

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：96133781

※ 申請日期：96.9.7

※IPC 分類：H04B 1/00 (2006.01)
H04J 1/00 (2006.01)

一、發明名稱：(中文/英文)

OFDM/OFDMA 無線通訊系統之前置序列檢測及整數載波偏移估計方法

Preamble Sequence Detection and Integral Carrier Frequency Offset Estimation Method
for OFDM/OFDMA Wireless Communication System

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) 吳重雨

住居所或營業所地址：(中文/英文)

新竹市大學路 1001 號 /No.1001, Ta-Hsueh Rd., Hsinchu City 300,
Taiwan (R.O.C.)

國 籍：(中文/英文)

中華民國/R.O.C.

三、發明人：(共2人)

姓 名：(中文/英文)

1. 洪崑健/Kun-Chien Hung

2. 林大衛/David W. Lin

國 籍：(中文/英文)

1. 中華民國/R.O.C.

2. 美國/USA

四、聲明事項：

☒ V 主張專利法第二十二條第二項 ☒ V 第一款或 ☐ 第二款規定之事實，
其事實發生日期為：96年3月11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：

在 OFDM/OFDMA 無線多細胞通訊系統中，任何欲進入系統之用戶台都需要先和基地台取得時間與頻率同步並取得基地台識別碼，其中頻率同步一般需估計分數載波偏移和整數載波偏移（分數與整數係將載波偏移表示為相鄰子載波間距之倍數後的分數與整數部份）。本發明設用戶台首先完成時間與分數頻率同步，其次進行整數載波偏移之估計及基地台識別碼之檢測，本發明同時考慮並解決整數載波偏移之估計及基地台識別碼之檢測。本發明解決多通道干擾下的訊號檢測問題，求得理論最佳解，並推出簡化的近似最佳解，其特徵在於採用頻域濾波來計算相關係數 (correlation)，如決策量值 (metric)，可大幅降低運算複雜度，而僅對精準度有些微影響。此外，本發明又提出數種簡化的運算方法，可以免用乘法器。上述頻域濾波概念極具延伸性，故可廣泛使用在相關的訊號序列偵測上。

六、英文發明摘要：

In multi-cell OFDM/OFDMA wireless communication systems, any subscriber station (SS) that intends to enter the system needs to establish time and frequency synchronization with the base station (BS) and obtain the identification code of the base station, where in frequency synchronization one usually needs to estimate the fractional carrier frequency offset (CFO) and the integral CFO. ("Fractional" and "integral" refer to, respectively, the fractional and the integral parts of the ratio of the CFO to subcarrier spacing.) The present invention assumes that the SS first does timing and fractional CFO synchronization and then conducts integral CFO estimation and BS identity detection. The present invention considers integral CFO estimation and BS identity detection jointly, i.e., it proposes solutions that address these topics jointly. The present invention formulates the problem as a signal detection problem in multi-channel interference and obtains the theoretically optimal solution first, then derive simplified, approximate optimal solutions, in which the present invention employs frequency-domain filtering to calculate the required correlation values which can drastically reduce the high computational complexity of the original theoretically optimal solution but results in little impact on precision. In addition, the present invention proposes several further simplified algorithms, some of which can even eliminate the use of multipliers. The above proposition of frequency-domain filtering has high extensibility in application to related signal sequence detection problems.

七、指定代表圖：

(一)本案指定代表圖為：第(1)圖。

(二)本代表圖之元件符號簡單說明：

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】

本案關於一種 OFDM/OFDMA 無線通訊系統之前置序列檢測及整數載波偏移估計方法，尤其是一種使用頻域濾波來計算相關係數之 OFDM/OFDMA 無線通訊系統之前置序列檢測及整數載波偏移估計方法。

【先前技術】

本案所欲解決的問題，主要是先前技術之整數載波偏移(即載波偏移與子載波間距之比值的整數部份)之估計及基地台識別碼之檢測。習知技術通常只針對其中一者或將兩者分開處理，因此在效能上或是不足、或有先天的缺陷。綜合來說，先前技術中既有載波偏移估計與識別碼檢測的方法，可分三大類如下：

1. 在時域(time domain)計算接收到之訊號與一些特定之訊號的某種相關係數，再根據這些相關係數來估計載波偏移或判定基地台識別碼，其中這些特定之訊號係根據待測的載波偏移與基地台識別碼來設定。例如先前技術中有專利案[US 2006/0133321 A1, “Method and apparatus for cell search in wireless communication system,” June 22, 2006]、[US 2006/0126491 A1, “Cell search apparatus and method in a mobile communication system using multiple access scheme,” June 15, 2006.][US 2006/0114812 A1, “Method and apparatus for embodying

signal in mobile communication system and method for searching cell using the same,” June 1, 2006]及文獻[T. M. Schmidl 與 D. C. Cox, “Robust frequency and timing synchronization for OFDM,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 45, pp. 1613 - 1621, Dec. 1997]就論及這類方法。

2. 將以上時域的計算或其中的一部分計算，轉換為等效的頻域(frequency domain)計算來進行。例如先前技術中專利案[US 2005/0271026 A1, “Method and apparatus for detecting a cell in an orthogonal frequency division multiple access system,” Dec. 8, 2005]就論及這類方法。
3. 在頻域計算差分相關係數(differential correlation)，再根據這些係數來估計載波偏移或判定基地台識別碼。例如先前技術專利案[US 2005/0157637 A1, “Cell search method for orthogonal frequency division multiplexing based cellular communication system,” July 21, 2005]、[US 2006/0078040 A1, “Apparatus and method for cell acquisition and downlink synchronization acquisition in a wireless communication system,” Apr. 13, 2006.]、[US 2006/0133321 A1, “Method and apparatus for cell search in wireless communication system,” June 22, 2006]及文獻[Y. H. Kim, I. Song, S. Yoon, 與 S. R. Park, “An Efficient Frequency Offset Estimator for OFDM Systems

and Its Performance Characteristics," *IEEE Trans. Vehicular Tech.* vol. 50, no. 5, pp. 1307 - 1312, Sept. 2001]、[M.-H. Hsieh 與 C.-H. Wei "A Low-Complexity Frame Synchronization and Frequency Offset Compensation Scheme for OFDM Systems over Fading Channels," *IEEE Trans. Vehicular Tech.* vol. 48, no. 5, pp. 1596 - 1609, Sept. 1999]、[H. Lim 與 D. S. Kwon, "Initial Synchronization for WiBro," in *Asic-Pacific Conf. Commun.*, 2005, pp. 284 - 288]就論及這類方法。

除了上述在效能上的不足或先天缺陷之外，習知技術之主要缺失可分述如下：

1. 這些方法主要是直覺(heuristic)的設計，缺乏堅實的理論基礎。因此，其中參數的選擇也往往需透過直覺或是嘗試錯誤的方式而得，其效能也無明確的保證。
2. 就複雜度而言，前兩類的方法複雜度通常很高，後一類則通常較低，但缺乏效能良好而複雜度又介乎其間或甚至更低的方法，故尚欠功能良好而實用之方法。
3. 部分方法所設定的運作環境並不符合 IEEE 802.16e OFDMA/WiMAX 標準。以下舉幾個例子作簡要的說明，其中僅就較具代表性說明，而不一一評論。例如文獻[T. M. Schmidl and D. C. Cox, "Robust frequency and timing synchronization for OFDM," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 45, pp. 1613 - 1621, Dec. 1997]假設有兩個連續而已知的

嚮導符碼 (pilot symbols)，總長需要約短於同調時間 (coherence time)，且只考慮整數載波偏移而未考慮基地台識別。其設定的條件即有缺失，而未臻理想。又例如文獻 [M.-H. Hsieh and C.-H. Wei “A Low-Complexity Frame Synchronization and Frequency Offset Compensation Scheme for OFDM Systems over Fading Channels,” *IEEE Trans. Vehicular Tech.* vol. 48, no. 5, pp. 1596 - 1609, Sept. 1999] 假設相鄰子載波的通道響應之間有某種關係，且也只考慮整數載波偏移而未考慮基地台識別。其設定的條件亦有缺失，而未臻理想。再又例如專利案 [US 2005/0271026 A1, “Method and apparatus for detecting a cell in an orthogonal frequency division multiple access system,” Dec. 8, 2005] 中所描述的演算法，失之含糊簡略，並未針對 IEEE 802.16e OFDMA/WiMAX 的訊號特性提出明確的設計，故亦難為業界所採用。

【發明內容】

有鑑於先前技術之各種缺失，本發明所提出之 OFDM/OFDMA 無線通訊系統之前置序列檢測及整數載波偏移估計方法乃著因於，在 OFDM/OFDMA 無線多細胞通訊系統中，任何欲進入系統之用戶台都需要先和基地台取得時間與頻率同步並取得基地台識別碼，其中頻率同步一般需估計分數載波偏移和整數載波偏移。(分數與整數係將載波

偏移表示為相鄰子載波間距之倍數後的分數與整數部份。) 本發明預設用戶台首先完成時間與分數頻率同步，其次進行整數載波偏移之估計及基地台識別碼之檢測。故，本發明之重點即在於整數載波偏移之估計及基地台識別碼之檢測。

過去既有的解決方案，往往僅處理兩者(即整數載波偏移之估計及基地台識別碼之檢測)之一，或將兩者分開處理。本發明之方法則兼顧兩者，且將兩者合併處理。

本發明將多通道干擾下的訊號檢測問題求得理論最佳解，並推出簡化的近似最佳解，其特徵在於採用頻域濾波來計算相關係數(correlation)，如決策量值(metric)，可大幅降低運算複雜度。此外，本發明提出數種更簡化的運算方法，使其免用乘法器。

【實施方式】

為達成上述目的及功效，本發明所採用之技術手段，茲就本發明較佳實施例詳加說明，俾利完全了解。

1. 背景介紹

一行動台(MS)欲進入行動電話系統前，至少必須完成三件工作。第一，此行動台必須與基地台(BS)調整為同步。其次，此行動台必須偵測某些基地台參數，其中首先必須偵測基地台識別碼。最後，行動台必須取得距離相關資訊，並啟動測距(ranging)程序。根據IEEE 802.16e或全球

互通微波存取 (WiMAX) 系統正交分頻多重存取技術 (OFDMA) 實體層之規範，下鏈同步 (DL synchronization) 包括載波頻率與時序之同步。此外，基地台識別碼分為基地台代碼 (IDcell) 與頻段碼 (segment)。

有一採用盲目循環前綴相關法 (blind CP correlation) 估計正交分頻多工 / 正交分頻多重存取 (OFDM / OFDMA) 之訊號符碼時間之簡易方法；此法可同時估計載波頻率分數偏移量 (即分數載波偏移，fractional CFO)；而分數載波偏移意指將載波頻率偏移正規化為子載波間距的小數部份。因此，可達到下鏈同步及基地台辨識的要求的方法之一係首先估計正交分頻多工 / 正交分頻多重存取之訊號符碼時間及分數載波偏移量；其次再估計整數載波偏移量 (即將載波頻率偏移正規化為子載波間距的整數部份)；最後得到基地台代碼與頻段碼。

根據 IEEE 802.16e 中正交分頻多重存取技術 / 全球互通微波存取技術之規範，在 114 個可選擇下鏈前置序列搭載了基地台代碼資訊 (共 38 筆) 及頻段碼 (共 3 筆)。由於前置序列的指標規範了基地台代碼資訊 (共 32 筆) 及頻段碼 (共 3 筆)，因此，行動台可藉由偵測基地台所使用的前置序列完成所謂的基地台搜尋或基地台辨識。

本發明結合估計整數載波偏移量與前置序列偵測兩大難題，根據最大相似性法 (ML)，為未知多重路徑 (multipath) 通道及多重路徑雷利衰減 (multipath Rayleigh fading) 通道

得到數種序列偵測的演算法。

2. 結合估計整數載波偏移量 (Integral CFO) 與前置序列偵測之可行實施方法

在接收器這一端，前置序列（採基頻取樣格式）可表示為：

$$r(n) = \sum_{k=0}^{K-1} \alpha_k x(n-d_k) + w(n),$$

其中 $x(n)$ 為應變於未知整數載波偏移量之傳輸序列， α_k 及 d_k 分別為第 k 個通道路徑未知之增益值與延遲值， $w(n)$ 為白高斯雜訊。由於循環前綴，接收值亦可表示為：

$$r(n) = \sum_{k=0}^{K-1} \alpha_k x(n-d_k)_N + w(n),$$

其中 N 為區塊長度， $(n)_N$ 則表區塊長度為 N 之模組運算。

目前已知之技術難題為序列偵測：所有前置序列（共 114 個）均為可能的序列，而這些前置序列因為所有可能的載波頻率整數載波偏移量在頻域中移位（此整數與系統之運算條件有關），每一序列之每一移位亦可視為一個不同的序列。使得所有前置序列（共 114 個）均為可能的序列，故接收器必須自觀察所得之數據中找出最可能的序列，亦即最可能的前置序列與整數載波偏移的結合。令 $x_j(n)$ 為序列組中第 j 個可能的序列。根據最大相似性法，在未知路徑延遲與通道路徑係數的情況下，最大相似性偵測器（MLD）之最大相似性決策量值 (M) 可用下式表示：

$$M(x_j) = \sum_{k=0}^{L-1} |y_j(k)|^2$$

其中

$$y_j(k) = \sum_{n=0}^{N-1} r(n) x_j(n-k)_N.$$

此指標曾用於某些偵測方法。

如果已知多重路徑通道的功率延遲量變曲線圖，即可求出最大相似決策量值加權期望值：

$$M(x_j) = \sum_{k=0}^{N-1} W_k |y_j(k)|^2$$

其中， W_k 為含有 k 個路徑延遲樣本的路徑平均功率。

在實用上，實際上功率延遲量變曲線圖可能是未知的，因此可設法估計該值，或以一適當設定值替代 W_k 。如採用後者方法，可考慮使用以指數衰減之 W_k 值，因為這種序列可以取得某些無線頻道的重要功率延遲量變曲線的重要特性。藉由巴斯瓦爾定理 (Parseval's theorem) 與訊號與系統原理中之調頻 / 乘積理論 (modulation/multiplication theorem)， $M(x_j)$ 可解釋為 $y_j(k)$ 之離散傅利葉轉換 (DFT) 經過濾波後之能量。如此，可以提供設定 W_k 值的方法。亦即，用以上之觀點，可考慮設定加權函數為

$$W_k = \left| \sum_{n=0}^{N_{\text{tap}}-1} f_n e^{\frac{j2\pi kn}{N}} \right|^2$$

其中 $f_n, n=0, 1, \dots, N_{\text{tap}}-1$ ，為頻域濾波器，用以將 $y_j(k)$ 之離散傅利葉轉換式加以濾波。則決策量值成為

$$M(x_j) = \sum_{k=0}^{N-1} W_k |y_j(k)|^2 = \sum_{k=0}^{N-1} \left| \sum_{n=0}^{N_{\text{tap}}-1} \left(f_n e^{\frac{j2\pi kn}{N}} \right) y_j(k) \right|^2$$

根據巴斯瓦爾定理即如下式：

$$M(x_j) = \sum_{k=0}^{N-1} \left| F \left\{ \sum_{n=0}^{N_{\text{tap}}-1} \left(f_n e^{\frac{j2\pi kn}{N}} \right) y_j(k) \right\} \right|^2 = \sum_{n=0}^{N-1} \left| \{ f_n * Y_j(n) \} \right|^2,$$

其中 $F\{\}$ 表離散傅利葉轉換之運算， $*$ 表(迴旋)卷積運算，

$Y_j(n)$ 為 $y_j(k)$ 之頻譜(亦即離散傅利葉轉換式)。

由於 $y_j(k)$ 之離散傅利葉轉換式為

$$Y_j(n) = X_j^*(n) R(n)$$

其中 $X_j(n)$ 和 $R(n)$ 分別為 $x_j(n)$ 與 $r(n)$ 之離散傅利葉轉換式，簡而言之，決策量值 ($M(x_j)$) 即成為 $X_j(n)$ 與 $R(n)$ 乘積經由預先定義之頻域濾波器於離散傅利葉轉換域加以濾波後之能量。也可選擇一易執行之低通濾波器做為加權之用。例如，一種簡單低通濾波器 (low-pass filter) 是移動平均值式二階移動平均濾波器 (two-tap moving average filter)。先前使用序列偵測中之差分相關法即相當於以下式之響應值使用頻域中二階移動平均濾波器 (two-tap moving average filter)：

$$f_n = \frac{1}{2} \delta(n) + \frac{1}{2} \delta(n-1)$$

3. 使用上述方法之實施方式

本發明所考量者為一使用於初始下鏈同步之多階段方法。於第一階段，先估計正交分頻多重存取訊號符碼時間與分數載波偏移量；可用之方法如 J. van de Beek, M. Sandell, 與 P. O. Borjesson 在 1997 年七月號之《IEEE Trans.

Signal Processing 》第45卷1800 - 1805頁所發表之論文《以最大相似性法估計正交頻分多工技術系統之時間與頻率偏移量》(ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems)所述之循環前綴相關法，或 J.-C. Lin 在2003年七月號《IEEE Trans. Vehicular Technology》第52卷第四期1049 - 1062頁之《於雷利衰減通道中以最大相似性法架構估計正交分頻多工技術通訊之時序瞬間與頻率偏移量》(Maximum-likelihood frame timing instant and frequency offset estimation for OFDM communication over a fast Rayleigh fading channel)。第二階段時，使用上節(2)中所述結合估計整數載波偏移量與前置序列偵測之方法。此二階段說明詳如圖1所示。完整下鏈同步過程包括做為後續進一步修正各估計值之額外階段，但此處不考慮。第一階段稱為快速傅立葉轉換前同步，第二階段稱為快速傅立葉轉換後同步。本發明主要為涉及快速傅立葉轉換後同步，快速傅立葉轉換後同步之主要技術為應用頻域濾波器觀念之序列偵測演算法。

如前文所述，根據IEEE 802.16e相關全球互通微波存取系統/正交分頻多重存取技術之規範，就每一可選擇之快速傅立葉轉換樣本，共有114個可選擇之前置序列。這些前置序列為偽隨機二進制序列，今以強化二元相移鍵控調變法加以調制，再置入所使用區段載波組中。亦即，前置序列載波組之定義為 $3n+s$ ，其中 s 為前置序列載波組之指標

(與頻段碼相同)， n 為前置序列之流水指標，並捨棄直流子載波。以 1024 點快速傅利葉轉換系統為例，前置序列之長度為 284，前置序列置於指標為 $(86:3:935)+s$ 之載波。

所有整數載波偏移量下之前置序列幾乎都是正交的。因此，本方法僅將不同整數載波偏移量之前置序列視為不同的序列，並根據決策量值搜尋最佳配對。

請見圖 2，為結合估計整數載波偏移量與前置序列偵測搜尋器之架構，圖 2 右半部說明結合整數載波偏移量與前置序列偵測的基本架構。圖 2 左半部為可選用的附加單元，目的是為了簡化。其中，先粗略地估計整數載波偏移量與頻域中載波組的位置。其次，因為只有在載波組中每第三個子載波其值才可能不是零，所以可以將輸入值降取樣 (downsample)，降低因子為 3。在可選用的附加單元後面，可以從決策量值計算模組得到每個由前置序列指標與一可能的整數載波偏移量定義的可能序列。最後，選擇最大決策量值的序列。本發明使用前面所敘述的頻域濾波器的技巧計算決策量值之值。

此粗略的整數載波偏移量可用尋找正交頻分多工 / 正交分頻多重存取時訊號符碼之保護帶之邊緣來估計，而該保護帶僅可含有零訊號子載波。因此，粗略的整數載波偏移量之估計式可表示為

$$\Delta N = \arg \max_{\Delta N} \left\{ \left| R(\Delta N) \right|^2 - \left| R(\Delta N + 1) \right|^2 + \left| R(\Delta N + 3N_p) \right|^2 - \left| R(\Delta N + 3N_p + 1) \right|^2 \right\}$$

其中 N_p 為前置序列之長度，以 1024 點快速傅利葉轉換系統為例，前置序列之長度為 284。為了簡化，將一階絕對和邊緣偵測因子亦加入考慮，並表示為

$$\Delta N = \arg \max_{\Delta N} \left\{ |R(\Delta N)|_1 - |R(\Delta N + 1)|_1 + |R(\Delta N + 3N_p)|_1 - |R(\Delta N + 3N_p + 1)|_1 \right\}$$

與

$$|R|_1 = |\Re(R)| + |\Im(R)|.$$

此載波組偵測因子可找出最大能量之載波組，其演算法可表示為

$$s = \arg \max_s \left\{ \sum_{n=0}^{N_p-1} |R(3n+s)|^2 \right\}.$$

同樣地，亦可考慮一階絕對和的演算法，表示為

$$s = \arg \max_s \left\{ \sum_{n=0}^{N_p-1} |R(3n+s)|_1 \right\}.$$

請見圖 3，為根據頻域濾波器觀念計算決策量值，圖 3 說明決策量值計算器之架構。將經過降取樣的訊號與受測序列逐點相乘。實際上，本發明此處之相乘運算並不需要使用乘法器，因為前置序列之數據是以雙相移鍵控調變方式加以調制。此外，此處之共軛運算對實數並無影響。其次，固定係數之低通濾波器，其作用為減噪及保存傳輸通道之響應。最後，能量計算器得到決策量值決定值。它可以計算二階絕對平方(能量)，或者，需要簡化時，可用一階絕對和計算式代替之。

亦可進一步簡化上述基本架構。例如，進一步減少複雜性之一種方法為使用經過降取樣之濾波輸出值來計算能量。例如，可考慮使用濾波輸出值做比例為 N_{mp} 之降取樣後，用之計算能量。如此，只須計算濾波輸出值 $\frac{1}{N_{\text{mp}}}$ 個樣本的能量。

再舉一例，可將能量計算器之輸入值分到固定長度的區塊(或窗口區)，然後將每一區段所得之部份能量與某個門檻值做比較。可能的序列如低於門檻值則予以捨棄。重複此比較步驟直到只剩下一個最後可能的序列或當所有未捨棄之可能的序列已達到一個窗口區的末端為止。此方法在某種程度上類似於簡化之寬度優先樹狀搜尋法。此法可儘快捨棄較不可能的序列，對於整體過程可予簡化。

本發明已藉上述較佳實施例加以說明，以上所述者，僅為本發明之較佳實施例，並非用來限定本發明實施之範圍。凡依本發明申請專利範圍所述之技術特徵及精神所為之均等變化與修飾，均應包含於本發明之申請專利範圍內。

【圖式簡單說明】

圖 1：初始下鏈同步方法之架構。

圖 2：結合估計整數載波偏移量與前置序列偵測搜尋器之架構。

圖 3：根據頻域濾波器觀念計算決策量值。

【主要元件符號說明】

無

十、申請專利範圍：

1. 一種 OFDM(orthogonal frequency division multiplexing, 正交分頻多工)/OFDMA(orthogonal frequency division multiple access, 正交分頻多重接取)無線通訊系統之前置序列檢測及整數載波偏移估計方法，其特徵在於針對訊號序列偵測，使用頻域濾波(frequency domain filtering)來計算決策量值(metric)，其中依系統對複雜度與決策精確程度的需求而可採用不同長度的頻域濾波響應。
2. 如申請專利範圍第 1 項之 OFDM/OFDMA 無線通訊系統之前置序列檢測及整數載波偏移估計方法，其中的頻域濾波可以採用各種階數的移動平均濾波器(moving average filter)，如此在頻域濾波中可免用乘法器。
3. 如申請專利範圍第 1 項之 OFDM/OFDMA 無線通訊系統之前置序列檢測及整數載波偏移估計方法，其中決策量值的計算可以使用一階絕對和(1-norm)來獲得二階絕對平方(2-norm square)，如此可以在計算決策量值時免用乘法器。
4. 如申請專利範圍第 3 項之 OFDM/OFDMA 無線通訊系統之前置序列檢測及整數載波偏移估計方法，其中於絕對和計算中，可使用降取樣(downsample)來取得部分符碼期間(symbol period)的訊號點來做絕對和之計算，以作為決策量值，降低運算複雜度。
5. 如申請專利範圍第 4 項之 OFDM/OFDMA 無線通訊系統

之前置序列檢測及整數載波偏移估計方法，其中於絕對和計算中，可設定門檻值，並將部分完成的絕對和與門檻值比較，剔除不佳的候選序列，降低運算複雜度。

6. 如申請專利範圍第5項之OFDM/OFDMA無線通訊系統之前置序列檢測及整數載波偏移估計方法，其中上述之序列檢測方法，可用於IEEE 802.16e OFDMA/WiMAX(worldwide interoperability for microwave access,全球互通微波接取)下行訊號接收機中的整數載波偏移(integral CFO)估計，亦可用於其中的基地台識別碼(含基地台代碼IDcell及頻段碼)檢測，亦可用於兩者的共同檢測。
7. 如申請專利範圍第6項之OFDM/OFDMA無線通訊系統之前置序列檢測及整數載波偏移估計方法，其中可採用多階段的作法完成IEEE 802.16e OFDMA/WiMAX下行訊號接收機的同步與基地台識別，在第一階段中可使用循環前綴相關(CP correlation)方法來偵測符碼時間(symbol timing)及分數載波偏移量(fractional CFO)；在第二階段中做整數載波偏移及基地台識別碼之共同檢測；在整數載波偏移及基地台識別碼之共同檢測中，使用申請專利範圍第1項之頻域濾波法。
8. 如申請專利範圍第7項之OFDM/OFDMA無線通訊系統之前置序列檢測及整數載波偏移估計方法，其中可使

用邊界偵測技術來粗估整數載波偏移量，再藉由所提出的頻域濾波法完成確實的整數載波偏移及基地台識別碼檢測，如此可以降低所測試的整數載波偏移之數量。

9. 如申請專利範圍第 7 項之 OFDM/OFDMA 無線通訊系統之前置序列檢測及整數載波偏移估計方法，其中在邊界偵測中可以使用一階絕對和 (1-norm) 來近似二階絕對平方 (2-norm square)，如此可以免去後者計算中所需的乘法。
10. 如申請專利範圍第 1 項之 OFDM/OFDMA 無線通訊系統之前置序列檢測及整數載波偏移估計方法，其中該決策量值 (metric) 為最大相似性決策量值。

十一、圖式：

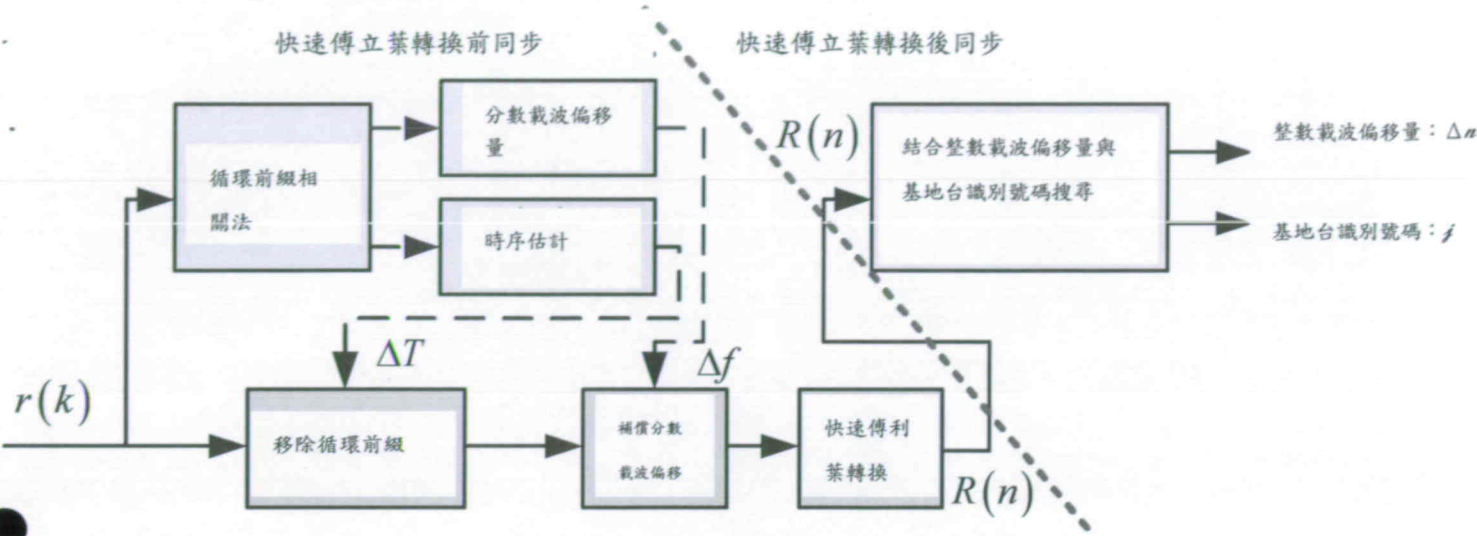


圖 1

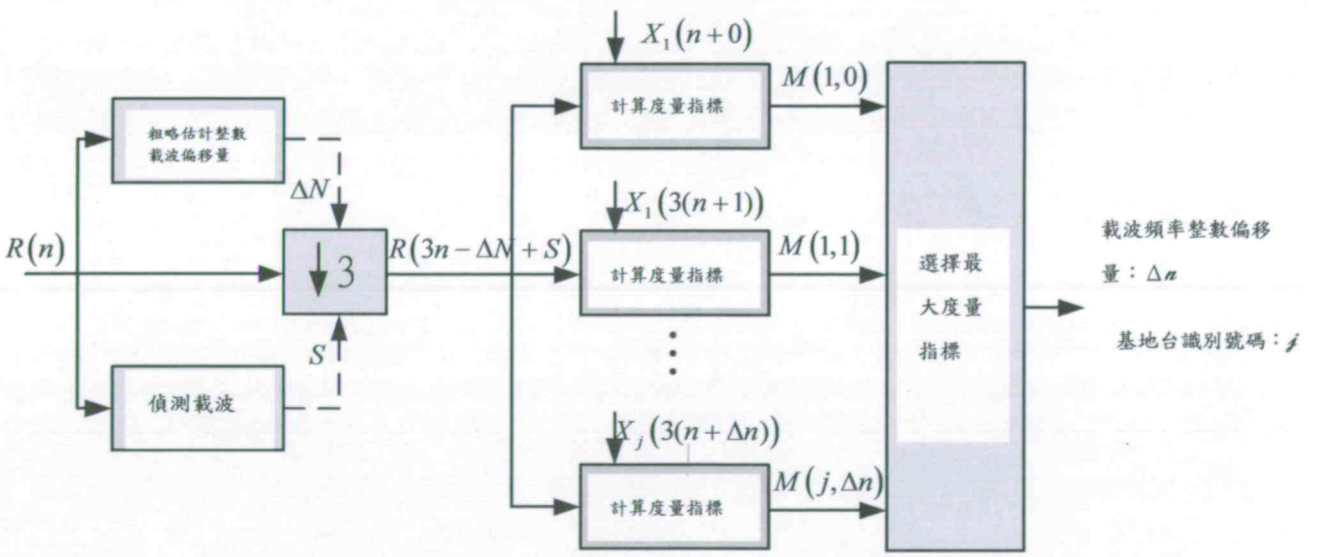


圖 2



圖 3