

公告本

93. 1. 16 修正
年 月 日 補充

申請日期	91-1-29
案 號	091101502
類 別	H04B 7/02

A4
C4

中文說明書替換本(93年1月)

(以上各欄由本局填註)

586280

發明專利說明書

一、發明 名稱	中 文	準備資料以在複數個傳輸通道上傳送的方法及操作在複數個傳輸通道傳送資料的無線通信系統
	英 文	"METHOD FOR PREPARING DATA FOR TRANSMISSION ON A PLURALITY OF TRANSMISSION CHANNELS AND WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM OPERATIVE TO TRANSMIT DATA ON A PLURALITY OF TRANSMISSION CHANNELS"
二、發明 人	姓 名	1. 林方元 FUYUN LING 2. 馬克 瓦希 MARK WALLACE 3. 納格胡夏納 T. 辛胡夏亞納 NAGABHUSHANA T. SINDHUSHAYANA
	國 籍	1. 2. 美國U.S.A 3. 印度INDIA
	住、居所 住、居所	1. 美國加州聖地牙哥市威爾奎克路11382號 11382 WILL CREEK ROAD, SAN DIEGO, CALIFORNIA 92131, U.S.A. 2. 美國麻州貝佛市梅德巷4號 4 MADE LANE, BEDFORD, MASSACHUSETTS 01730, U.S.A. 3. 美國加州聖地牙哥市魯恩路7794號 7794 ROAN ROAD, SAN DIEGO, CALIFORNIA 92129, U.S.A.
三、申請人	姓 名 (名 稱)	美商奎康公司 QUALCOMM INCORPORATED 國 籍 美國U.S.A. 住、居所 (事務所) 美國加州聖地牙哥市摩豪斯大道5775號 5775 MOREHOUSE DRIVE, SAN DIEGO, CALIFORNIA 92121-1714, U.S.A. 代 表 人 姓 名 菲力普 R. 華德渥斯 PHILIP R. WADSWORTH

93. 1. 16
年 月 日

修正
補充

申請日期	
案 號	
類 別	

A4
C4

(以上各欄由本局填註)

發 明 專 利 說 明 書		
一、發明 新型名稱	中 文	
	英 文	
二、發明 創作人	姓 名	4. 伊瓦 傑瑟斯 費納迪茲 卡本特 IVAN JESUS FERNANDEZ CORBATON 5. 傑 R. 瓦頓 JAY R. WALTON
	國 籍	4. 西班牙 SPAIN 5. 美國 U.S.A
	住、居所	4. 美國加州聖地牙哥市菲斯拔街1134號 1134 FELSPAR STREET, SAN DIEGO, CALIFORNIA 92109, U.S.A. 5. 美國麻州西佛市雷奇武德路7號 7 LEDGEWOOD DRIVE, WESTFORD, MASSACHUSETTS 01886, U.S.A.
三、申請人	姓 名 (名 稱)	
	國 籍	
	住、居所 (事務所)	
	代 表 人 名 姓	

裝
訂
線

93. 1. 16 修正
年 月 日 補充

(由本局填寫)

承辦人代碼：
大 類：
I P C 分類：

A6
B6

本案已向：

國（地區） 申請專利，申請日期： 案號： ，☐有 ☐無主張優先權

美國 2001 年 02 月 01 日 09/776,073 ☒有 ☐無主張優先權

有關微生物已寄存於： 寄存日期： ，寄存號碼：

裝
訂
線

五、發明說明 (1)

發明背景

I. 領域

本發明係關於資料通信。更特別地，本發明係關於一種編碼用於在有不同傳輸能力的多路傳輸通道之資料的新穎，有彈性，以及有效之編碼結構。

II. 相關技術描述

無線通信系統廣泛地部署以提供例如語音，資料等等的不同類型通信。這些系統可以基於分碼多工存取處理(CDMA)，分時多工存取處理(TMDA)，正交分頻調變(OFDM)，或一些其他調變技術。OFDM系統對於一些通道環境可以提供高效能。

在一OFDM系統，操作頻帶有效地劃分成一些"頻率次通道"或頻率倉。每個次通道相映射於各自調變資料的次載波，並可以視為一獨立的"傳輸通道"。欲傳送的資料(即資訊位元)典型地以一特定的編碼結構編碼來產生編碼位元。對於一高階調變結構(例如QPSK，QAM等等)，此編碼位元分群成接著用於調變次載波的非二元符號。

一OFDM系統的頻率次通道可以經歷不同連結狀況(例如不同的衰減與多路效應)並可以達到不同的信號-雜訊加干擾比(SNR)。因此，可以以一特定效能等級在每個次通道傳送的每調變符號之資訊位元數目(即資訊位元率)在次通道之間可以不同。然而，連結狀況典型地隨時間變化。所

五、發明說明 (2)

以，次通道所支援的位元率也隨著時間變化。

頻率次通道的不同傳輸能力加上此能力的時變性質使得它向提供一種有編碼支援之資訊位元/調變符號數目能力的有效編碼結構挑戰以提供次通道要求的編碼位元。

因此，一種可以用於以不同傳輸能力編碼在多路次通道傳送之資料的高效能，效率高，與有彈性之編碼系統是高度令人滿意的。

摘要

本發明的不同觀點提供有在一些"傳輸通道"以基於通道之已達成SNR的不同資訊位元率傳送資料能力之無線通信系統的效率高與有效之編碼技術。一些編碼/截取結構可以用於產生要求的編碼位元(如果使用渦輪碼，即資訊，尾部，同等位元)。在第一編碼/截取結構，所有的傳輸通道(例如在一OFDM系統的所有頻率次通道，或是在一有多路輸入/多路輸出天線(MIMO)的OFDM系統的所有頻率次通道之空間次通道，如下所述)使用一特定的基底碼與共同截取。在第二編碼/截取結構，傳輸通道使用相同的基底碼但不同的截取。不同的截取可以用於提供傳輸通道不同的編碼率。每個傳輸通道的編碼率取決於此通道選擇的資料位元率與調變結構。

本發明的一個實施例提供一種準備在一通信系統之一些傳輸通道傳送的資料之方法，例如一正交分頻調變

五、發明說明 (3)

(OFDM)系統，每個傳輸通道可以用於傳送各自的調變符號序列。依照此方法，決定每個傳輸通道支援之每調變符號的資料位元數目(例如基於此通道的SNR)。接著對於每個傳輸通道確認一調變系統使得它支援每調變符號決定的資訊位元數目。基於每調變符號支援的資訊位元數目與確認的調變結構，決定每個傳輸通道的編碼率。因為不同的傳輸能力，至少兩個傳輸通道相關於不同的編碼率。

之後，一些資訊位元依照一特定編碼結構提供一些編碼位元來編碼。如果使用渦輪碼，對於此資訊位元產生一些尾部與同等位元(此編碼位元包括資訊位元，尾部位元，與同等位元)。此編碼位元可以依照一特定的交錯結構交錯。為了履行容易，此交錯可以在截取之前實行。此編碼位元(例如如果使用渦輪碼，尾部與同等位元)接著依照一特定的結構截取以提供此傳輸通道的一些未截取編碼位元。調整此截取以達到此傳輸通道需要的不同編碼率。另一個選擇是，此截取也可以在交錯之前實行。

對於此傳送通道接著構成非二元符號。每個非二元符號包括一交錯與未截取編碼位元群並映射各自的調變符號。每個非二元符號的特定編碼位元數目取決於通道的調變結構。對於有傳送每個頻率次通道之空間次通道數目能力的多路輸入多路輸出(MIMO)系統，每個頻率次通道的調變符號可以在傳送之前事先處理，如下所述。

五、發明說明 (4)

本發明提供履行本發明之不同觀點，實施例，與特徵的方法與系統元件，更詳細地描述如下。

圖式簡述

當與像參考特性處相映射地識別之圖式連接時，本發明的特徵，性質與優點將由下面提出的詳細描述變得更顯而易見，其中：

圖1為一履行本發明之不同觀點與實施例能力的多路輸入多路輸出(MIMO)通信系統之圖示；

圖2為透過圖表說明一出自MIMO系統中之 N_T 個傳輸天線之其中之一之OFDM傳輸圖示；

圖3A與3B為平行串接迴旋編碼器的圖示；

圖3C為一可以用於提供不同編碼位元截取之截取器與多路器的實施例之圖示；

圖4A與4B為兩種產生資料傳輸要求之編碼位元的編碼/截取結構之流程圖，其各自使用一特定基底碼但共同與不同的截取結構；

圖5為一16-QAM之信號調變分佈與一特定葛雷映射結構之圖示；

圖6為一MIMO處理器之實施例的區塊圖；

圖7為一有對於不同傳輸提供不同處理能力之系統的實施例之區塊圖；以及

圖8為一接收系統解碼部份實施例的區塊圖。

五、發明說明 (5)

特定實施例詳細描述

圖1為一有履行本發明之不同觀點與實施例能力的多路輸入多路輸出(MIMO)通信系統100之圖示。通信系統100可以設計來履行描述於此的編碼結構。系統100可以進一步地操作以利用天線，頻率，與暫時分集的組合來增加頻譜效率，改善效能，與增強彈性。增加的頻譜效率以何時與何地可能較佳使用可用的系統頻寬每秒每赫茲(bps/Hz)傳送較多位元的能力為特徵。改善的效能可以例如在給定連結之信號雜訊加干擾比(SNR)以較低的位元錯誤率(BER)或訊框錯誤率(FER)量化。而增強的彈性以容納許多有不同與典型相異的要求之使用者的能力為特徵。這些目標某種程度上可以利用一高效能與有效的編碼結構，多重載波調變，分時多工(TDM)，多路傳輸和/或接收天線，其他技術，或是其組合來達到。本發明的特徵，觀點，與優點進一步地描述如下。

如圖1所示，通信系統100包括與第二系統150通信的第一系統110。在系統110之內，資料來源112提供資料(即資訊位元)給依照一特定編碼結構編碼資料的編碼器114。此編碼增加資料傳輸的可靠度。此編碼位元接著提供給通道交錯器116並依照一特定交錯結構交錯(重新排列)。此交錯提供編碼位元的時間與頻率分集，允許資料基於用於資料傳輸之次通道的平均SNR來傳送，與衰減搏鬥，以及進

五、發明說明 (6)

一步地移除用於構成每個調變符號的編碼位元之間的相關性，如下所述。此交錯位元接著截取(即刪除)以提供要求的編碼位元數目。此編碼，通道交錯，與截取進一步地詳細描述如下。此未截取編碼位元接著提供給符號映射元件 118。

在一 OFDM 系統，此操作頻帶有效地劃分為一些"頻率次通道"(即頻率倉)。在每個"時槽"(即可以取決於頻率次通道之頻寬的特定時間間隔)，一"調變符號"可以在每個頻率次通道傳送。進一步地詳細描述如下，此 OFDM 系統可以在多個(N_T)傳送天線與多個(N_R)接收天線用於資料傳輸的 MIMO 模式操作。此 MIMO 通道可以分解為 N_C 個獨立通道，而 $N_C \leq N_T$ 以及 $N_C \leq N_R$ 。 N_C 個獨立通道中的每一個獨立通道也被稱為 MIMO 通道的一個"空間次通道"，其相映射於一個維度。在此 MIMO 模式，達到增加的維度而 N_C 個調變符號可以在每個時槽每個頻率次通道的 N_C 個空間次通道傳送。在一沒有操作於 MIMO 模式的 OFDM 系統，只有一個空間次通道。每個頻率次通道/空間次通道也可以被稱為"傳輸通道"。MIMO 模式與空間次通道進一步地詳細描述如下。

對於一特定效能等級每個調變符號可以傳送的資訊位元數目取決於傳輸通道的 SNR。對於每個傳輸通道，符號映射元件 118 把一未截取編碼位元集合分群以構成此傳輸通

五、發明說明 (7)

道的非二元符號。此非二元符號接著映射到一調變符號，其表示映射於此傳輸通道所選擇的調變結構之信號調變分佈的一點。此位元分群與符號映射實行於所有的傳輸通道，以及每個用於資料傳輸的時槽。所有傳輸通道的調變符號接著提供給MIMO處理器120。

依照已經履行的特定"空間"分集，MIMO處理器120可以解多路，事先處理，以及結合接收到的調變符號。此MIMO處理進一步地描述如下。對於每個傳輸天線，MIMO處理器120提供一串調變符號向量，每個時槽一個向量。每個調變符號向量包括一給定時槽中所有頻率次通道的調變符號。接收到每串調變符號向量並利用各自的調變器(MOD)122調變，再經由一組合天線124傳送。

在顯示於圖1的實施例，接收系統150包括一些接收此傳送信號並提供此接收信號到各自解調器(DEMOD)154的接收天線152。每個解調器154實行與在調變器122實行之處理互補的處理。來自所有解調器154的解調符號提供給MIMO處理器156並用與MIMO處理器120實行的互補方法處理。此傳輸通道的接收符號接著提供給實行與利用符號映射元件118實行之處理互補的處理並提供此接收位元之數值表示的位元計算單位158。消去(例如零數值表示)接著利用使用於在系統110截取之編碼位元的解截取器159插入。此解截取數值接著利用通道解交錯器160解交錯並進

五、發明說明 (8)

一步地利用解碼器 162 解碼以產生解碼位元，其接著提供給資料槽 164。此通道解交錯，解截取，與解碼與在傳送器實行的通道交錯，截取，與編碼互補。

圖 2 為透過圖表說明一出自 MIMO 系統中之 N_T 個傳輸天線之其中之一的 OFDM 傳輸圖示。在圖 2，垂直軸表示時間而水平軸表示頻率。在此特定的範例中，此傳輸通道包括 16 個頻率次通道並用於傳送一序列的 OFDM 符號，每個 OFDM 符號涵蓋所有的頻率次通道。一分時多工 (TDM) 結構也說明資料傳輸劃分成時槽，每個時槽有一特定的持續時間。如圖 2 所示的範例，此時槽等於一調變符號的長度。

可用的頻率次通道可以用於傳送信號，語音，封包資料等等。在如圖 2 所示的特定範例中，在時槽 1 的調變符號相當於導引資料，其可以週期性地傳送以協助接收器單位同步與實行通道估測。其他分佈導引資料在時間與頻率的技術也可以使用。導引調變符號的傳輸典型地發生於一特定速率，其通常選擇快到足夠允許準確追蹤在通信連結的變化。

不用於導引傳輸的時槽可以用於傳送不同類型的資料。例如，頻率次通道 1 與 2 可以保留用於到接收器單位之控制與廣播資料的傳輸。在這些次通道的資料一般打算讓所有的接收器單位接收。然而，在控制通道的一些信息可以

五、發明說明 (9)

是使用者特定的，並可以照著編碼。

語音資料與封包資料可以在剩餘的頻率次通道中傳送。如顯示的範例，在時槽2到9的次通道3用於語音呼叫1，在時槽2到9的次通道4用於語音呼叫2，在時槽5到9的次通道5用於語音呼叫3，以及在時槽7到9的次通道6用於語音呼叫5。

剩餘可用的頻率次通道與時槽可以用於運輸資料的傳送。一特定的資料傳輸可以在多個次通道和/或多個時槽發生，而多路資料傳輸可以在任何特定時槽之內發生。一資料傳輸也可以在分連續時槽發生。

在如圖2所示的範例中，資料1傳輸使用在時槽2的頻率次通道5到16以及在時槽7的頻率次通道7到16，資料2傳輸使用在時槽3與4的頻率次通道5到16以及在時槽5的頻率次通道6到16，資料3傳輸使用在時槽6的頻率次通道6到16，資料4傳輸使用在時槽8的頻率次通道7到16，資料5傳輸使用在時槽9的頻率次通道7到11，以及資料6傳輸使用在時槽9的頻率次通道12到16。資料1到6傳輸可以表示在一個或更多接收器單位運輸資料的傳輸。

為提供傳輸彈性並達到高效能與效率，每個傳輸天線在每個時槽的每個頻率次通道可以視為一個可以用於傳送任何類型資料，例如導引，信號，廣播，語音，運輸資料，其他類型資料，或以上之組合，的獨立傳輸單位(一調變

五、發明說明 (10)

符號)。彈性，效能，效率可以進一步地利用允許調變符號之間的獨立性來達到，如下所述。例如，每個調變符號可以從一在特定時間，頻率，空間導致資源最佳使用的調變結構(例如M-PSK，M-QAM，或一些其他結構)來產生。

MIMO 系統

在一陸地通信系統(例如蜂巢式系統，廣播系統，多通道多點分部(MMDS)系統，以及其他)，一來自傳送器單位的RF調變信號可以經由一些傳輸路徑到達此接收器單位。此傳輸路徑的特性由於一些因素典型地隨著時間而變化。如果使用超過一個傳輸或接收天線，而且如果在傳輸與接收天線之間的傳輸路徑為線性獨立(即一個傳輸無法由其他傳輸的線性組合來構成)，其一般按照至少一個範圍，然後當天線數目增加時，正確接收此傳輸信號的可能也增加。一般而言，當傳輸與接收天線增加時，分集增加而且效能改善。

例如圖1所示的MIMO通信系統在通信連結的傳輸與接收端皆使用天線。此傳輸與接收天線可以用於提供不同種類的"空間分集"，包括"傳輸"分集與"接收"分集。空間分集以多個傳輸天線與一個或更多接收天線的使用為特徵。傳輸分集以在多個傳輸天線的資料傳輸為特徵。額外的處理典型地實行在從傳輸天線傳送到達到此要求分集的資料。例如，從不同傳輸天線傳送來的資料可以延遲或及

五、發明說明 (11)

時重新排列，在可用的傳輸天線編碼以及交錯等等。接收分集以在多個接收天線傳送信號的接收為特徵，而分集經由不同信號路徑簡單接收信號來達成。

空間分集可以用於改善有或沒有增加連結容量之通信連結的可靠性。這可以利用多重路徑經由多個天線之多重路徑傳送或接收資料來達成。空間分集可以基於通訊連結的特徵動態地選擇以提供要求的效能。例如，對於一些通信類型(例如信號)，一些服務類型(例如語音)，一些通信連結特徵(例如低SNR)，或一些其他狀況或考慮，可以提供空間分集的較高程度。

此資料可以從多個天線和/或在多個頻率次通道傳送以獲得要求的分集。例如，資料可以傳送在(1)來自一天線的一個次通道，(2)來自多個天線的一個次通道(例如次通道1)，(3)來自所有 N_T 個天線的一個次通道，(4)來自一天線的一組次通道(例如次通道1與2)，(5)來自多個天線的一組次通道，(6)來自所有 N_T 個天線的一組次通道，或(7)來自一組天線的一組次通道(例如來自一時槽之天線1與2的次通道1，來自另一時槽之天線2的次通道1與2等等)，因此，任何次通道與天線的組合可以用於提供天線與頻率分集。

在此MIMO通信系統，此多路輸入多路輸出通道可以分解成一組 N_C 個獨立空間通道。這類空間次通道的數目小

五、發明說明 (12)

於或等於較少的傳輸天線數目與接收天線數目(即 $N_C \leq N_T$ 與 $N_C \leq N_R$)。如果 H 為在一特定時間給定 N_T 個傳輸天線與 N_R 個接收天線之通道響應的 $N_R \times N_T$ 矩陣，而且 $\underline{x}$ 為到此通道的 N_T 向量輸入，則此接收信號可以表示為：

$$\underline{y} = H\underline{x} + \underline{n},$$

其中 $\underline{n}$ 為表示雜訊加干擾的 N_R 向量。在一實施例，由通道矩陣與其共軛轉置乘積構成之 Hermitian 矩陣的特徵向量分解可以表示為：

$$H^*H = E\Lambda E^*,$$

其中符號 "*" 表示共軛轉置， E 為特徵向量矩陣，以及 Λ 為特徵值的對角矩陣，維度皆為 $N_T \times N_T$ 。

此傳送器轉換(即事先處理)一組 N_T 個使用特徵向量矩陣 E 的調變符號 $\underline{b}$ 。來自 N_T 個傳輸天線的已傳送調變符號可以表示為：

$$\underline{x} = E\underline{b}.$$

對於所有的天線，調變符號的事先處理可以利用表示如下的矩陣乘法運算來達到：

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

其中 $b_1, b_2, \dots$ 與 b_{N_T} 分別為在傳輸天線 $1, 2, \dots, N_T$ 之特定頻率次通

五、發明說明 (13)

道的調變符號，其中每個調變符號可以使用例如 M-PSK，M-QAM 等等來產生，如下所述；

$\mathbf{E}$ = 相關於從傳輸天線到接收天線的特徵向量矩陣；以及

$x_1, x_2, \dots, x_{N_T}$ 為事先處理調變符號，其可以表示為：

$$x_1 = b_1 \cdot e_{11} + b_2 \cdot e_{12} + \dots + b_{N_T} \cdot e_{1N_T},$$

$$x_2 = b_1 \cdot e_{21} + b_2 \cdot e_{22} + \dots + b_{N_T} \cdot e_{2N_T}, \text{ 以及}$$

$$x_{N_T} = b_1 \cdot e_{N_T1} + b_2 \cdot e_{N_T2} + \dots + b_{N_T} \cdot e_{N_TN_T}.$$

此接收信號可以表示為：

$$\underline{\mathbf{y}} = \mathbf{H}\mathbf{E}\underline{\mathbf{b}} + \underline{\mathbf{n}}.$$

此接收器實行一通道匹配濾波器運算，接著為正確特徵向量的乘法。此通道匹配濾波器運算的結果為向量 $\underline{\mathbf{z}}$ ，其可以表示為：

$$\underline{\mathbf{z}} = \mathbf{E}^* \mathbf{H}^* \mathbf{H} \mathbf{E} \underline{\mathbf{b}} + \mathbf{E}^* \mathbf{H}^* \underline{\mathbf{n}} = \mathbf{\Lambda} \underline{\mathbf{b}} + \underline{\hat{\mathbf{n}}},$$

其中此新的雜訊項有協方差可以表示為：

$$E(\underline{\hat{\mathbf{n}}} \underline{\hat{\mathbf{n}}}^*) = E(\mathbf{E}^* \mathbf{H}^* \underline{\mathbf{n}} \underline{\mathbf{n}}^* \mathbf{H} \mathbf{E}) = \mathbf{E}^* \mathbf{H}^* \mathbf{H} \mathbf{E} = \mathbf{\Lambda},$$

即此雜訊成分是獨立的並有經由特徵值給定的變異數。 $\underline{\mathbf{z}}$ 的第 i 個成份之 SNR 為 λ_i ， $\mathbf{\Lambda}$ 的第 i 個對角元素。

一個 MIMO 處理的實施例進一步地詳細描述如下並在美國專利申請案序號第 09/532,491 號，名稱為 "HIGH EFFICIENCY, HIGH PERFORMANCE COMMUNICATIONS SYSTEM EMPLOYING MULTI-CARRIER MODULATION"，於

五、發明說明 (14)

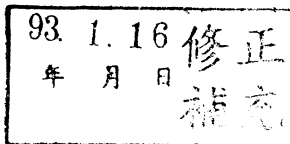
2000年3月22日提出，已歸於本專利申請案之受讓人並以引用的方式併入本文中。

在描述於上面實施例之MIMO通道的每個 N_c 空間次通道也被稱為一種特徵模式如果這些通道是互相獨立的。對於此MIMO模式，一調變符號可以在每個頻率次通道的每個特徵模式上傳送。由於對於每個特徵模式SNR可以不同，可以在每個特徵模式傳送的位元數目也可以不同。如上述提到的，每個頻率次通道的每個特徵模式也被稱為一傳輸通道。

在其他實施例，此空間次通道可以不同地產生。例如，一空間次通道可以定義為從一個傳送器天線到所有接收器天線的傳輸。

如本文中所使用的，此MIMO模式包括完全通道狀態資訊(full-CSI)與partial-CSI處理模式。對於full-CSI與partial-CSI兩者，額外的傳輸路徑皆經由空間上個別的次通道提供。Full-CSI處理使用特徵模式，如上所述。Partial-CSI處理不使用特徵模式，並可以包含提供給傳送器單位(例如經由在反向連結的反饋)每個傳輸通道(即接收分集埠)的SNR，以及因此基於此接收SNR編碼。

一些公式可以用於接收器單位以提供partial-CSI不可少的資訊，包括逼零的線性與非線性方式，通道相關矩陣反置(CDMI)，以及最小均方差(MMSE)，如在此技術所熟知



五、發明說明 (15)

的。例如，非線性逼零 (partial-CSI) MIMO 情況的 SNRs 推導描述於 P.W. Wolniansky 等人所著發表於 Proc. IEEE ISSSE-98, Pisa, Italy, Sept. 30, 1998, 名稱為 "V-BLAST: An Architecture for Realizing Very High Data Rates Over the Rich-Scattering Wireless Channel" 的論文，並以引用的方式併入本文中。來自一 MIMO 的特徵值係關於 full-CSI 情況之特徵值的 SNR。非 MIMO 情況可以使用方法分類，如此技術所熟知的。

每個傳輸通道相關於傳送器與接收器皆可以知道的 SNR。在此情況，每個調變符號的調變與編碼參數可以基於相映射之傳輸通道的 SNR 來決定。這考慮到可用頻率次通道與特徵模式的有效使用。

表 1 列出可以在不同 SNR 範圍之一特定效能等級 (例如 1% 訊框錯誤率，或 %FER) 的每個調變符號傳送之資訊位元數目。對於每個 SNR 範圍，表 1 也列出用於此 SNR 範圍所選擇的特定調變結構，對於每個選擇之調變結構每個調變符號可以傳送的編碼位元數目，以及用於獲得給定支援資訊位元 / 調變符號數目之要求編碼位元 / 調變符號數目的編碼率。

表 1 列出每個 SNR 範圍調變結構與編碼率的組合。每個傳輸通道支援的位元率可以使用一些可能編碼率與調變結構之組合任何一種來達到。例如，每符號一資訊位元可以使用 (1) 1/2 的編碼率與 QPSK 調變，(2) 1/3 的編碼率與 8-

五、發明說明 (16)

PSK 調變，(3) 1/4 的編碼率與 16-QAM。或(4) 一些編碼率與調變結構的其他組合。在表 1，QPSK，16-QAM，與 64-QAM 用於列出的 SNR 範圍內。其他調變結構例如 8-PSK，32-QAM，128-QAM 等等也可以使用並在本發明的範圍之內。

裝
訂
線

五、發明說明 (17)

表 1

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

為清楚起見，本發明的不同觀點針對於OFDM系統來描述，而且，在許多範例，是針對於操作於一MIMO模式的OFDM系統。然而，描述於本文的編碼與處理技術一般可以應用於不同的通信系統例如，(1)在沒有MIMO下操作的OFDM系統，(2)再沒有OFDM下操作的MIMO系統(即基於單一頻率次通道，即單一RF載波，但是多個空間次通道操作)，(3)操作於OFDM的MIMO系統，以及(4)其他。OFDM是一種簡單地將一寬頻通道次劃分成一些正交頻率次通道的技術。

編碼

圖 3A 為通常被稱為渦輪編碼器之平行串接迴旋編碼器

五、發明說明 (18)

114x 的一個實施例之區塊圖。渦輪編碼器 114x 表示一種在圖 1 編碼器 114 之向前錯誤更正(FEC)部份的履行並可以用於編碼在一個或更多傳輸通道上傳輸的資料。

在編碼器 114 之內的編碼可以包括錯誤更正編碼或錯誤偵測編碼，或是兩者皆有，其用於增加連結的可靠度。此編碼可以包括，例如，循環餘數檢測(CRC)編碼，迴旋編碼，渦輪碼，區塊編碼(例如里德-所羅門(Reed-Solomon)編碼)，其他編碼類型，或其組合。對於一無線通信系統，一資料封包可以最初以一特定CRC碼來編碼，而此CRC位元附加在此資料封包。額外的高架位元也可以附加在此資料封包以構成一格式化資料封包，其可以接著以一迴旋或渦輪碼來編碼。如本文所使用的，"資訊"位元與提供給迴旋或渦輪編碼器的位元有關，包括傳輸的資料位元與用於提供傳輸位元錯誤偵測或更正能力的位元。

如圖 3A 所示，渦輪編碼器 114x 包括兩個組成編碼器 312a 與 312b，以及一碼交錯器 314。組成編碼器 312a 接收並依照第一組成碼編碼資訊位元 x 以產生第一尾部與同等位元序列 y。碼交錯器 314 接收並依照一特定交錯結構交錯此資訊位元。組成編碼器 312b 接收並產生第二尾部與同等位元序列 z。來自編碼器 312a 與 312b 的資訊位元，尾部位元，與同等位元提供給下一個處理元件(通道交錯器 116)。

圖 3B 為渦輪編碼器 114y 之一個實施例的圖示，其為渦輪

五、發明說明 (19)

編碼器 114x 的一個履行並也可以用於圖 1 的編碼器 114 之內。在此範例中，渦輪編碼器 114y 為提供每個資訊位元 x 之兩個同等位元 y 與 z 的 1/3 率編碼器。

在圖 3B 所示的實施例，渦輪編碼器 114y 的每個組成編碼器 322 履行下列組成碼的轉換函數：

$$G(D) = \begin{bmatrix} 1 & \frac{n(D)}{d(D)} \end{bmatrix},$$

其中

$$n(D) = 1 + D + D^3, \text{ 以及}$$

$$d(D) = 1 + D^2 + D^3$$

其他組成碼也可以使用並在本發明的範圍之內。

每個組成編碼器 322 包括一些串接結合延遲元件 332，一些模 2 加碼器 334，與一開關 336。最初，延遲元件 332 的狀態設定為零而開關 336 在上面的位置。接著，對於一資料封包中的每個資訊位元，加碼器 334a 實行資訊位元與來自加法器 334c 之輸出位元的模 2 加法並提供此結果給延遲元件 332a。加法器 334b 接收並實行來自加法器 334a 以及延遲元件 332a 與 332b 之位元的模 2 加法，並提供同等位元 y。加法器 334c 實行來自延遲元件 332b 與 332c 之位元的模 2 加法。

在資料封包的所有 N 個資訊位元皆已經編碼之後，開關 336 移動到下面的位置而三個零 ("0") 位元提供給組成編碼器 322a。組成編碼器 322a 接著編碼此三個零位元並提供三

五、發明說明 (20)

個尾部系統性位元與三個尾部同等位元。

對於每個封包的N個資訊位元，組成編碼器322a提供N個資訊位元x，前面三個尾部系統性位元，N個同等位元y，與前面三個尾部同等位元，而組成編碼器322b提供其次三個尾部系統性位元，N個同等位元z，與最後三個尾部同等位元。對於每個封包，編碼器114y提供N個資訊位元，六個尾部系統性位元，N+3個來自編碼器322a的同等位元，與N+3個來自編碼器322b的同等位元。

碼交錯器314可以履行一些交錯結構的任何一種。在特定的交錯結構中，在此封包的N個資訊位元從列寫入一 2^5 列 2^n 行的陣列，其中n為使得 $N \leq 2^{5+n}$ 的最小整數。此列接著根據位元反轉規則改組。例如，列1 ("00001")與列6 ("10000")交換，列3 ("00011")與列24 ("11000")交換等等。在每列之內的位元接著根據一系列特定線性同餘序列(LCS)來置換。列k的LCS可以定義為 $x_k(i+1) = \{x_k(i) + c_k\} \bmod 2^n$ ，其中 $i = 0, 1, \dots, 2^n - 1$, $x_k(0) = c_k$ ，而 c_k 為每列選擇的特定值並進一步取決於n值。對於每列的置換，在此列的第 i^{th} 個位元置於位置x(i)。在碼交錯器314的位元接著從行讀出。

上面的LCS碼交錯結構進一步詳細描述於一般指定的美國專利申請案序號第09/205,511號，名稱為"TURBO CODE INTERLEAVER USING LINEAR CONGRUENTIAL SEQUENCES"，提出於1998年12月4號，以及名稱為"C.S0002-A-1

五、發明說明 (21)

Physical Layer Standard for cdma2000 Spread Spectrum Systems" (以下稱為cdma2000標準)的文件，兩者皆以引用的方式併入本文中。

其他碼交錯器也可以使用並在本發明的範圍之內。例如，一隨機交錯器或一系統性隨機(S-random)交錯器也可以使用來代替上述的線性同餘序列交錯器。

為清楚起見，此資料編碼特別基於渦輪碼來描述。其他編碼結構也可以使用並在本發明的範圍之內。例如，此資料可以以迴旋碼，區塊碼，區塊，迴旋，和/或渦輪碼組合組成的串接碼，或一些其他碼來編碼。此資料可以依照一"基底"碼來編碼，而此編碼位元之後可以基於用於傳送資料之傳疏通道的能力來處理(例如截取)。

通道交錯

往回參考圖1，來自編碼器114的編碼位元利用通道交錯器116交錯以提供暫時與頻率分集對抗有害路徑效應(例如衰減)。此外，由於編碼位元隨後一起分群以構成接著映射到調變符號的非二元符號，此交錯進一步地確保構成每個調變符號的編碼位元互相不會位於過度靠近(暫時地)。對於靜態加成性白高斯雜訊(AWGN)通道，當也使用渦輪編碼器時，此通道交錯較不緊要，因為此碼交錯器有效地實行相同的功能。

不同的交錯結構可以用於此通道交錯器。在一交錯結

五、發明說明 (22)

構，每個封包的編碼位元(即此資訊，尾部，與同等位元)(線性地)寫入記憶體的列中。每列的位元接著可以基於(1)位元反轉規則，(2)線性同餘序列(例如上述於碼交錯器的那一個)，(3)隨機產生模式，(4)以其他方法產生的置換模式來置換(即重新排列)。此列也依照一特定列置換模式置換。此置換位元接著從每行擷取並提供給截取器 117。

在一實施例，此通道交錯個別實行於封包的每個位元串。對於每個封包，來自第一組成編碼器的資訊位元 x ，尾部與同等位元 y ，以及來自第二組成編碼器的尾部與同等位元 z 可以利用三個個別可以使用相同或不同通道交錯結構的交錯器交錯。此個別交錯考慮到個別位元串的彈性截取。

此交錯間隔可以選擇以提供要求的暫時與頻率分集。例如，一特定時間週期(例如 10 毫秒，20 毫秒，或一些其他)和/或一特定傳輸通道數目的編碼位元可以交錯。

截取

如上述所提到的，對於一 OFDM 通信系統，每個調變符號可以傳送的資訊位元數目取決於用於傳送此調變符號的傳輸通道之 SNR。而對於一操作於 MIMO 模式的 OFDM 系統，每個調變符號可以傳送的資訊位元數目取決於用於傳送此調變信號的頻率次通道與空間次通道之 SNR。

五、發明說明 (23)

依照本發明的一個觀點，一些編碼/截取結構可以用於產生用於傳輸的編碼位元(即資訊，尾部，以及同等位元)。在第一編碼/截取結構，一特定基底碼與共同截取應用於所有的傳輸通道。在第二編碼/截取結構，相同的基底碼但不同的截取應用於此傳輸通道。此不同的截取取決於傳輸通道的SNR。

圖4A為一個用於產生資料傳輸要求之編碼位元的實施例之流程圖，其可以使用此基底碼與共同截取結構。最初，在步驟412，決定每個傳輸通道的SNR(即每個頻率次通道的每個特徵模式)。對於一未操作於MIMO模式的OFDM系統，只支援一種特徵模式並因此對於每個頻率次通道只決定一種SNR。每個頻率次通道的SNR可以基於此傳送導引參考或經由一些其他機制來決定。

在步驟414，每個傳輸通道支援的每調變符號資訊位元數目基於其SNR來決定。可以使用結合SNR範圍與每個特定資訊位元/調變符號數目的表，例如表1。然而，可以使用較顯示於表1的資料位元之0.5位元步階大小為佳的量化。接著對於每個傳輸通道可以選擇一調變結構使得可以在步驟416此傳送資訊位元/調變符號數目。也可以選擇此調變結構以考慮到其他因素(例如編碼複雜度)，進一步地詳細描述如下。

在步驟418，決定在所有傳輸通道每個時槽可以傳送的

五、發明說明 (24)

資訊位元的總數目。這可以利用計算所有傳輸通道決定之資訊位元/調變符號數目的總和來達到。同樣地，在步驟420，決定在所有傳輸通道每個時槽可以傳送的編碼位元總數目。這可以利用決定在步驟416選擇之每個調變結構的編碼位元/調變符號數目，以及計算所有傳輸通道編碼位元數目的總和來達到。

在步驟422，在步驟418決定的資訊位元總數目以一特定編碼器編碼。如果使用一渦輪編碼器，則截取此編碼器產生的尾部位元與同等位元以獲得在步驟420決定的編碼位元總數目。在步驟426，此未截取編碼位元接著分群成非二元符號，其接著可以映射到此傳輸通道的調變符號。

第一編碼/截取結構相當地簡單來履行因為所有的傳輸通道使用相同的基底碼與截取結構。每個傳輸通道的調變符號表示在相映射此傳輸通道選擇之調變結構的信號調變分佈的一點。如果此傳輸通道的SNR分佈是分佈廣的，相對於不同信號調變分佈之雜訊變異的調變分佈點之間的距離將會變化很大。這可能因此影響此系統的效能。

圖4B為一種產生資料傳輸要求之編碼位元的實施例之流程圖，其使用相同的基底碼但不同的截取結構。最初，在步驟432，決定每個傳輸通道的SNR。在一個實施例，不適合的SNR之傳輸通道會從資料傳輸的使用刪去(即沒有資料傳送在此不佳的傳輸通道)。在步驟434，每個傳輸

五、發明說明 (25)

通道支援之每調變符號的資訊位元數目接著基於其 SNR 決定。在步驟 436，接著每個傳輸通道選擇一調變結構使得可以傳送此資訊位元/調變符號數目。圖 4B 的步驟 432，434，與 436 映射到圖 4A 的步驟 412，414，與 416。

在步驟 438，屬於相同 SNR 範圍的傳輸通道分群成一區段。對於每調變符號的資訊位元數目可以選擇地定義範圍(例如範圍 1 涵蓋 1.0 到 1.5 個資訊位元/調變符號，範圍 2 涵蓋 1.5 到 2.0 個資訊位元/調變符號等等)。在此狀況，有在相同範圍之內每調變符號之資訊位元數目的傳輸通道分群成一區段。

每個區段包括 K_i 個傳輸通道，其中 K_i 可以為任何大於等於一的整數。在步驟 440，接著決定可以傳送於每個區段的資訊位元總數目與編碼位元總數目。例如，區段 i 可以包括 K_i 個傳輸通道，每個可以支援 N_i 個資訊位元/調變符號與 P_i 個尾部與同等位元/調變符號的傳輸。對於每個時槽，可以傳送於區段 i 的資訊位元總數目可以計算為 $K_i \cdot N_i$ ，可以傳送的尾部與同等位元總數目可以計算為 $K_i \cdot P_i$ ，以及編碼位元總數目可以計算為 $K_i(N_i + P_i)$ 。

在步驟 442，在所有區段之每個時槽可以計算為的欲傳送資訊位元以一特定編碼器(例如一 1/3 率渦輪編碼器使其顯示於圖 3B)編碼。在步驟 444， N_i 個資訊位元與 N_i/R 個同等與尾部位元指定到區段 i 的每個傳輸通道，其

五、發明說明 (26)

中 R 為此編碼器的編碼率。在步驟 446，接著截取此 N_i/R 個同等與尾部位元以獲得此區段之每個傳輸通道要求的 P_i 個同等與尾部位元。在步驟 448，區段 i 之每個傳輸通道的 N_i 個資訊位元與 P_i 個同等與尾部位元映射到一個此傳輸通道的調變符號。

第二編碼/截取結構可以提供超過第一結構的改善效能，特別是如果此傳輸通道的 SNR 分佈是分佈廣的。由於對於不同傳輸通道可以使用不同的調變結構與編碼率，在每個傳輸通道傳送的位元數目在反向連結典型地從接收器傳遞到傳送器。

表 1 顯示使用 0.5 位元步階大小的之資訊位元/調變符號數目的量化。如果要求每個區段(而不是每個傳輸通道)支援一資訊位元整數數目，則可以減少此量化粒狀(即較 0.5 位元為佳)。如果 $K_i \cdot N_i$ 要求為一整數， K_i 的較大整數值考慮到 N_i 的較小整數值。如果允許量化從區段到區段傳送。例如，如果在一區段一位元需要捨去，則如果適當的話一位元可以在下一個區段捨去。如果此量化允許在多個時槽上傳送，此量化粒狀也可以減少。

為支援一 OFDM 系統(特別是操作於 MIMO 模式)藉以對於此傳輸通道可以達到不同的 SNR，一彈性的截取結構可以與一共同基底編碼器(例如一 1/3 率渦輪編碼器)連接用於達到需要的編碼率。此彈性截取結構可以用於提供每個

五、發明說明 (27)

區段需要的尾部與同等位元數目。對於截取而不是保留更多尾部與同等位元的高編碼率，此截取可以有效地利用保留當它們由此編碼器產生時需要的尾部與同等位元數目與捨棄其他位元來達成。

如一範例，一區段可以包括20個16-QAM調變符號並有一支援2.75資訊位元/調變符號傳輸的SNR。對於此區段，55個資訊位元($55=20 \times 2.75$)可以傳送於20個調變符號中。每個16-QAM調變符號以四個編碼位元構成，而對於20個調變符號需要80個編碼位元。此55個資訊位元可以以一1/3率編碼器編碼以產生122個尾部與同等位元與55個資訊位元。可以截取這些122個尾部與同等位元以提供35個此區段需要的尾部與同等位元，其與55個資訊位元結合組成此80個編碼位元。

往回參考圖1，截取器117接收到來自通道交錯器116的交錯資訊與同等位元，截取(即刪除)一些尾部與同等位元以達到要求的編碼率，並多路傳輸此未截取資訊，尾部，與同等位元到一編碼位元序列。此資訊位元(其也可以被稱為系統性位元)也可以與此尾部以及同等位元一起截取，而這在本發明的範圍之內。

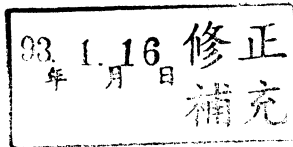
圖3C為一種可以用於提供編碼位元不同截取之截取器117x的實施例之圖示。截取器117x為圖1截取器117的一個履行。使用一組計數器，截取器，117x實行截取以保留區

五、發明說明 (28)

段 i 之編碼器產生的 P_i 個尾部與同等位元減少 Q_i 個尾部與同等位元。

在衰減器 117x 之內，來自兩個渦輪編碼器之組成碼的交錯尾部與同等位元 y_{INT} 與 z_{INT} 提供到開關 342 的兩個輸入。依照來自觸發器單位 348 的控制信號，開關 342 提供 y_{INT} 個尾部與同等位元或 z_{INT} 個尾部與同等位元給線 343。開關 342 確保來自兩個組成編碼器的尾部與同等位元利用在兩個尾部與同等位元串之間均勻地選擇。

第一計數器 352 實行模 Q 加法並在其內容達到超出 $Q-1$ 之後纏繞。第二計數器 354 計數(以一)此 Q 個尾部與同等位元。對於每個區段，計數器 352 與 354 最初皆設定為零，開關 342 在上面的位置，而從多工器 346 利用關閉開關 344 與適當地控制此多工器來提供前面尾部與同等位元 y_{INT0} 。對於每個隨後的時脈週期，計數器 352 增加 P 而計數器 354 增加一。計數器 352 的數值提供給一決定單位 356。如果計數器 352 經歷一模 Q 運算(即計數器 352 的內容纏繞)，在線 343 的尾部或同等位元經由開關 344 提供給多工器 346，其接著提供此尾部或同等位元為一輸出編碼位元。每個時間從多工器 346 提供一尾部或同等位元，觸發器單位 348 觸發此控制信號的狀態，而其他尾部與同等位元串提供給線 343。此處理持續直到如比較單位 358 表示，用完在此區段的所有 Q_i 個尾部與同等位元為止。

A7
B7

五、發明說明 (29)

其他截取模式也可以使用並是在本發明的範圍之內。為提供好的效能，欲截取的尾部與同等位元數目應該在兩組成碼之間平衡(即選擇大約相等的 y_{INT} 與 z_{INT} 尾部與同等位元數目)而此未截取位元應該相當均勻地分佈於每個區段的碼區塊。

在某一範例，資訊位元數目可以小於傳輸通道的容量。在這樣的範例，可用與空的位元位置可以以填零，利用重複一些編碼位元，或利用一些其他結構填滿。對於一些結構，可以減低傳輸功率。

葛雷映射

在一個實施例，對於每個選擇使用的調變結構(例如 QPSK，16-QAM，64-QAM 等等)，在此調變結構之信號調變分佈的點使用葛雷映射定義。此葛雷映射減低更可能錯誤情況的位元錯誤數目，將進一步詳細地描述如下。

圖 5 為 16-QAM 與一特定葛雷映射結構的信號調變分佈之圖示。16-QAM 的信號調變分佈包括 16 個點，每個點相映射於一特定的 4 位元數值。對於葛雷映射，此 4 位元數值相映射於在此信號調變分佈的點使得相鄰點(在水平或垂直方向)的數值只相差一位元位置。更遠距離點的數值相差更多的位元位置(例如在此對角方向之相鄰點的數值相差兩個位元位置)。

每群四個編碼位元 ($b_1 b_2 b_3 b_4$) 映射到在相映射於四個編碼

五、發明說明 (30)

位元之相同數值的信號調變分佈之點的一特定點。例如，此四個編碼位元的數值("0111")映射到在此信號調變分佈的點512。此點接著代表此四個編碼位元的調變符號。對於16-QAM，每個調變符號代表在此信號調變分佈的16個點中特定的一個，此特定點利用此四個編碼位元數值來決定。每個調變符號可以表示為一複數($c+jd$)並提供給下一個處理元件(即圖1的MIMO處理器120)。

在此接收器單位，此調變符號在雜訊存在下接收並典型地沒有映射到信號調變分佈的確切位置。對於上述範例，傳送編碼位元("0111")的接收調變符號可以不映射到在此接收器單位的點512。此雜訊可能已經導致此接收調變符號映射到此信號調變分佈的另一個位置。典型地，有映射到接近正確位置(接近點"0101"，"0011"，"0110"或"1111")之接收調變符號的較大可能。因此，此更可能錯誤情況為一接收調變符號錯誤地映射到鄰近此正確點的點。而由於在此調變符號的相鄰點有只有一個位元位置不同的數值，此葛雷映射減低更可能錯誤情況的位元錯誤數目。

圖5顯示16-QAM信號調變分佈的一特定葛雷映射結構。其他葛雷映射結構也可以使用並在本發明的範圍之內。其他調變結構(例如8-PSK，64-QAM等等)的信號調變分佈也可以用相似或其他葛雷映射結構來映射。對於一些調變結構例如32-QAM與128-QAM，如果一完整葛雷映射結構是

五、發明說明 (31)

不允許的，可以使用一部份葛雷映射結構。又，不基於葛雷映射的映射結構也可以使用並在本發明的範圍之內。

MIMO 處理

圖 6 為在圖 1 之 MIMO 處理器 120 的一個履行之 MIMO 處理器 120x 的一個實施例之區塊圖。此調變符號可以在多個頻率次通道上並可能從多個傳送天線來傳送。當操作於 MIMO 模式時，在每個頻率次通道與來自每個傳送天線的傳輸表示非相同資料。

在 MIMO 處理器 120x 之內，解多工器 (DEMUX) 610 接收並解多工此調變符號成一些次通道串 S_1 到 S_L ，每個頻率次通道的次通道符號串用於傳送此符號。每個次通道符號串接著提供給各自的次通道 MIMO 處理器 612。

每個次通道 MIMO 處理器 612 可以進一步地解多工此接收次通道符號串成一些 (最大到 N_T) 符號次通道，每個天線的符號次串用於傳送此調變符號。當此 OFDM 系統操作於 MIMO 模式時，每個次通道 MIMO 處理器 612 依照上述方程式 (1) 事先處理此 (最大到) N_T 個調變符號以產生隨後傳送的事先處理調變符號。在此 MIMO 模式，一特定傳輸天線之特定頻率次通道的每個事先處理調變符號表示最大到 N_T 個傳輸天線之 (權重) 調變符號的線性組合。用於產生每個事先處理調變符號的 (最大到) N_T 個調變符號每個皆可以相關於一不同的信號調變分佈。

五、發明說明 (32)

對於每個時槽，(最大到) N_T 個事先處理調變符號可以利用每個次通道 MIMO 處理器 612 產生並提供給(最大到) N_T 個調變符號組合器 616a 到 616t。例如，指定到頻率次通道 1 的次通道 MIMO 處理器 614a 可以提供最大到 N_T 個天線 1 到 N_T 之頻率次通道 1 的事先處理調變符號。同樣地，指定到頻率次通道 L 的次通道 MIMO 處理器 612l 可以提供最大到 N_T 個天線 1 到 N_T 之頻率次通道 L 的符號。每個組合器 616 接收到 L 個頻率次通道的事先處理調變符號，組合每個時槽的符號成一調變符號向量 V ，並提供此調變符號向量給下一個處理器級(即調變器 122)。

MIMO 處理器 120x 因此接收並處理此調變符號以提供 N_T 個調變符號向量 V_1 到 V_T ，每個傳輸天線的調變符號。每個天線之每個時槽的 L 個事先處理調變符號之集合構成維度 L 的調變符號向量 V 。調變符號向量 V 的每個元素相關於一有在運送此調變符號之唯一載波的特定頻率次通道。此 L 個調變符號的結合皆互相正交。如果不是操作於一"純" MIMO 模式，一些調變符號向量在不同傳輸天線的特定頻率次通道上可以有相同資訊。

次通道 MIMO 處理器 612 可以設計來提供需要的處理以履行 MIMO 模式的完全通道狀態資訊(full-CSI)或 partial-CSI 處理。完全 CSI 包括每個頻率通道的所有傳輸與接收天線對之間的傳遞路徑之充足特性描述(即振幅與相位)。部份

五、發明說明 (33)

CSI可以包括，例如，空間次通道的SNR。此CSI處理可以基於可用的CSI資訊並在選擇的頻率次通道，傳輸天線等等實行。此CSI處理也可以選擇地與動態地啟動與不啟動。例如，此CSI處理可以在某一條件下啟動，例如，當此通信連結有足夠的SNR時。Full-CSI與partial-CSI處理進一步地詳細描述於前面提及的美國專利申請案序號第09/532,491號。

圖6也顯示調變器122的一個實施例。來自MIMO處理器120x的調變符號向量 V_1 到 V_T 各自提供給調變器114a到114t。在顯示於圖6的實施例，每個調變器114包括一IFFT 620，循環前置產生器622，與上行轉頻器624。

IFFT 620轉換每個接收到的調變符號向量成其使用反快速傅立葉轉換(FFT)的時域表示(其被稱為一OFDM符號)。IFFT 620可以設計在任何數目的頻率次通道(例如8，16，32等等)實行此IFFT。在一個實施例，對於每個轉換成一OFDM符號的調變符號向量，循環前置產生器622重複此OFDM符號的時域表示部份以構成此特定天線的傳輸符號。此循環前置產生器622確保傳輸符號在存在多路徑延遲展開下保持其正交特性，從而改善對抗有害路徑效應的效能。IFFT 620的履行與循環前置產生器622為此技術所熟知的並不在本文詳細描述。

來自每個循環前置產生器622的時域表示(即每個天線的

五、發明說明 (34)

"傳輸"符號)接著利用上行轉頻器624處理，轉換成類比信號，調變到RF頻率，並處理(例如放大與濾波)以產生一RF調變信號，其接著從各自的天線124傳送。

OFDM調變進一步地詳細描述於名稱為"Multicarrier Modulation for Data Transmission : An Idea Whose Time Has Come"，by John A.C. Bingham, IEEE Communications Magazine, May, 1990的論文中，其以引用的方式併入本文中。

對於一不操作於MIMO模式的OFDM系統，可以移除或不啟動MIMO處理器120而此調變符號可以分群成沒有任何事先處理的調變符號向量V。此向量接著提供給調變器122。而對於以傳輸分集(並不在MIMO模式)操作的OFDM系統，可以移除或不啟動解多工器614而(相同的)事先處理調變符號提供給(最大到) N_T 個組合器。

如圖2所示，一些不同的傳輸(例如語音，信號，資料，導引等等)可以利用此系統傳送。這些傳輸每個皆可以要求不同的處理。

圖7為對於不同傳輸有提供不同處理能力之系統110y的一個實施例之區塊圖。此包括所有系統110y欲傳送之資訊位元的聚集輸入資料提供給解多工器710。解多工器710解多工此資料成一些(K個)通道資料串 B_1 到 B_K 。每個通道資料串可以映射於，例如，一信號通道，一廣播通道，一語音呼叫，或一運輸資料傳輸。每個通道資料串提供給一

五、發明說明 (35)

各自的編碼器/通道交錯器/截取器/符號映射元件712，其編碼使用為此通道資料串所選擇之特定編碼結構的資料，基於一特定交錯結構交錯此編碼資料，截取此交錯編碼位元，並映射此交錯資料到用於傳送此通道資料串之一個或更多傳輸通道的調變符號。

此編碼可以實行於一每通道基底(即在每個通道資料串，如圖7所示)。然而，此編碼也可以實行於此聚集輸入資料(如圖1所示)，一些通道資料串，一部份通道資料串，橫越一組頻率次通道，橫越一組空間次通道，橫越一組頻率次通道與空間次頻道，橫越每個頻率次通道，每個調變符號，或是一些其他時間，空間，頻率單位。

來自每個編碼器/通道交錯器/截取器/符號映射元件712的調變符號可以在一個或更多頻率次通道並經由每個頻率次通道的一個或更多空間次通道來傳送。MIMO處理器120y接收到出自元件712的調變符號串。根據每個調變符號串欲使用的模式，MIMO處理器120y可以解多工此調變符號串成一些次通道符號串。在圖7所示的實施例，調變符號串 S_1 在一頻率次通道傳送而調變符號串 S_k 在L個頻率次通道傳送。每個頻率次通道的調變串利用各自的次通道MIMO處理器處理，用與圖6描述相似的方法解多工與組合以構成每個傳輸天線的調變符號向量。

一般而言，每個傳輸通道的傳送器單位碼與調變資料是

五、發明說明 (36)

基於此通道傳輸能力描述資訊。此資訊典型地為上述 partial-CSI 或 full-CSI 的形式。欲使用於資料傳輸之傳輸通道的 partial 或 full-CSI 典型地決定於此接收器單位並回報給傳送器單位，其接著使用此資訊照著編碼與調變資料。本文所描述的技術可以應用於 MIMO，OFDM，或任何其他有支援多路平行傳輸通道能力的通信結構(例如 CDMA 結構)支援的多路平行傳輸通道。

解調與解碼

圖 8 為系統 150 之解碼部份的實施例之區塊圖。對於此實施例，在傳輸之前，一渦輪編碼器用於編碼此資料。一渦輪解碼器相映射地用於解碼此接收調變符號。

如圖 8 所示，此接收調變符號提供給一位元對數可能率 (LLR) 計算單位 158x，其可以計算組成每個調變符號之位元的 LLR。由於一渦輪解碼器操作於 LLRs (相對於位元)，位元 LLR 計算單位 158x 提供每個接收編碼位元的 LLR。每個接收編碼位元的 LLR 為此接收編碼位元為零之機率除以此接收位元編碼為一之機率的對數。

如上所述，分群此 M 個編碼位元 ($b_1, b_2, \dots, b_M$) 以構成一接著映射到一調變符號 T(S) (即調變到一高階信號調變分佈) 的單一非二元符號 S。此調變符號經處理，傳送，接收，並進一步地處理以提供一接收調變符號 R(S)。在此接收調變符號的編碼位元 (b_m) 之 LLR 可以計算為：

五、發明說明 (37)

$$\begin{aligned}
 LLR(b_m) &= \log \left(\frac{P(b_m = 0)}{P(b_m = 1)} \right) \\
 &= \log(P(R(S) | b_m = 0)) - \log(P(R(S) | b_m = 1)) \\
 &= \log \left(\sum_{T(S): b_m = 0} P(R(S) | T(S)) \right) - \log \left(\sum_{T(S): b_m = 1} P(R(S) | T(S)) \right) \quad \text{方程式 (2)}
 \end{aligned}$$

其中 $P(R(S) | b_m = 0)$ 為基於此接收符號 $R(S)$ 位元 b_m 為零的機率。近似值也可以用於計算 LLRs。

解截取器 159 接著插入在傳送器已經被刪除之編碼位元的"擦去"。此擦去典型地有數值零("0")，其為已經同樣可能為零或一之截取位元的表示。

從方程式 (2)，可以注意到的是在一調變符號之內的接收編碼位元之 LLRs 有相關的傾向。此相關性在調變之前利用交錯此編碼位元來打破。如圖 1 所示，此通道交錯有助實行每個調變符號之編碼位元的去相關。

此編碼位元 LLRs 提供給一通道解交錯器 160 並以一補償在傳送器實行之通道交錯的方法來解交錯。相映射於此接收資訊，尾部，與同等位元的通道解交錯 LLRs 接著提供給一渦輪解碼器 162x。

渦輪解碼器 162x 包括加法器 810a 與 810b，解碼器 812a 與 812b，碼交錯器 814，碼解交錯器 816，與偵測器 818。在一個實施例，每個解碼器 812 履行為一軟性輸入/轉性輸出 (SISO) 最大後驗機率 (MAP) 解碼器。

加法器 810a 接收並計算此接收位元之 LLRs 的總和

五、發明說明 (38)

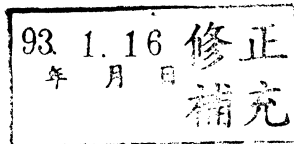
LLR(x')，而來自解交錯器 816 的外部資訊(其在第一個循環設定為零)，並提供精鍊 LLRs。此精鍊 LLRs 相關於在此接收資訊位元之偵測值的較大信心。

解碼器 812a 接收到來自加碼器 810a 的精鍊 LLRs 以及來自第一組成編碼器之接收尾部與同等位元的 LLRs LLR(y')，並解碼此接收 LLRs 以產生表示在此接收資訊位元機率值之修正的外部資訊。來自解碼器 812a 的外部資訊利用加法器 810b 與此接收資訊位元 LLRs 相加，並將此精鍊 LLRs 儲存到碼交錯器 814。碼交錯器 814 履行用於渦輪編碼器的相同碼交錯(例如與在圖 3B 的碼交錯器 314 相同)。

解碼器 812b 接收到來自交錯器 814 的交錯 LLRs 以及來自第二組成編碼器之接收尾部與同等位元的 LLRs LLR(z')，並解碼此接收 LLRs 以產生表示在此接收資訊位元機率值之進一步修正的外部資訊。將來自解碼器 812b 的外部資訊儲存到碼解交錯器 816，其履行一補償用於交錯器 814 之交錯結構的解交錯結構。

重複此接收編碼位元 LLRs 的解碼幾次。在每個循環，從此精鍊 LLRs 獲得較大信心。在所有的解碼循環已經完成之後，最後的精鍊 LLRs 提供給解碼器 818，其基於此 LLRs 提供接收資訊位元的數值。

除了 SISO MAP 解碼器外，其他類型的編碼器也可以使用，例如履行軟性輸出維特比演算法(SOVA)的解碼器。解

A7
B7

五、發明說明 (39)

碼器的設計典型地取決於使用於傳送器的特定渦輪編碼結構。

渦輪解碼更詳細地描述於 Steven S. Pietrobon 所著名稱為 "Implementation and Performance of a Turbo/Map Decoder" , International Journal of Satellite Communications, Vol. 16, 1998, pp. 23-46 的論文，其以引用的方式併入本文中。

調變結構與編碼率

每個傳輸通道的達成 SNR 支援一要求效能等級 (例如 1% FER) 之特定的每調變符號之資訊位元數目 (即一特定資訊位元率)。此資訊位元率可以利用一些不同的調變結構來支援。例如，1.5 資訊位元 / 調變符號的位元率可以利用 QPSK，8-PSK，16-QAM 或任何較高階調變結構來支援。每個調變結構可以傳送一特定每調變符號之編碼位元數目。

依照此選擇調變結構，選擇一相映射的編碼率使得對於每個調變符號之資訊位元數目提供要求的編碼位元數目。對於上述的範例，QPSK，8-PSK，與 16-QAM 分別可以傳送每調變符號 2，3，與 4 個編碼位元。對於一 1.5 資訊位元 / 調變符號的資訊位元率， $\frac{3}{4}$ ， $\frac{1}{2}$ ，與 $\frac{3}{8}$ 的編碼率用於產生 QPSK，8-PSK，與 16-QAM 各自要求的編碼位元數目。不同調變結構與編碼率的組合可以用於支援一特定的資訊位元率。

五、發明說明 (40)

在本發明的某一個實施例，使用一"弱"二元碼(即高編碼率)來連接此支援位元率的低階調變結構。經由一系列的模擬，可以觀察到一結合較弱碼的較低階調變結構可以提供比有較強碼的較高階調變結構為佳的效能。此結果可以解釋如下。對於渦輪解碼演算法而言，在一AWGN通道之二元渦輪碼的LLR解碼品質評估參數是接近最佳的。然而，對於此葛雷映射高階調變結構，每個接收調變號而非每個接收位元產生最佳LLR品質評估參數。此符號LLR品質評估參數接著打破以產生此二元碼解碼器的位元LLR品質評估參數。一些資訊在分散處理期間損失，而使用此位元解碼品質評估參數可能導致非最佳效能。此較低階調變結構映射於每符號較少位元，其可以遭受較少的分散損失並因此提供比映射的較高階調變結構為佳的效能。

依照本發明的一個觀點，為了達到某一頻譜效率，在 $n/(n+1)$ 與 $n/(n+2)$ 之間並包括在內之編碼率的碼使用於一適當的調變結構，其中 n 為每調變符號資訊位元數目。此編碼率可以輕易地以一固定碼(例如上述的 $1/3$ 率渦輪碼)結合一可變截取結構來達到。為達到高編碼率，尾部與同等位元可以重重地截取而未截取的尾部與同等位元可以平均地分佈於資訊位元。

定義訊框

對於許多通信系統，以固定大小定義資料封包(即合理

五、發明說明 (41)

訊框)是很方便的。例如，一系統可以定義有1024，2048，與4096位元大小的三種不同封包。這些已定義封包在傳送器與接收器皆簡化一些處理。

對於一OFDM系統，可以定義一物理訊框包括(1)整數個OFDM符號，(2)在一個或更多傳輸通道之特定數目的調變符號，(3)或一些其他單位。如上所述，因為通信連結的時變特性，傳輸通道的SNR可能會隨著時間而變。因此，每個傳輸通道每個時槽可以傳送的資訊位元數目將很可能隨著時間而變，而每個物理訊框的資訊位元數目也將很可能隨著時間而變。

在一個實施例，定義一合理訊框使得OFDM符號是獨立的。在此實施例，編碼/截取每個合理訊框的資訊位元，並將此合理訊框的編碼位元分群並映射到調變符號。在一簡單的履行，此傳輸通道連續地編號。在此連續順序的傳輸通道，此編碼位元接著用於構成和需要一樣多的調變符號。可以定義一合理訊框(即一資料封包)在調變符號邊界開始與結束。在此履行，此合理訊框可以包括多於一個的OFDM符號並可以進一步地跨越OFDM符號邊界。此外，每個OFDM系統可以包括來自多個資料封包的編碼位元。

在另一個實施例，基於一物理單位定義一合理訊框。例如，可以定義一合理訊框包括(1)在一個或更多傳輸通道的一些調變符號，(2)一個或更多OFDM符號，或(3)一些以

五、發明說明 (42)

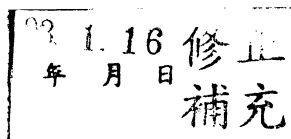
一些其他方法定義的調變符號。

對於高階調變截取二元渦輪碼與葛雷映射(BTC-GM)的使用提供很多的優點。此BTC-GM結構比更最佳化但是更複雜的渦輪柵狀編碼調變(TTCM)結構更易於履行，但可以達到接近TTCM的效能。因為利用簡單調整不同的截取容易履行不同編碼率，此BTC-GM結構也提供高度的彈性。此BTC-GM結構也提供在不同截取參數下的強健效能。並且，可以使用當前可用的二元渦輪解碼器，其可以簡化接收器的履行。然而，在某一個實施例，其他的編碼結構也可以使用並在本發明的範圍之內。

提供此較佳實施例的上述描述使任何熟習此項技藝的人士製造或使用本發明。這些實施例的不同修改對於這些熟習此項技藝的人士將立即變得顯而易見，而本文定義的一般原理可以應用於其他沒有此發明技能使用的實施例。因此，本發明不打算限制於本文所示的實施例但要根據本文公開的原理與新特性組成的最大範圍之內。

圖式元件符號說明

100	多路輸入多路輸出通信系統
110	第一系統
112	資料來源
114	編碼器
114x	渦輪編碼器

A7
B7

五、發明說明 (43)

114y	渦輪編碼器
116	通道交錯器
117	截取器
117x	截取器
118	符號映射元件
120	MIMO處理器
120x	MIMO處理器
120y	MIMO處理器
122a-122t	調變器
124a-124t	天線
150	第二系統
152a	天線
154a-154r	解調器
156	MIMO處理器
158	位元計算單位
158x	位元計算單位
159	解截取器
160	通道解交錯器
162	解碼器
162x	解碼器
164	資料槽
312a	組成編碼器
312b	組成編碼器
314	碼交錯器

五、發明說明 (44)

322a	組成編碼器
322b	組成編碼器
332a	串接結合延遲元件
332b	串接結合延遲元件
332c	串接結合延遲元件
334a	模2加法器
334b	模2加法器
334c	模2加法器
336	開關
342	開關
343	線
344	開關
346	多工器
348	觸發器單位
352	第一計數器
354	第二計數器
356	決定單位
358	比較單位
512	點
610	解多工器
612a-612l	次通道MIMO處理器
614a-614l	次通道MIMO處理器
616a-616t	組合器
620a-620t	反快速傅立葉轉換 (IFFT)

五、發明說明 (45)

622a-622t	循環前置產生器
624a-624t	上行轉頻器
710	解多工器
712a-712k	編碼器/通道交錯器/截取器/符號映射元件
810a	加法器
810b	加法器
812a	解碼器
812b	解碼器
814	碼交錯器
816	碼解交錯器
818	偵測器

裝

訂

線

四、中文發明摘要(發明之名稱：準備資料以在複數個傳輸通道上傳送的方法及)
操作在複數個傳輸通道傳送資料的無線通信系統

一種能在一些"傳輸通道"上，以基於通道之已達成 SNR 的不同資訊位元率傳送資料之無線通信系統(例如 OFDM) 的編碼技術。使用一基底碼結合共同或可變的截取以獲致傳輸通道所要求的不同編碼率。用於資料傳輸的資料(亦即資訊位元)以此基底碼編碼，並截取每個通道的編碼位元(或有相似傳輸能力的通道群)經截取以獲致所要求的編碼率。此編碼位元在截取之前可以交錯(例如對抗衰減以及移除在每個調變符號的編碼位元之間的相關性)。未截取的編碼位元分群成非二元符號並映射到調變符號(例如使用葛雷映射)。此調變符號可以"事先進行處理"並在傳輸之前。

英文發明摘要(發明之名稱："METHOD FOR PREPARING DATA FOR TRANSMISSION ON A)
PLURALITY OF TRANSMISSION CHANNELS AND WIRELESS
COMMUNICATION SYSTEM OPERATIVE TO TRANSMIT DATA ON A
PLURALITY OF TRANSMISSION CHANNELS"

Coding techniques for a (e.g., OFDM) communication system capable of transmitting data on a number of "transmission channels" at different information bit rates based on the channels' achieved SNR. A base code is used in combination with common or variable puncturing to achieve different coding rates required by the transmission channels. The data (i.e., information bits) for a data transmission is encoded with the base code, and the coded bits for each channel (or group of channels with the similar transmission capabilities) are punctured to achieve the required coding rate. The coded bits may be interleaved (e.g., to combat fading and remove correlation between coded bits in each modulation symbol) prior to puncturing. The unpunctured coded bits are grouped into non-binary symbols and mapped to modulation symbols (e.g., using Gray mapping). The modulation symbol may be "pre-conditioned" and prior to transmission.

六、申請專利範圍

1. 一種於一無線通信系統中準備資料以在複數個傳輸通道上傳送的方法，其中每個傳輸通道操作以傳送各自的調變符號序列，此方法包括：

決定每個傳輸通道支援的每個調變符號之資訊位元數目；

確定每個傳輸通道的調變結構使得其支援所決定的每個調變符號資訊位元數目；

至少基於決定的每個調變符號資訊位元數目與此傳輸通道確定的調變結構來決定每個傳輸通道的編碼率，其中至少兩個傳輸通道相關於不同的編碼率；

依照一特定編碼結構編碼複數個資訊位元以提供複數個編碼位元；

依照一特定截取結構截取複數個編碼位元以提供此複數個傳輸通道的一些未截取編碼位元；以及

調整此截取以獲致至少兩個傳輸通道的不同編碼率。

2. 如申請專利範圍第 1 項之方法，其中此無線通信系統為一有複數個傳輸天線與複數個接收天線的多路輸入多路輸出(MIMO)系統。
3. 如申請專利範圍第 1 項之方法，其中此無線通信系統為一正交分頻調變(OFDM)通信系統。
4. 如申請專利範圍第 3 項之方法，其中此 OFDM 通信系統

六、申請專利範圍

可操作為一有複數個傳輸天線與複數個接收天線的多路輸入多路輸出(MIMO)系統。

5. 如申請專利範圍第4項之方法，其中此OFDM通信系統可操作在複數個頻率次通道傳送資料，而其中每個傳送通道對應於在此OFDM系統之一頻率次通道的一空間次通道。
6. 如申請專利範圍第1項之方法，其中截取是基於此複數個傳輸通道的傳輸能力。
7. 如申請專利範圍第6項之方法，其中此傳輸能力從此複數個傳輸通道得到的通道狀態資訊(CSI)來決定。
8. 如申請專利範圍第7項之方法，其中此CSI包括此複數個傳輸通道的信號雜訊比(SNR)資訊。
9. 如申請專利範圍第7項之方法，其中此CSI包括相關於從傳輸天線到接收天線之傳輸特性描述的資訊。
10. 如申請專利範圍第7項之方法，其中此CSI包括相關於從傳輸天線到接收天線之傳輸特性描述的特徵模式資訊。
11. 如申請專利範圍第6項之方法，進一步地包括：
分群有相似傳輸能力的傳輸通道成區段，以及
其中截取實行於每個區段。
12. 如申請專利範圍第11項之方法，進一步地包括：
指定一編碼位元群到每個區段，以及

六、申請專利範圍

其中截取實行於指定到每個區段的編碼位元群。

13. 如申請專利範圍第11項之方法，其中每個區段包括有在一特定SNR範圍內之SNR的傳輸通道。
14. 如申請專利範圍第1項之方法，其中此編碼經由一渦輪碼來達成。
15. 如申請專利範圍第14項之方法，其中此編碼提供此複數個資訊位元的複數個尾部與同等位元，而其中截取實行於此複數個尾部與同等位元。
16. 如申請專利範圍第14項之方法，其中實行截取使得未截取尾部與同等位元近似平均分佈於此複數個資訊位元。
17. 如申請專利範圍第14項之方法，其中此渦輪碼包括兩個可操作以提供兩尾部與同等位元串的組成碼，而其中實行截取使得尾部與同等位元的近似相等數目從兩尾部與同等位元串刪除。
18. 如申請專利範圍第1項之方法，其中每個傳輸通道的編碼率選擇在 $n/(n+1)$ 與 $n/(n+2)$ 之間並包括在內，其中 n 為此傳輸通道支援的每調變符號資訊位元數目。
19. 如申請專利範圍第1項之方法，其中每個傳輸通道的編碼率為 $1/2$ 或更高。
20. 如申請專利範圍第1項之方法，其中此編碼經由一迴旋碼來達成。

六、申請專利範圍

21. 如申請專利範圍第1項之方法，其中此編碼經由一區塊碼來達成。
22. 如申請專利範圍第1項之方法，進一步地包括：
在此複數個傳輸通道插入填補位元以填滿可用但未滿的位元位置。
23. 如申請專利範圍第1項之方法，進一步地包括：
在此複數個傳輸通道重複至少一些編碼位元以填滿可用但未滿的位元位置。
24. 如申請專利範圍第1項之方法，進一步地包括：
交錯此複數個編碼位元。
25. 如申請專利範圍第24項之方法，其中截取實行於交錯編碼位元。
26. 如申請專利範圍第24項之方法，其中此編碼經由一兩組成碼組成的渦輪碼來達成，而其中此複數個資訊位元，來自第一組成碼的複數個尾部與同等位元，與來自第二組成碼的複數個尾部與同等位元個別地交錯。
27. 如申請專利範圍第1項之方法，進一步地包括：
構成此複數個傳輸通道的非二元符號，其中每個非二元符號包括一未截取編碼位元群；以及
映射每個非二元符號到一各自的調變符號。
28. 如申請專利範圍第27項之方法，進一步地包括：
交錯此複數個編碼位元，以及

六、申請專利範圍

其中此非二元符號由此交錯編碼位元構成。

29. 如申請專利範圍第27項之方法，其中每個傳輸通道的調變結構相關於各自有複數個點的信號調變分佈，而其中每個調變符號為在此調變結構之信號調變分佈的一特定點表示。
30. 如申請專利範圍第29項之方法，其中在每個信號調變分佈的複數個點以基於一特定葛雷映射結構的數值來指定。
31. 如申請專利範圍第30項之方法，其中此數值指定到每個信號調變分佈的複數個點使得在此信號調變分佈的相鄰點以一位元位置不同。
32. 如申請專利範圍第1項之方法，進一步地包括：

利用重複決定每調變符號資訊位元數目，確定此調變結構，以及決定此編碼率來調整以改變複數個傳輸通道。
33. 如申請專利範圍第1項之方法，其中每個傳輸通道的調變結構支援每調變符號兩個或更多位元的傳輸。
34. 如申請專利範圍第1項之方法，其中在此複數個傳輸通道的傳輸將為一單一接受之接收裝置。
35. 一種於一正交分頻調變(OFDM)通信系統中準備資料以在複數個傳輸通道上傳送的方法，其中每個傳輸通道操作以傳送各自的調變符號序列，此方法包括：

六、申請專利範圍

決定每個傳輸通道支援的每個調變符號資訊位元數目；

確定每個傳輸通道的調變結構使得其支援決定的每個調變符號資訊位元數目；

至少基於決定的每個調變符號資訊位元數目與此傳輸通道確定的調變結構來決定每個傳輸通道的編碼率，其中至少兩個傳輸通道相關於不同的編碼率；

依照一特定編碼結構編碼複數個資訊位元以提供複數個編碼位元；

依照一特定交錯結構交錯此複數個資訊，尾部與同等位元；

依照一特定截取結構截取複數個編碼位元以提供此複數個傳輸通道的一些未截取編碼位元，其中調整此截取以獲致至少兩個傳輸通道的不同編碼率；

構成此複數個傳輸通道的非二元符號，其中每個非二元符號包括一未截取編碼位元群；以及

映射每個非二元符號到各自的調變符號。

36. 一種操作在複數個傳輸通道傳送資料的無線通信系統，其中每個傳輸通道用於傳送各自的調變符號序列，此系統包括：

安裝一編碼器依照一特定編碼結構編碼複數個資訊位元以提供複數個編碼位元，並依照一特定截取結構

六、申請專利範圍

截取此複數個編碼位元以提供一些未截取編碼位元給此複數個傳輸通道，其中每個傳輸通道有經由此傳輸通道選擇之特定調變結構傳送特定之每個調變符號資訊位元數目的能力，其中每個傳輸通道進一步地相關於一至少基於此傳輸通道與其調變結構支援之每個調變符號資訊位元數目的特定編碼率，其中至少兩個傳輸通道相關於不同的編碼率，而其中進一步地安裝此編碼器來調整截取以達到此至少兩個傳輸通道的不同編碼率。

37. 如申請專利範圍第36項之系統，進一步地包括：

一連接到此編碼器並安裝以交錯此複數個編碼位元的通道交錯器，以及

其中安裝此編碼器以截取此交錯位元。

38. 如申請專利範圍第37項之系統，進一步地包括：

一連接到此通道交錯器並安裝以構成此複數個傳輸通道之非二元符號以及映射每個非二元符號到一各自調變符號的符號映射元件，其中每個非二元符號包括一未截取編碼位元群。

39. 如申請專利範圍第38項之系統，進一步地包括：

一連接到此符號映射元件並安裝以事先處理此複數個傳輸通道之調變符號以履行一多路輸入多路輸出(MIMO)傳輸的信號處理器。

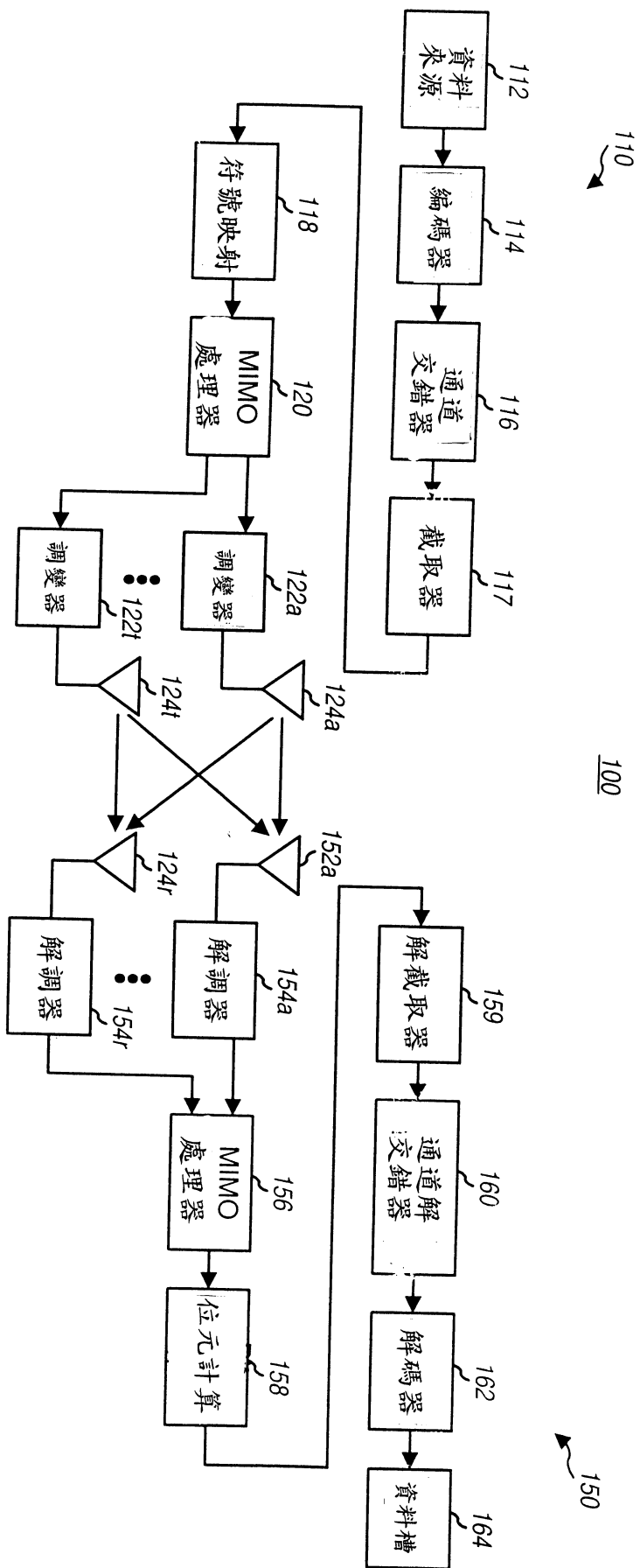


圖 1

93 1. 16 修正
年 月 日 補充

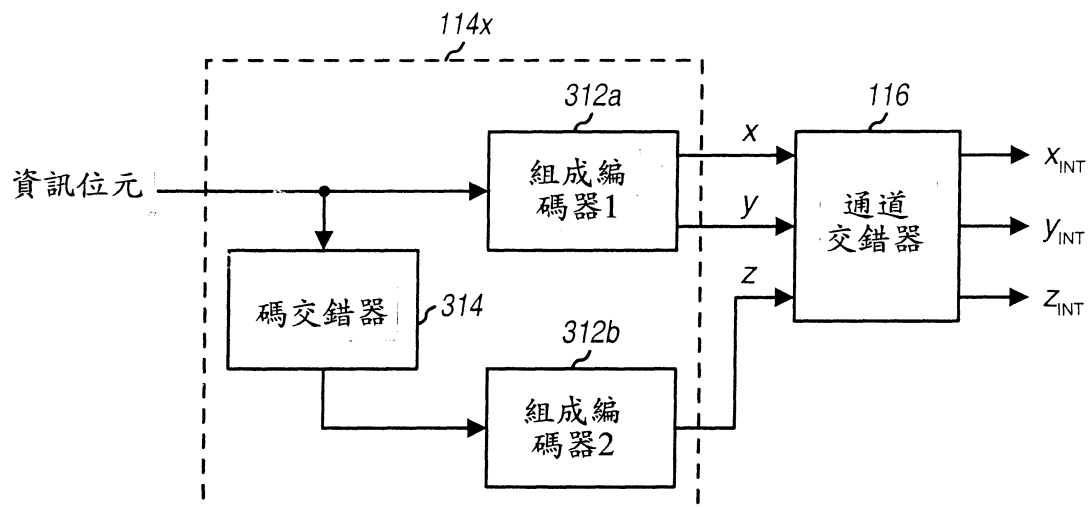


圖 3A

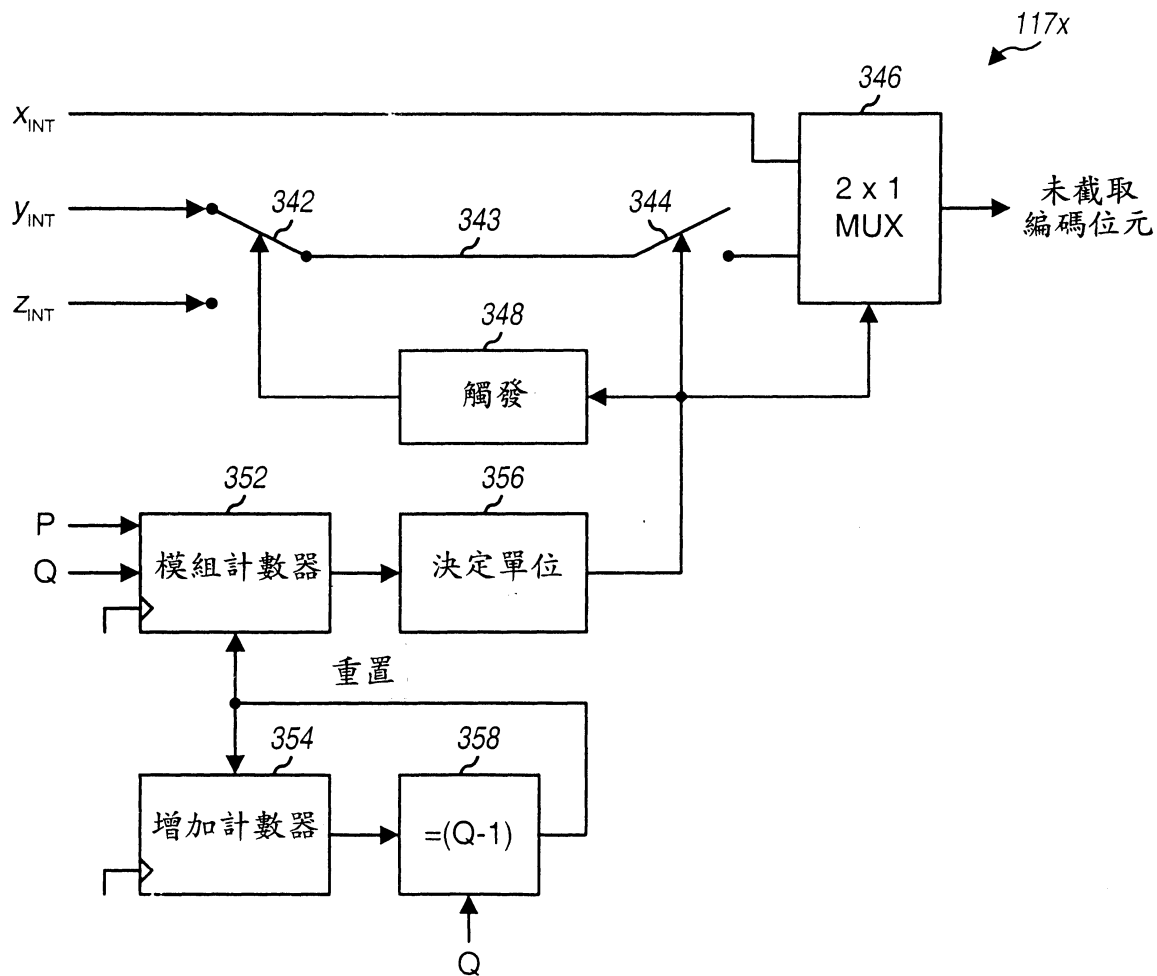


圖 3C

93. 1. 16 修正
年 月 日 補充

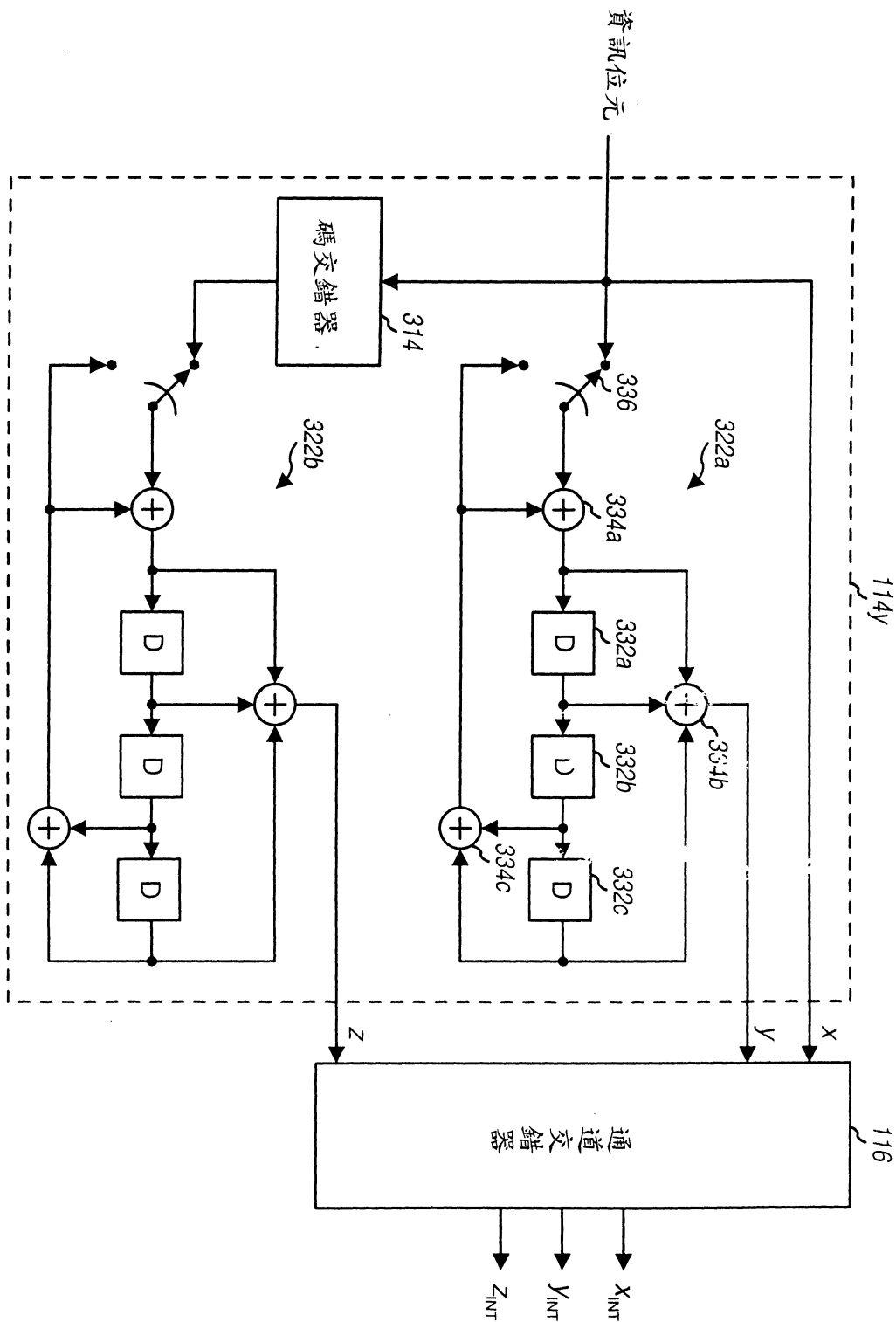


圖 3B

93 年 1 月 16 日 修正
補充

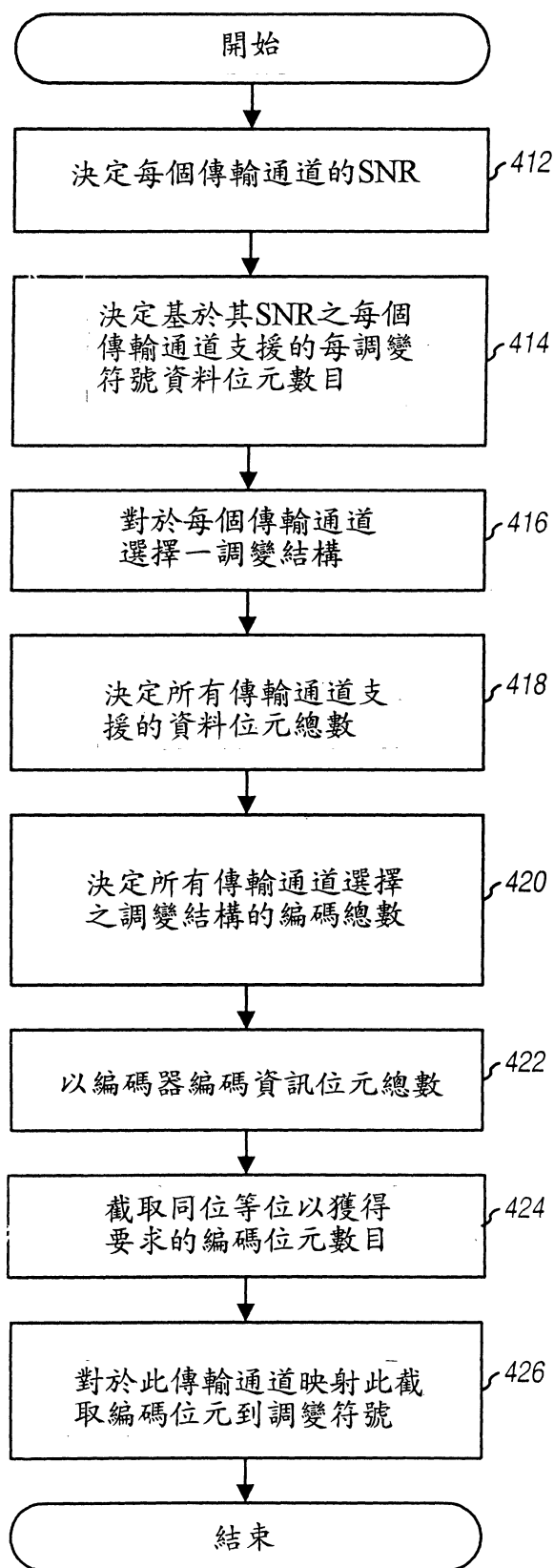


圖 4A

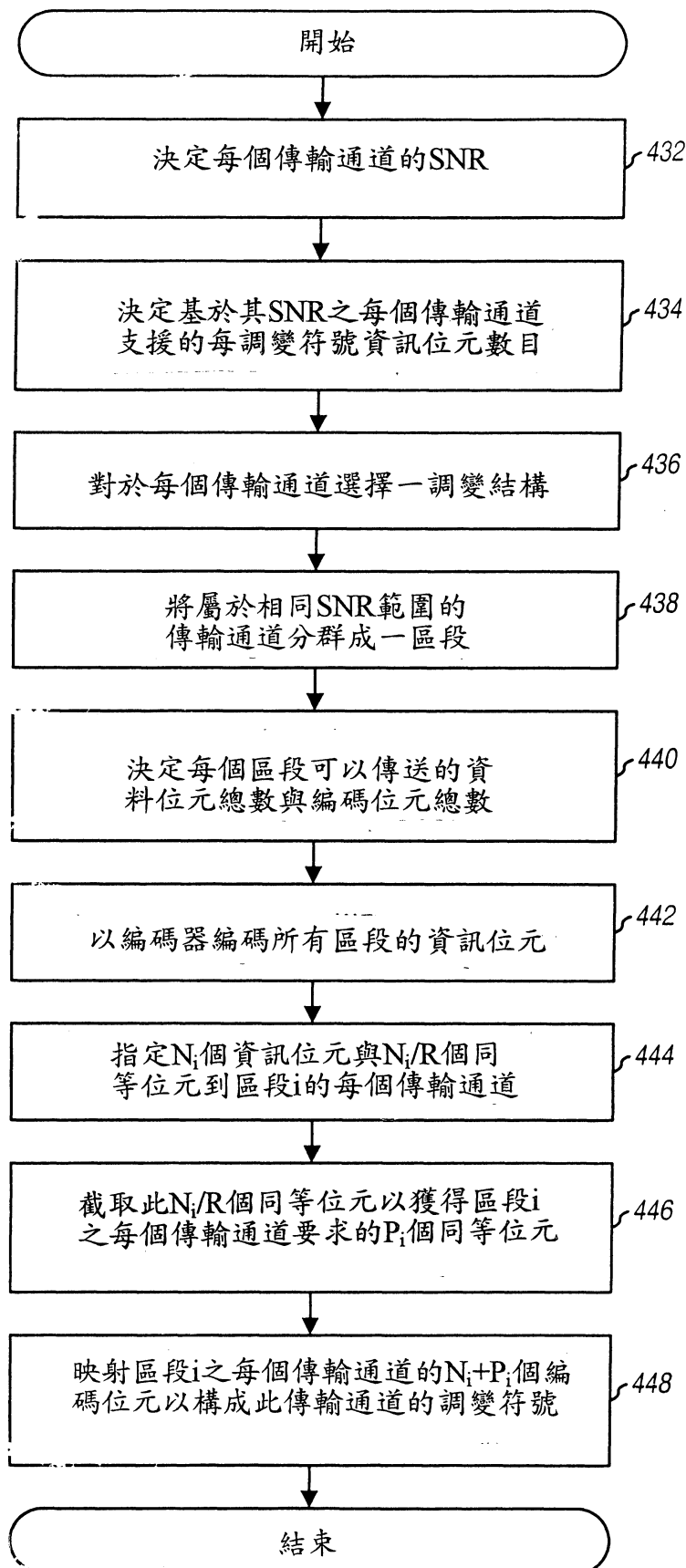


圖 4B

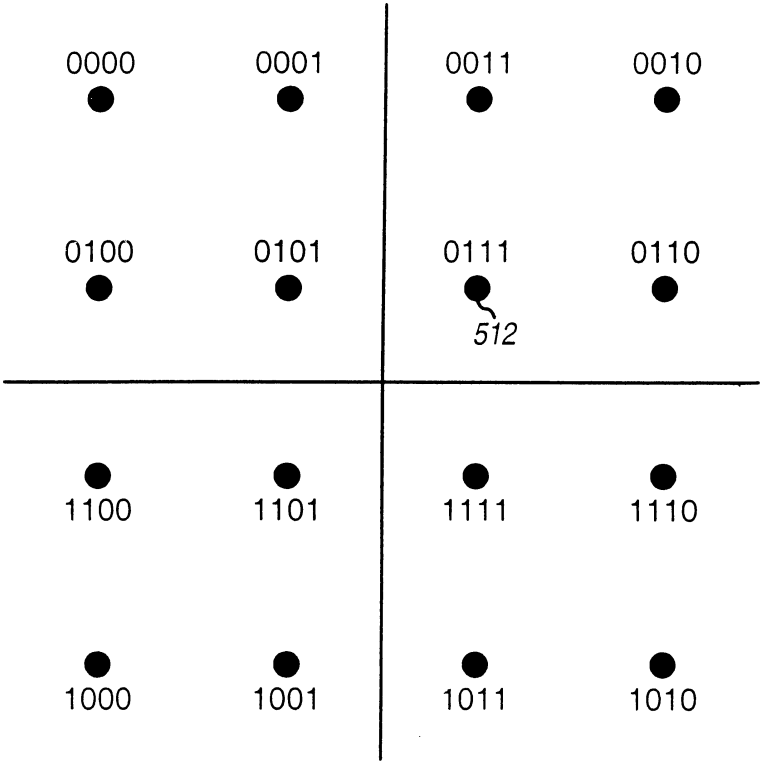


圖 5

93. 1. 16 修正
年 月 日 補充

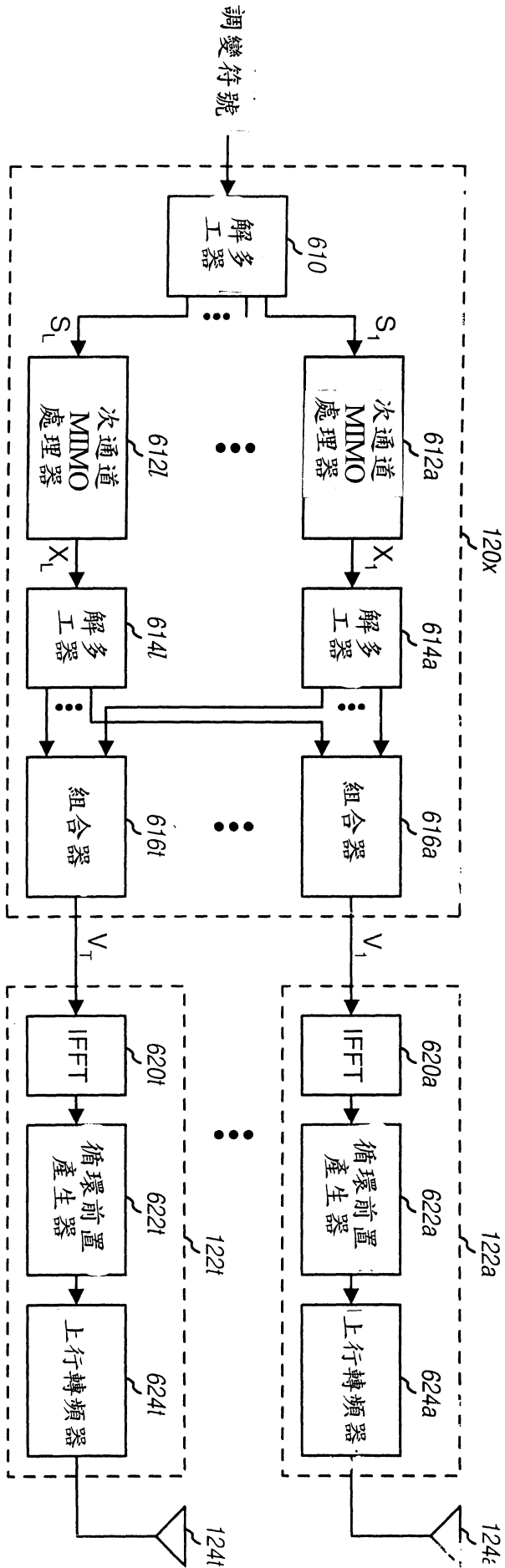


圖 6

93. 1. 16 修正
年 月 日 補充

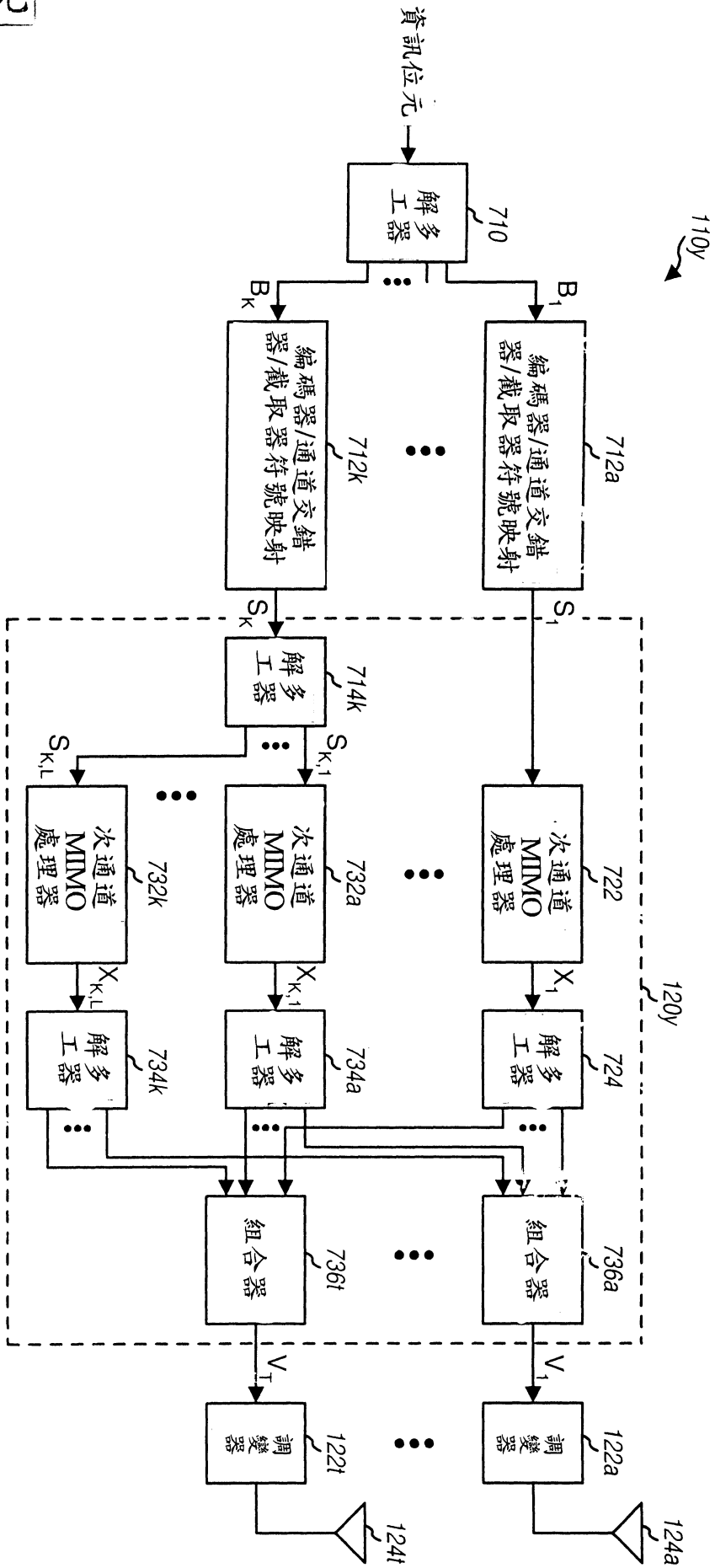


圖 7

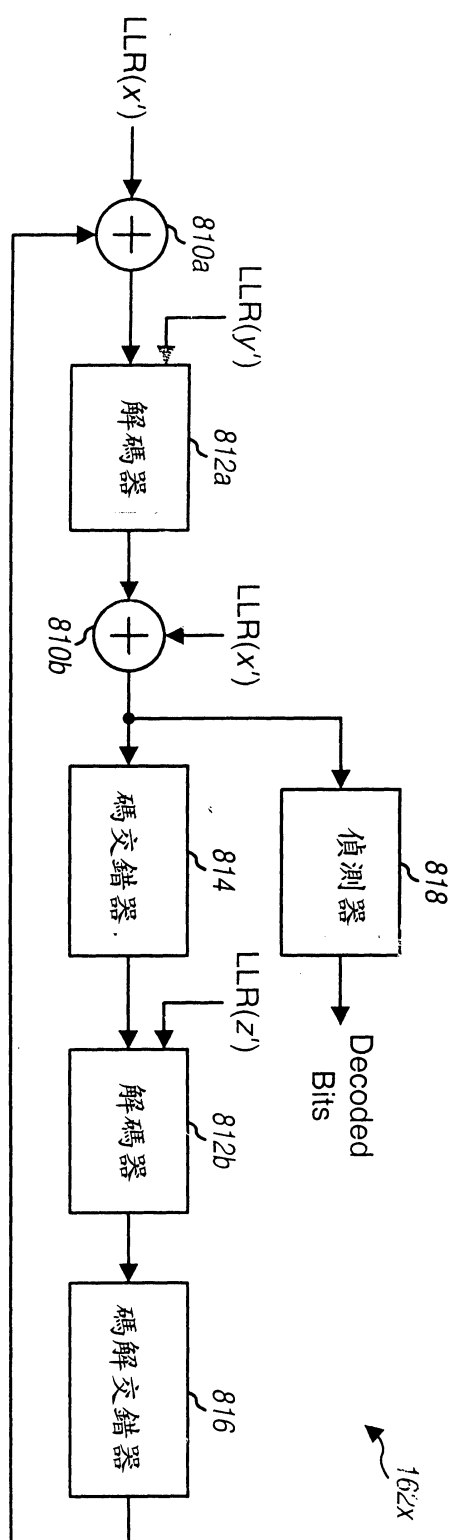
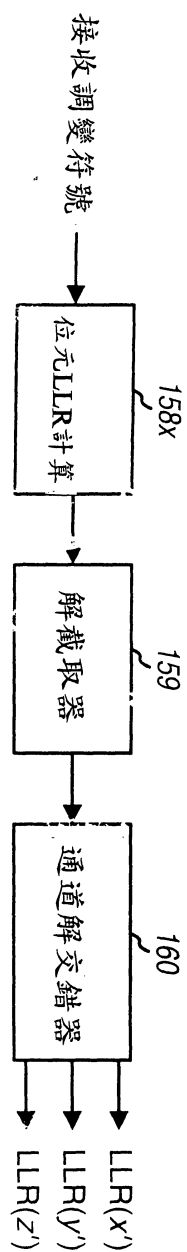


圖 8