

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：97105531

※ 申請日期：97.2.18

※IPC 分類：H04J 11/00 (2006.01)

一、發明名稱：(中文/英文)

正交分頻多工 (OFDM) 通訊系統中之訊號同步方法

A 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) 吳重雨/WU, CHUNG-YU

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) 通訊系統中之訊號同步方法，其利用估測時，以求得具有最大訊號對干擾加雜訊比 (maximum SINR) 作為訊號同步的方法。由於符元時間偏移 (STO) 與載波頻偏 (CFO) 的情況產生，使得交互符號干擾 (ISI) 及載波間的干擾 (ICI) 產生訊號能量損失，本發明將訊號對干擾加雜訊比極大化以預估同步的誤差以修正訊號同步之問題。因此，本發明只需要接收頻率域資料而不需預先知道通道輪廓與傳輸之資料，如此可改進一般正交分頻多工系統中的傳輸效能。

六、英文發明摘要：

The present invention discloses a synchronization method for orthogonal frequency-division multiplexing (OFDM) systems based on signal-to-interference-and-noise-ratio (SINR) maximization. Due to the incurred losses from inter-symbol interference (ISI) and inter-carrier interference (ICI), the SINR of the received data drops drastically for synchronization errors. Owing to this characteristic, the synchronization errors are estimated, the symbol time offset (STO) and the carrier frequency offset (CFO), by maximizing the SINR. The invention proposes a SINR metric such that prior knowledge of the channel profiles and transmitted data are not required, thus the method is non-data-aided (NDA) and the transmission efficiency can be maximized.

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）系統中之訊號同步方法。

【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。正交分頻多工（OFDM）目前被許多通訊標準所採用，如 DVB-T, DAB, xDSL, 以 802.11x 為標準之無線區域網路（WLAN）、以及以 802.16x 為標準之固定或移動式 MAN 系統，最近之趨勢為 3G 以上之行動通訊系統幾乎都採用正交分頻多工（OFDM）方式傳輸資料，其將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，然而其缺點為容易產生同步的錯誤。

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延遲相關（delayed-correlation）演算法估測，它是最大近似（maximum likelihood）估測，但只在可加性白色高斯雜訊通道（AWGN）的環境下有較好的效能。

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偏的問題，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 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, 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, 故不適用在細微符元時間估測 (fine symbol time estimation)。

雖然 K. Ramasubramanian 與 K. Baum, 所提之“An OFDM timing recovery scheme with inherent delay-spread estimation,” (Proc. IEEE GLOBECOM'01. vol.5, pp. 3111-3115, Nov. 2001), 在多路徑衰減通道中可以辨認無交互符號干擾 (ISI) 之區域, 但是要求精確之 ST 估測時所使用之符元過多。

在 M. Speth, S. Fechtel, G. Fock, 及 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, pp. 571-578, Apr. 2001), 通道頻率響應 (channel frequency response, CFR) 必須先預測, 接著以反快速傅利葉轉換 (IFFT) 求得通道時脈響應 (channel impulse response, CIR), 其再被用於調整符元邊界, 處理相當複雜。

【發明內容】

為了解決上述問題，本發明目的之一係針對正交分頻多工（OFDM）系統中的符元同步問題，提出一最大訊號對干擾加雜訊比（maximum SINR）之方法，其利用最佳符元時間位於符元邊界有最大的 SINR 值。

本發明之另一目的係針對正交分頻多工（OFDM）系統中的載波頻率偏移的問題，提出一最大訊號對干擾加雜訊比（maximum SINR）之方法，計算載波頻偏的誤差校正值以提供正確的降頻計算，不需預先知道通道輪廓與傳輸之資料輔助的條件下即可以解決訊號同步的問題。

為了達到上述目的，本發明一實施例之正交分頻多工（OFDM）通訊系統中之訊號同步方法，包括：接收數個通道內的頻域資料訊號，分析頻域資料訊號；以及找出頻域資料訊號的最大訊號對干擾加雜訊比，其步驟包括：計算頻域資料訊號產生訊號對干擾加雜訊比；取樣每一通道內之符元之兩點，產生兩個訊號對干擾加雜訊比（SINR）；將兩個訊號對干擾加雜訊比（SINR）相減，並過濾出一誤差訊號，並使誤差訊號趨近於零。

為了達到上述目的，本發明另一實施例之正交分頻多工（OFDM）通訊系統中之訊號同步方法，包括：接收數個通道內的頻域資料訊號，分析頻域資料訊號；以及找出頻域資料訊號的最大訊號對干擾加雜訊比，其步驟包括：計算頻域資料訊號產生訊號對干擾加雜訊比；將收到的頻域資料訊號乘以每一通道內之較小及較大之頻偏，產生兩個訊號對干擾加雜訊比（SINR）；將兩個訊號對干擾加雜訊比（SINR）相減，並過濾出一誤差訊號，並使誤差訊號趨近於零。

【實施方式】

符元時間 (Symbol Time) 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，三個連續的符元為 $(l-1)$ 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落在三個定義區域的其中一個，即圖中的 ST1、ST2 及 ST3，壞的符元時間誤差區域 ST1 及好的符元時間誤差區域 ST3 是在正交分頻多工符元之保護區間 (GI) 內 (N_G)，通道的最大延遲擴展為 τ_d 。在 (l) th Symbol 中，符元時間誤差區域 ST3 只有通道效應而不會有交互符號干擾 (ISI) 現象，然而壞的符元時間誤差區域 ST1 與壞的符元時間誤差區域 ST2 會分別受到 $(l-1)$ th Symbol 及 $(l+1)$ th Symbol 的碼間干擾 (inter-symbol interference, ISI)。因此，在壞的符元時間做粗略符元時間 (coarse symbol time, CST) 估測後，接續以細微符元時間 (fine symbol time, FST) 估測用於細微調校 OFDM 符元邊界，可避免交互符號干擾 (ISI) 並使訊號對干擾加雜訊比 (Signal-to-Interference-and-Noise Ratio, SINR) 達到最佳化。

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 $F=1/T$) 從資料源 20 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，即將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，最後傳送至資料區 30。

其中，最大訊號對干擾加雜訊比估測器 38，連接類比數位轉換器 36 之輸出以接收數位訊號，並計算出在正交分頻多工（OFDM）系統中的符元時間的誤差校正值及載波頻率偏移的誤差校正值，最後將兩者誤差校正值分別傳送至循環前置移除單元 35 及降頻計算。

於上述實施例中， $X_{l,k}$ 為發射端第 k 個子頻帶的頻域資料， $\tilde{X}_{l,k}$ 為接收端第 k 個子頻帶的頻域資料， $x_{l,n}$ 是第 l 個符元中第 n 個被傳輸的時間域取樣， $\tilde{x}_{l,n'}$ 是包含循環前置（CP）的接收端資料， $-N_G \leq n' < N$ ， N 是子頻道的數目， $\tilde{x}'(t)$ 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）； $1/T_S$ 是取樣頻率， f_c 是載波頻率， ε_f 是載波頻偏（CFO）經由子載波空間正規化所產生， $\hat{n}_{\Delta,MSINR}$ 是估測的最大訊號對干擾加雜訊比（MSINR）符元時間偏移（STO）， $\hat{\varepsilon}_{f,MSINR}$ 是估測的最大訊號對干擾加雜訊比（MSINR）載波頻偏（CFO）。另外，在發射端中 N 個複雜資料符元是由 N 點反向快速傅立葉轉換 22 調變至 N 個子載波，最後一個符元的 N_G 所形成的反向快速傅立葉轉換取樣會被複製成為循環前置（CP），其會插入每一個 OFDM 符元的開始，因為置入循環前置（CP）而形成一保護區間（guard interval），可盡量避免交互符號干擾（ISI）現象及保持子載波間的正交關係，於接收端可使用快速傅立葉轉換解調所收到之訊號。

在第 1 圖中符元時間 (ST) n_{Δ} 可能落在 OFDM 符元的三個誤差區域的其中之一，在壞的 ST1 區域範圍為 $-N_G \leq n_{\Delta} \leq -N_G + \tau_d + 1$ 、好的 ST3 區域範圍為 $-N_G + \tau_d + 1 \leq n_{\Delta} \leq 0$ 、另外一個壞的 ST2 區域範圍為 $1 \leq n_{\Delta} \leq N-1$ 。符元時間偏移 (STO) 視為與理想符元時間的偏移量，理想符元時間作記時間座標為 0，位於圖中 AA' 虛線，在此三個符元誤差區域內任一點所接收的頻域資料訊號如式 (1) 所示：

$$\tilde{X}_{l,k} = \tilde{X}_{l,k}^d + \tilde{N}_k \dots\dots\dots (1)$$

其中， $\tilde{X}_{l,k}^d$ 為正確的資料訊號如式 (2) 所示：

$$\tilde{X}_{l,k}^d \triangleq \frac{1}{N} \sum_{n'=0}^{N-n_{\Delta}-1} W_N^{-n'\epsilon_f} H_k X_{l,k} W_N^{(-N_s\epsilon_f - kn_{\Delta})} \dots (2)$$

另外， \tilde{N}_k 為干擾訊號加上可加性白色高斯雜訊通道 (AWGN) 訊號 v_k ，如式 (3) 所示：

$$\tilde{N}_k \triangleq \frac{1}{N} \sum_{m \neq k} \sum_{n'=0}^{N-1} W_N^{-n'(m-k+\epsilon_f)} H_m X_{l,m} W_N^{(-N_s\epsilon_f - kn_{\Delta})} + v_k - \tilde{X}_{l,k}^{ici} + \tilde{X}_{l,k}^{isi} \dots (3)$$

W_N 是 $e^{-j2\pi / N}$ ，且 $N_s = N + N_G$ 是包括循環前置 (CP) 的長度。在式 (3) 中的載波間的干擾 (ICI) 訊號為式 (4)：

$$\tilde{X}_{l,k}^{ici} \approx \frac{1}{N} \sum_{m \neq k} \sum_{n'=N-n_{\Delta}}^{N-1} W_N^{-n'(m-k+\epsilon_f)} H_m X_{l,m} W_N^{(-N_s\epsilon_f - kn_{\Delta})} \dots (4)$$

在式 (3) 中的符元間的干擾 (ISI) 訊號為式 (5)：

$$\tilde{X}_{l,k}^{isi} \approx \frac{1}{N} \sum_m \sum_{n'=N-n_{\Delta}}^{N-1} W_N^{-n'(m-k+\epsilon_f)} H_m X_{l+1,m} W_N^{(-N_s\epsilon_f - k(n_{\Delta} + N_G))} \dots (5)$$

其中 H_m 為第 m 個子通道的通道頻率響應 (Channel Frequency Response, CFR)。

根據上述，正確的資料訊號所形成的功率如式 (6) 所示：

$$\begin{aligned} \sigma_{\tilde{X}_{l,k}^d}^2 &= E \left[\left| \tilde{X}_{l,k}^d \right|^2 \right] \\ &= \frac{m_{|X|^2}}{N^2} \sum_{n_1=0}^{N-n_\Delta-1} \sum_{n_2=0}^{N-n_\Delta-1} W_N^{-(n_1-n_2)\varepsilon_f} \left| H_k \right|^2 \dots \quad (6) \end{aligned}$$

且合併的干擾訊號與可加性白色高斯雜訊通道 (AWGN) 訊號之功率為：

$$\begin{aligned} \sigma_{\tilde{N}_k}^2 &= E \left[\left| \tilde{N}_{2,k} \right|^2 \right] \\ &= \frac{m_{|X|^2}}{N^2} \left\{ \sum_{m \neq k} \sum_{n_1=0}^{N-1} \sum_{n_2=0}^{N-1} W_N^{-(n_1-n_2)(m-k+\varepsilon_f)} \left| H_m \right|^2 \right. \\ &\quad + \sum_{n_1=N-n_\Delta}^{N-1} \sum_{n_2=N-n_\Delta}^{N-1} W_N^{-(n_1-n_2)\varepsilon_f} \left| H_k \right|^2 \quad (7) \\ &\quad \left. + 2 \sum_{m \neq k} \sum_{n_1=N-n_\Delta}^{N-1} \sum_{n_2=N-n_\Delta}^{N-1} W_N^{-(n_1-n_2)(m-k+\varepsilon_f)} \left| H_m \right|^2 + \sigma_{v_k}^2 \right\} \end{aligned}$$

其中， $m_{|X|^2} = E \left[\left| X_{l,k} \right|^2 \right] = E \left[\left| X_{l+1,k} \right|^2 \right]$ ， $m_{|X|^2}$ 為傳送資料功率， $\sigma_{v_k}^2$ 為可加性白色高斯雜訊通道 (AWGN) 功率，SINR $\eta(n_\Delta, \varepsilon_f)$ 的理論值是高度依靠符元時間偏移 (STO) 與載波頻偏 (CFO)。

請參閱第 3 圖為本發明一實施例在正交分頻多工 (OFDM) 通訊系統中之訊號同步方法流程圖，包括：步驟 S1 接收通道內的頻域資料訊號，分析頻域資料訊號如式 (1) 至式 (5) 所表示，並分析頻域資料功率、干擾功率與 AWGM 功率，如式 (6) 與式 (7)。

步驟 S2 計算全部子載波的平均訊號對干擾加雜訊比 (SINR)；使用複高斯雜訊內嵌之二階與四階動量的包絡，可得出在多重路徑衰減中真值訊號的 SINR，對式 (1) 作統計運算產生式 (8)、式 (9) 與式 (10)：

$$M_k^\Delta = \frac{1}{L} \sum_l \left| \tilde{X}_{l,k} \right|^2, \dots \quad (8)$$

$$Q_k \stackrel{\Delta}{=} \frac{1}{L} \sum_l |\tilde{X}_{l,k}|^4, \dots\dots\dots (9)$$

$$R_k \stackrel{\Delta}{=} \frac{1}{L} \sum_l |\tilde{X}_{l,k}|^2 |\tilde{X}_{l+1,k}|^2 \dots\dots\dots (10)$$

如此在第 k 個子載波的訊號功率 S_k 與干擾功率 I_k 可由式(11)與式(12)表示：

$$S_k = (M_k^2 + R_k - Q_k)^{1/2} \dots\dots\dots (11)$$

$$I_k = M_k - S_k, \dots\dots\dots (12)$$

在第 k 個子載波的估測 SINR 為式 (13)：

$$\eta_k = S_k / I_k \dots\dots\dots (13)$$

所以平均全部子載波 K 得到整體的 SINR，其值 η 如式 (14) 所示：

$$\eta = \frac{1}{K} \sum_k \eta_k \dots\dots\dots (14)$$

為了降低複雜度，在式 (8) 與式 (9) 中，若 $L=1$ 則 $M_k^2 = Q_k$ ，可簡化 SINR 的估測而不需計算 M_k^2 與 Q_k ；另外，先對全部子載波求平均，再對一適當數量的符元作第二次平均，以此求訊號對干擾加雜訊比 (SINR)，可降低除法的數量，簡化後之訊號功率 S'_l 與干擾訊號功率 I'_l 之關係式如式 (15) 與式 (16) 所示：

$$S'_l = \frac{1}{K} \sum_k |\tilde{X}_{l,k} \tilde{X}_{l+1,k}^*| \dots\dots\dots (15)$$

$$I'_l = \sqrt{\left(\frac{1}{K} \sum_k |\tilde{X}_{l,k}|^2\right) \left(\frac{1}{K} \sum_k |\tilde{X}_{l+1,k}|^2\right)} - S'_l, \dots\dots\dots (16)$$

式 (16) 中之總功率為使用兩個符元的功率之幾何平均，則第 l 個符元的估測 SINR η'_l 如式 (17) 所示：

$$\eta'_l = S'_l / I'_l \dots\dots\dots (17)$$

再對所有 L 符元取平均值得到式 (18) 全部之 SINR 的簡化式：

$$\eta' = \frac{1}{L} \sum_i \eta'_i \cdot \dots \quad (18)$$

上述之估測式只需要接收頻率域資料而不需先知道通道輪廓 (channel profile) 與傳輸之資料。藉由對式 (18) 求取最大值以得到符元時間偏移 (STO) 與載波頻偏 (CFO)，如式 (19)：

$$(\hat{n}_{\Delta, MSINR}, \hat{\varepsilon}_{f, MSINR}) = \arg \max_{n_{\Delta}, \varepsilon_f} \{ \hat{\eta}'(n_{\Delta}, \varepsilon_f) \} \cdot \dots \quad (19)$$

式 (19) 的二維搜尋問題非常複雜，在無過多效能損失的情況下，將式 (19) 分開成以個別解決獨立的符元時間偏移 (STO) 與載波頻偏 (CFO) 問題，如式 (20) 所示：

$$\begin{cases} \hat{n}_{\Delta, MSINR} = \arg \max_{n_{\Delta}, \varepsilon_f} \{ \hat{\eta}'(n_{\Delta}, \hat{\varepsilon}_{f, MSINR}) \} \\ \hat{\varepsilon}_{f, MSINR} = \arg \max_{n_{\Delta}, \varepsilon_f} \{ \hat{\eta}'(\hat{n}_{\Delta, MSINR}, \varepsilon_f) \} \end{cases} \cdot \dots \quad (20)$$

請看第 4A 圖所示為都會區中典型的具有 29 個路徑的通道中 SINR 與在取樣過程中的顯示圖，其 $N=256$ 、 $N_G=32$ ，SINR 在無符元間的干擾 (ISI) 的區域 (-3^{rd} 至 0^{th} 之間) 有一平坦的區域出現最大值。簡化的式 (18) 對 SINR 估測的取樣顯示圖如第 4B 圖所示，其所實行的系統與第 4A 圖是相同的。第 4B 圖中可以看見式 (18) 對 SINR 估測不如式 (14) 精確，然而式 (18) 所產生的 SINR 輪廓依然清楚的被保存，且第 4B 圖的 SINR 在壞的 ST1 區域比第 4A 圖掉下的幅度更明顯。式 (18) 的估測對所有符元作過求取平均值的動作，使 SINR 輪廓可以保存在時變通道 (time-variant channel)，如第 5B 圖所示，且圖中之正歸化都普勒頻率 (Normalized Doppler Frequency, NDF) 為 0.1。另外，若是由式 (14) 的 SINR 估測式所計算之結果如第 5A 圖所示，可得知式 (14) 並不適合在時變通道中使用。

第 6A 圖與第 6B 圖所顯示為式 (14) 與式 (18) 在各種 CFO 值中的 SINR 估測，CFO 的範圍為 $-1/2 < \varepsilon_f < 1/2$ ，圖中 SINR 的最大值

出現在 CFO=0 時。式 (14) 與式 (18) 在時變的通道中的 SINR 估測如第 7A 圖與第 7B 圖所顯示，其 NDF 條件為 0.1，第 7B 圖顯示式 (18) 的在時變的通道中的 SINR 估測是強健的，優於第 7A 圖之式 (14)。

接著於第 3 圖中之步驟 S31 取樣符元之兩點，並產生此兩點之訊號對干擾加雜訊比 (SINR)；為了減少搜尋整個範圍 n_{Δ} 所產生的計算複雜度，只對訊號於 $\hat{n}_{\Delta,MSINR} - \tau_{\Delta}$ 及 $\hat{n}_{\Delta,MSINR} + \tau_{\Delta}$ 兩時點取樣， τ_{Δ} 是符元邊界的時間偏移量。

步驟 S4 用此兩點的訊號對干擾加雜訊比 (SINR) 相減，並過濾出一錯誤訊號，使誤差訊號趨近於零；第 8 圖中所顯示為本發明之符元同步估測架構示意圖，將式 (18) 在上述兩點之 SINR 相減並過濾形成一錯誤訊號 $e_{\Delta}(l)$ ，如果取樣的兩點 $\hat{n}_{\Delta,MSINR} - \tau_{\Delta}$ 與 $\hat{n}_{\Delta,MSINR} + \tau_{\Delta}$ 是分別在最佳 ST 的左邊與右邊並與其相對之距離相等，其 τ_f 是預估之符元時間偏移 (STO) 的時間偏移量，錯誤訊號 $e_{\Delta}(l)$ 等於 0，最佳取樣點則是位在兩點之中間；反之，在其它情況下錯誤訊號 $e_{\Delta}(l)$ 不等於 0，則以早/遲閘 (early/late gate, ELG) 方式使誤差訊號趨近於零。錯誤訊號 $e_{\Delta}(l)$ 不等於 0 時，錯誤訊號的定時甄別器之 S 曲線如式 (21) 所示：

$$e_{\Delta}(l) = \hat{\eta}'_l(\hat{n}_{\Delta,MSINR} - \tau_{\Delta}, \hat{\varepsilon}_{f,MSINR}) - \hat{\eta}'_l(\hat{n}_{\Delta,MSINR} + \tau_{\Delta}, \hat{\varepsilon}_{f,MSINR}) \dots (21)$$

其近似線性模型如第 9 圖所示，使用於早/遲閘時脈恢復迴路將誤差值調整為 0，其符號表示義意為：

- $F(z)$ 迴圈過濾器；
- K_F 迴圈過濾器增益；
- K_I 時脈偵測器本質之增益；
- K_V 壓控振盪器之增益；
- $N_{\Delta}(z)$ $n_{\Delta}(l)$ 的 Z 轉換；
- $\hat{N}_{\Delta}(z)$ $\hat{n}_{\Delta,MSINR}(l)$ 的 Z 轉換；

$E_{\Delta}(z)$ $e_{\Delta}(l)$ 的 Z 轉換；

$E'_{\Delta}(z)$ 過濾的錯誤訊息 $e'_{\Delta}(l)$ 的 Z 轉換。

在第 9 圖中，範圍 n_{Δ} 的訊號 $n_{\Delta}(l)$ 經過 Z 轉換 (z-transform) 後產生 $N_{\Delta}(z)$ 輸入至時脈偵測器 (Time Detector) 71，並輸出一錯誤訊號 $e_{\Delta}(l)$ 的 Z 轉換 $E_{\Delta}(z)$ 至迴圈過濾器 (Loop Filter) $F(z)$ 72，迴圈過濾器 72 接收 $E_{\Delta}(z)$ 訊號產生 $E'_{\Delta}(z)$ 訊號，其為過濾後之錯誤訊號 $e'_{\Delta}(l)$ 的 Z 轉換。在壓控振盪器 (VCO) 73 中，符元時間 (ST) 會由式 (22) 調整：

$$\hat{n}_{\Delta,MSINR}(l) = \hat{n}_{\Delta,MSINR}(l-1) + K_V N_S T_S e'_{\Delta}(l). \dots\dots (22)$$

最後輸出 $\hat{N}_{\Delta}(z)$ 訊號，其為 $\hat{n}_{\Delta}(l)$ 訊號的 Z 轉換。

上述第 9 圖的迴路系統可以由式 (23) 所示：

$$L(z) = \frac{K_T z^{-1} (1 - az^{-1})}{1 + z^{-1} (K_T - 2) + z^{-2} (1 - K_T a)} \dots\dots\dots (23)$$

其中， K_I 是時脈偵測器 71 本身的增益；

K_F 是過濾器 72 的增益；

K_V 是壓控振盪器 (VCO) 73 的增益；

$$K_T = K_F K_I K_V N_S T_S。$$

此系統在式(24)的條件下是穩定的：

$$0 < a < 1 \quad \text{and} \quad 0 < K_T < \frac{4}{1+a} \dots\dots\dots (24)$$

經過上述調整後，最後於步驟 S5 將符元時間調整在最佳位置。

在另一實施例中，於第 3 圖中之步驟 S32 將收到的頻域資料訊號乘以每一通道內之較小及較大之頻偏產生兩個訊號對干擾加雜訊比 (SINR)；並於步驟 S4 用此兩個訊號對干擾加雜訊比 (SINR) 相減，過濾出一錯誤訊號，使誤差訊號趨近於零；如第 10 圖中所顯示為本發明之載波頻率 (CF) 同步估測架構示意圖，其與第 8 圖的不同處為在早分支中頻率偏移 $\hat{\epsilon}_{f,MSINR} - \tau_f$ ，在遲分支中頻率偏移

$\hat{\varepsilon}_{f,MSINR} + \tau_f$ ， τ_f 是預估之載波頻偏 (CFO) 的頻率偏移量，其錯誤訊號的頻率甄別器之 S 曲線如式 (25) 所示：

$$e_f(l) = \hat{\eta}'_l(\hat{n}_{\Delta,MSINR}, \hat{\varepsilon}_{f,MSINR} - \tau_f) - \hat{\eta}'_l(\hat{n}_{\Delta,MSINR}, \hat{\varepsilon}_{f,MSINR} + \tau_f). \quad (25)$$

最後於步驟 S5 修正載波頻偏。

請參閱第 11 圖至第 14 圖以及第 15 圖至第 18 圖中所顯示為本發明與其它估測法在各種條件情況下的效能比較，其所設定之環境參數為一般都會區通道相似，一 OFDM 系統 $N=256$ 子通道，保護區間 $N_G=N/8=32$ 且只考慮資料子通道，正交相位變換鍵控 (QPSK) 調變，信號頻寬 2.5 MHz 及射頻為 2.4 GHz，子載波範圍是 8.68 kHz，符元期間為 $115.2 \mu s$ 。評估最大訊號對干擾加雜訊比估測器的效能是用估測的正規化平均方差 (mean-squared error, MSE)。時脈恢復迴路的參數設定如下： $a=0.9997$ 、 $K_r=0.3$ 、正規化迴路頻寬為 BN_sT_s ，其中 B 是迴路頻寬並設為 0.05，每一次模擬為 10.000 個符元。

於符元估測實施時，本發明與 A. J. Al-Dweik 所提之最小干擾符元估測 (minimum-interference ST estimation) 及 [5] 所提之時域中無資料輔助符元估測 (time-domain NDA ST estimation) 之比較分別顯示於第 11 圖與第 12 圖，第 13 圖為本發明之符元估測在各種訊雜比 (SNR) 情況下之效能比較，第 14 圖為本發明之符元估測在各種正歸化都普勒頻率 (NDF) 情況下之效能比較；另外，於載波頻偏估測實施時，本發明與 A. J. Al-Dweik 所提之最小干擾符元估測 (minimum-interference ST estimation) 之比較分別顯示於第 15 圖與第 16 圖，第 17 圖為本發明之載波頻偏估測在各種訊雜比 (SNR) 情況下之效能比較，第 18 圖為本發明之載波頻偏估測在各種正歸化都普勒頻率 (NDF) 情況下之效能比較。

上述模擬比較與分析中，本發明與 A. J. Al-Dweik 所提出的最小干擾符元估測 (minimum-interference ST estimation) 的比較，並分別

在是否有載波頻偏 (CFO) 的情況作一完整之比較，圖中顯示不論是否有載波頻偏 (CFO) 的情況，本發明都可以有較佳的效能，且對於載波頻偏 (CFO) 的影響較不敏感。

再者，本發明之符元同步會朝向無符元間的干擾 (ISI) 的區域聚集，且載波頻率同步估測會朝向載波頻偏 (CFO) 聚集，最重要的是符元同步估測與載波頻率同步估測的均方差 (MSE) 在低 SNR 與高 NDF 情況下受到極小之影響，使得本發明在極嚴苛的情況下也適用。

綜合上述，本發明針對正交分頻多工 (OFDM) 系統中的符元同步問題，提出一最大訊號對干擾加雜訊比 (maximum SINR) 之方法，其利用最佳符元時間位於符元邊界有最大的 SINR 值，於無傳輸資料的資訊情況下即可以解決同步的問題，所以本發明亦為一種非數據輔助 (non-data-aided, NDA) 演算法。且本發明可用於時變或非時變多路徑衰落通道，且在低 SNR、高 CFO 值與高 NDF 值情況下都有高的準確性。

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) 通訊系統中之訊號同步方法流程圖。

第 4A 圖與第 4B 圖所示為根據本發明在各種 SNR 情況下各取樣索引的標示圖。

第 5A 圖與第 5B 圖所示為根據本發明在時變通道中於各種 SNR 情況下各取樣索引的標示圖。

第 6A 圖與第 6B 圖所示為根據本發明在各種 CFO 值情況下各取樣索引的標示圖。

第 7A 圖與第 7B 圖所示為根據本發明在時變通道中於各種 CFO 值情況下各取樣索引的標示圖。

第 8 圖所示為根據本發明一實施例之符元同步估測架構示意圖。

第 9 圖所示為根據本發明一實施例之早/遲閘時脈恢復迴路運算架構示意圖。

第 10 圖所示為根據本發明一實施例之載波頻率同步估測架構示意圖。

第 11 圖至第 14 圖所示為本發明與其它估測法在各種 SNR 條件情況下的效能比較。

第 15 圖至第 18 圖中所示為本發明與其它估測法在各種 NDF 條件情況下的效能比較。

【主要元件符號說明】

20	資料源
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
30	資料區
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	最大訊號對干擾加雜訊比估測器
71	時脈偵測器
72	迴圈過濾器
73	壓控振盪器
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之訊號同步方法，包含下列步驟：

接收數個通道內的頻域資料訊號，分析該些頻域資料訊號；以及

找出該些頻域資料訊號的最大訊號對干擾加雜訊比，其步驟包含：

計算該些頻域資料訊號產生平均訊號對干擾加雜訊比；

產生兩個訊號對干擾加雜訊比(SINR)；以及

將該兩個訊號對該干擾加雜訊比(SINR)相減，並過濾出

一誤差訊號，並使該誤差訊號趨近於零。

2. 如請求項 1 所述之正交分頻多工通訊系統中之訊號同步方法，其中產生該兩個訊號對干擾加雜訊比是由取樣每一該通道內之符元之兩點所產生。

3. 如請求項 1 所述之正交分頻多工通訊系統中之訊號同步方法，其中產生該兩個訊號對干擾加雜訊比是由該些頻域資料訊號乘以每一該通道內之較小及較大之頻偏所產生。

4. 如請求項 1 所述之正交分頻多工通訊系統中之訊號同步方法，其中該頻域資料訊號包含資料訊號、干擾訊號以及可加性白色高斯雜訊通道訊號，該頻域資料訊號之表示公式為：

$\tilde{X}_{l,k} = \tilde{X}_{l,k}^d + \tilde{N}_k$ ，其中 $\tilde{X}_{l,k}^d$ 為正確的資料訊號， \tilde{N}_k 為干擾訊號

加上可加性白色高斯雜訊通道(AWGN)訊號。

5. 如請求項 4 所述之正交分頻多工通訊系統中之訊號同步方法，其中該資料訊號之表示公式為：

$$\tilde{X}_{l,k}^d \stackrel{\Delta}{=} \frac{1}{N} \sum_{n'=0}^{N-n_{\Delta}-1} W_N^{-n'\varepsilon_f} H_k X_{l,k} W_N^{(-lN_s\varepsilon_f - kn_{\Delta})} \quad , \quad \text{其中 } W_N \text{ 為}$$

$e^{-j2\pi lN}$, H_m 為第 m 個子通道的通道頻率響應 , $X_{l,k}$ 為發射端第 k 個子頻帶的頻域資料。

6. 如請求項 4 所述之正交分頻多工通訊系統中之訊號同步方法 , 其中該干擾訊號加上該可加性白色高斯雜訊通道訊號之表示公式為 :

$$\tilde{N}_k \stackrel{\Delta}{=} \frac{1}{N} \sum_{m \neq k} \sum_{n'=0}^{N-1} W_N^{-n'(m-k+\varepsilon_f)} H_m X_{l,m} W_N^{(-lN_s\varepsilon_f - kn_{\Delta})} + v_k - \tilde{X}_{l,k}^{ici} + \tilde{X}_{l,k}^{isi} \quad ,$$

其中 v_k 為可加性白色高斯雜訊通道 (AWGN) 訊號 , H_m 為第 m 個子通道的通道頻率響應 , $X_{l,m}$ 為發射端第 m 個子頻帶的頻域資料 , $\tilde{X}_{l,k}^{isi}$ 為符元間的干擾 (ISI) 訊號 , $\tilde{X}_{l,k}^{ici}$ 為載波間的干擾訊號。

7. 如請求項 6 所述之正交分頻多工通訊系統中之訊號同步方法 , 其中該載波間的干擾訊號之表示公式為 :

$$\tilde{X}_{l,k}^{ici} \approx \frac{1}{N} \sum_{m \neq k} \sum_{n'=N-n_{\Delta}}^{N-1} W_N^{-n'(m-k+\varepsilon_f)} H_m X_{l,m} W_N^{(-lN_s\varepsilon_f - kn_{\Delta})} \quad ; \text{ 以及}$$

該符元間的干擾訊號之表示公式為 :

$$\tilde{X}_{l,k}^{isi} \approx \frac{1}{N} \sum_m \sum_{n'=N-n_{\Delta}}^{N-1} W_N^{-n'(m-k+\varepsilon_f)} H_m X_{l+1,m} W_N^{(-lN_s\varepsilon_f - k(n_{\Delta} + N_G))} \quad .$$

8. 如請求項 4 所述之正交分頻多工通訊系統中之訊號同步方法 , 其中分析該些頻域資料訊號更包括將該資料訊號及該干擾訊號加上該可加性白色高斯雜訊通道訊號轉換成功率形式 , 資料訊號之功率為 :

$$\begin{aligned}\sigma_{\tilde{X}_{l,k}^d}^2 &= E \left[\left| \tilde{X}_{l,k}^d \right|^2 \right] \\ &= \frac{m |X|^2}{N^2} \sum_{n_1=0}^{N-n_\Delta-1} \sum_{n_2=0}^{N-n_\Delta-1} W_N^{-(n_1-n_2)\varepsilon_f} \left| H_k \right|^2 ; \text{ 以及}\end{aligned}$$

該干擾訊號加上該可加性白色高斯雜訊通道訊號之功率為：

$$\begin{aligned}\sigma_{\tilde{N}_k}^2 &= E \left[\left| \tilde{N}_{2,k} \right|^2 \right] \\ &= \frac{m |X|^2}{N^2} \left\{ \sum_{m \neq k} \sum_{n_1=0}^{N-1} \sum_{n_2=0}^{N-1} W_N^{-(n_1-n_2)(m-k+\varepsilon_f)} \left| H_m \right|^2 \right. \\ &\quad + \sum_{n_1=N-n_\Delta}^{N-1} \sum_{n_2=N-n_\Delta}^{N-1} W_N^{-(n_1-n_2)\varepsilon_f} \left| H_k \right|^2 \\ &\quad \left. + 2 \sum_{m \neq k} \sum_{n_1=N-n_\Delta}^{N-1} \sum_{n_2=N-n_\Delta}^{N-1} W_N^{-(n_1-n_2)(m-k+\varepsilon_f)} \left| H_m \right|^2 + \sigma_{v_k}^2 \right\},\end{aligned}$$

其中 $m_{|X|}$ 為傳送資料功率， $\sigma_{v_k}^2$ 為可加性白色高斯雜訊通道 (AWGN) 功率， H_m 與 H_k 分別為第 m 個與第 k 子通道的通道頻率響應。

9. 如請求項 1 所述之正交分頻多工通訊系統中之訊號同步方法，其中計算該些頻域資料訊號包含：

對每一子載波估測訊號對干擾加雜訊比；以及

平均該些子載波之訊號對干擾加雜訊比，產生該平均訊號對干擾加雜訊比。

10. 如請求項 9 所述之正交分頻多工通訊系統中之訊號同步方法，其中對每一子載波估測訊號對干擾加雜訊比之步驟為：

$$S'_l = \frac{1}{K} \sum_k \left| \tilde{X}_{l,k} \tilde{X}_{l+1,k}^* \right| ;$$

$$I'_i = \sqrt{\left(\frac{1}{K} \sum_k |\tilde{X}_{i,k}|^2\right) \left(\frac{1}{K} \sum_k |\tilde{X}_{i+1,k}|^2\right)} - S'_i, ; \text{ 以及}$$

$$\eta'_i = S'_i / I'_i . .$$

11. 如請求項 9 所述之正交分頻多工通訊系統中之訊號同步方法，其中平均該些子載波之訊號對干擾加雜訊比之表示公式為：

$$\eta' = \frac{1}{L} \sum_i \eta'_i . .$$

12. 如請求項 11 所述之正交分頻多工通訊系統中之訊號同步方法，其中更包括求取最大值以得到一符元時間偏移與一載波頻偏，其求取最大值之表示公式為：

$$\begin{cases} \hat{n}_{\Delta, MSINR} = \arg \max_{n_{\Delta}, \varepsilon_f} \left\{ \hat{\eta}'(n_{\Delta}, \hat{\varepsilon}_{f, MSINR}) \right\} \\ \hat{\varepsilon}_{f, MSINR} = \arg \max_{n_{\Delta}, \varepsilon_f} \left\{ \hat{\eta}'(\hat{n}_{\Delta, MSINR}, \varepsilon_f) \right\} \end{cases}$$

其中 ε_f 是載波頻偏 (CFO) 經由子載波空間正規化所產生， n_{Δ} 是符元時間。

13. 如請求項 12 所述之正交分頻多工通訊系統中之訊號同步方法，其中該誤差訊號具有一定時甄別器之 S 曲線，其表示式為：

$$e_{\Delta}(l) = \hat{\eta}'_l(\hat{n}_{\Delta, MSINR} - \tau_{\Delta}, \hat{\varepsilon}_{f, MSINR}) - \hat{\eta}'_l(\hat{n}_{\Delta, MSINR} + \tau_{\Delta}, \hat{\varepsilon}_{f, MSINR}). \text{ 其中 } \tau_{\Delta} \text{ 是符元邊界的時間偏移量。}$$

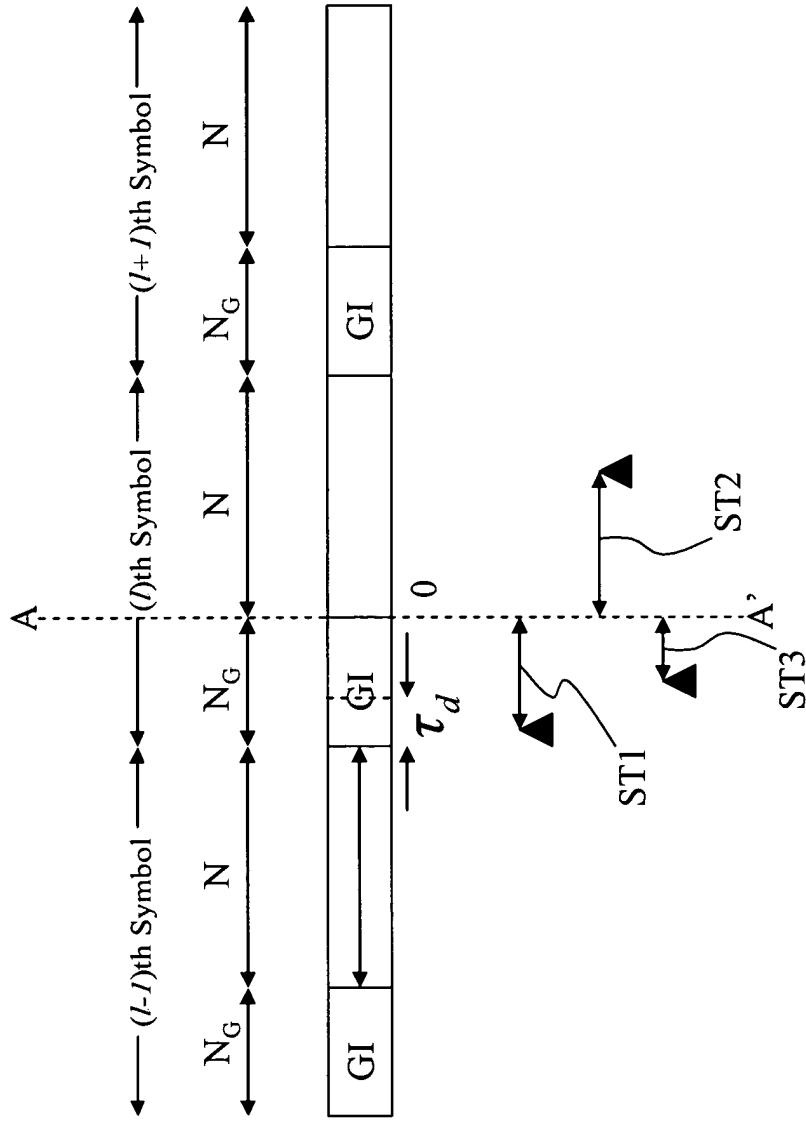
14. 如請求項 12 所述之正交分頻多工通訊系統中之訊號同步方法，其中該誤差訊號具有一頻率甄別器之 S 曲線，其表示式為：

$$e_f(l) = \hat{\eta}'_l(\hat{n}_{\Delta, MSINR}, \hat{\varepsilon}_{f, MSINR} - \tau_f) - \hat{\eta}'_l(\hat{n}_{\Delta, MSINR}, \hat{\varepsilon}_{f, MSINR} + \tau_f). \text{ 其中 } \tau_f \text{ 是載波頻偏的頻率偏移量。}$$

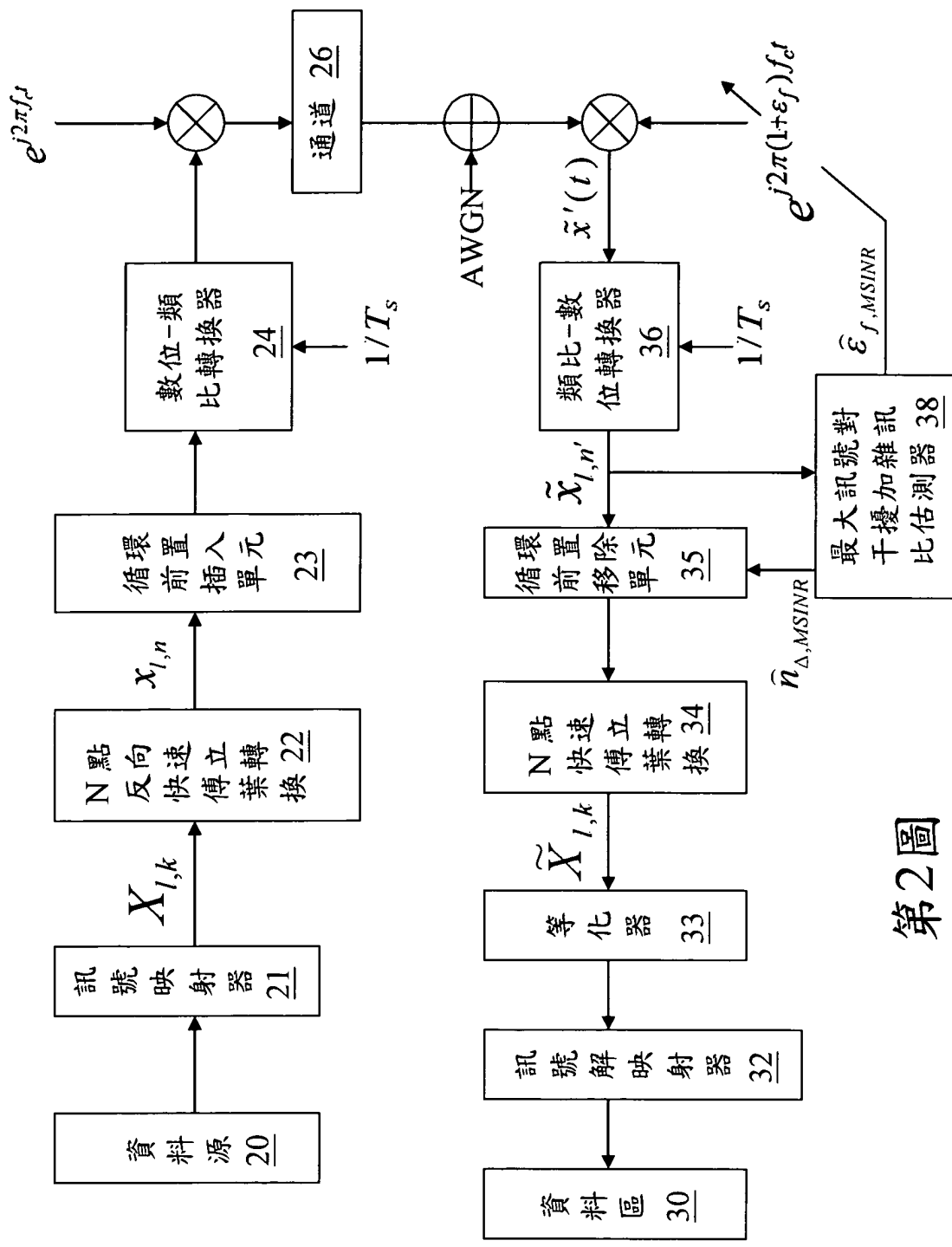
15. 如請求項 1 所述之正交分頻多工通訊系統中之訊號同步方法，其中使該誤差訊號趨近於零是使用時脈恢復迴路。

16. 如請求項 15 所述之正交分頻多工通訊系統中之訊號同步方法，其中該時脈恢復迴路為早/遲閘時脈恢復迴路，其表示公式為：

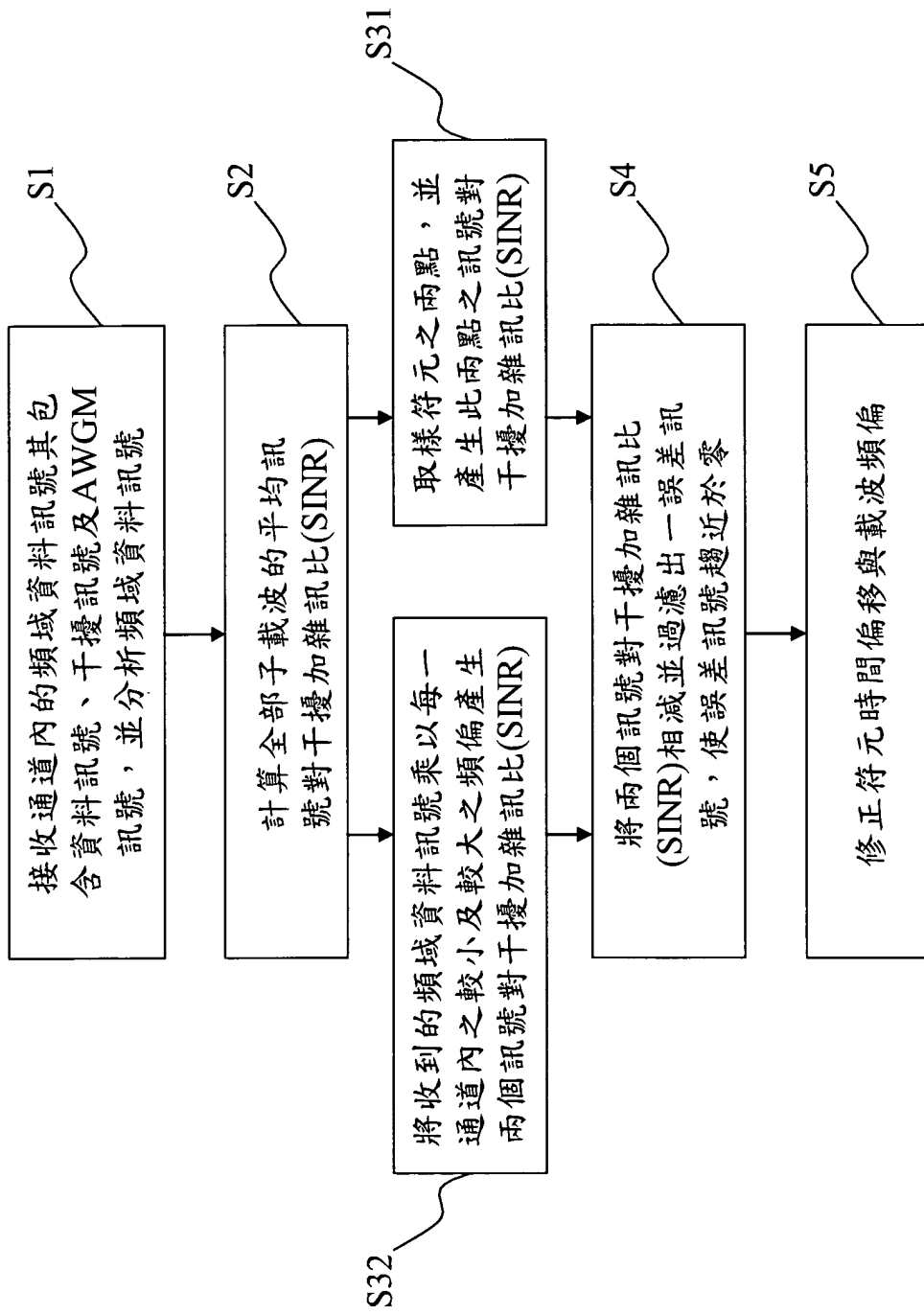
$$L(z) = \frac{K_T z^{-1}(1 - az^{-1})}{1 + z^{-1}(K_T - 2) + z^{-2}(1 - K_T a)}, \text{ 其中 } K_T \text{ 為全部之增益。}$$



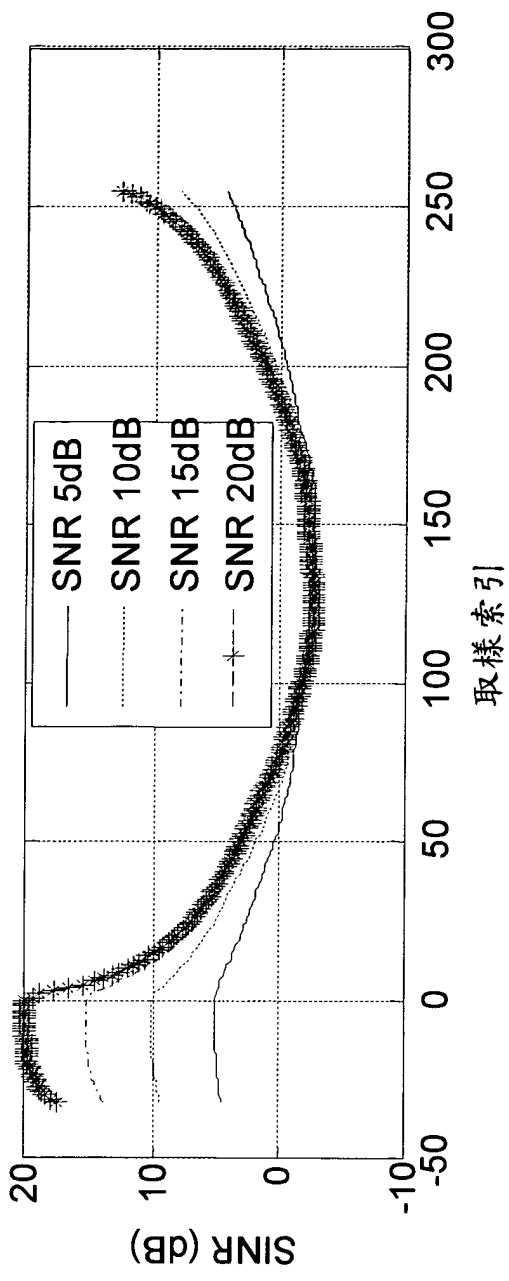
第1圖



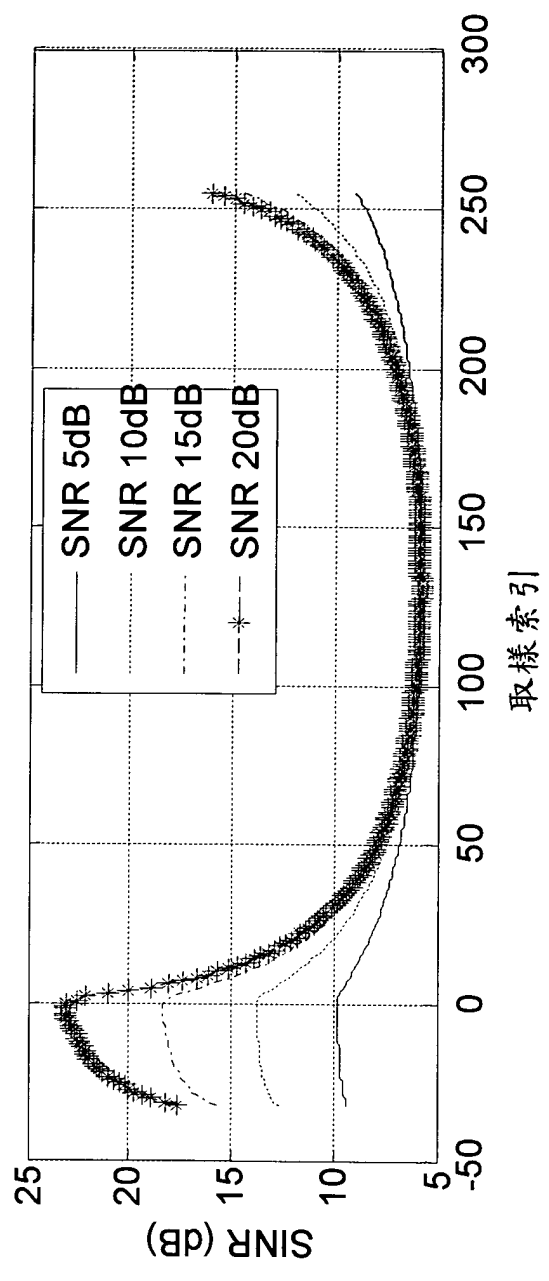
第2圖



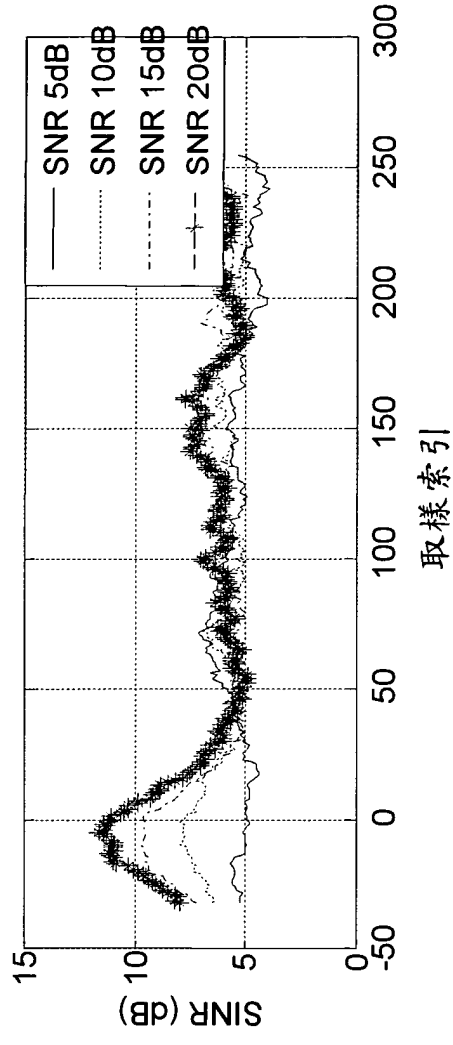
第3圖



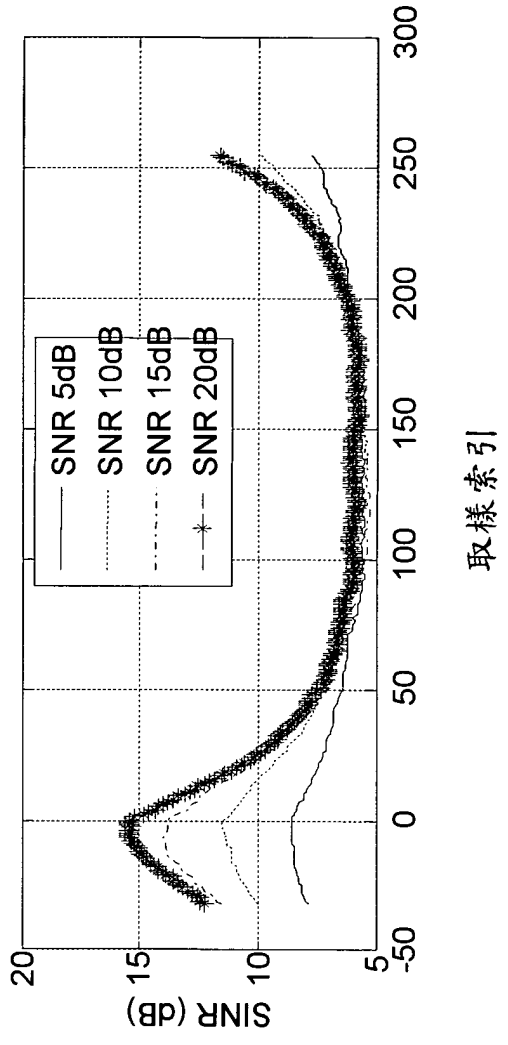
第4A圖



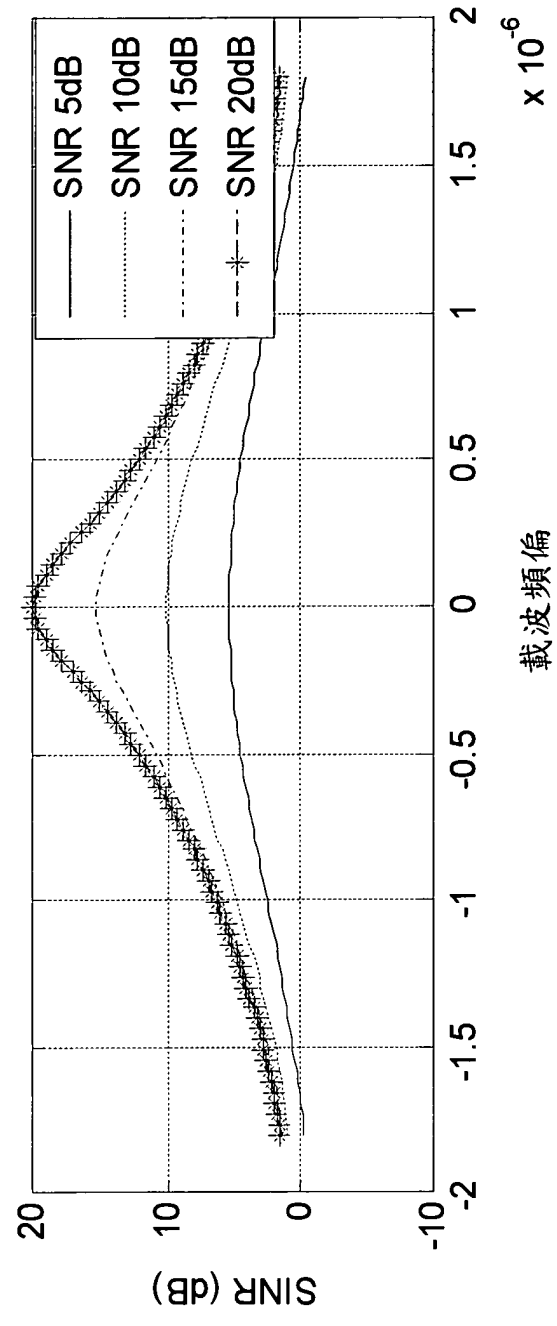
第4B圖



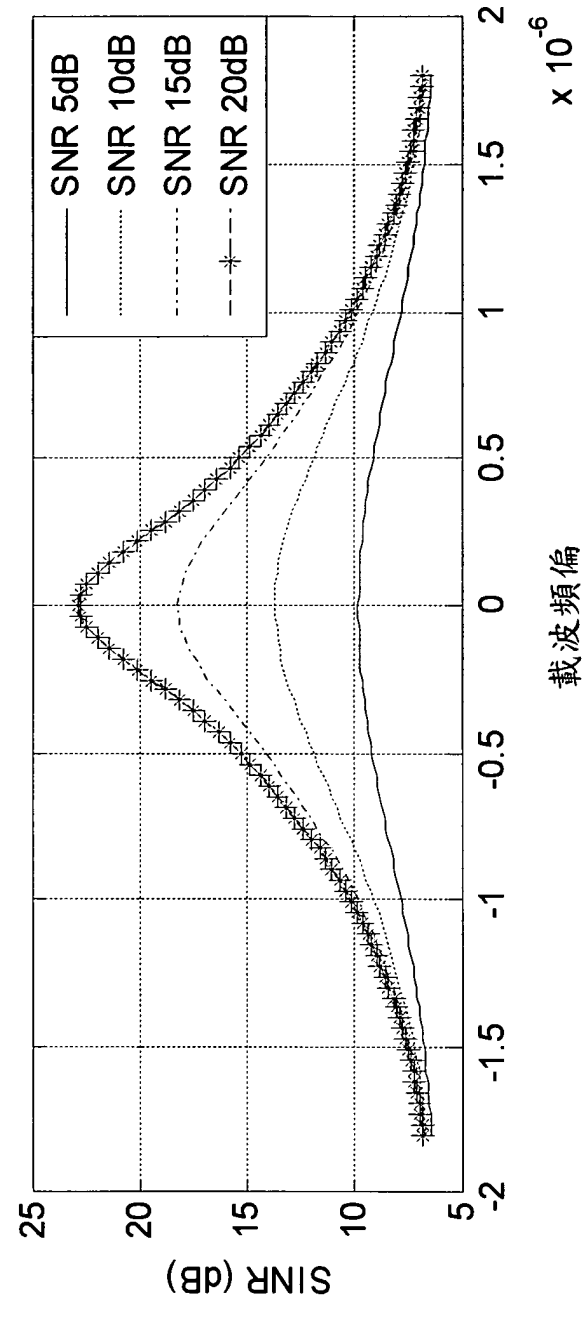
第5A圖



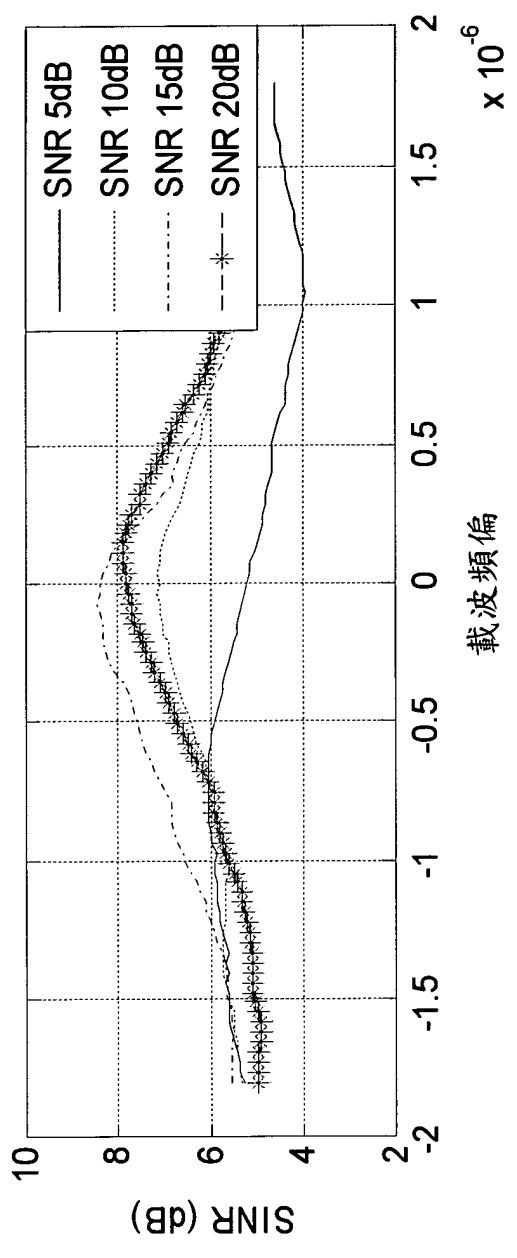
第5B圖



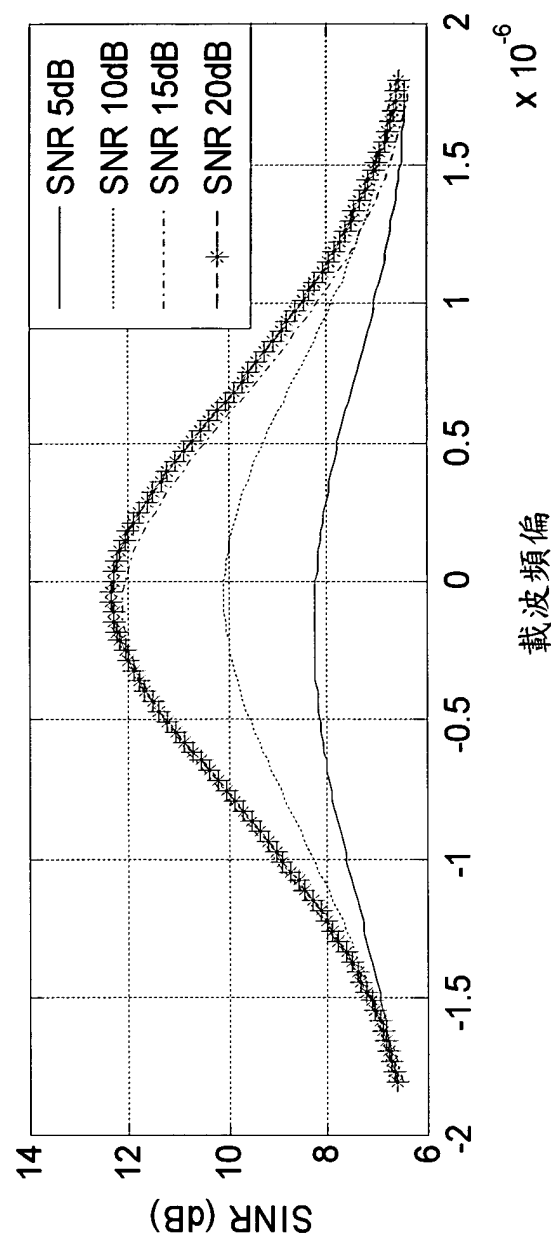
第6A圖



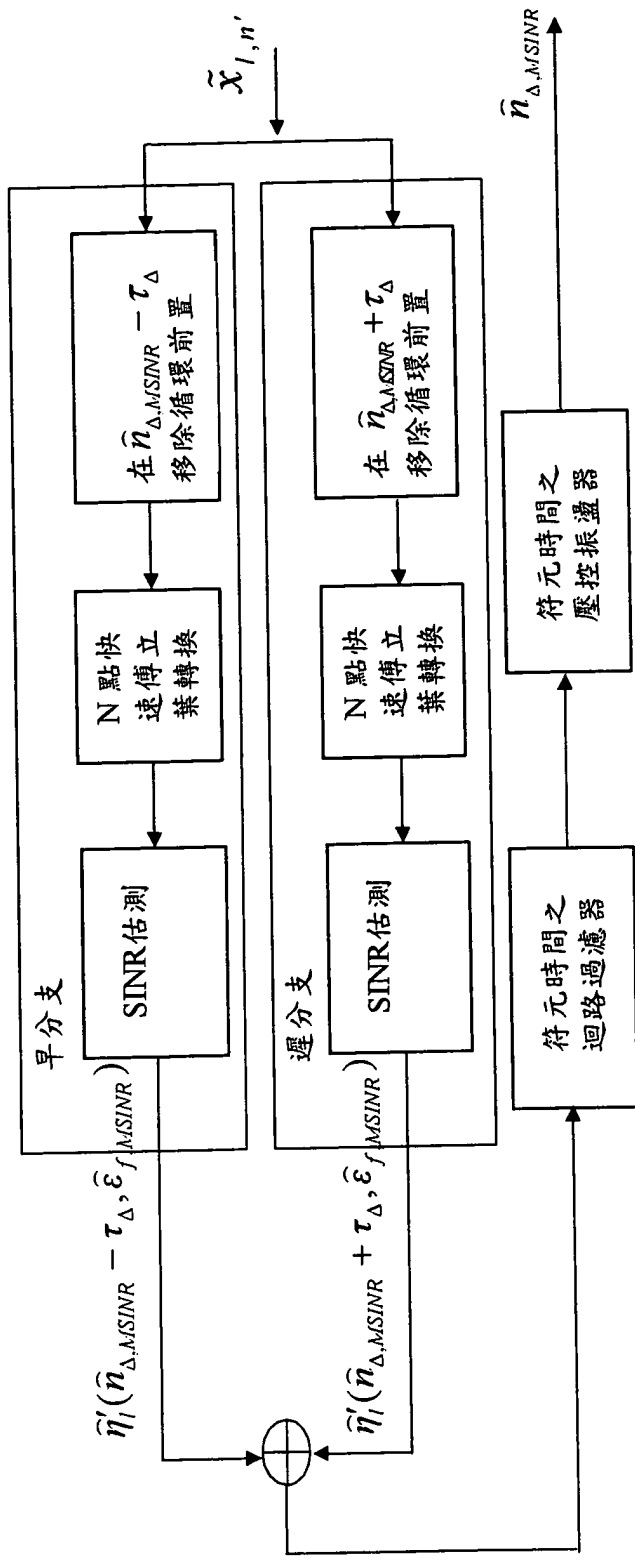
第6B圖



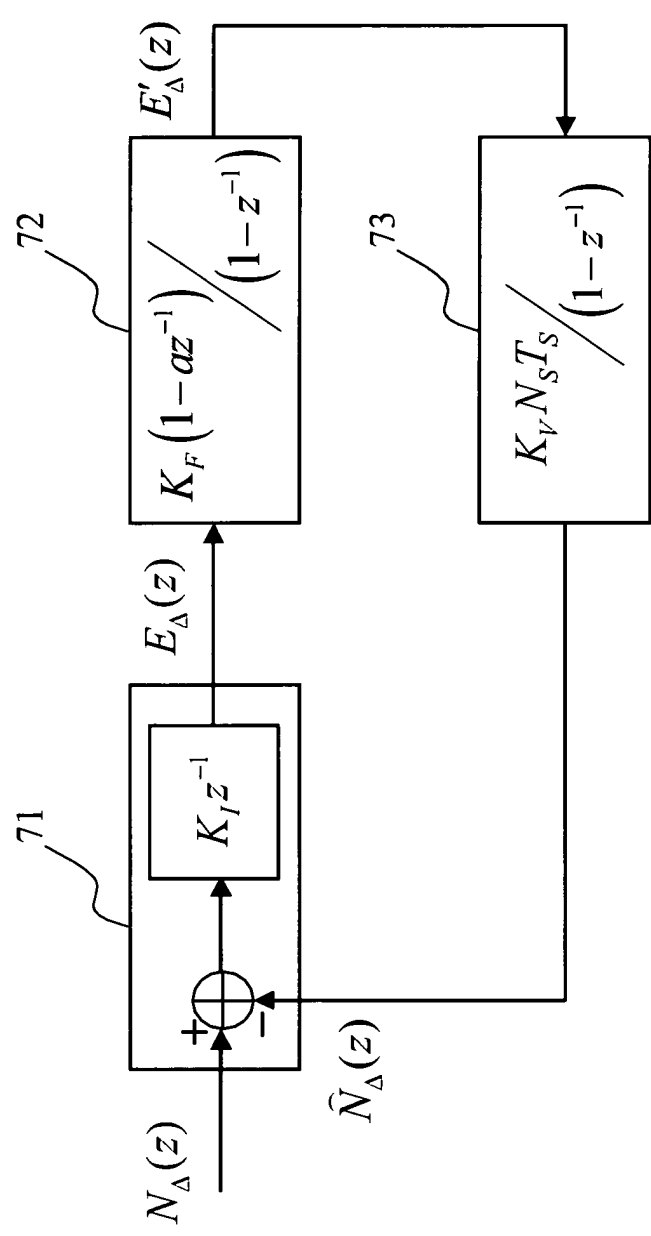
第7A圖



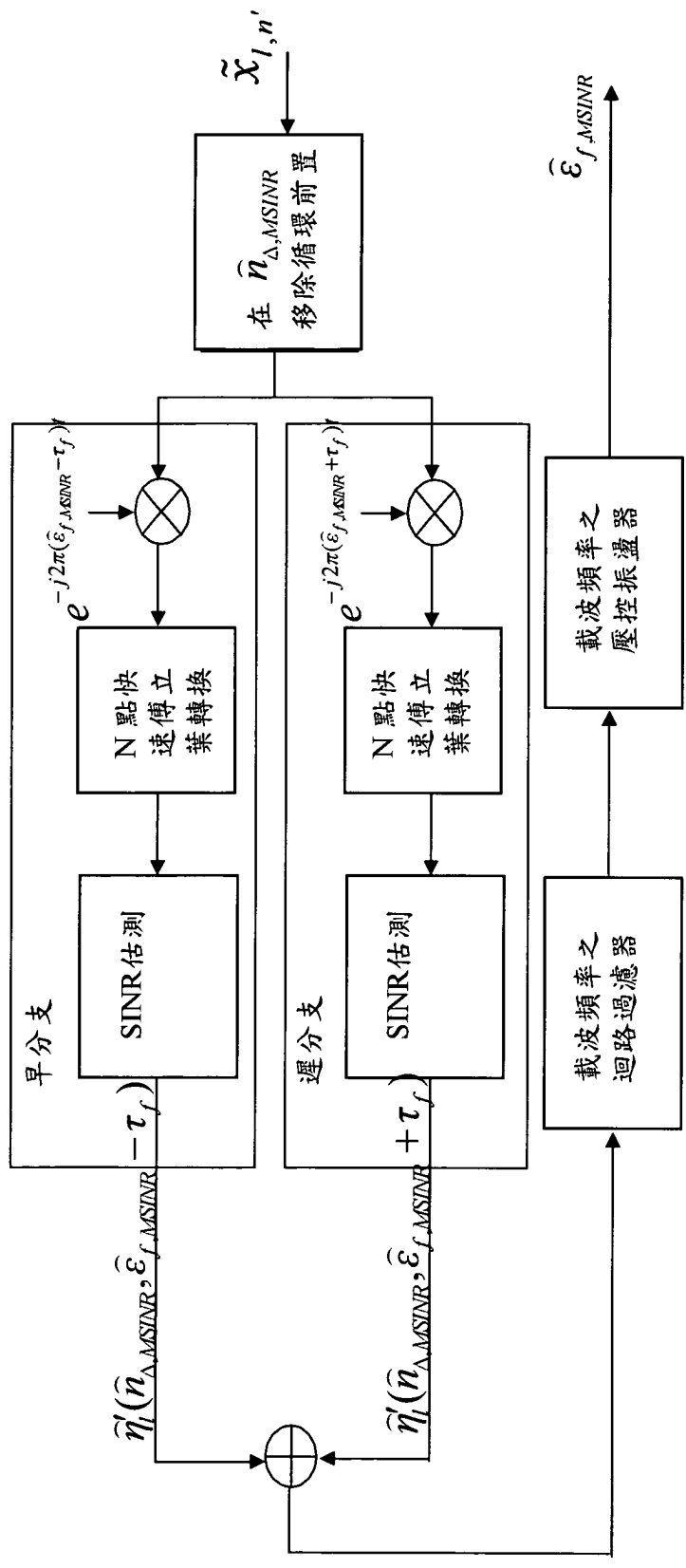
第7B圖



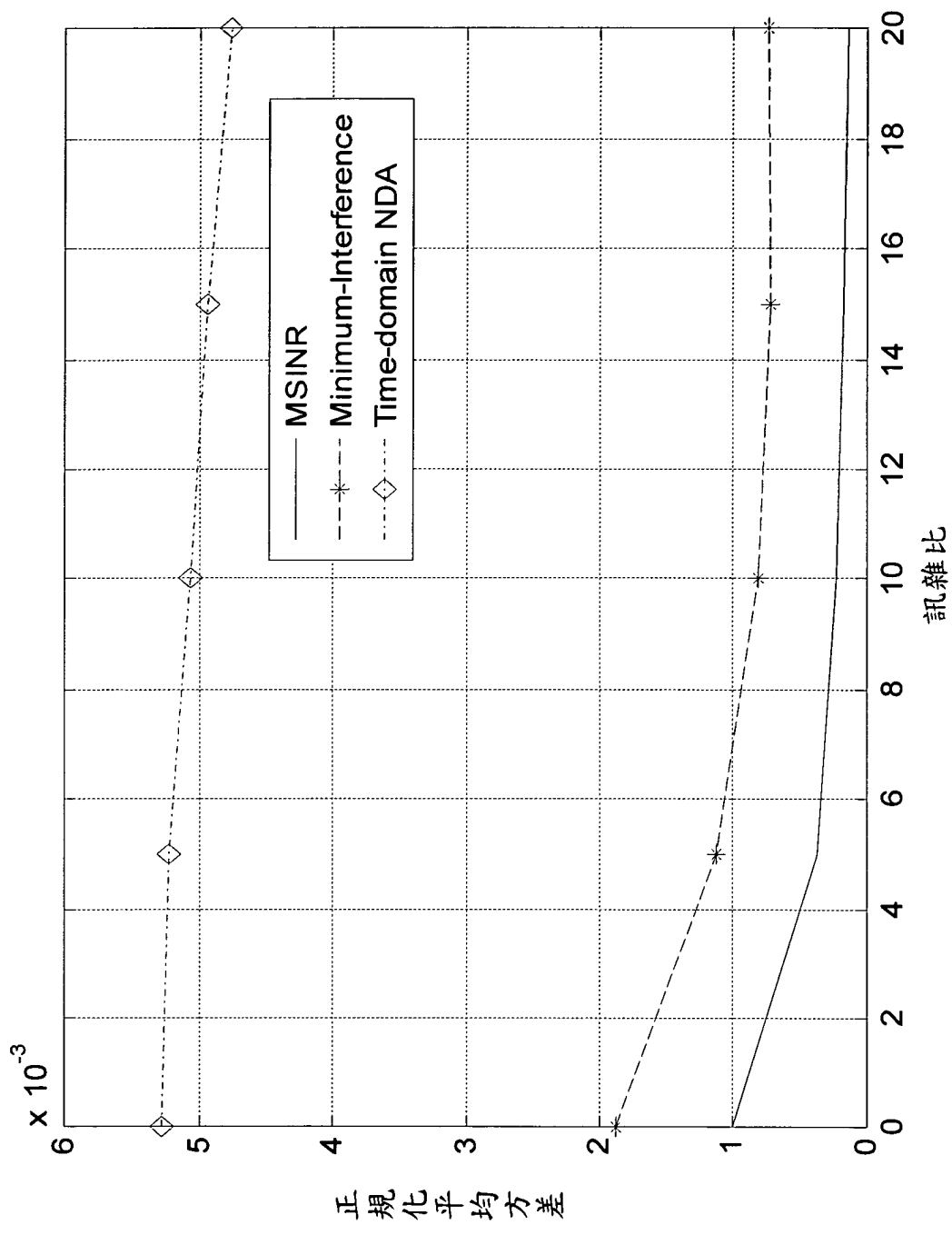
第8圖



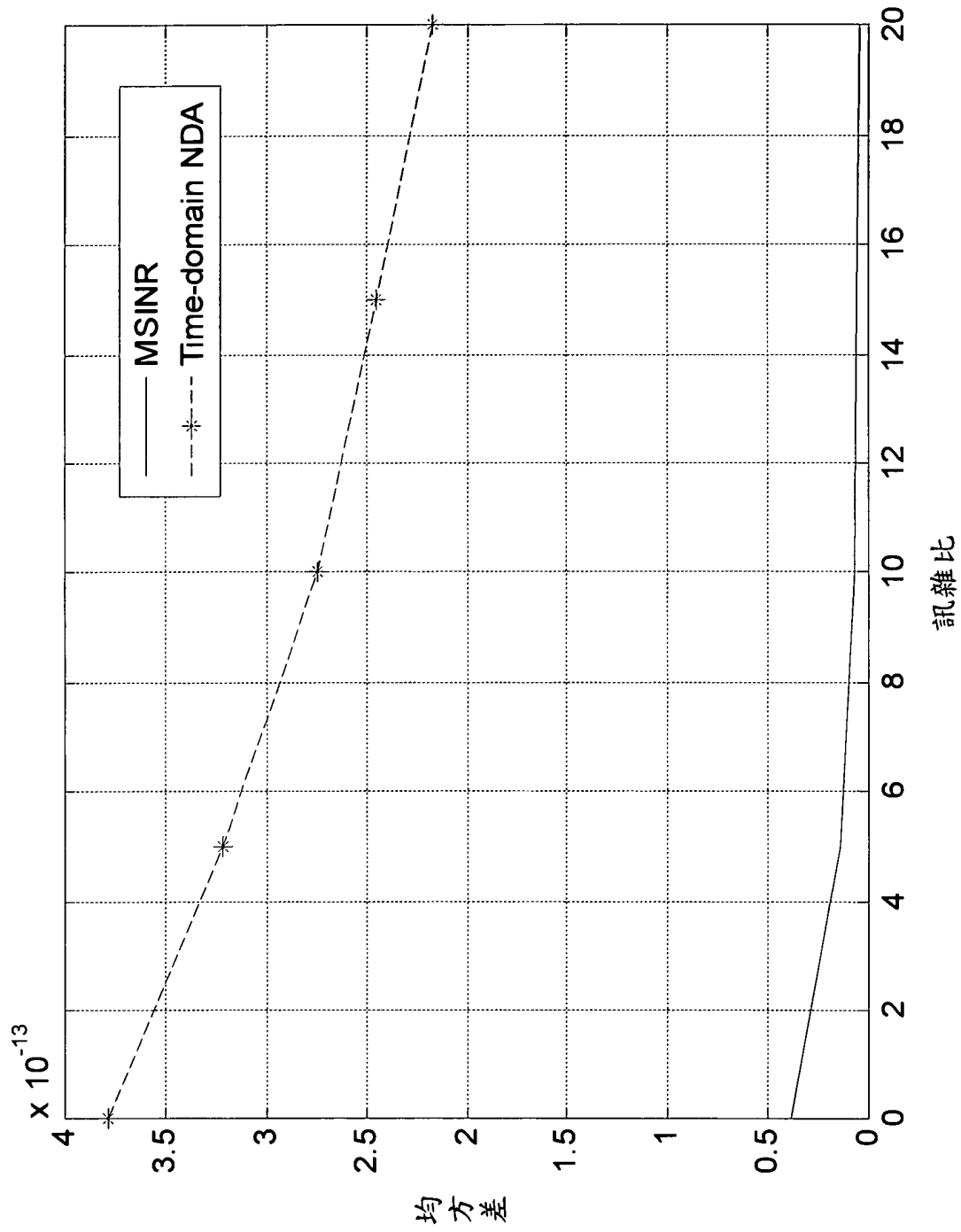
第9圖



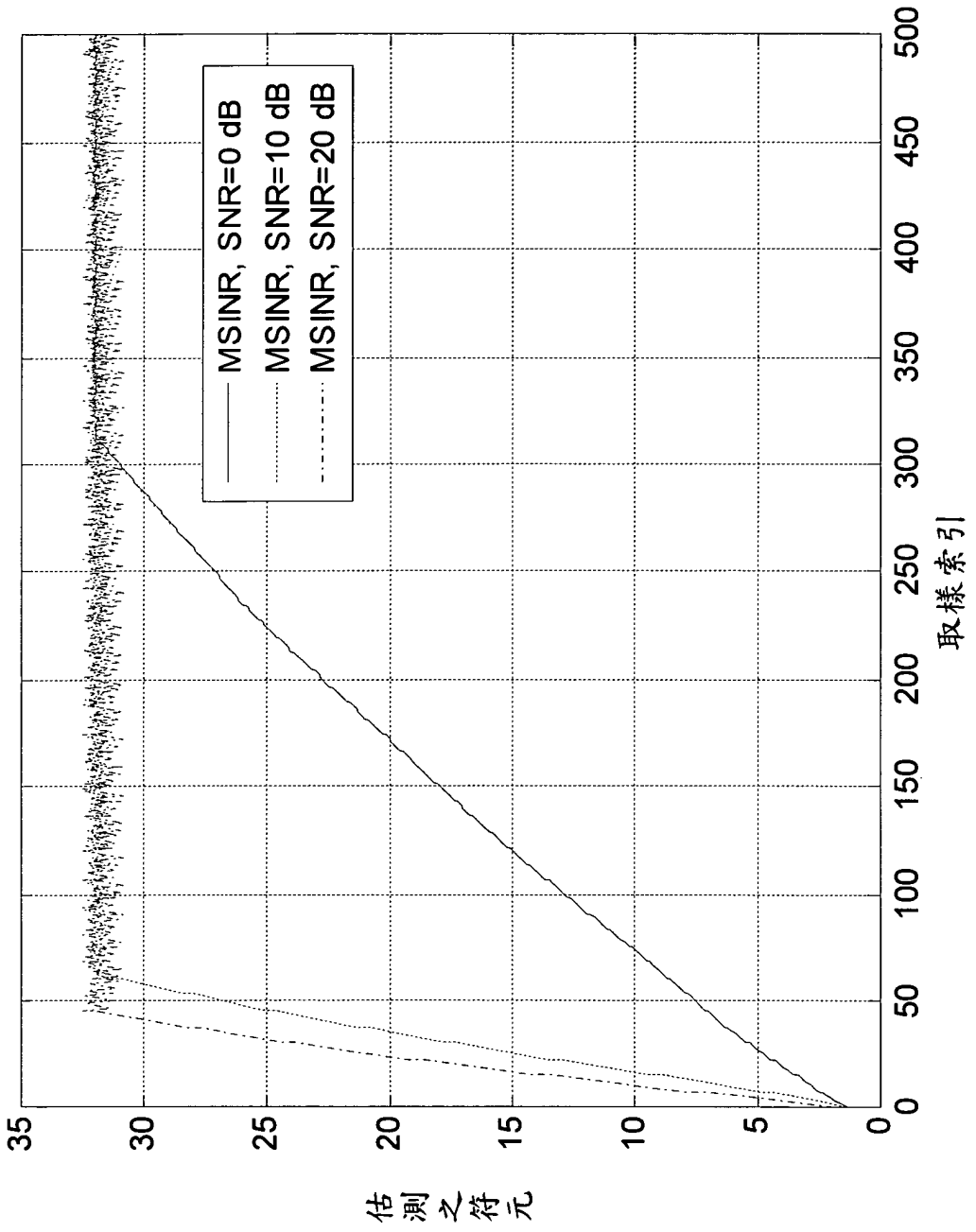
第10圖



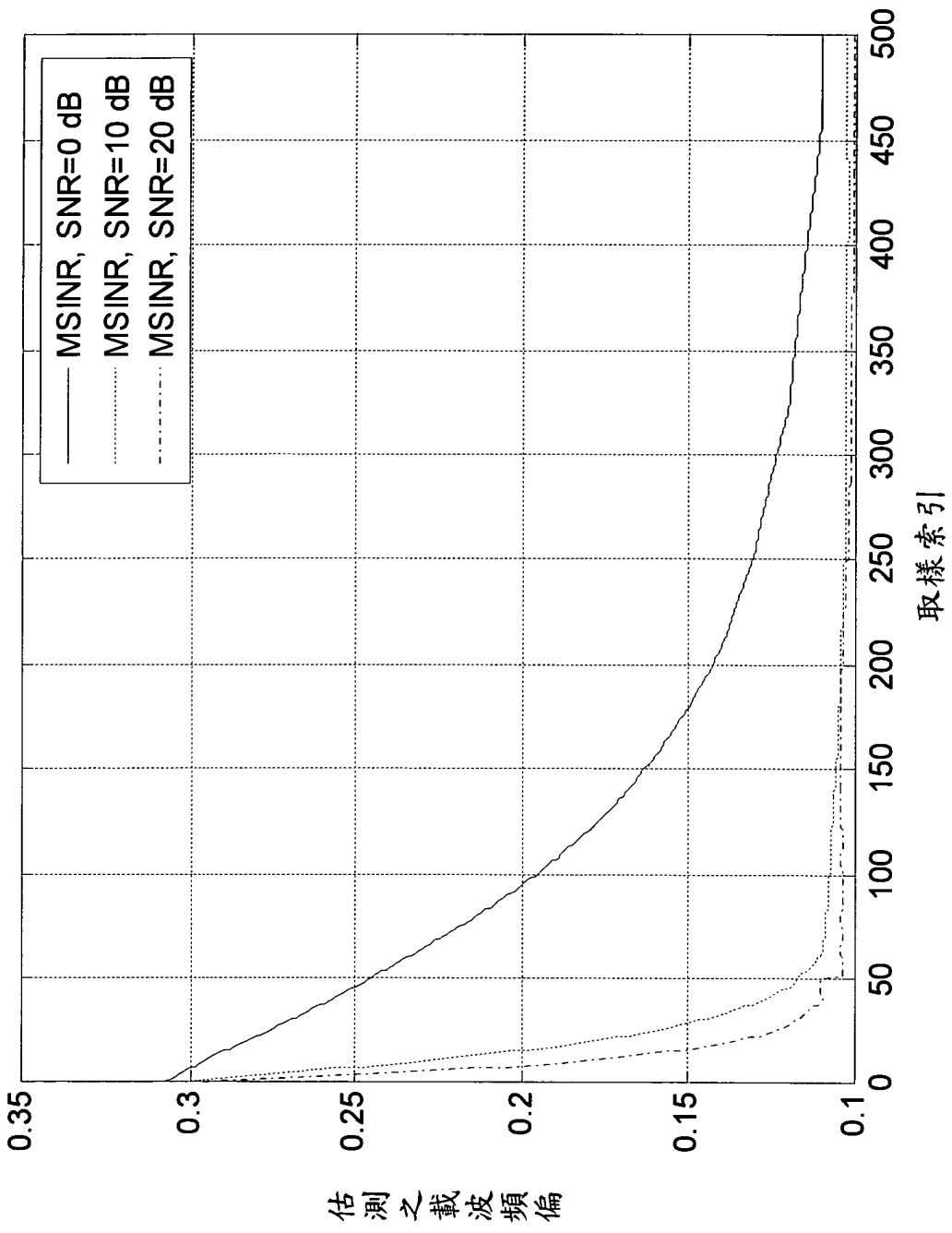
第11圖



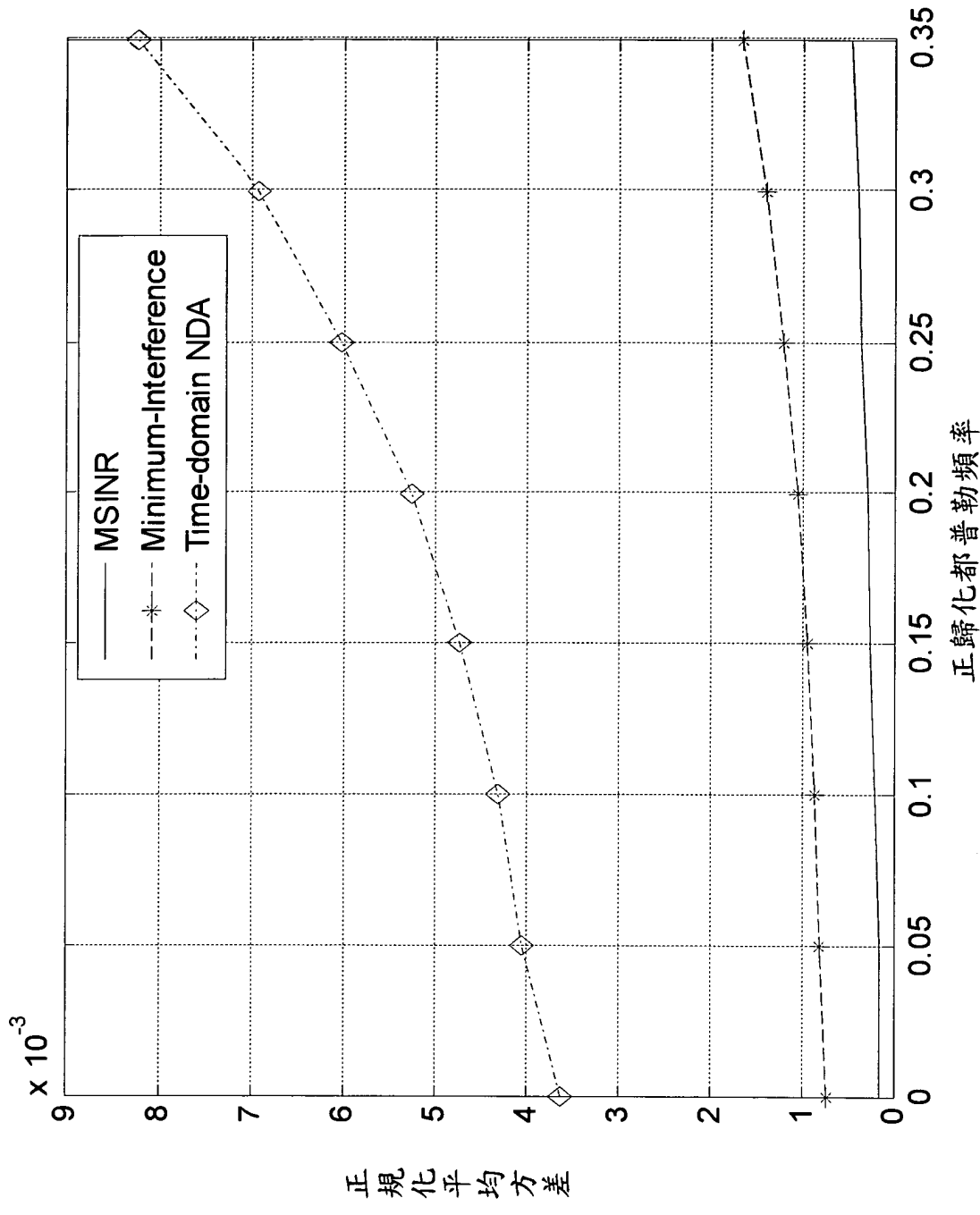
訊雜比
第12圖



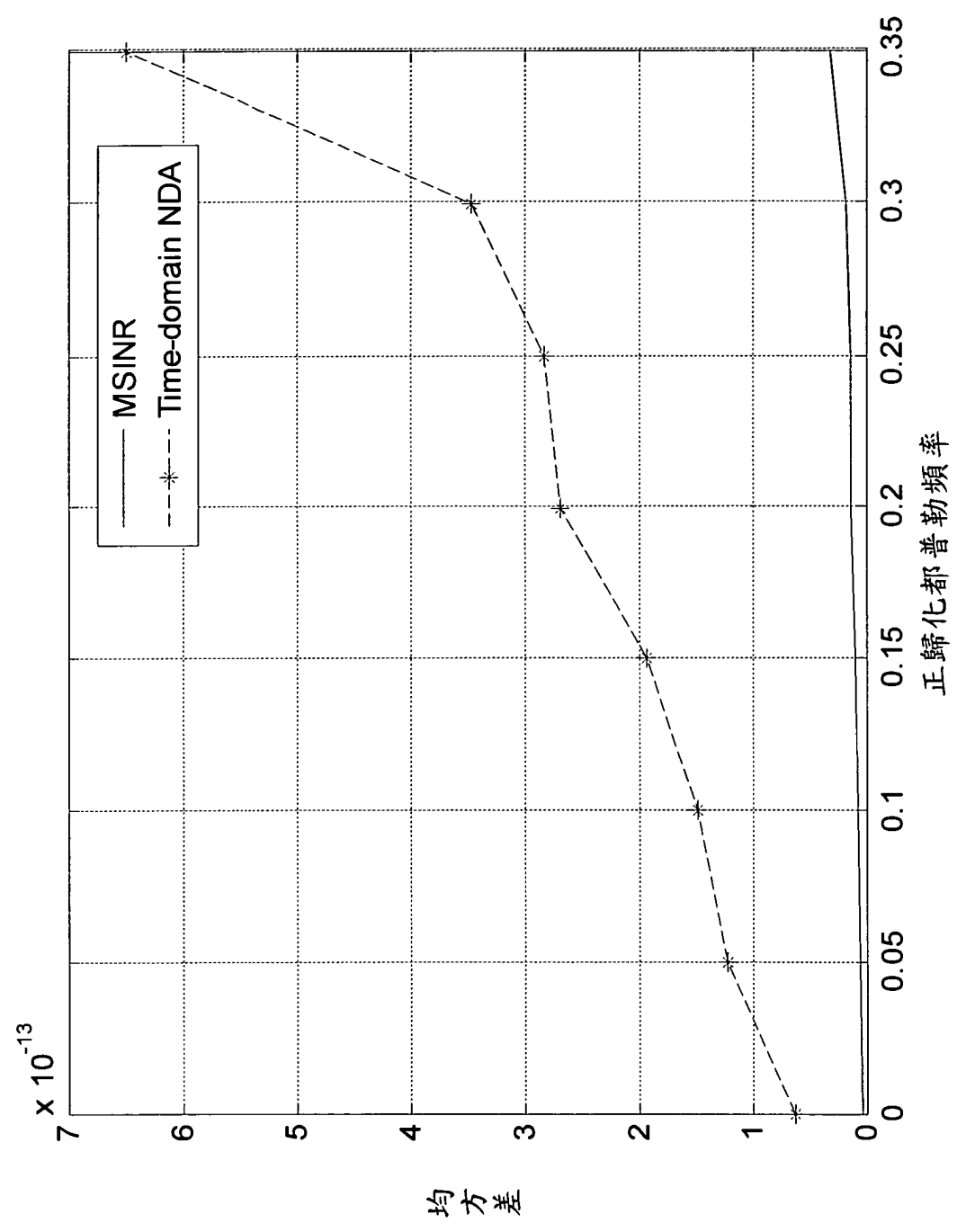
第13圖



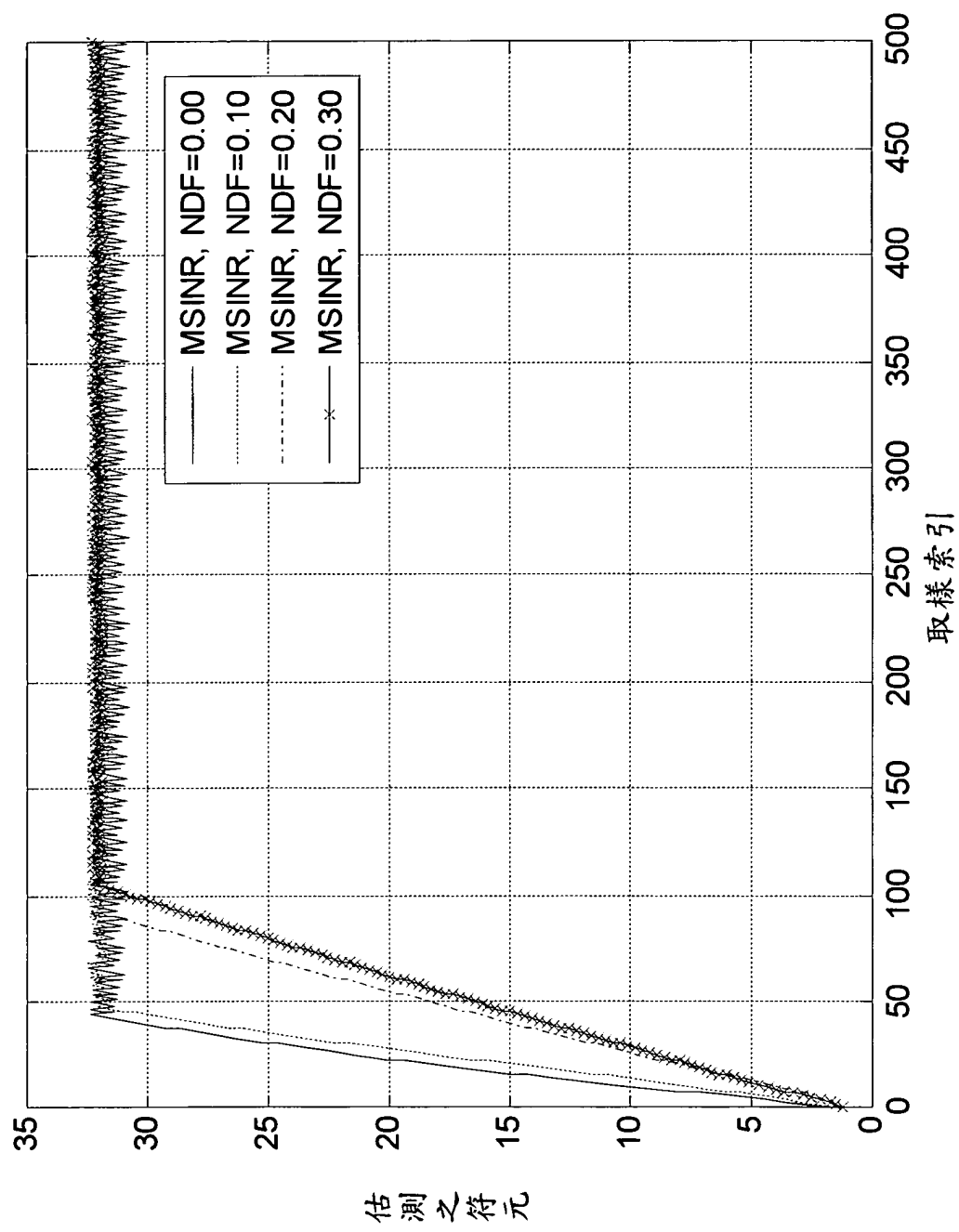
第14圖



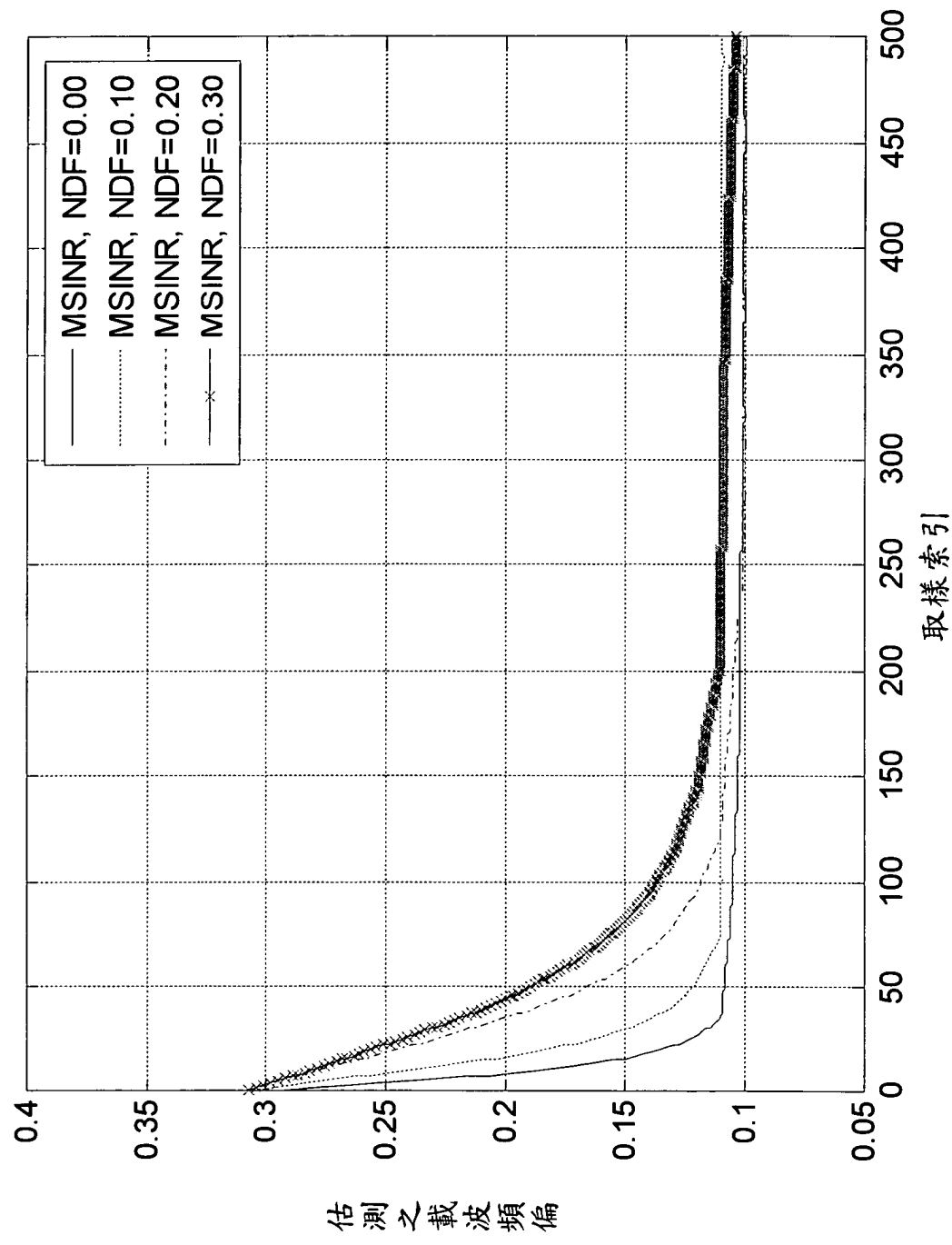
第15圖



第16圖



第17圖



估測之載波頻偏

取樣索引
第18圖