

# 發明專利說明書

PS 12 887

(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：PS 12 887

H04L 25/08 (2006.01)

※申請日期：95.8.15

※IPC 分類：H04J 11/00 (2006.01)

## 一、發明名稱：(中文/英文)

消除正交分頻多工存取系統中載波頻率偏移干擾之方法

公告本

## 二、申請人：(共 1 人)

姓名或名稱：(中文/英文)

國立交通大學

代表人：(中文/英文) 黃威

住居所或營業所地址：(中文/英文)

新竹市大學路 1001 號

國籍：(中文/英文) 中華民國 TW

## 三、發明人：(共 1 人)

姓名：(中文/英文) 1. 吳文榕

2. 許兆元

國籍：(中文/英文) 1. 中華民國 TW

2. 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：95 年 5 月 24 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：

本發明提供一種消除正交分頻多工存取系統中，因震盪器的頻率不精確產生載波頻率偏移所引起之載波間干擾的方法，其係利用牛頓疊代法以疊代方式計算載波頻率偏移干擾矩陣之反矩陣與接收頻域訊號的乘積，並利用干擾矩陣的特殊結構，發展出以快速傅立葉轉換為主之演算法，使得運算複雜度大幅降低，並且不需使用額外電路即可有效消除載波間干擾。

### 六、英文發明摘要：

七、指定代表圖：

(一)、本案代表圖為：第一圖

(二)、本案代表圖之元件代表符號簡單說明：

無

八、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：

## 九、發明說明：

### 【發明所屬之技術領域】

本發明係關於一種載波間干擾(intercarrier interference, ICI)消除之方法，特別是關於一種消除由載波頻率偏移(carrier frequency offset, CFO)所引起之載波間干擾的方法。

### 【先前技術】

正交分頻多工存取(orthogonal frequency division multiplexing access, OFDMA)系統係結合了正交分頻多工(OFDM)系統與分頻多工存取(FDMA)技術，其乃將所有的子載波透過FDMA方式切割成數群，每一群子載波將分配給每一位使用者。子載波分群的方法可為穿插(interleaved)分配法或區塊(block)分配法。因此OFDMA系統不同於OFDM系統，其可提供多用戶同時使用，目前亦已應用於全球微波存取互通介面(WiMax)中。

在理想的狀態下，正交的載波並不會互相造成干擾，但實際上由於震盪器所產生的載波頻率不夠精確，使得每一用戶端(mobile station)與基地台(base station)之間的載波頻率不一致，存在有載波頻率偏移，因而破壞了載波間的正交性，引起載波間及使用者間的干擾，大大降低了系統效能。最簡單的解決方法為在接收端依據欲解調之載波的頻率偏移量對接收訊號補償相對應的頻率偏移，即在時域中對接收時域訊號進行相位旋轉，然而由於每位使用者的載波頻率偏移量不同，給予統一的補償量反而可能使得其他用戶的載波對欲解調信號的干擾變得更大，因此，此方法可改善的效能有限。此外，有一相類似的作法為在頻域上對每一用戶的載波頻率偏移做個別的補償。另一常見的作法為結合平行干擾消除(parallel

interference cancellation, PIC)技術來消除多用戶干擾，但是當載波頻率偏移變大或調變星狀圖(modulation constellation)變大時，其錯誤率就會提高。習知解決方法中可使效能大幅改善，使解調錯誤率大幅降低的為強制歸零(zero forcing, ZF)法，其係將接收訊號乘上一載波頻率偏移干擾矩陣的反矩陣，藉此抵銷載波頻率偏移對訊號的影響，但此方法需計算一反矩陣，當載波數變大時，整體的計算量與複雜度會變得相當高，在實行上容易受到諸多限制。

有鑑於此，本發明係針對上述直接計算反矩陣時，運算複雜度過高的問題，提出一種低計算複雜度之干擾消除法，同時達到與強制歸零法相當的效能。

### 【發明內容】

本發明之主要目的係在提供一種消除正交分頻多工存取系統中，載波頻率偏移干擾之方法，其係利用牛頓疊代法(Newton's iteration)以疊代方式計算載波頻率偏移干擾矩陣之反矩陣與接收訊號的乘積，並利用干擾矩陣的特殊結構，發展出以快速傅立葉轉換(fast Fourier transform, FFT)為主之演算法，使得運算複雜度大幅降低。

本發明之另一目的係在提供一種不需使用額外電路之載波頻率偏移干擾消除方法，僅需使用習知正交分頻多工存取系統的電路，可有效節省電路成本。

本發明之再一目的係在提供一種可依照不同的載波頻率偏移量控制計算複雜度之載波頻率偏移干擾消除方法。

為了達到上述目的，本發明首先根據正交分頻多工存取系統中，每位使用者之載波頻率偏移量計算出一載波頻率偏移干擾矩陣的反矩陣之初始值，將受到載波頻率偏移干擾的接收頻域訊號乘上該初始值，得出一疊代初始值後，以疊代方式求出其他級數之疊代值，再將每一疊代值分別乘上對應之權重並累計之，累計後即可得到消除載波頻率偏移干擾後的訊號。

其中疊代方式係對上一級數之疊代值取出每位使用者的相對應資料後，進行反快速傅立葉轉換(IFFT)，並乘上一相位旋轉矩陣後，再進行快速傅立葉轉換(FFT)並乘上該初始值，得出下一級數之疊代值。

底下藉由具體實施例配合所附的圖式詳加說明，當更容易瞭解本發明之目的、技術內容、特點及其所達成之功效。

### 【實施方式】

本發明係針對 OFDMA 系統中， $Q$  位使用者的訊號因載波頻率偏移而互相關造成干擾的問題，提出一低複雜度的解決方法，其係將習知之強制歸零法中的反矩陣運算化簡，使運算量由  $O(N_c^3)$  降低至  $O(N_c \log_2 N_c)$ ，並可達到與習知之強制歸零法相當的效能，其中  $N_c$  為載波數。

第一圖為本發明一實施例之流程圖，在實施第一圖之步驟前，每位使用者的頻率偏移量已先經過估計，亦即本發明係於已知頻率偏移值之狀態下，對載波頻率偏移所造成之干擾進行補償。其載波頻率偏移干擾矩陣可表示為  $\tilde{M} = \sum_{q=1}^Q G D^q G^H S^q$ ，此處  $G$  為傅立葉轉換， $D^q$  乃是一對角矩陣，其對角元素為  $[e^{j2\pi\epsilon_q 0/N_c}, e^{j2\pi\epsilon_q 1/N_c}, \dots, e^{j2\pi\epsilon_q (N_c-1)/N_c}]^T$  且  $\epsilon_q$  為第  $q$  位使用者的正規化(normalized)載波頻率偏移量 ( $-0.5 < \epsilon_q < 0.5$ )。  $S^q$  為一對角矩陣，其相對應

於第  $q$  位使用者的載波頻率位置為 1，其餘值為 0。首先步驟 S10 接收受到通道衰減、載波頻率偏移及雜訊干擾的訊號後，步驟 S12 係根據系統中每位使用者之載波頻率偏移量，計算出一載波頻率偏移干擾矩陣  $\tilde{M}$  的反矩陣之初始值  $W_0$ ； $W_0$  為一對角矩陣，其對角線元素  $[w_0, w_1, \dots, w_{N_c-1}]^T$  可由式(1)或式(2)求得，其中式(1)係以式(3)之範數最小化準則(minimum Frobenius norm criterion)推導得出，式(2)則為式(1)之近似值：

$$w_i = \frac{\tilde{m}_{i,i}^*}{\sum_{j=0}^{N_c-1} |\tilde{m}_{i,j}|^2} \quad (1)$$

$$w_i \approx \frac{\tilde{m}_{i,i}^*}{\sum_{\text{mod}(j-S, N_c) = i} |\tilde{m}_{i,j}|^2} \quad (2)$$

$$W_0 = \arg \min_{W_0} \|I_{N_c} - W_0 \tilde{M}\|_F^2 \quad (3)$$

此處  $\tilde{m}_{i,j}$  為載波頻率偏移干擾矩陣  $\tilde{M}$  之第  $(i, j)$  個元素；式(2)為式(1)之近似值，由於載波間干擾的主要項通常發生在鄰近的載波之間，故式(2)省略了部分非鄰近之載波的干擾項，以節省計算量，其中  $S$  為  $0 \sim N_c/2 - 1$ ， $\text{mod}(x, y) = x - y \lfloor x/y \rfloor$ 。

求出初始值  $W_0$  後，接著以疊代方式計算載波頻率偏移干擾矩陣之反矩陣  $W_k$  與接收頻域訊號  $\tilde{r}$  的乘積，其中  $k$  為選擇之疊代次數， $k$  值越大代表疊代次數越高，在一般的載波頻率偏移值環境中， $W_k$  與反矩陣的實際值越相近，因此所能達到的干擾消除效果越好，但同時計算量也會增高，通常疊代次數在 2 到 3 次即可得到相當好的干擾消除效能。在步驟 S14 中，將接收訊號  $\tilde{r}$  乘上初始值  $W_0$ ，得出一疊代初始值  $\tilde{s}_0 = W_0 \tilde{r}$ ，再以疊代方式求出  $\tilde{s}_1$  至  $\tilde{s}_{2^k-1}$  之疊代值，如步驟 S16 所示；由於載波頻率偏移干擾矩陣的特殊結構



$\tilde{M} = \sum_{q=1}^Q GD^q G^H S^q$ ，其中步驟 S16 之疊代方式係先如步驟 S162 對上一級數之疊代值  $\bar{s}_m$  取出每位使用者的相對應資料後，進行反快速傅立葉轉換 (IFFT)，並於下一步驟 S164 乘上一相位旋轉矩陣 ( $D^q$ ) 後，再進行步驟 S166 之快速傅立葉轉換 (FFT) 並乘上初始值  $W_0$ ，得出下一級數之疊代值  $\bar{s}_{m+1}$ ，其原理將在稍後詳細說明；而求得每一級數之疊代值後，如步驟 S18 所示，將每一疊代值分別乘上牛頓疊代法第  $k$  次疊代中，該級數的對應係數並累計之，累計結果即為消除載波頻率偏移干擾後之訊號。

在說明完上述實施例之流程後，接續為針對上述步驟 S14 至步驟 S18 使用之原理詳細說明如下：

當以牛頓疊代法展開載波頻率偏移干擾矩陣之反矩陣與接收頻域訊號的乘積  $W_k \tilde{r}$  時， $W_k \tilde{r}$  係如式(4)所示：

$$W_k \tilde{r} = \sum_{m=0}^{2^k-1} c_m^k (W_0 \tilde{M})^m W_0 \tilde{r} \quad (4)$$

其中  $c_m^k$  為牛頓疊代法第  $k$  次疊代中級數  $m$  之係數。令  $\bar{y}_k = W_k \tilde{r}$ ， $\bar{s}_m = (W_0 \tilde{M})^m W_0 \tilde{r}$ ，則消除載波頻率偏移干擾後之訊號可以改寫為  $\bar{y}_k = \sum_{m=0}^{2^k-1} c_m^k \bar{s}_m$ ，且  $\bar{s}_{m+1} = (W_0 \tilde{M}) \bar{s}_m$ ，由於  $\tilde{M}$  具有傅立葉轉換及反傅立葉轉換的結構性，因此  $\bar{s}_{m+1}$  可經由對  $S^q \bar{s}_m$  進行反快速傅立葉轉換，並乘上一相位旋轉矩陣，再進行快速傅立葉轉換並乘上  $W_0$  而得出，最後分別將  $\bar{s}_m$  乘上對應之係數  $c_m^k$  並累計後，即為消除載波頻率偏移干擾後之訊號  $\bar{y}_k$ 。

另外因 OFDMA 系統中，若載波係穿插分配給多位使用者使用，故  $G^H S^q \bar{s}_m$  ( $q=0$ ) 會具有週期性(periodic)結構，基於此特性，在計算  $G^H S^q \bar{s}_m$  時可只計算其中一週期的訊號，再將該週期訊號適當地重覆位移數次，如此

一來反快速傅立葉轉換的維度(dimension)可由 $N_c$ 降低至 $N_c/Q$ ，而複雜度可由 $O(N_c \log_2 N_c)$ 大幅降低至 $O(N_c/Q \log_2(N_c/Q))$ 。至於 $q \neq 0$ 的情形，可將 $S^q \bar{s}_m$ 內的資料向上位移 $q$ 個位置即可，其位移效應可在反快速傅立葉轉換後做相位補償。

第二圖為本發明與 4 種習知用於解決載波頻率偏移干擾之技術所能達到的干擾消除效能的比較，在模擬時訊號係經過 64QAM 調變，模擬之參數為載波數 $N_c = 64$ ，保護區間(Guard interval)為 16，使用者個數 $Q=4$ ，通道長度為 15，且載波頻率偏移量係假設為 $[0.1, -0.2, -0.05, 0.2]$ ，圖中並列出一理想之無載波頻率偏移(without CFO)的錯誤率曲線作為對照，此乃所能達到之最好效能。由圖中可清楚看出，本發明(圖中標示" Proposed"之曲線)採用 2 次疊代時之效能係與強制歸零法(圖中標示" Direct ZF"之曲線)所能達到的錯誤率相當，十分接近無載波頻率偏移時的理想狀況，並且較先前技術中所述之在接收端依據欲解調之載波的頻率偏移量對接收訊號補償相對應頻率偏移的方法(圖中標示" Conventional"、" CLJL"之曲線，該二方法之差異在於前者係於時域中進行，後者係於頻域中進行)，以及結合平行干擾消除之方法(圖中標示" CLJL-PIC"之曲線)有顯著的改良(CLJL-PIC方法中 $p=3$ ，意指 3 級 PIC 的處理)。第三圖為訊號經過 4QAM 調變，載波頻率偏移為 $[0.1, -0.4, -0.05, 0.2]$ 時之模擬結果，當頻率偏移變大時，本發明仍可維持相當好的干擾消除效能。

表一為本發明與習知技術中強制歸零法的運算量比較，其中列出強制歸零法與本發明在 1 次疊代、2 次疊代及 3 次疊代時所需執行之實數加法

數、實數乘法數與實數除法數，由表中可以看出，在  $N_c=64$ ， $Q=4$  時，本發明所需之實數除法數為強制歸零法的 0.002 倍，實數乘法數與實數加法數亦小於 0.07 倍。

表一

方法	實數乘法數	實數除法數	實數加法數
強制歸零法	373056	4160	368352
本發明 1 次疊代	6864	8	8248
本發明 2 次疊代	13776	8	15160
本發明 3 次疊代	27600	8	28984

利用上述快速傅立葉轉換之低運算複雜度演算法，本發明可解決強制歸零法中直接實行反矩陣運算時高複雜度的缺點，且由於快速傅立葉轉換之電路已存在於習知正交分頻多工存取系統的電路中，本發明可不需使用額外電路，即可達成消除載波間干擾之目的，有效節省成本。

以上所述係藉由實施例說明本發明之特點，其目的在使熟習該技術者能瞭解本發明之內容並據以實施，而非限定本發明之專利範圍，故，凡其他未脫離本發明所揭示之精神所完成之等效修飾或修改，仍應包含在以下所述之申請專利範圍中。

### 【圖式簡單說明】

第一圖為本發明一實施例之流程圖。

第二圖為載波頻率偏移量為  $[0.1, -0.2, -0.05, 0.2]$  時，本發明與習知技術

所能達到的干擾消除效能的模擬結果。

第三圖為載波頻率偏移量為 $[0.1, -0.4, -0.05, 0.2]$ 時，本發明與習知技術所能達到的干擾消除效能的模擬結果。

## 【主要元件符號說明】

無

## 十、申請專利範圍：

1. 一種消除正交分頻多工存取系統中載波頻率偏移干擾之方法，包括下列步驟：

根據正交分頻多工存取系統中每個使用者之載波頻率偏移量，計算出一載波頻率偏移干擾矩陣之反矩陣的初始值；

將受到載波頻率偏移干擾的接收頻域訊號乘上該初始值，得出一疊代初始值；

自該疊代初始值開始以疊代方式求出其他級數之疊代值；以及

將每一該疊代值分別乘上對應之權重並累計之，累計結果即為消除載波頻率偏移干擾後之訊號。

2. 如申請專利範圍第 1 項所述之方法，其中該初始值係利用範數最小化準則(minimum Frobenius norm criterion)求得。

3. 如申請專利範圍第 1 項所述之方法，其中該初始值係一對角矩陣。

4. 如申請專利範圍第 3 項所述之方法，其中該對角矩陣之對角線元素

$[w_0, w_1, \dots, w_{N_c-1}]^T$  係經由  $w_i = \frac{\tilde{m}_{i,j}^*}{\sum_{j=0}^{N_c-1} |\tilde{m}_{i,j}|^2}$  或  $w_i \approx \frac{\tilde{m}_{i,j}^*}{\sum_{\text{mod}(i-S;7+S, N_c)} |\tilde{m}_{i,j}|^2}$  計算得出，其中該

$N_c$  為載波數，該  $\tilde{m}_{i,j}$  為載波頻率偏移干擾矩陣  $\tilde{M}$  之第 (i, j) 個元素。

5. 如申請專利範圍第 1 項所述之方法，其中該疊代值之級數數目係與所能達到之干擾消除效能有關。

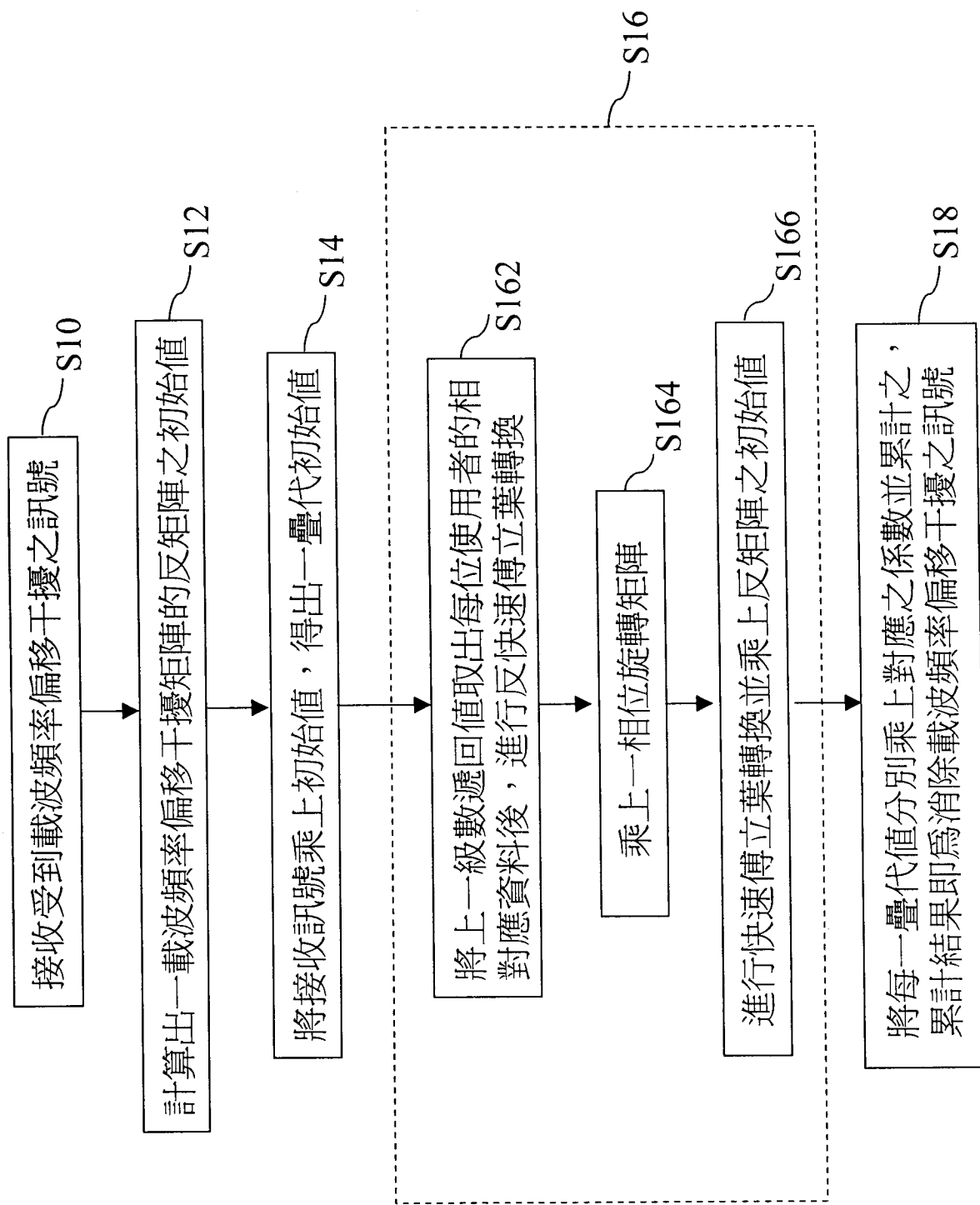
6. 如申請專利範圍第 5 項所述之方法，在一般的載波頻率偏移量下，其中該疊代值之級數越多，所能達到之干擾消除效能越好。

7. 如申請專利範圍第 1 項所述之方法，其中該疊代方式係對上一級數之疊

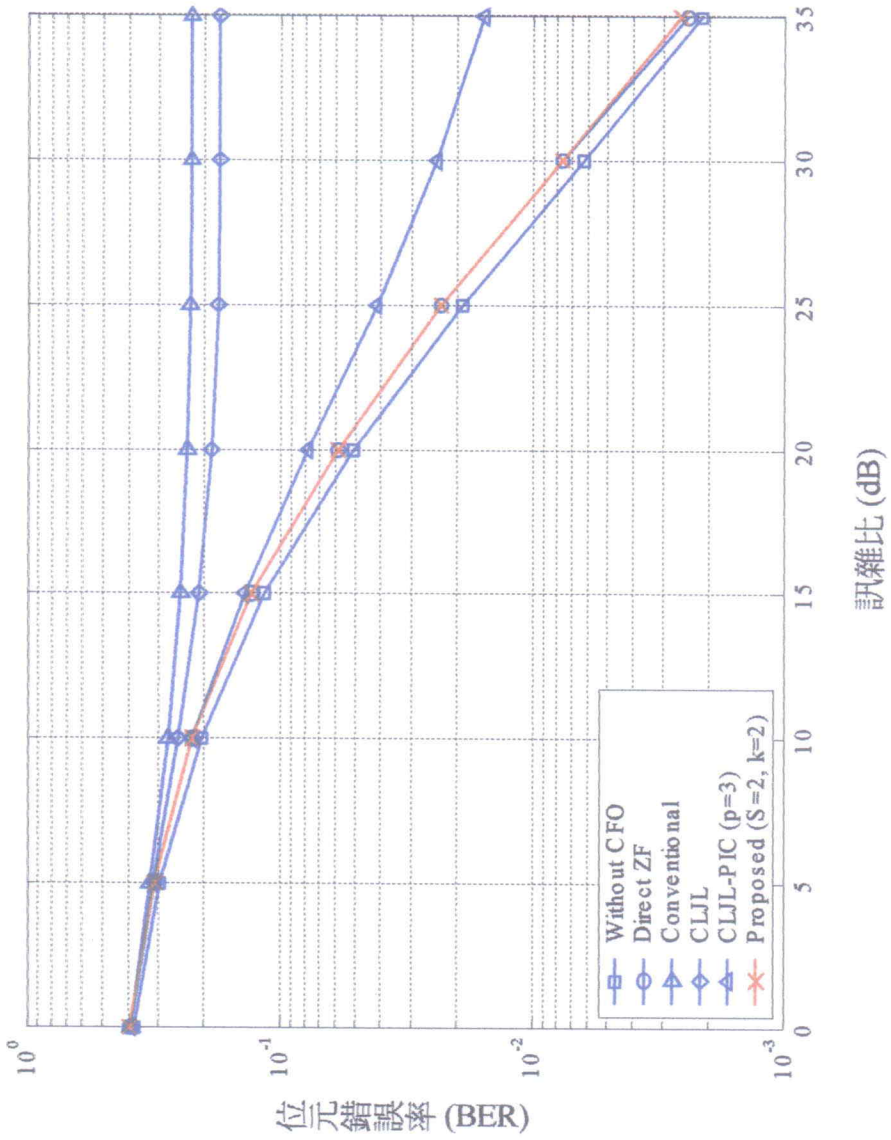
代值取出每位使用者的相對應資料後，進行反快速傅立葉轉換(IFFT)，並乘上一相位旋轉矩陣後，再進行快速傅立葉轉換(FFT)並乘上該初始值，得出下一級數之疊代值。

8. 如申請專利範圍第 1 項所述之方法，其中該權重係牛頓疊代法中各級數之係數。

9. 如申請專利範圍第 1 項所述之方法，其中將每一該疊代值分別乘上對應之權重並累計之步驟係利用  $\bar{y}_k = \sum_{m=0}^{2^k-1} c_m^k \bar{s}_m$  之算式進行，其中該  $\bar{y}_k$  為消除載波頻率偏移干擾後之訊號，該  $\bar{s}_m$  為該疊代值，該  $c_m^k$  為該權重。

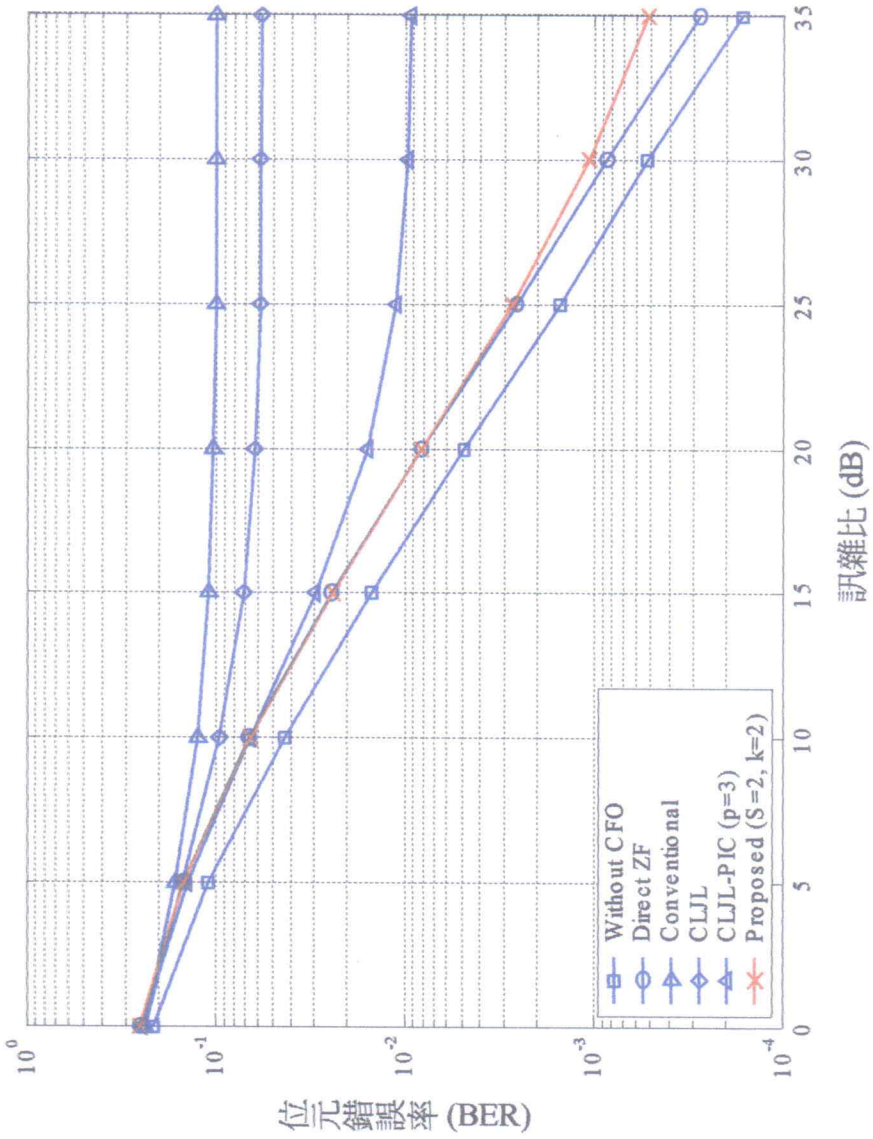


第一圖



第二圖





第三圖