

(21)申請案號：100149544

(22)申請日：中華民國 100 (2011) 年 12 月 29 日

(51)Int. Cl.：

H04B7/04 (2006.01)

H04L1/06 (2006.01)

(71)申請人：國立交通大學(中華民國) NATIONAL CHIAO TUNG UNIVERSITY (TW)

新竹市大學路 1001 號

(72)發明人：桑梓賢 SANG, TZU HSIEN (TW)；李俊育 LEE, YUN YU (TW)

(74)代理人：高玉駿；楊祺雄

申請實體審查：有 申請專利範圍項數：10 項 圖式數：6 共 36 頁

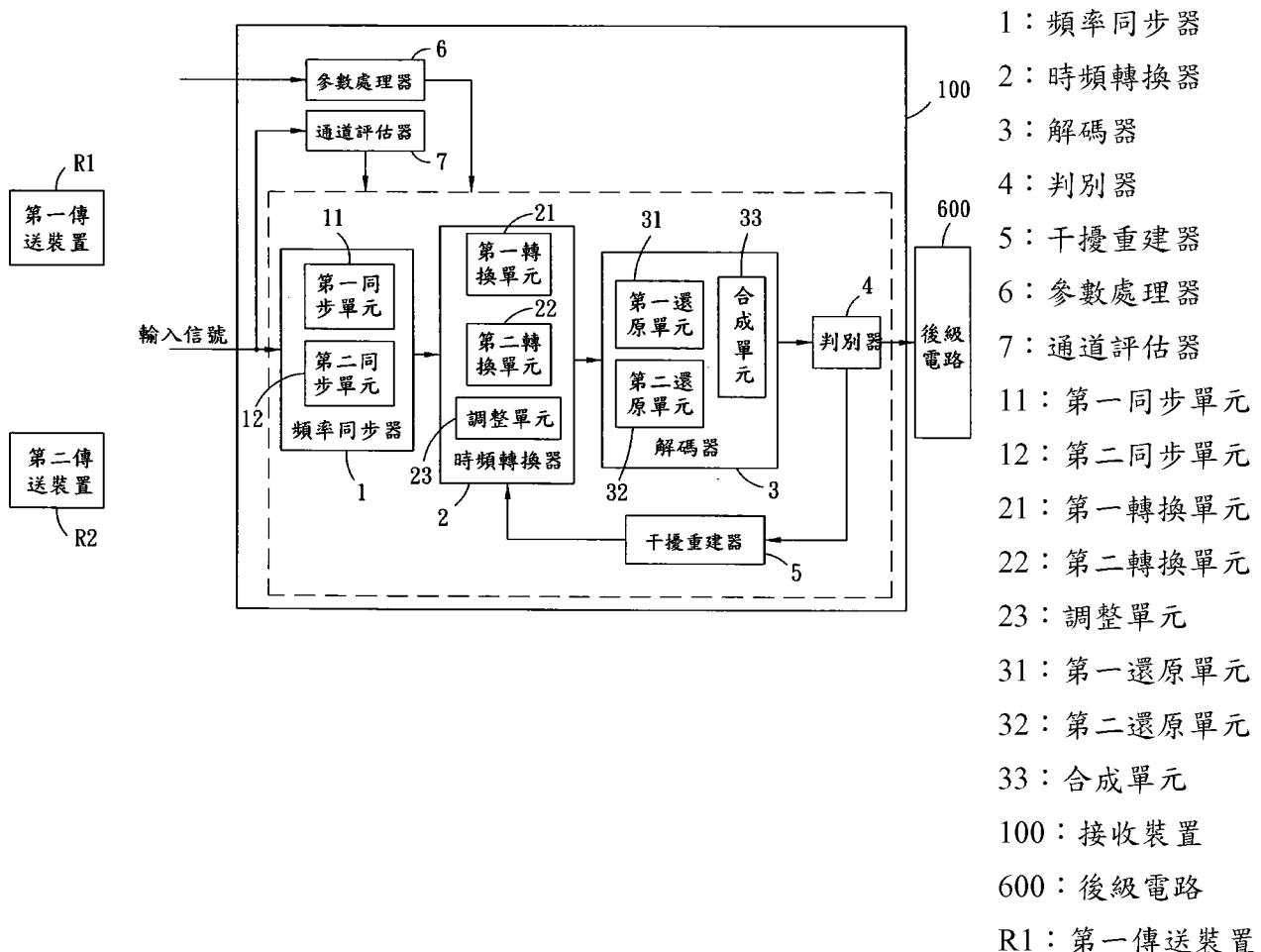
(54)名稱

用以空間頻率塊狀碼解碼的接收裝置及其方法

RECEIVING APPARATUS AND METHOD FOR SPACE FREQUENCY BLOCK CODE DECODING

(57)摘要

一種用以 SFBC 解碼的接收裝置，適用於以 N 個解調子載波處理一個基於 SFBC 編碼的輸入信號，並透過交握得知用以產生該輸入信號的 N 個第一子載波和 N 個第二子載波頻率。接收裝置利用從輸入信號分析得到的關於第一子載波的第一通道信號以及關於第二子載波的第二通道信號，且利用相位經過該等子載波調整過的輸入信號，來進行 SFBC 解碼。此外，該接收裝置更求出 SFBC 解碼結果中受到的鄰近子載波干擾，以進一步優化解碼結果。



發明專利說明書

(本說明書格式、順序，請勿任意更動，※記號部分請勿填寫)

※ 申請案號： 100149544

H04B 7/04 (2006.01)

※ 申請日： 100. 12. 29

※IPC 分類：

H04L 1/06 (2006.01)

一、發明名稱：(中文/英文)

用以空間頻率塊狀碼解碼的接收裝置及其方法 /

Receiving apparatus and method for space frequency
block code decoding

二、中文發明摘要：

一種用以 SFBC 解碼的接收裝置，適用於以 N 個解調子載波處理一個基於 SFBC 編碼的輸入信號，並透過交握得知用以產生該輸入信號的 N 個第一子載波和 N 個第二子載波頻率。接收裝置利用從輸入信號分析得到的關於第一子載波的第一通道信號以及關於第二子載波的第二通道信號，且利用相位經過該等子載波調整過的輸入信號，來進行 SFBC 解碼。此外，該接收裝置更求出 SFBC 解碼結果中受到的鄰近子載波干擾，以進一步優化解碼結果。

三、英文發明摘要：

A receiving apparatus for SFBC decoding is adapted for processing an input signal encoded by SFBC with N demodulating subcarriers and obtaining the frequencies of N first subcarriers and N second subcarriers for generating the input signal by handshaking. The receiving apparatus implements SFBC decoding with a first channel signal, a second channel and the input signal, wherein the first channel signal is obtained by analyzing the input signal and related

to the first subcarriers, the second channel signal is obtained by analyzing the input signal and related to the second subcarriers, and the phase of the input signal is shifted by the subcarriers. Besides, the receiving apparatus calculates the interference from adjacent subcarriers in the SFBC decoding result in order to optimize the decoding result.

四、指定代表圖：

(一)本案指定代表圖為：圖(3)。

(二)本代表圖之元件符號簡單說明：

100 …… 接收裝置	31 …… 第一還原單元
600 …… 後級電路	32 …… 第二還原單元
1 …… 頻率同步器	33 …… 合成單元
11 …… 第一同步單元	4 …… 判別器
12 …… 第二同步單元	5 …… 干擾重建器
2 …… 時頻轉換器	6 …… 參數處理器
21 …… 第一轉換單元	7 …… 通道評估器
22 …… 第二轉換單元	R1 …… 第一傳送裝置
23 …… 調整單元	R2 …… 第二傳送裝置
3 …… 解碼器	

五、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：

六、發明說明：

【發明所屬之技術領域】

本發明是有關於一種接收裝置，特別是指一種使用空間頻率塊狀碼(Space Frequency Block Code, SFBC)的接收裝置。

【先前技術】

SFBC 是常見用來增加系統可靠度的編碼方式，應用到合作式通訊(Cooperative Communication)系統時會使用兩個具有單一天線的傳送裝置來搭配實現。例如：透過兩個做為傳送裝置的中繼站(relay)合力將信號傳給做為接收裝置的手機。不過，不同傳送裝置的調變頻率存在些許差異，造成接收裝置難以從收到的信號中精確解碼，反而降低了系統可靠度。

為此，產學界相繼提出一些解碼方法，例如：Y. Zhang 於 2009 年提出的"Multiple CFOs compensation and BER analysis for co-operative communication systems"，及 Sang 於 2010 年提出的"An SFBC-OFDM Receiver to Combat Multiple Carrier Frequency Offsets in Cooperative Communications"，但是這些方法都只能在調變頻率差異不大時有較佳的解碼表現。

【發明內容】

因此，本發明之目的，即在提供一種用以 SFBC 解碼的接收裝置及其方法，縱使兩傳送裝置分別以不同調變頻率進行 SFBC 編碼，仍可有效解碼。

於是，本發明用以 SFBC 解碼的接收方法，適用於以 N 個解調子載波處理一個基於 SFBC 編碼的輸入信號，該輸入信號包括載有 N 個分別對應該等解調子載波之第一子載波的一信號，並包括載有 N 個分別對應該等解調子載波之第二子載波的另一信號，且對應的第一子載波和第二子載波頻率不同， $N > 1$ ，該接收方法包含以下步驟：(A)藉由一頻率同步器，基於對應的第一子載波和解調子載波的頻率差異調整該輸入信號的相位而得到一第一同步信號，並基於對應的第二子載波和解調子載波的頻率差異調整該輸入信號的相位而得到一第二同步信號；(B)藉由一時頻轉換器，利用該等調變子載波，將該第一同步信號從時域轉成頻域而得到一第一頻域信號，並將該第二同步信號從時域轉成頻域而得到一第二頻域信號；(C)藉由一通道評估器，分析該輸入信號，而得到關於載有該等第一子載波之信號的一第一通道信號，並得到關於載有該等第二子載波之信號的一第二通道信號；(D)藉由一解碼器，對該第一頻域信號和該第二頻域信號進行 SFBC 解碼得到 N 個分別對應於該等解調子載波的還原結果；及(E)藉由一判別器，為每一解調子載波，從所有可能解調符元中找出哪一個符元經過 SFBC 編碼和該等通道信號處理後會最接近對應的還原結果；其中，步驟(D)中，是根據該第一頻域信號中屬於偶子載波的成份與該第二頻域信號中屬於奇子載波的成份解碼得到一第一還原信號，並根據該第一頻域信號中屬於奇子載波的成份與該第二頻域信號中屬於偶子載波的成份解碼得到一

第二還原信號，且以該第一還原信號和該第二還原信號組合出該等還原結果，並且該解碼是建立在該第一通道信號以及該第二通道信號的基礎上。

而本發明用以 SFBC 解碼的接收裝置，適用於以 N 個解調子載波處理一個基於 SFBC 編碼的輸入信號，該輸入信號包括載有 N 個分別對應該等解調子載波之第一子載波的一信號，並包括載有 N 個分別對應該等解調子載波之第二子載波的另一信號，且對應的第一子載波和第二子載波頻率不同， $N > 1$ ，該接收裝置包含：一頻率同步器，基於對應的第一子載波和解調子載波的頻率差異調整該輸入信號的相位而得到一第一同步信號，並基於對應的第二子載波和解調子載波的頻率差異調整該輸入信號的相位而得到一第二同步信號；一時頻轉換器，利用該等調變子載波，將該第一同步信號從時域轉成頻域而得到一第一頻域信號，並將該第二同步信號從時域轉成頻域而得到一第二頻域信號；一通道評估器，分析該輸入信號，而得到關於載有該等第一子載波之信號的一第一通道信號，並得到關於載有該等第二子載波之信號的一第二通道信號；一解碼器，基於該第一通道信號，對該第一頻域信號和該第二頻域信號進行 SFBC 解碼得到 N 個分別對應於該等解調子載波的還原結果 r_k ， $k=0 \sim (N-1)$ ；一判別器，為每一解調子載波 $f_{d,k}$ ，從所有可能解調符元中找出哪一個符元經過 SFBC 編碼和該等通道信號處理後會最接近該還原結果 r_k ；及一干擾重建器，利用該等通道信號和反應每一解調子載波 $f_{d,k}$ 分別受該等第

一子載波和該等第二子載波干擾的多個干擾係數，而根據每一解調子載波 $f_{d,k}$ 的找出符元計算出一補償信號；其中，該時頻轉換器會使用每一解調子載波 $f_{d,k}$ 的補償信號來調整該等頻域信號中對應解調子載波的成份，並提供調整後的頻域信號做為該解碼器下一次的解碼依據。

【實施方式】

有關本發明之前述及其他技術內容、特點與功效，在以下配合參考圖式之一個較佳實施例的詳細說明中，將可清楚的呈現。

在本發明被詳細描述之前，要注意的是，在以下的說明內容中，類似的元件是以相同的編號來表示。

原理推導與介紹

參閱圖 1，合作式通訊系統使用分別具有單一天線(圖未示)的第一傳送裝置 R1 和第二傳送裝置 R2 來實現 SFBC 編碼。各傳送裝置 R1、R2 利用 OFDM(正交分頻多工, orthogonal frequency division multiplexing)方式使多個待傳送符元分別載到 N 個子載波中，再藉由天線傳送出去。然後，接收裝置 UE 再以 N 個對應的解調子載波來還原收到的信號。

為符合 SFBC 的編碼特性，先使待傳送符元 $X_0, X_1, X_2, X_3, \dots$ 依照符元順序兩兩配對，以供傳送裝置 R1 將屬於同一對的符元依順序配置給頻率遞增的兩相鄰子載波，傳送裝置 R2 將該配對的後面符元配置給一子載波且將前面符元配置給其相鄰較高頻的子載波。N=8 時的符元配置關係可參

考圖 2。

前述傳送裝置 R1 所使用的 N 個第一子載波 $f_{R1,k}$ 、傳送裝置 R2 所使用的 N 個第二子載波 $f_{R2,k}$ ，和接收裝置 UE 所使用的 N 個解調子載波 $f_{d,k}$ 分別相互對應， $k=0\sim(N-1)$ 。不過，該等傳送裝置 R1~R2 和接收裝置 UE 皆為獨立裝置，所以對應的第一子載波、第二子載波和解調子載波存在些許頻率差。

如熟悉本技藝者所知，傳送裝置 R1 會依照子載波遞增順序將該等符元編碼成 $X_{R1}=[X_0 \ -X_1^* \ \dots \ X_k \ -X_{k+1}^* \ \dots \ X_{N-2} \ -X_{N-1}^*]^T$ ，而根據式(1)輸出信號。另一方面，傳送裝置 R2 將符元編碼成 $X_{R2}=[X_1 \ X_0^* \ \dots \ X_{k+1} \ X_k^* \ \dots \ X_{N-1} \ X_{N-2}^*]^T$ ，而根據式(1)輸出信號。式(1)中， $\alpha \in \{R1, R2\}$ ， $-N_p \leq n \leq N-1$ ， N_p 是循環前置(cyclic prefix)符元數目。

$$x_\alpha(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_\alpha(k) \exp\left(\frac{j2\pi nk}{N}\right) \quad (1)$$

這兩個傳送裝置 R1、R2 送出的信號會經過通道傳遞而在接收裝置 UE 處形成一個如式(2)的輸入信號，其中 $h_\alpha(\cdot)$ 是傳送裝置 α 至接收裝置 UE 的通道脈衝響應， L 是通道脈衝響應的總階(tap)數， $z(n)$ 代表雜訊。而式(2)的相位調整項 $\exp(j2\pi\varepsilon_\alpha n/N)$ 則是鑒於傳送裝置 α 和接收裝置 UE 的子載波頻率差，較佳地 ε_α 是「傳送裝置 α 的子載波 $f_{\alpha,k}$ 相較於解調子載波 $f_{d,k}$ 的頻率差」之於相鄰解調子載波 $f_{d,k}$ 間距的比例。

$$y(n) = \sum_{\alpha \in \{R1, R2\}} \left\{ \exp\left(\frac{j2\pi\epsilon_\alpha n}{N}\right) \sum_{l=0}^{L-1} h_\alpha(l) x_\alpha(n-l) \right\} + z(n) \quad (2)$$

接收裝置 UE 為了補償子載波 $f_{\alpha,k}$ 相較於解調子載波 $f_{d,k}$ 的頻率差，特地在解碼前先讓輸入信號乘上 $\exp(-j2\pi\epsilon_{R1}n/N)$ 得到第一同步信號，並讓輸入信號乘上 $\exp(-j2\pi\epsilon_{R2}n/N)$ 得到第二同步信號。接著，根據解調子載波 $f_{d,k}$ 將該等同步信號從時域轉到頻域，而得到第一頻域信號 Y_{R1} 和第二頻域信號 Y_{R2} 。第一頻域信號 Y_{R1} 和第二頻域信號 Y_{R2} 可表示為式(3)，其中，干擾係數 $G_{k,m}^{\epsilon_{R1}}$ 如式(4)用以反應第 k 個解調子載波受第 m 個第一子載波的干擾，干擾係數 $G_{k,m}^{\epsilon_{R2}}$ 如式(4)用以反應第 k 個解調子載波受第 m 個第二子載波的干擾， $m=0\sim(N-1)$ 。又式(5)中， G^{ϵ_α} 為所有干擾係數的集合， H_{R1} 是代表 $h_{R1}(\cdot)$ 頻率響應的第一通道信號， H_{R2} 是代表 $h_{R2}(\cdot)$ 頻率響應的第二通道信號， $G = (G^{\epsilon_{R1}})^H G^{\epsilon_{R2}}$ ， W 為 $z(n)$ 的頻率響應，矩陣 A^H 是矩陣 A 的厄米共軛矩陣 (Hermitian conjugate matrix)。

$$\begin{aligned} Y_{R1} &= H_{R1} X_{R1} + (G^{\epsilon_{R1}})^H G^{\epsilon_{R2}} H_{R2} X_{R2} + (G^{\epsilon_{R1}})^H W \\ &= H_{R1} X_{R1} + G H_{R2} X_{R2} + W_{R1} \\ Y_{R2} &= (G^{\epsilon_{R2}})^H G^{\epsilon_{R1}} H_{R1} X_{R1} + H_{R2} X_{R2} + (G^{\epsilon_{R2}})^H W \\ &= G^H H_{R1} X_{R1} + H_{R2} X_{R2} + W_{R2} \end{aligned} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} G_{k,m}^{\epsilon_\alpha} &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \exp\left(\frac{j2\pi n(\epsilon_\alpha - k + m)}{N}\right) \\ &= \frac{\sin(\pi(m - k + \epsilon_\alpha))}{N \sin(\pi(m - k + \epsilon_\alpha) / N)} \exp\left(j\pi\left(\frac{N-1}{N}\right)(m - k + \epsilon_\alpha)\right) \end{aligned} \quad (4)$$

$$H_\alpha = \begin{bmatrix} H_{\alpha,0} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & H_{\alpha,1} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & H_{\alpha,N-1} \end{bmatrix},$$

$$G^{\varepsilon_\alpha} = \begin{bmatrix} G_{0,0}^{\varepsilon_\alpha} & G_{0,1}^{\varepsilon_\alpha} & \cdots & G_{0,N-1}^{\varepsilon_\alpha} \\ G_{1,0}^{\varepsilon_\alpha} & G_{1,1}^{\varepsilon_\alpha} & \cdots & G_{1,N-1}^{\varepsilon_\alpha} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ G_{N-1,0}^{\varepsilon_\alpha} & G_{N-1,1}^{\varepsilon_\alpha} & \cdots & G_{N-1,N-1}^{\varepsilon_\alpha} \end{bmatrix},$$

$$G = (G^{\varepsilon_{R1}})^H G^{\varepsilon_{R2}} = \begin{bmatrix} G_{0,0} & G_{0,1} & \cdots & G_{0,N-1} \\ G_{1,0} & G_{1,1} & \cdots & G_{1,N-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ G_{N-1,0} & G_{N-1,1} & \cdots & G_{N-1,N-1} \end{bmatrix} \quad (5)$$

接下來，根據頻域信號 Y_{R1}, Y_{R2} 進行 SFBC 解碼。詳細解碼方式如式(6)，將 Y_{R1} 的偶子載波成份集合成 $Y_{R1,e}$ ，並將 Y_{R2} 的奇子載波成份集合成 $Y_{R2,o}$ ，以還原出 r_e^1 和 r_o^1 。另一方面，將 Y_{R2} 的偶子載波成份集合成 $Y_{R2,e}$ ，並將 Y_{R1} 的奇子載波成份集合成 $Y_{R1,o}$ ，以還原出 r_e^2 和 r_o^2 。

其中， $H_{R1,e}$ 是第一通道信號 H_{R1} 中屬於偶子載波的成份， $H_{R1,o}$ 是第一通道信號 H_{R1} 中屬於奇子載波的成份， $H_{R2,e}$ 是第二通道信號 H_{R2} 中屬於偶子載波的成份， $H_{R1,o}$ 是第二通道信號 H_{R2} 中屬於奇子載波的成份。並且， G_A 、 G_B 、 G_C 、 G_D 分別由 G 拆解得到，詳見式(7)。而式(8)更列出 r_e^1 、 r_o^2 、 r_o^1 和 r_e^2 之於 $X_e = [X_0 \ X_2 \ X_4 \ \cdots \ X_{N-2}]$ 和 $X_o = [X_1 \ X_3 \ X_5 \ \cdots \ X_{N-1}]$ 的關係，其中 $W_{\alpha,e}$ 是頻域信號 Y_α 中偶子載波成份受到的雜訊， $W_{\alpha,o}$ 是頻域信號 Y_α 中奇子載波成

份受到的雜訊。

$$\begin{bmatrix} r_e^1 \\ r_o^1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{R1,e} & G_A H_{R2,e} \\ H_{R2,o}^* & -G_C^T H_{R1,o}^* \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} Y_{R1,e} \\ Y_{R2,o}^* \end{bmatrix},$$

$$\begin{bmatrix} r_e^2 \\ r_o^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_A^H H_{R1,e} & H_{R2,e} \\ G_C^* H_{R2,o}^* & -H_{R1,o}^* \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} Y_{R2,e} \\ Y_{R1,o}^* \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$G_A = \begin{bmatrix} G_{0,0} & G_{0,2} & \cdots & G_{0,N-2} \\ G_{2,0} & G_{2,2} & \cdots & G_{2,N-2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ G_{N-2,0} & G_{N-2,2} & \cdots & G_{N-2,N-2} \end{bmatrix},$$

$$G_B = \begin{bmatrix} G_{0,1} & G_{0,3} & \cdots & G_{0,N-1} \\ G_{2,1} & G_{2,3} & \cdots & G_{2,N-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ G_{N-2,1} & G_{N-2,3} & \cdots & G_{N-2,N-1} \end{bmatrix},$$

$$G_C = \begin{bmatrix} G_{1,1} & G_{1,3} & \cdots & G_{1,N-1} \\ G_{3,1} & G_{3,3} & \cdots & G_{3,N-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ G_{N-1,1} & G_{N-1,3} & \cdots & G_{N-1,N-1} \end{bmatrix},$$

$$G_D = \begin{bmatrix} G_{1,0} & G_{1,2} & \cdots & G_{1,N-2} \\ G_{3,0} & G_{3,2} & \cdots & G_{3,N-2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ G_{N-1,0} & G_{N-1,2} & \cdots & G_{N-1,N-2} \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\begin{aligned}
r_e^1 &= \left(|H_{R1,e}|^2 + |H_{R2,o}|^2 \right) X_e \\
&\quad + \left(H_{R1,e}^H G_A H_{R2,e} - H_{R2,o} G_C^T H_{R1,o}^* \right) X_o \\
&\quad + \left(H_{R1,e}^H G_B H_{R2,o} + H_{R2,o} G_B^T H_{R1,e}^* \right) X_e^* \\
&\quad + \left(H_{R1,e}^H W_{R1,e} + H_{R2,o} W_{R2,o}^* \right) \\
&= \left(|H_{R1,e}|^2 + |H_{R2,o}|^2 \right) X_e + \text{干擾}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
r_o^2 &= \left(H_{R2,e}^H G_A^H H_{R1,e} - H_{R1,o} G_C^* H_{R2,o}^* \right) X_e \\
&\quad + \left(|H_{R2,e}|^2 + |H_{R1,o}|^2 \right) X_o \\
&\quad - \left(H_{R2,e}^H G_D^H H_{R1,o} + H_{R1,o} G_D^* H_{R2,e}^* \right) X_o^* \\
&\quad + \left(H_{R2,e}^H W_{R2,e} - H_{R1,o} W_{R1,o}^* \right) \\
&= \left(|H_{R2,e}|^2 + |H_{R1,o}|^2 \right) X_o + \text{干擾}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
r_o^1 &= \left(H_{R2,e}^H G_A^H H_{R1,e} - H_{R1,o} G_C^* H_{R2,o}^* \right) X_e \\
&\quad + \left(H_{R2,e}^H G_A^H G_A H_{R2,e} + H_{R1,o} G_C^* G_C^T H_{R1,o}^* \right) X_o \\
&\quad + \left(H_{R2,e}^H G_A^H H_{R2,o} - H_{R1,o} G_C^* G_B^T H_{R1,e}^* \right) X_e^* \\
&\quad + \left(H_{R2,e}^H G_A^H W_{R1,e} - H_{R2,o} G_C^* W_{R2,o}^* \right) \\
&= \left(H_{R2,e}^H G_A^H G_A H_{R2,e} + H_{R1,o} G_C^* G_C^T H_{R1,o}^* \right) X_o + \text{干擾}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
r_e^2 &= \left(H_{R1,e}^H G_A G_A^H H_{R1,e} + H_{R2,o} G_C^T G_C^* H_{R2,o}^* \right) X_e \\
&\quad + \left(H_{R1,e}^H G_A H_{R2,e} - H_{R2,o} G_C^T H_{R1,o}^* \right) X_o \\
&\quad + \left(-H_{R1,e}^H G_A G_D^H H_{R1,o} - H_{R2,o} G_C^T G_D^* H_{R2,e}^* \right) X_o^* \\
&\quad + \left(H_{R1,e}^H G_A W_{R2,e} + H_{R2,o} G_C^T W_{R1,o}^* \right) \\
&= \left(H_{R1,e}^H G_A G_A^H H_{R1,e} + H_{R2,o} G_C^T G_C^* H_{R2,o}^* \right) X_e + \text{干擾}
\end{aligned}$$

(8)

由於 $G_A^H G_A$ 、 $G_A G_A^H$ 、 $G_C^* G_C^T$ 、 $G_C^T G_C^*$ 都會隨 $|\varepsilon_{R1} - \varepsilon_{R2}|$ 變大而遞減，所以擬捨棄 r_o^1 和 r_e^2 ，而以交錯方式結合偶序號的 r_e^1 和奇序號的 r_o^2 來得到還原結果 $r_0, r_1, r_2, \dots, r_{N-1}$ 。更具體地，還原結果的產生方式為：先採 r_e^1 中屬於子載波 $f_{d,0}$ 的成份 $=r_0$ ，再採 r_o^2 中屬於子載波 $f_{d,1}$ 的成份 $=r_1$ ，然後採 r_e^1 中屬於子載波 $f_{d,2}$ 的成份

$=r_2$ ，再採 r_o^2 中屬於子載波 $f_{d,3}$ 的成份 $=r_3 \dots$ 。

最後，再從每一子載波 $f_{d,k}$ 的多個可能解調符元 ζ_i 中，找出哪一個解調符元經過 SFBC 編碼和該等通道信號的處理後會最接近還原結果 r_k 。

如熟悉本技藝者所知，OFDM 調變中，各子載波可獨立選擇期望的調變模式為 QAM(quadrature amplitude modulation, 正交調幅)、16QAM 或其他。舉例來說，當調變模式選用 QAM，那麼可能解調符元有四，分別為 $\zeta_0="00"$ 、 $\zeta_1="01"$ 、 $\zeta_2="10"$ 、 $\zeta_3="11"$ 。

較佳地，選出讓干擾指標 $\|r_k - h_k^{(1)}\zeta_i - h_k^{(2)}\zeta_i^*\|$ 最小的解調符元 ζ_i 。這裡的 $h_k^{(1)}$ 是指 $(|H_{R1}|^2 + |H_{R2}|^2)$ 的第 k 個對角線元素；當 k 為偶數， $h_k^{(2)}$ 是指 $(H_{R1,e}^H G_B H_{R2,o} + H_{R2,o} G_B^T H_{R1,e}^*)$ 的第 $(k+2)/2$ 個對角線元素，當 k 為奇數， $h_k^{(2)}$ 是指 $-(H_{R2,e}^H G_D^H H_{R1,o} + H_{R1,o} G_D^* H_{R2,e}^*)$ 的第 $(k+1)/2$ 個對角線元素。

不過，僅以 r_e^1 和 r_o^2 組合出還原結果 $r_0, r_1, r_2, \dots, r_{N-1}$ ，而忽略 r_o^1 和 r_e^2 ，所以解調符元仍有改善的空間。因此，更執行干擾重建，使式(3)的頻域信號扣除重建出的干擾，然後再進行 SFBC 解碼。如此，重複干擾重建以更新 SFBC 還原結果，直到為每一解調子載波找出的解調符元 ζ_i 已連續 P 次相同，接收裝置 UE 才輸出所有解調子載波的解調符元 ζ_i ， $P >$ 一特定門檻。

以下說明干擾重建。假設第 $(t-1)$ 次干擾重建所使用的第 k 個解調子載波的解調符元 ζ_i 標示為 $\hat{S}_k^{(t-1)}$ ， $t \geq 1$ 。使解調子載波 $f_{d,0} \sim f_{d,(N-1)}$ 的解調符元 $\hat{S}_0^{(t-1)} \sim \hat{S}_{N-1}^{(t-1)}$ 兩兩配對而形成一第一優化

向量 $\hat{X}_{R1}^{(t-1)} = [\hat{X}_{R1,0}^{(t-1)} \ \hat{X}_{R1,1}^{(t-1)} \ \dots \ \hat{X}_{R1,(N-2)}^{(t-1)} \ \hat{X}_{R1,(N-1)}^{(t-1)}] = [\hat{S}_0^{(t-1)} \ \hat{S}_1^{(t-1)} \ \dots \ \hat{S}_{(N-2)}^{(t-1)} \ \hat{S}_{(N-1)}^{(t-1)}]$ 和
 一 第 二 優 化 向 量 $\hat{X}_{R2}^{(t-1)} = [\hat{X}_{R2,0}^{(t-1)} \ \hat{X}_{R2,1}^{(t-1)} \ \dots \ \hat{X}_{R2,(N-2)}^{(t-1)} \ \hat{X}_{R2,(N-1)}^{(t-1)}] = [\hat{S}_1^{(t-1)} \ \hat{S}_0^{(t-1)} \ \dots \ \hat{S}_{(N-1)}^{(t-1)} \ \hat{S}_{(N-2)}^{(t-1)}]$ 。並且，根據這兩個優化向量求出一
 補償信號 $R_k^{(t-1)}$ ，顯示此二向量經過 SFBC 編碼和該等通道信號處理後第 k 個調變子載波受其他子載波的干擾，如式(9)
 。其中， $H_{R1,m}$ 是第一通道信號中屬於第 m 個第一子載波的成份， $H_{R2,m}$ 是第二通道信號中屬於第 m 個第二子載波的成份
 。

$$R_k^{(t-1)} = \sum_{\substack{m=0 \\ m \neq k}}^{N-1} G_{k,m}^{\epsilon_{R1}} H_{R1,m} \hat{X}_{R1,m}^{(t-1)} + \sum_{\substack{m=0 \\ m \neq k}}^{N-1} G_{k,m}^{\epsilon_{R2}} H_{R2,m} \hat{X}_{R2,m}^{(t-1)} \quad (9)$$

$$Y_{\alpha,k}^{(t)} = Y_{\alpha,k}^{(t-1)} - R_k^{(t-1)} \quad (10)$$

接著，使目前頻域信號 $Y_{R1,k}^{(t-1)}$ 和 $Y_{R2,k}^{(t-1)}$ 分別扣除補償信號 $R_k^{(t-1)}$ ，而調整出下一次賴以進行 SFBC 解碼的頻域信號 $Y_{R1,k}^{(t)}$ 和 $Y_{R2,k}^{(t)}$ ，如式(10)。其中， $Y_{R1,k}^{(t)}$ 是指經由時域至頻域轉換所得出的第一頻域信號 Y_{R1} 中屬於第 k 個解調子載波的成份， $Y_{R2,k}^{(t)}$ 是指經由時域至頻域轉換所得出的第一頻域信號 Y_{R2} 中屬於第 k 個解調子載波的成份。

因此，每一次調整出的頻域信號會排除一些其他子載波的干擾，而使得解調符元逐漸收斂而有更高可信度，達到在「不同傳送裝置與接收裝置存在不同調變頻率差」的情況下進一步改善錯誤底線(error floor)的目的。

較佳實施例

參閱圖 3，在前述理論基礎下，本發明用以 SFBC 解碼的接收裝置 100 之較佳實施例適用於無線接取各具有一天

線(圖未示)的一第一傳送裝置 R1 和一第二傳送裝置 R2，這兩個傳送裝置 R1、R2 送出的信號可結合形成一個 SFBC 編碼信號，且在經過通道傳遞後會在接收裝置 100 處形成一輸入信號。其中，傳送裝置 R1、R2 和接收裝置 100 可以是中繼站、基地台、手機，或是其他具有傳收功能的設備。

接收裝置 100 包含依序電連接的一頻率同步器 1、一時頻轉換器 2、一解碼器 3 和一判別器 4，且包含一個跨接於判別器 4 和時頻轉換器 2 間的干擾重建器 5。並且，接收裝置 100 更包含分別電連接前述元件的一參數處理器 6 和一通道評估器 7。

更詳細地，頻率同步器 1 包括一第一同步單元 11 和一第二同步單元 12，時頻轉換器 2 包括一第一轉換單元 21、一第二轉換單元 22 和一調整單元 23，且解碼器 3 包括一第一還原單元 31、一第二還原單元 32 和一合成單元 33。

參閱圖 4 和圖 5，接收裝置 100 所執行的本發明用以 SFBC 解碼的接收方法之較佳實施例包含以下步驟：

步驟 81：通道評估器 7 分析輸入信號 $y(n)$ 而得到一個表示第一傳送裝置 R1 和接收裝置 100 間通道特性的第一通道信號 H_{R1} ，並得到一個表示第二傳送裝置 R2 和接收裝置 100 間通道特性的第二通道信號 H_{R2} 。

步驟 82：參數處理器 6 與各傳送裝置 R1、R2 進行交握(handshaking)，得知每一子載波 $f_{\alpha,k}$ 使用的調變模式，並得知第一子載波頻率與第二子載波頻率。

請注意，這兩個傳送裝置 R1、R2 會在對應子載波 $f_{\alpha,k}$

使用相同的調變模式，例如：QAM、16QAM 或其他。

步驟 83：參數處理器 6 基於該等子載波 $f_{a,k}$ 、 $f_{d,k}$ 頻率，計算出一第一同步因子 ε_{R1} 和一第二同步因子 ε_{R2} 。

詳細計算方式為：比較第一子載波 $f_{R1,k}$ 頻率和對應解調子載波 $f_{d,k}$ 頻率得到一第一頻率差異，並使第一頻率差異除以相鄰解調子載波 $f_{d,k}$ 間距而得到第一同步因子 ε_{R1} 。第二同步因子 ε_{R2} 可以類似方式求出，不再多做說明。

步驟 84：參數處理器 6 基於式(4)，計算出反應第 k 個解調子載波受第 m 個第一子載波干擾的干擾係數 $G_{k,m}^{\varepsilon_{R1}}$ ，並計算出反應第 k 個解調子載波受第 m 個第二子載波干擾的干擾係數 $G_{k,m}^{\varepsilon_{R2}}$ 。

步驟 85：第一同步單元 11 使用第一同步因子 ε_{R1} 來調整輸入信號 $y(n)$ 的相位而得到一第一同步信號；第二同步單元 12 使用第二同步因子 ε_{R2} 來調整輸入信號 $y(n)$ 的相位而得到一第二同步信號。

其調整方式是使輸入信號 $y(n)$ 乘上對應的 $\exp(-j2\pi\varepsilon_n/N)$ 。

步驟 86：第一轉換單元 21 利用該等解調子載波 $f_{d,k}$ 進行傅立葉轉換，將第一同步信號從時域轉成頻域而得到第一頻域信號 Y_{R1} ；第二轉換單元 22 利用該等解調子載波 $f_{d,k}$ 進行傅立葉轉換，將第二同步信號從時域轉成頻域而得到第二頻域信號 Y_{R2} 。

步驟 87：第一還原單元 31 接收第一頻域信號 Y_{R1} 中屬於偶子載波的成份，並接收第二頻域信號 Y_{R2} 中屬於奇子載

波的成份，而基於式(11)進行 SFBC 解碼得到第一還原信號 r_e^1 。

另一方面，第二還原單元 32 接收第一頻域信號 Y_{R1} 中屬於奇子載波的成份，並接收第二頻域信號 Y_{R2} 中屬於偶子載波的成份，而基於式(12)進行 SFBC 解碼得到第二還原信號 r_o^2 。

$$\begin{bmatrix} r_e^1 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{R1,e} & 0 \\ H_{R2,o}^* & 0 \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} Y_{R1,e} \\ Y_{R2,o}^* \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ r_o^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & H_{R2,e} \\ 0 & -H_{R1,o}^* \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} Y_{R2,e} \\ Y_{R1,o}^* \end{bmatrix} \quad (12)$$

步驟 88：合成單元 33 以交錯方式合併第一還原信號 r_e^1 和第二還原信號 r_o^2 ，來產生還原結果 $r_0, r_1, r_2, \dots, r_{N-1}$ 。

步驟 89：判別器 4 為每一解調子載波 $f_{d,k}$ ，從所有可能解調符元中找出哪一個符元 ζ_i 能讓干擾指標 $\|r_k - h_k^{(1)}\zeta_i - h_k^{(2)}\zeta_i^*\|$ 最小， $k=0 \sim (N-1)$ 。

步驟 90：判別器 4 檢視是否為每一解調子載波 $f_{d,k}$ 找出解調符元 ζ_i 都已經連續 P 次相同。若是，送出所有解調子載波 $f_{d,k}$ 的符元 ζ_i 給後級電路 600；若否，繼續步驟 91。

步驟 91：干擾重建器 5 使這 N 個符元 $\hat{S}_k^{(t-1)}$ 兩兩配對而形成一第一優化向量 $\hat{X}_{R1}^{(t-1)}$ 和一第二優化向量 $\hat{X}_{R2}^{(t-1)}$ ，並基於式(9)利用這兩個向量求出一補償信號 $R_k^{(t-1)}$ 。

步驟 92：調整單元 23 基於式(10)使目前頻域信號 $Y_{R1,k}^{(t-1)}$ 和 $Y_{R2,k}^{(t-1)}$ 各扣除補償信號 $R_k^{(t-1)}$ ，而調整出第一頻域信號 $Y_{R1,k}^{(t)}$ 和第

二頻域信號 $Y_{R2,k}^{(0)}$ 。接著，跳回步驟 87，以調整後的頻域信號進行 SFBC 解碼。

模擬結果

圖 6 顯示了採用本例和 Sang 於 2010 年所提方法的位元錯誤率模擬。可觀察出：當 $\varepsilon_{R1}=0.3$ 且 $\varepsilon_{R2}=-0.3$ ，本例的位元錯誤率明顯優於 Sang 法。又，隨著 $|\varepsilon_{R1}-\varepsilon_{R2}|$ 增加，Sang 法的位元錯誤率急遽上升，而本例上升幅度較緩和。

值得注意的是，雖然本例是說明傳送裝置 R1、R2 各具有單一個天線，但是本發明領域具有通常知識者可藉由前述說明輕易推廣至傳送裝置 R1、R2 各具有多個天線的情況。

綜上所述，前述較佳實施例中，接收裝置 100 以解碼器 3 基於式(6)進行較精確的 SFBC 解碼，且更以干擾重建器 5 優化頻域信號，而可以在 $|\varepsilon_{R1}-\varepsilon_{R2}|$ 相差頗大時仍有不錯的位元錯誤率表現，故確實能達成本發明之目的。

惟以上所述者，僅為本發明之較佳實施例而已，當不能以此限定本發明實施之範圍，即大凡依本發明申請專利範圍及發明說明內容所作之簡單的等效變化與修飾，皆仍屬本發明專利涵蓋之範圍內。

【圖式簡單說明】

圖 1 是一方塊圖，說明合作式通訊系統；

圖 2 是一示意圖，說明傳送裝置的符元配置；

圖 3 是一方塊圖，說明接收裝置的較佳實施例；

圖 4~5 是流程圖，說明接收方法的較佳實施例；及

圖 6 是一模擬圖，說明本例和 Sang 法的位元錯誤率。

【主要元件符號說明】

100	接收裝置	32	第二還原單元
600	後級電路	33	合成單元
1	頻率同步器	4	判別器
11	第一同步單元	5	干擾重建器
12	第二同步單元	6	參數處理器
2	時頻轉換器	7	通道評估器
21	第一轉換單元	R1	第一傳送裝置
22	第二轉換單元	R2	第二傳送裝置
23	調整單元	UE	接收裝置
3	解碼器	81~92	步驟
31	第一還原單元		

七、申請專利範圍：

1. 一種用以空間頻率塊狀碼(Space Frequency Block Code, SFBC)解碼的接收方法，適用於以 N 個解調子載波處理一個基於 SFBC 編碼的輸入信號，該輸入信號包括載有 N 個分別對應該等解調子載波之第一子載波的一信號，並包括載有 N 個分別對應該等解調子載波之第二子載波的另一信號，且對應的第一子載波和第二子載波頻率不同， $N > 1$ ，該接收方法包含以下步驟：

(A)藉由一頻率同步器，基於對應的第一子載波和解調子載波的頻率差異調整該輸入信號的相位而得到一第一同步信號，並基於對應的第二子載波和解調子載波的頻率差異調整該輸入信號的相位而得到一第二同步信號；

(B)藉由一時頻轉換器，利用該等調變子載波，將該第一同步信號從時域轉成頻域而得到一第一頻域信號，並將該第二同步信號從時域轉成頻域而得到一第二頻域信號；

(C)藉由一通道評估器，分析該輸入信號，而得到關於載有該等第一子載波之信號的一第一通道信號，並得到關於載有該等第二子載波之信號的一第二通道信號；

(D)藉由一解碼器，對該第一頻域信號和該第二頻域信號進行 SFBC 解碼得到 N 個分別對應於該等解調子載波的還原結果；及

(E)藉由一判別器，為每一解調子載波，從所有可能

解調符元中找出哪一個符元經過 SFBC 編碼和該等通道信號處理後會最接近對應的還原結果；

其中，步驟(D)中，是根據該第一頻域信號中屬於偶子載波的成份與該第二頻域信號中屬於奇子載波的成份解碼得到一第一還原信號，並根據該第一頻域信號中屬於奇子載波的成份與該第二頻域信號中屬於偶子載波的成份解碼得到一第二還原信號，且以該第一還原信號和該第二還原信號組合出該等還原結果，並且該解碼是建立在該第一通道信號以及該第二通道信號的基礎上。

2. 依據申請專利範圍第 1 項所述之用以 SFBC 解碼的接收方法，其中，步驟(D)的解碼是基於下式得到該第一還原信號 r_e^1 和該第二還原信號 r_o^2 ，

$$\begin{bmatrix} r_e^1 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{R1,e} & 0 \\ H_{R2,o}^* & 0 \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} Y_{R1,e} \\ Y_{R2,o}^* \end{bmatrix},$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ r_o^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & H_{R2,e} \\ 0 & -H_{R1,o}^* \end{bmatrix}^H \begin{bmatrix} Y_{R2,e} \\ Y_{R1,o}^* \end{bmatrix};$$

其中， $Y_{R1,e}$ 為該第一頻域信號中屬於偶子載波的成份， $Y_{R1,o}$ 為該第一頻域信號中屬於奇子載波的成份， $Y_{R2,e}$ 為該第二頻域信號中屬於偶子載波的成份， $Y_{R2,o}$ 為該第二頻域信號中屬於奇子載波的成份；且

$H_{R1,e}$ 為該第一通道信號中屬於偶子載波的成份， $H_{R1,o}$ 為該第一通道信號中屬於奇子載波的成份， $H_{R2,e}$ 為該第二通道信號中屬於偶子載波的成份， $H_{R2,o}$ 為該第二通道

信號中屬於奇子載波的成份。

3. 依據申請專利範圍第 1 項所述之用以 SFBC 解碼的接收方法，其中，步驟(A)中，

以對應的第一子載波和解調子載波的頻率差之於相鄰解調子載波間距的比例當作一第一同步因子 ε_{R1} ，以對應的第二子載波和解調子載波的頻率差之於相鄰解調子載波間距的比例當作一第二同步因子 ε_{R2} ；且

使該輸入信號乘上 $\exp(-j2\pi\varepsilon_{R1}n/N)$ 來得到該第一同步信號，並使該輸入信號乘上 $\exp(-j2\pi\varepsilon_{R2}n/N)$ 來得到該第二同步信號。

4. 依據申請專利範圍第 1 項所述之用以 SFBC 解碼的接收方法，其中，每一解調子載波對應一種具有多個可能解調符元的調變模式，該接收方法更包含以下步驟：

(F)藉由一參數處理器，算出反應該調變子載波 $f_{d,k}$ 受該第一子載波 $f_{R1,m}$ 干擾的一干擾係數，並算出反應該調變子載波 $f_{d,k}$ 受該第二子載波 $f_{R2,m}$ 干擾的干擾係數， $m=0\sim(N-1)$ ， $k=0\sim(N-1)$ ；

(G)藉由一干擾重建器，利用該等通道信號和每一解調子載波 $f_{d,k}$ 的干擾係數，而根據每一解調子載波 $f_{d,k}$ 的找出符元計算出一補償信號；及

(H)藉由該時頻轉換器，基於每一解調子載波的補償信號，調整該第一頻域信號中對應解調子載波的成份，並調整該第二頻域信號中對應解調子載波的成份。

5. 依據申請專利範圍第 4 項所述之用以 SFBC 解碼的接收

方法，其中，步驟(E)中，為每一解調子載波 $f_{d,k}$ 找出的符元 ζ_i 會使 $h_k^{(1)}\zeta_i$ 和 $h_k^{(2)}\zeta_i^*$ 的加總最接近還原結果 r_k ；

其中， $h_k^{(1)}$ 是指 $(|H_{R1}|^2 + |H_{R2}|^2)$ 的第 k 個對角線元素；當 k 為偶數， $h_k^{(2)}$ 是指 $(H_{R1,e}^H G_B H_{R2,o} + H_{R2,o} G_B^T H_{R1,e}^*)$ 的第 $k/2$ 個對角線元素，當 k 為奇數， $h_k^{(2)}$ 是指 $-(H_{R2,e}^H G_D H_{R1,o} + H_{R1,o} G_D^* H_{R2,e}^*)$ 的第 $(k-1)/2$ 個對角線元素；

而 $H_{R1,e}$ 是第一通道信號 H_{R1} 中屬於偶子載波的成份， $H_{R1,o}$ 是第一通道信號 H_{R1} 中屬於奇子載波的成份， $H_{R2,e}$ 是第二通道信號 H_{R2} 中屬於偶子載波的成份， $H_{R1,o}$ 是第二通道信號 H_{R2} 中屬於奇子載波的成份；

$G_{k,m}^{\epsilon_{R1}}$ 代表反應第 k 個解調子載波受第 m 個第一子載波干擾的干擾係數， $G_{k,m}^{\epsilon_{R2}}$ 代表反應第 k 個解調子載波受第 m 個第二子載波干擾的干擾係數， $\alpha \in \{R1, R2\}$ ，

$$G^{\epsilon_{\alpha}} = \begin{bmatrix} G_{0,0}^{\epsilon_{\alpha}} & G_{0,1}^{\epsilon_{\alpha}} & \cdots & G_{0,N-1}^{\epsilon_{\alpha}} \\ G_{1,0}^{\epsilon_{\alpha}} & G_{1,1}^{\epsilon_{\alpha}} & \cdots & G_{1,N-1}^{\epsilon_{\alpha}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ G_{N-1,0}^{\epsilon_{\alpha}} & G_{N-1,1}^{\epsilon_{\alpha}} & \cdots & G_{N-1,N-1}^{\epsilon_{\alpha}} \end{bmatrix},$$

$$G = (G^{\epsilon_{R1}})^H G^{\epsilon_{R2}} = \begin{bmatrix} G_{0,0} & G_{0,1} & \cdots & G_{0,N-1} \\ G_{1,0} & G_{1,1} & \cdots & G_{1,N-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ G_{N-1,0} & G_{N-1,1} & \cdots & G_{N-1,N-1} \end{bmatrix},$$

$$G_B = \begin{bmatrix} G_{0,1} & G_{0,3} & \cdots & G_{0,N-1} \\ G_{2,1} & G_{2,3} & \cdots & G_{2,N-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ G_{N-2,1} & G_{N-2,3} & \cdots & G_{N-2,N-1} \end{bmatrix},$$

$$G_D = \begin{bmatrix} G_{1,0} & G_{1,2} & \cdots & G_{1,N-2} \\ G_{3,0} & G_{3,2} & \cdots & G_{3,N-2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ G_{N-1,0} & G_{N-1,2} & \cdots & G_{N-1,N-2} \end{bmatrix}。$$

6. 依據申請專利範圍第 4 項所述之用以 SFBC 解碼的接收方法，更包含一步驟：

以步驟(H)調整後的頻域信號重複步驟(D)、(E)、(G)、(H)，直到為每一解調子載波找出的符元 ζ_i 已連續 P 次相同，便以該找出符元當作解調輸出， $P >$ 一特定門檻；

其中，步驟(G)中，使該 N 個解調子載波的第(t-1)次找出的符元 $\hat{S}_k^{(t-1)}$ 兩兩配對而形成一第一優化向量 $\hat{X}_{R1}^{(t-1)} = [\hat{X}_{R1,0}^{(t-1)} \ \hat{X}_{R1,1}^{(t-1)} \ \cdots \ \hat{X}_{R1,(N-2)}^{(t-1)} \ \hat{X}_{R1,(N-1)}^{(t-1)}]$ $= [\hat{S}_0^{(t-1)} \ \hat{S}_1^{(t-1)} \ \cdots \ \hat{S}_{(N-2)}^{(t-1)} \ \hat{S}_{(N-1)}^{(t-1)}]$ 和一第二優化向量 $\hat{X}_{R2}^{(t-1)} = [\hat{X}_{R2,0}^{(t-1)} \ \hat{X}_{R2,1}^{(t-1)} \ \cdots \ \hat{X}_{R2,(N-2)}^{(t-1)} \ \hat{X}_{R2,(N-1)}^{(t-1)}]$ $= [\hat{S}_1^{(t-1)} \ \hat{S}_0^{(t-1)} \ \cdots \ \hat{S}_{(N-1)}^{(t-1)} \ \hat{S}_{(N-2)}^{(t-1)}]$ ， $t > 1$ ；

且是利用該第一通道信號中屬於第 m 個第一子載波的成份 $H_{R1,m}$ ，利用該第二通道信號中屬於第 m 個第二子載波的成份 $H_{R2,m}$ ，利用反應該解調子載波 $f_{d,k}$ 受該第一子載波 $f_{R1,m}$ 干擾的干擾係數 $G_{k,m}^{\varepsilon_{R1}}$ ，利用反應該解調子載波 $f_{d,k}$ 受該第二子載波 $f_{R2,m}$ 干擾的干擾係數 $G_{k,m}^{\varepsilon_{R2}}$ ，且利用該等優化向量 $\hat{X}_{R1,m}^{(t-1)}$ 和 $\hat{X}_{R2,m}^{(t-1)}$ ，而根據下式得到該補償信號：

$$R_k^{(t-1)} = \sum_{\substack{m=0 \\ m \neq k}}^{N-1} G_{k,m}^{\varepsilon_{R1}} H_{R1,m} \hat{X}_{R1,m}^{(t-1)} + \sum_{\substack{m=0 \\ m \neq k}}^{N-1} G_{k,m}^{\varepsilon_{R2}} H_{R2,m} \hat{X}_{R2,m}^{(t-1)}。$$

7. 一種用以空間頻率塊狀碼 (Space Frequency Block Code, SFBC) 解碼的接收裝置，適用於以 N 個解調子載波處理一個基於 SFBC 編碼的輸入信號，該輸入信號包括載有

N 個分別對應該等解調子載波之第一子載波的一信號，並包括載有 N 個分別對應該等解調子載波之第二子載波的另一信號，且對應的第一子載波和第二子載波頻率不同， $N > 1$ ，該接收裝置包含：

一頻率同步器，基於對應的第一子載波和解調子載波的頻率差異調整該輸入信號的相位而得到一第一同步信號，並基於對應的第二子載波和解調子載波的頻率差異調整該輸入信號的相位而得到一第二同步信號；

一時頻轉換器，利用該等調變子載波，將該第一同步信號從時域轉成頻域而得到一第一頻域信號，並將該第二同步信號從時域轉成頻域而得到一第二頻域信號；

一通道評估器，分析該輸入信號，而得到關於載有該等第一子載波之信號的一第一通道信號，並得到關於載有該等第二子載波之信號的一第二通道信號；

一解碼器，基於該第一通道信號，對該第一頻域信號和該第二頻域信號進行 SFBC 解碼得到 N 個分別對應於該等解調子載波的還原結果 r_k ， $k=0 \sim (N-1)$ ；

一判別器，為每一解調子載波 $f_{d,k}$ ，從所有可能解調符元中找出哪一個符元經過 SFBC 編碼和該等通道信號處理後會最接近該還原結果 r_k ；及

一干擾重建器，利用該等通道信號和反應每一解調子載波 $f_{d,k}$ 分別受該等第一子載波和該等第二子載波干擾的多個干擾係數，而根據每一解調子載波 $f_{d,k}$ 的找出符元計算出一補償信號；

其中，該時頻轉換器會使用每一解調子載波 $f_{d,k}$ 的補償信號來調整該等頻域信號中對應解調子載波的成份，並提供調整後的頻域信號做為該解碼器下一次的解碼依據。

8. 依據申請專利範圍第 7 項所述之用以 SFBC 解碼的接收裝置，其中，該判別器為每一解調子載波 $f_{d,k}$ 找出的符元 ζ_i 會使 $h_k^{(1)}\zeta_i$ 和 $h_k^{(2)}\zeta_i^*$ 的加總最接近還原結果 r_k ；

其中， $h_k^{(1)}$ 是指 $(|H_{R1}|^2 + |H_{R2}|^2)$ 的第 k 個對角線元素；當 k 為偶數， $h_k^{(2)}$ 是指 $(H_{R1,e}^H G_B H_{R2,o} + H_{R2,o} G_B^T H_{R1,e}^*)$ 的第 $k/2$ 個對角線元素，當 k 為奇數， $h_k^{(2)}$ 是指 $-(H_{R2,e}^H G_D^H H_{R1,o} + H_{R1,o} G_D^* H_{R2,e}^*)$ 的第 $(k-1)/2$ 個對角線元素；

而 $H_{R1,e}$ 是第一通道信號 H_{R1} 中屬於偶子載波的成份， $H_{R1,o}$ 是第一通道信號 H_{R1} 中屬於奇子載波的成份， $H_{R2,e}$ 是第二通道信號 H_{R2} 中屬於偶子載波的成份， $H_{R1,o}$ 是第二通道信號 H_{R2} 中屬於奇子載波的成份；

而 $G_{k,m}^{\epsilon_{R1}}$ 代表反應第 k 個解調子載波受第 m 個第一子載波干擾的干擾係數， $G_{k,m}^{\epsilon_{R2}}$ 代表反應第 k 個解調子載波受第 m 個第二子載波干擾的干擾係數， $\alpha \in \{R1, R2\}$ ， $m=0 \sim (N-1)$ ，

$$G^{\epsilon_{\alpha}} = \begin{bmatrix} G_{0,0}^{\epsilon_{\alpha}} & G_{0,1}^{\epsilon_{\alpha}} & \cdots & G_{0,N-1}^{\epsilon_{\alpha}} \\ G_{1,0}^{\epsilon_{\alpha}} & G_{1,1}^{\epsilon_{\alpha}} & \cdots & G_{1,N-1}^{\epsilon_{\alpha}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ G_{N-1,0}^{\epsilon_{\alpha}} & G_{N-1,1}^{\epsilon_{\alpha}} & \cdots & G_{N-1,N-1}^{\epsilon_{\alpha}} \end{bmatrix},$$

$$G = (G^{e_{R1}})^H G^{e_{R2}} = \begin{bmatrix} G_{0,0} & G_{0,1} & \cdots & G_{0,N-1} \\ G_{1,0} & G_{1,1} & \cdots & G_{1,N-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ G_{N-1,0} & G_{N-1,1} & \cdots & G_{N-1,N-1} \end{bmatrix},$$

$$G_B = \begin{bmatrix} G_{0,1} & G_{0,3} & \cdots & G_{0,N-1} \\ G_{2,1} & G_{2,3} & \cdots & G_{2,N-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ G_{N-2,1} & G_{N-2,3} & \cdots & G_{N-2,N-1} \end{bmatrix},$$

$$G_D = \begin{bmatrix} G_{1,0} & G_{1,2} & \cdots & G_{1,N-2} \\ G_{3,0} & G_{3,2} & \cdots & G_{3,N-2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ G_{N-1,0} & G_{N-1,2} & \cdots & G_{N-1,N-2} \end{bmatrix}。$$

9. 依據申請專利範圍第 7 項所述之用以 SFBC 解碼的接收裝置，其中：

該干擾重建器使該 N 個解調子載波的找出符元 $\hat{S}_k^{(t-1)}$ 兩兩配對而形成一第一優化向量 $\hat{X}_{R1}^{(t-1)} = [\hat{X}_{R1,0}^{(t-1)} \ \hat{X}_{R1,1}^{(t-1)} \ \cdots \ \hat{X}_{R1,(N-2)}^{(t-1)} \ \hat{X}_{R1,(N-1)}^{(t-1)}] = [\hat{S}_0^{(t-1)} \ \hat{S}_1^{(t-1)} \ \cdots \ \hat{S}_{(N-2)}^{(t-1)} \ \hat{S}_{(N-1)}^{(t-1)}]$ 和一第二優化向量 $\hat{X}_{R2}^{(t-1)} = [\hat{X}_{R2,0}^{(t-1)} \ \hat{X}_{R2,1}^{(t-1)} \ \cdots \ \hat{X}_{R2,(N-2)}^{(t-1)} \ \hat{X}_{R2,(N-1)}^{(t-1)}] = [\hat{S}_1^{(t-1)} \ \hat{S}_0^{(t-1)} \ \cdots \ \hat{S}_{(N-1)}^{(t-1)} \ \hat{S}_{(N-2)}^{(t-1)}]$ ， $t > 1$ ；

且該干擾重建器為各解調子載波 $f_{d,k}$ 計算對應補償信號 $R_k^{(t-1)}$ ，是根據下式利用該第一通道信號中屬於第 m 個第一子載波的成份 $H_{R1,m}$ ，利用該第二通道信號中屬於第 m 個第二子載波的成份 $H_{R2,m}$ ，利用反應該解調子載波 $f_{d,k}$ 受該第一子載波 $f_{R1,m}$ 干擾的干擾係數 $G_{k,m}^{e_{R1}}$ ，利用反應該解調子載波 $f_{d,k}$ 受該第二子載波 $f_{R2,m}$ 干擾的干擾係數

$G_{k,m}^{\epsilon_{R2}}$ ，且利用該等優化向量 $\hat{X}_{R1,m}^{(t-1)}$ 和 $\hat{X}_{R2,m}^{(t-1)}$ 而得到：

$$R_k^{(t-1)} = \sum_{\substack{m=0 \\ m \neq k}}^{N-1} G_{k,m}^{\epsilon_{R1}} H_{R1,m} \hat{X}_{R1,m}^{(t-1)} + \sum_{\substack{m=0 \\ m \neq k}}^{N-1} G_{k,m}^{\epsilon_{R2}} H_{R2,m} \hat{X}_{R2,m}^{(t-1)}。$$

10. 依據申請專利範圍第 9 項所述之用以 SFBC 解碼的接收裝置，更包含：

一參數處理器，用以產生一第一同步因子和一第二同步因子，且根據該第一同步因子求取反應該第 k 個解調子載波受該第 m 個第一子載波干擾的干擾係數，並根據該第二同步因子求取反應該第 k 個解調子載波受該第 m 個第二子載波干擾的干擾係數；

其中，該參數處理器是以對應的第一子載波和解調子載波的頻率差之於相鄰解調子載波間距的比例當作該第一同步因子 ϵ_{R1} ，以對應的第二子載波和解調子載波的頻率差之於相鄰解調子載波間距的比例當作該第二同步因子 ϵ_{R2} ；且

該參數處理器是基於下式求取反應該第 k 個解調子載波受該第 m 個第一子載波干擾的干擾係數 $G_{k,m}^{\epsilon_{R1}}$ ，並求取反應該第 k 個解調子載波受該第 m 個第二子載波干擾

的干擾係數 $G_{k,m}^{\epsilon_{R2}}$ ，

$$G_{k,m}^{\epsilon_{\alpha}} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \exp\left(\frac{j2\pi n(\epsilon_{\alpha} - k + m)}{N}\right)$$

$$= \frac{\sin(\pi(m - k + \epsilon_{\alpha}))}{N \sin(\pi(m - k + \epsilon_{\alpha}) / N)} \exp\left(j\pi\left(\frac{N-1}{N}\right)(m - k + \epsilon_{\alpha})\right)。$$

八、圖式：

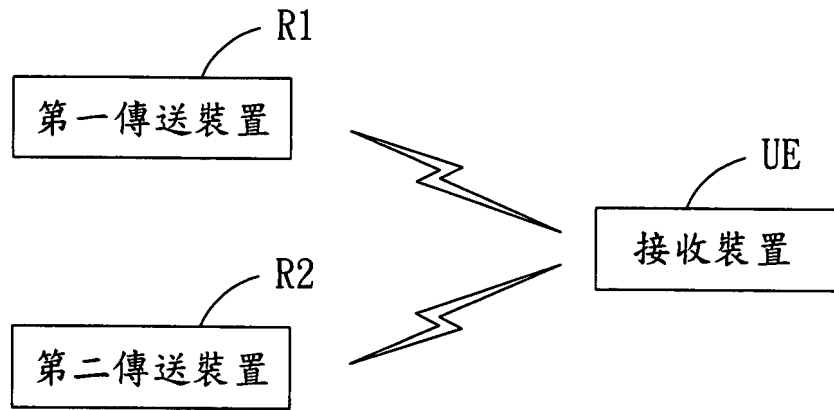


圖1

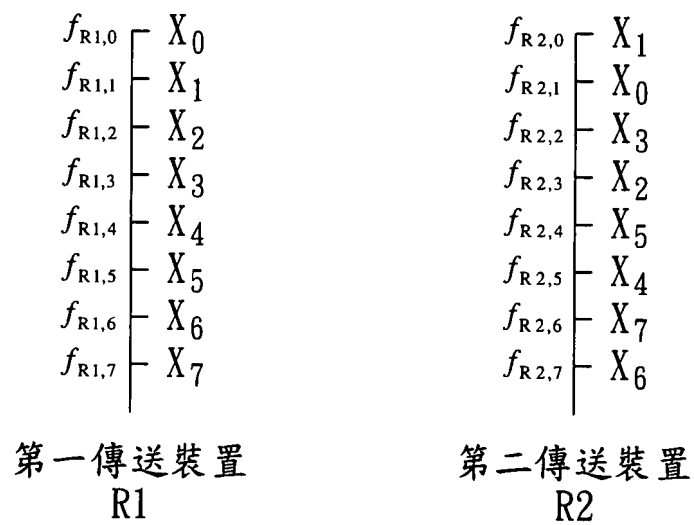


圖2

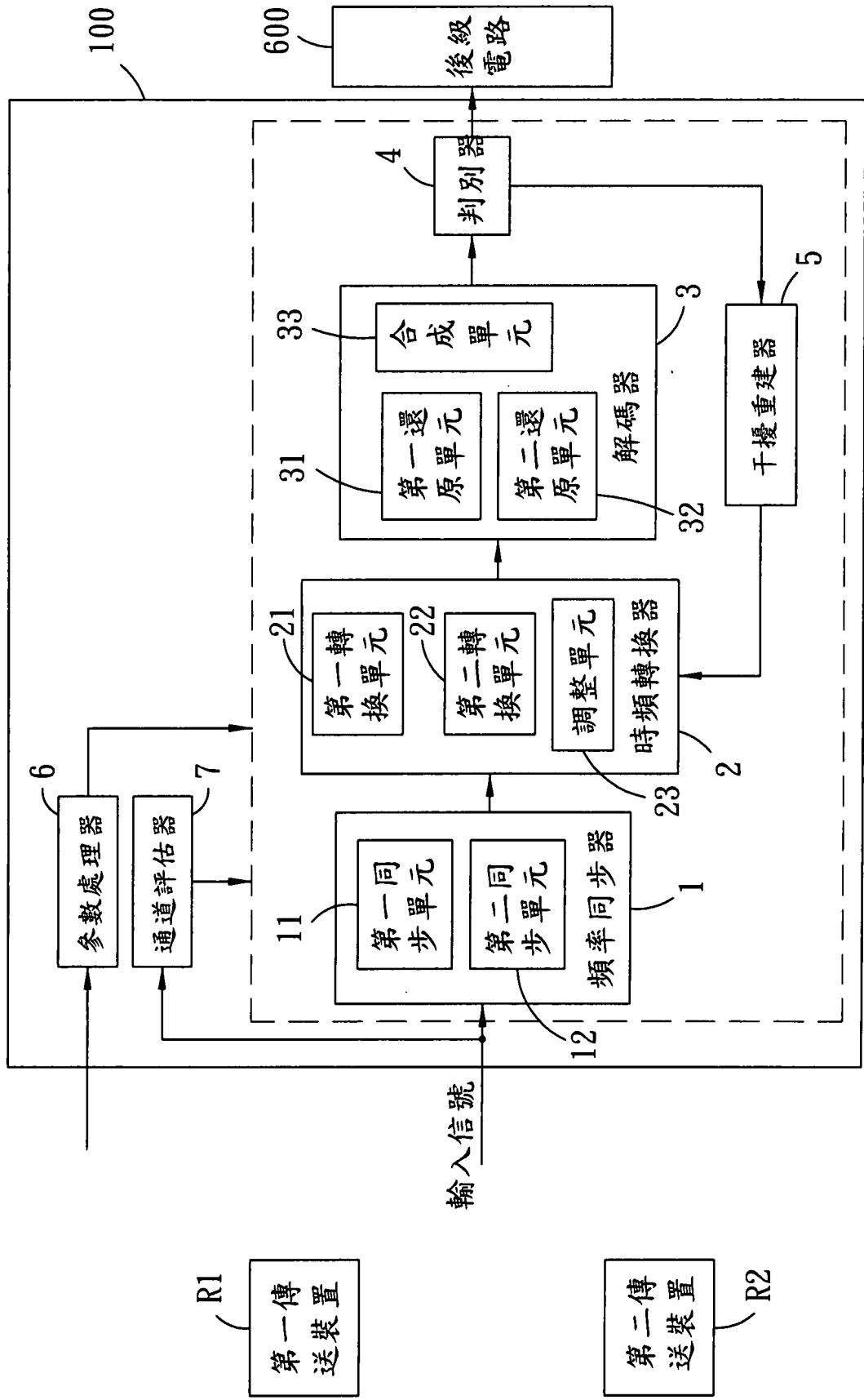


圖3

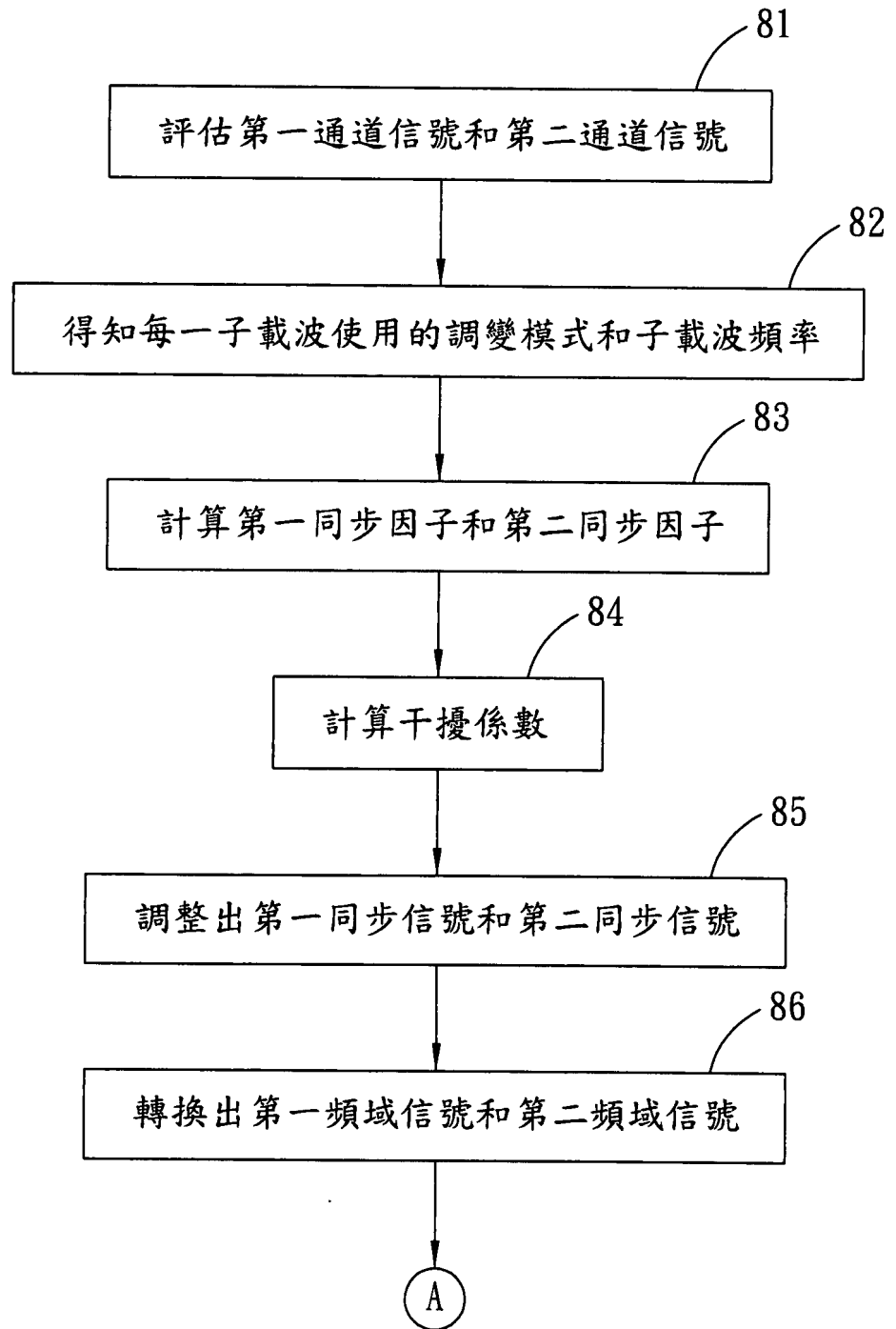


圖4

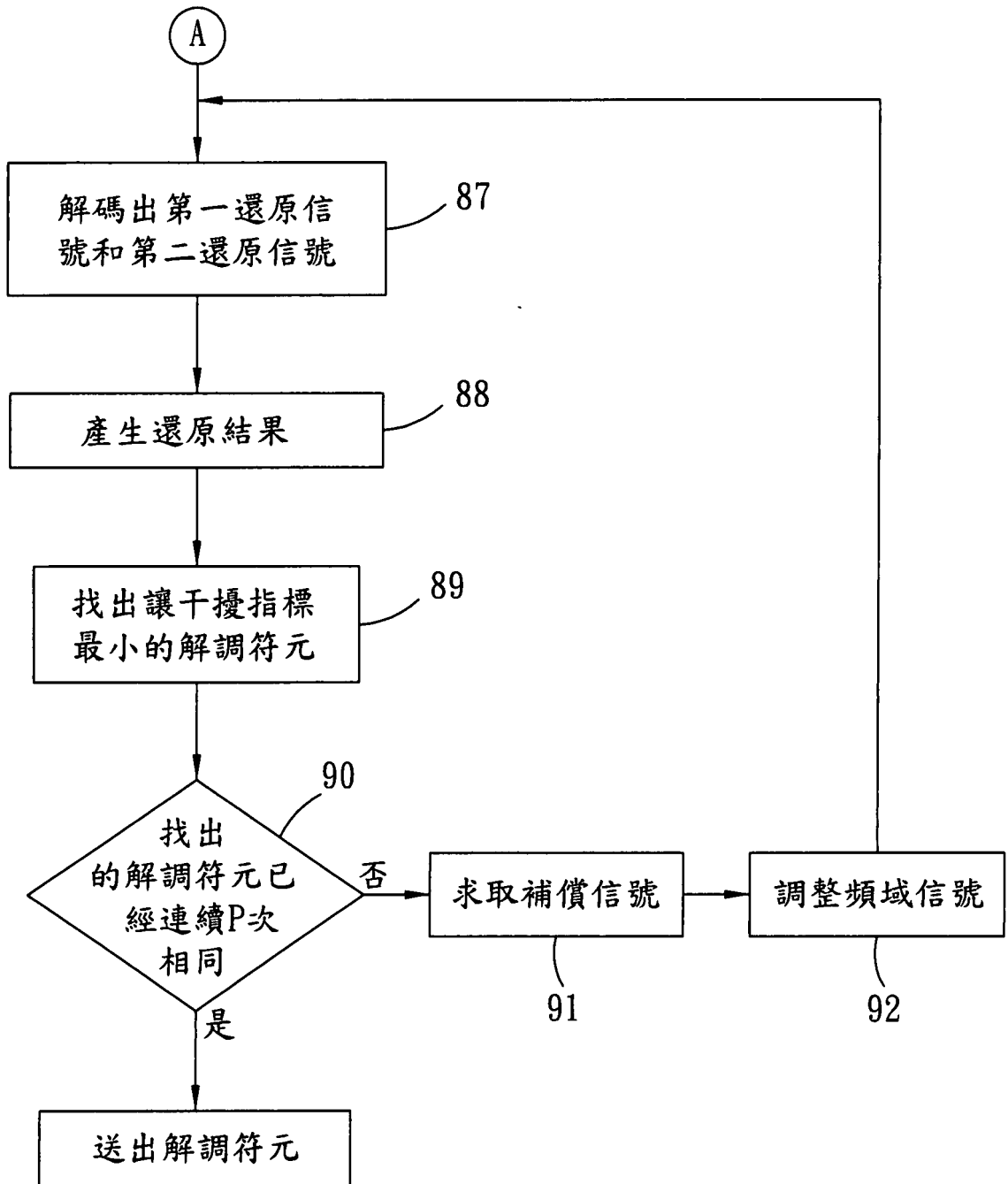
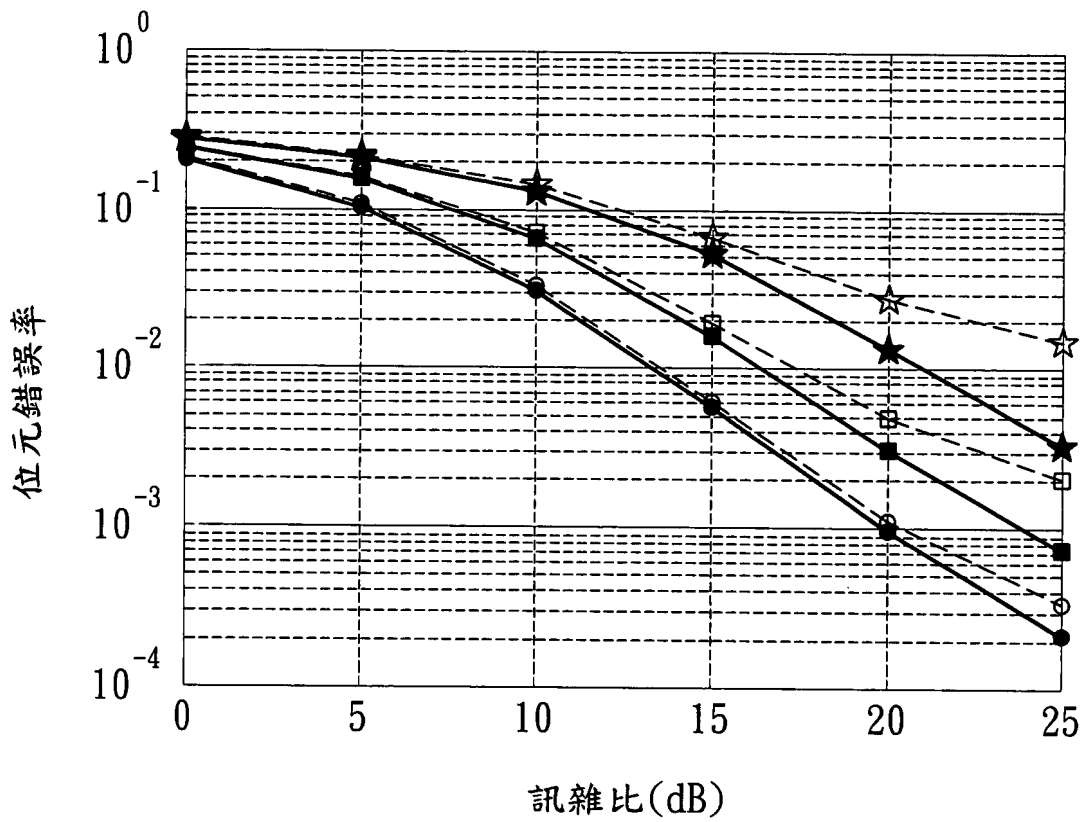


圖5



- 本例 $[\mathcal{E}_{R1}, \mathcal{E}_{R2}] = [0.3, -0.3]$
- 本例 $[\mathcal{E}_{R1}, \mathcal{E}_{R2}] = [0.35, -0.35]$
- ★— 本例 $[\mathcal{E}_{R1}, \mathcal{E}_{R2}] = [0.4, -0.4]$
- Sang $[\mathcal{E}_{R1}, \mathcal{E}_{R2}] = [0.3, -0.3]$
- Sang $[\mathcal{E}_{R1}, \mathcal{E}_{R2}] = [0.35, -0.35]$
- ☆- Sang $[\mathcal{E}_{R1}, \mathcal{E}_{R2}] = [0.4, -0.4]$

圖6