

# 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： 9610344

※申請日期： 96.1.26

※IPC 分類：H04B 7/26 (2006.01)

H04J 1/00 (2006.01)

一、發明名稱：(中文/英文)

適用於多重載波通訊系統的通道估測方法/ Channel Estimation Method for Multi-carrier Communication System

二、申請人：(共 1 人)

姓名或名稱：(中文/英文)

國立交通大學/ National Chiao Tung University

代表人：(中文/英文) 黃威/ Wei HUANG

住居所或營業所地址：(中文/英文)

300 新竹市大學路 1001 號/ No.1001 Ta Hsueh Road, Hsinchu, Taiwan 300, ROC.

國 籍：(中文/英文) 中華民國/R.O.C.

三、發明人：(共 3 人)

姓 名：(中文/英文)

1. 吳文榕 /Wen-Rong WU

2. 林宛儀 /Wan-Yi LIN

3. 高祥倫 /Shiang-Lun KAO

國 籍：(中文/英文)

1. 中華民國 / R.O.C

2. 中華民國 / R.O.C

3. 中華民國 / R.O.C

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：2006年7月28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：

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：

一種通道估測方法，適用經過一通道的多重載波訊號。此方法先從多重載波訊號取出嚮導訊號，其中取出的嚮導訊號包括估測單元所在之當前符元的嚮導訊號以及前一個與後一個符元的嚮導訊號取平均值的額外嚮導訊號。接著，根據取出的嚮導訊號及原先置入的嚮導訊號，估測取出的嚮導訊號之子通道響應。最後，根據這些估測的子通道響應，估測該通道之響應。

### 六、英文發明摘要：

A channel estimation method for a multi-carrier signal through a channel is provided. In this method, it first fetch pilot signals from the multi-carrier signal. The fetch pilot signals includes pilot signals of a present symbol and additional pilot signals which are the average of pilot signals includes of a last symbol and a next symbol. Second, sub-channel reponses of the fetch pilot signals is estimated according to the fetch pilot signals and original pilot signals. Finally, the channel reponse is estimated according to the estimated sub-channel reponses.

七、指定代表圖：

(一)本案指定代表圖為：圖(4)。

(二)本代表圖之元件符號簡單說明：

S41：從多重載波訊號取出嚮導訊號

S42：根據取出的嚮導訊號與原先置入的嚮導訊號，估測取出的嚮導訊號所在的子通道響應

S43：根據估測的子通道響應，利用通道估測演算法去估測通道響應

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

## 九、發明說明：

### 【發明所屬之技術領域】

本發明是有關於一種通道估測，且特別是有關於一種嚮導式(pilot-based)通道估測方法，適用於多重載波(multi-carrier)通訊系統，例如正交分頻多工(OFDM)系統。

### 【先前技術】

OFDM 技術可以視為一種調變與多工技術，是一種多重載波傳輸技術。OFDM 技術利用在傳輸訊號中加入保護區段(guard interval, GI)或循環前置(circular prefix, CP)來消除符元間干擾(inter-symbol interference, ISI)；另外，利用在接收端做通道估測以估測通道的頻率響應，然後再根據估測的頻率響應做補償來消除因多重路徑所造成的通道之頻率選擇性衰減(frequency selective fading)。因此，OFDM 技術是無線傳輸中最重要的技術之一，其後用於多用戶的 OFDMA、新一代無線寬頻技術的 WiMAX 皆是建構在 OFDM 技術上。

圖 1 繪示為一種典型的 OFDM 系統之方塊圖。請參照圖 1，OFDM 系統 10 包括發射端 11 及接收端 12，並將可用的頻寬分成  $N$  等分以供子載波使用。以單一個符元(symbol)的發射與接收為例，在發射端 11，位元流(bitstream)經過訊號映射(mapping)而被映射到一訊號空間，此映射方式例如是 QPSK 或 QAM 等數位調變。調變後的數位資料經過串並轉換後，分成  $N$  筆資料作為  $N$  個子載波的輸入。為了在接收端 12 進行通道 13 的估測，需要在上述  $N$  個子載波中利用部分子載波來傳送嚮導訊號(pilot signal)，其餘才用來傳送資料訊號，因此採用嚮導式通道估測不可避免地會降低訊雜比(SNR)，但是相對

地有較精確的估測結果。置入嚮導訊號後，包含嚮導與資料訊號的  $N$  個子載波接著經過反快速傅立葉轉換(IFFT)、加入循環前置(CP)，然後經過並串轉換後被送出。在接收端 12，接收到的 OFDM 符元先經過串並轉換、移除循環前置(CP)、快速傅立葉轉換(FFT)後，再經過通道估測以求得通道 13 之估測的通道響應。然後，等化器就可以利用估測的通道響應對經過 FFT 的接收訊號進行補償，然後再經過並串轉換及訊號解映射(demapping)即可得到當初傳送的位元流。

在描述傳統上 OFDM 的通道估測方法之前，先對發射端送出的或接收端接收的 OFDM 訊號做說明。請參照圖 2，其繪示為 OFDM 訊號的架構示意圖。由於 OFDM 系統將可用的頻寬分成  $N$  等分以供子載波使用，因此隨時間而一直發送或接收的每個符元都包含  $N$  個子載波，當每個符元經過通道時可視為其  $N$  個子載波分別通過  $N$  個子通道。這些子載波傳輸的訊號包含嚮導訊號與資料訊號，分別以■與□表示之。所以，OFDM 訊號是時間與頻率的集合，圖中橫軸為時間軸(或稱為符元軸、符元方向)，變數為符元號碼；而縱軸為頻率軸(或子載波軸、子載波方向)，變數為子載波號碼。另外，OFDM 訊號可以分成多個群組(cluster)，每一個群組所包含的嚮導與資料訊號之配置方式(或嚮導訊號相對於資料訊號的位置)皆相同。例如，在 IEEE 802.16e 標準中，群組的架構在符元軸包含兩個符元、在子載波軸包含 14 個子載波，故群組共有 28 個子載波且其中有 4 個是嚮導訊號、24 個是資料訊號，如圖 2 中的群組 21~26。需要注意的是，只要具有多個符元且每一個符元包含  $N$  個子載波的訊號(以下稱這種訊號為多重載波訊號)，其架構都可以用圖 2 來示意。當然地，真實的符元架構還可能

包含循環前置(CP)、前置資訊(preamble)等部分，但這些並非本發明關注的地方。

OFDM 的嚮導式通道估測方法可以分成三個步驟。首先，第一步先從 FFT 的輸出訊號中取出嚮導訊號。接著，第二步根據上述取出的嚮導訊號與原先置入的嚮導訊號，估測上述取出的嚮導訊號所在的子載波之通道響應(或子通道之通道響應，簡稱為子通道響應)。最後，第三步根據上述估測的子通道響應，以演算法估測出通道響應，其中演算法例如是最小平方(least square, LS)、最小均方(least mean square, LMS)或遞迴最小平方(recursive least square, RLS)演算法。

在第一步中，如何取出適當數量的嚮導與資料訊號是很重要的，若嚮導訊號太少則估測出來的資料訊號較不準，若嚮導訊號太多則訊雜比又會太低。圖 3A 繪示為一種傳統上 OFDM 通道估測時嚮導訊號取法之示意圖。請參照圖 3A，此方法以群組作為估測單元，例如先取估測單元 31 進行通道估測，接著取估測單元 32 進行通道估測，而符元號碼為 1 與 2 的符元(或第 1 與第 2 個符元)皆按估測單元估測完畢後，再依上述方式估測第 3 與第 4 個符元，依此類推。以估測單元 31 為例，假設在估測單元 31 內的通道響應為如(1)式的一階平面：

$$z = ax + by + c \quad (1)$$

其中， $z$  為經過通道後嚮導訊號的子通道響應， $x$  為符元號碼， $y$  為子載波號碼， $a$ 、 $b$ 、 $c$  為一階平面係數。

當得到 4 個嚮導訊號之子通道響應(分別為  $z_0$ 、 $z_1$ 、 $z_2$ 、 $z_3$ )後，則將  $z_0 \sim z_3$  與已知的 4 個嚮導訊號之  $(x, y)$  值(分別為  $(x_0, y_0)$ 、 $(x_1, y_1)$ 、 $(x_2, y_2)$ 、 $(x_3, y_3)$ )代入(1)式可以求得係數  $a$ 、 $b$ 、 $c$ ，即

求得適用於整個估測單元 31 之估測的通道響應函數。此時，若要求得其他子載波之估測的通道響應，只需將欲求之子載波的  $(x, y)$  值代入(1)式則所得  $z$  值即其估測的通道響應。在本實施例中，4 個嚮導訊號之  $(x, y)$  值分別為  $(1, 5)$ 、 $(1, 9)$ 、 $(2, 1)$  與  $(2, 13)$ 。另外，為了採用 LS 演算法求取(1)式的係數  $a$ 、 $b$ 、 $c$ ，進一步將(1)式表示如(2)式的矩陣形式：

$$\mathbf{Z} = \mathbf{A}\mathbf{F} \quad (2)$$

其中， $\mathbf{Z} = [z_1, z_2, z_3]^T$ ，上標 T 為轉置(transpose)運算；

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} x_1 & y_1 & 1 \\ x_2 & y_2 & 1 \\ x_3 & y_3 & 1 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{F} = [a, b, c]^T$$

因此，由 LS 演算法可以得到(2)式的係數矩陣  $\mathbf{F}$  為：

$$\mathbf{F} = (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H \mathbf{Z} \quad (3)$$

其中，上標 H 表示共軛轉置(conjugate transpose)運算，上標 -1 表示反(inverse)矩陣運算。

而另一種嚮導訊號的取法是利用群組內單一符元的 2 個嚮導訊號之子通道響應代入一階曲線以 LS 演算法來估計其他 12 個子載波響應，但用這 2 個嚮導響應來估計其他 12 的子載波，資料可能稍嫌不足而無法精準的估計通道。因此，另一種嚮導訊號的取法是將原本一個群組的通道估測擴充為兩個群組，再取此兩個群組內單一符元作為估測單元，如圖 3B 所示的估測單元 33，然後以此估測單元 33 內 4 個嚮導信號之子通道響應代入二階曲線以 LS 演算法來估計其他 24 個子載波。所以，圖 3A 與 3B 所示之方法都是利用估測單元內的 4 個嚮導



訊號去估計其他 24 個子載波，差別在於嚮導訊號取法不同，稍後的模擬將顯示這兩種傳統的通道估測方法效能並不好。

### 【發明內容】

本發明的目的就是在提供一種通道估測方法，利用當前符元的嚮導訊號以及前一個與後一個符元的嚮導訊號取平均值的額外嚮導訊號，因此可以更準確地估測出通道響應。

本發明的再一目的是提供一種通道估測方法，利用當前符元的嚮導訊號以及前一個與後一個符元的嚮導訊號取平均值的額外嚮導訊號，並利用估測單元沿著子載波軸以嚮導或額外嚮導訊號移動的方式作估測，除可以準確地估測出通道響應，更可以減緩前述的本發明的方法在通道響應上不夠平滑的問題。。

本發明提出一種通道估測方法，適用經過一通道的多重載波訊號。此方法先從多重載波訊號取出嚮導訊號，其中取出的嚮導訊號包括估測單元所在之當前符元的嚮導訊號以及前一個與後一個符元的嚮導訊號取平均值的額外嚮導訊號。接著，根據取出的嚮導訊號及原先置入的嚮導訊號，估測取出的嚮導訊號之子通道響應。

本發明利用估測單元所在之當前符元的嚮導訊號，以及前一個與後一個符元的嚮導訊號取平均值做為額外嚮導訊號，因此可以更準確地估測出通道響應。另外，利用估測單元沿著子載波軸以嚮導或額外嚮導訊號移動的方式作估測，可以減緩前述的本發明的方法在通道響應上不夠平滑的問題。

為讓本發明之上述和其他目的、特徵和優點能更明顯易懂，下文特舉較佳實施例，並配合所附圖式，作詳細說明如下。

### 【實施方式】

圖 4 為依照本發明一較佳實施例所繪示之通道估測方法之流程圖，此方法適用於多重載波通訊系統。為了實施例方便說明起見，多重載波通訊系統以圖 1 所示的 OFDM 系統 10 為例，其在發射端 11 送出 OFDM 訊號  $T$ ，此訊號  $T$  經過具有頻率響應  $H$  的通道 13，然後在接收端 12 接收到 OFDM 訊號  $R$ 。這些訊號  $T$ 、 $R$ ，或者 IFFT 的輸入訊號(即訊號  $T$  未調變前的訊號)、FFT 的輸出訊號(即訊號  $R$  解調變後的訊號)均為多重載波訊號，故其符元架構均可以圖 2 所示架構表示。

請同時參照圖 1 與圖 4，本發明之通道估測方法亦可如傳統作法般分成三個步驟。首先，第一步 S41 先從接收端接收的 OFDM 訊號  $R$ (或 FFT 的輸出訊號)中取出嚮導訊號  $R_p$ ，其中訊號  $R$  與 FFT 的輸出訊號事實上以圖 2 所示架構表示時是一樣的，差別只在於是否有調變(或訊號為時域還是頻域訊號)、是否有加入循環前置(CP)、傳輸方式是並列還是串列而已，但這些並非本發明關注的地方。接著，第二步 S42 根據取出的嚮導訊號  $R_p$  與原先發射端 11 置入的嚮導訊號  $T_p$ ，利用如強制歸零(zero-forcing, ZF)的方法以估測取出的嚮導訊號  $R_p$  所在的子通道響應  $H_p$ 。最後，第三步 S43 根據估測的子通道響應  $H_p$ ，利用如最小平方(LS)演算法的通道估測演算法去求估測的通道響應  $H_E$ 。

在第一步 S41 中，本發明之嚮導訊號取法如圖 5A 所示，是利用群組的單一個符元作為估測單元，例如估測單元 510，

但是嚮導訊號的取法除了原本的 510 內的嚮導訊號 511 外，還要再加上額外嚮導訊號 512 與 513，因此本發明之通道估測方法是利用估測單元內的 4 個嚮導訊號去估計其他 10 個子載波，當然會比傳統的以 4 個嚮導訊號去估計其他 24 個子載波的方式有更準確的估計結果。其中，估測單元所在之當前符元(第  $i$  個符元)的額外嚮導訊號，其值為前一個符元(第  $i-1$  個符元)與後一個符元(第  $i+1$  個符元)的嚮導訊號取平均值。因為每個群組的嚮導與資料訊號配置方式相同，故符元號碼為奇數的所有符元之嚮導訊號配置方式相同，而符元號碼為偶數的所有符元之嚮導訊號配置方式亦相同，所以圖 5A 中前一個符元在某一子通道上有嚮導訊號，則後一個符元在該子通道上必有嚮導訊號。這兩個嚮導訊號在同一子通道上且只間隔一個符元，故相關性很高，兩者取平均值後可作為額外嚮導訊號置入以取代當前符元在該子通道的資料訊號。

在本實施例中，估測單元 510 目前在第  $i(=3)$  個符元上，所以亦稱第  $i$  個符元為當前符元。額外嚮導訊號 512 為第  $(i-1)$  個符元的嚮導訊號 512a 與第  $(i+1)$  個符元的嚮導訊號 512b 取平均值；同樣地，額外嚮導訊號 513 為嚮導訊號 513a 與 513b 取平均值。不過，如果群組內嚮導訊號的配置如圖 5B 所示時，雖然估測單元 520 所在之當前符元的前一個與後一個符元在第 5 個子載波有嚮導訊號可取平均值以作為當前符元的額外嚮導訊號，但是因為當前符元在第 5 個子載波上已經有嚮導訊號存在，因此仍舊採用當前符元在第 5 個子載波上的嚮導訊號。此時，本發明之方法是利用估測單元內的 3 個嚮導訊號去估計其他 11 個子載波，還是比傳統的方法好。所以，本發明之方法適用於群組內嚮導訊號的配置方式為：在群組內每一個

符元上至少存在一嚮導訊號，且群組內一符元至少存在一子載波所在之子通道上配置有嚮導訊號則另一符元不配置嚮導訊號。

在第二步 S42 中，如圖 1 所示，一般通訊系統之發射與接收訊號之關係為：

$$\mathbf{R}=\mathbf{HT}+\mathbf{W} \quad (4)$$

其中， $\mathbf{R}=[R_0, R_1, \dots, R_{N-1}]^T$  與  $\mathbf{T}=[T_0, T_1, \dots, T_{N-1}]^T$  分別為頻域上接收訊號與發射訊號； $N$  為子載波數； $\mathbf{W}$  為頻域上可加性白高斯雜訊(AWGN)； $\mathbf{H}=[H_0, H_1, \dots, H_{N-1}]^T$  為通道 13 的頻率響應。

因此，在頻域上採用強制歸零(ZF)方法可估測取出的嚮導訊號  $\mathbf{R}_p$  所在的子通道響應為：

$$\mathbf{H}_p=\mathbf{R}/\mathbf{T} \quad (5)$$

在第三步 S43 中，以圖 5A 之嚮導訊號取法為例，假設在估測單元 510 內的通道響應為如(6)式的二階曲線：

$$z=a+by+cy^2 \quad (6)$$

其中， $z$  為經過通道後嚮導訊號的子通道響應， $y$  為子載波號碼， $a$ 、 $b$ 、 $c$  為二階曲線係數。

當取得估測單元 510 所在之當前符元的嚮導訊號 511 與額外嚮導訊號 512、513 之子通道響應(分別為  $z_0$ 、 $z_1$ 、 $z_2$ 、 $z_3$ )後，則將  $z_0 \sim z_3$  與已知的嚮導訊號之  $y$  值(分別為  $y_0$ 、 $y_1$ 、 $y_2$ 、 $y_3$ )代入(6)式可以求得係數  $a$ 、 $b$ 、 $c$ ，即求得估測單元 510 之估測的通道響應。在本實施例中，4 個嚮導訊號之  $y$  值分別為 1、5、

9 與 13。為了採用 LS 演算法求取(6)式的係數  $a$ 、 $b$ 、 $c$ ，進一步將(6)式表示如(7)式的矩陣形式：

$$\mathbf{Z}=\mathbf{A}\mathbf{F} \quad (7)$$

$$\text{其中，}\mathbf{Z}=\begin{bmatrix} z_0, z_1, z_2, z_3 \end{bmatrix}^T ;$$

$$\mathbf{A}=\begin{bmatrix} 1 & y_1 & y_1^2 \\ 1 & y_2 & y_2^2 \\ 1 & y_3 & y_3^2 \end{bmatrix} ;$$

$$\mathbf{F}=\begin{bmatrix} a, b, c \end{bmatrix}^T$$

因此，由 LS 演算法可以得到(7)式的係數矩陣  $\mathbf{F}$  為：

$$\mathbf{F}=(\mathbf{A}^H\mathbf{A})^{-1}\mathbf{A}^H\mathbf{Z} \quad (8)$$

需要注意的是，因為假設估測單元內的通道響應為二階曲線，因此估測單元內的嚮導與額外嚮導訊號之個數必須足夠求出二階曲線係數。所以，必須根據群組內嚮導與資料訊號的配置方式(即估測單元可取得的嚮導與額外嚮導訊號之個數)，評估要利用這些嚮導訊號採用一階、二階或更高階的線性多項式內插方式去求得估測單元內的通道響應函數。一般而言，採用二階的內插方式即有不錯的估測精準度。

如圖 3A、3B 所示二種傳統的通道估測方法(以下分別稱為傳統 1、傳統 2 的方法)以及如圖 5A、5B 所示本發明的通道估測方法(以下稱為本發明 1 的方法)，以上三種方法之估測單元都是以至少一個群組為區域的方式作估測。例如，圖 3A 的估測單元在估測群組 21(此時為估測單元 31)完畢後，接著可以改成估測群組 22(此時為估測單元 32)或群組 23(未繪示於此圖中)；圖 3B 的估測單元在估測群組 21 與 22 的第 1 個符元(此時為估測單元 33)完畢後，接著可以改成估測群組 21 與 22 的第 2 個符元；而圖 5A 的估測單元在估測群組 23 的第 1 個符

元(此時為估測單元 510)完畢後，接著可以改成估測群組 23 的第 2 個符元。這樣的方法雖然可以有較簡單的硬體複雜度，但卻會使得估測的通道響應不夠平滑，甚至有尖峰(peak)出現，造成部分地方的估測結果相當不準確。

針對上述問題，本發明另提出一種改良的通道估測方法。請參照圖 6，其繪示為依照本發明另一較佳實施例所繪示之嚮導訊號取法之示意圖，其中橫軸為符元軸、縱軸為子載波軸，為了圖式簡潔而未標示於其中。此通道估測方法(以下稱為本發明 2 的方法)是利用群組的單一個符元作為估測單元，但是估測單元不再以至少一個群組為區域的方式作估測，而是沿著子載波軸以嚮導或額外嚮導訊號移動的方式作估測。

舉例來說，如圖 6 所示第 2 個符元為估測單元所在之當前符元，請參照圖 6 的(a)，一開始，估測單元(此時為估測單元 61)利用如圖 5A 的方法來取得嚮導與額外嚮導訊號，並代入(7)式的二階曲線，接著再利用 LS 法解出(8)式的係數矩陣  $F$  得到估測單元 61 之估測的通道響應。但是，只利用此估測的通道響應去求取部份的子通道響應，例如只求取估測單元 61 中區塊 61a 內的子通道響應。接著，請參照圖 6 的(b)，估測單元沿著子載波軸移動(此時為估測單元 62)，同樣地利用如圖 5A 的方法得到估測單元 62 之估測的通道響應。但是，只利用此估測的通道響應去求取部份的子通道響應，例如只求取估測單元 62 中區塊 62a 內的子通道響應。再來，圖 6 的(c)只求取估測單元 63 中區塊 63a 內的子通道響應，圖 6 的(d)只求取估測單元 64 中區塊 64a 內的子通道響應，...，依此類推直到整個當前符元估測完畢。需要注意的是，在估測單元每次移動的時

候，估測單元內都必須保持相同個數的嚮導訊號，如此才不至於增加硬體的複雜度。估測單元每次移動幅度至少為一個取出的嚮導訊號(即嚮導與額外嚮導訊號中之一訊號)，而且，在當前符元中於每個估測單元內求取部分子通道響應時，除了在當前符元頭部與尾部的估測單元外，其餘的每個估測單元內求取的部分子通道響應一般個數會設計一樣多。

圖 7 繪示為本發明兩種通道估測方法所估測的通道響應之模擬結果，而圖 8 繪示為本發明與傳統通道估測方法的效能之模擬結果。在模擬中，通道模型採用 SCM 通道模型；而通道時變的情形採用擬穩態(quasi-steady)的模擬，也就是通道在一個符元內視為不變，下一個符元才會改變，因此不必考慮子載波間干擾(inter-carrier interference, ICI)。另外，符元架構採用 2048 個子載波，循環前置(CP)長度為 1/8 的子載波長度，訊號映射及解映射的方式為 64QAM。

請參照圖 7，其中“實際”表示通道響應  $H$ ，“本發明 1”表示根據如圖 5A 的方法所得到之估測的通道響應  $H_E$ ，而“本發明 2”表示根據如圖 6 的方法所得到之估測的通道應  $H_E$ 。由圖中可以看出：與本法明 2 的方法相比之下，本發明 1 的方法之通道響應除了不夠平滑之外，還有有尖峰 71 的出現。

請參照圖 8，縱軸為訊號經過通道響應後解映射而得到的位元流之位元錯誤率(bit error rate, BER)，此為在行動端為時速 100 公里/小時之通道估測，且最大路徑延遲為 50~70  $T_s$ ， $T_s$  為符元的取樣週期。其中，“實際”表示經過通道響應  $H$ ，“傳統 1”與“傳統 2”分別表示經過由圖 3A 與圖 3B 方法所得之通道響應  $H_E$ ，而“本發明 1”與“本發明 2”分別表示經

過由圖 5A 與圖 6 方法所得之通道響應  $H_E$ 。由圖中可以看出：當訊雜比越高的時候，本發明的方法比傳統的方法效能更好，且更接近實際的通道響應。另外，本發明 2 的方法除了比本發明 1 的方法具有更好的效能外，還可以減緩本發明 1 的方法在通道響應上不夠平滑的問題。

綜上所述，在本發明之通道估測方法，利用估測單元所在之當前符元的嚮導訊號，以及前一個與後一個符元的嚮導訊號取平均值做為額外嚮導訊號，因此可以更準確地估測出通道響應。另外，利用估測單元沿著子載波軸以嚮導或額外嚮導訊號移動的方式作估測，可以減緩前述的本發明的方法在通道響應上不夠平滑的問題。

雖然本發明已以較佳實施例揭露如上，然其並非用以限定本發明，任何熟習此技藝者，在不脫離本發明之精神和範圍內，當可作些許之更動與潤飾，因此本發明之保護範圍當視後附之申請專利範圍所界定者為準。

### 【圖式簡單說明】

圖 1 繪示為一種典型的 OFDM 系統之方塊圖。

圖 2 繪示為 OFDM 訊號的架構示意圖。

圖 3A 與 3B 繪示為傳統上 OFDM 通道估測方法中嚮導訊號取法之示意圖。

圖 4 為依照本發明一較佳實施例所繪示之通道估測方法之流程圖。

圖 5A 與 5B 依照本發明一較佳實施例所繪示之嚮導訊號取法之示意圖。



圖 6 繪示為依照本發明另一較佳實施例所繪示之嚮導訊號取法之示意圖。

圖 7 繪示為本發明兩種通道估測方法所估測的通道響應之模擬結果。

圖 8 繪示為本發明與傳統通道估測方法的效能之模擬結果。

**【主要元件符號說明】**

S41：從多重載波訊號取出嚮導訊號

S42：根據取出的嚮導訊號與原先置入的嚮導訊號，估測取出的嚮導訊號所在的子通道響應

S43：根據估測的子通道響應，利用通道估測演算法去估測通道響應

10：OFDM 系統

11：發射機

12：接收機

13：通道

21~26：群組

31~33：估測單元

510、520：估測單元

511、512a、512b、513a、513b、521、522a、522b：嚮導訊號

512、513、522：額外嚮導訊號

71：區塊

**H**：通道響應

**H<sub>E</sub>**：估測的通道響應

**H<sub>P</sub>**：嚮導訊號所在的子通道響應

**R**：接收端的接收訊號

**R<sub>P</sub>**：經過通道後的嚮導訊號

**T**：發射端的發射訊號

**T<sub>P</sub>**：原先置入的嚮導訊號

**W**：雜訊

**R<sub>p</sub>**：取出的嚮導訊號

**T**：發射端的發射訊號

**T<sub>p</sub>**：原先置入的嚮導訊號

**W**：雜訊

## 十、申請專利範圍：

1.一種通道估測方法，適用於一多重載波通訊系統，該多重載波通訊系統在接收端接收經過一通道之一多重載波訊號，其中該多重載波訊號包括多個符元且每一個符元具有  $N$  個子載波，該些子載波用於傳送嚮導訊號與資料訊號，其中該些子載波每兩個符元、 $n$  個子載波為一群組，每一個群組之嚮導與資料訊號配置方式皆相同，其中  $N$ 、 $n$  為正整數且  $n$  小於或等於  $N$ ，該通道估測方法包括：

將群組的單一個符元作為一估測單元，以該估測單元為單位從該多重載波訊號取出嚮導訊號以估測該通道的響應，其中取出的嚮導訊號包括該估測單元所在之當前符元的嚮導訊號，以及前一個符元與後一個符元的嚮導訊號取平均值而得到的額外嚮導訊號；

根據取出的嚮導訊號、該多重載波訊號未經過該通道前與取出的嚮導訊號對應的響應訊號，估測取出的嚮導訊號所在之子載波的通道響應；以及

根據估測的取出的嚮導訊號所在之子載波的通道響應，以一通道估測演算法估測該通道的響應。

2.如申請專利範圍第 1 項所述之通道估測方法，其中每一個群組之嚮導與資料訊號配置方式為：

在群組內每一個符元包括至少一子載波用以傳送嚮導訊號；以及

在群組內一符元包括一子載波用以傳送嚮導訊號，而另一符元在該子載波所在之子通道上的子載波用以傳輸資料。

3.如申請專利範圍第 1 項所述之通道估測方法，其中該多重載波通訊系統包括 OFDM、OFDMA 或 WiMAX 系統。

4.如申請專利範圍第 1 項所述之通道估測方法，其中根據取出的嚮導訊號、該多重載波訊號未經過該通道前與取出的嚮導訊號對應的嚮導訊號，利用強制歸零的方法估測取出的嚮導訊號所在之子載波的通道響應。

5.如申請專利範圍第 1 項所述之通道估測方法，其中該通道估測演算法包括：

假設該估測單元內的通道響應為一具有未知係數的線性多項式；以及

將估測的取出的嚮導訊號所在之子載波的通道響應代入該線性多項式，以求取該線性多項式的未知係數。

6.如申請專利範圍第 1 項所述之通道估測方法，其中該通道估測演算法包括一最小平方演算法。

子載波，該些子載波用於傳送嚮導訊號與資料訊號，其中該些子載波中每兩個符元、 $n$  個子載波為一群組， $n$  為正整數，每一個群組之嚮導與資料訊號配置方式皆相同，配置方式為在群組內每一個符元包括至少一子載波用以傳送嚮導訊號，且群組內一符元包括一子載波用以傳送嚮導訊號時則另一符元在該子載波所在之子通道上的子載波用以傳輸資料訊號，該通道估測方法包括：

將群組的單一個符元作為一估測單元，以該估測單元從該多重載波訊號取出嚮導訊號，其中取出的嚮導訊號包括該估測單元所在之當前符元的嚮導訊號，以及前一個符元與後一個符元的嚮導訊號取平均值而得到的額外嚮導訊號；

根據取出的嚮導訊號、該多重載波訊號未經過該通道前與取出的嚮導訊號對應的嚮導訊號，估測取出的嚮導訊號所在之子載波的通道響應；

根據估測的取出的嚮導訊號所在之子載波的通道響應，以一通道估測演算法估測在該估測單元時該通道的響應，並將一部份估測的該通道的響應作為估測結果；以及

該估測單元在該多重載波訊號的一符元上移動，每次移動後該估測單元內皆具有相同個數之取出的嚮導訊號，且每次移動後進行上述三個步驟之處理，則該估測單元每次移動時所求得的估測結果組合起來即該多重載波訊號估測的通道響應。

8.如申請專利範圍第 7 項所述之通道估測方法，其中該多重載波通訊系統包括 OFDM、OFDMA 或 WiMAX 系統。

9.如申請專利範圍第 7 項所述之通道估測方法，其中根據取出的嚮導訊號、該多重載波訊號未經過該通道前與取出的嚮導訊號對應的嚮導訊號，利用強制歸零的方法估測取出的嚮導訊號所在之子載波的通道響應。

10.如申請專利範圍第 7 項所述之通道估測方法，其中以該通道估測演算法估測該通道的響應包括：

假設該估測單元內的通道響應為一具有未知係數的線性多項式；

將估測的取出的嚮導訊號所在之子載波的通道響應代入該線性多項式，以求取該線性多項式的未知係數；以及

將該估測單元每次移動時所求得的已知係數的該線性多項式組合起來即估測的該通道的響應。

11.如申請專利範圍第 7 項所述之通道估測方法，其中該通道估測演算法包括一最小平方演算法。

十一、圖式：

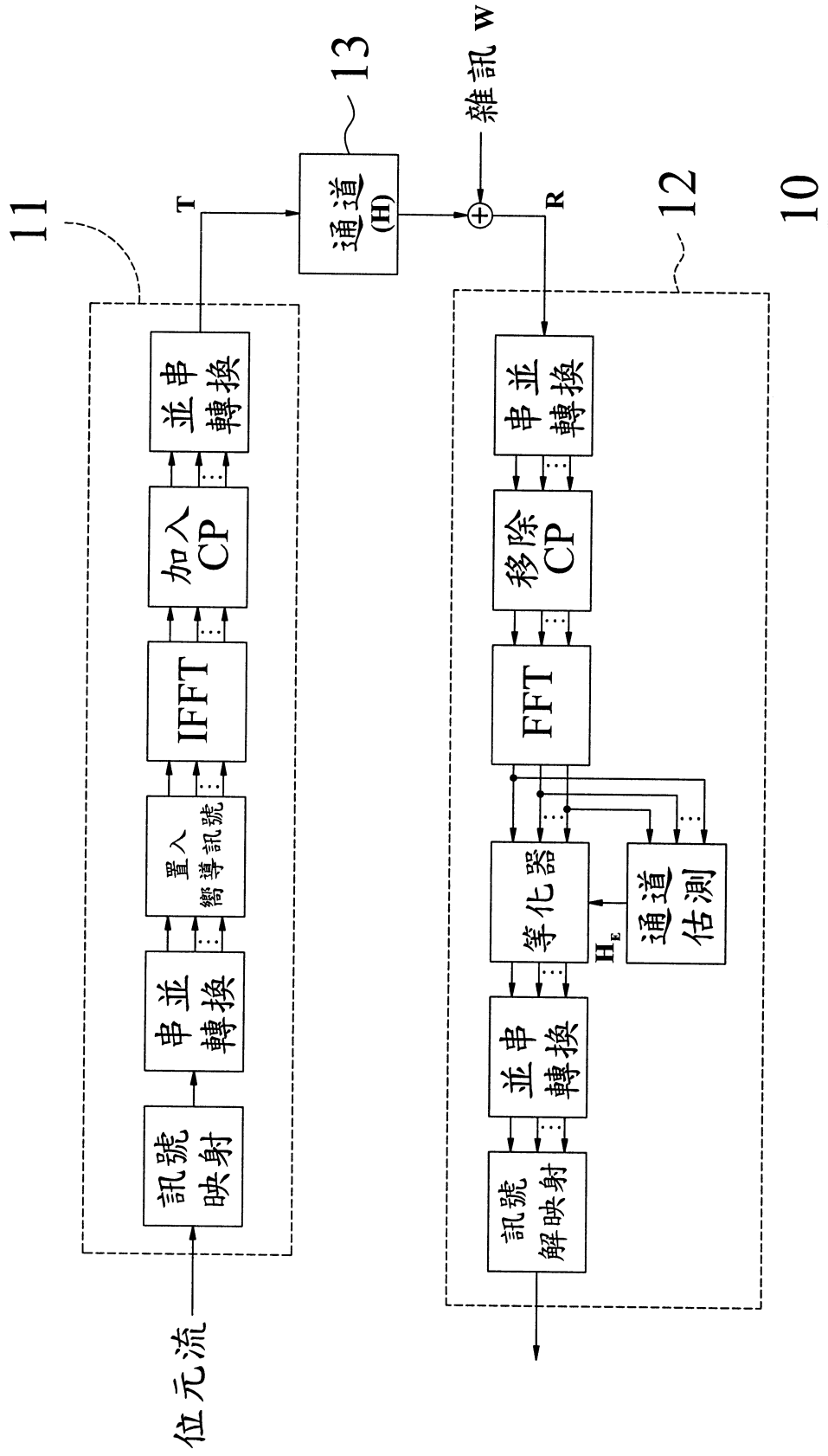


圖1



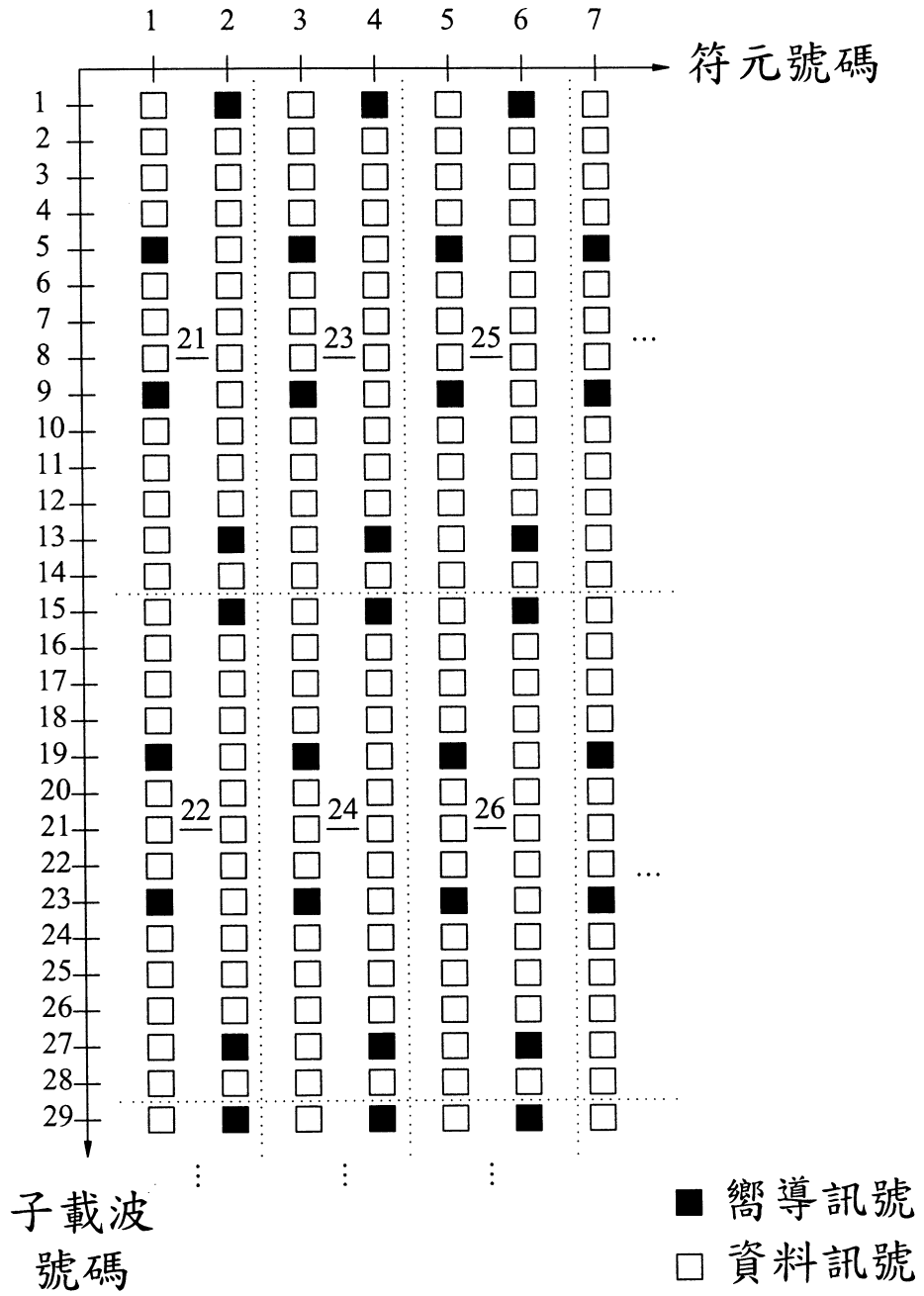


圖2

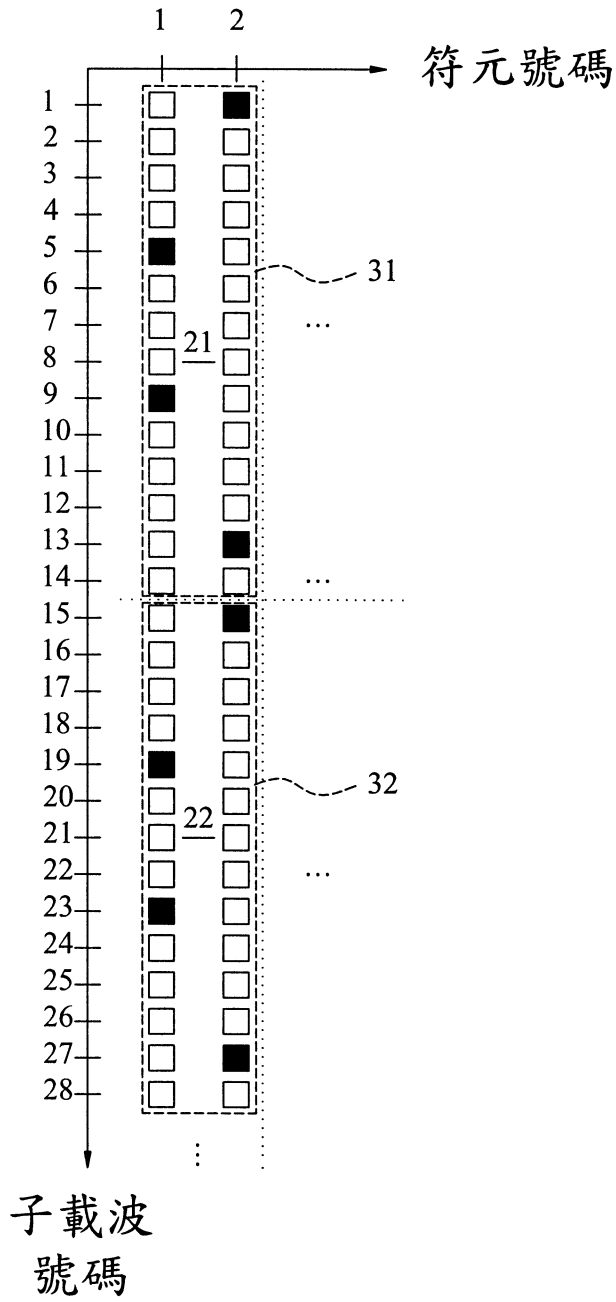


圖3A

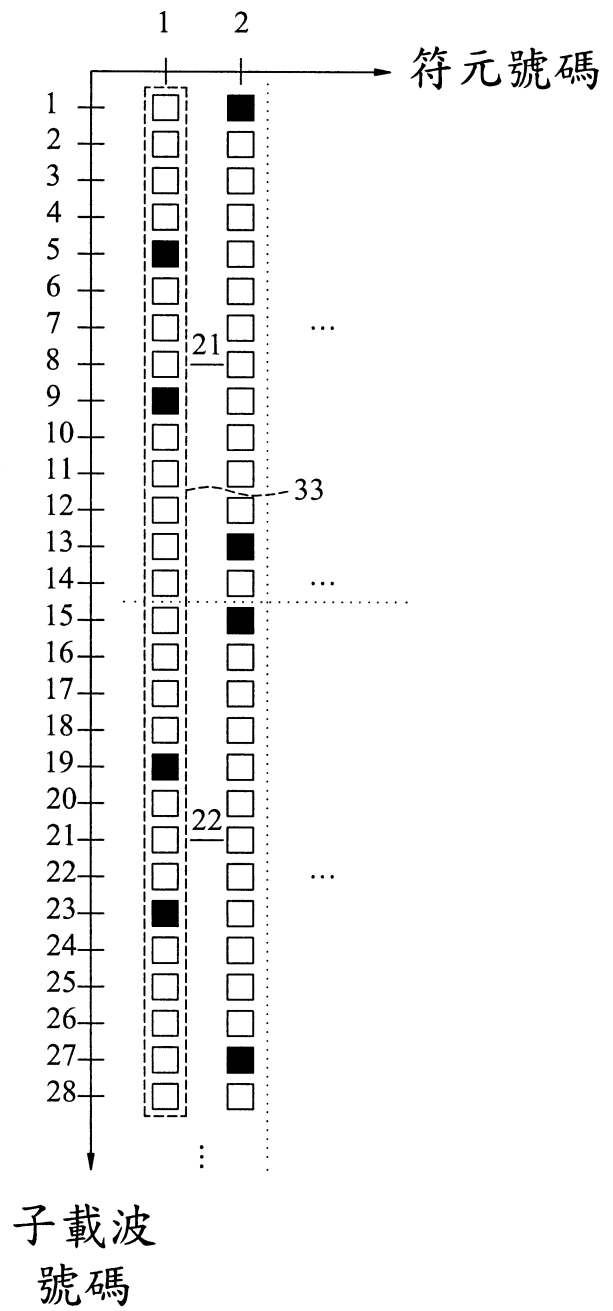


圖3B

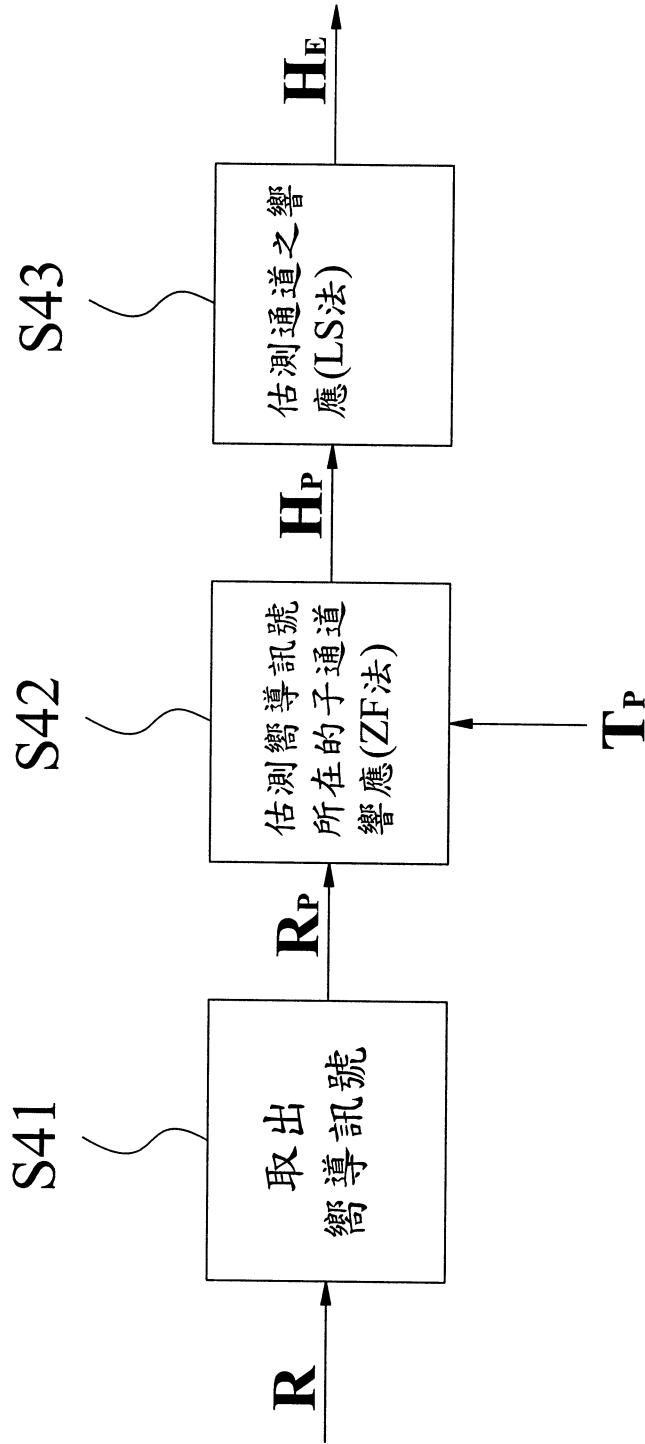


圖4

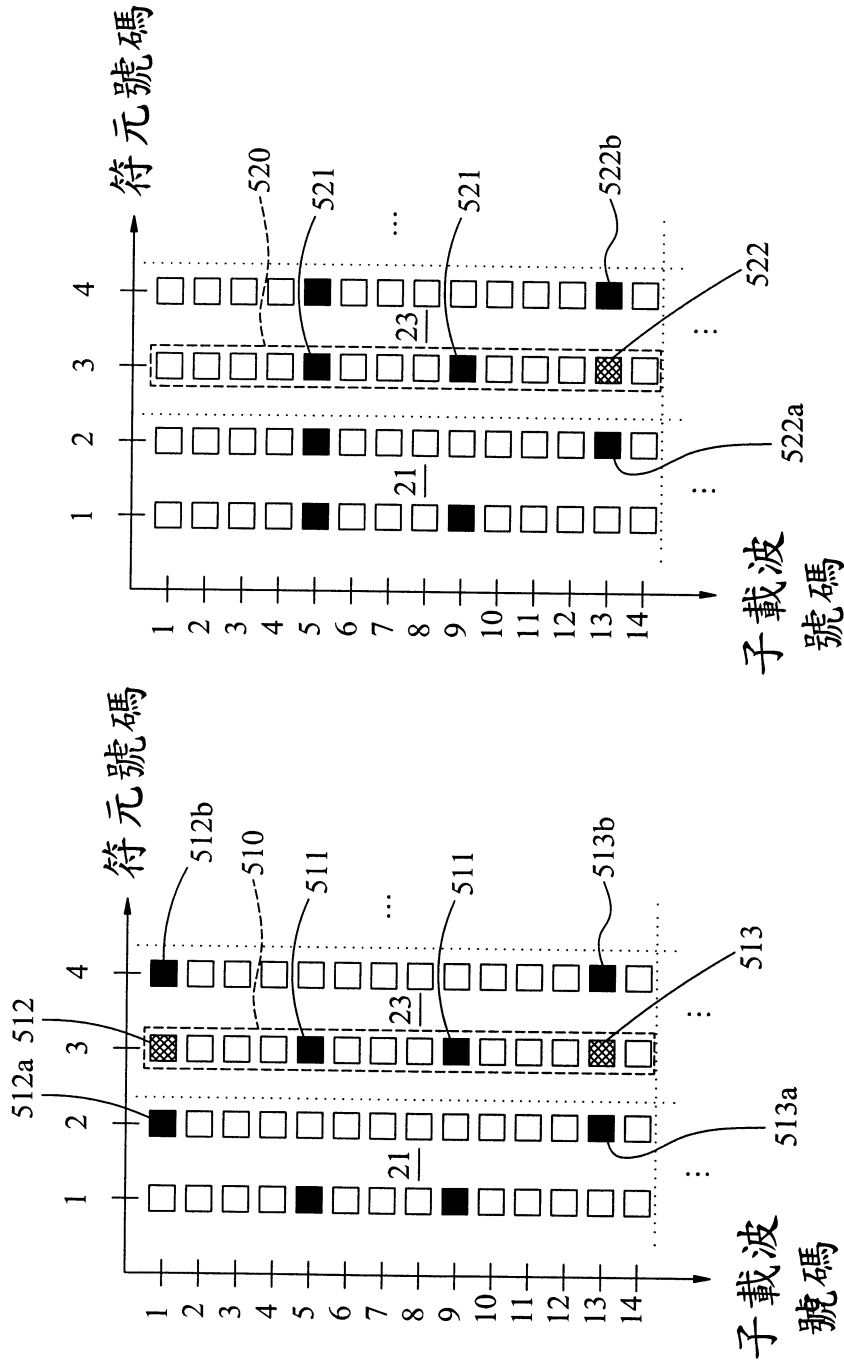


圖5A

圖5B

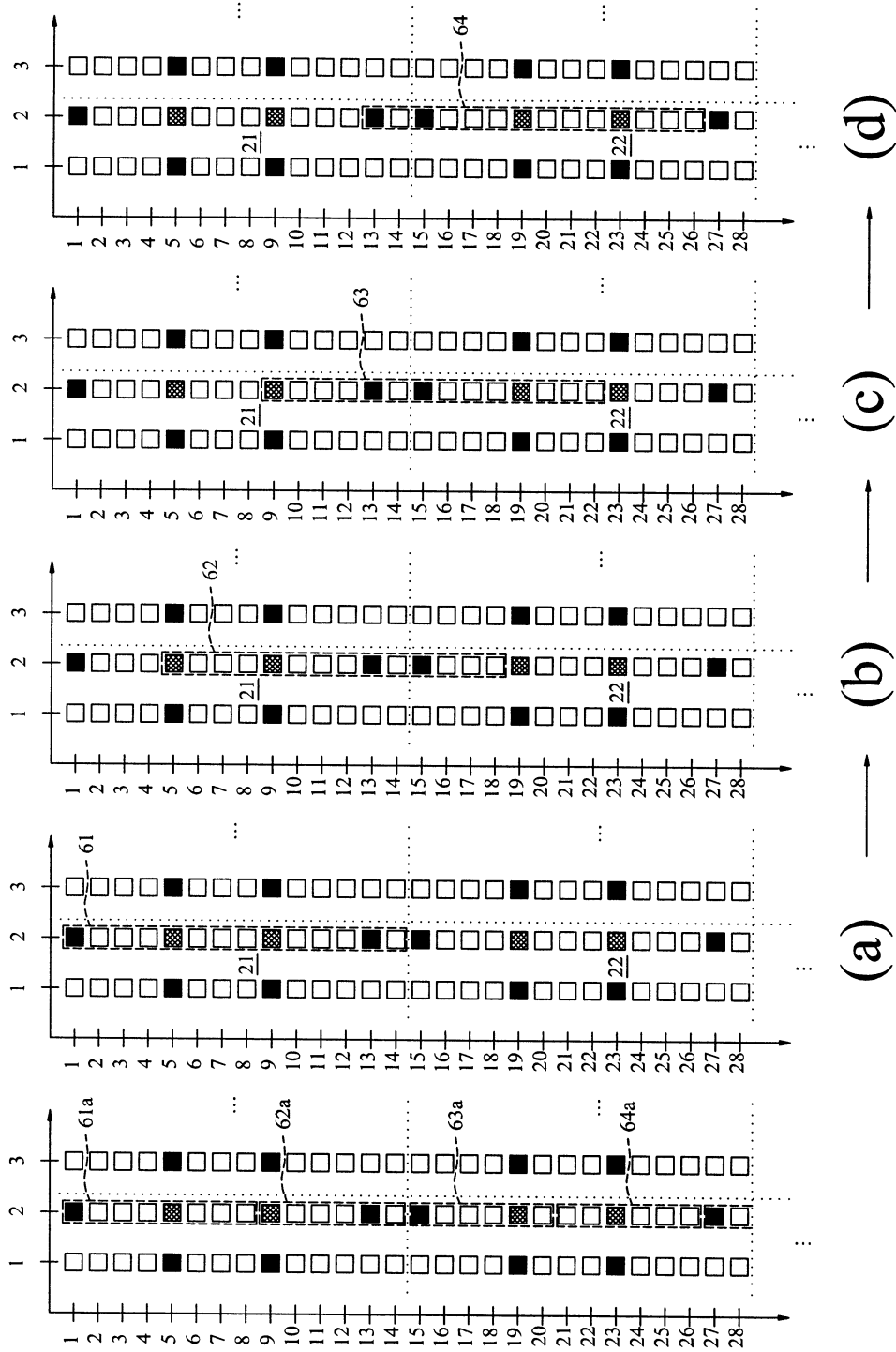
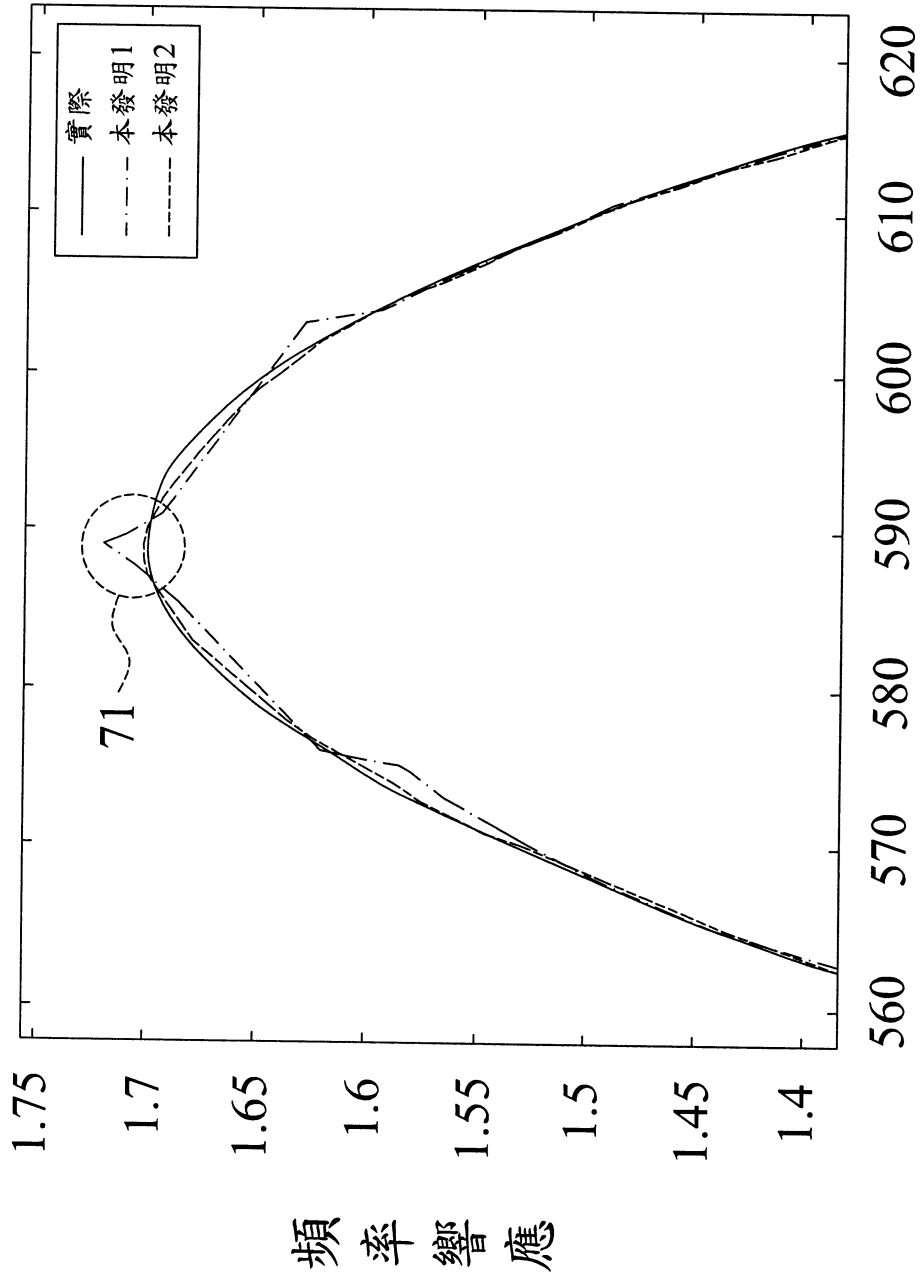


圖6



子載波號碼

圖7

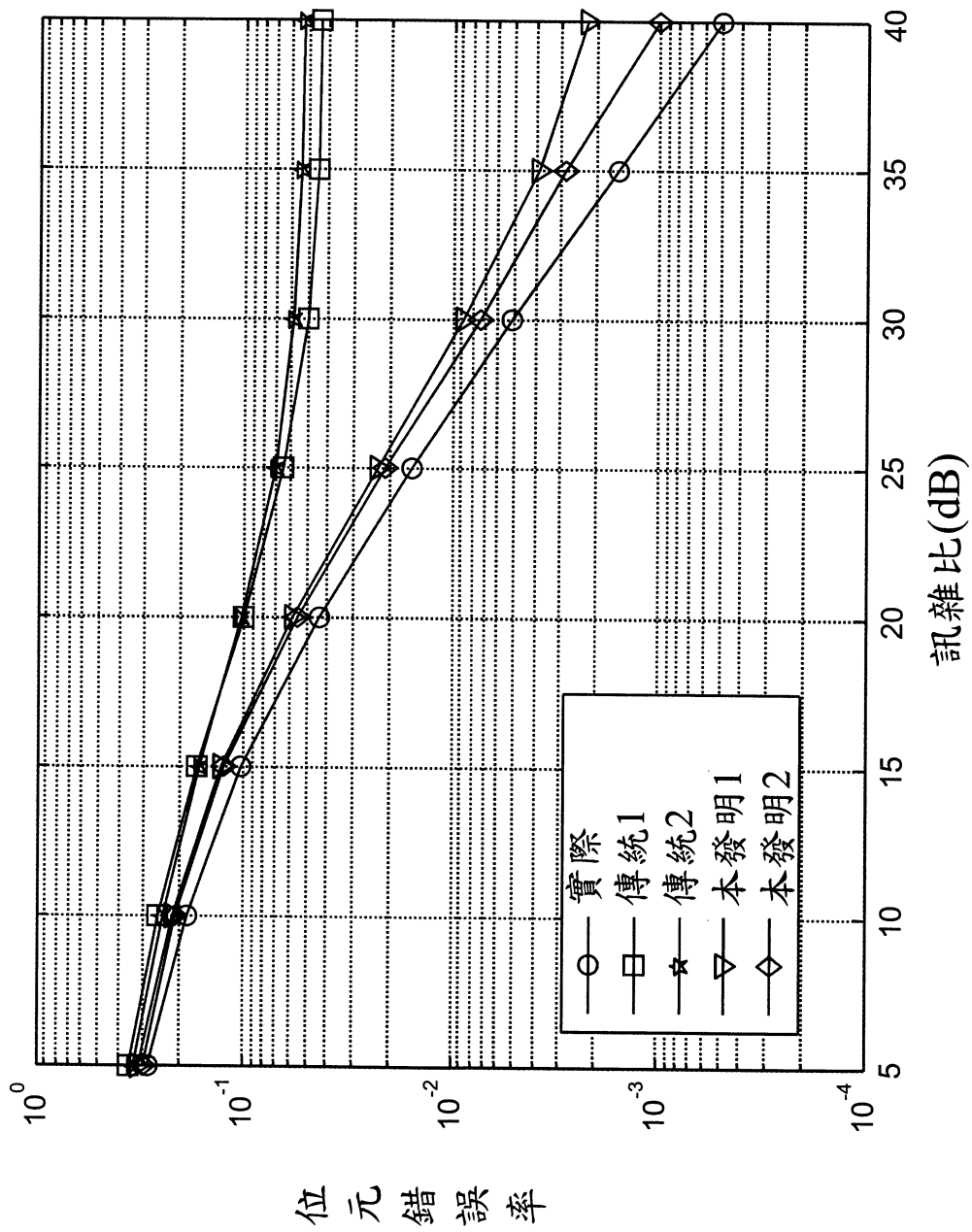


圖8

### 五、中文發明摘要：

一種通道估測方法，適用經過一通道的多重載波訊號。此方法先從多重載波訊號取出嚮導訊號，其中取出的嚮導訊號包括估測單元所在之當前符元的嚮導訊號以及前一個與後一個符元的嚮導訊號取平均值的額外嚮導訊號。接著，根據取出的嚮導訊號及原先置入的嚮導訊號，估測取出的嚮導訊號之子通道響應。最後，根據這些估測的子通道響應，估測該通道之響應。

### 六、英文發明摘要：

A channel estimation method for a multi-carrier signal through a channel is provided. In this method, at first, pilot signals are fetched from the multi-carrier signal. The fetched pilot signals include pilot signals of a present symbol and additional pilot signals which are the averages of pilot signals of a last symbol and a next symbol. Second, sub-channel responses of the fetch pilot signals are estimated according to the fetch pilot signals and original inserted pilot signals. Finally, the response of the channel is estimated according to the estimated sub-channel responses.



七、指定代表圖：

(一)本案指定代表圖為：圖(4)。

(二)本代表圖之元件符號簡單說明：

S41：從多重載波訊號取出嚮導訊號

S42：根據取出的嚮導訊號與原先置入的嚮導訊號，估測取出的嚮導訊號所在的子通道響應

S43：根據估測的子通道響應，利用通道估測演算法去估測通道響應

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

## 九、發明說明：

### 【發明所屬之技術領域】

本發明是有關於一種通道估測，且特別是有關於一種嚮導式(pilot-based)通道估測方法，適用於多重載波(multi-carrier)通訊系統，例如正交分頻多工(OFDM)系統。

### 【先前技術】

OFDM 技術可以視為一種調變與多工技術，是一種多重載波傳輸技術。OFDM 技術利用在傳輸訊號中加入保護區段(guard interval, GI)或循環前置(circular prefix, CP)來消除符元間干擾(inter-symbol interference, ISI)；另外，利用在接收端做通道估測以估測通道的頻率響應，然後再根據估測的頻率響應做補償來消除因多重路徑所造成的通道之頻率選擇性衰減(frequency selective fading)。因此，OFDM 技術是無線傳輸中最重要技術之一，其後用於多用戶的 OFDMA、新一代無線寬頻技術的 WiMAX 皆是建構在 OFDM 技術上。

圖 1 繪示為一種典型的 OFDM 系統之方塊圖。請參照圖 1，OFDM 系統 10 包括發射端 11 及接收端 12，並將可用的頻寬分成  $N$  等分以供子載波使用。以單一個符元(symbol)的發射與接收為例，在發射端 11，位元流(bitstream)經過訊號映射(mapping)而被映射到一訊號空間，此映射方式例如是 QPSK 或 QAM 等數位調變。調變後的數位資料經過串並轉換後，分成  $N$  筆資料作為  $N$  個子載波的輸入。為了在接收端 12 進行通道 13 的估測，需要在上述  $N$  個子載波中利用部分子載波來傳送嚮導訊號(pilot signal)，其餘才用來傳送資料訊號，因此採用嚮導式通道估測不可避免地會降低訊雜比(SNR)，但是相對

地有較精確的估測結果。置入嚮導訊號後，包含嚮導與資料訊號的  $N$  個子載波接著經過反快速傅立葉轉換(IFFT)、加入循環前置(CP)，然後經過並串轉換後被送出。在接收端 12，接收到的 OFDM 符元先經過串並轉換、移除循環前置(CP)、快速傅立葉轉換(FFT)後，再經過通道估測以求得通道 13 之估測的通道響應。然後，等化器就可以利用估測的通道響應對經過 FFT 的接收訊號進行補償，然後再經過並串轉換及訊號解映射(demapping)即可得到當初傳送的位元流。

在描述傳統上 OFDM 的通道估測方法之前，先對發射端送出的或接收端接收的 OFDM 訊號做說明。請參照圖 2，其繪示為 OFDM 訊號的架構示意圖。其中，橫軸為時間軸(或稱為符元軸、符元方向)，變數為符元號碼( $x$ )；而縱軸為頻率軸(或稱為子載波軸、子載波方向)，變數為子載波號碼( $y$ )。由於 OFDM 系統將可用的頻寬分成  $N$  等分以供子載波使用，因此隨時間而一直發送或接收的每個符元都包含  $N$  個子載波，若此 OFDM 訊號具有  $M$  個符元則其具有  $M \times N$  個子載波，其中子載波 20 即符元號碼( $x$ )為 7、子載波號碼( $y$ )為 5 的子載波。當每個符元經過通道時可視為其  $N$  個子載波分別通過  $N$  個子通道，例如子載波號碼( $y$ )為 5 的所有子載波即位於第 5 個子通道上。這些子載波傳輸的訊號包含嚮導訊號與資料訊號，分別以 ■ 與 □ 表示之。另外，OFDM 訊號可以分成多個群組(cluster)，每一個群組所包含的嚮導與資料訊號之配置方式(或嚮導訊號相對於資料訊號的位置)皆相同。例如，在 IEEE 802.16e 標準中，群組的架構在符元軸包含兩個符元、在子載波軸包含  $n (=14)$  個子載波，故群組共有 28 個子載波且其中有 4 個是嚮導訊號、24 個是資料訊號，如圖 2 中的群組 21~26。

需要注意的是，只要具有多個(或  $M$  個)符元且每一個符元包含多個(或  $N$  個)子載波的訊號(以下稱這種訊號為多重載波訊號)，其架構都可以用圖 2 來示意。當然地，真實的符元架構還可能包含循環前置(CP)、前置資訊(preamble)等部分，但這些並非本發明關注的地方。

OFDM 的嚮導式通道估測方法可以分成三個步驟。首先，第一步先從 FFT 的輸出訊號中取出嚮導訊號。接著，第二步根據上述取出的嚮導訊號與原先置入的嚮導訊號，估測上述取出的嚮導訊號所在的子載波之通道響應(或子通道之通道響應，簡稱為子通道響應)。最後，第三步根據上述估測的子通道響應，以演算法估測出通道響應，其中演算法例如是最小平方(least square, LS)、最小均方(least mean square, LMS)或遞迴最小平方(recursive least square, RLS)演算法。

在第一步中，如何取出適當數量的嚮導與資料訊號是很重要的，若嚮導訊號太少則估測出來的資料訊號較不準，若嚮導訊號太多則訊雜比又會太低。圖 3A 繪示為一種傳統上 OFDM 通道估測時嚮導訊號取法之示意圖。請參照圖 3A，此方法以群組作為估測單元，例如先取估測單元 31 進行通道估測，接著取估測單元 32 進行通道估測，而符元號碼為 1 與 2 的符元(或第 1 與第 2 個符元)皆按估測單元估測完畢後，再依上述方式估測第 3 與第 4 個符元，依此類推。以估測單元 31 為例，假設在估測單元 31 內的通道響應為如(1)式的一階平面：

$$z = ax + by + c \quad (1)$$

其中， $z$  為經過通道後嚮導訊號的子通道響應， $x$  為符元號碼， $y$  為子載波號碼， $a$ 、 $b$ 、 $c$  為一階平面係數。

當得到 4 個嚮導訊號之子通道響應(分別為  $z_0$ 、 $z_1$ 、 $z_2$ 、 $z_3$ )後，則將  $z_0 \sim z_3$  與已知的 4 個嚮導訊號之  $(x, y)$  值(分別為  $(x_0, y_0)$ 、 $(x_1, y_1)$ 、 $(x_2, y_2)$ 、 $(x_3, y_3)$ )代入(1)式可以求得係數  $a$ 、 $b$ 、 $c$ ，即求得適用於整個估測單元 31 之估測的通道響應函數。此時，若要求得其他子載波之估測的通道響應，只需將欲求之子載波的  $(x, y)$  值代入(1)式則所得  $z$  值即其估測的通道響應。在本實施例中，4 個嚮導訊號之  $(x, y)$  值分別為  $(1, 5)$ 、 $(1, 9)$ 、 $(2, 1)$  與  $(2, 13)$ 。另外，為了採用 LS 演算法求取(1)式的係數  $a$ 、 $b$ 、 $c$ ，進一步將(1)式表示如(2)式的矩陣形式：

$$\mathbf{Z} = \mathbf{A}\mathbf{F} \quad (2)$$

其中， $\mathbf{Z} = [z_0, z_1, z_2, z_3]^T$ ，上標 T 為轉置(transpose)運算；

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} x_0 & y_0 & 1 \\ x_1 & y_1 & 1 \\ x_2 & y_2 & 1 \\ x_3 & y_3 & 1 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{F} = [a, b, c]^T。$$

因此，由 LS 演算法可以得到(2)式的係數矩陣  $\mathbf{F}$  為：

$$\mathbf{F} = (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H \mathbf{Z} \quad (3)$$

其中，上標 H 表示共軛轉置(conjugate transpose)運算，上標 -1 表示反(inverse)矩陣運算。

而另一種嚮導訊號的取法是利用群組內單一符元的 2 個嚮導訊號之子通道響應代入一階曲線以 LS 演算法來估計其他 12 個子載波響應，但用這 2 個嚮導響應來估計其他 12 的子載波，資料可能稍嫌不足而無法精準的估計通道。因此，另一種

嚮導訊號的取法是將原本一個群組的通道估測擴充為兩個群組，再取此兩個群組內單一符元作為估測單元，如圖 3B 所示的估測單元 33，然後以此估測單元 33 內 4 個嚮導信號之子通道響應代入二階曲線以 LS 演算法來估計其他 24 個子載波。所以，圖 3A 與 3B 所示之方法都是利用估測單元內的 4 個嚮導訊號去估計其他 24 個子載波，差別在於嚮導訊號取法不同，稍後的模擬將顯示這兩種傳統的通道估測方法效能並不好。

### 【發明內容】

本發明的目的就是在提供一種通道估測方法，利用當前符元的嚮導訊號以及前一個與後一個符元的嚮導訊號取平均值的額外嚮導訊號，因此可以更準確地估測出通道響應。

本發明的再一目的是提供一種通道估測方法，利用當前符元的嚮導訊號以及前一個與後一個符元的嚮導訊號取平均值的額外嚮導訊號，並利用估測單元沿著子載波軸以嚮導或額外嚮導訊號移動的方式作估測，除可以準確地估測出通道響應，更可以減緩估測出來的通道響應不夠平滑的問題。

本發明提出一種通道估測方法，適用經過一通道的多重載波訊號。此方法先從多重載波訊號取出嚮導訊號，其中取出的嚮導訊號包括估測單元所在之當前符元的嚮導訊號以及前一個與後一個符元的嚮導訊號取平均值的額外嚮導訊號。接著，根據取出的嚮導訊號及原先置入的嚮導訊號，估測取出的嚮導訊號之子通道響應。

本發明利用估測單元所在之當前符元的嚮導訊號，以及前一個與後一個符元的嚮導訊號取平均值做為額外嚮導訊號，因此可以更準確地估測出通道響應。另外，利用估測單元沿著子

載波軸以嚮導或額外嚮導訊號移動的方式作估測，可以減緩估測出來的通道響應不夠平滑的問題。

為讓本發明之上述和其他目的、特徵和優點能更明顯易懂，下文特舉較佳實施例，並配合所附圖式，作詳細說明如下。

### 【實施方式】

圖 4 為依照本發明一較佳實施例所繪示之通道估測方法之流程圖，此方法適用於多重載波通訊系統。為了實施例方便說明起見，多重載波通訊系統以圖 1 所示的 OFDM 系統 10 為例，其在發射端 11 送出 OFDM 訊號  $T$ ，此訊號  $T$  經過具有頻率響應  $H$  的通道 13，然後在接收端 12 接收到 OFDM 訊號  $R$ 。這些訊號  $T$ 、 $R$ ，或者 IFFT 的輸入訊號(即訊號  $T$  未調變前的訊號)、FFT 的輸出訊號(即訊號  $R$  解調變後的訊號)均為多重載波訊號，故其符元架構均可以圖 2 所示架構表示。

請同時參照圖 1 與圖 4，本發明之通道估測方法亦可如傳統作法般分成三個步驟。首先，第一步 S41 先從接收端接收的 OFDM 訊號  $R$ (或 FFT 的輸出訊號)中取出嚮導訊號  $R_P$ ，其中訊號  $R$  與 FFT 的輸出訊號事實上以圖 2 所示架構表示時是一樣的，差別只在於是否有調變(或訊號為時域還是頻域訊號)、是否有加入循環前置(CP)、傳輸方式是並列還是串列而已，但這些並非本發明關注的地方。接著，第二步 S42 根據取出的嚮導訊號  $R_P$  與原先發射端 11 置入的嚮導訊號  $T_P$ ，利用如強制歸零(zero-forcing, ZF)的方法以估測取出的嚮導訊號  $R_P$  所在的子通道響應  $H_P$ 。最後，第三步 S43 根據估測的子通道響應  $H_P$ ，利用如最小平方(LS)演算法的通道估測演算法去求估測的通道響應  $H_E$ 。

在第一步 S41 中，本發明之嚮導訊號取法如圖 5A 所示，是利用群組的單一個符元作為估測單元，例如估測單元 510，但是嚮導訊號的取法除了原本的 510 內的嚮導訊號 511 外，還要再加上額外嚮導訊號 512 與 513，因此本發明之通道估測方法是利用估測單元內的 4 個嚮導訊號去估計其他 10 個子載波，當然會比傳統的以 4 個嚮導訊號去估計其他 24 個子載波的方式有更準確的估計結果。其中，估測單元所在之當前符元(第  $i$  個符元)的額外嚮導訊號，其值為前一個符元(第  $i-1$  個符元)與後一個符元(第  $i+1$  個符元)的嚮導訊號取平均值。因為每個群組的嚮導與資料訊號配置方式相同，故符元號碼為奇數的所有符元之嚮導訊號配置方式相同，而符元號碼為偶數的所有符元之嚮導訊號配置方式亦相同，所以圖 5A 中前一個符元在某一子通道上有嚮導訊號，則後一個符元在該子通道上必有嚮導訊號。這兩個嚮導訊號在同一子通道上且只間隔一個符元，故相關性很高，兩者取平均值後可作為額外嚮導訊號置入以取代當前符元在該子通道的資料訊號。

在本實施例中，估測單元 510 目前在第  $i(=3)$  個符元上，所以亦稱第  $i$  個符元為當前符元。額外嚮導訊號 512 為第  $(i-1)$  個符元的嚮導訊號 512a 與第  $(i+1)$  個符元的嚮導訊號 512b 取平均值；同樣地，額外嚮導訊號 513 為嚮導訊號 513a 與 513b 取平均值。不過，如果群組內嚮導訊號的配置如圖 5B 所示時，雖然估測單元 520 所在之當前符元的前一個與後一個符元在第 5 個子載波有嚮導訊號可取平均值以作為當前符元的額外嚮導訊號，但是因為當前符元在第 5 個子載波上已經有嚮導訊號存在，因此仍舊採用當前符元在第 5 個子載波上的嚮導訊號。此時，本發明之方法是利用估測單元內的 3 個嚮導訊號去



估計其他 11 個子載波，還是比傳統的方法好。所以，本發明之方法適用於群組內嚮導訊號的配置方式為：在群組內每一個符元上至少存在一嚮導訊號；以及，群組內一符元存在一子載波，其所在之子通道上配置有嚮導訊號時，則群組內同一子通道上另一符元不配置嚮導訊號(或配置資料訊號)。

在第二步 S42 中，如圖 1 所示，一般通訊系統之發射與接收訊號之關係為：

$$\mathbf{R}=\mathbf{HT}+\mathbf{W} \quad (4)$$

其中， $\mathbf{R}=[R_0, R_1, \dots, R_{N-1}]^T$  與  $\mathbf{T}=[T_0, T_1, \dots, T_{N-1}]^T$  分別為頻域上接收訊號與發射訊號； $N$  為子載波數； $\mathbf{W}$  為頻域上可加性白高斯雜訊(AWGN)； $\mathbf{H}=[H_0, H_1, \dots, H_{N-1}]^T$  為通道 13 的頻率響應。

因此，在頻域上採用強制歸零(ZF)方法可估測取出的嚮導訊號  $\mathbf{R}_p$  所在的子通道響應  $\mathbf{H}_p$  為：

$$\mathbf{H}_p=\mathbf{R}/\mathbf{T} \quad (5)$$

在第三步 S43 中，以圖 5A 之嚮導訊號取法為例，假設在估測單元 510 內的通道響應為如(6)式的二階曲線：

$$z = a + by + cy^2 \quad (6)$$

其中， $z$  為經過通道後嚮導訊號的子通道響應， $y$  為子載波號碼， $a$ 、 $b$ 、 $c$  為二階曲線係數。

當取得估測單元 510 所在之當前符元的嚮導訊號 511 與額外嚮導訊號 512、513 之子通道響應(分別為  $z_0$ 、 $z_1$ 、 $z_2$ 、 $z_3$ )後，則將  $z_0 \sim z_3$  與已知的嚮導訊號之  $y$  值(分別為  $y_0$ 、 $y_1$ 、 $y_2$ 、 $y_3$ )代入(6)式可以求得係數  $a$ 、 $b$ 、 $c$ ，即求得估測單元 510 之估測的

通道響應。在本實施例中，4 個嚮導訊號之  $y$  值分別為 1、5、9 與 13。為了採用 LS 演算法求取(6)式的係數  $a$ 、 $b$ 、 $c$ ，進一步將(6)式表示如(7)式的矩陣形式：

$$\mathbf{Z}=\mathbf{A}\mathbf{F} \quad (7)$$

其中， $\mathbf{Z}=[z_0, z_1, z_2, z_3]^T$ ；

$$\mathbf{A}=\begin{bmatrix} 1 & y_0 & y_0^2 \\ 1 & y_1 & y_1^2 \\ 1 & y_2 & y_2^2 \\ 1 & y_3 & y_3^2 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{F}=[a, b, c]^T。$$

因此，由 LS 演算法可以得到(7)式的係數矩陣  $\mathbf{F}$  為：

$$\mathbf{F}=(\mathbf{A}^H\mathbf{A})^{-1}\mathbf{A}^H\mathbf{Z} \quad (8)$$

需要注意的是，因為假設估測單元內的通道響應為二階曲線，因此估測單元內的嚮導與額外嚮導訊號之個數必須足夠求出二階曲線係數。所以，必須根據群組內嚮導與資料訊號的配置方式(即估測單元可取得的嚮導與額外嚮導訊號之個數)，評估要利用這些嚮導訊號採用一階、二階或更高階的線性多項式內插方式去求得估測單元內的通道響應函數。一般而言，採用二階的內插方式即有不錯的估測精準度。

如圖 3A、3B 所示二種傳統的通道估測方法(以下分別稱為傳統 1、傳統 2 的方法)以及如圖 5A、5B 所示本發明的通道估測方法(以下稱為本發明 1 的方法)，以上三種方法之估測單元都是以至少一個群組為區域的方式作估測。例如，圖 3A 的估測單元在估測群組 21(此時為估測單元 31)完畢後，接著可

以改成估測群組 22(此時為估測單元 32)或群組 23(未繪示於此圖中);圖 3B 的估測單元在估測群組 21 與 22 的第 1 個符元(此時為估測單元 33)完畢後,接著可以改成估測群組 21 與 22 的第 2 個符元;而圖 5A 的估測單元在估測群組 23 的第 1 個符元(此時為估測單元 510)完畢後,接著可以改成估測群組 23 的第 2 個符元。這樣的方法雖然可以有較簡單的硬體複雜度,但卻會使得估測的通道響應不夠平滑,甚至有尖峰(peak)出現,造成部分地方的估測結果相當不準確。

針對上述問題,本發明另提出一種改良的通道估測方法。請參照圖 6,其繪示為依照本發明另一較佳實施例所繪示之嚮導訊號取法之示意圖,其中橫軸為符元軸、縱軸為子載波軸,為了圖式簡潔而未標示於其中。此通道估測方法(以下稱為本發明 2 的方法)是利用群組的單一個符元作為估測單元,但是估測單元不再以至少一個群組為區域的方式作估測,而是沿著子載波軸以取出的嚮導訊號(即嚮導與額外嚮導訊號)移動的方式作估測。

舉例來說,如圖 6 所示第 2 個符元為估測單元所在之當前符元,請參照圖 6 的(a),一開始,估測單元(此時為估測單元 61)利用如圖 5A 的方法來取得嚮導與額外嚮導訊號,並代入(7)式的二階曲線,接著再利用 LS 法解出(8)式的係數矩陣  $F$  得到估測單元 61 之估測的通道響應。但是,只利用此估測的通道響應去求取部份的子通道響應作為估測結果,例如只求取估測單元 61 中區塊 61a 內的子通道響應作為估測結果。接著,請參照圖 6 的(b),估測單元沿著子載波軸移動(此時為估測單元 62),同樣地利用如圖 5A 的方法得到估測單元 62 之估測的通

道響應。但是，只利用此估測的通道響應去求取部份的子通道響應作為估測結果，例如只求取估測單元 62 中區塊 62a 內的子通道響應作為估測結果。再來，圖 6 的(c)只求取估測單元 63 中區塊 63a 內的子通道響應，圖 6 的(d)只求取估測單元 64 中區塊 64a 內的子通道響應，...，依此類推直到整個當前符元估測完畢。最後，將估測單元每次移動時所求得的估測結果(例如估測單元為估測單元 61 時得到估測結果 61a，為估測單元 62 時得到估測結果 62a，...)組合起來即該多重載波訊號估測的通道響應。

需要注意的是，在估測單元每次移動的時候，估測單元內都必須保持相同個數的嚮導訊號，如此才不至於增加硬體的複雜度。估測單元每次移動幅度至少為一個取出的嚮導訊號(即嚮導與額外嚮導訊號中之一訊號)。例如，在本實施例中估測單元 61 移動到估測單元 62 時，即是估測單元 61 在符元號碼為 2 的符元上向下移動一個取出的嚮導訊號；或者說，估測單元 62 即是移動估測單元 61 以便將 $(x, y)$ 為 $(2, 1)$ 之取出的嚮導訊號剔除而加入 $(x, y)$ 為 $(2, 15)$ 之取出的嚮導訊號。而且，在當前符元中於每個估測單元內求取部分子通道響應時，除了在當前符元頭部與尾部的估測單元外，其餘的每個估測單元內求取的部分子通道響應一般個數會設計一樣多，即估測結果的區塊內子載波個數會設計一樣多，例如區塊 62a~64a。

圖 7 繪示為本發明兩種通道估測方法所估測的通道響應之模擬結果，而圖 8 繪示為本發明與傳統通道估測方法的效能之模擬結果。在模擬中，通道模型採用 SCM 通道模型；而通道時變的情形採用擬穩態(quasi-steady)的模擬，也就是通道在

一個符元內視為不變，下一個符元才會改變，因此不必考慮子載波間干擾(inter-carrier interference, ICI)。另外，符元架構採用 2048 個子載波，循環前置(CP)長度為 1/8 的子載波長度，訊號映射及解映射的方式為 64QAM。

請參照圖 7，其中“實際”表示通道響應  $H$ ，“本發明 1”表示根據如圖 5A 的方法所得到之估測的通道響應  $H_E$ ，而“本發明 2”表示根據如圖 6 的方法所得到之估測的通道響應  $H_E$ 。由圖中可以看出：與本發明 2 的方法相比之下，本發明 1 的方法之通道響應除了不夠平滑之外，還有有尖峰 71 的出現。

請參照圖 8，縱軸為訊號經過通道響應後解映射而得到的位元流之位元錯誤率(bit error rate, BER)，此為在行動端為時速 100 公里/小時之通道估測，且最大路徑延遲為 50~70  $T_s$ ， $T_s$  為符元的取樣週期。其中，“實際”表示經過通道響應  $H$ ，“傳統 1”與“傳統 2”分別表示經過由圖 3A 與圖 3B 方法所得之估測的通道響應  $H_E$ ，而“本發明 1”與“本發明 2”分別表示經過由圖 5A 與圖 6 方法所得之估測的通道響應  $H_E$ 。由圖中可以看出：當訊雜比越高的時候，本發明的方法比傳統的方法效能更好，且更接近實際的通道響應  $H$ 。另外，本發明 2 的方法除了比本發明 1 的方法具有更好的效能外，還可以減緩本發明 1 的方法在通道響應上不夠平滑的問題。

綜上所述，本發明之通道估測方法，利用估測單元所在之當前符元的嚮導訊號，以及前一個與後一個符元的嚮導訊號取平均值做為額外嚮導訊號，因此可以更準確地估測出通道響應。另外，利用估測單元沿著子載波軸以嚮導或額外嚮導訊號

移動的方式作估測，可以減緩估測出來的通道響應不夠平滑的問題。

雖然本發明已以較佳實施例揭露如上，然其並非用以限定本發明，任何熟習此技藝者，在不脫離本發明之精神和範圍內，當可作些許之更動與潤飾，因此本發明之保護範圍當視後附之申請專利範圍所界定者為準。

### 【圖式簡單說明】

圖 1 繪示為一種典型的 OFDM 系統之方塊圖。

圖 2 繪示為 OFDM 訊號的架構示意圖。

圖 3A 與 3B 繪示為傳統上 OFDM 通道估測方法中嚮導訊號取法之示意圖。

圖 4 為依照本發明一較佳實施例所繪示之通道估測方法之流程圖。

圖 5A 與 5B 為依照本發明一較佳實施例所繪示之嚮導訊號取法之示意圖。

圖 6 繪示為依照本發明另一較佳實施例所繪示之嚮導訊號取法之示意圖。

圖 7 繪示為本發明兩種通道估測方法所估測的通道響應之模擬結果。

圖 8 繪示為本發明與傳統通道估測方法的效能之模擬結果。

### 【主要元件符號說明】

S41：從多重載波訊號取出嚮導訊號

S42：根據取出的嚮導訊號與原先置入的嚮導訊號，估測取出的嚮導訊號所在的子通道響應

S43：根據估測的子通道響應，利用通道估測演算法去估測通道響應

10：OFDM 系統

11：發射端

12：接收端

13：通道

21~26：群組

31~33：估測單元

510、520、61、62、63、64：估測單元

511、512a、512b、513a、513b、521、522a、522b：嚮導訊號

512、513、522：額外嚮導訊號

61a、62a、63a、64a：估測結果的區塊

71：尖峰

H：通道響應

$H_E$ ：估測的通道響應

$H_P$ ：取出的嚮導訊號所在的子通道響應

R：接收端的接收訊號

## 十、申請專利範圍：

1.一種通道估測方法，適用於一多重載波通訊系統，該多重載波通訊系統在接收端接收經過一通道之一多重載波訊號，其中該多重載波訊號包括多個符元且每一個符元包括多個子載波，該些子載波用於傳送嚮導訊號與資料訊號，其中該些子載波中每兩個符元、 $n$  個子載波為一群組， $n$  為正整數，每一個群組之嚮導與資料訊號配置方式皆相同，配置方式為在群組內每一個符元包括至少一子載波用以傳送嚮導訊號，且群組內一符元包括一子載波用以傳送嚮導訊號時則另一符元在該子載波所在之子通道上的子載波用以傳輸資料訊號，該通道估測方法包括：

將群組的單一個符元作為一估測單元，以該估測單元從該多重載波訊號取出嚮導訊號，其中取出的嚮導訊號包括該估測單元所在之當前符元的嚮導訊號，以及前一個符元與後一個符元的嚮導訊號取平均值而得到的額外嚮導訊號；

根據取出的嚮導訊號、該多重載波訊號未經過該通道前與取出的嚮導訊號對應的嚮導訊號，估測取出的嚮導訊號所在之子載波的通道響應；

根據估測的取出的嚮導訊號所在之子載波的通道響應，以一通道估測演算法估測在該估測單元時該通道的響應；以及

該估測單元在該多重載波訊號上以群組內一符元為單位移動，且每次移動後進行上述三個步驟之處理，則該估測單元每次移動時所求得的該通道的響應組合起來即該多重載波訊號估測的通道響應。



2.如申請專利範圍第 1 項所述之通道估測方法，其中該多重載波通訊系統包括 OFDM、OFDMA 或 WiMAX 系統。

3.如申請專利範圍第 1 項所述之通道估測方法，其中根據取出的嚮導訊號、該多重載波訊號未經過該通道前與取出的嚮導訊號對應的嚮導訊號，利用強制歸零的方法估測取出的嚮導訊號所在之子載波的通道響應。

4.如申請專利範圍第 1 項所述之通道估測方法，其中估測該通道的響應包括：

假設該估測單元內的通道響應為一具有未知係數的線性多項式；

將估測的取出的嚮導訊號所在之子載波的通道響應代入該線性多項式，以求取該線性多項式的未知係數；以及

將該估測單元每次移動時所求得的已知係數的該線性多項式組合起來即估測的該通道的響應。

5.如申請專利範圍第 1 項所述之通道估測方法，其中該通道估測演算法包括一最小平方演算法。

6.如申請專利範圍第 1 項所述之通道估測方法，其中該估測單元在該多重載波訊號上以群組內一符元為單位移動時，該估測單元先移動到一第一群組內一符元進行處理，再移動到一第二群組內一符元進行處理，其中該第一群組內該符元與該第二群組內該符元皆位於該多重載波訊號的同一符元上。

7.一種通道估測方法，適用於一多重載波通訊系統，該多重載波通訊系統在接收端接收經過一通道之一多重載波訊號，其中該多重載波訊號包括多個符元且每一個符元包括多個

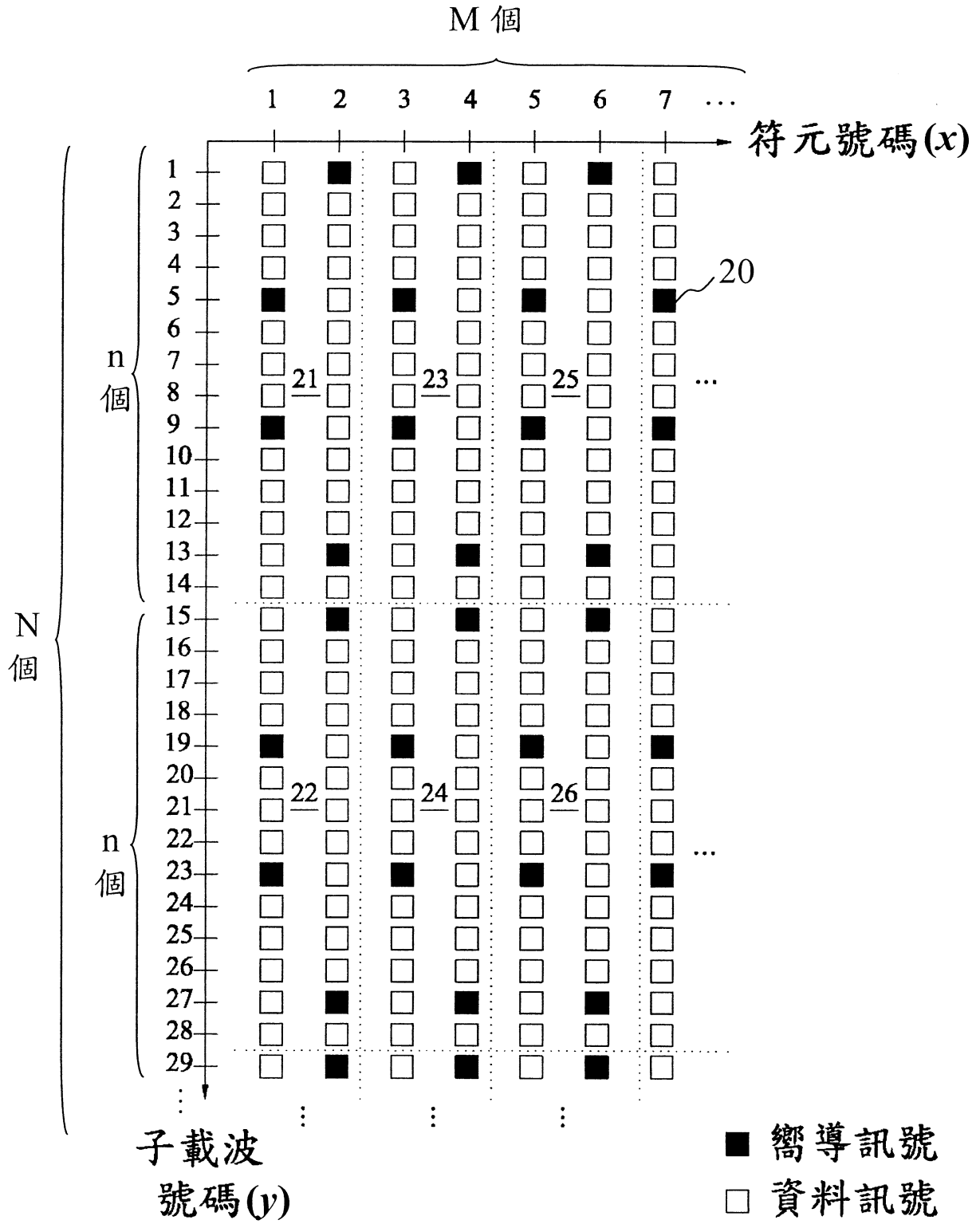


圖2