



(19)中華民國智慧財產局

(12)發明說明書公告本

(11)證書號數：TW I474634 B

(45)公告日：中華民國 104 (2015) 年 02 月 21 日

(21)申請案號：100139583

(22)申請日：中華民國 100 (2011) 年 10 月 31 日

(51)Int. Cl.：

*H04B1/7075 (2011.01)**G01S19/30 (2010.01)*

(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

財團法人國家實驗研究院(中華民國) NATIONAL APPLIED RESEARCH
LABORATORIES (TW)

臺北市大安區和平東路 2 段 106 號 3 樓

(72)發明人：高銘盛 KAO, MING SENG (TW)；張介福 CHANG, CHIEH FU (TW)；謝萬信
HSIEH, WAN HSIN (TW)

(74)代理人：高玉駿；楊祺雄

(56)參考文獻：

US 2003/0231704A1

審查人員：黃冠霖

申請專利範圍項數：14 項 圖式數：13 共 42 頁

(54)名稱

碼相位擷取裝置及方法

CODE PHASE ACQUISITION APPARATUS AND METHOD THEREOF

(57)摘要

一種碼相位擷取方法，包含以下步驟：(S)基於一輸入序列的 N 個位元 $\{x_0, x_1, x_2, \dots, x_{N-1}\}$ 轉換出一輸入轉換信號，基於一參考序列的 N 個位元 $\{y_0, y_1, y_2, \dots, y_{N-1}\}$ 轉換出一參考轉換信號；(T)使輸入轉換信號相比於參考轉換信號而得到一相對信號；及(U)當相對信號的相位落於

$\left(\frac{2\pi}{N} \cdot q - \frac{\pi}{N}\right) \sim \left(\frac{2\pi}{N} \cdot q + \frac{\pi}{N}\right)$ ，判斷兩序列間的相位位移 $=q$ ， $0 \leq q < N$ 。另一方法則以序列分群概念，分別從輸入序列和參考序列中取出 M_1 個位元進行轉換，並根據轉換結果的幅值和相位推導出該相位位移。

A code phase acquisition method comprises the following steps: (S) transferring N bits $\{x_0, x_1, x_2, \dots, x_{N-1}\}$ of an input sequence into an input transferred signal, and transferring N bits $\{y_0, y_1, y_2, \dots, y_{N-1}\}$ of a reference sequence into a reference transferred signal; (T) comparing the input transferred signal with the reference transferred signal to obtain a comparative signal; and (U) determining the phase shift between the input and reference sequence $=q$ when the phase of the comparative signal is

between $\left(\frac{2\pi}{N} \cdot q - \frac{\pi}{N}\right)$ and $\left(\frac{2\pi}{N} \cdot q + \frac{\pi}{N}\right)$, wherein $0 \leq q < N$. Another method takes the segmentation concept to pick M_1 bits of the input sequence and M_1 bits of the reference sequence for transferring and get the phase shift according to the amplitude and the phase of the transferring result.

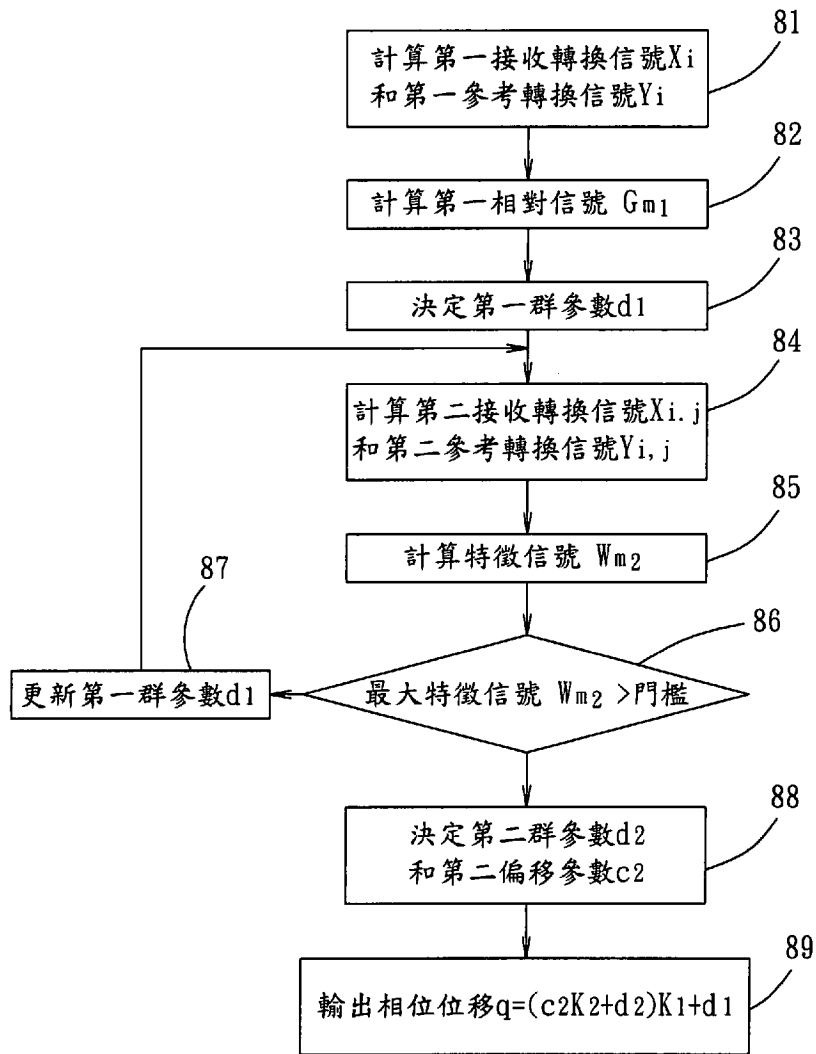


圖6

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：100 139583

2011.01

※ 申請日：100.10.31

※IPC 分類：

H04B 1/2075
G01S 19/30

2010.01

一、發明名稱：(中文/英文)

碼相位擷取裝置及方法 /

Code phase acquisition apparatus and method thereof

二、中文發明摘要：

一種碼相位擷取方法，包含以下步驟：(S)基於一輸入序列的 N 個位元 $\{x_0, x_1, x_2, \dots, x_{N-1}\}$ 轉換出一輸入轉換信號，基於一參考序列的 N 個位元 $\{y_0, y_1, y_2, \dots, y_{N-1}\}$ 轉換出一參考轉換信號；(T)使輸入轉換信號相比於參考轉換信號而得到一相對信號；及(U)當相對信號的相位落於 $\left(\frac{2\pi}{N} \cdot q - \frac{\pi}{N}\right) \sim \left(\frac{2\pi}{N} \cdot q + \frac{\pi}{N}\right)$ ，判斷兩序列間的相位位移 $=q$ ， $0 \leq q < N$ 。另一方法則以序列分群概念，分別從輸入序列和參考序列中取出 M_1 個位元進行轉換，並根據轉換結果的幅值和相位推導出該相位位移。

三、英文發明摘要：

A code phase acquisition method comprises the following steps: (S) transferring N bits $\{x_0, x_1, x_2, \dots, x_{N-1}\}$ of an input sequence into an input transferred signal, and transferring N bits $\{y_0, y_1, y_2, \dots, y_{N-1}\}$ of a reference sequence into a reference transferred signal; (T) comparing the input transferred signal with the reference transferred signal to obtain a comparative signal; and (U) determining the phase shift between the input and reference sequence $=q$ when the phase of the

comparative signal is between $\left(\frac{2\pi}{N} \cdot q - \frac{\pi}{N}\right)$ and $\left(\frac{2\pi}{N} \cdot q + \frac{\pi}{N}\right)$, wherein $0 \leq q < N$.

Another method takes the segmentation concept to pick M_1 bits of the input sequence and M_1 bits of the reference sequence for transferring and get the phase shift according to the amplitude and the phase of the transferring result.

四、指定代表圖：

(一)本案指定代表圖為：圖(6)。

(二)本代表圖之元件符號簡單說明：

81~89……步驟

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碼相位擷取裝置，特別是指一種適用於虛擬隨機(PN, pseudo random)序列的碼相位擷取裝置。

【先前技術】

一般信號處理系統中，接收端會將收到的 PN 序列相比於一參考序列，以找出兩序列間的相位位移來進行同步或資料解析等處理。

碼相位擷取方法多是先計算參考序列與具有目前相位的 PN 序列之間的互相關值，然後一一更改 PN 序列相位並對應求出參考序列與相位更改後 PN 序列之間的互相關值，最後找出互相關值發生最大幅值的那個 PN 序列，且以參考序列與該找出序列的相位差當作相位位移。為了提高運算效率，習知技術常應用卷積(convolution)理論來求取互相關值，而使用快速傅利葉轉換(FFT, Fast Fourier Transform)法，將兩序列於時域的卷積計算轉換成頻域的乘積計算。

不過，以 FFT 處理長度 N 的序列時，需用到 $N \cdot \log_2 N$ 階的複數(complex)乘法以及 $N \cdot \log_2 N$ 階的複數加法，電路成本隨 N 增大而遽增，並不適用於極長序列應用，例如：GNSS(全球導航衛星系統，Global Navigation Satellite System)或 GPS(全球衛星定位系統，Global Positioning System)...等。

【發明內容】

因此，本發明之目的，即在提供一種碼相位擷取裝置及方法，能以較少計算成本找出一 PN 序列相對於參考序列的相位位移。

於是，本發明碼相位擷取方法，包含以下步驟：(S)使用一轉換單元，基於一輸入序列所具有的 N 個位元 $\{x_0, x_1, x_2, \dots, x_{N-1}\}$ 進行複數相位轉換而得到一輸入轉換信號，基於一參考序列所具有的 N 個位元 $\{y_0, y_1, y_2, \dots, y_{N-1}\}$ 進行複數相位轉換而得到一參考轉換信號；(T)使用一相對單元，使該輸入轉換信號相比於該參考轉換信號而得到一相對信號；及(U)使用一決定單元，根據該相對信號的相位，並根據該相對信號所相關的該輸入序列位元數目，求取該輸入序列相對於該參考序列之一相位位移。

而本發明碼相位擷取方法，包含以下步驟：(A)使用一第一轉換單元，基於一輸入序列所具有的 N 個位元 $\{x_0, x_1, x_2, \dots, x_{N-1}\}$ 進行複數相位轉換而得到 K_1 個第一輸入轉換信號，基於一參考序列所具有的 N 個位元 $\{y_0, y_1, y_2, \dots, y_{N-1}\}$ 進行複數相位轉換而得到 K_1 個第一參考轉換信號，其中第 i 個第一輸入轉換信號會相關於該輸入序列的 M_1 個位元 $\{x_i, x_{K_1+i}, \dots, x_{(M_1-1)K_1+i}\}$ ，第 i 個第一參考轉換信號會相關於該參考序列的 M_1 個位元 $\{y_i, y_{K_1+i}, \dots, y_{(M_1-1)K_1+i}\}$ ，且各轉換信號隨著不同的起始位元位置 i 而相關於不同的 M_1 個位元， $N=K_1 \times M_1$ ， $i=0 \sim (K_1-1)$ ；(B)使用一第一相對單元，基於一第一相對參數 m_1 ，使對應起始位元位置 $i+m_1$ 的該第一輸入轉換信號，相比於對應起始位元位置 i 的該第一參考轉換信號而得到一相

對信號，且每改變該第一相對參數 m_1 會得到對應的相對信號， $m_1=0\sim(K_1-1)$ ；及(C)使用一第一決定單元，以該 K_1 個相對信號中幅值最大者所對應的第一相對參數 m_1 ，作為求取該輸入序列相對於該參考序列之一相位位移的基礎。

其特徵在於：該最大幅值之相對信號對應的第一相對參數 m_1 代表一第一群參數 d_1 ，且該碼相位擷取方法更包含以下步驟：(B)使用一第二轉換單元，基於第 $i+d_1$ 個第一輸入轉換信號所相關的 M_1 個位元進行複數相位轉換而得到 K_2 個第二輸入轉換信號，基於第 i 個第一參考轉換信號所相關的 M_1 個位元進行複數相位轉換而得到 K_2 個第二參考轉換信號，其中第 j 個第二輸入轉換信號 $X_{i,j}$ 會相關於該輸入序列的 M_2 個位元 $x_{(n_2K_1K_2+jK_1+(i+d_1))\bmod N}$ ，第 j 個第二參考轉換信號 $Y_{i,j}$ 會相關於該參考序列的 M_2 個位元 $y_{n_2K_1K_2+jK_1+i}$ ，且 $M_1=K_2\times M_2$ ， $n_2=0\sim(M_2-1)$ ，mod 指模數(modulus)運算；(C)使用一第二相對單元，基於一第二相對參數 m_2 ，利用該第二輸入轉換信號 $X_{i,j+m_2}$ 之於該第二參考轉換信號 $Y_{i,j}$ 的相對關係而得到一特徵信號，且每改變該第二相對參數 m_2 會得到對應的特徵信號， $m_2=0\sim(K_2-1)$ ；及(D)使用一第二決定單元，以該 K_2 個特徵信號中幅值最大者所對應的第二相對參數 m_2 作為求取該相位位移的基礎。

其特徵在於：碼相位擷取方法更包含在步驟(D)之前的以下步驟：(F)使用一篩選單元，當得知該最大特徵信號不大於一門檻，使用該 K_1 個相對信號中次大者對應的第一相對參數 m_1 來更新該第一群參數 d_1 ，其中 $K_1\leq\text{門檻}\leq K_1\times K_2$

；(G)重複步驟(B)、(C)和(F)，直到該篩選單元判斷出該最大特徵信號大於該門檻，才執行步驟(D)使該第二決定單元以最後更新之最大特徵信號對應的第二相對參數 m_2 作為求取該相位位移的基礎。

而本發明碼相位擷取裝置，包含：一第一轉換單元，基於一輸入序列所具有的 N 個位元 $\{x_0, x_1, x_2, \dots, x_{N-1}\}$ 進行複數相位轉換而得到 K_1 個輸入轉換信號，基於一參考序列所具有的 N 個位元 $\{y_0, y_1, y_2, \dots, y_{N-1}\}$ 進行複數相位轉換而得到 K_1 個參考轉換信號，其中第 i 個輸入轉換信號會相關於該輸入序列的 M_1 個位元 $\{x_i, x_{K_1+i}, \dots, x_{(M_1-1)K_1+i}\}$ ，第 i 個參考轉換信號會相關於該參考序列的 M_1 個位元 $\{y_i, y_{K_1+i}, \dots, y_{(M_1-1)K_1+i}\}$ ，且各轉換信號隨著不同的起始位元位置 i 而相關於不同的 M_1 個位元， $N=K_1 \times M_1$ ， $i=0 \sim (K_1-1)$ ；一第一相對單元，基於一第一相對參數 m_1 ，使對應起始位元位置 $i+m_1$ 的該輸入轉換信號，相比於對應起始位元位置 i 的該參考轉換信號而得到一相對信號，且每改變該第一相對參數 m_1 會得到對應的相對信號， $m_1=0 \sim (K_1-1)$ ；及一第一決定單元，以該 K_1 個相對信號中幅值最大者所對應的第一相對參數 m_1 ，作為求取該輸入序列相對於該參考序列之一相位位移的基礎。

其特徵在於：該第一決定單元以該最大幅值之相對信號對應的第一相對參數 m_1 作為一第一群參數 d_1 ，且該碼相位擷取裝置更包含：一第二轉換單元，基於第 $i+d_1$ 個第一輸入轉換信號所相關的 M_1 個位元進行複數相位轉換而得到 K_2 個第二輸入轉換信號，基於第 i 個第一參考轉換信號所

相關的 M_1 個位元進行複數相位轉換而得到 K_2 個第二參考轉換信號，其中第 j 個第二輸入轉換信號 $X_{i,j}$ 會相關於該輸入序列的 M_2 個位元 $x_{(n_2K_1K_2+jK_1+(i+d_1))\bmod N}$ ，第 j 個第二參考轉換信號 $Y_{i,j}$ 會相關於該參考序列的 M_2 個位元 $y_{n_2K_1K_2+jK_1+i}$ ，且 $M_1=K_2 \times M_2$ ， $n_2=0 \sim (M_2-1)$ ， \bmod 指模數(modulus)運算；一第二相對單元，基於一第二相對參數 m_2 ，利用該第二輸入轉換信號 $X_{i,j+m_2}$ 之於該第二參考轉換信號 $Y_{i,j}$ 的相對關係而得到一特徵信號，且每改變該第二相對參數 m_2 會得到對應的特徵信號， $m_2=0 \sim (K_2-1)$ ；及一第二決定單元，以該 K_2 個特徵信號中最大者所對應的第二相對參數 m_2 作為求取該相位位移的基礎。

其特徵在於：碼相位擷取裝置更包含：一篩選單元，當得知該最大特徵信號不大於一門檻，使用該 K_1 個相對信號中次大者對應的第一相對參數 m_1 來更新該第一群參數 d_1 ，其中 $K_1 \leq \text{門檻} \leq K_1 \times K_2$ ；其中，該第二轉換單元會使用更新後的該第一群參數 d_1 ，調整該等第二輸入轉換信號和該等第二參考轉換信號，且該第二相對單元會基於調整後的轉換信號更新所有第二相對參數 m_2 對應的特徵信號；直到該篩選單元判斷出該最大特徵信號大於該門檻，該第二決定單元才以最後更新之最大特徵信號對應的第二相對參數 m_2 作為求取該相位位移的基礎。

【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三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

一傳送序列從傳送端發出後，會藉由通道傳遞而在接收端形成一輸入序列。且接收端會將輸入序列相比於一參考序列來找出兩序列間的相位位移，做為後續信號處理的基礎。其中，前述序列均為 PN 序列。

假設輸入序列 A 具有 N 個位元 $\{x_0, x_1, x_2, \dots, x_{N-1}\}$ ，參考序列 B 具有 N 個位元 $\{y_0, y_1, y_2, \dots, y_{N-1}\}$ ，經過複數相位 (complex phasor) 轉換後分別可得到一輸入轉換信號 X 和一參考轉換信號 Y，這兩個轉換信號能對應一個互相關信號 U。信號定義可參考式(1)~(3)，其中 $\alpha = e^{j\frac{2\pi}{N}}$ ，|U|和 Ψ 分別是 U 的幅值與相位。

$$X = \sum_{k=0}^{N-1} x_k \cdot \alpha^{-k} \quad (1)$$

$$Y = \sum_{k=0}^{N-1} y_k \cdot \alpha^{-k} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} U &= X \cdot Y^* \\ &= \left(\sum_{k=0}^{N-1} x_k \cdot \alpha^{-k} \right) \cdot \left(\sum_{l=0}^{N-1} y_l \cdot \alpha^l \right) \\ &= \left(\sum_{k=0}^{N-1} x_k \cdot \alpha^{-k} \right) \cdot \left(\sum_{m=0}^{N-1} y_{k+m} \cdot \alpha^{k+m} \right) \\ &= |U| e^{j\psi} \end{aligned} \quad (3)$$

接著，進一步定義 $R(m) = \sum_{k=0}^{N-1} x_k y_{k+m}$ ，根據 MLS (Maximum-length Sequence, 最大長度序列) 理論可知：如果 $R(q)$ 是

$R(0) \sim R(N-1)$ 中具有最大值者，則 $R(m) = R(q) = N$ ；否則 $R(m) = -1$ 。又熟悉本技藝者可理解 $\sum_{m=0}^{N-1} \alpha^m = 0$ ，因此式(3)可改寫如下：

$$\begin{aligned}
 U &= \sum_{m=0}^{N-1} \alpha^m \cdot R(m) \\
 &= R(q) \cdot \alpha^q + \sum_{\substack{m=0 \\ m \neq q}}^{N-1} R(m) \alpha^m \\
 &= N \cdot \alpha^q - \sum_{\substack{m=0 \\ m \neq q}}^{N-1} \alpha^m \\
 &= N \cdot \alpha^q + \alpha^q \\
 &= (N+1) \cdot e^{j \frac{2\pi}{N} q}
 \end{aligned} \tag{4}$$

比較式(3)和式(4)，可以推導出 $\psi = \frac{2\pi}{N} \cdot q$ ，其可投射到如圖 1 具有相位解析度 $\frac{2\pi}{N}$ 的複數平面。這意味著，當互相關信號 U 的相位落於 $\left(\frac{2\pi}{N} \cdot q - \frac{\pi}{N}\right) \sim \left(\frac{2\pi}{N} \cdot q + \frac{\pi}{N}\right)$ ，即可判斷：輸入序列相對於參考序列的相位位移 = q 。很明顯地，這樣的運算程序比習知採用卷積理論求取最大互相關值來得簡單許多。

不過，隨著序列長度 N 的增加，各個 q 值所分配到的相位範圍 $\frac{2\pi}{N}$ 變小。不幸地，一旦輸入序列受到通道影響，互相關信號 U 的相位必定出現偏移現象，而造成相位位移 q 誤判。

因此，更延伸出將序列分群的概念，使賴以判斷相位位移的相位範圍加大，以提高抗雜訊能力。分群概念主要是將輸入序列 A 分成 K_1 個第一輸入組 $\{A_0, A_1, A_2, \dots, A_{K_1-1}\}$ ，且將參考序列 B 分成 K_1 個第一參考組 $\{B_0, B_1, B_2, \dots, B_{K_1-1}\}$ ，如式

(5)~(6)，其中 $N=K_1 \times M_1$ ，故每個分群後的組有 M_1 個位元。

$$\begin{aligned}
 A_0 &= \{x_0, x_{K_1}, x_{2K_1}, \dots, x_{(M_1-1)K_1}\} \\
 A_1 &= \{x_1, x_{K_1+1}, x_{2K_1+1}, \dots, x_{(M_1-1)K_1+1}\} \\
 A_2 &= \{x_2, x_{K_1+2}, x_{2K_1+2}, \dots, x_{(M_1-1)K_1+2}\} \\
 &\dots \\
 A_{K_1-1} &= \{x_{K_1-1}, x_{2K_1-1}, x_{3K_1-1}, \dots, x_{N-1}\}
 \end{aligned} \tag{5}$$

$$\begin{aligned}
 B_0 &= \{y_0, y_{K_1}, y_{2K_1}, \dots, y_{(M_1-1)K_1}\} \\
 B_1 &= \{y_1, y_{K_1+1}, y_{2K_1+1}, \dots, y_{(M_1-1)K_1+1}\} \\
 B_2 &= \{y_2, y_{K_1+2}, y_{2K_1+2}, \dots, y_{(M_1-1)K_1+2}\} \\
 &\dots \\
 B_{K_1-1} &= \{y_{K_1-1}, y_{2K_1-1}, y_{3K_1-1}, \dots, y_{N-1}\}.
 \end{aligned} \tag{6}$$

使第一輸入組 A_i 經過複數相位轉換後可得到一第一輸入轉換信號 X_i ，使第一參考組 B_i 經過複數相位轉換後可得到一第一參考轉換信號 Y_i ，如式(7)~(8)，其中 $i=0 \sim (K_1-1)$ ， $\beta = e^{j\frac{2\pi}{M_1}}$ ， $|X_i|$ 和 θ_i 分別是 X_i 的幅值與相位， $|Y_i|$ 和 ϕ_i 分別是 Y_i 的幅值與相位。進一步地，更令第一輸入組 A_{i+m_1} 相對於第一參考組 B_i 的第一相對信號 G_{m_1} 表示成式(9)， $m_1=0 \sim (K_1-1)$ 。

$$X_i = \sum_{n=0}^{M_1-1} x_{nK_1+i} \beta^{-n} = |X_i| e^{j\theta_i} \tag{7}$$

$$Y_i = \sum_{n=0}^{M_1-1} y_{nK_1+i} \beta^{-n} = |Y_i| e^{j\phi_i} \tag{8}$$

$$G_{m_1} = \sum_{i=0}^{K_1-1-m_1} e^{j(\phi_i - \theta_{i+m_1})} + \sum_{i=K_1-m_1}^{K_1-1} e^{j(\phi_i - \theta_{i+m_1} - \frac{2\pi}{M_1})} \tag{9}$$

序列分群後，相位位移 q 相當於 $c_1 K_1 + d_1$ ，這代表著：輸入組 A_{i+d_1} 會較佳地相關於參考組 B_i ，且將輸入組 A_{i+d_1} 的位元往前循環移動 c_1 個位元位置後，更新所得的輸入組 A_{i+d_1} 會相符於參考組 B_i 。

值得注意的是，當 $m_1=d_1$ ，式(9)可改寫成式(10)，其中的 K_1 個指數都具有相同相位，即 $\frac{2\pi}{M_1} \cdot c_1$ ，所以第一相對信號 G_{d_1} 的振幅 $|G_{d_1}|$ 會大於其他 $m_1 \neq d_1$ 的第一相對信號 G_{m_1} 振幅。

$$\begin{aligned} G_{d_1} &= \sum_{i=0}^{K_1-d_1-1} e^{j(\phi_i - \theta_{i+d_1})} + \sum_{i=K_1-d_1}^{K_1-1} e^{j(\phi_i - \theta_{i+d_1} - \frac{2\pi}{M_1})}, \\ &= K_1 \cdot e^{j\frac{2\pi}{M_1} c_1} \\ &= |G_{d_1}| \cdot e^{j\Omega_1} \end{aligned} \quad (10)$$

因此，在尚未得知相位位移 $q=c_1K_1+d_1$ 之前，本例擬藉由這樣的特性找出哪一輸入組 A_{i+d_1} 最可能相關於參考組 B_i ，接著再藉由所對應的第一相對信號之相位 Ω_1 推導出 $c_1 = \frac{\Omega_1}{2\pi} \cdot M_1$ 。

綜上，可以整理出：分群之前，各個 q 值可分配到的相位範圍 $= \frac{2\pi}{N}$ ；分群之後，各個 c_1 值可分配到的相位範圍 $= \frac{2\pi}{M_1}$ 。由於 $N=K_1 \times M_1$ ， N 遠大於 M_1 ，所以 c_1 分配到的相位範圍比 q 大，自然能有效提升抗雜訊能力。

又，若欲更精確地搜尋相位位移，可再進行第二次分群。在分群前，先循環使用輸入組 A_{i+d_1} 來更新輸入組 A_i ，然後將更新後的第一輸入組 A_i 分成 K_2 個第二輸入組 $\{A_{i,0}, A_{i,1}, A_{i,2}, \dots, A_{i,(K_2-1)}\}$ ，且將第一參考組 B_i 分成 K_2 個第二參考組 $\{B_{i,0}, B_{i,1}, B_{i,2}, \dots, B_{i,(K_2-1)}\}$ ，其中 $M_1=K_2 \times M_2$ ，故每個第二層分群後的組有 M_2 個位元。

更明確地，使第一輸入組 A_i 更新後，第二輸入組 $A_{i,j}$ 的第 n_2 個位元為 $x_{(n_2K_1K_2+jK_1+(i+d_1)) \bmod N}$ ，第二參考組 $B_{i,j}$ 的第 n_2 個位元為 $y_{n_2K_1K_2+jK_1+i}$ ，其經複數相位轉換後的信號分別如式(11)和(12)，其中 $n_2=0 \sim (M_2-1)$ ， $j=0 \sim (K_2-1)$ ， $r = e^{j\frac{2\pi}{M_2}}$ ，mod 指模數

(modulus) 運算。

熟悉本技藝者可依照前述對於第一層分群的說明推演得到：輸入組 $A_{i,j+m_2}$ 相對於參考組 $B_{i,j}$ 的第二相對信號， $m_2=0\sim(K_2-1)$ 。之後，針對每一個 m_2 ，加總所有輸入組 $A_0\sim A_{K_1-1}$ 的第二相對信號得到如式(13)的一組合信號 $G_{m_2}^{(2)}$ ，並取組合信號 $G_{m_2}^{(2)}$ 的絕對值來得到一特徵信號 W_{m_2} ，然後以對應最大特徵信號的那個 m_2 當作 d_2 ，如式(14)。又，若 $G_{d_2}^{(2)}$ 的相位為 Ω_2 ，依式(15)可得 $c_2 = \frac{\Omega_2}{2\pi} \cdot M_2$ 。

$$X_{i,j} = \sum_{n_2=0}^{M_2-1} x_{(n_2 K_1 K_2 + j K_1 + (i+d_1)) \bmod N} r^{-n_2} = |X_{i,j}| e^{j\theta_{i,j}} \quad (11)$$

$$Y_{i,j} = \sum_{n_2=0}^{M_2-1} y_{n_2 K_1 K_2 + j K_1 + i} r^{-n_2} = |Y_{i,j}| e^{j\phi_{i,j}} \quad (12)$$

$$G_{m_2}^{(2)} = \sum_{i=0}^{K_1-1} \left[\sum_{j=0}^{K_2-m_2-1} e^{j(\phi_{i,j} - \theta_{i,j+m_2})} + \sum_{j=K_2-m_2}^{K_2-1} e^{j(\phi_{i,j} - \theta_{i,j+m_2} - \frac{2\pi}{M_2})} \right] \quad (13)$$

$$W_{m_2} = |G_{m_2}^{(2)}| \leq |G_{d_2}^{(2)}| \quad (14)$$

$$G_{d_2}^{(2)} = |G_{d_2}^{(2)}| e^{j\Omega_2} = K_1 \cdot K_2 \cdot e^{j\frac{2\pi}{M_2} c_2} \quad (15)$$

很明顯地，各個 c_2 值可分配到的相位範圍 $= \frac{2\pi}{M_2}$ ，比起第一層分群的相位範圍 $\frac{2\pi}{M_1}$ 又更大些，更能抵抗雜訊，所以第二層得到的相位位移 $q=c_1 K_1 + d_1 = (c_2 K_1 + d_2) K_1 + d_1$ 會更準確地指出輸入序列 A 相對於參考序列 B 的位移。

第一較佳實施例

參閱圖 2，本發明碼相位擷取裝置 500 之第一較佳實施例包含一轉換單元 51、一相對單元 52 以及一決定單元 53。碼相位擷取裝置 500 會根據是否將輸入序列分群進行以

下三種實施方法。

第一種實施方法：轉換單元 51 基於輸入序列的 N 個位元 $\{x_0, x_1, x_2, \dots, x_{N-1}\}$ 進行複數相位轉換而得到一輸入轉換信號，且基於參考序列的 N 個位元 $\{y_0, y_1, y_2, \dots, y_{N-1}\}$ 進行複數相位轉換而得到一參考轉換信號。也就是說，在此實施方法中，輸入序列不會被分群。相對單元 52 使輸入轉換信號相比於參考轉換信號而得到一相對信號。決定單元 53 根據相對信號的相位，並根據該相對信號所相關的該輸入序列位元數目，求取兩序列間之相位位移。其中，當相對信號的相位落於 $\left(\frac{2\pi}{N} \cdot q - \frac{\pi}{N}\right) \sim \left(\frac{2\pi}{N} \cdot q + \frac{\pi}{N}\right)$ ，決定單元 53 判斷相位位移 $=q$ ， $0 \leq q < N$ 。

第二種實施方法：轉換單元 51 轉換出的輸入轉換信號具有 K_1 個第一輸入轉換信號，且轉換出的參考轉換信號具有 K_1 個第一參考轉換信號，其中第 i 個第一輸入轉換信號 X_i 是基於 M_1 個位元 $x_{n_1 K_1 + i}$ 所得，第 i 個第一參考轉換信號 Y_i 是基於 M_1 個位元 $y_{n_1 K_1 + i}$ 所得， $n_1 = 0 \sim (M_1 - 1)$ ， $N = K_1 \times M_1$ ， $i = 0 \sim (K_1 - 1)$ 。也就是說，在此實施方法中，輸入序列的 M_1 個位元 $x_{n_1 K_1 + i}$ 會被分到同一群。相對單元 52 根據第一輸入轉換信號 X_i 與各個第一參考轉換信號的相對關係，求出一對應的第一相對信號。決定單元 53 從中找出具有最大幅值的第一相對信號，並且當該具有最大幅值的第一相對信號是相關於第 $(z_1 + d_1)$ 個第一輸入轉換信號和第 z_1 個第一參考轉換信號，且該具有最大幅值的第一相對信號的相位落於 $\left(\frac{2\pi}{M_1} \cdot c_1 - \frac{\pi}{M_1}\right) \sim \left(\frac{2\pi}{M_1} \cdot c_1 + \frac{\pi}{M_1}\right)$ ，決定單元 53 判斷相位位移

$=c_1K_1+d_1$ ， $0 \leq z_1 < K_1$ ， $0 \leq d_1 < K_1$ ， $0 \leq c_1 < M_1$ 。

第三種實施方法：延續第二種實施方法，轉換單元 51 根據 M_2 個位元 $x_{(n_2K_1K_2+jK_1+(z_1+d_1)) \bmod N}$ 轉換出 K_2 個第二輸入轉換信號 $X_{(z_1+d_1),j}$ ，且根據 M_2 個位元 $y_{n_2K_1K_2+jK_1+z_1}$ 轉換出 K_2 個第二參考轉換信號 $Y_{z_1,j}$ ， $n_2=0 \sim (M_2-1)$ ， $M_1=K_2 \times M_2$ ， $0 \leq j \leq (K_2-1)$ 。相對單元 52 根據第二輸入轉換信號 $X_{(z_1+d_1),j}$ 與各個第二參考轉換信號 $Y_{z_1,j}$ 的相對關係，求出一對應的第二相對信號。也就是說，在此實施方法中，輸入序列的 M_2 個位元 $x_{(n_2K_1K_2+jK_1+(z_1+d_1)) \bmod N}$ 會被分到同一群。決定單元 53 找出具有最大幅值的第二相對信號，並且當該具有最大幅值的第二相對信號是相關於第 (z_2+d_2) 個第二輸入轉換信號 $X_{(z_1+d_1),(z_2+d_2)}$ 和第 z_2 個第二參考轉換信號 Y_{z_1,z_2} ，且該具有最大幅值的相對信號的相位落於 $\left(\frac{2\pi}{M_2} \cdot c_2 - \frac{\pi}{M_2}\right) \sim \left(\frac{2\pi}{M_2} \cdot c_2 + \frac{\pi}{M_2}\right)$ ，決定單元 53 判斷相位位移 $= (c_2K_2+d_2)K_1+d_1$ ， $0 \leq z_2 < K_2$ ， $0 \leq d_2 < K_2$ ， $0 \leq c_2 < M_2$ 。

第二較佳實施例

參閱圖 3，在前述理論基礎下，本發明碼相位擷取裝置 100 之第二較佳實施例適用於接收一輸入序列 A，以找出其相對於一參考序列 B 的相位位移。該碼相位擷取裝置 100 包含一第一級擷取電路 1，其包括了一第一轉換單元 11、一第一相對單元 12 和一第一決定單元 13。

碼相位擷取裝置 100 所執行的本發明碼相位擷取方法之較佳實施例包含如圖 4 的以下步驟。且為方便說明，這裡假設輸入序列 A 的 N 個位元為 $\{x_0, x_1, x_2, \dots, x_{N-1}\}$ ，參考序列 B

的 N 個位元為 $\{y_0, y_1, y_2, \dots, y_{N-1}\}$ 。

步驟 71：第一轉換單元 11 基於式(7)~(8)，計算關於輸入序列 A 的 K_1 個第一輸入轉換信號 $\{X_0, X_1, X_2, \dots, X_{K_1-1}\}$ ，且計算關於參考序列 B 的 K_1 個第一參考轉換信號 $\{Y_0, Y_1, Y_2, \dots, Y_{K_1-1}\}$ 。

第一輸入轉換信號 X_i 的產生方式是：從具有 N 個位元的輸入序列 A 中，每隔 K_1 個位元位置挑選一個位元形成具有 M_1 個位元的第一輸入組 A_0 ，然後改變挑選的起始位元而形成具有 M_1 個位元的第一輸入組 A_1 ，...直到選出第一輸入組 A_{K_1-1} 。接著，加總輸入組 A_i 所屬 M_1 個位元經複數相位轉換的結果，來得到一個第一輸入轉換信號 X_i 。簡言之，輸入轉換信號 X_i 是基於位元 $x_{n_1 K_1 + i}$ 所得， $n_1 = 0 \sim (M_1 - 1)$ 。

依此類推，可使用位元 $y_{n_1 K_1 + i}$ 得到第一參考組 B_i 的第一參考轉換信號 Y_i 。其中 $N = K_1 \times M_1$ ， $i = 0 \sim (K_1 - 1)$ ，且該等第一輸入組 A_i 和該等第一參考組 B_i 會隨著不同的起始位元位置 i 而具有不同的 M_1 個位元。

步驟 72：第一相對單元 12 基於式(9)，為每一個第一相對參數 m_1 計算第一相對信號 G_{m_1} ，來描述第一輸入轉換信號 X_{i+m_1} 之於第一參考轉換信號 Y_i 的相對關係， $m_1 = 0 \sim (K_1 - 1)$ 。

步驟 73：第一決定單元 13 選取對應最大幅值之第一相對信號 G_{m_1} 的相對參數 m_1 當作第一群參數 d_1 ，並且以 G_{d_1} 之相位 Ω_1 推導出第一偏移參數 $c_1 = \frac{\Omega_1}{2\pi} \cdot M_1$ 。

步驟 74：第一決定單元 13 根據第一群參數 d_1 和第一偏移參數 c_1 ，輸出相位位移 $q = c_1 K_1 + d_1$ 。

值得注意的是，由於輸入序列會受到通道影響，所以

求出的第一偏移參數 c_1 可能不是整數，因此本例較佳地以無條件捨去法計算 $c_1 = \left\lfloor \frac{\Omega_1}{2\pi} \cdot M_1 \right\rfloor$ ，但在其他應用中也可以是採無條件進入法或四捨五入法。

第三較佳實施例

參閱圖 5，本發明碼相位擷取裝置 200 之第三較佳實施例包含第一級擷取電路 1' 和一第二級擷取電路 2。該第二級擷取電路 2 包括一第二轉換單元 21、一第二相對單元 22、一篩選單元 25 以及一第二決定單元 23。相比於第二較佳實施例，第一級擷取電路 1' 的第一決定單元 13' 只會輸出第一群參數 d_1 ，而不會輸出第一偏移參數 c_1 。

碼相位擷取裝置 200 所執行的本發明碼相位擷取方法之較佳實施例包含如圖 6 的以下步驟：

步驟 81：第一轉換單元 11 基於式(7)~(8)，為輸入序列 A 計算 K_1 個第一輸入轉換信號 $\{X_0, X_1, X_2, \dots, X_{K_1-1}\}$ ，且為參考序列 B 計算 K_1 個第一參考轉換信號 $\{Y_0, Y_1, Y_2, \dots, Y_{K_1-1}\}$ 。

其中，輸入轉換信號 X_i 是根據位元 x_{n_1, K_1+i} 所得，參考轉換信號 Y_i 是根據位元 y_{n_1, K_1+i} 所得， $n_1=0 \sim (M_1-1)$ 。

步驟 82：第一相對單元 12 基於式(9)，為每一個第一相對參數 m_1 計算第一相對信號 G_{m_1} ，來描述第一輸入轉換信號 X_{i+m_1} 之於第一參考轉換信號 Y_i 的相對關係， $m_1=0 \sim (K_1-1)$ 。

步驟 83：第一決定單元 13' 從該 K_1 個第一相對信號 G_{m_1} 中選出幅值較大的 $S(S>1)$ 個，並以對應最大幅值之第一相對信號的相對參數 m_1 當作第一群參數 d_1 。

步驟 84：第二轉換單元 21 基於式(11)~(12)，為第一輸入組 A_{i+d_1} 計算 K_2 個第二輸入轉換信號 $\{X_{i,0}, X_{i,1}, X_{i,2}, \dots, X_{i,(K_2-1)}\}$ ，且為第一參考組 B_i 計算 K_2 個第二參考轉換信號 $\{Y_{i,0}, Y_{i,1}, Y_{i,2}, \dots, Y_{i,(K_2-1)}\}$ 。

其中，第二輸入轉換信號 $X_{i,j}$ 是根據位元 $x_{(n_2 K_1 K_2 + j K_1 + i + d_1) \bmod N}$ 所得， $n_2 = 0 \sim (M_2 - 1)$ ，產生方式是：從具有 M_1 個位元的輸入組 A_{i+d_1} 中，每隔 K_2 個位元位置挑選一個位元形成具有 M_2 個位元的第二輸入組 $A_{i,j}$ ，並加總第二輸入組 $A_{i,j}$ 所屬 M_2 個位元經複數相位轉換的結果，而得到該第二輸入轉換信號 $X_{i,j}$ 。

依此類推，可使用位元 $y_{n_2 K_1 K_2 + j K_1 + i}$ 得到第二參考組 $B_{i,j}$ 的第二參考轉換信號 $Y_{i,j}$ 。其中 $M_1 = K_2 \times M_2$ ， $j = 0 \sim (K_2 - 1)$ ，且該等第二輸入組 $A_{i,j}$ 和該等第二參考組 $B_{i,j}$ 會隨著不同的起始位元位置 j 而具有不同的 M_2 個位元。

步驟 85：第二相對單元 22 基於式(13)~(14)，為每一個第二相對參數 m_2 值計算關於輸入組 A_i 的第二相對信號，且加總所有輸入組 $A_0 \sim A_{K_1-1}$ 的第二相對信號，並取加總結果的絕對值來得到一特徵信號 W_{m_2} 。

其中，第二相對信號能描述第二輸入轉換信號 $X_{i,j+m_2}$ 之於第二參考轉換信號 $Y_{i,j}$ 的相對關係， $m_2 = 0 \sim (K_2 - 1)$ 。

步驟 86：篩選單元 25 基於式(14)，從 K_2 個特徵信號 W_{m_2} 中選出最大者，並檢視其值是否大於一門檻。若是，流程跳到步驟 88；若否，則執行步驟 87。較佳地， $K_1 \leq$ 門檻 $\leq K_1 \times K_2$ ，且門檻接近 $K_1 \times K_2$ 。

步驟 87：篩選單元 25 從步驟 83 的 S 個第一相對信號 G_m 中挑選出幅值次大者，並以其對應的相對參數 m_1 當作更新後的第一群參數 d_1 ，接著跳到步驟 84 以執行步驟 84~86，直到最大特徵信號高於門檻。

這是因為理想上，當賴以進行第二層分群的第一群參數 d_1 為最佳值時，最大特徵信號的幅值 = $K_1 \times K_2$ 。因此，如果步驟 86 檢視發現最大特徵信號遠低於門檻，可能是起因於第一層分群時選定的第一群參數 d_1 有誤。

步驟 88：第二決定單元 23 在式(14)的基礎下，基於最後更新的第一群參數 d_1 ，獲取對應最大特徵信號的 m_2 來當作第二群參數 d_2 ，並且以 $G_{d_2}^{(2)}$ 之相位 Ω_2 推導出 $c_2 = \frac{\Omega_2}{2\pi} \cdot M_1$ 。

同樣地，若第二偏移參數 c_2 為非整數，本例可採用無條件捨去法、無條件進入法或四捨五入法來使其逼近到一整數。

步驟 89：第二決定單元 23 基於第一群參數 d_1 、第二群參數 d_2 和第二偏移參數 c_2 ，輸出相位位移 $q = (c_2 K_2 + d_2) K_1 + d_1$ 。

模擬結果

以下提出使用蒙地卡羅法(Monte Carlo method)所得到的統計模擬結果，其中序列長度 $N=2^{16}-1$ ，且所示模擬結果是參考 1000 次模擬數據。圖 7 和圖 8 顯示了第一層分群所得到的第一群參數 d_1 和第一偏移參數 c_1 。當訊雜比 = -5dB， d_1 正確率 = 1， c_1 正確率卻只有 0.1~0.2。因此，從圖 9 的模

擬示意圖可發現相位位移 q 於訊雜比 $=-5\text{dB}$ 的標準差 $=4$ ，這代表第一層分群所獲得的相位位移 q 介於理想值 ± 4 間。

而圖 10~12 則說明當訊雜比 $=-5\text{dB}$ ，第二層分群所得到的第二群參數 d_2 和第二偏移參數 c_2 正確率都為 1，且相位位移 q 標準差 $=0$ 。換句話說，第二層分群所獲得的相位位移 q 符合理想值，精確度較第一層分群大幅提升。

值得注意的是，在其他應用中，也可以進行第三或更高層分群來增加相位位移精確度。參閱圖 13，在前述說明的基礎下，本發明領域具有通常知識者能輕易使用類似於第二級擷取電路 2' 的至少一個第三級擷取電路 3 (圖中顯示一個) 來調整相位位移，故在此不多贅述。

且值得注意的是，習知技術選用 FFT 而使用 $N \cdot \log_2 N$ 階的複數乘法與 $N \cdot \log_2 N$ 階的複數加法來處理長度 N 的序列。但是，前述較佳實施例的碼相位擷取裝置 100、200 在第一層分群的步驟中只進行基於式(7)和(9)的 $3N$ 個複數加法，在第二層分群的步驟中只進行基於式(11)和(13)的 $3N$ 個複數加法，總運算量 $=3N \times$ 分群層數，且不需進行任何乘法，電路成本銳減。

此外，熟悉本技藝者明瞭：當以 FFT 處理 PN 序列時，第一層蝴蝶(butterfly)運算是基於 0 或 1 的位元值(即位元寬度 $=1$)，而隨後較高層蝴蝶運算則必須處理位元寬度高於一的複數計算，電路設計相當繁雜。而前述較佳實施例所進行複數加法的係數非 0 即 1，易於實現。

最後，值得一提的是，習知技術通常是利用互相關函

數的振幅特性來尋找最佳的相位位移。而前述較佳實施例則是改從相對信號的相位特性著手，並藉由序列的多層次分群強化抗雜訊能力，實為一大突破。

綜上所述，前述較佳實施例的複數加法次數 $= (3N \times \text{分群層數})$ ，雖然總運算量隨分群層數線性遞增，不過通常使用兩次分群就能得到不錯的相位位移精確度，計算成本可有效降低，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 是一示意圖，說明互相關信號的相位解析度；

圖 2 是一方塊圖，說明碼相位擷取裝置之第一較佳實施例；

圖 3 是一方塊圖，說明碼相位擷取裝置之第二較佳實施例；

圖 4 是一流程圖，說明碼相位擷取方法之較佳實施例；

圖 5 是一方塊圖，說明碼相位擷取裝置之第三較佳實施例；

圖 6 是一流程圖，說明碼相位擷取方法之較佳實施例；

圖 7~9 是模擬示意圖，說明第一層分群的表現；

圖 10~12 是模擬示意圖，說明第二層分群的表現；及
圖 13 是一方塊圖，說明碼相位擷取裝置之另一態樣。

【主要元件符號說明】

100 …… 碼相位擷取裝置	22 …… 第二相對單元
200 …… 碼相位擷取裝置	23 …… 第二決定單元
300 …… 碼相位擷取裝置	25 …… 篩選單元
500 …… 碼相位擷取裝置	3 …… 第三級擷取電路
1、1' …… 第一級擷取電路	51 …… 轉換單元
11 …… 第一轉換單元	52 …… 相對單元
12 …… 第一相對單元	53 …… 決定單元
13、13' …… 第一決定單元	71~74 …… 步驟
2、2' …… 第二級擷取電路	81~89 …… 步驟
21 …… 第二轉換單元	

七、申請專利範圍：

1. 一種碼相位擷取方法，包含以下步驟：

(S)使用一轉換單元，基於一輸入序列所具有的 N 個位元 $\{x_0, x_1, x_2, \dots, x_{N-1}\}$ 進行複數相位轉換而得到一輸入轉換信號，基於一參考序列所具有的 N 個位元 $\{y_0, y_1, y_2, \dots, y_{N-1}\}$ 進行複數相位轉換而得到一參考轉換信號；

(T)使用一相對單元，使該輸入轉換信號相比於該參考轉換信號而得到一相對信號；及

(U)使用一決定單元，根據該相對信號的相位，並根據該相對信號所相關的該輸入序列位元數目，求取該輸入序列相對於該參考序列之一相位位移；

其中，該相對信號是基於該輸入序列的 N 個位元 $\{x_0, x_1, x_2, \dots, x_{N-1}\}$ 而求出；

步驟 (U) 中，當該相對信號的相位落於 $\left(\frac{2\pi}{N} \cdot q - \frac{\pi}{N}\right) \sim \left(\frac{2\pi}{N} \cdot q + \frac{\pi}{N}\right)$ ，該決定單元判斷該輸入序列相對於該參考序列的相位位移 $=q$ ， $0 \leq q < N$ 。

2. 依據申請專利範圍第 1 項所述之碼相位擷取方法，其中，該轉換單元於步驟 (S) 轉換出的輸入轉換信號具有 K_1 個第一輸入轉換信號，且轉換出的參考轉換信號具有 K_1 個第一參考轉換信號，其中第 i 個第一輸入轉換信號 X_i 是基於 M_1 個位元 $x_{n_1 K_1 + i}$ 所得，第 i 個第一參考轉換信號 Y_i 是基於 M_1 個位元 $y_{n_1 K_1 + i}$ 所得， $n_1 = 0 \sim (M_1 - 1)$ ， $N = K_1 \times M_1$ ， $i = 0 \sim (K_1 - 1)$ ；

該相對單元於步驟 (T) 根據第 i 個第一輸入轉換信號

X_i 與各個第一參考轉換信號的相對關係，求出一對應的第一相對信號；且

該決定單元於步驟(U)找出具有最大幅值的第一相對信號，並且當該具有最大幅值的第一相對信號是相關於第 (z_1+d_1) 個第一輸入轉換信號和第 z_1 個第一參考轉換信號，且該具有最大幅值的第一相對信號的相位落於 $\left(\frac{2\pi}{M_1} \cdot c_1 - \frac{\pi}{M_1}\right) \sim \left(\frac{2\pi}{M_1} \cdot c_1 + \frac{\pi}{M_1}\right)$ ，該決定單元以 d_1 作為求取該輸入序列相對於該參考序列之相位位移的基礎， $0 \leq z_1 < K_1$ ， $0 \leq d_1 < K_1$ ， $0 \leq c_1 < M_1$ 。

3. 依據申請專利範圍第 2 項所述之碼相位擷取方法，其中，該決定單元於步驟(U)判斷該輸入序列相對於該參考序列的相位位移 $= c_1 K_1 + d_1$ 。
4. 依據申請專利範圍第 2 項所述之碼相位擷取方法，更包含以下步驟：

(V) 該轉換單元根據 M_2 個位元 $x_{(n_2 K_1 K_2 + j K_1 + (z_1 + d_1)) \bmod N}$ 轉換出 K_2 個第二輸入轉換信號 $X_{(z_1 + d_1), j}$ ，且根據 M_2 個位元 $y_{n_2 K_1 K_2 + j K_1 + z_1}$ 轉換出 K_2 個第二參考轉換信號 $Y_{z_1, j}$ ， $n_2 = 0 \sim (M_2 - 1)$ ， $M_1 = K_2 \times M_2$ ， $0 \leq j \leq (K_2 - 1)$ ；

(W) 該相對單元根據第二輸入轉換信號 $X_{(z_1 + d_1), j}$ 與各個第二參考轉換信號 $Y_{z_1, j}$ 的相對關係，求出一對應的第二相對信號；及

(X) 該決定單元找出具有最大幅值的第二相對信號，並且當該具有最大幅值的第二相對信號是相關於第 $(z_2 + d_2)$ 個第二輸入轉換信號 $X_{(z_1 + d_1), (z_2 + d_2)}$ 和第 z_2 個第二參考

轉換信號 Y_{z_1, z_2} ，且該具有最大幅值的相對信號的相位落於 $\left(\frac{2\pi}{M_2} \cdot c_2 - \frac{\pi}{M_2}\right) \sim \left(\frac{2\pi}{M_2} \cdot c_2 + \frac{\pi}{M_2}\right)$ ，該決定單元判斷該輸入序列相對於該參考序列的相位位移 $= (c_2 K_2 + d_2) K_1 + d_1$ ， $0 \leq z_2 < K_2$ ， $0 \leq d_2 < K_2$ ， $0 \leq c_2 < M_2$ 。

5. 一種碼相位擷取方法，包含以下步驟：

使用一第一轉換單元，基於一輸入序列所具有的 N 個位元 $\{x_0, x_1, x_2, \dots, x_{N-1}\}$ 進行複數相位轉換而得到 K_1 個第一輸入轉換信號，基於一參考序列所具有的 N 個位元 $\{y_0, y_1, y_2, \dots, y_{N-1}\}$ 進行複數相位轉換而得到 K_1 個第一參考轉換信號，其中第 i 個第一輸入轉換信號會相對於該輸入序列的 M_1 個位元 $\{x_i, x_{K_1+i}, \dots, x_{(M_1-1)K_1+i}\}$ ，第 i 個第一參考轉換信號會相對於該參考序列的 M_1 個位元 $\{y_i, y_{K_1+i}, \dots, y_{(M_1-1)K_1+i}\}$ ，且各轉換信號隨著不同的起始位元位置 i 而相對於不同的 M_1 個位元， $N = K_1 \times M_1$ ， $i = 0 \sim (K_1 - 1)$ ；

使用一第一相對單元，基於一第一相對參數 m_1 ，使對應起始位元位置 $i + m_1$ 的該第一輸入轉換信號，相比於對應起始位元位置 i 的該第一參考轉換信號而得到一相對信號，且每改變該第一相對參數 m_1 會得到對應的相對信號， $m_1 = 0 \sim (K_1 - 1)$ ；及

使用一第一決定單元，以該 K_1 個相對信號中幅值最大者所對應的第一相對參數 m_1 ，作為求取該輸入序列相對於該參考序列之一相位位移的基礎。

6. 依據申請專利範圍第 5 項所述之碼相位擷取方法，更包含一步驟(A)：

使用該第一決定單元，以該具有最大幅值之相對信號對應的第一相對參數 m_1 作為一第一群參數，且更利用該最大幅值之相對信號的相位得到一第一偏移參數，而根據該第一群參數和該第一偏移參數得到該相位位移。

7. 依據申請專利範圍第 6 項所述之碼相位擷取方法，其中，步驟(A)中，該第一決定單元使用該最大幅值之相對信號的相位 Ω_1 和各轉換信號相關的位元數目 M_1 ，計算出該第一偏移參數 $c_1 = \frac{\Omega_1}{2\pi} \cdot M_1$ ，且以無條件捨去法、無條件進入法或四捨五入法來將該第一偏移參數逼近到一整數。
8. 依據申請專利範圍第 5 項所述之碼相位擷取方法，其中，該最大幅值之相對信號對應的第一相對參數 m_1 代表一第一群參數 d_1 ，且該碼相位擷取方法更包含以下步驟：

(B)使用一第二轉換單元，基於第 $i+d_1$ 個第一輸入轉換信號所相關的 M_1 個位元進行複數相位轉換而得到 K_2 個第二輸入轉換信號，基於第 i 個第一參考轉換信號所相關的 M_1 個位元進行複數相位轉換而得到 K_2 個第二參考轉換信號，其中第 j 個第二輸入轉換信號 $X_{i,j}$ 會相關於該輸入序列的 M_2 個位元 $x_{(n_2 K_1 K_2 + j K_1 + (i+d_1)) \bmod N}$ ，第 j 個第二參考轉換信號 $Y_{i,j}$ 會相關於該參考序列的 M_2 個位元 $y_{n_2 K_1 K_2 + j K_1 + i}$ ，且 $M_1 = K_2 \times M_2$ ， $n_2 = 0 \sim (M_2 - 1)$ ， \bmod 指模數(modulus)運算；

(C)使用一第二相對單元，基於一第二相對參數 m_2 ，利用該第二輸入轉換信號 $X_{i,j+m_2}$ 之於該第二參考轉換信號 $Y_{i,j}$ 的相對關係而得到一特徵信號，且每改變該第二相

對參數 m_2 會得到對應的特徵信號， $m_2=0\sim(K_2-1)$ ；及

(D)使用一第二決定單元，以該 K_2 個特徵信號中最大者所對應的第二相對參數 m_2 作為求取該相位位移的基礎。

9. 依據申請專利範圍第 8 項所述之碼相位擷取方法，更包含一步驟(E)：

使用該第二決定單元，以該最大特徵信號對應的第二相對參數 m_2 作為一第二群參數，且更利用該最大特徵信號的相位得到一第二偏移參數，而根據該第一群參數、該第二群參數和該第二偏移參數得到該相位位移。

10. 依據申請專利範圍第 8 項所述之碼相位擷取方法，更包含在步驟(D)之前的以下步驟：

(F)使用一篩選單元，當得知該最大特徵信號不大於一門檻，使用該 K_1 個相對信號中次大者對應的第一相對參數 m_1 來更新該第一群參數 d_1 ，其中 $K_1 \leq \text{門檻} \leq K_1 \times K_2$ ；

(G)重複步驟(B)、(C)和(F)，直到該篩選單元判斷出該最大特徵信號大於該門檻，才執行步驟(D)使該第二決定單元以最後更新之最大特徵信號對應的第二相對參數 m_2 作為求取該相位位移的基礎。

11. 一種碼相位擷取裝置，包含：

一第一轉換單元，基於一輸入序列所具有的 N 個位元 $\{x_0, x_1, x_2, \dots, x_{N-1}\}$ 進行複數相位轉換而得到 K_1 個第一輸入轉換信號，基於一參考序列所具有的 N 個位元 $\{y_0, y_1, y_2, \dots, y_{N-1}\}$

進行複數相位轉換而得到 K_1 個第一參考轉換信號，其中第 i 個第一輸入轉換信號會相關於該輸入序列的 M_1 個位元 $\{x_i, x_{K_1+i}, \dots, x_{(M_1-1)K_1+i}\}$ ，第 i 個第一參考轉換信號會相關於該參考序列的 M_1 個位元 $\{y_i, y_{K_1+i}, \dots, y_{(M_1-1)K_1+i}\}$ ，且各轉換信號隨著不同的起始位元位置 i 而相關於不同的 M_1 個位元， $N=K_1 \times M_1$ ， $i=0 \sim (K_1-1)$ ；

一第一相對單元，基於一第一相對參數 m_1 ，使對應起始位元位置 $i+m_1$ 的該第一輸入轉換信號，相比於對應起始位元位置 i 的該第一參考轉換信號而得到一相對信號，且每改變該第一相對參數 m_1 會得到對應的相對信號， $m_1=0 \sim (K_1-1)$ ；及

一第一決定單元，以該 K_1 個相對信號中幅值最大者所對應的第一相對參數 m_1 ，作為求取該輸入序列相對於該參考序列之一相位位移的基礎。

12. 依據申請專利範圍第 11 項所述之碼相位擷取裝置，其中，該第一決定單元以該最大幅值之相對信號對應的第一相對參數 m_1 作為一第一群參數，且更利用該最大幅值之相對信號的相位得到一第一偏移參數，而根據該第一群參數和該第一偏移參數得到該相位位移。

13. 依據申請專利範圍第 11 項所述之碼相位擷取裝置，其中，該第一決定單元以該最大幅值之相對信號對應的第一相對參數 m_1 作為一第一群參數 d_1 ，且該碼相位擷取裝置更包含：

一第二轉換單元，基於第 $i+d_1$ 個第一輸入轉換信號

所相關的 M_1 個位元進行複數相位轉換而得到 K_2 個第二輸入轉換信號，基於第 i 個第一參考轉換信號所相關的 M_1 個位元進行複數相位轉換而得到 K_2 個第二參考轉換信號，其中第 j 個第二輸入轉換信號 $X_{i,j}$ 會相關於該輸入序列的 M_2 個位元 $x_{(n_2 K_1 K_2 + j K_1 + (i+d_1)) \bmod N}$ ，第 j 個第二參考轉換信號 $Y_{i,j}$ 會相關於該參考序列的 M_2 個位元 $y_{n_2 K_1 K_2 + j K_1 + i}$ ，且 $M_1 = K_2 \times M_2$ ， $n_2 = 0 \sim (M_2 - 1)$ ，mod 指模數(modulus)運算；

一第二相對單元，基於一第二相對參數 m_2 ，利用該第二輸入轉換信號 $X_{i,j+m_2}$ 之於該第二參考轉換信號 $Y_{i,j}$ 的相對關係而得到一特徵信號，且每改變該第二相對參數 m_2 會得到對應的特徵信號， $m_2 = 0 \sim (K_2 - 1)$ ；及

一第二決定單元，以該 K_2 個特徵信號中最大者所對應的第二相對參數 m_2 作為求取該相位位移的基礎。

14. 依據申請專利範圍第 13 項所述之碼相位擷取裝置，更包含：

一篩選單元，當得知該最大特徵信號不大於一門檻，使用該 K_1 個相對信號中次大者對應的第一相對參數 m_1 來更新該第一群參數 d_1 ，其中 $K_1 \leq \text{門檻} \leq K_1 \times K_2$ ；

其中，該第二轉換單元會使用更新後的該第一群參數 d_1 ，調整該等第二輸入轉換信號和該等第二參考轉換信號，且該第二相對單元會基於調整後的轉換信號更新所有第二相對參數 m_2 對應的特徵信號；

直到該篩選單元判斷出該最大特徵信號大於該門檻，該第二決定單元才以最後更新之最大特徵信號對應的

第二相對參數 m_2 作為求取該相位位移的基礎。

八、圖式：

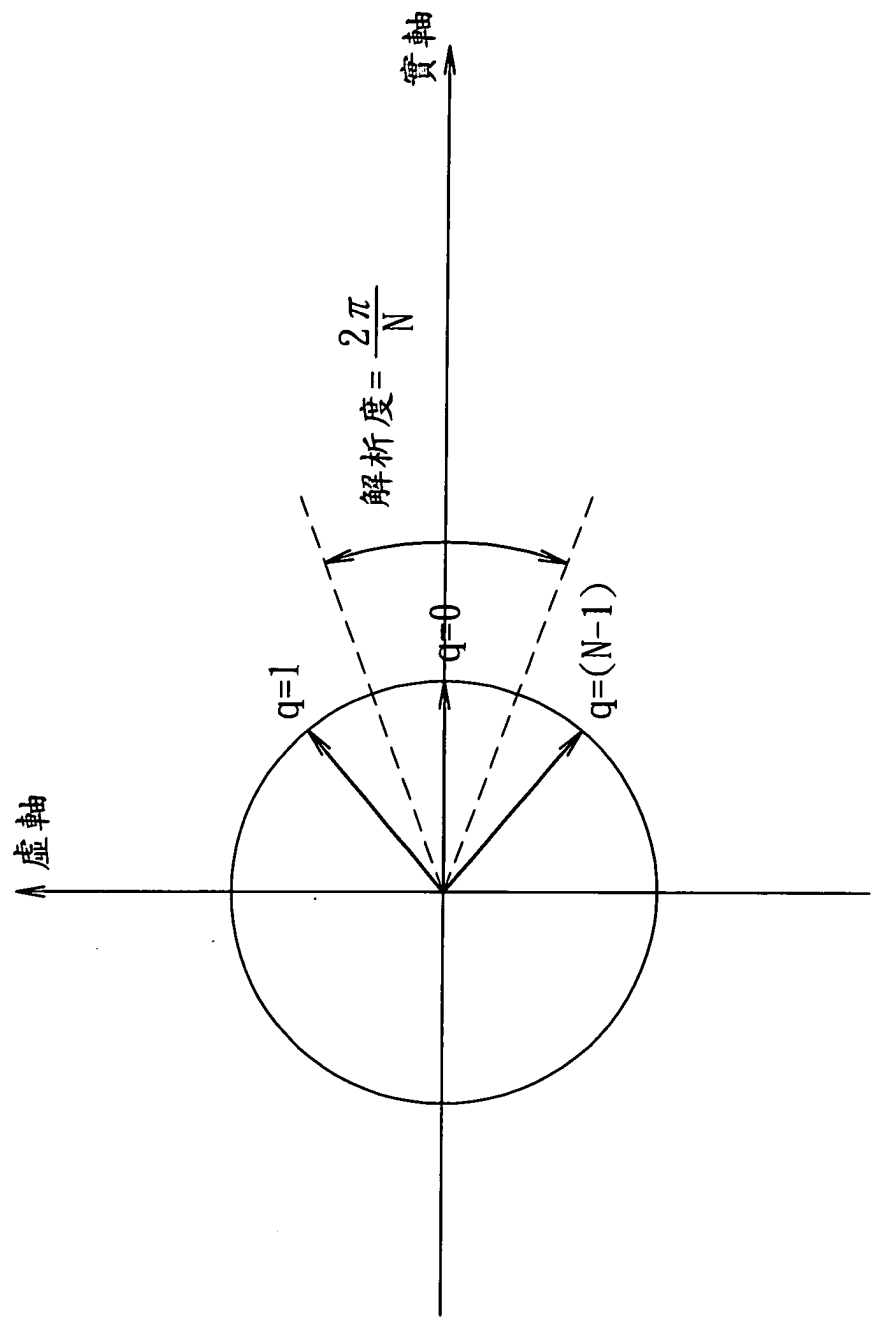


圖1

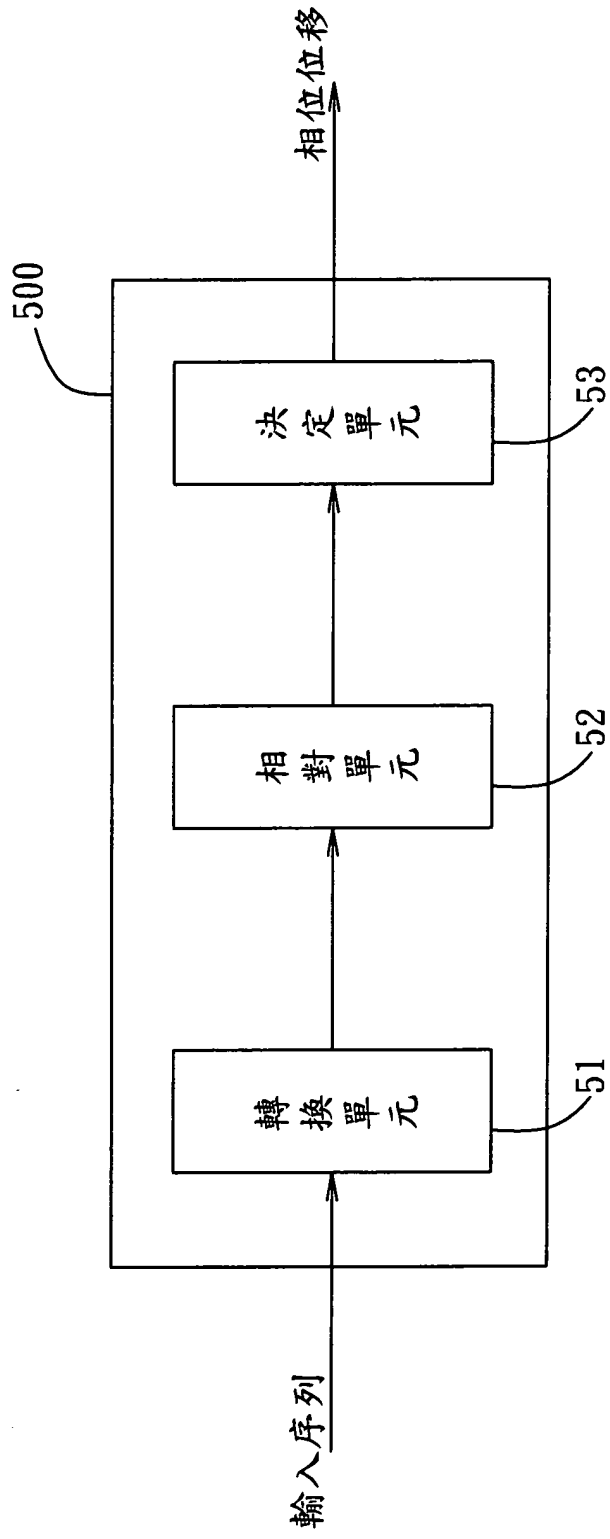


圖2

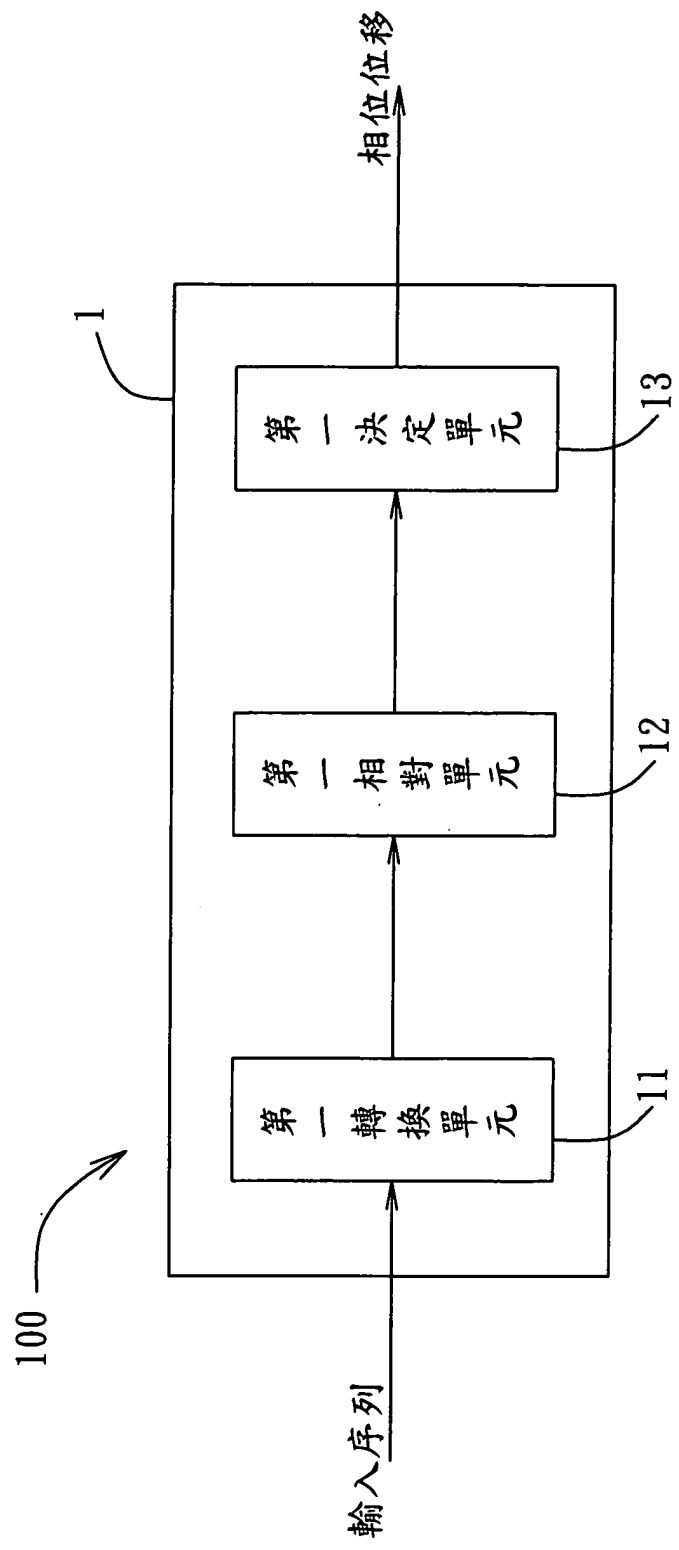


圖3

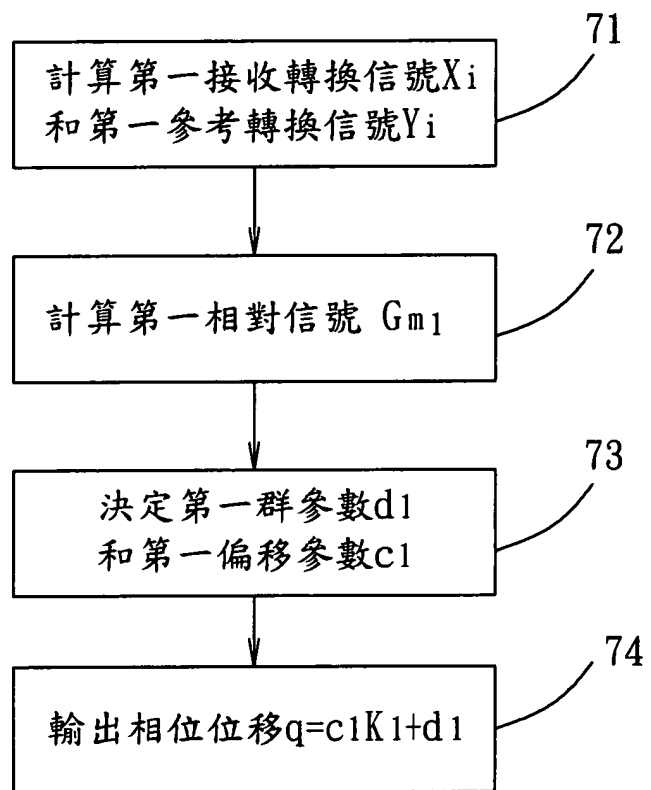


圖4

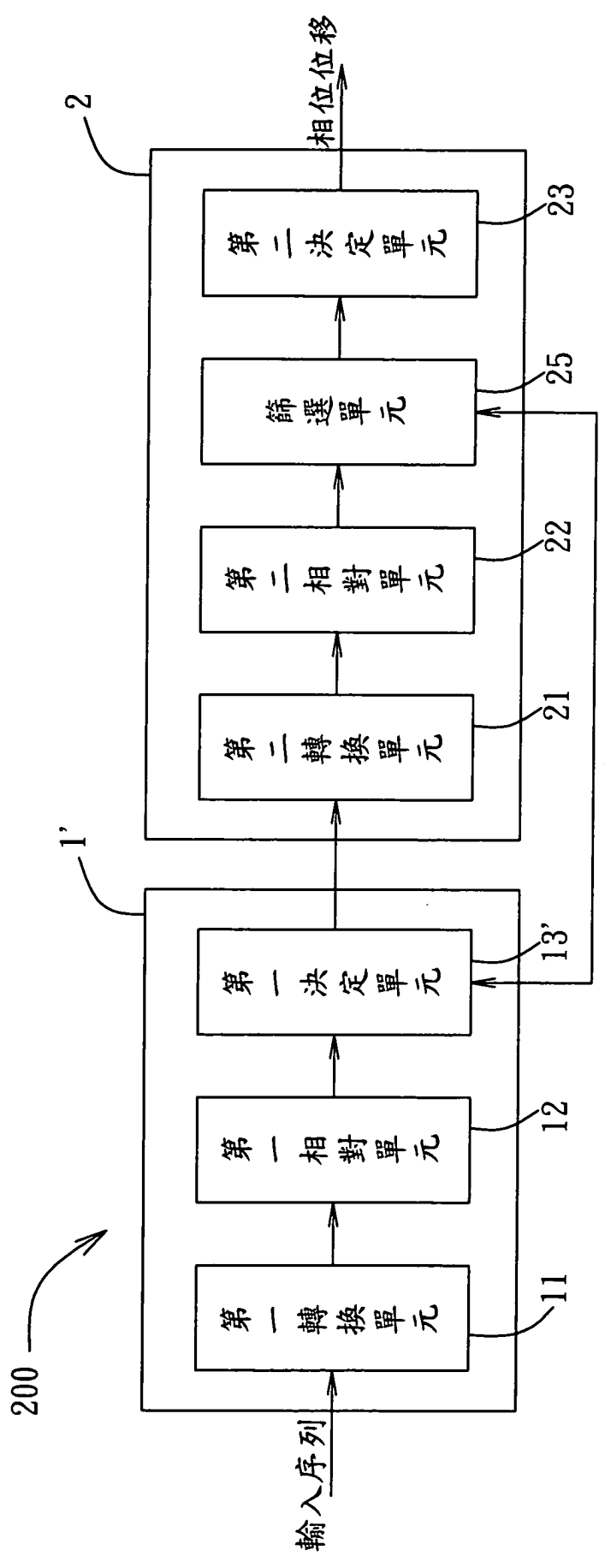


圖5

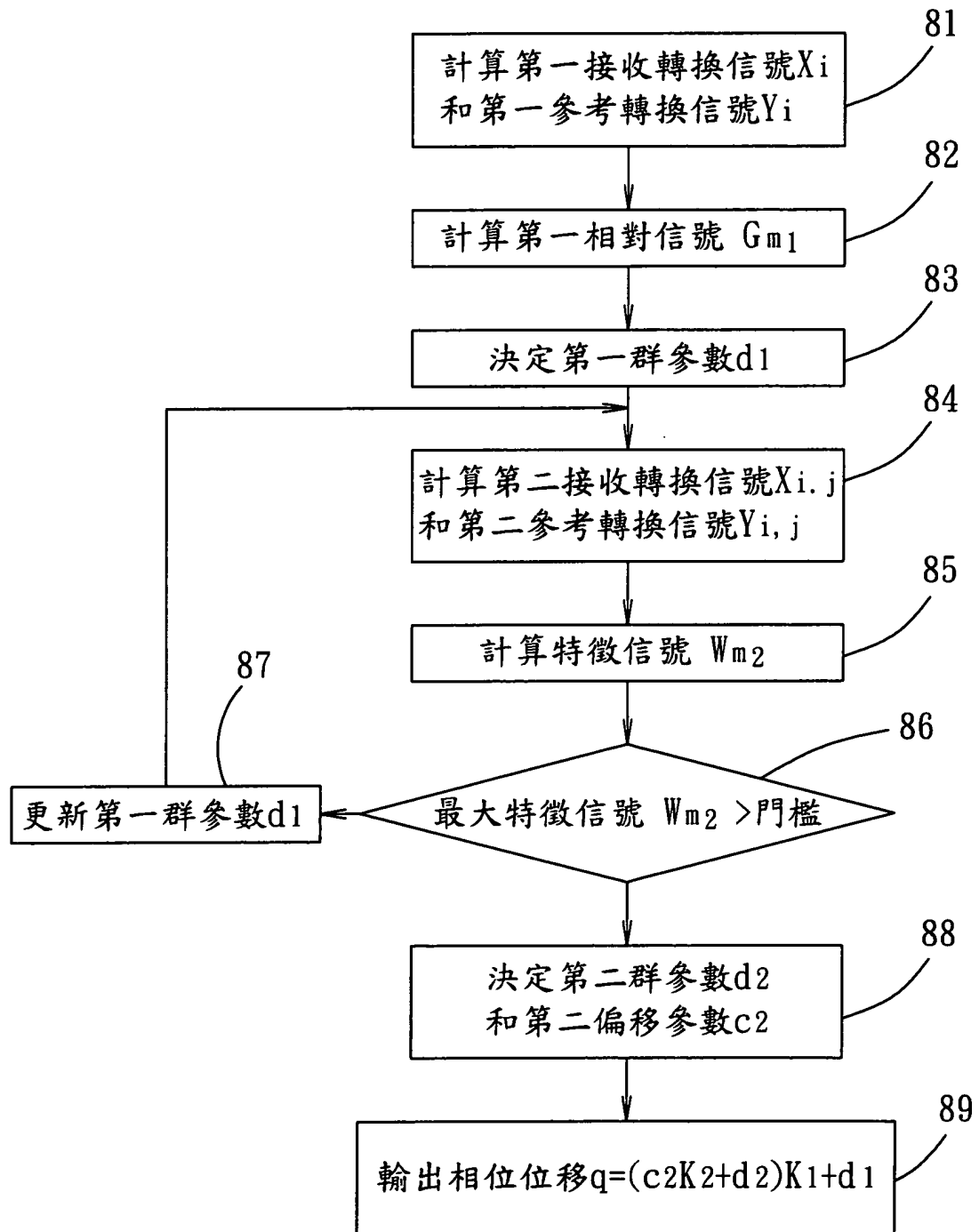


圖6

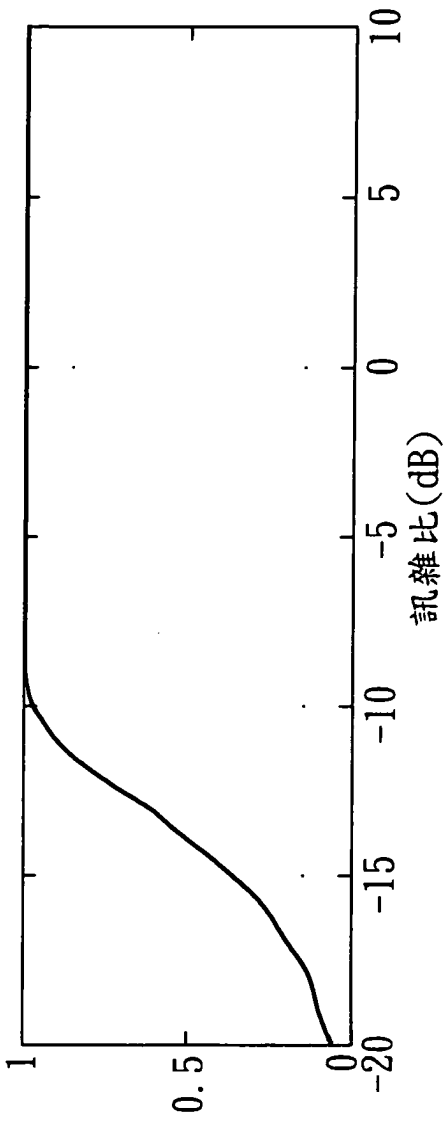


圖7

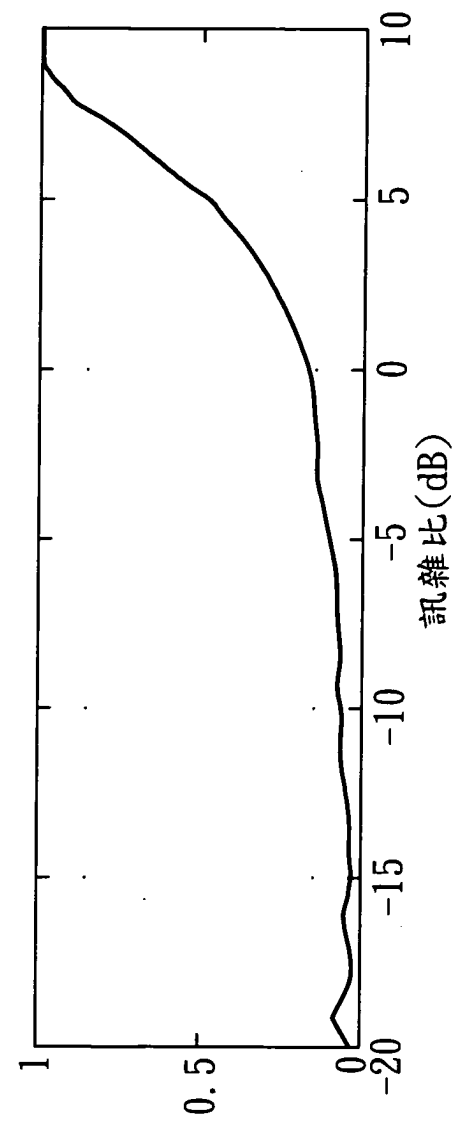
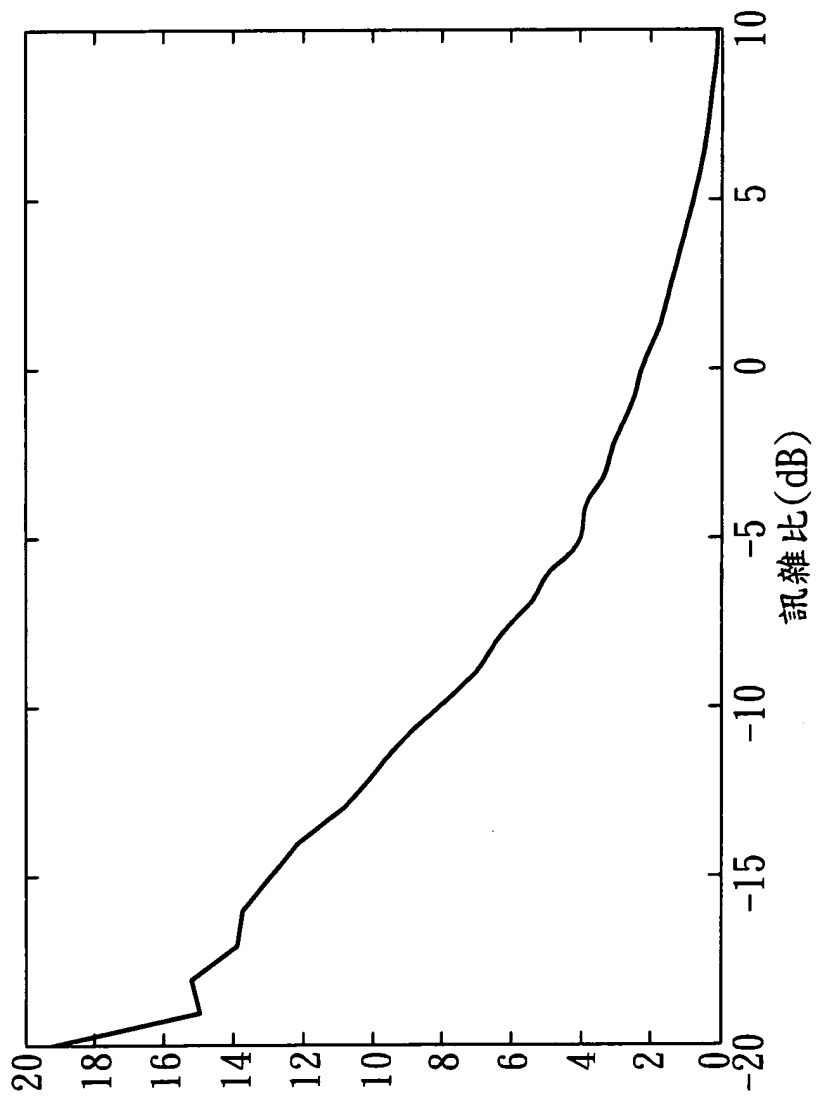
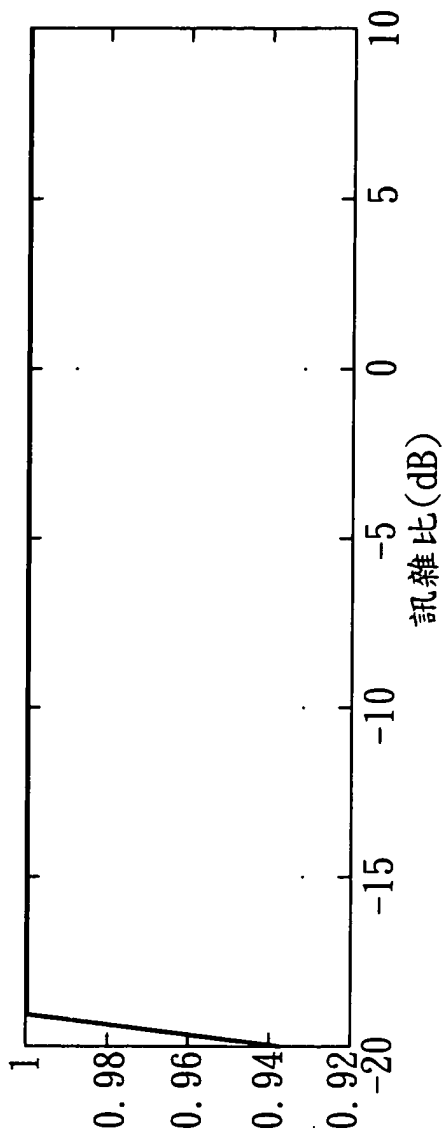


圖8



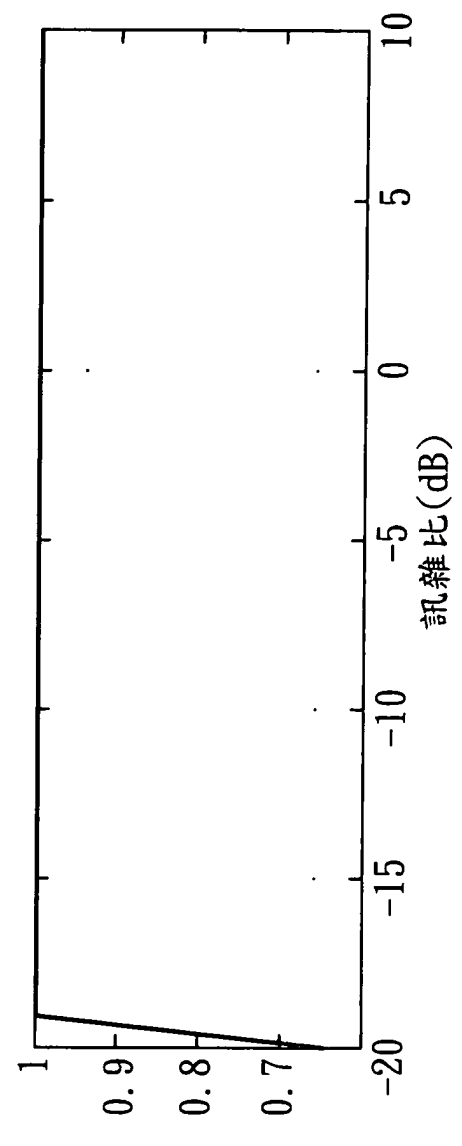
相位位移q的
標準差

圖9



第二群參數 d2
正確率

圖10



第二偏移參數 c2
正確率

圖11

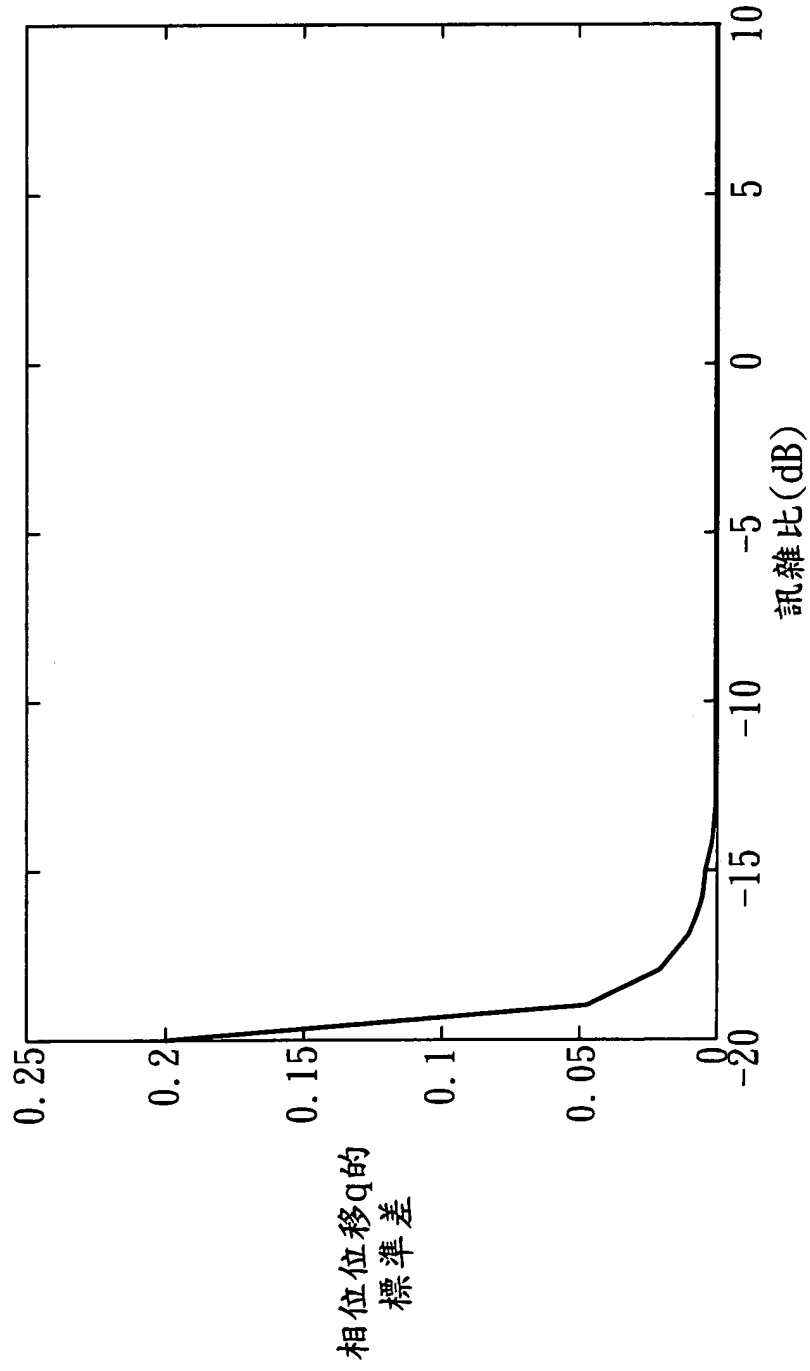


圖12

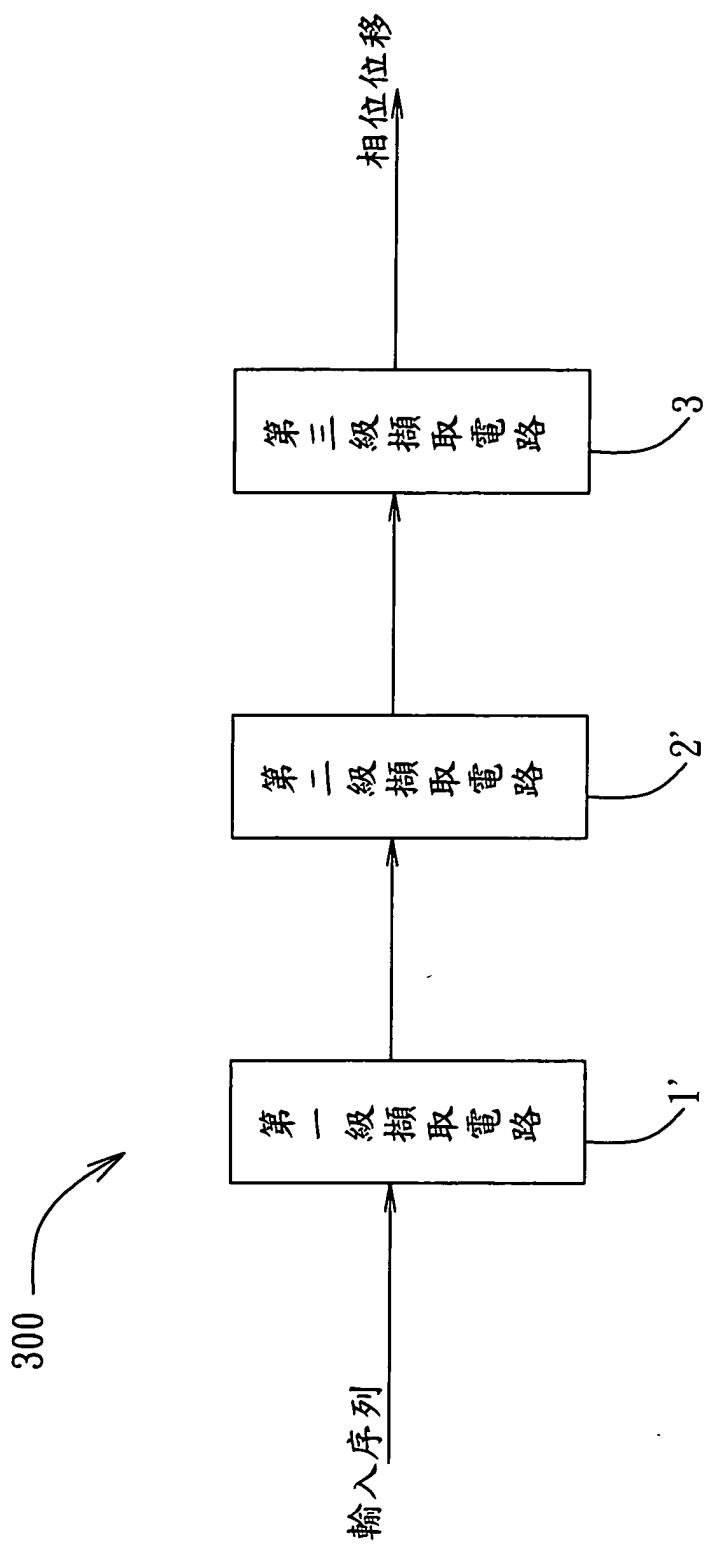


圖13