ （將訊號最後的  $v$  個符號抄錄並置於對應訊號的第一符號前面）的循環前置元，並將在接收端之  $M_R$  個接收天

線元素所接收到的訊號移除前  $v$  個符號達到 104。

發射端在區塊 101 進行的逆傅利葉轉換表示傳輸符號被視為頻率域的符號，它要被轉換到時間域以便在空間-時間 MIMO 通道  $\tilde{G}$  上傳輸。同樣地於接收端在區塊 105 進行的傅利葉轉換表示接收訊號是在時間域，它是從空間-時間 MIMO 通道  $\tilde{G}$  產生的輸出且必須要被轉換回頻率域。

如第 1 圖的系統可用一分耦之空間-頻率系統模式表示：

$$x(n) = H(n)z(n) + I(n), \quad (9)$$

$n=1, \dots, N$ 。這種由區塊(201)代表具有次載波通道  $H(n)$  的分耦系統模式由第 2 圖表示。

第 2 圖的系統可經由一  $M_R \times M_T$  通道  $H(n)$  傳輸  $M_T$  個傳輸符號  $z_{m_r}(n)$ ，其中傳輸唯一的干擾來自同一通道  $H(n)$  傳輸時  $M_T$  個傳輸符號之間的多重存取干擾，該空間-時間 MIMO 傳輸系統可用如第 3 圖之  $N$  個分耦的空間-頻率傳輸系統表示。要移除或降低於同一通道  $H(n)$  傳輸時  $M_T$  個傳輸符號間的多重存取干擾，可在該次載波通道  $H(n)$  運用等化，在發射端使用前置等化濾波器  $W_T(n)$ 、在接收端使用後置等化濾波器  $W_R(n)$ ，或在發射端與接收端皆使用前與後置等化濾波器  $W_T(n)$  與  $W_R(n)$ 。

這種方式在第 3 圖有綱要性的表示，其中前置等化濾波器由區塊 301 表示，後置等化濾波器由區塊 302 表

示，於索引  $n=1, \dots, N$  的每個次載波通道中，前置等化濾波器  $W_T(n)$  允許映射  $K$  個符號  $s_k(n)$ ， $k=1, \dots, K$  到  $M_T$  個傳輸符號  $z_{m_T}(n)$ ， $m_T=1, \dots, M_T$ ，該  $K$  個符號  $s_k(n)$ ， $n=1, \dots, N$  表示於所述傳輸通道上傳輸之  $K$  個訊號的符號。慎重選擇前置等化濾波器  $W_T(n)$  除了可傳輸不同於傳輸天線元素數量  $M_T$  之  $K$  個訊號外，也可以將次載波通道  $H(n)$  用例如減低或移除  $K$  個訊號間多重存取干擾的方式進行前置等化。所述前置等化亦可以於接收端以一後置等化代之，或另外加上一後置等化，將  $M_R$  個接收符號  $x_{m_R}(n)$  映射到  $K$  個重建符號  $s_k(n)$ 。

如果只做前置等化，後置等化矩陣可以等於同一矩陣，此時  $K=M_R$ ，重建符號  $\hat{s}_k(n)$  可等於接收符號  $H$ 。同樣地如果只做後置等化，前置等化矩陣可等於同一矩陣，此時  $K=M_T$ ，傳輸符號  $z_m(n)$  可等於在傳輸通道上傳輸的符號  $s_k(n)$ 。

舉例來說，若想在接收端進行次載波通道  $H(n)$  的零強制 (ZF) 後置等化，於索引  $n=1, \dots, N$  的每一次載波通道，以對所述次載波通道  $H(n)$  之估計為基礎，必須計算每一所述次載波通道  $H(n)$  之左虛擬反矩陣  $W_R(n) = (H^H(n)H(n))^{-1}H^H(n)$ ，於此顯見，每一所述次載波通道  $H(n)$  之左虛擬反矩陣執行  $N$  次，每次僅需要  $M_T^3$  個複雜計算，因此，對照運用於空間-時間 MIMO 通道矩陣  $G$ ，需要  $(NM_T)^3$  個複雜計算的零強制而言，將空間-頻率通道取代空間-時間通道進行等化可大量節省計算成本(較之矩

陣的逆操作計算，傅利葉與逆傅利葉轉換、排列等的計算效應可以忽略不計)。

不過，當大量的天線元素有大量的傳輸符號時，空間-頻率 MIMO 通道等化所需之計算仍要加以斟酌。為降低計算複雜度，US 6,144,711 建議於所有的  $N$  個次載波通道  $H(n)$  使用相同的等化濾波器，不過當  $N$  個次載波通道  $H(n)$  大致都等於頻率平緩的傳輸通道時，該建議就不適用於頻率選擇傳輸通道，因為至少  $N$  個次載波通道  $H(n)$  中的某些通道事實上並不相同。

#### 【發明內容】

本發明的目標為提供一種用以等化具有  $M_T$  個輸入與  $M_R$  個輸出的頻率選擇傳輸通道的簡化方法、電腦程式、電腦程式產品、裝置與系統。

提出一種方法以等化一具有  $M_T$  個輸入與  $M_R$  個輸出的頻率選擇傳輸通道，該傳輸通道可以以  $N$  個正交次載波為基礎於傳輸域表示，其中在該傳輸域中每個該  $N$  個相對正交次載波之所述傳輸通道的所述輸入  $M_T$  到所述輸出  $M_R$  之傳輸特性係以  $N$  個相對的次載波通道表示，此方法包含在所述  $N$  個次載波通道中的至少兩個通道使用等化濾波器，至少形成一次載波集合，含有該  $N$  個次載波通道中的至少兩個。在該至少的一次載波通道的集合中的一次載波通道使用一第一型等化濾波器，它藉由該至少的一次載波通道集合中的一次載波通道之表示決定，在該至少的一次載波通道集合中的一次載波通道使

用一第二型等化濾波器，而它則是從至少部分的第一型等化濾波器推導出來的。

該頻率選擇傳輸通道可能會代表一位於數個發射機之一與數個接收機之一的中間的 MIMO 通道，該通道可能是無線或有線的通道，所述通道具有  $M_T$  個輸入與  $M_R$  個輸出，無線通道上該輸入與輸出可分別看作是所述通道上發射機與接收機之天線元素的天線開口，該天線元素可提供不同的極化(polarization)，因此可能兩個天線開口可能與一多極天線元素關連。所述通道兩端之所述天線元素可能分別屬於一或多個發射機與接收機，例如有可能有  $M_T$  個單一天線發射機，或僅有一含有  $M_T$  個天線元素的天線陣列之發射機，同樣地可能有  $M_R$  個單一天線接收機，或僅有一含有  $M_R$  個天線元素的天線陣列之接收機。每個發射機與接收機具有的天線元素數量可能在發射機與接收機之間分別互異，所述天線元素可能代表能轉換一引導電磁波到一自由空間電磁波之所有方式，所述通道為頻率選擇性的，也就是該通道的同調頻寬遠比要於所述傳輸通道上傳輸的訊號頻寬來得小。

該傳輸通道可以於傳輸域表示，其中該傳輸域以  $N$  個正交的次載波為基礎，所述傳輸域可能為頻率域，該次載波為頻率次載波；或為西爾伯特(Hilbert)域，該次載波為西爾伯特次載波；或小波(wavelet)域，該次載波為小波次載波，要於所述傳輸域提供一所述傳輸通道的代表方式至少分別需要一傅利葉轉換、西爾伯特轉換或

小波轉換的部分工作。該傳輸域中每個該  $N$  個相對正交次載波之所述傳輸通道的所述輸入  $M_T$  到所述輸出  $M_R$  之傳輸特性係以  $N$  個相對的次載波通道表示，該傳輸通道現在可以完全由該  $N$  個次載波通道表達其特性，其中所述次載波的正交造成所述次載波分耦，而所述次載波通道本身則可不必相互正交。

所述  $N$  個次載波通道中至少兩個，於其傳輸端或接收端，或兩者同時使用一等化濾波器，最後者之等化濾波器可看作配置在發射機與接收機兩端，是為了至少部分降低或移除訊號成分於所述次載波通道傳輸時的訊號失真，與/或至少部分地降低或移除訊號成分於次載波通道傳輸時的干擾，與/或至少部分地為改善所述訊號成分於次載波通道傳輸時之至少一重建或估計之訊號雜訊比(SNR)或訊噪與擾比(SNIR)。舉例來說，於傳輸通道上同時傳輸多個訊號所引起的多重存取干擾可由該等化移除或降低，也可以藉由空間選擇的方式在發射與/或接收訊號成分運用天線波束賦形技術(beamforming)。

該  $N$  個次載波通道至少要形成一次載波通道的集合，它包含至少兩個該  $N$  次載波通道，可能會有數個次載波通道的集合，而每個次載波通道集合的大小可完全相同或互異。

該至少的一次載波通道集合中的一次載波通道使用一第一型等化濾波器，它由該至少的一次載波通道集合中的一次載波通道之表示定之，所謂表示可能指該至少

一次載波通道的估計或量測，該第一型等化濾波器亦可基於數個次載波通道的表示定之，例如，以一或數個次載波通道集合的一些次載波通道的估計之平均或組合為基礎。

該至少的一次載波通道集合中的一次載波通道使用一第二型等化濾波器，而它至少是從第一型等化濾波器定出的。

最簡單的情形下，該第二型等化濾波器可與第一型濾波器相同，例如第一型等化濾波器是透過該至少的一次載波通道集合中的一次載波通道之表示決定的，此等化濾波器應用在該至少的一次載波通道集合之多個或全部次載波通道。

該第二型等化濾波器也可至少經由所述第一型等化濾波器的內插與/或外插決定，例如，先為兩個次載波通道集合分別決定兩個第一型等化濾波器（於該兩個次載波通道集合中的一或數個次載波通道的分別表示為基礎），再由該第一型濾波器經過內插為所述兩個次載波通道集合中至少一決定一第二型等化濾波器。

用該第一型等化濾波器為基礎所訂出第二型等化濾波器可視為降低頻率選擇傳輸通道進行等化計算複雜度的基本步驟。一由至少一次載波通道的表示計算得來的第一型等化濾波器可用以等化所述次載波通道集合中所有的次載波通道（若所述集合中其他的次載波通道所用的第二型等化濾波器等於第一型等化濾波器），據此毋須

為所述集合中之所有次載波通道計算等化濾波器，只需計算一第一型等化濾波器。另外，亦可將為兩個或兩個以上次載波通道集合分別計算的若干個第一型等化濾波器進行內插或外插，得到某些或所有次載波通道的第二型等化濾波器，據此，本發明有效地降低了進行等化時最昂貴的計算成本，即為每一次載波通道進行等化的計算成本。本發明之降低複雜度等化綱要之成效乃視所述至少一次載波通道之所述表示之技術、次載波集合的大小、如何自第一型等化濾波器推導第二型等化濾波器與次載波通道間的差異而定。

此外，對於一在發射端進行等化、且等化濾波器或次載波通道資訊要自接收機回授到發射機的系統而言，回授的資訊量可以大幅降低，因為只有每一集合中一部份次載波的等化濾波器或次載波通道資訊要回授，例如只要回授該第一型等化濾波器。

依據本發明的一方法，至少會形成兩個次載波通道集合。

依據本發明的一方法，每個該至少兩個次載波通道集合中的次載波通道數量相等。

依據本發明的一方法，每個該至少兩個次載波通道集合中的次載波通道數量不相等。

依據本發明的一方法，所述傳輸域為頻率域，所述正交次載波通道為正交的頻率次載波。為於該頻率域提供一所述傳輸通道的表示方式，可能要於發射端、接收

端或兩者同時進行傅利葉與逆傅利葉轉換，或快速傅利葉轉換(FFT)與逆快速傅利葉轉換(IFFT)。該具有特定頻寬的傳輸通道則由  $N$  個具有較小頻寬的次載波通道表示，該次載波通道將傳輸通道的傳導特性用與每個個別次載波相對應的頻率區間呈現。

依據本發明之一方法，至少一由一串符號構成的訊號透過所述傳輸通道傳輸以取得  $M_R$  個接收訊號，其中每個該符號於傳輸期間只受該  $N$  個次載波通道的一相對次載波通道的作用。該符號可能為一組有限符號系統中的一振幅與/或相位移鍵控符號，並可能以訊叢傳輸。每個該至少一訊號可從所述  $M_T$  個輸入當中之其一傳輸，亦可由所述傳輸通道之  $M_T$  個輸入當中所映射到的數個或全部輸入傳輸。為確保該至少一訊號的每個符號只受到所述  $N$  個次載波當中之其一作用，該至少一訊號可能需要作前置處理，若該轉換域是頻率域的話，該前置處理可能為將所述至少一訊號的符號轉進頻率域，並於傳輸前為該至少一訊號作逆傅利葉轉換。注意於所述傳輸域  $N$  個次載波通道相關的訊號中之符號於本規格視為訊號成分。

依據本發明之一方法，該至少一訊號於所述傳輸通道傳輸前至少要進行一逆傅利葉轉換(IFT)，且該  $M_R$  個接收訊號至少於接收後要進行一傅利葉轉換(FT)。於發射端進行逆傅利葉轉換與於接收段進行傅利葉轉換讓我們能夠以  $N$  個分耦的頻率域系統模式描述該至少一訊號

的符號於該傳輸通道上的傳輸。本發明的這種方法建置了一正交分頻多工(OFDM)(或多載波)系統，其中每個傳輸的符號於傳輸時僅使用一次載波通道的頻寬。

依據本發明之一方法，至少一由一串符號構成的訊號透過所述傳輸通道傳輸以取得  $M_R$  個接收訊號，其中每個該符號於傳輸期間受所有該  $N$  個次載波通道作用。該符號可能為一組有限符號系統中的一振幅與/或相位移鍵控符號，並可能以訊叢傳輸。本發明的這種方式可建置一單載波系統，每一傳輸符號於傳輸時使用整個通道的傳輸頻寬，注意所述訊號與所述傳輸域的  $N$  個次載波通道之一相關的部分於本規格中亦視為訊號成分。

依據本發明之一方法，於所述至少一訊號於傳輸前加上一循環前置元，且/或於接收後從所述  $M_R$  個接收訊號中移除一前置元。於訊號的傳輸前與/或後添加與移除前置元得以傳輸一描述所述具有  $M_T$  個輸入與  $M_R$  個輸出的選擇傳輸通道的空間-時間 MIMO 通道矩陣，它可能將托貝里斯矩陣含入一具有循環矩陣的修正之空間-時間 MIMO 通道矩陣。這種空間-時間 MIMO 通道矩陣之轉換可大幅簡化提供於所述傳輸域傳輸通道的所述表示。

依據本發明之一方法，於所述傳輸通道之傳輸端與接收端提供該等化濾波器，運用在於所述傳輸通道上傳輸之至少一訊號的傳輸之前，本發明的此方法建構了次載波通道的前置等化，適用於以所述次載波通道表示為

基礎的情況下。如果一系統之  $M_T=1$  且  $M_R=1$  時，所述前置等化可能會試圖強迫每個  $N$  個  $1 \times 1$  的次載波通道為常數以便將傳輸通道上因頻率選擇所造成的符號間干擾移除。一  $M_T > 1$  的系統中，於所述次載波通道上傳輸的訊號成分可能會映射到所述次載波通道之  $M_T$  個相對的輸入，它們帶有一能令從  $M_T$  個輸入到一或多個所述  $M_R$  輸出的訊號成分間產生建設性干擾的傳輸權重向量。如果一系統有一以上的訊號同時傳輸時，該訊號成分可以共同乘以一前置等化矩陣（含有針對每一所述至少一訊號的對應權重集合）以降低代表次載波通道的矩陣與所述前置等化矩陣相乘所產生的矩陣中非對角線元素的數量，所述前置等化可以與一 FT/IFT 與/或前置元的添加一同進行。

依據本發明之一方法，於所述傳輸通道接收端提供所述等化濾波器，於所述  $M_R$  個接收訊號接收後用於該  $M_R$  個接收訊號，本發明的這種方法以所述次載波通道的表示為基礎建構了次載波通道的後置等化。如果一系統之  $M_T=1$  且  $M_R=1$  時，所述前置等化可能會試圖強迫每個  $N$  個  $1 \times 1$  的次載波為常數以便將傳輸通道上頻率選擇所造成的符號間干擾移除。在一具有  $N$  的系統，於所述次載波通道上的  $M_R$  個輸出接收到的接收訊號成分可能要結合一能令從次載波通道的  $M_R$  個輸出通道接收的訊號成分間產生建設性干擾的接收權重向量，如果一系統有一以上的訊號要同時傳輸時，每個次載波通道之該接收

訊號成分可以共同乘以一後置等化矩陣（含有針對每一所述至少一訊號的對應接收權重向量集合）以降低將代表次載波通道的矩陣與所述後置等化矩陣相乘所產生的矩陣中之非對角線元素的數量，所述後置等化可以與一 FT/IFT 與/或前置元的移除一同進行。

依據本發明之一方法，於該傳輸通道之傳輸端與接收端皆提供該等化濾波器，於該至少一訊號於所述傳輸通道傳輸前運用在所述至少一訊號，並於所述  $M_R$  個接收訊號接收後運用在該  $M_R$  個接收訊號。本發明的這種方法以所述次載波通道的表示為基礎，建置了次載波通道的前與後置等化，如果一系統的  $M_T > 1$  且  $M_R > 1$  時，要於所述次載波通道上傳輸的訊號成分可能會被映射到具有傳輸權重向量之所述次載波通道之  $M_T$  個相對的輸入，於所述次載波通道上的  $M_R$  個輸出接收到的接收訊號成分可能要結合一接收權重向量，其中的傳輸與接收權重向量能令次載波通道於空間上正交，即可降低或移除同時傳輸的訊號成分間之多重存取干擾，該前與後置等化可與一 FT/IFT 與/或前置元的添加與移除分別一同進行。

依據本發明之一方法，該第一型等化濾波器至少部分設計來補償至少一次載波通道的衰減。例如當一系統之  $M_T = 1$  且  $M_R = 1$  時，該等化濾波器會試圖強迫每個  $N$  個  $1 \times 1$  的次載波通道變成常數以便將傳輸通道上因頻率選擇所造成的符號間干擾移除。

依據本發明之一方法，一等化濾波器為每個該至少一訊號定義一傳輸權重向量，其中每個所述傳輸權重向量映射所述傳輸域一相對應的正交次載波的所述至少一訊號成分到所述相對應次載波通道的  $M_T$  個輸入，且其中由所述相對應次載波通道的  $M_R$  個輸出所輸出的該  $M_R$  個接收訊號成分代表  $M_R$  個重建訊號的成分，這種前置等化的方法於接收端已不再需要其它等化方法，因此該接收訊號的成分已可代表重建訊號的成分，其中該  $M_R$  個重建訊號為  $M_R$  個於所述傳輸通道上傳輸的訊號之估計。

依據本發明之一方法，一等化濾波器為每個  $M_T$  訊號定義一接收權重向量，其中每個該  $M_T$  接收權重向量將於所述相對應次載波通道的  $M_R$  個輸出接收到的所述傳輸域一相對應正交次載波通道的所述  $M_R$  個接收訊號成分結合於  $M_T$  個重建訊號之一的成分。這種後置等化方法於接收端不再需要其它等化方法，因此所述接收訊號成分可能已能代表重建訊號的成分，其中該  $M_T$  重建訊號為  $M_T$  個於所述傳輸通道上傳輸的訊號之估計。

依據本發明之一方法，一等化濾波器為每個  $K$  個訊號定義一傳輸權重向量，其中每個該  $K$  個傳輸權重向量映射所述傳輸域一對應正交次載波該  $K$  個訊號之一的成分到所述對應次載波通道的  $M_T$  個輸入、與每個  $K$  個訊號的一對應的接收權重向量，其中每個該接收權重向量將於所述相對應次載波通道的  $M_R$  個輸出接收到的所述

傳輸域一相對應正交次載波通道的所述  $M_R$  個接收訊號成分結合於  $K$  個重建訊號之一的成分。用這種前與後置等化的方法該  $K$  個重建訊號為  $K$  個於所述傳輸通道上傳輸的訊號之估計。

依據本發明之一方法，該  $M_R$  個接收訊號為雜訊。該雜訊可能代表溫度雜訊與/或各種干擾，例如一通訊系統中位於不同細胞(cell)的發射機間、或不同通訊系統的發射機間的干擾。

依據本發明之一方法，該第一型等化濾波器之選擇乃為要提高所述重建訊號中至少一訊號的訊號雜訊比，該訊號雜訊比可能為一目標訊號的所述重建訊號中的能量與所述重建訊號中的雜訊的能量比，其中該目標訊號為一實際上要被重建，於所述傳輸通道傳輸的訊號，其中該提高可能是關於所述重建訊號在沒有等化情況下的訊號雜訊比。

依據本發明之一方法，該第一型等化過濾之選擇乃為要提高所述重建訊號中至少一訊號的訊擾比，該訊擾比可能為一目標訊號於所述重建訊號中的能量與一非目標訊號於所述重建訊號中的能量比，其中該提高可能是關於所述重建訊號在沒有等化情況下的訊擾比。

依據本發明之一方法，該第一型等化過濾之選擇乃為要提高所述重建訊號中至少一訊號的訊噪與擾比，該訊噪與擾比可能為一目標訊號於所述重建訊號中的能量與一非目標訊號於所述重建訊號中的能量和所述重建訊

號中雜訊的能量比，其中該提高可能是所述重建訊號在沒有等化情況下的訊噪與擾比。

依據本發明之一方法，至少選擇兩個分別與至少兩個訊號相關連之第一型等化濾波器，為該至少兩個訊號的每個實質正交傳輸產生至少兩個實質正交的空間傳輸通道。

依據本發明之一方法，於所述至少一次載波通道之集合的至少一次載波通道之該表示方法為在所述至少一次載波通道集合之至少一次載波通道的估計。所述估計可能為透過盲目、半盲目或非盲目，分別不用任何訓練符號、用一些訓練符號於起始與辨識，或者用許多訓練符號的通道估計技術得到的結果。通道估計可在時間域或頻率域進行，通道估計一般於接收端進行，發射端可藉由回授或用先前的作業模式進行通道估計，該發射機作用如接收機，該表現亦可為一或數個次載波通道集合的一些次載波通道之平均或任何其他組合。

依據本發明之一方法，該第一型等化濾波器的決定係依據所述至少一次載波通道表示的一共分散矩陣的特徵值分解，該第一型等化濾波器可為所述結合之次載波通道表示的空間共分散矩陣之優勢特徵值。

依據本發明之一方法，該第一型等化濾波器的決定係依據以所述至少一次載波通道表示的第一部分的第一空間共分散矩陣，與所述至少一次載波通道表示的第二個部分的第二個空間共分散矩陣為基礎的一般性特

徵值分解。

依據本發明之一方法，該第一型濾波器為一零強制濾波器。

依據本發明之一方法，該第一型濾波器為一最小均方誤差濾波器。

依據本發明之一方法，為推導該第一型等化濾波器，先假設一時間與/或空間白色雜訊共分散矩陣，假設加到接收訊號的雜訊為時間與/或空間是白的且不相關，因白色雜訊共分散矩陣之對角結構簡單，第一型等化濾波器的計算可極度簡化。

依據本發明之一方法，為推導該第一型等化濾波器，先估計一時間與/或空間白色雜訊共分散矩陣，所述空間與/或時間雜訊共分散矩陣的估計可在通道估計時或沒有訊號傳輸並僅接收到雜訊時得到。

依據本發明之一方法，該第一型等化濾波器的決定至少部分參考所述至少一次載波通道表示的一奇異值分解(Singular Value Decomposition)。例如，右奇異值向量函數可當作傳輸端第一型濾波器的一部分，左奇異值向量的函數可當作接收端第一型濾波器的一部分，奇異值向量的函數可當作接收端與/或接收端第一型濾波器的一部分。

依據本發明之一方法，該第一型等化濾波器的決定至少部分參考所述至少一次載波通道表示的一特徵值分解，例如從所述特徵值分解得到的特徵向量函數與特徵

值函數可當作傳輸端與/或接收端第一型等化濾波器或其中的一部分。

依據本發明之一方法，該第一型等化濾波器的決定至少部分參考所述至少一次載波通道表示的一克雷斯基 (Cholesky decomposition) 分解，例如從所述克雷斯基分解得到的下三角矩陣函數可當作傳輸端與/或接收端第一型等化濾波器或其中的一部分。

依據本發明之一方法，該第一型等化濾波器的決定至少部分參考所述至少一次載波通道表示的一 QR 分解，例如從所述 QR 分解得到的正交矩陣  $Q$  與/或上三角矩陣  $R$  的函數可當作傳輸端與/或接收端第一型等化濾波器或其中的一部分。

依據本發明之一方法，該第一型等化濾波器乃以填充水解式為基礎。該填充水解式試著分配所述傳輸通道經過一最佳化標準的等化後其所有可用的傳輸能力到空間上正交的頻道上。

依據本發明之一方法，該第一型等化濾波器至少部分設有一電源控制機制。

依據本發明之一方法，其中至少兩個次載波通道的所述至少一集合的大小  $\bar{B}$  係依據所述頻率選擇傳輸通道的同調頻寬，若該傳輸域為頻率域時，該傳輸通道以一正交頻率次載波的集合表示，其傳輸特性由對應的次載波通道表示。相鄰頻率次載波的次載波間之差異視空間-時間 MIMO 通道的通道同調頻寬而定，對於大的通道頻

寬可忽略該差異，從次載波通道等化計算的複雜度來看，每一次載波通道集合最好僅計算一或一些第一型等化濾波器，再從所述計算之第一型等化濾波器為所述次載波通道推導其餘的等化濾波器。舉一最簡單的例子，對每個集合算出一中間的第一型等化濾波器，其餘的第二型等化濾波器則可等於該中間第一型等化濾波器，或從兩個或更多個集合中的該中間第一型等化濾波器經過內插或外插得到。為減低次載波通道估計錯誤，所述中央第一型等化濾波器的決定最好是以一或數個次載波通道集合之所有次載波通道的平均值的次載波通道代表為基礎。

依據本發明之一方法，該至少兩個次載波通道的所述至少一集合的大小  $\bar{B}$  係依據所述頻率選擇傳輸通道的同調頻寬（coherence bandwidth）動態控制，當同調頻寬增加時，所述至少一集合可能會變大，因此第一型等化濾波器的計算就比較少。該同調頻寬可以以熟知技術之人士所通曉之通道估計技術為基礎動態估計。

依據本發明之一方法，該同調頻寬的與  $B$  個正交次載波的分組相當，其中所述至少一次載波通道集合的大小  $\bar{B}$  訂為小於或等於  $B$  的最大整數並除  $N$ ，形成  $N/\bar{B}$  個相鄰的次載波通道集合，所形成的所有次載波通道集合的大小皆同。

依據本發明之一方法，所述至少一次載波通道集合的每一集合中的至少一次載波通道所述表示係由所述相

對集合中所含的 $\bar{B}$ 個次載波通道之 $\bar{B}$ 個估計或量測平均值定之，如此可將該估計或量測當中所含的通道估計或量測雜訊分散，改善等化效能。

依據本發明之一方法， $\bar{B}$ 為 2 的次方值，如此可降低計算的複雜度。

依據本發明之一方法，該第一型等化濾波器與第二型等化濾波器相同，第二型等化濾波器可以單純地從所述第一型等化濾波器複製。

依據本發明之一方法，所述第一型等化濾波器用於所述至少一次載波通道集合的中央次載波通道，該中央可含有數個次載波通道。

依據本發明之一方法，該第二型等化濾波器係至少部分由所述第一型等化濾波器的內插與/或外插推導而來，內插與外插的技術可用例如多項式、關係函數，三角函數，傅利葉方法，仿樣(spline)，或其它等方法。

依據本發明之一方法，至少所述第一型等化濾波器至少有部分回授。較之回授每個次載波通道的第一型等化濾波器，若僅回授每一次載波通道集合的第一型等化濾波器可大幅降低回授的資訊量。所回授的第一型等化濾波器可用以等化一集合的所有次載波通道，或用該第一型等化濾波器為基礎，以內插與/或外插推導第二型等化濾波器。

依據本發明之一方法，該回授是絕對的。可回授所述等化濾波器的量化或非量化資訊。

依據本發明之一方法，該回授是差動的。可回授所述等化濾波器之量化與非量化資訊之差異，較之絕對回授可降低回授的資訊量。

依據本發明之一方法，至少形成兩個次載波通道集合，其中所述至少兩個集合當中至少一沒有等化濾波器的回授，代之的是回授所述濾波器與至少一不同集合中的至少一等化濾波器的差動資訊。

依據本發明之一方法，該回授為量化的，或反之，該回授為非量化的。

依據本發明之一方法，該回授用蓋瑞映射(Gray mapping)，或者該回授可使用另一種不同的映射技術。

本發明亦提供一電腦程式，其指令可令處理器執行上述之方法步驟。

本發明亦提供一電腦程式產品，其含有能令處理器執行上述之方法步驟的電腦程式。

亦提供一用以平衡一具有  $M_T$  個輸入與  $M_R$  個輸出之頻率選擇傳輸通道的裝置，該傳輸通道可以以  $N$  個正交次載波為基礎於傳輸域表示，其中在該傳輸域中每個該  $N$  個相對正交次載波之所述傳輸通道的所述輸入  $M_T$  到所述輸出  $M_R$  之傳輸特性係以  $N$  個相對的次載波通道表示。裝置包含安排於所述  $N$  個次載波通道當中的兩個使用等化濾波器的方法，其中形成含有至少  $N$  個次載波通道當中至少兩個之所述至少一次載波通道集合，所述至少一次載波通道集合中至少一次載波通道會使用一第一

型等化濾波器，該第一型等化濾波器係基於所述至少一次載波通道集合之至少一次載波通道的表示決定。而所述至少一次載波通道集合中至少一次載波通道會使用一第二型等化濾波器，該第二型等化濾波器則是至少部分由所述第一型等化濾波器推導而來。

亦提供一用以平衡一具有  $M_T$  個輸入與  $M_R$  個輸出之頻率選擇傳輸通道的系統，該傳輸通道可以以  $N$  個正交次載波為基礎於傳輸域表示，其中在該傳輸域中每個該  $N$  個相對正交次載波之所述傳輸通道的所述輸入  $M_T$  到所述輸出  $M_R$  之傳輸特性係以  $N$  個相對的次載波通道表示。系統包含至少一發射機與至少一接收機，該至少一發射機與接收機包含用以安排於所述  $N$  個次載波通道當中的兩個使用等化濾波器的方法，其中形成含有至少  $N$  個次載波通道當中至少兩個之所述至少一次載波通道集合，所述至少一次載波通道集合中至少一次載波通道使用一第一型等化濾波器，該第一型等化濾波器係基於所述至少一次載波通道集合之至少一次載波通道的表示決定，所述至少一次載波通道集合中至少一次載波通道使用一第二型等化濾波器，該第二型等化濾波器則是至少部分由所述第一型等化濾波器推導而來。

本發明之各層面可從說明並參考後述的實施例得到清晰的概念。

#### 【實施方式】

先前技術已發展出多載波系統依第 3 圖方案平衡  $N$

個次載波通道  $H(n)$ ，決定前置等化與/或後置等化濾波器  $W_T(n)$  與  $W_R(n)$  的許多方法。

本規格的下文將說明選擇前置等化與/或後置等化濾波器  $W_T(n)$  與  $W_R(n)$  的實例，惟此處該實例乃是為了能夠清楚說明，並不限制本發明的範圍；此聲明亦適用於所有單一或多重載波系統之前置等化與/或後置等化相關技術。此外，所述前置等化與/或後置等化濾波器的計算可係基於所述次載波通道的估計或測量值，為簡化使易於表示，後文將不再述及平衡濾波器計算基礎的次載波通道為估計/測量的次載波通道與否。

#### 前置等化

進行前置等化時，後置等化矩陣  $W_R(n)$  可定為  $W_R(n)=E$ 。其中  $E$  表示主要對角線為 1、其他部分為 0 的單位方陣。通常接收端不進行等化，於傳輸端可為每個次載波索引  $n=1, \dots, N$  選擇前置等化濾波器  $W_T(n)$ ，如此接收符號  $N$  直接表示重建符號  $\tilde{s}_k(n)$ ，而這需要（空間上）減少或去除傳輸通道上傳輸的  $K$  個訊號間多重存取干擾。

減少或去除傳輸通道上多重存取的干擾的技術之一就是每個次載波通道  $H(n)$  應用零強制(ZF)前置等化濾波器，它也定義為相對次載波  $H(n)$ （或其估計或測量）之右虛擬反矩陣，亦即，

$$W_T(n) = H^H(n) (H(n) H^H(n))^{-1}.$$

此技術可大幅提高重建符號  $\tilde{s}_k(n)$  之訊擾比 (SIR)。

一種不考慮降低多重存取干擾，以提升重建符號  $\tilde{s}_k(n)$  訊號雜訊比 (SNR) 為目標的技術就是使用次載波通道  $H(n)$  該部分 (次載波通道  $H(n)$  之第  $k$  列) 的空間共分散矩陣 (SCM) 優勢 (即最大的) 特徵向量。它描述一符號  $s_k(n)$  從傳輸天線元素到  $M_T$  到接收天線元素  $m_R=k$  的傳輸，其中所述  $s_k(n)$  符號之重建符號  $\hat{s}_k(n) = x_{m_R}(n)$  被接收，所述符號  $s_k(n)$  映射到傳輸天線元素  $M_T$ 。該 SCM 就變成次載波通道  $H(n)$  第  $K$  列厄密 (Hermitian) 與次載波通道  $H(n)$  第  $K$  列外部向量的積，該 SCM 優勢特徵值變成前置等化濾波器  $W_T(n)$  的第  $k$  欄。

對應的前置等化濾波器  $W_T(n)$  之第  $k$  欄可以視為分別投射符號  $s_k(n)$  到傳輸天線元素  $M_T$  的權重向量，試圖於空間上將傳輸能量導向對應的接收天線元素  $m_R=k$ ，重建符號  $\hat{s}_k(n) = x_{m_R}(n)$  將於斯被接收。當  $K=1$  時，即僅有一訊號在傳輸通道傳輸時，該優勢特徵值就單純為次載波通道矩陣  $H(n)$  的第一 (且單一的) 列之厄密 (Hermitian)。

藉由使用與目前的符號  $s_k(n)$  相關之 SCM 的一般化特徵值分解之優勢 (即最大的) 特徵值和正要傳輸之其他  $K-1$  符號  $s_k(n)$  之 SCM，我們可擴大應用這種技術減少多重存取干擾 (因此可提昇 SIR)。此優勢特徵值形成前置等化濾波器  $W_T(n)$  的第  $k$  欄，所述與目前符號  $s_k(n)$  相關的 SCM 之決定則如前述技術；所述與其他  $K-1$  符號  $s_k(n)$  相關的 SCM 之決定則為將次載波矩陣  $H(n)$  的第  $k$  列除

去，形成被去除矩陣厄密(Hermitian)與被去除矩陣自身的外矩陣積。前置等化濾波器  $W_T(n)$  的第  $k$  欄於此可視為分別投射符號  $s_k(n)$  到傳輸天線元素  $M_T$  的權重向量，試圖於空間上將傳輸能量導向對應的接收天線元素  $m_R=k$ ，其中重建符號  $x_{m_R}(n)=\hat{s}_k(n)$  會被接收，且傳輸能量不會朝向其餘  $K-1$  個接收天線元素位置的方向。

前置等化之其他技術已為熟知技術之人員所知曉，本規格將不予詳述。

### 後置等化

進行後置等化時，後置等化矩陣  $W_T(n)$  可以定為  $W_T(n)=E$ 。其中  $E$  表示單位方陣。通常傳輸端不進行等化，接收端可為每個次載波索引  $n=1,\dots,N$  選擇後置等化濾波器  $W_R(n)$ ，如此重建符號  $\tilde{s}_k(n)$  就會擬似傳輸符號  $z_{m_T}(n)$ （等同符號  $s_k(n)$ ）因此必須（空間上）減少或去除傳輸通道上傳輸的  $K$  個訊號間的多重存取干擾。

一種能完全去除多重存取干擾的技術就是在接收端的每個次載波通道  $H(n)$  應用零強制（ZF）後置等化濾波器，亦定義為相對次載波  $H(n)$ （或其估計或測量）之左虛擬反矩陣，即，

$$W_R(n) = (H^H(n)H(n))^{-1} H^H(n).$$

此技術可大幅提升重建符號  $\tilde{s}_k(n)$  之訊擾比(SIR)，若可取得雜訊共分散(noise covariance matrix)資訊

$$R_I(n) = E\{I(n)I^H(n)\},$$

其中  $E\{\cdot\}$  表示可得到之期望值算符，此資訊可含入零強制(ZF)後置等化濾波器，如下：

$$W_R(n) = \left( H^H(n) R_I^{-1}(n) H(n) \right)^{-1} H^H(n) R_I^{-1}(n).$$

零強制(ZF)後置等化濾波器使重建符號  $\tilde{s}_k(n)$  的雜訊相互關連，此關連可以藉著用一維納(Wiener)歸檔器擴張零強制歸檔器為一最小均方誤差(Minimum Mean-Square Error, MMSE)後等化過濾器的方式去除，產生：

$$W_R(n) = \left( H^H(n) R_I^{-1}(n) H(n) + R_s^{-1}(n) \right)^{-1} H^H(n) R_I^{-1}(n),$$

其中  $R_s(n)$  表示要在相對次載波  $H(n)$  傳輸之  $K$  個傳輸符號  $s_k(n)$  的共分散矩陣。

ZF 與 MMSE 後置等化濾波器都適用於決策回授或重複的應用，例如，貝爾實驗室層次空間-時間架構(BLAST: Bell Laboratories Layered Space-Time Architecture)執行  $K$  個後置等化步驟，第一步，所有  $K-1$  個符號  $s_k(n)$  於次載波通道  $K$  產生的多重存取干擾被移除，且具有最大訊噪與擾比(SNIR)的重建符號  $\tilde{s}_k(n)$  被接收。第二步，從接收符號移除接收符號  $\tilde{s}_k(n)$  的影響，並再度進行後置等化，惟僅能移除由其餘  $K-2$  符號造成的多重存取干擾。接著帶有訊噪與擾比(SNIR)的重建符號  $\tilde{s}_k(n)$  再度被接收，然後進行後置等化第三步。於次載波後置等化時所必須進行的減低符號數量可提高後置等

化的自由度，並大幅提高每個重建符號  $\tilde{s}_k(n)$  的 SNIR。

如上所述，基於優勢特徵向量之前置等化相關技術，或在次載波通道矩陣  $H(n)$  形成的 SCM 優勢一般化特徵值之前置等化相關技術同樣適用於接收端後置等化，於此不再重述。

此外，後置等化之更深入技術已為熟知技術之人員所知曉因此本規格將不予詳述。

### 前、後置等化

在進行前置等化與後置等化之後即可為每個次載波索引  $n=1, \dots, N$  選出前置等化矩陣  $W_T(n)$  與後置等化矩陣  $W_R(n)$ ，使重建符號  $\tilde{s}_k(n)$  得擬似符號  $s_k(n)$ ，這需要（空間上）降低或去除於傳輸通道上傳輸的  $K$  個訊號間的多重存取干擾。

一選擇前/後置等化濾波器的例子為從一次載波通道矩陣  $H(n)$  的奇異值分解法 (SVD: Singular Value Decomposition) 推導出：

$$H(n) = U(n)\Sigma(n)V^H(n).$$

當  $H(n)$  的順序至少為  $K$  時，可建置一相對符號  $s_k(n)$  無干擾傳輸的  $K$  個空間正交的通道，一前置等化矩陣  $W_T(n)$  的合適選擇可等於  $V(n)$  的前  $K$  個  $M_T$  度空間欄向量、後置等化矩陣  $W_R(n)$  的合適選擇可為  $U(n)$  的前  $K$  個  $M_R$  度空間欄向量形成的矩陣之厄密。對角線矩陣  $\Sigma(n)$  內的奇異值資訊可進一步當作分配傳輸功率於  $K$  個空間

上正交的通道以提高重建符號  $\tilde{s}_k(n)$  的 SNIR、或提高每個次載波通道  $H(n)$  可達之通道容量的功率控制或填充水方法之依據，如 US 6,144,711 所涵蓋。

結合前、後置等化之更深入技術，例如以克雷斯基分解法(Cholesky decomposition)或 QR 分解法為基礎的技術已為嫻熟技術之人員知曉，本規格不予詳述。

第 4 圖以實例說明  $1 \times 1$  的次載波通道矩陣  $H(n)$  作為次載波索引  $n=1, \dots, N$  的函數，等於一以 1024 點 FFT 與 IFFT 轉換之三叩(three-tap)  $1 \times 1$  空間-時間傳輸通道  $G$ ，因而得到  $N=1024$  次載波。由於將頻率域當作傳輸域的緣故， $1 \times 1$  的次載波通道矩陣  $H(n)$  之圖形、或任何一  $M_R \times M_T$  次載波通道矩陣  $H(n)$  的項目作為次載波索引  $n=1, \dots, N$  的函數之圖形代表了從一單獨傳輸天線元素  $m_T$  到一單獨接收天線元素  $m_R$  的相對時間域傳輸通道的頻率域通道傳輸函數，得到所述對應傳輸頻道之通道同調時間的第一印象。

第 4 圖可以看出空間-時間傳輸通道  $G$  是頻率選擇性的，因為  $1 \times 1$  次載波通道矩陣  $H(n)$  的大小與所有次載波索引  $n$  的不同，所以無法如 US 6,144,711（於傳輸與/或接收端）使用一等化濾波器，惟為了節省計算的成本，本發明將次載波通道分組，因此可用次載波的相關資訊為每個次載波通道集合僅計算第一型等化濾波器。例如以第一型等化濾波器為基礎，藉由 SCM 的 EVD 或 SVD，用左或右虛擬反矩陣推導出其餘的等化濾波器當

作第二型等化濾波器，例如，可單純使用第一型等化濾波器，或進行第一型過等化濾波器的內插等計算成本較低的方法。從第 4 圖的例圖可瞭解，按十的順序將次載波通道分出集合並不會使次載波通道  $H(n)$  的大小發生過度的變化，也能達到如本發明降低其複雜度的目的。

第 5 圖綱要性地描繪出本發明的第一實施例。第 5 圖特別將  $N$  個帶有對應前置等化濾波器  $W_T(n)$  301 與後置等化濾波器  $W_R(n)$  302 的次載波通道  $H(n)$  (201) 之前與/或後置等化表示出來，該圖也包含僅執行前置等化或後置等化的案例，例如，分別設定後或前置等化濾波器等為同一矩陣，前與/或後置等化可重建每個次載波通道  $H(n)$  傳輸的符號  $s_k(n)$ ，產生重建符號  $\tilde{s}_k(n)$ 。

第 5 圖中虛線內次載波通道  $H(n)$  (201) 的集合 501 的包含  $\tilde{B}$  個次載波通道，所述集合 501 的  $\tilde{B}$  值大小可以由估計或量測通道上空間-時間 MIMO 通道之同調時間演繹而來，該估計或量測可以於發射端、傳輸端或兩者，在時間域、頻率域或兩者同時進行。第 5 圖的例子之通道同調時間係以  $B$  個次載波的分組載明，最大整數值  $\tilde{B}$  則用次載波數量  $N$  相除決定，小於或等於  $m U$ ，於是產生  $N/\tilde{B}$  個次載波通道集合，每個集合有  $\tilde{B}$  個次載波通道，惟次載波通道的集合大小若不同亦可。

第 5 圖也描繪出對所有前與/或後置等化濾波器在次載波通道集合 501 內使用同樣的前與/後置等化濾波器  $W_{T,b}$  與/或  $W_{R,b}$ ，其中  $b=1, \dots, N/\tilde{B}$ ，因此在次載波通道中集合

501 中，為第一或中央的次載波通道之等化訂出第一型等化濾波器  $w_{T,b}$  與/或  $w_{R,b}$ ，集合 501 中其餘  $\tilde{B}-1$  個次載波通道的第二型等化濾波器則由第一型等化濾波器推導而來。第 5 圖的例子中用最簡單的方式推導，即第一型與第二型等化濾波器相同。所述第一型等化濾波器  $w_{T,b}$  與/或  $w_{R,b}$  可以用上述的技術定之，如 ZF 或 MMSE 濾波器、透過 SCM 的 EVD，或 SVD。所述第一型濾波器的計算可以單基於次載波通道集合 501 中單一特定的次載波通道，例如第一或中央的次載波通道，或基於次載波通道集合 501 中數個或所有次載波通道的組合。例如，將集合 501 中所有次載波通道平均有其優點，用此次載波通道的平均值計算出第一型等化濾波器，因為計算是以估計或量測該次載波通道為基礎，因此含在估計或量測的雜訊也可因而分散，因相鄰次載波通道間的關連有可能會大於估計或量測雜訊的關連。然而，因為必須進行平均計算的緣故，較之用單一次載波通道訂出第一型等化濾波器可能會有略為增加計算的複雜度。第 5 圖中，假設第一型濾波器  $w_{T,b}$  與/或  $w_{R,b}$  是將次載波通道平均後推導出來的，第二型濾波器與該第一型濾波器相同，因此在毋須對每一次載波通道分別計算等化濾波器（例如 ZF 濾波器對每個次載波進行反向的計算因提高計算成本）的情形下，只要對次載波通道每個集合 501 計算一次 ZF 濾波器即可，因而有效降計算  $s_k(n)$  (個係數的複雜度（在不計平均次載波通道的計算成本的情形下）。

等化的效能與頻率選擇傳輸通道之同調頻寬和次載波通道集合 501 大小  $\tilde{B}$  有關，由於第二型等化濾波器是由第一型等化濾波器推導出來的，如果用最簡單的複製方式會降低等化的效能，為使所述次載波通道集合 501 的大小  $\tilde{B}$  加大，該第二型等化濾波器可藉由內插或外插第一型等化濾波器得到，第 6 圖顯示這種作法的例子。

第 6 圖本發明的第二個實施例中次載波通道(201)集合 501 的形成如第 5 圖所示，對該次載波通道集合而言，第一型次載波等化濾波器是由單一（第一或中央的）或次載波通道的平均值（也就是將次載波通道集合 501 中所有次載波通道平均）得到，如第 5 圖實施例所示，形成  $K$ -個次載波通道集合 501，每個集合有  $\tilde{B}$  個次載波通道，每個集合分別訂出第一型等化濾波器  $W_{T,b}$  與/或  $W_{R,b}$ ，其中  $b=1, \dots, N/\tilde{B}$ ，惟每個所述次載波通道集合 501 的第二型等化濾波器不等於相對應的第一型濾波器，而是經由內插與/或外插得來，如  $W_{T,b} = f(n; \tilde{B}; N; W_{T,1}, \dots, W_{T, \frac{N}{\tilde{B}}})$  所示（對相對應的  $W_{R,b}$ ），即每個等化濾波器為次載波索引  $n$ 、次載波通道集合 501 大小  $\tilde{B}$ 、次載波數量  $N$ 、與已經訂出之第一型濾波器的函數。注意內插不一定要用所有所述函數的參數，例如若第一型等化濾波器是由次載波通道的平均決定，且假設最適用於每個次載波通道集合 501 的中央次載波，那麼在兩個相鄰次載波通道集合 501 之中央次載波通道間的次載波通道的第二型等化濾波器可定為第一集合與第二個集合的第一型等化濾波器之加權總

和，加權則要考慮所述次載波通道至所述第一與第二個集合之中央次載波通道間的距離，因此，僅視集合的大小  $\tilde{B}$  與所要計算第二型等化濾波器的次載波通道索引  $n$  而定。此外，可運用類似以多項式、有理數函數、三角函數、傅利葉方法或樣條（Spline）等其它方法之更複雜的內插與外插技術。

為了使內插與外插的技術能令第二型等化濾波器更符合使用的次載波通道，可考慮提高次載波通道集合 501 的大小  $\tilde{B}$  以降低依反矩陣、SVD 或 EVD 訂出第一型等化濾波器所要付出的昂貴的計算成本。

本發明之第一與第二個實施例如第 5 圖與第 6 圖所表示，該實施例與多重載波（即 OFDM）系統有關，為確認在頻率選擇空間-時間 MIMO 通道上傳輸的符號僅與一相對應之頻率平坦而易於計算等化之次載波通道  $H(n)$  相連結，傳輸頻道的傳輸端要進行 IFT、傳輸頻道的接收端要進行 ET。本發明亦適用於單一載波系統，於傳輸端於接收端並不進行傅利葉轉換或逆傅利葉轉換，因此在頻率選擇 MIMO 通道上傳輸的符號並不連結整個傳輸通道頻寬的單一頻率的次載波，而是連結整個傳輸通道的頻寬，也就是所有的次載波通道。只有使用時間-空間 MIMO 矩陣  $G$  的次載波通道  $H(n)$  等化濾波器進行等化時，才能進行一單一載波系統的等化。如本規格一開始就提到的，勢必將遇到一難以達到之  $(NM_T)^3$  等級之計算複雜度，若捨去使用難以達到之時間域的空間-時間

MIMO 矩陣  $G$  等化，我們仍可藉著將  $G$  的結構以類似多重載波系統的方式以達到  $G$  之頻率域等化的目標，再者，藉由運用本發明的方法也可以進一步降低此頻率域計算之複雜度。

第 7 圖綱要地描繪出空間-時間 MIMO 頻道  $G(k)$  之前與/或後置等化，其中在此 MIMO 通道上傳輸的訊號基本上由等式(1)的空間-時間系統模式表示。為了要將此空間-時間 MIMO 通道矩  $G(k)$  用一經過修改、由循環區塊  $\tilde{G}_{m_R, m_T}(k)$  (實例 103) 構成之空間-時間 MIMO 通道矩陣  $\tilde{G}(k)$  表示，可加上一長度  $\nu$  的循環前置元 (實例 102) 於傳輸訊號向量  $z(k)$  的訊號中，以得到一經修正的傳輸訊號向量。

$$\tilde{z}(k) = [z_1(N-\nu+1) \dots z_1(N) \ z_1(1) \dots z_1(N) \dots z_{M_T}(N-\nu+1) \dots z_{M_T}(N) \ z_{M_T}(1) \dots z_{M_T}(N)]^T$$

同樣也可以自接收訊號向量  $x(k)$  訊號移除長度為  $\nu$  的前置元 (實例 104)，得到經修改的接收訊號向量。

$$\tilde{x}(k) = [x_1(\nu+1) \dots x_1(N+\nu) \dots x_{M_R}(\nu+1) \dots x_{M_R}(N+\nu)]^T.$$

藉由決策回授的機制，或接受遺失的循環  $N$  個元素的訊號邊界衰減，可使傳輸變成約略循環的。

傳輸訊號向量  $z(k)$  到接收訊號向量  $x(k)$  的映射可以用由循環區塊  $\tilde{G}_{m_R, m_T}(k)$  所構成、經修改的空間-時間 MIMO 通道矩陣  $\tilde{G}(k)$  表示。

若未加入或除去一前置元，經修改的間-時間 MIMO

通道矩陣  $\tilde{G}(k)$  就可能僅以約略循環的區塊  $\tilde{G}_{m_R, m_T}(k)$  構成，那麼  $N$  個元素的訊號就會受到前面與後面  $N$  個元素訊號的符號間干擾 (inter-symbol-interference) 影響，如果頻道矩陣由循環區塊構成就進行後續的處理，而效能會因符號間干擾而降低，這種效能的下降可藉由決策回授而減少，並某種程度上回歸循環形式。

如第 7 圖所示，一前置等化濾波器  $W_T(k)$  301 現在可用以共同映射  $K$  個  $N$  個元素訊號

$$s_{k'}(k) = [s_{k'}(1) \dots s_{k'}(N)]^T$$

其中  $k'=1, \dots, K$  到傳輸訊號向量  $z(k)$ 。同樣地，後置等化濾波器  $W_R(k)$  可用以映射接收訊號向量  $x(k)$  到  $K$  個重建訊號

$$\hat{s}_{k'}(k) = [\hat{s}_{k'}(1) \dots \hat{s}_{k'}(N)]^T$$

其中  $k'=1, \dots, K$ ，其中該重建符號  $\hat{s}_k(n)$  可擬似所述符號  $s_k(n)$ 。

若不在時間域計算前與/或後置等化濾波器  $W_T(k)$  301 與  $W_R(k)$  302，可在頻率域藉由計算空間-時間 MIMO 通道矩陣  $\tilde{G}(k)$  的分解，使之成為如等式 (8) 的區塊對角線空間-頻率 MIMO 通道矩陣  $H$ 。因傅利葉矩陣與排列矩陣是統一的，(厄密等於反推)， $\tilde{G}(k)$  可以以下式表示：

$$\tilde{G}(k) = Y_{(M_R)}^H P_R^H H P_T^H Y_{(M_T)} \quad (10)$$

若定義每個時間域的前與/後置等化濾波器是以  $G(k)$  或  $\tilde{G}(k)$  為基礎，上式可用以取代空間-時間 MIMO 通道矩

陣  $\tilde{G}(k)$ ，例如若想執行基於 ZF 的後置等化的話，在時間域必須計算後置等化濾波器

$$W_R(k) = (\tilde{G}^H(k)\tilde{G}(k))^{-1}\tilde{G}^H(k)$$

式中牽涉到一大小為  $NM_T \times NM_T$  矩陣之逆向計算，若用等式 (10) 協助表示此後置等化，將產生：

$$W_R(k) = Y_{(M_R)}^H P_T (H^H H)^{-1} H^H P_R Y_{(M_R)}, \quad (11)$$

由於  $H$  矩陣的區塊-對角線結構的緣故，總共只有  $N$  個大小為  $M_T \times M_T$  的矩陣逆向計算。

將此接收訊號向量  $x(k)$  的後置等化濾波器  $W_R(k)$  運用在空間-時間 MIMO 通道矩陣  $\tilde{G}(k)$  的後置等化相當於在接收訊號向量 ( $Y_{(M_R)}$  矩陣) 進行傅利葉轉換並將結果 ( $P_R$  矩陣) 做排列，這些操作後得到的訊號可視為在頻率域，現在每個次載波通道  $H(n)$  都做了一 ZF 等化 ( $(H^H H)^{-1} H^H$ ， $H$  的主對角線含有次載波通道  $M_T$ )，最後，等化的訊號再度進行排列 (矩陣  $P_T$ ) 後再透過一逆傅利葉轉換 (矩陣  $W_R(k)$ ) 轉換回時間域。

此頻率域的一 ZF 後置等化例子顯示，基本上以上任何一種多重載波系統的前與/後置等化技術也可以適用於一單一載波系統，若是將要進行前與/或後置等化的訊號轉換到頻率域，進行等化後再轉換回時間域，那麼在空間-時間 MIMO 通道的發射端與接收端都要進行這些步驟。

不論在單一或多重的載波系統，只要是基於次載波

頻道  $H(n)$  的等化都可運用本發明降低複雜度的方法。例如，於如等式(11)的 ZF 後置等化濾波器  $W_R(k)$  之次載波通道  $H(n)$  等化同樣可以形成次載波通道的子集合。

第 8 圖綱要性地描繪出依本發明，一傳輸通道上單一或多重載波系統的前與/後置等化的組件，系統包含一發射機 80 與一接收機 81，虛線部分的組件是選擇性的。

該發射機 80 中，從一或多個資料源來的資料經過編碼處理，例如經由源編碼以減低重複性與/或通道編碼以增加重複性，並經交插處理以降低所述資料在一傳輸通道上傳輸時發生訊叢錯誤的衝擊。這些作業由一編碼器與一交插器實作 801 進行，它們也能將編碼與交插的資料分配到傳輸訊叢並放入時間槽進行傳送，編碼與交插後的資料可選擇性地在一前置等化實作 802 進行前置等化。一單載波系統中，如此的前置等化可能會牽涉到將資料傳輸到頻率域、在頻率域進行前置等化與將前置等化的資料轉換回時間域；一多重載波系統上該資料因為已經經由內插到頻率域，因此在前置等化實作 802 時毋須再度進行轉換。前置等化係基於等化權重進行，亦可視為等化濾波器或等化矩陣，權重是由一權重計算實作 803，或直接由接收機 81 所回授到發射機 80。若該等化權重係由該權重計算實作 803 計算，計算可以由一通道資訊實作 804 提供的傳輸通道資訊為基礎，此通道資訊實作 804 可經由所述接收機 81 的回授接收通道資訊，也可能儲存經過估計、量測或者其它從所述發射機 80 取得

的通道資訊。當所述選擇性的前置等化步驟完成後，實作 805 中訓練符號也可被選擇性地置入可能的前置等化訊號中。這些訓練符號可在接收機 81 進行通道估計，該訓練符號可被置入所述可能等化前符號於時間或頻率域。同樣地，該訓練符號可在該選擇性的前置等化之前置入該編碼或交插資料中。在一單一載波系統中，由實作 805 產生的符號可被選擇性地加上前置元以進行一以循環區塊構成的空間-時間 MIMO 系統矩陣的傳輸模塑；於一多重載波系統則將實作 805 產生的訊號進行排列，再將產生的訊號進行逆傅利葉轉換，並選擇性地將一循環前置元放在訊號之前，惟一非 OFDM 類型的多重載波系統（即濾波器銀行）也可這樣處理。

這些操作由實作 806 執行，它的輸出被視為離散的基頻訊號，訊號在經過數類比的轉換與調變後便能夠於實作 807 在一載波頻率進行傳輸，此實作 807 產生的調變 RF 訊號再經傳輸天線陣列 808 發射出去。

RF 訊號經一頻率選擇傳輸通道傳導後由接收機 81 的接收天線陣列 809 接收。

在接收機 81 端，所接收的訊號要在實作 810 進行 RF 與解調變的處理，將接收訊號轉換回時間離散的基頻訊號，其中也包括了時間與頻率的同步。在一單載波系統中，實作 810 的時間分散的基頻訊號輸出會去除一前置元以便進行一以循環區塊構成的空間-時間 MIMO 系統矩陣的傳輸模塑；一多重載波系統則在實作 810 產出

的訊號除去一前置元後再進行傅利葉轉換與排列，這些操作都在實作 811 進行，若發射機 80 在實作 805 有加入訓練符號，選擇性實作 812 中就會去除接收訊號中這些訓練符號的部分，所述被移除的訓練符號可在選擇性的通道估計實作 814 中至少用以部分地估計傳輸通道，估計的通道資訊可回授到發射機 80 的一通道資訊實作 804（接收機 80 的實作 814 與發射機 81 的實作 804 間的回授連結應被視為一邏輯上的連結，因為真實的回授資訊須經傳輸通道傳輸），該通道估計可在時間域或頻率域進行，相對地時間域或頻率域通道資訊可以回授，回授的通道資訊不一定要是完整的估計資訊，可以是部分的。有許多回授的方法，例如， $\tilde{B}$  可以從一預定的可能值的集合中挑選，而最簡單可以是單純的是非選擇，前置等化可以用一給定的  $\tilde{B}$  進行，或不做前置等化，這種情形下當同調頻寬小於最小的可接受  $\tilde{B}$  值時，可選擇一開放迴圈的傳輸方式。所有的次載波可從另一組選擇中選出不同的  $\tilde{B}$  值，例如 8、16、32，視  $B$  而定。最後，也可能從一預定之集合中選擇一組不同的值  $\tilde{B}_k$ ，例如  $\sum_k \tilde{B}_k = N$ ，如此對頻率域變化緩慢的通道而言可能會需要一較長的次載波  $\tilde{B}_k$  集合，對於變化快速的對次載波集合為較小的  $\tilde{B}_k$ 。這些選擇可以回授，回授（頻率上）可為絕對的或差別的，例如若回授估計的次載波通道  $H(n)$ ，那麼只有鄰近的次載波通道  $H(n)$  間的差別會送回，而非整個通道資訊本身。惟回授至少某些次載波通道  $H(n)$  的絕對資訊

仍為必要，該回授可能為絕對或差別的，對於該回授可用一蓋瑞映射 (Grey mapping) 或一非蓋瑞 (non-Grey mapping) 映射。該估計頻道資訊可以輸入一選擇性權重計算實作 815，依本規格該技術的實例在該處決定等化權重 (等化濾波器或等化矩陣)，這些等化權重可藉一連結到發射機權重計算實作 803 的邏輯連結、或一直接連到發射機之選擇性前置等化實作 802 回授，例如，若只有第一型等化權重回授到發射機 80，這些第一型等化權重可能要回授到權重計算實作 803 以便至少可部分地依據這些第一型等化權重推導第二型等化的權重。

在接收機 81 由權重計算實作 815 產出的等化權重現在可以輸入一選擇性後置等化實作 813，藉由處理所接收的訊號為傳輸通道進行後置等化。一單載波系統所接收的訊號首先被轉換到頻率域，再用依本發明提出，為次載波通道進行降低複雜度等化，然後再轉換回時間域。先將一多重載波系統接收的訊號轉入頻率域，直接運用依本發明所提出的方法為次載波通道進行降低複雜度等化，選擇性的後置等化實作 813 產生後置等化輸出訊號輸入一解交插與解碼實作 816，將發射機 80 中的實作 801 之編碼與交插進行逆操作以重建資料。

在第 8 圖中的系統中，當接收機 81 有後置等化的操作時，發射機 80 的前置等化則不為必要，且不須回授。若一發射機 80 有前置等化的操作時，就有必要進行接收機 81 後置等化，但可能仍需要在接收機 81 進行通道估

計並將估計的通道或計算之權重回授到發射機 80，若在一分時多工系統操作時，因其中的發射機與接收機可能會週期性地互換角色，發射機 80 可能會用到前一週期的通道資訊，當時它的角色為一接收機，可進行傳輸通道的估計與儲存，因此不需任何回授，然而，分頻多工系統中之某些通道或權重資訊的回授仍有其價值。

在第 9 圖最後顯示一本發明的流程圖例。第一步驟 901 形成次載波通道的集合，這步驟也包含了決定所述次載波集合適當的大小，第二步驟決定集合的第一型等化濾波器，該第一型等化濾波器則基於所述次載波通道的表示，所謂表示可能指所述次載波通道的估計或量測，或所述次載波通道之數個估計或量測之平均值。第三步驟 903 用如內插或外插的方法由至少部分的第一型濾波器推導第二型濾波器。第四步驟，用該第一與第二型等化濾波器進行所述次載波通道的等化。

注意本發明在不超出所附之發明技術範圍與精神的情形下，可運用習知技術人員所熟知之各種不同的變化方式，各種前與/後置等化技術均可應用在次載波通道上。本發明並不限於用頻率域當作轉換域，其它種類的轉換域，例如西爾伯特(Hilbert)、小波(wavelet)或濾波器銀行域，或其它可由正交次載波表示傳輸通道之域皆可。本發明亦可應用時間或頻率域的擴張(spreading)與/或混亂(scrambling)碼，例如 UMTS 無線電存取網路的分時多工系統(UTRA-TDD)。本發明的應用並不限於

無線傳輸系統，亦可應用在例如多頻音(multi-tone)的有線傳輸系統上。本發明可同時適用於單一使用者系統與多使用者系統，提到一含有  $M_T$  個傳輸天線元素的發射機時，可以看作  $M_T$  個單一天線使用者傳輸訊號；提到一含有  $M_R$  個接收天線元素的接收機時，可以當作  $M_R$  個單一天線使用者接收訊號。此外，為簡明呈現，假設單純的前置等化在通道上傳輸的訊號數量等於接收天線元素（或單一天線接收機）的數量  $M_R$ ，前置等化也可同樣調整成將同一訊號傳輸到兩個或更多的接收天線元素，後置等化的情形亦然，惟假設通道上傳輸的訊號數量等於傳輸天線元素（或單一天線傳輸器）的數量  $M_T$ 。

#### 【圖式簡單說明】

第 1 圖為先前技術係用以將一空間時間系統模型轉換為空間頻率（多重載波）系統模型所必要的發射機與接收機處理之概要式圖說。

第 2 圖示先前技術於一次載波通道傳輸單一訊號符號的概要式圖說。

第 3 圖表示先前技術於一次載波通道在實施前置等化、後置等化的概要式圖說。

第 4 圖係在  $1 \times 1$  次載波通道以  $H(n)$  當作次載波指標  $n$  函數的實施例。

第 5 圖係依本發明，形成次載波通道集合並且每個集合僅用一等化過濾器的計算結果，於實施次載波通道

前置等化、後置等化的概要式圖說。

第 6 圖係依本發明，形成次載波通道集合並且用次載波通道的表示所決定每個集合的第一型等化過濾器、與利用第一型等化向量之內插、外插推導出第二型等化濾波器實施於次載波通道前置等化、後置等化的概要式圖說。

第 7 圖表示本發明於一單一載波系統實施前置等化、後置等化的概要式圖說。

第 8 圖表示本發明於單一或多重載波傳輸通道系統實施前置等化、後置等化的概要式圖說。

第 9 圖係依據本發明方法的流程圖例。

【主要元件符號說明】

|     |                        |     |            |
|-----|------------------------|-----|------------|
| 102 | 加上前置元                  | 104 | 移除前置元      |
| 801 | 編碼、交插                  | 802 | 前置等化       |
| 803 | 權重計算                   | 804 | 通道資訊       |
| 805 | 插入訓練符號                 |     |            |
| 806 | (排列)，(逆向快速傅利葉轉換)，插入前置元 |     |            |
| 807 | 調變，RF 處理               | 808 | 發射機天線 (陣列) |
| 809 | 接收機天線 (陣列)             |     |            |
| 810 | 解調變，RF 處理              |     |            |
| 811 | (排列)，(快速傅利葉轉換)，移除前置元   |     |            |
| 812 | 擷取訓練符號                 | 813 | 後置等化       |
| 814 | 通道估計                   | 815 | 權重計算       |
| 816 | 解碼，解交插                 |     |            |

## 十、申請專利範圍：

1.一種等化頻率選擇傳輸通道之方法，該方法包含下列步驟：

利用用於在一具有 $M_T$ 個輸入與 $M_R$ 個輸出之頻率選擇傳輸通道上執行等化的等化濾波器，其中該傳輸通道可以以 $N$ 個正交次載波為基礎於傳輸域表示，其中在該傳輸域中每個該 $N$ 個相對正交次載波之所述傳輸通道的所述輸入 $M_T$ 到所述輸出 $M_R$ 之傳輸特性係以 $N$ 個相對的次載波通道表示，其中至少兩組各含有該 $N$ 個次載波通道當中至少兩個次載波通道的次載波通道集合被形成，其中針對該至少兩集合的次載波通道中每一者，用於該至少兩個次載波通道之個別等化的一個別等化濾波器集合係根據該等個別的次載波通道集合中之至少一次載波通道之表示所決定，且其中該等等化濾波器係用於該至少兩個次載波通道集合之一個別次載波通道集合的該至少兩個次載波通道的至少數個的一相同等化。

2.如申請專利範圍第1項之方法，其中於該至少的兩個次載波通道集合中之每個集合的次載波通道數目不同。

3.如申請專利範圍第1項之方法，其中該傳輸域為一頻率域且其中該正交次載波為正交的頻率次載波。

4.如申請專利範圍第1項之方法，其中至少一訊號（訊號由一系列符號構成）在該傳輸通道上傳輸以取得 $M_R$ 個接收訊號，傳輸時每一該相對符號僅受所述 $N$ 個次載波通道其中的一相對次載波通道影響。

5.如申請專利範圍第4項之方法，其中該至少一訊號在送上該傳輸通道上傳輸前要進行逆傅利葉轉換(IFT)，該 $M_R$ 個接收訊號在接收後至少要進行一傅利葉轉換(FT)。

6.如申請專利範圍第1項之方法，其中至少一訊號（訊號由一系列符號構成）在該傳輸通道上傳輸以取得 $M_R$ 個接收訊號，於傳輸時每一該符號受到所有所述 $N$ 個次載波通道影響。

7.如申請專利範圍第4項之方法，於傳輸前於該至少一訊號加上一循環前置元，且/或於接收後從該 $M_R$ 個接收訊號移除前置元。

8.如申請專利範圍第4項之方法，其中在所述傳輸通道的發射機端設置該等化濾波器，於該至少一訊號在傳輸通道傳輸運用於該至少一訊號。

9.如申請專利範圍第4項之方法，其中在所述傳輸通

道的接收機端設置該等化濾波器，於該 $M_R$ 個接收訊號在接收後用運於該 $M_R$ 個接收訊號。

10.如申請專利範圍第4項之方法，其中在所述傳輸通道的傳輸端與接收機端均設置該等化濾波器，於該至少一訊號在傳輸通道傳輸前運用於該至少一訊號並於該 $M_R$ 個接收訊號在接收後用於該 $M_R$ 個接收訊號。

11.如申請專利範圍第4項之方法，其中該等化濾波器至少部分設計來補償至少一次載波通道的衰減。

12.如申請專利範圍第8項之方法，其中該等化濾波器之一等化濾波器為每一該至少一訊號定義一傳輸權重向量，其中每個該傳輸權重向量映射所述傳輸域一相對應正交次載波的該至少一訊號成分到所述相對應次載波通道的 $M_T$ 個輸入，且其中由所述相對應次載波通道的 $M_R$ 個輸出產生的 $M_R$ 個接收訊號成分代表了 $M_R$ 個重建訊號成分。

13.如申請專利範圍第9項之方法，其中該等化濾波器之一等化濾波器對每一 $M_T$ 訊號定義一接收權重向量，其中每個該 $M_T$ 接收權重向量結合於所述相對應次載波通道的 $M_R$ 輸出接收到的所述傳輸域一相對應正交次載波通道的所述 $M_R$ 個接收訊號成分與 $M_T$ 個重建訊號成分。

14.如申請專利範圍第10項之方法，其中該等等化濾波器之一等化濾波器定義了：

- 每個K訊號的傳輸權重向量，其中每個該K傳輸權重向量映射所述傳輸域一相對應正交次載波的該K個訊號成分到所述相對應次載波通道的 $M_T$ 個輸入，並且，

- 每個該K個訊號對應的接收權重向量，其中每個該接收權重向量結合於所述相對應次載波通道的 $M_R$ 輸出接收到的所述傳輸域一相對應正交次載波通道的所述 $M_R$ 個接收訊號成分與K個重建訊號成分。

15.如申請專利範圍第12項之方法，其中該 $M_R$ 個接收訊號可為雜訊，且其中該等等化濾波器之選擇乃為要提高所述重建訊號中至少一訊號的訊號雜訊比或訊號雜訊干擾比(Signal-to-Noise-and- Interference)。

16.如申請專利範圍第12項之方法，其中該等等化濾波器之選擇乃為要提高所述重建訊號中至少一訊號的訊擾比。

17.如申請專利範圍第1項之方法，其中至少有兩個分別與至少兩個訊號相關連之等化濾波器，目的為為該至少兩個訊號的每個實質正交傳輸產生至少兩個實質正交的空間傳輸通道。

18.如申請專利範圍第1項之方法，於所述次載波通道之該等個別集合的至少一次載波通道該表示方法為在該等個別次載波通道集合之至少一次載波通道的估計。

19.如申請專利範圍第1項之方法，其中該等等化濾波器之一等化濾波器之決定係根據該至少一次載波通道表示中的至少一部份的空間共分散矩陣的特徵值分解或依據以所述至少一次載波通道表示的第一部分的一第一空間共分散矩陣、與所述至少一次載波通道表示的第二個部分的一第二個空間共分散矩陣為基礎的一般性特徵值分解。

20.如申請專利範圍第1項之方法，其中該等等化濾波器之一等化濾波器為一零強制濾波器或一最小均方誤差濾波器。

21.如申請專利範圍第1項之方法，其中該等等化濾波器之一等化濾波器的決定至少部分參考所述至少一次載波通道表示的一奇異值分解，或所述至少一次載波通道表示的一特徵值分解、一克雷斯基分解(Cholesky decomposition)、或一QR分解。

22.如申請專利範圍第1項之方法，其中該等等化濾

波器之一等化濾波器係基於一注水演算法解答 (water-filling solution)。

23.如申請專利範圍第3項之方法，其中該等次載波通道集合之大小 $\tilde{B}$ 取決於所述頻率選擇傳輸通道的同調頻寬 (coherence bandwidth)。

24.如申請專利範圍第23項之方法，其中該大小 $\tilde{B}$ 係依據所述頻率選擇傳輸通道的同調頻寬 (coherence bandwidth)進行動態控制。

25.如申請專利範圍第23項之方法，其中該同調頻寬對應於 $B$ 個正交次載波的分組，其中該大小 $\tilde{B}$ 訂為小於或等於 $B$ 的最大整數並除 $N$ ，形成 $N/\tilde{B}$ 個相鄰的次載波通道集合。

26.如申請專利範圍第23項之方法，其中所述至少兩個次載波通道集合的每一集合中的至少一次載波通道所述表示係由所述相對集合中所含的 $\tilde{B}$ 個次載波通道之 $\tilde{B}$ 個估計或量測平均值定之。

27.如申請專利範圍第23項之方法，其中 $\tilde{B}$ 為一2的次方。

28.如申請專利範圍第1項之方法，其中至少該等化濾波器至少部分回授。

29.如申請專利範圍第28項之方法，其中該回授是絕對的。

30.如申請專利範圍第28項之方法，其中該回授是差動的，其中針對至少兩個次載波通道集合之中至少一個次載波通道集合沒有等化濾波器被回授，取而代之的是，在該等化濾波器上與至少一不同的次載波通道集合的至少一等化濾波器有關的差動資訊被回授。

31.一種儲存有指令程式之非暫時性電腦可讀式媒體，其中該等指令被組配成一裝置之一處理器執行時會執行申請專利範圍第1項之方法。

32.一種等化頻率選擇傳輸通道之裝置，其包含：  
至少一處理器；

儲存電腦程式碼之記憶體；

其中該記憶體係被組配來以該至少一處理器造成該裝置進行至少下列動作：

- 被配置來利用等化濾波器來在一具有 $M_T$ 個輸入與 $M_R$ 個輸出的頻率選擇傳輸通道上執行等化之裝置，其中該傳輸通道可以 $N$ 個正交次載波為基礎以一傳輸域表

示，且其中每個在傳輸域中該 $N$ 個相對應的正交次載波從所述傳輸通道的輸入 $M_T$ 到所述輸出 $M_R$ 的傳輸特性是以 $N$ 個相對應的次載波通道表示，其中至少形成兩個次載波集合，其含有至少該 $N$ 個次載波通道其中之兩個，其中至少兩個次載波通道集合中的每一者，用於該至少兩個次載波通道之個別等化的一個別等化濾波器集合係根據該等次載波通道集合中每一者的至少兩個次載波通道之表示決定的，且其中該等等化濾波器係用於該至少兩個次載波通道集合之一個別次載波通道集合的該至少兩個次載波通道的至少數個的一相同等化。

33.一種等化頻率選擇傳輸通道之系統，其包含：

- 至少一發射機；與
- 至少一接收機；

其中該至少一發射機與/或至少一接收機包含被配置來利用等化濾波器來在一具有 $M_T$ 個輸入與 $M_R$ 個輸出的頻率選擇傳輸通道上執行等化之裝置，其中該傳輸通道可以 $N$ 個正交次載波為基礎以一傳輸域表示，且其中每個在傳輸域中該 $N$ 個相對應的正交次載波從所述傳輸通道的輸入 $M_T$ 到所述輸出 $M_R$ 的傳輸特性是以 $N$ 個相對應的次載波通道表示，其中形成至少兩個次載波集合，該等次載波集合各含有該等 $N$ 個次載波通道其中之至少兩個，其中針對該等至少兩個次載波通道集合中的每一個次載波通道，用於該至少兩個次載波通道之個別等化的一個別等

化濾波器集合係根據該等次載波通道集合中每一者的至少兩個次載波通道之表示決定的，且其中該等等化濾波器係用於該至少兩個次載波通道集合之一個別次載波通道集合的該至少兩個次載波通道的至少數個的一相同等化。

34. 如申請專利範圍第32項之裝置，其中在該等次載波通道中之至少兩個集合的每一者中的次載波通道數量不相等。

35. 如申請專利範圍第32項之裝置，其中該傳輸域係一頻域且其中該正交次載波係正交頻率次載波。

36. 如申請專利範圍第32項之裝置，其中由一串符號所構成之至少一訊號係透過該傳輸通道被傳送以獲得 $M_R$ 個接收訊號，且其中該等個別符號每一者在傳輸期間僅被該等 $N$ 個次載波頻道之一個個別次載波通道影響。

37. 如申請專利範圍第36項之裝置，其中該至少一個訊號在被透過該傳輸域傳送前係至少受制於一反向傅利葉轉換IFT，且其中該等 $M_R$ 個接收訊號在接收後係至少受制於一傅利葉轉換FT。

38. 如申請專利範圍第32項之裝置，其中由一串符

號所構成之至少一訊號透過該傳輸通道被傳送以獲得 $M_R$ 個接收訊號，且其中該等個別符號每一者在傳輸期間被該等所有 $N$ 個次載波頻道影響。

39. 如申請專利範圍第36項之裝置，其中於傳輸前於該至少一訊號加上一循環前置元，或於接收後從該等 $M_R$ 個接收訊號移除一前置元，或兩者皆俱。

40. 如申請專利範圍第36項之裝置，其中在所述傳輸通道的發射機端設置該等化濾波器，並於該至少一訊號在傳輸通道傳輸前運用於該至少一訊號。

41. 如申請專利範圍第36項之裝置，其中在所述傳輸通道的接收機端設置該等化濾波器，於該 $M_R$ 個接收訊號在接收後運用於該 $M_R$ 個接收訊號。

42. 如申請專利範圍第36項之裝置，其中在所述傳輸通道的傳輸端與接收機端均設置該等化濾波器，於該至少一訊號在傳輸通道傳輸前運用於該至少一訊號並於該 $M_R$ 個接收訊號在接收後用於該 $M_R$ 個接收訊號。

43. 如申請專利範圍第36項之裝置，其中該第一型等化濾波器至少部分設計來補償至少一次載波通道的衰減。

44. 如申請專利範圍第40項之裝置，其中該等化濾波器為每一該至少一訊號定義一傳輸權重向量，其中每個該傳輸權重向量映射所述傳輸域一相對應正交次載波的該至少一訊號成分到所述相對應次載波通道的 $M_T$ 個輸入，且其中由所述相對應次載波通道的 $M_R$ 個輸出產生的 $M_R$ 個接收訊號成分代表了 $M_R$ 個重建訊號成分。

45. 如申請專利範圍第41項之裝置，其中該等化濾波器對每一 $M_T$ 訊號定義一接收權重向量，其中每個該 $M_T$ 接收權重向量結合於所述相對應次載波通道的 $M_R$ 輸出接收到的所述傳輸域一相對應正交次載波通道的所述 $M_R$ 個接收訊號成分與 $M_T$ 個重建訊號成分。

46. 如申請專利範圍第42項之裝置，其中該等化濾波器定義了：

- 每個 $K$ 訊號的傳輸權重向量，其中每個該 $K$ 傳輸權重向量映射所述傳輸域一相對應正交次載波的該 $K$ 個訊號成分到所述相對應次載波通道的 $M_T$ 個輸入，並且，

- 每個該 $K$ 個訊號對應的接收權重向量，其中每個該接收權重向量結合於所述相對應次載波通道的 $M_R$ 輸出接收到的所述傳輸域一相對應正交次載波通道的所述 $M_R$ 個接收訊號成分與 $K$ 個重建訊號成分。

47. 如申請專利範圍第44項之裝置，其中該 $M_R$ 個接收訊號可為雜訊，且其中該等化濾波器之選擇乃為要提高所述重建訊號中至少一訊號的訊號雜訊比或訊號雜訊干擾比 (Signal-to-Noise-and- Interference)。

48. 如申請專利範圍第44項之裝置，其中該等化濾波器之選擇乃為要提高所述重建訊號中至少一訊號的訊擾比。

49. 如申請專利範圍第35項之裝置，其中該等次載波通道集合之大小 $\tilde{B}$ 取決於所述頻率選擇傳輸通道的同調頻寬 (coherence bandwidth)。

50. 如申請專利範圍第49項之裝置，其中該大小 $\tilde{B}$ 係依據所述頻率選擇傳輸通道的同調頻寬 (coherence bandwidth) 進行動態控制。

51. 如申請專利範圍第49項之裝置，其中該同調頻寬對應於 $B$ 個正交次載波的分組，其中該大小 $\tilde{B}$ 訂為小於或等於 $B$ 的最大整數並除 $N$ ，形成 $N/\tilde{B}$ 個相鄰的次載波通道集合。

52. 如申請專利範圍第49項之裝置，其中所述至少兩個次載波通道集合的每一集合中的至少一次載波通道

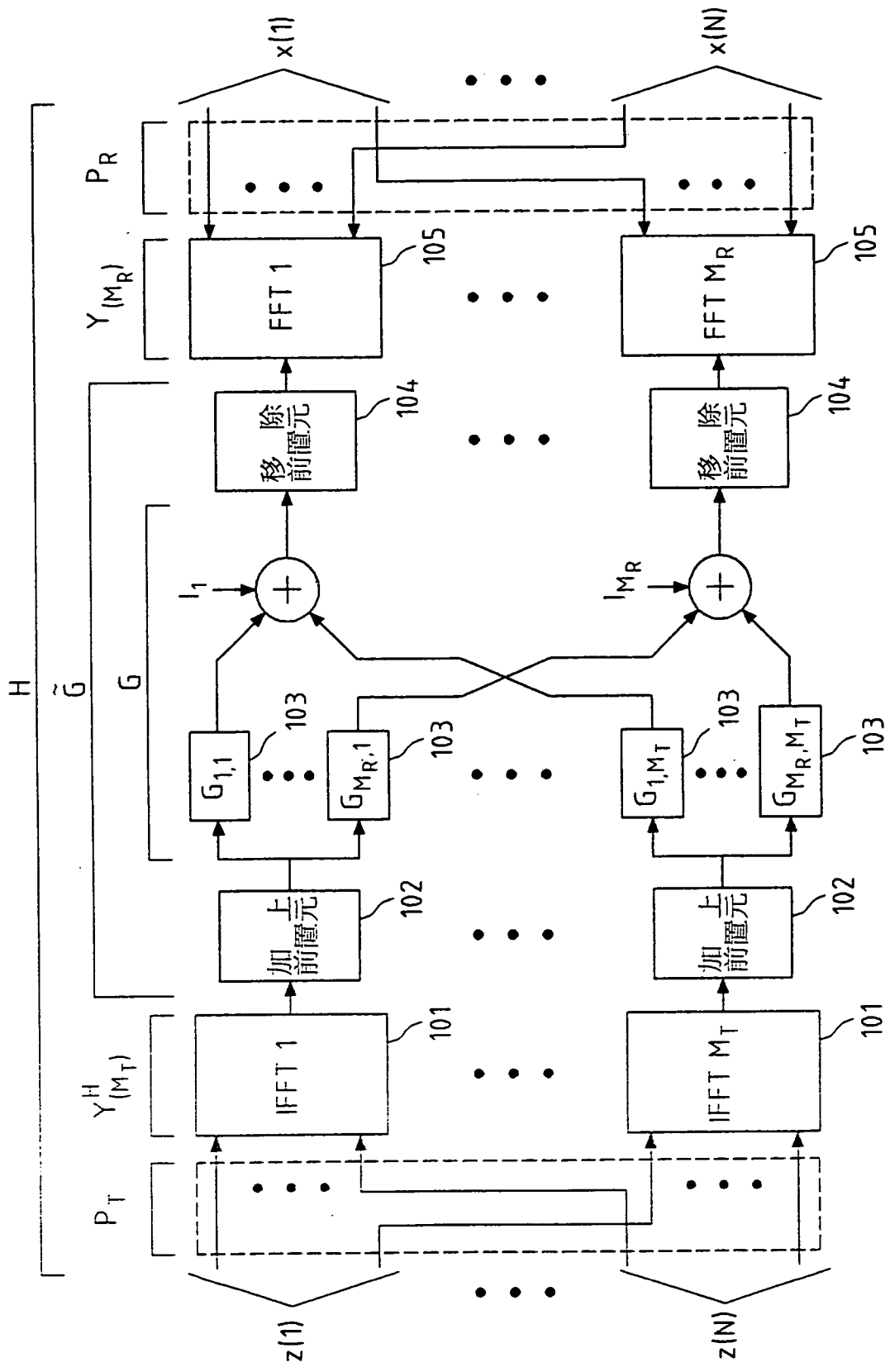
所述表示係由所述相對集合中所含的 $\bar{B}$ 個次載波通道之 $\bar{B}$ 個估計或量測平均值定之。

53. 如申請專利範圍第49項之裝置，其中 $\bar{B}$ 為一2的次方。

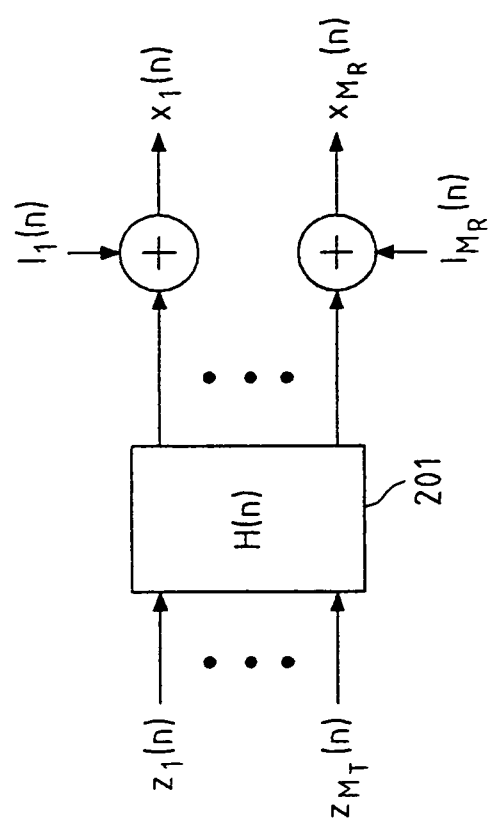
54. 如申請專利範圍第32項之裝置，其中至少該等化濾波器被至少部分回授。

55. 如申請專利範圍第54項之裝置，其中該回授是絕對的。

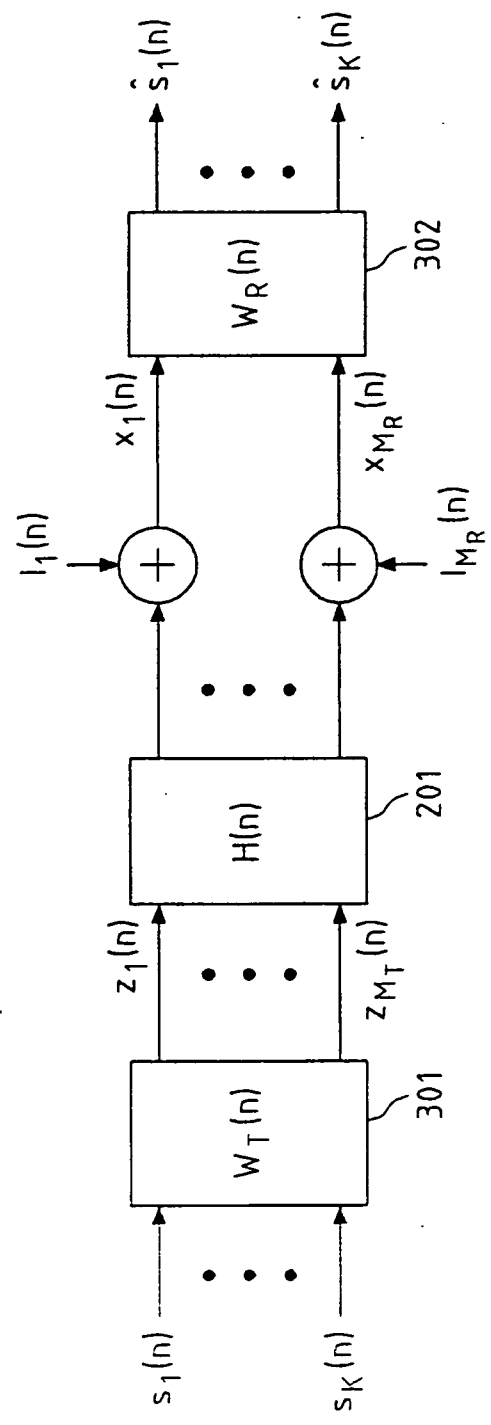
56. 如申請專利範圍第54項之裝置，其中針對至少兩個次載波通道集合之中至少一個次載波通道集合沒有等化濾波器被回授，取而代之的是，在該等化濾波器上與至少一不同的次載波通道集合的至少一等化濾波器有關的差動資訊被回授。



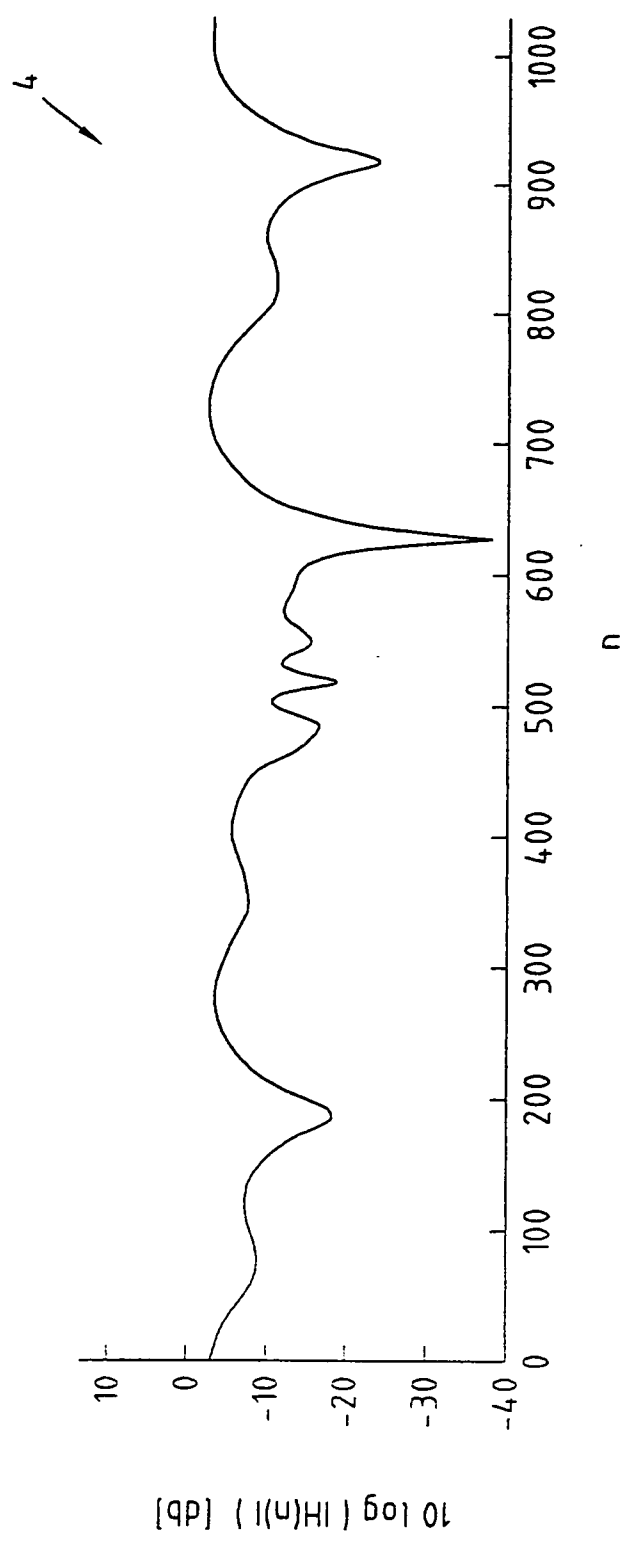
第 1 圖



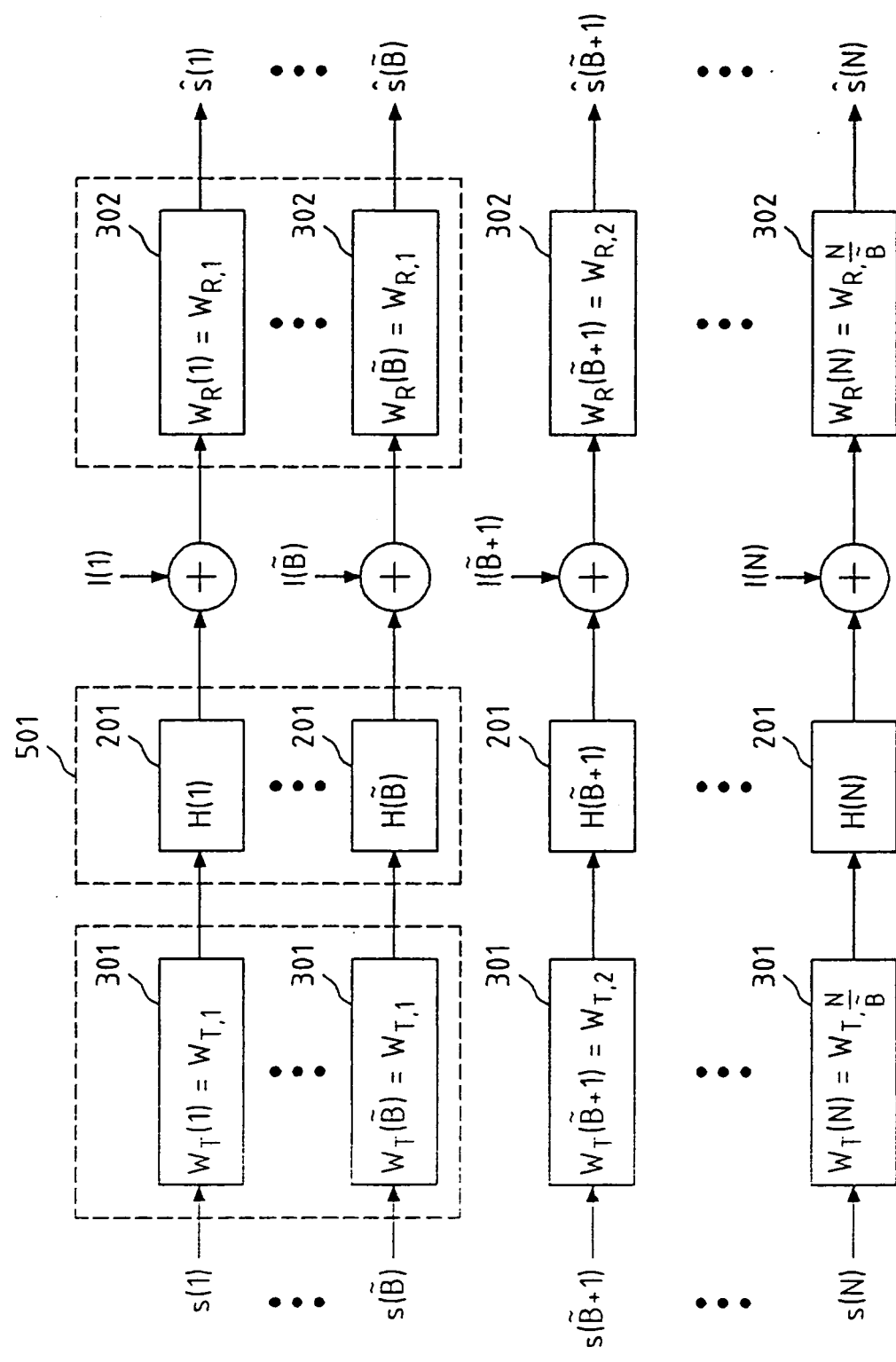
第 2 圖



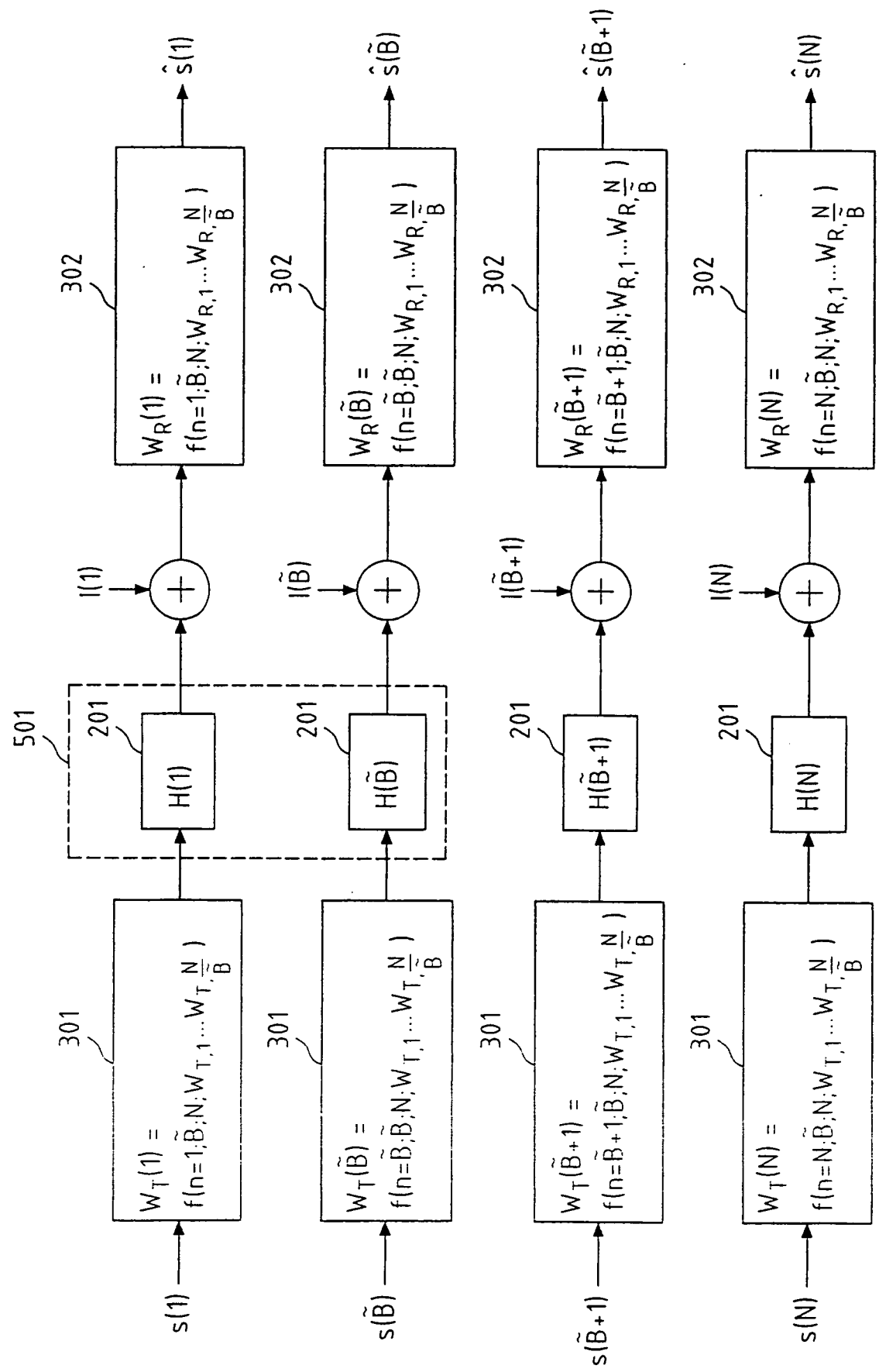
第 3 圖



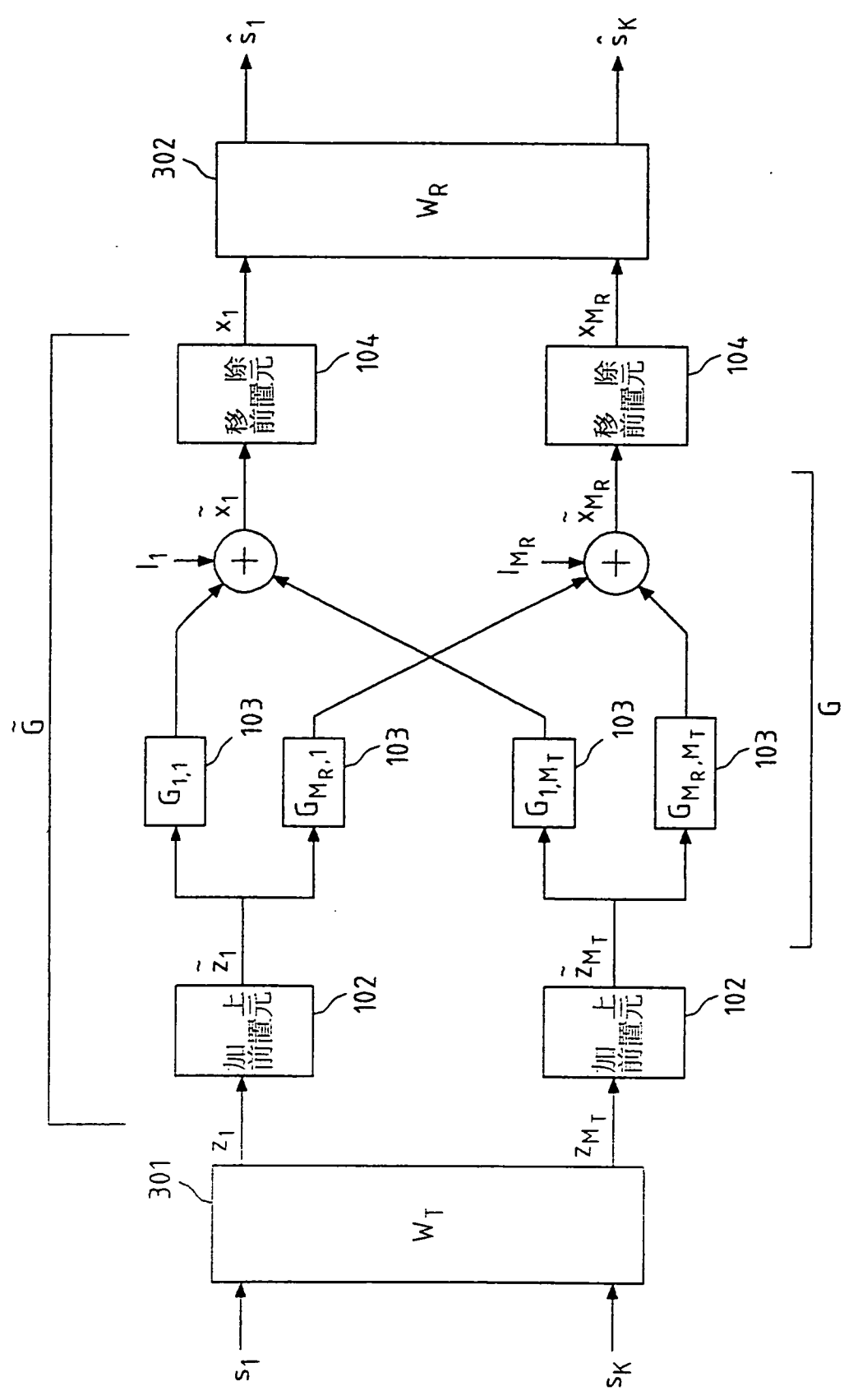
第 4 圖



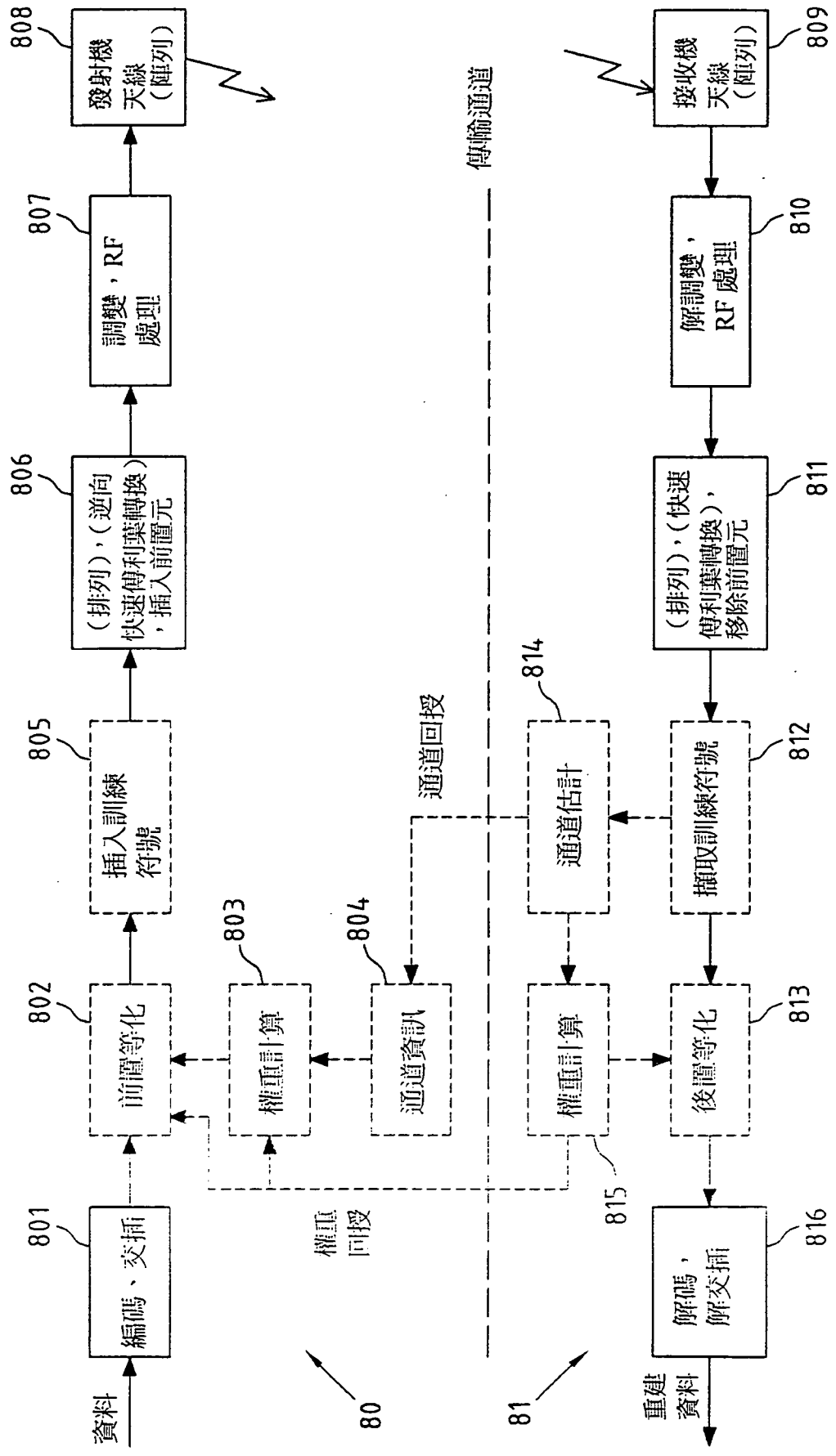
第 5 圖



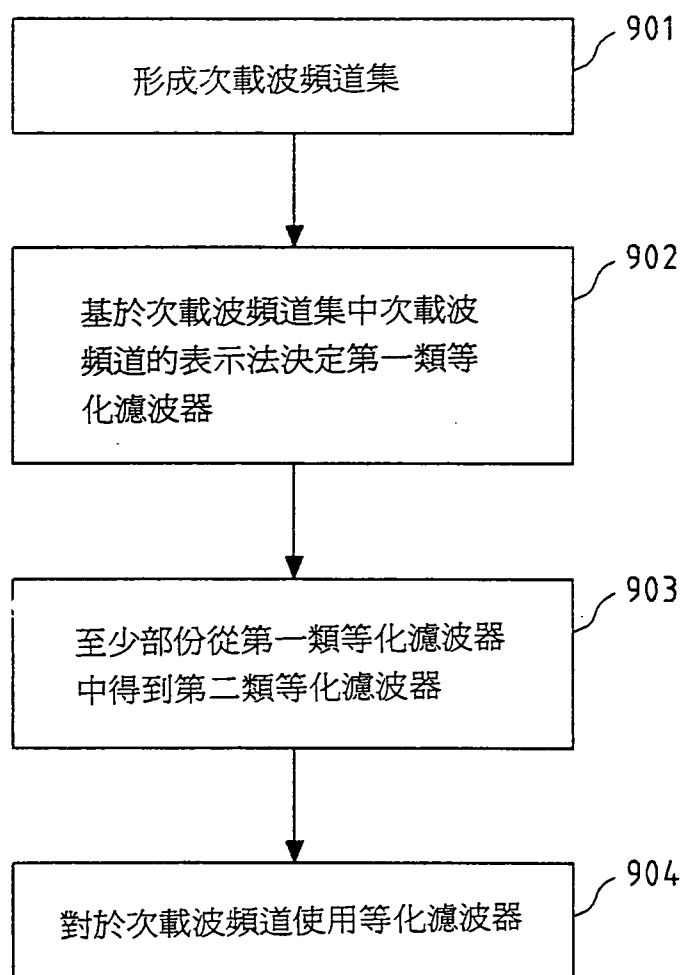
第 6 圖



第 7 圖



第 8 圖



第 9 圖