



(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 I426733 B

(45) 公告日：中華民國 103 (2014) 年 02 月 11 日

(21) 申請案號：099139252

(22) 申請日：中華民國 99 (2010) 年 11 月 15 日

(51) Int. Cl. : **H04J1/00 (2006.01)**(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

(72) 發明人：王海薇 WANG, HAI WEI (TW) ; 林 大衛 LIN, DAVID W. (US) ; 桑梓賢 SANG, TZU HSIEN (TW)

(74) 代理人：蔡清福

(56) 參考文獻：

US 2008/0063094A1

US 2008/0219371A1

US 2009/0003416A1

US 2010/0080178A1

審查人員：金煜舜

申請專利範圍項數：10 項 圖式數：9 共 0 頁

(54) 名稱

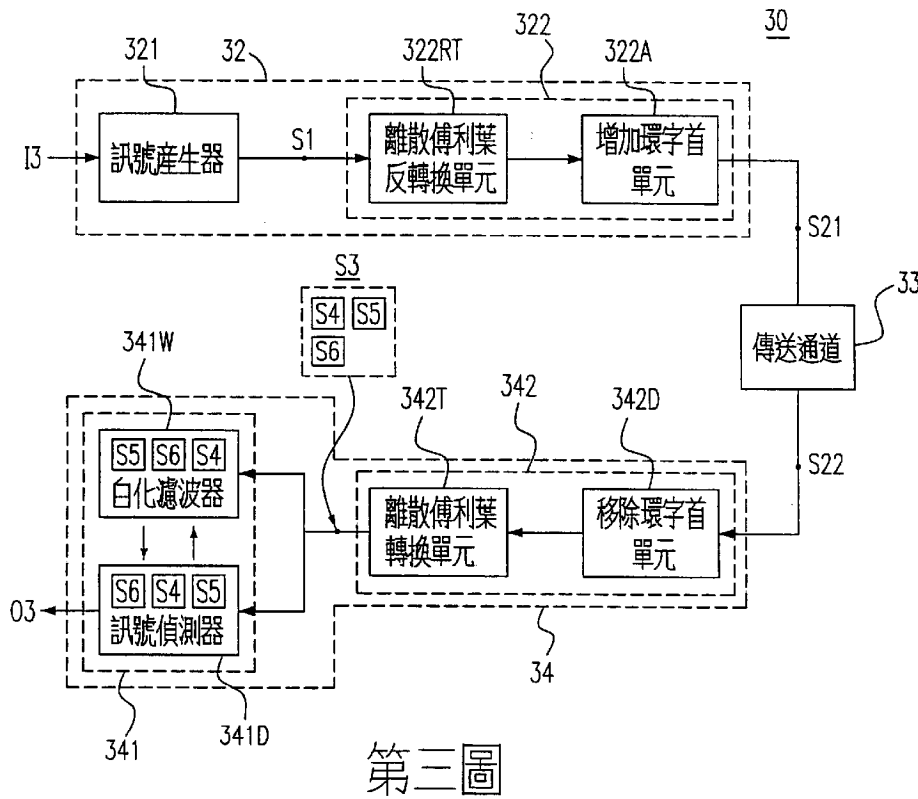
處理一分頻多工訊號之系統及方法

A SYSTEM AND METHOD FOR PROCESSING A FREQUENCY-DIVISION MULTIPLEXING SIGNAL

(57) 摘要

一種處理一分頻多工訊號的方法，該分頻多工訊號在通道上傳輸，且該方法包含接收該分頻多工訊號，其中該分頻多工訊號的各載波上存在一殘留的載波間干擾與一通道雜訊，且該殘留的載波間干擾來自時變通道或載波頻率漂移，並對該分頻多工訊號進行環字首移除和離散傅利葉轉換，以獲得一頻域訊號，並分析該頻域訊號以獲得該頻域訊號之相鄰載波上的該殘留的載波間干擾與該通道雜訊之相關函數統計特性，且根據該相關函數統計特性，對該分頻多工訊號進行一通訊訊號處理。

A method of processing a frequency-division multiplexing signal that transmits in time-varying channel includes receiving the frequency-division multiplexing signal, wherein each subcarrier has a channel noise and a intercarrier interference from the time-varying channel or carrier frequency shift, processing the deletion of the cyclic prefix and the discrete Fourier transformation upon the frequency-division multiplexing signal for getting the frequency domain signal, obtaining a plurality of second-order statistic of the intercarrier interference and the channel noise on the neighboring subcarriers through analyzing the frequency domain signal, and exerting a communication signal process with the plurality of second-order statistic.



- 30 . . . 正交分頻多工系統
- I3 . . . 傳送器輸入訊號
- O3 . . . 接收器輸出訊號
- 32 . . . 傳送器
- 34 . . . 接收器
- 33 . . . 傳送通道
- S1 . . . 傳送器頻域訊號
- S21 . . . 傳送器時域訊號
- S22 . . . 接收器時域訊號
- S3 . . . 接收器頻域訊號
- S4 . . . 主要訊號
- S5 . . . 殘留的載波間干擾
- S6 . . . 通道雜訊
- 321 . . . 訊號產生器
- 322、342 . . . 處理單元
- 322RT . . . 離散傅利葉反轉換單元
- 322A . . . 增加環字首單元
- 341 . . . 訊號偵測元件
- 342T . . . 離散傅利葉轉換單元
- 342D . . . 移除環字首單元
- 341W . . . 白化濾波器
- 341D . . . 訊號偵測器

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：99/39252

H04J1/00 (2006.01)

※申請日：99.11.15 ※IPC分類：

一、發明名稱：(中文/英文)

處理一分頻多工訊號之系統及方法/A system and method for processing a frequency-division multiplexing signal

二、中文發明摘要：

一種處理一分頻多工訊號的方法，該分頻多工訊號在通道上傳輸，且該方法包含接收該分頻多工訊號，其中該分頻多工訊號的各載波上存在一殘留的載波間干擾與一通道雜訊，且該殘留的載波間干擾來自時變通道或載波頻率漂移，並對該分頻多工訊號進行環字首移除和離散傅利葉轉換，以獲得一頻域訊號，並分析該頻域訊號以獲得該頻域訊號之相鄰載波上的該殘留的載波間干擾與該通道雜訊之相關函數統計特性，且根據該相關函數統計特性，對該分頻多工訊號進行一通訊訊號處理。

三、英文發明摘要：

A method of processing a frequency-division multiplexing signal that transmits in time-varying channel includes receiving the frequency-division multiplexing signal, wherein each subcarrier has a channel noise and a intercarrier interference from the time-varying channel or carrier frequency shift, processing the

deletion of the cyclic prefix and the discrete Fourier transformation upon the frequency-division multiplexing signal for getting the frequency domain signal, obtaining a plurality of second-order statistic of the intercarrier interference and the channel noise on the neighboring subcarriers through analyzing the frequency domain signal, and exerting a communication signal process with the plurality of second-order statistic.

四、指定代表圖：

(一)本案指定代表圖為：第(三)圖。

(二)本代表圖之元件符號簡單說明：

30：正交分頻多工系統

I3：傳送器輸入訊號

O3：接收器輸出訊號

32：傳送器

34：接受器

33：傳送通道

S1：傳送器頻域訊號

S21：傳送器時域訊號

S22：接收器時域訊號

S3：接收器頻域訊號

S4：主要訊號

S5：殘留的載波間干擾

S6：通道雜訊

321：訊號產生器

322、342：處理單元

322RT：離散傅利葉反轉換單元

322A：增加環字首單元

341：訊號偵測元件

342T：離散傅利葉轉換單元

342D：移除環字首單元

341W：白化濾波器

341D：訊號偵測器

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】

本發明是關於一種處理分頻多工訊號的方法及系統，特別是應用於正交分頻多工(OFDM)及單載波分頻多重進接(SC-FDMA)等運用時頻轉換觀念的通訊系統。

【先前技術】

請參閱第一圖，其為習知技術中正交分頻多工系統 10 的離散時間基頻等效模型的方塊示意圖，其中該正交分頻多工系統 10 包含一傳送器 12、一傳送通道 13、一接收器 14。該傳送器 12 接收一傳送器輸入訊號 I1，響應該傳送器輸入訊號 I1 而產生一傳送器時域訊號 S21，例如，該傳送器時域訊號 S21 是一時域訊號、一分頻多工訊號或一分頻多工時域訊號。該傳送器 12 包含一訊號產生器 121、一處理單元 122。該處理單元 122 包含一離散傅利葉反轉換單元 122RT 及一增加環字首單元 122A。而該接收器 14 包含一訊號偵測器 141、一處理單元 142。該處理單元 142 包含一離散傅利葉轉換單元 142T 及一移除環字首單元 142D。該處理單元 122 耦接於該訊號產生器 121，且響應該傳送器輸入訊號 I1 而產生該傳送器時域訊號 S21。傳送通道 13 響應該傳送器時域訊號 S21 而輸出一接受器時域訊號 S22。例如該接收器時域訊號 S22 是一時域訊號、一分頻多工訊號或一分頻多工時域訊號。接收器 14 接收該接收

器時域訊號 S22，且響應該接收器時域訊號 S22 而產生一接收器輸出訊號 O1。該處理單元 142 耦接於該傳送通道 13 並接收該接收器時域訊號 S22 且響應該接收器時域訊號 S22 而產生一接收器頻域訊號 S3。

一傳送器輸入訊號 I1 傳入該傳送器 12 中，且該傳送器輸入訊號 I1 經該訊號產生器 121 會產生具分頻多工的該傳送器頻域訊號 S1，該傳送器頻域訊號 S1 先後經過該離散傅利葉轉換單元 122RT 及該增加環字首單元 122A 的處理產生該傳送器時域訊號 S21，該傳送器時域訊號 S21 經該傳送通道 13 形成該接收器時域訊號 S22，並該接收器時域訊號 S22 傳送至該接收器 14，且具分頻多工之該接收器時域訊號 S22 先後經過該移除環字首單元 142D 和該離散傅利葉轉換單元 142T 的處理後產生該接收器頻域訊號 S3，而該接收器頻域訊號 S3 會傳至該訊號偵測元件 141 進行訊號處理，其中該接收器頻域訊號 S3 包含一主要訊號 S4、一殘留的載波間干擾 S5 和一通道雜訊 S6 所組成，該接收器頻域訊號 S3 傳至該訊號偵測元件 141 後並對該接收器頻率訊號 S3 進行一訊號偵測方法，該接收偵測方法包含最小平方誤差 (least squares)、最小均方誤差 (minimum mean-square error)、反覆的最小均方誤差 (iterative minimum mean-square error)、決定回授等化器 (decision-feedback equalization) 及最大可能序列估計 (maximum-likelihood sequence estimation, MLSE)。

例如，在正交分頻多工(OFDM)通訊系統下，載波頻率漂移或通道時變導致載波間干擾(inter-carrier interference, ICI)和訊號傳輸效能的衰減。當載波頻率非常高或用戶端移動速度很快時，此問題會特別地嚴重。對於該問題，我們可以透過觀察該傳送器和該接收器在正交分頻多工(OFDM)系統頻域上的數學關係而了解。

假設系統中的離散傅利葉轉換(DFT)的長度為 N ，則正交頻率多工(OFDM)之符碼(symbol)間隔內傳送訊號和接收訊號間的關係，如下公式(1)表示：

$$y = Hx + w$$

其中， x ：表示頻域中傳輸訊號樣本的 N -向量；

y ：表示頻域中接收訊號樣本的 N -向量；

H ：表示頻域中 $N \times N$ 的通道矩陣；及

w ：表示頻域中雜訊樣本的 N -向量。

在沒有載波間干擾(ICI)的情況下，該通道矩陣 H 係一對角矩陣；反之，在存有載波間干擾(ICI)的情況下，載波間干擾會使該通道矩陣 H 不再只有對角線方向有值，這種情形造成在正交分頻多工(OFDM)的訊號偵測變得很困難。

理論上，一個最佳的訊號偵測器應該考慮所有的載波間干擾項。但基於複雜度和穩健性的考量，通常僅有該通道矩陣 H 之主要項會被補償。由於該主要項通常集中於該通道矩陣 H 之主對角軸附近，故通道矩陣 H 基本上會呈現出一個帶

狀結構。

我們參考了 Jeon *et al.* 於參考文獻 [1](Won Gi Jeon, Kyung Hi Chang, Yong Soo Cho, "An Equalization Technique for Orthogonal Frequency-Division Multiplexing Systems in Time-Variant Multipath Channels", IEEE Transactions on Communications, Vol.47, No. 1, January 1999) 中考慮正規化最大都普勒頻率約 0.1 或更小，在這個情況下，短時間的通道變動可以假設是線性的，他提議利用一個對應通道矩陣帶狀結構的頻域等化器。Schniter 於參考文獻 [2](Philip Schniter, "Low-Complexity Equalization of OFDM in Doubly Selective Channels", IEEE Transactions on Signal Processing, Vol. 52, No. 4, April 2004) 中考慮正規化最大都普勒頻率到達級數為 1 的狀況，在這個情況下，載波間干擾在頻域展得更開，時域的視窗被推薦用來部分抵消時變通道的效應和縮減通道矩陣的頻寬，所以他使用一個遞迴的最小平方誤差法來偵測訊號。Rugini *et al.* 在參考文獻 [3](Luca Rugini, Paolo Banelli, Geert Leus, "Simple Equalization of Time-Varying Channels for OFDM", IEEE Communication Letters, Vol. 9, No. 7, July 2005) 中提議用區塊狀的線性最小均方誤差等化器來處理載波間干擾，這裡使用帶狀通道結構和通道自相關矩陣的三角分解來減少等化器複雜度。在參考文獻 [4](Shuichi Ohno, "Maximum Likelihood Inter-carrier Interference

suppression for Wireless OFDM with Null Subcarriers”)中提到在頻域使用 Viterbi MLSE 來處理載波間干擾，這裡帶狀的通道結構是用來限制演算法的複雜度。

然而，先前技術的訊號偵測方法係僅考慮載波間干擾(ICI)之少數主要項，並且以該載波間干擾(ICI)之少數主要項來逼近整個通道矩陣 H ，但在時變通道中使用該方式會導致一個無法化簡的位元錯誤率(BER)之誤差底(error floor)；反之，若考慮太多該通道矩陣中之載波間干擾次要項將會增加在收發器上的複雜度。因此，一個能改善訊號傳送及接收性能且兼具低複雜度的技術在通訊系統中是必需的。

【發明內容】

為了解決此問題，本發明提出一種處理一分頻多工訊號之系統及方法，該方法可應用於許多現存的訊號偵測方法，其係透過降低載波間干擾，以提升訊號接收及傳輸效能。此技術可用於運用時頻轉換觀念的通訊系統，如正交分頻多工(OFDM)及單載波分頻多重進接(SC-FDMA)等。

以正交分頻多工通訊系統為例，在正交分頻多工頻域的接收訊號，如下公式(2)表示：

$$Y_m = \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} X_k H_l^{(m-k)} e^{-j2\pi k l N} + W_m, 0 \leq m \leq N-1,$$

基於存在載波間干擾(ICI)的情況下，每一次載波之接收訊號樣本 Y_m 包含一訊號樣本 X_k 的一加權後線性組合，其中 $k =$

0~N-1，且該訊號樣本 X_k 係原本在傳送器上每個次載波中的訊號。現存用於減少載波間干擾之方法多僅考慮在該加權後線性組合中相當有限數量的項，所以現存的方法會導致一個無法化簡的位元錯誤率(BER)之誤差底(error floor)。

本發明之方法是利用能帶近似法(band approximation)將含有載波間干擾(ICI)的訊號劃分成三個部份，其中包含一主要訊號、一殘留的載波間干擾(residual ICI)以及一通道雜訊。透過公式逼近、理論推導和通道模擬的方法讓我們觀察到相鄰次載波之殘留的載波間干擾(residual ICI)具有高度的正規化相關性之統計特性，並且特別的是，我們可根據該統計特性將因考量接收器的複雜度而不得被捨棄之殘留的載波間干擾(residual ICI)項全部考慮進去。甚至，我們發現該相鄰次載波之殘留的載波間干擾(residual ICI)的正規化相關性在幾乎所有實際應用的系統參數下是不變的，該系統參數包含最大督普勒頻率位移(maximum Doppler shift)、多重路徑通道數據(multipath channel profile)、功率頻譜密度(power spectral density)、正交分頻多工系統之取樣週期(sampling period)、離散傅利葉轉換之長度(DFT size)、正交性分頻多工系統之符號週期(symbol period)以及平均傳送符號能(average transmitted symbol energy)。以上的發現說明了該相鄰次載波之殘留的載波間干擾(residual ICI)高度的正規化相關性和容易估計的特性非常適合應用於實際通訊系統接收。

利用該統計特性，透過針對殘留的載波間干擾(residual ICI)和通道雜訊進行白化處理的一接受器可以得到非常低的雜訊底(noise floor)，進而使通訊系統具有很好的傳輸性能，例如電腦模擬顯示採用最大可能序列估計(maximum-likelihood sequence estimation, MLSE)的接收器並且考慮上述白化處理用於該相鄰載波之殘留的載波間干擾(residual ICI)可以降低位元誤差率(BER)之誤差底(error floor) 數個級數(order)，可明顯看出利用該統計特性結合傳統接收偵測方法對於提升通訊系統之接收效能有很大的貢獻。再者，進行白化之接收處理後，可讓接收器估測一白化處理後的通道資訊參數，並且可藉閉迴路傳送控制機制回傳該白化處理後的通道資訊參數至一傳送器，再由該傳送器參考該白化處理後的通道資訊參數自行調整傳送的方式，以提升通訊系統之傳送效能。

本發明的第一構想在於提出一種處理一分頻多工訊號的方法，該分頻多工訊號在一通道上傳輸，且該方法包含接收該分頻多工訊號，其中該分頻多工訊號的各載波上存在著一殘留的載波間干擾與一通道雜訊，各載波上的該殘留的載波間干擾來自時變通道或載波頻率漂移，並對該分頻多工訊號進行環字首移除和離散傅利葉轉換，以獲得一連串頻域訊號，而後分析該頻域訊號以獲得該頻域訊號之相鄰載波上的該殘留的載波間干擾與該通道雜訊之複數個相關函數統計值，且根據該複數個相關函數統計值，對該分頻多工訊號進行一通訊訊號處理。

本發明的第二構想在於提出一種分頻多工通訊系統，包含一通道及一接受器，該通道，用以傳送一分頻多工訊號，該分頻多工訊號的各載波上存在著一殘留的載波間干擾與一通道雜訊，而該接收器，自該分頻多工訊號中獲得一頻域訊號，並根據該頻域訊號之相鄰載波上的該殘留的載波間干擾與該通道雜訊之複數個相關函數統計值，對該分頻多工訊號進行一通訊訊號處理以改善通訊效能。

【實施方式】

在過去的技术中通常該殘留的載波間干擾會被忽視而形成雜訊，以致於干擾訊號偵測，進而導致無法解決的誤差底(error floor)。由於我們發現該殘留的載波間干擾具有相關性之特性，透過此特性我們針對該殘留的載波間干擾進行白化處理，進而改善訊號傳輸的效能。

以下就本發明一實施例方法之數學推導並搭配圖示之第一圖進行說明。例如，在正交分頻多工(OFDM)通訊系統中，一傳送器時域訊號S21與一接收器時域訊號S22間的數學關係如下公式(3)：

$$y_n = \sum_{l=0}^{L-1} h_{n,l} x_{n-l} + w_n$$

其中，L：表示多重路徑的數量

$h_{n,l}$ ：表示在時間n時第l路徑的複數增益

w_n ：表示在時間n時複數加性白色高斯雜訊

我們假設環字首的長度是足以包含通道脈衝響應(channel impulse response, CIR)的長度 $(L-1)T_{sa}$ ，其中 T_{sa} 表取樣週期。

在正交分頻多工(OFDM)通訊系統中離散傅利葉轉換域的一接收器頻域訊號 S_3 和一傳送器頻域訊號 S_1 之數學關係如下公式(4)：

$$Y_m = \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{l=0}^{L-1} X_k H_l^{(m-k)} e^{-j2\pi k l N} + W_m, 0 \leq m \leq N-1$$

其中， w_m ：表示 w_m 經離散傅利葉轉換後的值

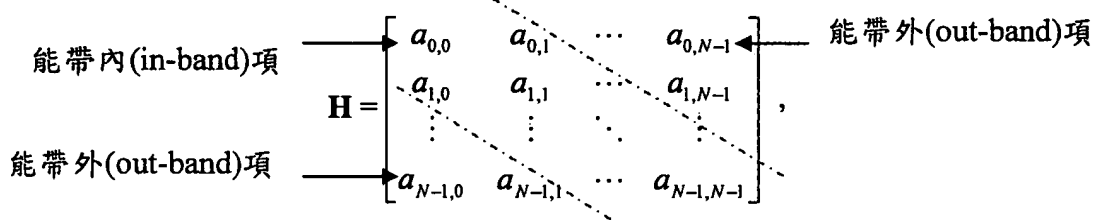
$H_l^{(k)}$ ：係第 l 個路徑的頻率擴展函數，由公式(5)表示：

$$H_l^{(k)} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} h_{n,l} e^{-j2\pi k n / N}$$

針對時變通道，在缺乏載波間干擾情形下， $H_l^{(k)}$ 會消失， $\forall k \neq 0$ 。將公式(4)轉換成向量矩陣的形式而以公式(6)表示：

$$y = Hx + w$$

其中， $y = [Y_0, \dots, Y_{N-1}]'$ ， $x = [X_0, \dots, X_{N-1}]'$ ， $w = [W_0, \dots, W_{N-1}]'$ ，以及



其中 H 代表一通道矩陣，而 $a_{m,k} = \sum_{l=0}^{L-1} H_l^{(m-k)} e^{-j2\pi k l N}$ ， $a_{m,k}$ 代表 X_k

對接收訊號第 m 個次載波的貢獻係數。

傳統的接收器之設計是根據一能帶近似法 (band approximation) 的觀念，其中利用以單邊頻寬 K 為單位的對稱近似法劃分處理範圍，也就是於 $|(m-k)\%N| > K$ 範圍內的 $a_{m,k} =$

0，其中 K 是非零整數以及 $\%$ 是模數運算。因此，在實際信號偵測時，對通道矩陣 H 進行能帶近似法會使每個次載波資料最多只能考慮 $2K$ 個最近的載波間干擾項，所指的是上述通道矩陣 H 中兩虛線所包圍劃分出的區塊，稱為能帶內(in-band)項，而此能帶內項即是上述所指的該主要訊號 S_4 。而 $2K$ 個以外的載波間干擾，也就是能帶內(in-band)項以外的區塊，我們稱為能帶外(out-band)項，也就是上述所指的該殘留的載波間干擾 S_5 ，而導致無法解決的誤差底。使通道矩陣 H 只保有對角軸附近之主要的項 $a_{m,k}$ 而忽略能帶外項並且對通道矩陣 H 進行能帶近似法，如此一來，可能在系統中會形成雜訊而干擾信號偵測。雖然利用該方法有機會可以解決接收器設計的問題，但是會導致無法解決的誤差底。

為了解決此問題，在本發明中我們利用 $2K$ 以外的載波間干擾(defined as residual ICI)的相關性去增強訊號偵測。為了方便起見，下面我們會用 n 以代表 $n\%N$ 。為了簡化，考慮廣義平穩非相關散射 (wide-sense stationary uncorrelated scattering, WSSUS) 通道，由公式(7)表示：

$$E\{h_{n,l}h_{n-q,l-m}^*\} = \sigma_l^2 r_l(q)\delta(m)$$

其中， σ_l^2 ：表示第 l 個通道路徑增益的變異量

$r_l(q)$ ：表示第 l 個正規化的通道路徑相關函數，此處

$$r_l(0) = 1$$

$\delta(m)$ ：表示克氏函數 (Kronecker delta function)

為了便利，我們假設 $\sum_l \sigma_l^2 = 1$ ，此外我們假設該通道具有雷利衰退(Rayleigh fading)，因此，如以下公式(8)表示：

$$r_l(q) = J_0(2\pi f_d T_{sa} q)$$

其中， $J_0(\cdot)$ ：表示第一類的零級貝索函數(Bessel function)

f_d ：表示最大多普勒頻率

假設一個接收演算法設計用以處理 $2K$ 個最近的相鄰的載波間干擾。我們可以將公式(4)劃分成 能帶內(in-band)項和該能帶外(out-band)項。此處該能帶外項定義為該殘留的相鄰載波干擾 S_5 ，以公式(9)作表示為：

$$Y_m = \sum_{k=m-K}^{m+K} \sum_{l=0}^{L-1} H_l^{(m-k)} e^{-j2\pi l k N} X_k + \underbrace{\sum_{k \in [m-K, m+K]} \sum_{l=0}^{L-1} H_l^{(m-k)} e^{-j2\pi l k N} X_k}_{\equiv c_m} + W_m.$$

相對應於公式(9)，可另以公式(10)及公式(11)表示：

$$Y_m = \sum_{k=m-K}^{m+K} a_{m,k} X_k + c_m + W_m, \text{ 及 } c_m = \sum_{k \in [m-K, m+K]} a_{m,k} X_k,$$

其中， c_m 係指該殘留的載波間干擾 S_5 。由公式(9)可知，該接收器頻域訊號 S_3 可分為該主要訊號 S_4 、該殘留的載波間干擾 S_5 及該通道雜訊 S_6 。當 N 很大時，我們可以根據中央極限定理將該殘留的載波間干擾 S_5 假設為高斯分布。由公式(11)可推出的相關函數，以公式(12)表示：

$$\begin{aligned} & E[c_m c_{m+r}^*] \\ &= E_s \times \sum_{\substack{k \in [m-K, m+K] \\ \cup [m+r-K, m+r+K]}} \sum_{l=0}^{L-1} E[H_l^{(m-k)} H_l^{(m+r-k)*}] \end{aligned}$$

$$= E_s \delta(r) - \frac{E_s}{N^2} \times \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{n'=0}^{N-1} J_0(2\pi f_d T_{sa}(n-n')) e^{j2\pi n' r N} \times \sum_{\substack{k \in \{m-K, m+K\} \\ \cup \{m+r-K, m+r+K\}}} e^{j2\pi(n-n')(k-m)/N}$$

其中， r 係一整數，而 E_s 係一傳送的符碼能，以及我們假設 X_k 係白訊號(white)。

請參閱第二圖(a)~(c)，其分別為以不同頻寬 K 之殘留的載波間干擾之正規化相關函數 $\frac{E[c_m c_{m+r}^*]}{E[|c_m|^2]}$ 的座標圖。例如，第二圖(a)~(c)係假設 $r_l(q) = J_0(2\pi f_d T_{sa} q)$ 並透過上述公式(12)之該殘留的載波間干擾的相關函數進行正規化運算，其中離散傅利葉轉換之長度為 128、次載波間距 f_s 為 10.94 kHz，以及取樣週期 T_{sa} 為 $1/(Nf_s)$ ，這些參數有些取自行動式全球互通微波存取(Wimax)。我們分別以不同的頻寬 $K=0, 1$ 及 2 進行模擬。由第二圖(a)可觀察到座標圖上包含正規化曲線 L21a 及 L22a、第二圖(b)可觀察到座標圖上包含正規化曲線 L21b、L22b、L23b、L24b、L25b 和 L26b 以及第二圖(c)可觀察到座標圖上包含正規化曲線 L21c、L22c、L23c、L24c 和 L25c。第二圖(a)中的正規化曲線 L21a 和 L22a 分別代表 $r=1$ 和 $r=2$ ，並可明顯被觀察出該殘留的載波間干擾與該通道雜訊的正規化相關值已超過 0 且 L21a 甚至高達 0.6，故可判定在頻寬 K 為 0 情形下之該殘留的載波間干擾與該通道雜訊具有高度自相關性。相同地，第二圖(b)中的正規化曲線 L21b、L22b、L23b、L24b、L25b 和 L26b 分別代表 $r=1, r=2, r=3, r=4, r=5$ 和 $r=6$ ，並可明顯被觀察到該殘留的載波間干擾與該通道雜訊的正規化相關值已

超過 0 且 L21b 甚至高達 0.78，故可判定在頻寬 K 為 1 情形下之該殘留的載波間干擾與該通道雜訊具有高度自相關性。第二圖(c)中的正規化曲線 L21c、L22c、L23c、L24c 和 L25c 分別代表 $r=1$ 、 $r=2$ 、 $r=3$ 、 $r=4$ 和 $r=5$ ，可明顯被觀察到該殘留的載波間干擾與該通道雜訊的正規化相關值是超過 0 且 L21c 甚至高達 0.84，故可判定在頻寬 K 為 2 情形下之該殘留的載波間干擾與該通道雜訊具有高度自相關性。

透過上述三個例子和座標圖可知相鄰載波間的殘留的載波間干擾相關函數具極高度自相關(autocorrelation)性，且此高度自相關性明顯地有利用來消除殘留的載波間干擾的價值，因此，我們直覺地對該殘留的載波間干擾加上該通道雜訊進行一白化處理。更有趣的是，我們觀察到該正規化的自相關函數

$\frac{E[c_m c_{m+r}^*]}{E[|c_m|^2]}$ 並幾乎不受最大督普勒頻率的數值變動影響，在公式

(12)的參數中，最大督普勒頻率位移(f_d)和分頻多工之取樣週期(T_{sa})僅以連乘積的型態出現，所以導致在公式(12)中的任何數值變動是無法被區分是來自最大都普勒頻率位移(f_d)的數值變動或是分頻多工之取樣週期(T_{sa})數值變動所造成的。由此可推知正規化自相關函數的數值也幾乎不受該分頻多工之取樣週期(T_{sa})數值變動影響。此外，由公式(12)亦可以知道正規化自相關函數並不受通道概觀所影響。我們也注意到正規化自相關函數並不受離散傅利葉轉換之長度 N 及平均傳送符號能

(E_s)的影響。總結，在頻寬 K 決定後，此正規化自相關函數 $\frac{E[c_m c_{m+r}^*]}{E[|c_m|^2]}$ 的實際數值幾乎就已決定。此正規化自相關函數中的複數參數的變動幾乎不影響此正規化自相關函數的實際數值，該複數參數包含一最大督普勒頻率位移(f_d)、一功率頻譜密度、一多重路徑通道概觀、一分頻多工之取樣週期(T_{sa})、一離散傅利葉轉換之長度、一分頻多工之符號週期以及一平均傳送符號能(E_s)。

下列的數學導証將證明殘留的載波間干擾的高自相關性和殘留載波間干擾的自相關函數對各種系統參數不變的特性可以推廣到其他種類的衰退通道。因此上述之結論可以廣泛應用於無線通訊。

考慮對每一個路徑 l 的 $h_{n,l}$ 進行線性逼近, 多項式展開如下之公式(13)：

$$h_{n,l} \approx \bar{h}_l + \left(n - \frac{N-1}{2} \right) s_l$$

例如，我們可以讓 $\bar{h}_l = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} h_{n,l}$ 且選擇 s_l 用來最小化逼近 $h_{n,l}$ 所產生的均方誤差，一旦選定了 \bar{h}_l 和 s_l ，我們可以獲得如下：

$$H_l^{(k)} \approx \begin{cases} \bar{h}_l, & k=0, \\ \frac{-s_l}{1 - e^{-j2\pi k/N}}, & k=1, \dots, N-1. \end{cases}$$

藉由取代公式(12)，我們可獲得公式(14)如下：

$$E[c_m c_{m+r}^*] \approx E_s \times E \left[\sum_{l=0}^{L-1} |s_l|^2 \right] \times \sum_{\substack{k \in [-K, K] \cup [-K-r, K-r] \\ @\rho(K, r, N)}} \frac{1}{(1 - e^{-j2\pi k/N})(1 - e^{j2\pi(k+r)/N})}$$

從上面我們可以了解正規化後的殘存載波間干擾只和 K 、 N 有關，而其他參數會在正規化時被消掉；當 N 很大時，正規化後的殘存載波間干擾基本上就是數值 $\rho(K, r, N) / \rho(K, 0, N)$ ，由以下公式 (15) 和公式(16)可知， $\rho(K, r, N) / \rho(K, 0, N)$ 值和 N 無關，因為 N 會被消去。

$$\rho(K, r, N) = \rho_0(r, N) - \rho_1(K, r, N) \quad (15)$$

其中，

$$\rho_0(r, N) \approx \begin{cases} \frac{N^2}{12}, & r = 0, \\ \frac{N^2}{2\pi^2 r^2}, & r \neq 0, \end{cases}$$

$$\rho_1(K, r, N) = \sum_{k \in \{-K, K\} \setminus \{-K-r, K-r\} \setminus \{0, -r\}} \frac{N^2}{4\pi^2 k(k+r)} \quad (16)$$

由上面的公式，我們舉一個例子，當 $r=1$ 時

$$\frac{E[c_m c_{m+1}^*]}{E[|c_m|^2]} \approx \frac{\rho(K, 1, N)}{\rho(K, 0, N)} \approx \frac{1 - \sum_{k=1}^K 1/[k(k+1)]}{\pi^2/6 - \sum_{k=1}^K 1/k^2} = \frac{1/(K+1)}{\pi^2/6 - \sum_{k=1}^K 1/k^2}$$

列舉 $K=0 \sim 2$ ，可以得到數值分別為 0.6079, 0.7753 和 0.8440 用來對照 L21a、L21b 和 L21c，合乎理論值和通道模擬值。

事實上，雖然前面第二圖(a)和第二圖(b)之數值分析和通道模擬只考慮了雷利衰退(Rayleigh fading) 通道模型，但是這裡的公式逼近可以證明高自相關性和殘留載波間干擾的自相關值對各種系統參數不變的特性可以推廣到所有其他種類的衰退通道。因此可以廣泛應用於無線通訊。

以下列舉可能應用方法，例如，我們可以於接收系統中接收資料後做相鄰載波殘留的載波間干擾相關性處理再平均來估測 $E[c_m c_{m+1}^*]$ 以判斷回授的資料，配合上述公式 $\frac{E[c_m c_{m+1}^*]}{E[|c_m|^2]} = \frac{\rho(K,1,N)}{\rho(K,0,N)}$ 為一定值，即可求得各載波殘留的載波間干擾平均功率 $E[|c_m|^2]$ 。反之亦然，估測 $E[|c_m|^2]$ ，即可求相鄰載波殘留的載波間干擾正規化前相關係數 $E[c_m c_{m+r}^*]$ ， $r = 1, 2$ 和 $3\dots$ 。承前，我們可以更進一步於接收系統中接收後以判斷回授的資料做各載波殘留的載波間干擾 $E[|c_m|^2]$ 加通道雜訊的功率估測，配合公式，可求得通道雜訊功率。有了通道雜訊功率、各載波殘留的載波間干擾平均功率 $E[|c_m|^2]$ 、相鄰載波殘留的載波間干擾正規化前相關係數 $E[c_m c_{m+r}^*]$ ，這三種參數就可以組合出該頻域訊號之相鄰載波上的該殘留的載波間干擾與該通道雜訊之複數個相關函數統計值。

請參閱第三圖，其為本發明一最佳實施例所提的針對殘留的載波間干擾加通道雜訊進行通訊訊號處理之正交分頻多工系統 30 的離散時間基頻等效模型的方塊示意圖，其中正交分頻多工系統 30 包含一傳送器 32、一傳送通道 33 及一接收器 34。該傳送器 32 接收一傳送器輸入訊號 I3，響應該傳送器輸入訊號 I3 而產生一傳送器時域訊號。例如，該傳送器時域訊號是一時域訊號、一分頻多工訊號或一分頻多工時域訊號。該傳送器 32 包含一訊號產生器 321 和一處理單元 322。

該處理單元 322 包含一離散傅利葉反轉換單元 322RT 及一增加環字首單元 322A。該接受器 34 包含一處理單元 342 和一訊號偵測元件 341，該處理單元 342 包含一離散傅利葉轉換單元 342T 和一移除環字首單元 342D，其中該訊號偵測元件 341 包含一訊號偵測器 341D 和一白化濾波器 341W。處理單元 322 耦接於訊號產生器 321，且響應該傳送器輸入訊號 I3 而產生一傳送器時域訊號 S21。該傳送通道 33 響應該傳送器時域訊號 S21 而輸出一接受器時域訊號 S22。例如，該接受器時域訊號 S22 是一時域訊號、一分頻多工訊號或一分頻多工時域訊號。該接收器 34 接收該接收器時域訊號 S22，且響應該接受器時域訊號 S22 而產生一接受器輸出訊號 O3。處理單元 342 耦接於該傳送通道 33 並接收該接收器時域訊號 S22，且響應該接收器時域訊號 S22 而產生一接收器頻域訊號 S3。

該傳送器輸入訊號 I3 傳入該傳送器 32 中，且該傳送器輸入訊號 I3 經該訊號產生器 321 會產生具分頻多工的該傳送器頻域訊號 S1，該傳送器頻域訊號 S1 先後經過該離散傅利葉反轉換單元 322RT 及該增加環字首單元 322A 的處理產生該傳送器時域訊號 S21，而該傳送器時域訊號 S21 經該傳送通道 33 形成該接收器時域訊號 S22，並該接受器時域訊號 S22 傳送至該接收器 34，且分頻多工接收器時域訊號 S22 先後經過該移除環字首單元 342D 和該離散傅利葉轉換單元

342T 的處理後產生該接收器頻域訊號 S3，而該接受器頻域訊號 S3 會傳至該訊號偵測元件 341 進行訊號處理。其中該接收器頻域訊號 S3 包含一主要訊號 S4、一殘留的載波間干擾 S5 以及一通道雜訊 S6。該接受器頻域訊號 S3 會傳至該訊號偵測器 341D，進行一接收偵測方法，其中該接收偵測方法包含最小平方法 (least square)、最小均方誤差 (minimum mean-square error)、反覆的最小均方誤差 (iterative minimum mean-square error)、決定回授等化處理 (decision-feedback equalization) 及最大可能序列估計 (maximum-likelihood sequence estimation, MLSE)。

另外，該白化濾波器 341W 透過分析該接收器頻域訊號 S3 而獲得該殘留的載波間干擾 S5 與該通道雜訊 S6 之一相關函數統計值，故根據該相關函數統計值決定白化濾波器係數，同時該白化濾波器 341W 會與該訊號偵測器 341D 結合進行訊號處理後而產生一接收器輸出訊號 O3。

在本實施例中我們採用其中該接收偵測方法，利用以最大可能序列估計 (MLSE) 為基礎的技術去闡述針對該殘留的載波間干擾 S5 加上該通道雜訊 S6 進行白化處理的好處。為了簡化處理過程，我們使用以邊長為 $2q+1$ 的視窗作區塊式的白化處理，而不直接對整個序列執行白化處理。以一個區塊部分重疊另一區塊的方式作白化處理。以下就本發明一實施例方法之數學推導進行說明，採用第 m 個次載波中的 $2q+1$

個接收器頻域訊號 S_3 的一向量，如下公式(17)：

$$\mathbf{y}_m = [Y_{m-q} \cdots Y_m \cdots Y_{m+q}]' = \mathbf{H}_m \mathbf{x}_m + \mathbf{w}_m$$

其中， $\mathbf{x}_m = [X_{m-p} \cdots X_m \cdots X_{m+p}]'$ ，且 p 為整數； \mathbf{H}_m 係頻寬 K 中一通道矩陣 H 的一個子矩陣 $(2q+1) \times (2p+1)$ ，且 \mathbf{w}_m 包含在公式(4)或公式(6)中所有右手邊(right-hand-side)項，並與 Y_k 相關，其中 $m-q < k < m+q$ ，而該 Y_k 在 $\mathbf{H}_m \mathbf{x}_m$ 中不會出現。含 \mathbf{w}_m 的成分是一環狀對稱複數高斯函數。 \mathbf{K}_w 表示該含 \mathbf{w}_m 的正規化共變異矩陣。它的數值能藉由理論、電腦模擬或已測得資料中求取。先前所提的對殘留的載波間干擾加上雜訊 \mathbf{w}_m 作區塊式的白化處理可由公式(18)表示：

$$\mathbf{y}_m \equiv \underbrace{\mathbf{K}_w^{-\frac{1}{2}} \mathbf{H}_m}_{\tilde{\mathbf{H}}_m} \mathbf{X}_m + \underbrace{\mathbf{K}_w^{-\frac{1}{2}} \mathbf{w}_m}_{\tilde{\mathbf{w}}_m}$$

其中， \mathbf{y}_m 左乘 $\mathbf{K}_w^{-\frac{1}{2}}$ 即代表白化濾波器 341W 的功能，且 $\mathbf{K}_w^{-\frac{1}{2}}$ 表示法並不唯一。例如，考慮 \mathbf{K}_w 的奇異值分解(singular value decomposition, SVD)，使 $\mathbf{K}_w = \mathbf{U} \Sigma \mathbf{U}^H$ ，其中 \mathbf{U} 是一個公正矩陣且 Σ 是一個對角值為正的對角矩陣。我們可使 $\mathbf{K}_w^{-\frac{1}{2}} = \mathbf{U} \Sigma^{-\frac{1}{2}} \mathbf{U}^H$ ，其中 $\Sigma^{-\frac{1}{2}}$ 其對角元素等於 Σ^{-1} 對角元素的均方根。運用最大近似值(maximum likelihood, ML)原則來偵測，如下公式(19)表示：

$$\hat{\mathbf{x}}_m = \arg \min_{\mathbf{x}_m} \|\tilde{\mathbf{y}}_m - \tilde{\mathbf{H}}_m \mathbf{x}_m\|^2.$$

我們要進行以最大可能序列估計為基礎的接收偵測方法，為了降低複雜度，我們將視 $\tilde{\mathbf{w}}_m$ 為相互獨立，即使 $\tilde{\mathbf{w}}_m$ 在最

好的情況下可能只是接近獨立，但， $m = 0, \dots, N-1$ 。而公式(20)是基於傳送訊號序列而去觀察接收訊號序列的一條件機率密度函數表示如下：

$$f(\tilde{y}_0, \tilde{y}_1, \dots, \tilde{y}_{N-1} | x_0, x_1, \dots, x_{N-1}) = f(\tilde{w}_0, \tilde{w}_1, \dots, \tilde{w}_{N-1}) = \prod_{n=0}^{N-1} f(\tilde{w}_n)$$

經過這樣的近似，這個條件機率密度函數可以遞迴求算，所以維特比(Viterbi)演算法便可以運用來化簡計算複雜度，由公式(21)表示：

$$\Lambda_k \equiv \log f(\tilde{w}_0, \tilde{w}_1, \dots, \tilde{w}_{N-1}) = \Lambda_{k+1} + \log f(\tilde{y}_k - \tilde{H}_k x_k), k = 1, \dots, N-1$$

在忽略不影響訊號序列偵測的共通項後，在維特比(Viterbi)演算法中我們可使用 $\|\tilde{y}_k - \tilde{H}_k x_k\|^2$ 取代 $\log f(\tilde{y}_k - \tilde{H}_k x_k)$ 當做分支路徑值(branch metric)。藉由不同 q 、 p 及 K 的選擇我們可以達成複雜度和效能間的取捨。例如，考慮該設定為 $K=1$ 和 $q=1$ 且當 $p=1$ 時，我們可得

$$\mathbf{H}_m = \begin{pmatrix} a_{m-1,m-1} & a_{m-1,m} & 0 \\ a_{m,m-1} & a_{m,m} & a_{m,m+1} \\ 0 & a_{m-1,m} & a_{m-1,m+1} \end{pmatrix}, \mathbf{K}_w |_{SNR\infty} = \begin{bmatrix} 1.785 & 1.16 & 1.16 \\ 1.16 & 1 & 1.16 \\ 1.16 & 1.16 & 1.785 \end{bmatrix}$$

而當 $p=2$ 時，我們可得

$$\mathbf{H}_m = \begin{pmatrix} a_{m-1,m-2} & a_{m-1,m-1} & a_{m-1,m} & 0 & 0 \\ 0 & a_{m,m-1} & a_{m,m} & a_{m,m+1} & 0 \\ 0 & 0 & a_{m-1,m} & a_{m-1,m+1} & a_{m-1,m+2} \end{pmatrix}, \mathbf{K}_w |_{SNR\infty} = \begin{bmatrix} 1 & 0.775 & 0.645 \\ 0.775 & 1 & 0.775 \\ 0.645 & 0.775 & 1 \end{bmatrix}$$

其中，在 $\mathbf{K}_w |_{SNR\infty}$ 中的相關值是不包含雜訊在內之殘留的載波間干擾。

以下是利用本發明之方法搭配最大可能序列估計法進行

電腦模擬，基於不同的情況所呈現出的效能座標圖，用以解釋本發明之方法對於通訊系統之接收及傳送訊號效能具有極大的貢獻。

我們假設該接收器 34 獲得頻寬為 K 之能帶內的理想通道矩陣值(亦即主要訊號)和該殘留的載波間干擾加該通道雜訊之共變異矩陣 \mathbf{K}_w 。 \mathbf{K}_w 事先用電腦模擬通道估測。除了對殘留的載波間干擾加雜訊進行白化處理的最大可能序列估計之外，我們也加入提供匹配濾波邊界(MFB)當成性能下限來比較。該匹配濾波邊界(MFB)是由事先消去能帶 K 外之殘留的載波間干擾再用最大可能序列估計法來接收獲得。在此接收中，接收器使用理想通道矩陣。

例如，請參閱第四圖(a)和第四圖(b)，其為分別在不同的通道下以本發明之方法搭配最大可能序列估計法進行電腦模擬後之效能座標圖。例如在離散傅利葉轉換之長度為 128、取樣週期為 714.1 ns、次載波間距為 10.94 kHz 以及 QPSK 調變方法情況下，第四圖(a)係在 COST 207 6-tap TU 通道中及第四圖(b)係在 3-tap SUI-4 通道中，選擇 $K=p=q=1$ ，以不同的訊號雜訊比(SNR)為 28 dB、45 dB 和無限大來進行比較，其中水平軸之最大多普勒頻率位移最高達到 3500Hz 可對應載波頻率移動速度乘積(carrier frequency-mobile speed product)到 3780 GHz-km/h。共變異矩陣 \mathbf{K}_w 在每一模擬情況下已事先利用電腦模擬方式計算出。效能曲線 L41 是在利用該發明之方法在訊號

雜訊比為 28 dB 情形下之結果、效能曲線 L42 是在利用該發明之方法在訊號雜訊比為 45 dB 情形下之結果以及效能曲線 L43 是在利用該發明之方法在訊號雜訊比為無限大情形下之結果。邊界曲線 M1 代表在訊號雜訊比為 28 dB 且 $K=1$ 下的匹配濾波邊界(MFB)曲線和邊界曲線 M2 代表在訊號雜訊比為 45 dB 且 $K=1$ 下的匹配濾波邊界(MFB)曲線。由第四圖(a)和第四圖(b)比較可看出即使在不同的通道特性利用本發明之方法其效能是相對不變的，代表本發明適用於各種不同特性的通道，而不僅限於特殊例子。

例如，請參閱第五圖(a)和第五圖(b)，其為分別在不同的通道及不具雜訊下比較本發明之方法和未針對殘留的載波間干擾進行白化處理之傳統方法的效能座標圖。例如在離散傅利葉轉換之長度為 128、取樣週期為 714.1 ns、次載波間距為 10.94 kHz、訊號雜訊比為無限大以及 QPSK 調變方法情況下，第五圖(a)係在 COST 207 6-tap TU 通道中及第五圖(b)係在 3-tap SUI-4 通道中，選擇 $K=q=1$ ，第五圖(a)和第五圖(b)皆包含一效能曲線 L51、一效能曲線 L52 和一效能曲線 L53，其中該效能曲線 L51 為未針對殘留的載波間干擾進行白化處理之傳統方法的效能結果、該效能曲線 L52 為在 $p=2$ 之情形下進行本發明之方法的效能結果，及該效能曲線 L53 為在 $p=1$ 之情形下進行本發明之方法的效能結果。各別由第五圖(a)和第五圖(b)皆可觀察到與該未針對殘留的載波間干擾進行白化處理之傳

統方法相比較，該本發明之方法在位元誤差率(BER)之誤差底上很明顯的下降數個階級(order)，由此可知本發明之方法對於提升通訊系統之接收及傳送訊號效能具有極大的貢獻。

由第五圖(a)和第五圖(b)可知，不但接收訊號效能的明顯提升，且此接收方法可發掘時變通道的時間分集(time diversity)，意指在應用此接收方法下，隨著最大都普勒頻率漂移的上升，效能隨之上升，上述可由第四圖(a)和第四圖(b)可知。這表示本接收方法非常有效地抑制了殘留的載波間干擾，性能改善趨勢逼近匹配濾波邊界(MFB)最佳接收性能。這是合理硬體複雜度的限制下，一般傳統非白化接收方法所做不到的。所以我們可以更進一步加入閉迴路通道品質參數回授(Close loop CQI feedback)或通道偵聽(Channel Sounding)等閉迴路傳送控制機制來提供傳送器，將白化後的通道資訊參數、最大督普勒頻率位移或殘留的載波間干擾平均功率當作通道品質參數(CQI)，用以使傳送器了解接收品質，以提升傳送器傳送訊號之效能。這又是另一個應用。

在本發明中，我們觀察到在移動時變通道中之各載波上的殘留的載波間干擾具有高度的自相關性，甚至，在單邊帶狀通道頻寬 K 決定後，正規化自相關函數的實際數值幾乎就已決定。此正規化自相關函數中的複數參數的變動幾乎不影響此正規化自相關函數的實際數值，該複數參數包含一最大督普勒頻率位移(f_d)、一功率頻譜密度、一多重路徑通道概觀、一分頻

多工之取樣週期(T_{sa})、一離散傅利葉轉換之長度、一分頻多工之符號週期以及一平均傳送符號能(E_s)。所以該相鄰次載波之殘留的載波間干擾(residual ICI)高度的正規化相關性和容易估計的特性非常適合應用於實際通訊系統接收。

因此，此相關性可與許多不同的訊號偵測系統結合對該殘留的載波間干擾進行白化處理並且產生更好的訊號偵測效能。我們示範以最大可能序列估計之方法進行訊號偵測，針對該殘留的載波間干擾加上該通道雜訊進行白化處理的技術比起僅以少數主要的載波間干擾項進行訊號處理的技術更可降低載波間干擾所引起的誤差底。藉此技術我們可以提升接收訊號之效能，由於接收訊號效能的提升，更進一步可加入閉迴路通道品質參數回授或通道偵聽等閉迴路傳送控制機制方法來提供傳送器白化後的通道狀態、最大督普勒頻率位移或是殘留的載波間干擾平均功率，來提供傳送器了解接收品質可提升傳送器傳送訊號之效能。

實施例：

1. 一種處理一分頻多工訊號的方法，該分頻多工訊號在一通道上傳輸，且該方法包含下列步驟：
 - (a) 接收該分頻多工訊號，其中該分頻多工訊號的各載波上存在著一殘留的載波間干擾與一通道雜訊，各載波上的該殘留的載波間干擾來自時變通道或載波頻率漂移；
 - (b) 對該分頻多工訊號進行環字首移除和離散傅利葉轉

換，以獲得一連串頻域訊號；

- (c) 分析該頻域訊號以獲得該頻域訊號之相鄰載波上的該殘留的載波間干擾與該通道雜訊之複數個相關函數統計值；以及
 - (d) 根據該複數個相關函數統計值，對該分頻多工訊號進行一通訊訊號處理。
2. 根據實施例 1 所述之方法，其中該分頻多工訊號為正交分頻多工、正交分頻多工存取、單載波頻域均衡及單載波分頻多工之其中之一。
3. 如申請專利範圍第 1 項之方法，更包含下列步驟：
- (e) 進行該通訊訊號處理時，其中該通訊訊號處理包含進行一白化處理或求取該相關函數統計值經運算處理後的一通道資訊參數
4. 根據實施例 1 所述之方法，更包含下列步驟：
- (e) 進行該通訊訊號處理時，對該頻域訊號進行一接收偵測方法，且將該通訊訊號處理與該接收偵測方法結合處理。
5. 根據實施例 4 所述之方法，其中該接收偵測方法為最小平方方法(least square)、反覆的最小均方誤差、決定回授等化處理及最大可能序列估計之其中之一。
6. 根據實施例 1 所述之方法，更包含下列步驟：
- (e) 提供一接收器，用以進行該通訊訊號處理，且該通訊訊號處理包含提供一閉迴路傳送控制機制方法。

7. 根據實施例 1 所述之方法，更包含下列步驟：

(e) 提供一傳送器，用以進行該通訊訊號處理，且該通訊訊號處理包含提供一通道偵聽控制機制方法。

8. 根據實施例 1 所述之方法，更包含下列步驟：

(c1) 對該頻域訊號之相鄰載波上的該殘留的載波間干擾之相關函數統計特性進行正規化運算以獲得數值為 0 至 1 間的一正規化相關函數，求算該正規化相關函數時，視該正規化相關函數對複數個參數的至少一參數變動保持不變，且該複數參數包括最大督普勒頻率位移、多重路徑通道概觀、功率頻譜密度、分頻多工之取樣週期、離散傅利葉轉換之長度、以及一分頻多工之符號週期。

(c2) 利用該正規化自相關函數以獲得該頻域訊號之相鄰載波上的該殘留的載波間干擾與該通道雜訊之複數個相關函數統計值、該殘留的載波間干擾平均功率、該通道雜訊平均功率、該頻域訊號相鄰載波上的殘留的載波間干擾正規化前的相關係數至少其中之一。

9. 一種分頻多工通訊系統，包含：

一通道，用以傳送一分頻多工訊號，該分頻多工訊號的各載波上存在著一殘留的載波間干擾與一通道雜訊；以及

一接收器，自該分頻多工訊號中獲得一頻域訊號，並根據該頻域訊號之相鄰載波上的該殘留的載波間干擾與該通道雜

訊之複數個相關函數統計值，對該分頻多工訊號進行一通訊訊號處理，其中該通訊訊號處理包含進行白化處理或求取該複數個相關函數統計值經運算處理後的一通道資訊參數。

10. 根據實施例 9 所述之分頻多工通訊系統，更包含：

一傳送器，根據閉迴路傳送控制機制方法來獲得該頻域訊號之相鄰載波上的該殘留的載波間干擾與該通道雜訊之該複數個相關函數統計值、該複數個相關函數統計值經運算處理後的該通道資訊參數、最大督普勒頻率位移或是殘留的載波間干擾平均功率至少其一來調整傳送該分頻多工訊號的至少一方法，該至少一方法包括一傳送天線陣列配置方法、一調變方法、一預先編碼方法、一編碼方法、一離散傅利葉的長度之調整及一環字首的長度之調整。

以上所述係利用較佳實施例詳細說明本案，而非限制本案的範圍，因此熟知此技藝的人士應能明瞭，適當而作些微的改變與調整，仍將不失本案之要義所在，亦不脫離本案之精神和範圍，故都應視為本案的進一步實施狀況。

【圖式簡單說明】

第一圖為習知技術中正交分頻多工系統的離散時間基頻等效模型的方塊示意圖；

第二圖(a)~(c)其分別為以不同頻寬 K 之殘留的載波間干擾之

正規化相關函數 $\frac{E[c_m c_{m+r}^*]}{E[|c_m|^2]}$ 的座標圖;

第三圖為本發明一最佳實施例所提的針對殘留的載波間干擾加通道雜訊進行通訊訊號處理之正交分頻多工系統的離散時間基頻等效模型的方塊示意圖;

請參閱第四圖(a)和第四圖(b)，其為分別在不同的通道下以本發明之方法搭配最大可能序列估計法進行電腦模擬後之效能座標圖;及

第五圖(a)和第五圖(b)為分別在不同的通道及不具雜訊下比較本發明之方法和未針對殘留的載波間干擾進行白化處理之傳統方法的效能座標圖。

【主要元件符號說明】

10、30、60：正交分頻多工系統

I1、I3：傳送器輸入訊號

O1、O3：接收器輸出訊號

12、32、62：傳送器

14、34、64：接受器

13、33、63：傳送通道

61：回饋通道

S1：傳送器頻域訊號

S21：傳送器時域訊號

S22：接收器時域訊號

S3：接收器頻域訊號

S4：主要訊號

S5：殘留的載波間干擾

S6：通道雜訊

S7：通道資訊

121、321：訊號產生器

122、142、322、342：處理單元

122RT、322RT：離散傅利葉反轉換單元

122A、322A：增加環字首單元

141、341：訊號偵測元件

142T、342T：離散傅利葉轉換單元

142D、342D：移除環字首單元

341D：訊號偵測器

341W：白化濾波器

L41、L42、L43、L51、L52、L53：效能曲線

M1、M2：邊界曲線

L21a、L22a、L21b、L22b、L23b、L24b、L25b、L26b、L21c、

L22c、L23c、L24c 和 L25c：正規化曲線

七、申請專利範圍：

1. 一種處理一分頻多工訊號的方法，該分頻多工訊號在一通道上傳輸，且該方法包含下列步驟：
 - (a) 接收該分頻多工訊號，其中該分頻多工訊號的各載波上存在著一殘留的載波間干擾與一通道雜訊，各載波上的該殘留的載波間干擾來自時變通道或載波頻率漂移；
 - (b) 對該分頻多工訊號進行環字首移除和離散傅利葉轉換，以獲得一連串頻域訊號；
 - (c) 分析該頻域訊號以獲得該頻域訊號之相鄰載波上的該殘留的載波間干擾與該通道雜訊之複數個相關函數統計值；以及
 - (d) 根據該複數個相關函數統計值，使用一總和形式的對數概似函數對該分頻多工訊號進行一通訊訊號處理。
2. 如申請專利範圍第 1 項所述之方法，其中該分頻多工訊號為正交分頻多工、正交分頻多工存取、單載波頻域均衡及單載波分頻多工之其中之一。
3. 如申請專利範圍第 1 項之方法，更包含下列步驟：
 - (e) 進行該通訊訊號處理時，其中該通訊訊號處理包含進行一白化處理或求取該相關函數統計值經運算處理後的一通道資訊參數。
4. 如申請專利範圍第 1 項所述之方法，更包含下列步驟：
 - (e) 進行該通訊訊號處理時，對該頻域訊號進行一接收偵

測方法，且將該通訊訊號處理與該接收偵測方法結合處理。

5. 如申請專利範圍第 4 項所述之方法，其中該接收偵測方法為最小平方法(least square)、最小均方誤差、反覆的最小均方誤差、決定回授等化器及最大可能序列估計之其中之一。
6. 如申請專利範圍第 1 項所述之方法，更包含下列步驟：
 - (e) 提供一接收器，用以進行該通訊訊號處理，且該通訊訊號處理包含提供一閉迴路傳送控制機制方法。
7. 如申請專利範圍第 1 項所述之方法，更包含下列步驟：
 - (e) 提供一傳送器，用以進行該通訊訊號處理，且該通訊訊號處理包含提供一通道偵聽控制機制方法。
8. 如申請專利範圍第 1 項所述之方法，更包含下列步驟：
 - (c1) 對該頻域訊號之相鄰載波上的該殘留的載波間干擾之相關函數統計特性進行正規化運算以獲得數值為 0 至 1 間的一正規化相關函數，求算該正規化相關函數時，視該正規化相關函數對複數個參數的至少一參數變動保持不變，且該複數參數包括最大督普勒頻率位移、多重路徑通道概觀、功率頻譜密度、分頻多工之取樣週期、離散傅利葉轉換之長度、以及一分頻多工之符號週期；以及
 - (c2) 利用該正規化自相關函數以獲得該頻域訊號之相鄰

載波上的該殘留的載波間干擾與該通道雜訊之複數個相關函數統計值、該殘留的載波間干擾平均功率、該通道雜訊平均功率、該頻域訊號相鄰載波上的殘留的載波間干擾正規化前的相關係數至少其中之一。

9. 一種分頻多工通訊系統，包含：

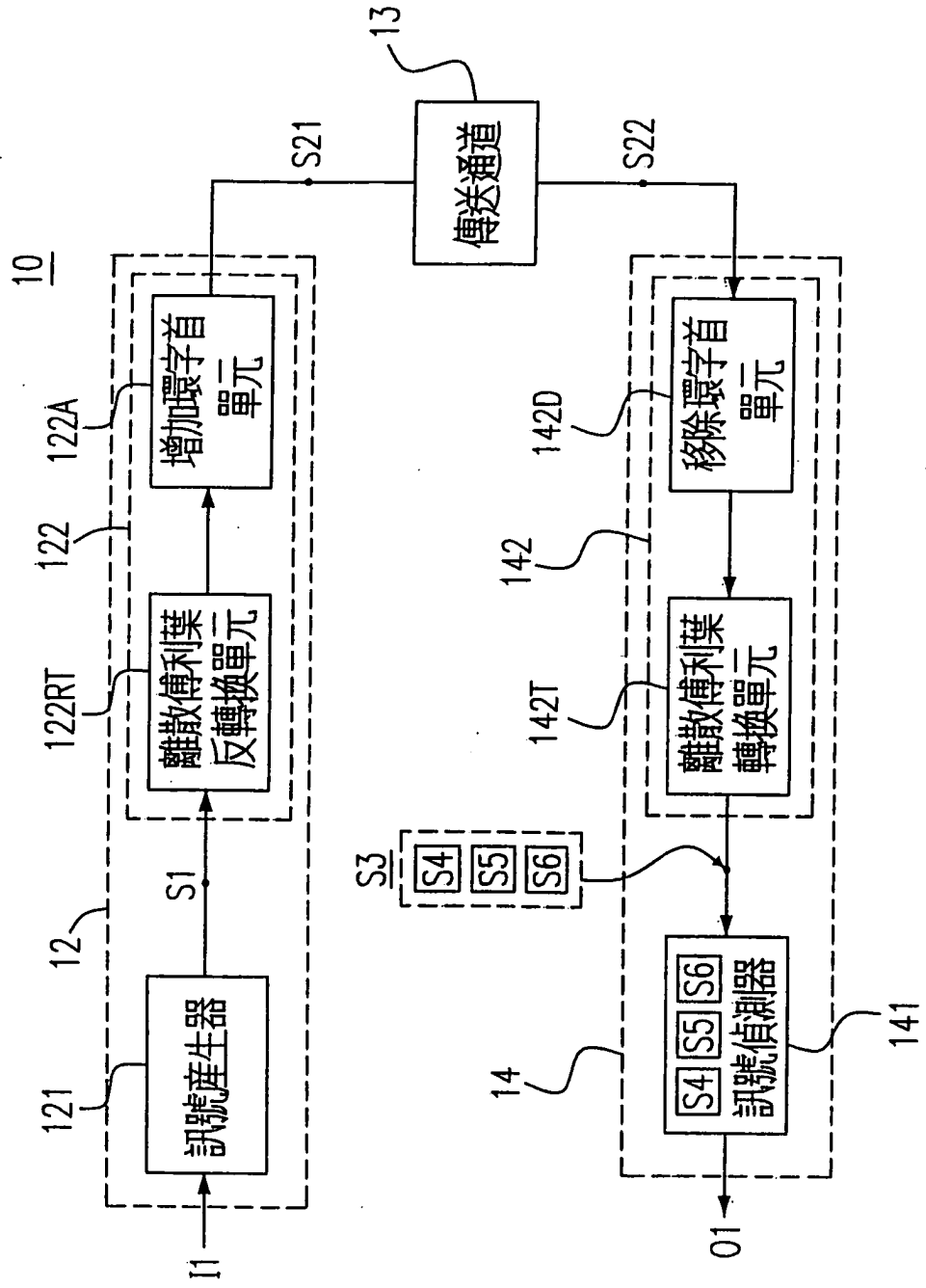
一通道，用以傳送一分頻多工訊號，該分頻多工訊號的各載波上存在著一殘留的載波間干擾與一通道雜訊；以及一接收器，自該分頻多工訊號中獲得一頻域訊號，並根據該頻域訊號之相鄰載波上的該殘留的載波間干擾與該通道雜訊之複數個相關函數統計值，對該殘留的載波間干擾與該通道雜訊進行一通訊訊號處理，其中該通訊訊號處理包含進行白化處理。

10. 如申請專利範圍第 9 項所述之分頻多工通訊系統，更包含：

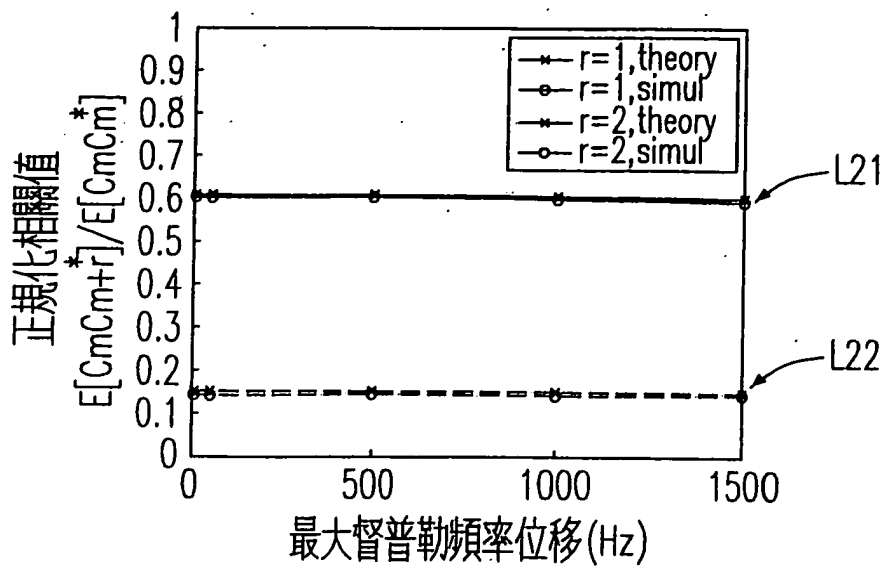
一傳送器，根據閉迴路傳送控制機制方法來獲得該頻域訊號之相鄰載波上的該殘留的載波間干擾與該通道雜訊之該複數個相關函數統計值、該複數個相關函數統計值經運算處理後的該通道狀態參數、最大督普勒頻率位移或是殘留的載波間干擾平均功率至少其一來調整傳送該分頻多工訊號的至少一方法，該至少一方法包括一傳送天線陣列配置方法、一調變方法、一預先編碼方法、一編碼方法、一離散傅利葉的長度之調整及一環字首的長度之調

整。

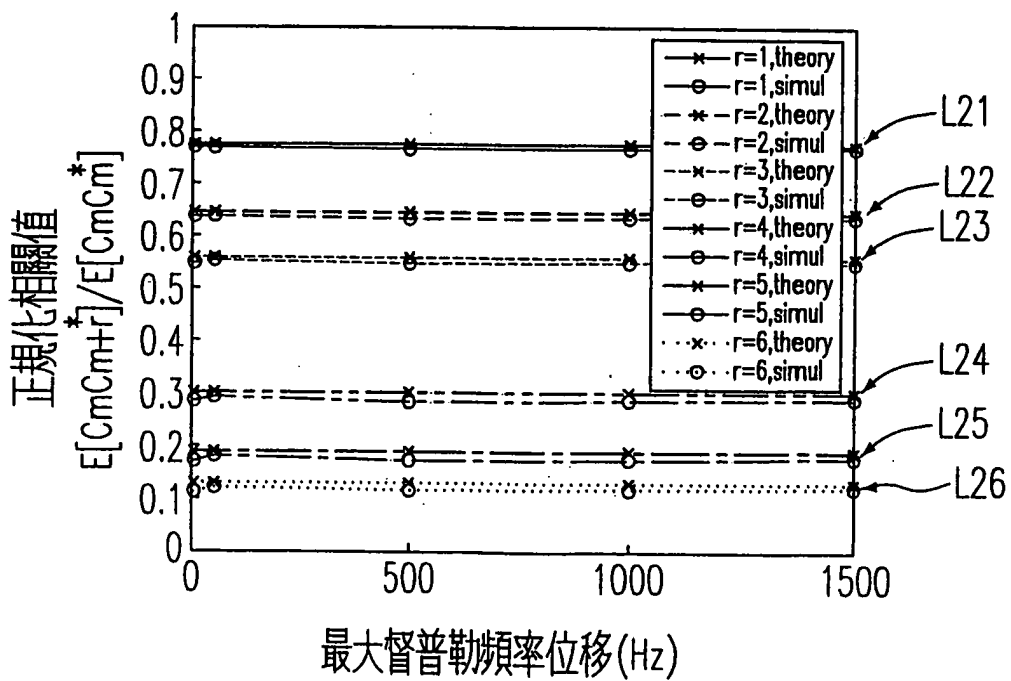
八、圖式：



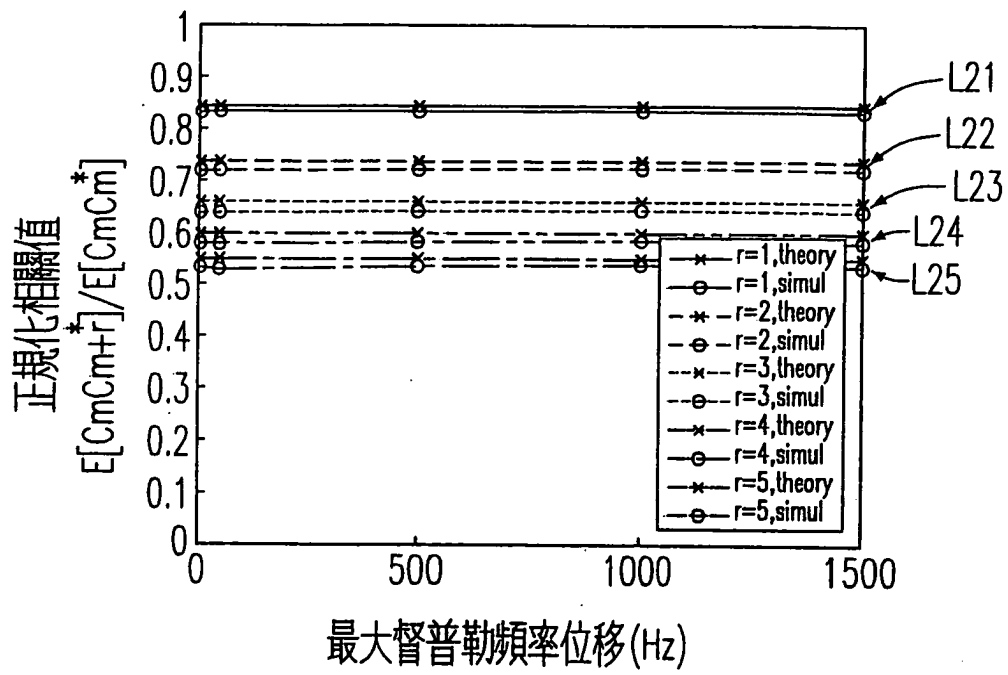
第一圖



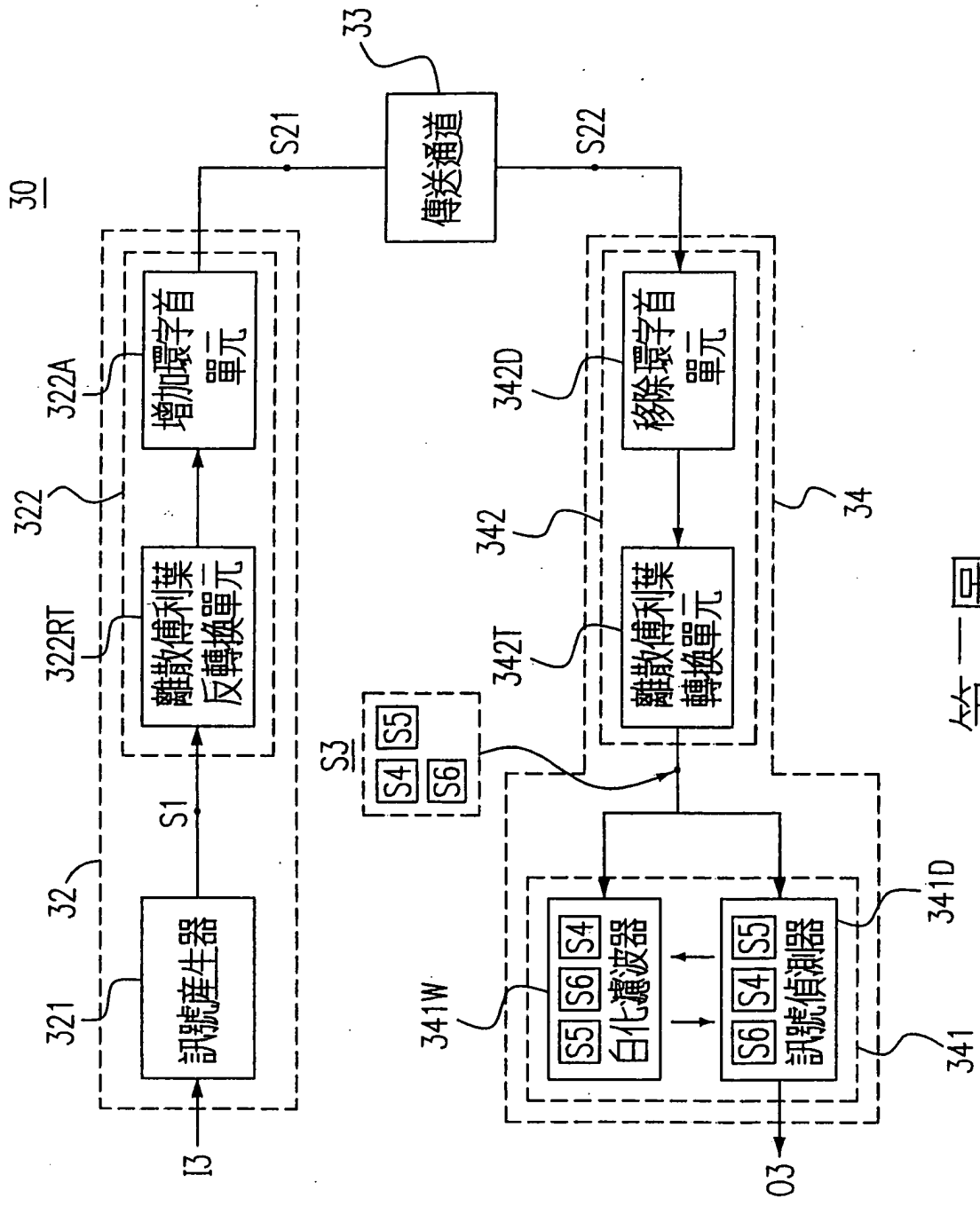
第二圖(a)



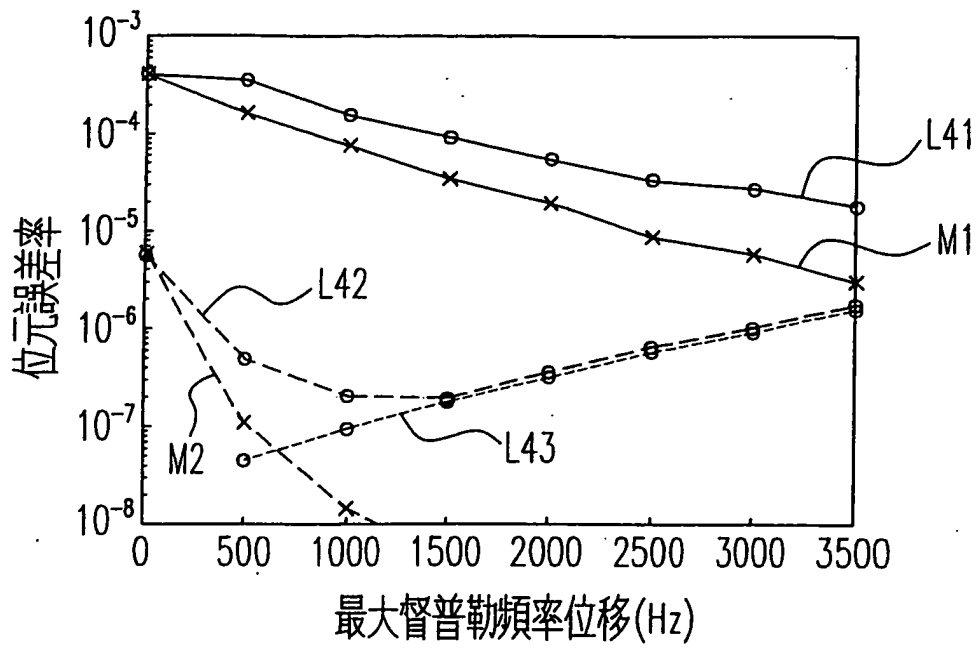
第二圖(b)



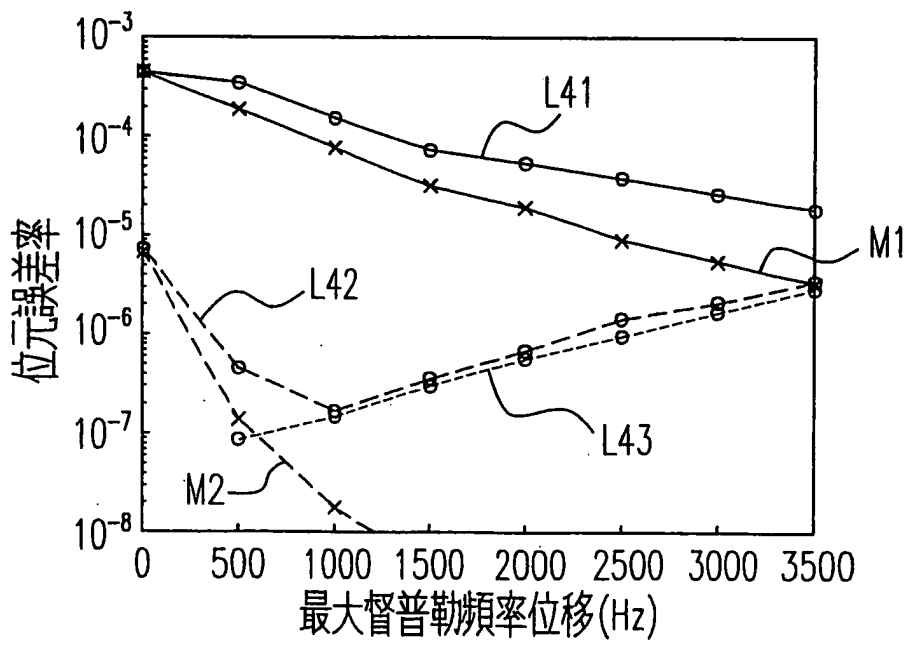
第二圖(c)



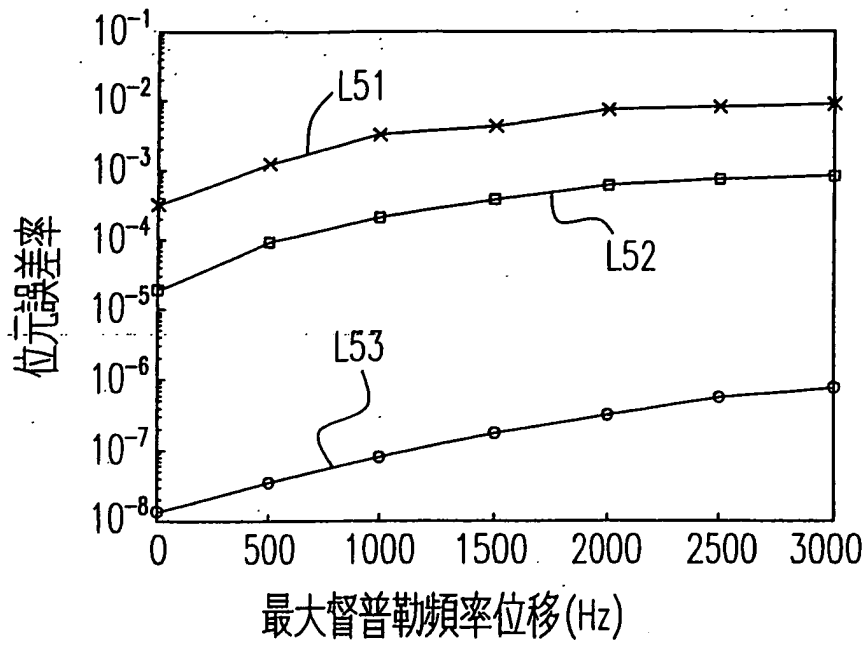
第三圖



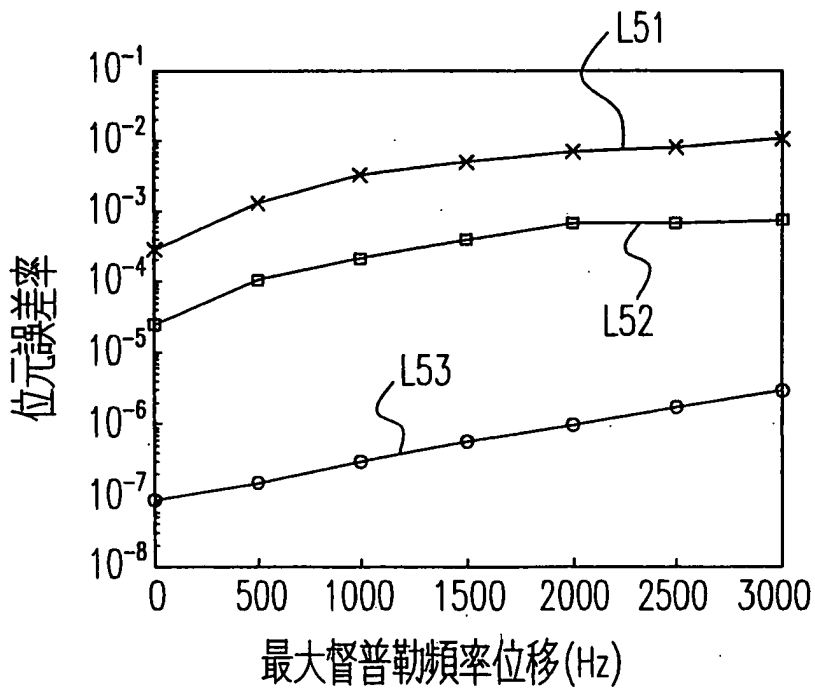
第四圖(a)



第四圖(b)



第五圖(a)



第五圖(b)