

# 發明專利說明書

## 公告本

(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：96127173

※ 申請日期：96.7.26

※IPC 分類：H04J 11/00 (sub.01)

### 一、發明名稱：(中文/英文)

正交分頻多工 (OFDM) 通訊系統中的符元時間同步方法

A SYMBOL TIME SYNCHRONIZATION METHOD FOR OFDM  
SYSTEMS

### 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) (簽章) 吳妍華/Lee Wu, Yan-Hwa

住居所或營業所地址：(中文/英文)

新竹市大學路 1001 號/No.1001, Daxue Rd., East Dist., Hsinchu City 300,  
Taiwan, R.O.C.

國 籍：(中文/英文) 中華民國/TW

### 三、發明人：(共 2 人)

姓 名：(中文/英文)

卿文龍/CHIN, WEN-LONG

陳紹基/CHEN, SAU-GEE

國 籍：(中文/英文) (皆同) 中華民國/TW

#### 四、聲明事項：

主張專利法第二十二條第二項第一款或第二款規定之事實，其事實發生日期為： 年 月 日。

申請前已向下列國家（地區）申請專利：

【格式請依：受理國家（地區）、申請日、申請案號 順序註記】

有主張專利法第二十七條第一項國際優先權：

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：

一種在正交分頻多工 (OFDM) 通訊系統中的符元時間同步方法，針對 OFDM 系統中的符元同步，提出一最大近似 (maximum likelihood) 之方法以解決符元時間偏移 (STO) 的同步問題，其利用頻域之方法可適用於高速行動通訊的環境，藉由分析出的頻域資料，建立兩個符元之對數近似函數 (log-likelihood function)，提出符元時間之最大近似估測，在多重路徑及高速行動的環境下，擁有準確的估測。

## 六、英文發明摘要：

A symbol time synchronization method for OFDM systems is disclosed. The invention presents a joint maximum-likelihood (ML) synchronization algorithm for symbol time offset (STO) for OFDM systems. The method is developed in frequency-domain under time-variant multipath channels. By analyzing the received frequency-domain data, a mathematical model for the joint effects of symbol time offset (STO), carrier frequency offset (CFO) and sampling clock frequency offset (SCFO) is derived. The results are used to formulate a log-likelihood function of two consecutive symbols. The joint algorithm is robust, because it exhibits high performances in high mobility and time-variant multipath fading channels.

七、指定代表圖：

(一)、本案代表圖為：第 3 圖

(二)、本案代表圖之元件代表符號簡單說明：

S1~S5                    流程步驟

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】

本發明係有關一種應用在通訊系統中的訊號同步方法，特別是一種應用在正交分頻多工 (OFDM) 系統中的符元時間同步方法。

### 【先前技術】

正交分頻多工 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) 是一種高效率的多通道調變解調變技術，對於多通道衰減具有很強的抑制能力。利用離散快速傅利葉轉換 (FFT) 和反快速傅利葉轉換 (IFFT) 來調變和解調變傳送的訊號。可使用的頻寬被劃分為多個狹窄的頻帶，資料就可以被平行的在這些頻帶上傳輸，然而其容易產生同步的錯誤。

就像其他通訊系統一樣，在正交分頻多工系統亦有一些同步處理議題需要考量。首先，未知之訊號延遲會造成符元時間偏移 (symbol time offset, STO) 而需要粗略符元時間 (coarse symbol time, CST) 及細微符元時間 (fine symbol time, FST) 同步化，其在發射機與接收機也存有載波頻率補償的問題，以致於分數載波頻率偏移 (fractional carrier frequency offset, FCFO)、整數載波頻率偏移 (integral carrier frequency offset, ICFO) 及剩餘載波頻率偏移 (residual carrier frequency offset, RCFO) 必需消除；另外，類比-數位轉換器與數位-類比轉換器的取樣時脈不一致也會造成取樣時脈頻率偏移 (sampling clock frequency offset, SCFO)。

在 J. J. van de Beek, M. Sandell 與 P. O. Borjesson 所發表之“ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems,” (IEEE Trans. Signal Process., vol.45, no.7)，提出符元及頻率偏移同時用

delayed-correlation 演算法估測，他是 ML 估測，但只在 AWGN 的環境下，有較好的效能。

在 T. M. Schmidl 與 D. C. Cox 所發表之“Robust frequency and timing synchronization for OFDM,” (IEEE Trans. Commun., vol.45, no.12)，提出一個利用時域的訓練符元，可用在靜態多重路徑的方法被提出，但還是存在一些不確定的區域。

在 H. Minn, V. K. Bhargava 與 K. B. Letaief 所提之“A robust timing and frequency synchronization for OFDM systems,” (IEEE Trans. Wireless Commun., vol.2, no.4)，對上述的缺點提出了解決方案，但多出的訓練符元會浪費系統資源，而且這些方法會找到最強的多重路徑，而非第一個多重路徑，故只適用在特殊環境中。

上述之技術都只應用在加成性白色高斯雜訊 (AWGN) 及/或靜態多重路徑下，有其應用之限制。

雖然在 K. Ramasubramanian 與 K. Baum, 所提之“An OFDM timing recovery scheme with inherent delay-spread estimation,” (GLOBECOM'01. IEEE. vol.5)，可以真正找出免於 (ISI) 的區域，但它需要較長收斂時間。

在 M. Speth, S. Fechtel, G. Fock 與 H. Meyer, 所提之“Optimum receiver design for OFDM-based broadband transmission-part II: a case study,” (IEEE Trans. Commun., vol.49, no.4) 中，對於符元時間微調 (Fine Symbol Time, FST)，必須先估測出通道響應，才能做符元時間微調。

在 D. Lee 與 K. Cheun 所提之“Coarse symbol synchronization algorithms for OFDM systems in multipath channels,” (IEEE Commun. Letter, vol.6, no.10) 中，提出用在靜態多重路徑下的符元時間粗調 (Coarse Symbol Time, CST)。

一般大多現存之技術是利用時域資料，且只考慮可加性白色高斯雜訊通道 (AWGN) 及/或靜態多重路徑，如 T. Lv, H. Li 與 J. Chen, 所提之“Joint estimation of symbol timing and carrier frequency offset of OFDM signals over fast time-varying multipath channels,” (IEEE Trans. Signal Process. vol.53, no.12)，以及 J. C. Lin, 所提之“Maximum-likelihood frame timing instant and frequency offset estimation for OFDM communication over a fast Rayleigh-fading channel,” (IEEE Trans. Vehicular Tech., vol.52, no.4) 探討在多重路徑 (multipath) 及行動通訊之環境中的符元時間同步技術，但其假設都卜勒頻率 (normalized Doppler frequency) 為已知的情況，限制了其實用性。

### 【發明內容】

為了解決上述問題，本發明目的之一係提出一最大近似 (maximum likelihood) 之方法，針對正交分頻多工 (OFDM) 系統中的符元同步，藉由對分析出的頻域資料，建立兩個符元之對數近似函數 (log-likelihood function)，提出符元時間之最大近似估測，使本發明在多重路徑及高速行動的環境下，擁有準確的估測。

為了達到上述目的，本發明一實施例之正交分頻多工 (OFDM) 通訊系統中的符元時間同步方法，包括：接收通道內的頻域資料，分析頻域資料，其中頻域資料之表示公式為：

$$\tilde{X}_{l,k} \approx \hat{H}_{l,k} X_{l,k} W_N^{[lN, (k\varepsilon_l - \varepsilon_f) - kn_\Delta]} + \tilde{N}_{l,k}, \quad i = 1, 2, 3, \dots$$

其中， $l$  為符元索引； $\tilde{X}_{l,k}$  為第  $k$  個子頻帶的接收頻域資料； $X_{l,k}$  為第  $k$  個子頻帶的發射頻域資料； $\hat{H}_{l,k}$  為第  $k$  個子頻帶的通道頻率響應； $W_N = e^{-j2\pi/N}$ ； $\tilde{N}_{l,k}$  為加性白色高斯雜訊之快速傅立葉轉換； $N$  為快

速傅立葉轉換的大小； $\epsilon_l$  為取樣時脈頻率偏移； $\epsilon_f$  為載波頻率偏移； $n_\Delta$  為取樣時間偏移；以及，分析該些頻域資料下之解析公式為：

$$E[\tilde{X}_{l_1, k_1} \tilde{X}_{l_2, k_2}^*] = \begin{cases} \sigma_{\tilde{H}_k}^2 \sigma_X^2 + \sigma_{\tilde{N}_k}^2, & l_1 = l_2 \\ & k_1 = k_2 = k \\ \sigma_{\tilde{H}_k}^2 \sigma_X^2 W_N^{-N_s(k\epsilon_l - \epsilon_f)}, & l_2 = l_1 + 1 \\ & k_1 = k_2 = k, k \in P \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases},$$

其中， $E[\cdot]$  為計算括號內之數的期望值； $\sigma_{\tilde{H}_k}^2$  與  $\sigma_{\tilde{N}_k}^2$  是時間平均後之通道時變頻率響應的互相關及自相關； $\sigma_X^2$  為發射頻域資料的變異量； $\sigma_{\tilde{N}_k}^2$  為加成性白色高斯雜訊的變異量； $P$  為引導組；

依據該解析公式導出一機率密度函數  $f(\cdot)$ ，其由以下公式表示：

$$f(\tilde{X}_{l,k}, \tilde{X}_{l+1,k}) = \frac{\exp\left(-\frac{|\tilde{X}_{l,k}|^2 - 2\rho_k \operatorname{Re}\left[W_N^{-N_s(k\epsilon_l - \epsilon_f)} \cdot \tilde{X}_{l,k} \tilde{X}_{l+1,k}^*\right] + |\tilde{X}_{l+1,k}|^2}{2(\sigma_{\tilde{H}_k}^2 \sigma_X^2 + \sigma_{\tilde{N}_k}^2)(1 - \rho_k^2)}\right)}{2\pi(\sigma_{\tilde{H}_k}^2 \sigma_X^2 + \sigma_{\tilde{N}_k}^2)(1 - \rho_k^2)^{1/2}},$$

$$f(\tilde{X}_{l,k}) = \frac{\exp\left(-\frac{|\tilde{X}_{l,k}|^2}{2(\sigma_{\tilde{H}_k}^2 \sigma_X^2 + \sigma_{\tilde{N}_k}^2)}\right)}{[2\pi(\sigma_{\tilde{H}_k}^2 \sigma_X^2 + \sigma_{\tilde{N}_k}^2)]^{1/2}}.$$

其中， $\tilde{X}_{l,k}$  為複數高斯分佈(distribution)，且  $\tilde{X}_{l,k}$  以及  $\tilde{X}_{l+1,k}$  為聯合(joint)複數高斯分佈； $\operatorname{Re}[\cdot]$  為取括號內之數的實部； $\rho_k$  為第  $k$  個子頻帶接收資料的相關係數；

以機率密度函數建立一對數近似值函數 (log-likelihood function)；

以對數近似值函數對符元時間 (symbol time) 做最大近似值 (maximum-likelihood) 估測；以及



對最大近似值估測，產生一符元時間補償。

### 【實施方式】

符元時間估測是整體正交分頻多工 (OFDM) 同步處理的第一階段，其提供後序階段的預估正交分頻多工符元邊界值，請參閱第 1 圖為一正交分頻多工通訊系統之三個連續的符元時間時域示意圖，三個連續的符元 ( $l-1$ )th Symbol、 $l$ )th Symbol 及  $(l+1)$ th Symbol，每一符元開始為一保護區間 (GI)，預估的符元時間通常位在三個定義區域的其中一個，符元時間 ST1 及 ST3 是在正交分頻多工符元之保護區間 (GI) 內 ( $N_G$ )，在  $l$ )th Symbol 中符元時間 ST1 與符元時間 ST2 會分別受到  $(l-1)$ th Symbol 及  $(l+1)$ th Symbol 的碼間干擾 (inter-symbol interference, ISI)，另一方面在非時變通道中，如果是位在符元時間 ST3，則不會有交互符號干擾 (ISI) 而只會在解調過的頻率域資料產生相位旋轉，其可以由單階等化器 (single-tap equalizers) 補償。

第 2 圖所示為本發明一實施例之正交分頻多工 (OFDM) 通訊系統架構示意圖。於本實施例中，基頻帶訊息位元流 (速率為  $F=1/T$ ) 經過訊號映射器 21 進入  $N$  點反向快速傅立葉轉換 22，串並聯轉換後分別送到  $N$  個子通道上，對  $N$  個子通道上之訊號進行  $N$  點反向快速傅立葉轉換 (IFFT) 22 處理實現正交調變，經由數位類比轉換器 24 轉換成為連續波形，載於射頻上 (升頻) 放大發送，射頻中心載波頻率為  $f_c$ ，為消除符元間之干擾，所以在循環前置插入單元 23 置入循環前置 (cyclic prefix, CP)。

接收端經由通道 26 接收到射頻訊號後先進行射頻解調，即把信號從射頻帶移到基頻帶 (降頻)，然後以週期  $T$  對類比信號取樣量化，經由類比數位轉換器 36 轉換成為數位訊號，在循環前置移除單元 35 移除循環前置，再經  $N$  點快

速傅立葉轉換 (FFT) 34、等化器 33 及訊號解映射器 32 對各個子通道訊息流解調、譯碼，並串聯變換為原先的串行數據流信號。

其中，聯合最大近似估測器 38，連接  $N$  點快速傅立葉轉換 (FFT) 34 之輸出，計算出在正交分頻多工 (OFDM) 系統中的符元時間同步的誤差校正值，並將誤差校正值傳送循環前置移除單元 35、類比數位轉換器 36 及降頻計算。

於上述實施例中， $X_{l,k}$  為第  $k$  個子頻帶的發射頻域資料， $\tilde{X}_{l,k}$  為第  $k$  個子頻帶的接收頻域資料， $x_{l,n}$  是第  $l$  個符元中第  $n$  個被傳輸的時間域取樣， $\tilde{x}'(t)$  是接收到之連續時間訊號， $N$  是快速傅立葉轉換 (FFT) 的大小， $N_S=N+N_G$  是 OFDM 系統中的符元長度，其包含循環前置 (CP)； $1/T_S$  是發射器之取樣頻率， $1/T'_S=(1+\varepsilon_t)/T_S$  是接收器之取樣頻率， $\varepsilon_t$  為取樣時脈頻率偏移 (SCFO)，並經由  $1/T_S$  正規化所產生， $\varepsilon_f$  為載波頻率偏移 (CFO)，並經由子載波空間正規化所產生， $f_c$  是載波頻率， $\hat{n}_{\Delta,ML}$  是最大近似估測最佳符元時間補償 (STO)， $\hat{\varepsilon}_{f,ML}$  是最大近似估測剩餘載波頻率補償 (RCFO)，以及  $\hat{\varepsilon}_{t,ML}$  是最大近似估測取樣時脈頻率補償 (SCFO)。

請參閱第 3 圖為本發明一實施例在正交分頻多工 (OFDM) 通訊系統中的符元時間同步方法流程圖，包括：步驟 S1 接收通道內的頻域資料，分析頻域資料；步驟 S2 以頻域資料產生一機率密度函數 (probability density function)；步驟 S3 以機率密度函數建立一對數近似值函數 (log-likelihood function)；步驟 S4 以對數近似值函數對符元時間 (symbol time) 做最大近似值 (maximum-likelihood) 估測；以及步驟 S5 對最大近似值估測，產生一符元時間補償 (STO)、一殘餘載波頻率補償 (RCFO)、及一取樣時脈頻率補償 (SCFO)。

在廣義穩態非相關散射 (wide-sense stationary and uncorrelated scattering, WSSUS) 模型中，第  $l$  個符元的基頻時變通道之頻率響應為  $h_l(n, \tau)$ ，其可以視為頭式延遲線通道 (tapped-delay-line channel)，散射程式可以都卜勒頻率時變程式表示，延遲功率頻譜是都卜勒頻譜的指數分佈特性，則通道之頻率響應可由式 (1) 表示：

$$\begin{aligned} E[h_l(n_1, \tau_1)h_l^*(n_2, \tau_2)] &= E[h_l(n_1, \tau_1)h_l^*(n_2, \tau_2)] \times \delta(\tau_1 - \tau_2) \\ &= \gamma \cdot J_0(\beta \cdot \Delta n) \cdot e^{-\tau/\tau_d} \Big|_{\tau=\tau_1=\tau_2} \dots\dots (1) \end{aligned}$$

其中， $\gamma$  是一正規化常數， $J_0(\cdot)$  是第一類零階貝索函數， $\beta = 2\pi f_d T/N$ ， $\Delta n = (n_1 - n_2)$ ， $f_d$  表示最大都卜勒偏移， $T = NT_s$  是符元期間， $\tau_d$  是最大延遲擴展。

估測的符元時間可能落在如第一圖所示之三個誤差區域內 ST1、ST2、ST3，此三個誤差區域內接收頻率域資料的分析步驟如下所述。

在 ST3 區域包括下列步驟：

$$\text{步驟 A1: } \tilde{X}_{l,k} \approx \hat{H}_{l,k} X_{l,k} W_N^{[lN_s(k\varepsilon_l - \varepsilon_f) - kn_\Delta]} + \hat{N}_{l,k},$$

其中， $W_N \triangleq e^{-j2\pi f/N}$ ， $v_k$  是加成性白色高斯雜訊；

$$\text{步驟 A2: } \hat{H}_{l,k} \triangleq \frac{1}{N} \sum_{n'=0}^{N-1} H_l(n', k) \times W_N^{-n'(\varepsilon_f - k\varepsilon_l)} \quad ; \text{ 以及}$$

$$\begin{aligned} \hat{N}_{l,k} &\triangleq \sum_{m=k}^{N-1} X_{l,m} \left[ \frac{1}{N} \sum_{n'=0}^{N-1} H_l(n', m) \times W_N^{-n'[m(1-\varepsilon_l) - k + \varepsilon_f]} \right] \\ \text{步驟 A3: } &\times W_N^{lN_s(m\varepsilon_l - \varepsilon_f)} \times W_N^{-kn_\Delta} + v_k. \end{aligned}$$

在 ST1 區域包括下列步驟：

$$\text{步驟 A4: } \tilde{X}_{l,k} \approx \hat{H}_{2,k} X_{l,k} W_N^{[lN_s(k\varepsilon_l - \varepsilon_f) - kn_\Delta]} + \hat{N}_{2,k},$$

$$\text{其中, } \hat{H}_{2,k} \triangleq \frac{1}{N} \sum_{n'=N_1}^{N-1} H_l(n', k) \times W_N^{-n'(\varepsilon_f - k\varepsilon_l)},$$

$$N_1 = -N_G + \tau_d - n_\Delta + 1, ,$$

$$\hat{N}_{2,k} \triangleq \hat{N}_{1,k} - \tilde{X}_{l,k}^{ici,1} + \tilde{X}_{l,k}^{isi,1};$$

步驟 A5: 
$$\tilde{X}_{l,k}^{ici,1} \approx \sum_{m \neq k} X_{l,m} \left[ \frac{1}{N} \sum_{n'=0}^{N_1-1} H_l(n', m) \times W_N^{-n'[m(1-\varepsilon_i)-k+\varepsilon_f]} \right] \times W_N^{IN_S(m\varepsilon_i-\varepsilon_f)} \times W_N^{-kn_\Delta},$$

以及

步驟 A6: 
$$\tilde{X}_{l,k}^{isi,1} \approx \sum_{m=-K}^K X_{l-1,m} \left[ \frac{1}{N} \sum_{n'=0}^{N_1-1} H_{l-1}(n'+N_G, m) \times W_N^{-n'[m(1-\varepsilon_i)-k+\varepsilon_f]} \right] \times W_N^{IN_S(m\varepsilon_i-\varepsilon_f)} \times W_N^{-k(n_\Delta-N_G)}.$$

在 ST2 區域包括下列步驟:

步驟 A7: 
$$\tilde{X}_{l,k} \approx \hat{H}_{3,k} X_{l,k} W_N^{[IN_S(k\varepsilon_i-\varepsilon_f)-kn_\Delta]} + \hat{N}_{3,k},$$

其中, 
$$\hat{H}_{3,k} \triangleq \frac{1}{N} \sum_{n'=0}^{N-n_\Delta-1} H_l(n', k) \times W_N^{-n'(\varepsilon_f-k\varepsilon_i)},$$

$$\hat{N}_{3,k} \triangleq \hat{N}_{1,k} - \tilde{X}_{l,k}^{ici,2} + \tilde{X}_{l,k}^{isi,2};$$

步驟 A8: 
$$\tilde{X}_{l,k}^{ici,2} \approx \sum_{m \neq k} X_{l,m} \left[ \frac{1}{N} \sum_{n'=N-n_\Delta}^{N-1} H_l(n', m) \times W_N^{-n'[m(1-\varepsilon_i)-k+\varepsilon_f]} \right] \times W_N^{IN_S(m\varepsilon_i-\varepsilon_f)} \times W_N^{-kn_\Delta},$$

以及

步驟 A9: 
$$\tilde{X}_{l,k}^{isi,2} \approx \sum_{m=-K}^K X_{l+1,m} \left[ \frac{1}{N} \sum_{n'=N-n_\Delta}^{N-1} H_{l+1}((n'-N_G)_N, m) \times W_N^{-n'[m(1-\varepsilon_i)-k+\varepsilon_f]} \right] \times W_N^{IN_S(m\varepsilon_i-\varepsilon_f)} \times W_N^{-k(n_\Delta+N_G)}.$$

根據上述，在 3 個不同之誤差區域內所接收之資料都乘以各自的均時時變函數，其皆可以由高斯隨機變數取代，又各區域內之干擾情況亦不同，但可由高斯隨機變數取代，於是三個誤差區域內接收頻率域資料可以式 (2) 表示：

$$\tilde{X}_{l,k} \approx \hat{H}_{i,k} X_{l,k} W_N^{[IN_S(k\varepsilon_i-\varepsilon_f)-kn_\Delta]} + \hat{N}_{i,k}, \quad i=1,2,3,\dots (2)$$

其中， $l$  為符元索引； $\tilde{X}_{l,k}$  為第  $k$  個子頻帶的接收頻域資料； $X_{l,k}$  為第  $k$  個子頻帶的發射頻域資料； $\hat{H}_{l,k}$  為第  $k$  個子頻帶的通道頻率響應； $W_N = e^{-j2\pi lN}$ ； $\tilde{N}_{l,k}$  為干擾及加成性白色高斯雜訊之快速傅立葉轉換之和； $N$  為快速傅立葉轉換的大小； $\epsilon_l$  為取樣時脈頻率補償； $\epsilon_f$  為載波頻率補償； $n_a$  為取樣時間偏移。

上述之  $X_{l,k}$  是等間隔的虛擬隨機二進制序列 (pseudo random binary sequence, PRBS)， $k \in P$  且  $P$  為引導組 (pilot set)， $X_{l,k}$  是非相關及零均值且  $k \notin P$ ，產生式 (3) 之關係方程式：

$$E[X_{l_1, k_1} X_{l_2, k_2}^*] = \begin{cases} \sigma_X^2 \delta(k_1 - k_2), & k_1, k_2 \in P \\ \sigma_X^2 \delta(l_1 - l_2) \delta(k_1 - k_2), & \text{otherwise} \dots \dots \end{cases} \quad (3)$$

其中， $\sigma_X^2$  是訊號功率， $\delta(\cdot)$  是 Dirac delta 函數。由式 (2) 與式 (3) 可以得到兩連續頻率域符元的相關性，如式 (4) 所示：

$$E[\tilde{X}_{l_1, k_1} \tilde{X}_{l_2, k_2}^*] = \begin{cases} \sigma_{\hat{H}_k}^2 \sigma_X^2 + \sigma_{\tilde{N}_k}^2, & l_1 = l_2 \\ & k_1 = k_2 = k \\ \sigma_{\hat{H}_k}^2 \sigma_X^2 W_N^{-N_s(k\epsilon_l - \epsilon_f)}, & l_2 = l_1 + 1 \\ & k_1 = k_2 = k, k \in P \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}, \dots \quad (4)$$

其中， $E[\cdot]$  為計算括號內之數的期望值； $\sigma_{\hat{H}_k}^2$  與  $\sigma_{\tilde{N}_k}^2$  是時間平均後之通道時變頻率響應的互相關及自相關； $\sigma_X^2$  為發射頻域資料的變異量； $\sigma_{\tilde{N}_k}^2$  為加成性白色高斯雜訊的變異量，因為  $\tilde{X}_{l,k}$  為複數高斯分佈 (distribution)，且  $\tilde{X}_{l,k}$  以及  $\tilde{X}_{l+1,k}$  為聯合 (joint) 複數高斯分佈，故可由式 (4) 可以導出式 (4.1) 與式 (4.2)：

$$f(\tilde{X}_{l,k}, \tilde{X}_{l+1,k}) = \frac{\exp\left(-\frac{|\tilde{X}_{l,k}|^2 - 2\rho_k \operatorname{Re}\left[W_N^{-N_s(k\varepsilon_l - \varepsilon_f)} \cdot \tilde{X}_{l,k} \tilde{X}_{l+1,k}^*\right] + |\tilde{X}_{l+1,k}|^2}{2(\sigma_{\tilde{H}_k}^2 \sigma_X^2 + \sigma_{\tilde{N}_k}^2)(1-\rho_k^2)}\right)}{2\pi(\sigma_{\tilde{H}_k}^2 \sigma_X^2 + \sigma_{\tilde{N}_k}^2)(1-\rho_k^2)^{1/2}}, \quad (4.1)$$

$$f(\tilde{X}_{l,k}) = \frac{\exp\left(-\frac{|\tilde{X}_{l,k}|^2}{2(\sigma_{\tilde{H}_k}^2 \sigma_X^2 + \sigma_{\tilde{N}_k}^2)}\right)}{[2\pi(\sigma_{\tilde{H}_k}^2 \sigma_X^2 + \sigma_{\tilde{N}_k}^2)]^{1/2}} \cdot \dots \quad (4.2)$$

其中， $\operatorname{Re}[\cdot]$ 為取括號內之數的實部； $\rho_k$ 為第 $k$ 個子頻帶接收資料的相關係數。 $\tilde{X}_{l+1,k}$ 與 $\tilde{X}_{l,k}$ 機率密度函數相同。

式(4)相對應之對數近似函數如式(5)所示：

$$\Lambda(n_\Delta, \varepsilon_f, \varepsilon_l) = \log\left(\prod_{k \in P} f(\tilde{X}_{l,k}, \tilde{X}_{l+1,k}) \times \prod_{k \in P} f(\tilde{X}_{l,k}) f(\tilde{X}_{l+1,k})\right) \dots \quad (5)$$

其中， $f(\cdot)$ 表示機率密度函數(probability density function)。式(5)亦可以式(5.1)表示：

$$\Lambda(n_\Delta, \varepsilon_f, \varepsilon_l) = \sum_{k \in P} \{c_{2,k} |\gamma(n_\Delta)| \cos\left[\frac{2\pi N_s(k\varepsilon_l - \varepsilon_f)}{N} - \angle \gamma(n_\Delta)\right] - c_{3,k} \Phi(n_\Delta)\} - \sum_k c_{4,k} \Phi(n_\Delta) + c_1 \dots (5.1)$$

其中，

$$c_1 = -\left[\sum_{k \in P} \log(1 - \rho_k^2)\right] / 2 - \sum_k \log 2\pi(\sigma_{\tilde{H}_k}^2 \sigma_X^2 + \sigma_{\tilde{N}_k}^2)$$

$$c_{2,k} = \frac{\rho_k}{(\sigma_{\tilde{H}_k}^2 \sigma_X^2 + \sigma_{\tilde{N}_k}^2)(1 - \rho_k^2)}$$

$$c_{3,k} = \rho_k c_{2,k}; \quad c_{4,k} = \frac{c_{2,k}(1 - \rho_k^2)}{\rho_k}$$

$$c_{4,k} = \frac{c_{2,k}(1 - \rho_k^2)}{\rho_k}$$

$\gamma(n_\Delta)$ 定義為 $\tilde{X}_{l,k} \tilde{X}_{l+1,k}^*$ ； $\Phi(n_\Delta)$ 定義為 $\frac{1}{2}(|\tilde{X}_{l,k}|^2 + |\tilde{X}_{l+1,k}|^2)$ 。

$\rho_k$  是  $\tilde{X}_{l,k}$  與  $\tilde{X}_{l+1,k}$  的相關係數值，如式 (6) 所示：

$$\rho_k \triangleq \left| \frac{E [\tilde{X}_{l,k} \tilde{X}_{l+1,k}^*]}{\sqrt{E [|\tilde{X}_{l,k}|^2]} E [|\tilde{X}_{l+1,k}|^2]}} \right|, k \in P. \quad \dots\dots (6)$$

另外，根據式 (7) 及式 (8) 的條件：

$$\gamma(n_\Delta) \triangleq \tilde{X}_{l,k} \tilde{X}_{l+1,k}^* \quad \dots\dots\dots (7),$$

$$\Phi(n_\Delta) \triangleq \frac{1}{2} (|\tilde{X}_{l,k}|^2 + |\tilde{X}_{l+1,k}|^2) \quad \dots\dots\dots (8),$$

對數近似函數之最佳化可由式 (9) 的兩個步驟完成：

$$\begin{aligned} \max_{(n_\Delta, \epsilon_f, \epsilon_i)} \Lambda(n_\Delta, \epsilon_f, \epsilon_i) &= \max_{n_\Delta} \max_{(\epsilon_f, \epsilon_i)} \Lambda(n_\Delta, \epsilon_f, \epsilon_i) \\ &= \max_{n_\Delta} \Lambda(n_\Delta, \epsilon_{f,ML}, \epsilon_{i,ML}). \quad \dots\dots\dots (9) \end{aligned}$$

因此，在最佳剩餘載波頻率補償 (RCFO) 及取樣時脈頻率補償 (SCFO) 的情況下，例如  $(\epsilon_f, \epsilon_i) \triangleq (\epsilon_{f,ML}, \epsilon_{i,ML})$ ，式 (5) 可簡化成式 (10)：

$$\Lambda(n_\Delta, \epsilon_{f,ML}, \epsilon_{i,ML}) = \sum_{k \in P} (c_{2,k} |\gamma(n_\Delta)| - c_{3,k} \Phi(n_\Delta)) - \sum_k c_{4,k} \Phi(n_\Delta). \quad \dots (10)$$

根據上述，最佳符元時間  $ST n_\Delta \triangleq n_{\Delta,ML}$  可由式 (5) 之最佳化得到，於是聯合最大近似估測包含：

步驟一：以式 (11) 估測  $n_{\Delta,ML}$ ：

$$\hat{n}_{\Delta,ML} = \arg \max_{n_\Delta} [\sum_{k \in P} (c_{2,k} |\gamma(n_\Delta)| - c_{3,k} \Phi(n_\Delta)) - \sum_k c_{4,k} \Phi(n_\Delta)], \quad \dots (11)$$

步驟二：得到  $\hat{n}_{\Delta,ML}$ ，以式 (12) 估測  $(\hat{\epsilon}_{f,ML}, \hat{\epsilon}_{i,ML})$ ：

$$k \hat{\epsilon}_{i,ML} - \hat{\epsilon}_{f,ML} = \frac{1}{2\pi} \frac{N}{N_s} \angle \gamma(\hat{n}_{\Delta,ML}). \quad \dots\dots\dots (12)$$

在上述演算中， $|N_s(k\varepsilon_l - \varepsilon_f) / N| < 1/2$  的條件被滿足，所以沒有相位混淆問題。剩餘載波頻率補償(RCFO)及取樣時脈頻率補償(SCFO)由式 (13) 一起估測：

$$\begin{cases} \hat{\varepsilon}_{l,ML} = \frac{1}{2\pi} \frac{N}{N_s} \frac{1}{M} \angle \left( \sum_{k \in P^+} \tilde{X}_{l,k} \tilde{X}_{l+1,k}^* - \sum_{k \in P^-} \tilde{X}_{l,k} \tilde{X}_{l+1,k}^* \right) \\ \hat{\varepsilon}_{f,ML} = -\frac{1}{2\pi} \frac{N}{N_s} \angle \left( \sum_{k \in P^+} \tilde{X}_{l,k} \tilde{X}_{l+1,k}^* + \sum_{k \in P^-} \tilde{X}_{l,k} \tilde{X}_{l+1,k}^* \right) \end{cases} \dots (13)$$

其中， $P^+, P^- \in P$  是正/負頻域導引符元。

為了求得每一  $\rho_k$  之整體平均值，本發明以一平均值  $\rho$  代表所有的  $\rho_k$ ，如式 (14) 所示：

$$\rho = \sum_k |\tilde{X}_{l,k} \tilde{X}_{l+1,k}^*| / \sqrt{\sum_k |\tilde{X}_{l,k}|^2 \sum_k |\tilde{X}_{l+1,k}|^2} \dots (14)$$

因此最大近似估測可簡化為式 (15)：

$$\hat{n}_{\Delta,ML} = \arg \max_{n_{\Delta}} \left[ \sum_{k \in P} (\rho |\gamma(n_{\Delta})| - \Phi(n_{\Delta})) - \sum_{k \in P} (1 - \rho^2) \Phi(n_{\Delta}) \right] \dots (15)$$

上述式 (15) 的剩餘載波頻率補償 (RCFO) 及取樣時脈頻率補償 (SCFO) 的最大近似估測與式 (13) 式相同的，其運算架構如第 4 圖所示。

本發明可應用在多重路徑及高速行動通訊中，且未知都卜勒頻率的條件下，利用頻域接收到的資料特性及連續兩個符元，大幅提昇估測的準確性。藉由高斯分佈隨機處理時變通道及干擾的近似方式，使本發明可以同時一次處理符元時間補償 (STO)、剩餘載波頻率補償 (RCFO) 及取樣時脈頻率補償 (SCFO) 的估測，尤其在估測的均方根誤差低、且在低雜訊比未急速降低的情況下，以及在時變多路徑衰減的通道中高速移動情況下，都具有強健的適應性，適合在高速及



非直視性 (Non-Line-of-Sight, NLOS) 的應用，如 802.16e 通訊協定標準。

綜合上述，本發明針對正交分頻多工 (OFDM) 系統中的符元同步，提出一最大近似 (maximum likelihood) 之方法，不同於大多現存之技術，利用時域資料，且只考慮可加性白色高斯雜訊通道 (AWGN) 及/或靜態多重路徑，我們提出一頻域之方法且適用於高速行動通訊的環境，藉由分析出的頻域資料，建立兩個符元之對數近似函數 (log-likelihood function)，提出符元時間之最大近似估測，可在多重路徑及高速行動的環境下，擁有準確的估測。

以上所述之實施例僅係為說明本發明之技術思想及特點，其目的在使熟習此項技藝之人士能夠瞭解本發明之內容並據以實施，當不能以之限定本發明之專利範圍，即大凡依本發明所揭示之精神所作之均等變化或修飾，仍應涵蓋在本發明之專利範圍內。

### 【圖式簡單說明】

第 1 圖所示為正交分頻多工通訊系統之三個連續的符元時間時域示意圖。

第 2 圖所示為根據本發明一實施例之正交分頻多工通訊系統架構示意圖。

第 3 圖所示為根據本發明一實施例在正交分頻多工 (OFDM) 通訊系統中的符元時間同步方法流程圖。

第 4 圖所示為根據本發明一實施例之聯合最大近似符元時間同步運算架構示意圖。

## 【主要元件符號說明】

21	訊號映射器
22	N點反向快速傅立葉轉換
23	循環前置插入單元
24	數位類比轉換器
26	通道
32	訊號解映射器
33	等化器
34	N點快速傅立葉轉換
35	循環前置移除單元
36	類比數位轉換器
38	聯合最大近似估測器
ST1、ST2、ST3	符元時間誤差區域
S1~S5	流程步驟

## 十、申請專利範圍：

1. 一種正交分頻多工通訊系統中的符元時間同步方法，包含下列步驟：

接收數個通道內的頻域資料，分析該些頻域資料，其中該頻域資料之表示公式為：

$$\tilde{X}_{l,k} \approx \hat{H}_{l,k} X_{l,k} W_N^{[iN_s(k\epsilon_i - \epsilon_f) - kn_\Delta]} + \hat{N}_{l,k}, \quad i = 1, 2, 3, \dots$$

其中， $l$  為符元索引； $\tilde{X}_{l,k}$  為第  $k$  個子頻帶的接收頻域資料； $X_{l,k}$  為第  $k$  個子頻帶的發射頻域資料； $\hat{H}_{l,k}$  為第  $k$  個子頻帶的通道頻率響應； $W_N = e^{-j2\pi l/N}$ ； $\hat{N}_{l,k}$  為加成性白色高斯雜訊之快速傅立葉轉換； $N$  為快速傅立葉轉換的大小； $\epsilon_i$  為取樣時脈頻率偏移； $\epsilon_f$  為載波頻率偏移； $n_\Delta$  為取樣時間偏移；以及，分析該些頻域資料下之解析公式為：

$$E[\tilde{X}_{l_1, k_1} \tilde{X}_{l_2, k_2}^*] = \begin{cases} \sigma_{\hat{H}_k}^2 \sigma_X^2 + \sigma_{\hat{N}_k}^2, & l_1 = l_2 \\ & k_1 = k_2 = k \\ \sigma_{\hat{H}_k}^2 \sigma_X^2 W_N^{-N_s(k\epsilon_i - \epsilon_f)}, & l_2 = l_1 + 1 \\ & k_1 = k_2 = k, k \in P \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases},$$

其中， $E[\cdot]$  為計算括號內之數的期望值； $\sigma_{\hat{H}_k}^2$  與  $\sigma_{\hat{H}_k}^2$  是時間平均後之通道時變頻率響應的互相關及自相關； $\sigma_X^2$  為發射頻域資料的變異量； $\sigma_{\hat{N}_k}^2$  為加成性白色高斯雜訊的變異量； $P$  為引導組；

依據該解析公式導出一機率密度函數  $f(\cdot)$ ，其由以下公式表示：

$$f(\tilde{X}_{l,k}, \tilde{X}_{l+1,k}) = \frac{\exp\left(-\frac{|\tilde{X}_{l,k}|^2 - 2\rho_k \operatorname{Re}\left[W_N^{-N_s(k\epsilon_i - \epsilon_f)} \cdot \tilde{X}_{l,k} \tilde{X}_{l+1,k}^*\right] + |\tilde{X}_{l+1,k}|^2}{2(\sigma_{\hat{H}_k}^2 \sigma_X^2 + \sigma_{\hat{N}_k}^2)(1 - \rho_k^2)}\right)}{2\pi(\sigma_{\hat{H}_k}^2 \sigma_X^2 + \sigma_{\hat{N}_k}^2)(1 - \rho_k^2)^{1/2}},$$

$$f(\tilde{X}_{l,k}) = \frac{\exp\left(-\frac{|\tilde{X}_{l,k}|^2}{2(\sigma_{\tilde{H}_k}^2 \sigma_X^2 + \sigma_{\tilde{N}_k}^2)}\right)}{[2\pi(\sigma_{\tilde{H}_k}^2 \sigma_X^2 + \sigma_{\tilde{N}_k}^2)]^{1/2}}$$

其中， $\tilde{X}_{l,k}$  為複數高斯分佈(distribution)，且  $\tilde{X}_{l,k}$  以及  $\tilde{X}_{l+1,k}$  為聯合(joint)複數高斯分佈； $Re[\cdot]$  為取括號內之數的實部； $\rho_k$  為第  $k$  個子頻帶接收資料的相關係數；

以該機率密度函數建立一對數近似值函數；

以該對數近似值函數對符元時間做最大近似值估測；以及

對該最大近似值估測，產生一符元時間補償。

2. 如請求項 1 所述之正交分頻多工通訊系統中的符元時間同步方法，其中該對數近似函數 (log-likelihood function) 為：

$$\Lambda(n_\Delta, \varepsilon_f, \varepsilon_t) = \log\left(\prod_{k \in P} f(\tilde{X}_{l,k}, \tilde{X}_{l+1,k})\right) \times \prod_{k \in P} f(\tilde{X}_{l,k}) f(\tilde{X}_{l+1,k})$$

3. 如請求項 2 所述之正交分頻多工通訊系統中的符元時間同步方法，其中該對數近似值函數在最佳剩餘載波頻率補償及取樣時脈頻率補償的情況下可化減為：

$$\Lambda(n_\Delta, \varepsilon_{f,ML}, \varepsilon_{t,ML}) = \sum_{k \in P} (c_{2,k} |\gamma(n_\Delta)| - c_{3,k} \Phi(n_\Delta)) - \sum_k c_{4,k} \Phi(n_\Delta)$$

其中， $c_{2,k} = \rho_k / (\sigma_{\tilde{H}_k}^2 \sigma_X^2 + \sigma_{\tilde{N}_k}^2)(1 - \rho_k^2)$ ； $c_{3,k} = \rho_k c_{2,k}$ ； $c_{4,k} = c_{2,k}(1 - \rho_k^2) / \rho_k$ ； $\gamma(n_\Delta)$

定義為  $\tilde{X}_{l,k} \tilde{X}_{l+1,k}^*$ ； $\Phi(n_\Delta)$  定義為  $\frac{1}{2} (|\tilde{X}_{l,k}|^2 + |\tilde{X}_{l+1,k}|^2)$ 。

4. 如請求項 3 所述之正交分頻多工通訊系統中的符元時間同步方法，其中該符元時間補償是由下列公式產生：

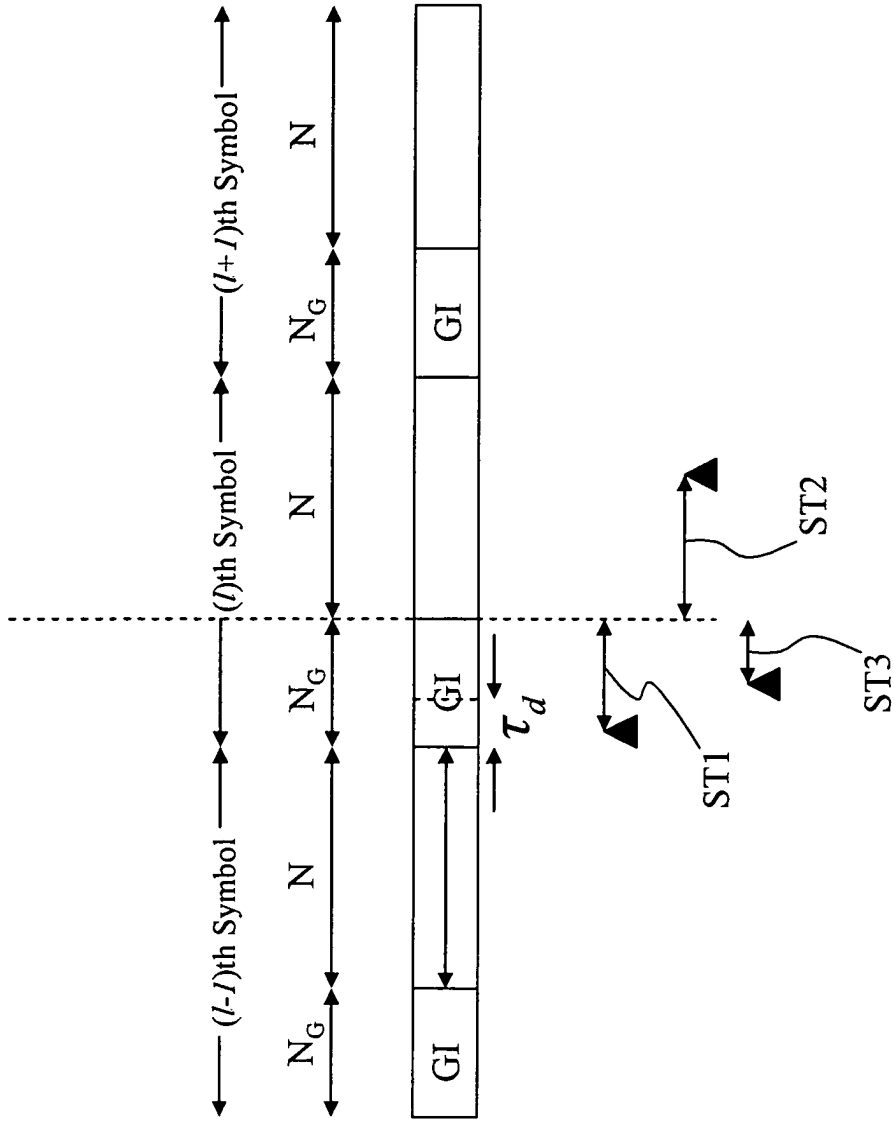
$$\hat{n}_{\Delta,ML} = \arg \max_{n_{\Delta}} \left[ \sum_{k \in P} (c_{2,k} |\gamma(n_{\Delta})| - c_{3,k} \Phi(n_{\Delta})) - \sum_k c_{4,k} \Phi(n_{\Delta}) \right].$$

5. 如請求項 3 所述之正交分頻多工通訊系統中的符元時間同步方法，更包括以一平均值  $\rho$  代表所有的  $\rho_k$ ，該平均值  $\rho$  由下列公式產生：

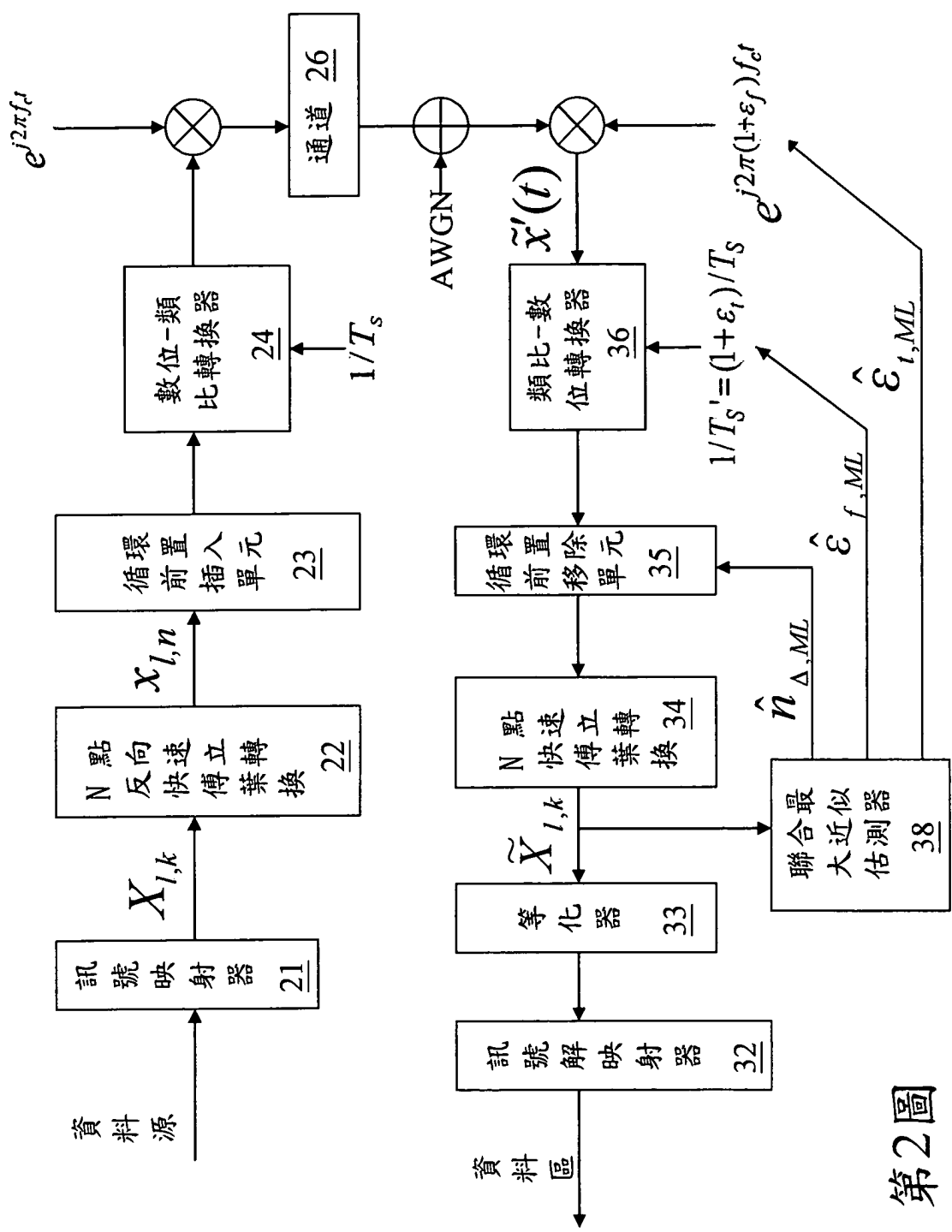
$$\rho = \sum_k |\tilde{X}_{l,k} \tilde{X}_{l+1,k}^*| / \sqrt{\sum_k |\tilde{X}_{l,k}|^2 \sum_k |\tilde{X}_{l+1,k}|^2}.$$

6. 如請求項 5 所述之正交分頻多工通訊系統中的符元時間同步方法，最大近似估測可化簡由下列公式產生：

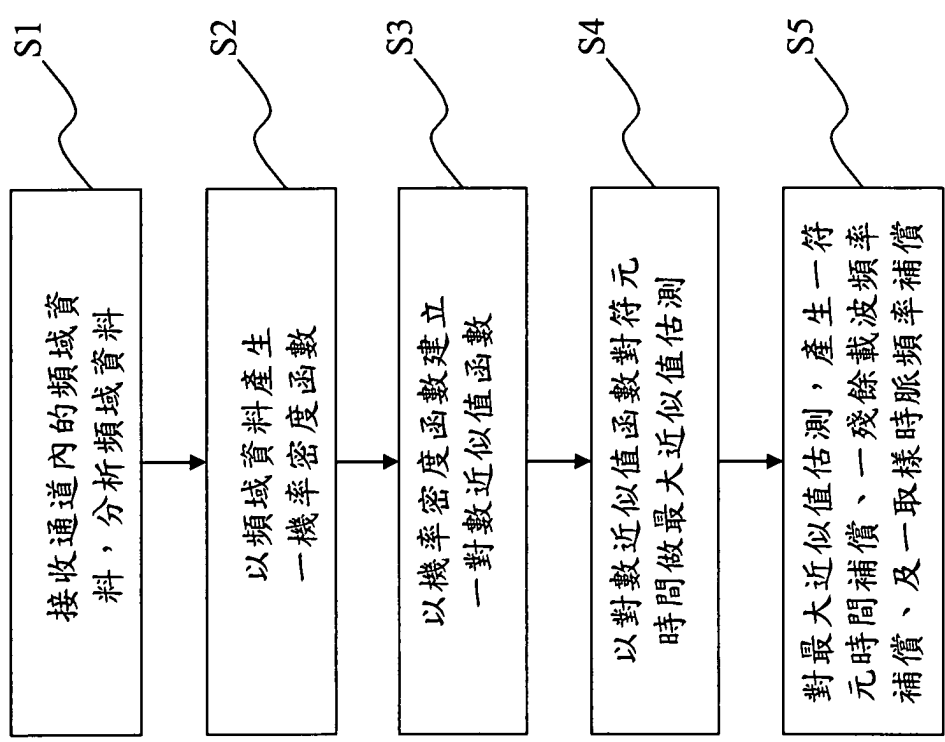
$$\hat{n}_{\Delta,ML} = \arg \max_{n_{\Delta}} \left[ \sum_{k \in P} (\rho |\gamma(n_{\Delta})| - \Phi(n_{\Delta})) - \sum_{k \in P} (1 - \rho^2) \Phi(n_{\Delta}) \right].$$



第1圖

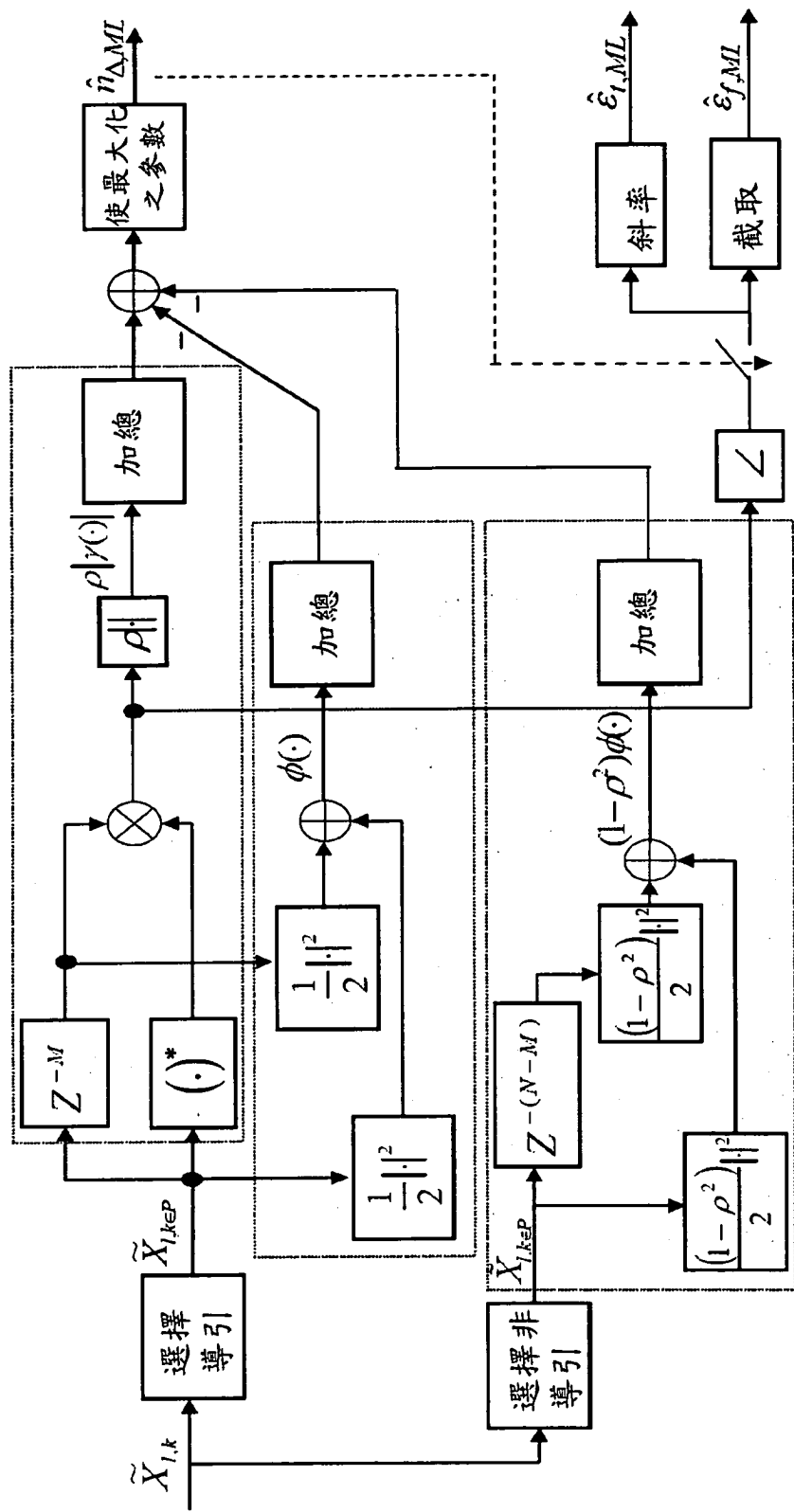


第2圖



第3圖





第4圖