

(21)申請案號：102115315

(22)申請日：中華民國 102 (2013) 年 04 月 29 日

(51)Int. Cl. : H04L27/26 (2006.01)

H04B15/02 (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：桑梓賢 SANG, TZU HSIEN (TW) ; 林欣德 LIN, HSIN DE (TW)

(74)代理人：蔡清福

申請實體審查：有 申請專利範圍項數：10 項 圖式數：3 共 18 頁

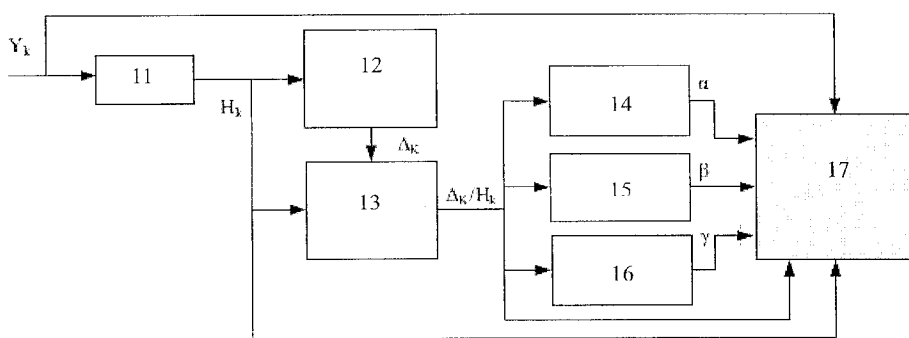
(54)名稱

用於正交分頻多工系統之載波間干擾消除之方法與系統

METHODS AND SYSTEMS FOR INTER-CARRIER INTERFERENCE CANCELLATION IN OFDM-BASED SYSTEMS

(57)摘要

分頻正交多工系統在高速移動下，子載波間會互相干擾，造成嚴重的效能衰退。文獻上所提出的解決方法，在其複雜度或是實現可能性上都有所侷限。此發明著眼如何在降低複雜度的同時也考量實際規格中的限制。我們提出一種對於個別子載波依照其干擾程度，使用不同複雜度的干擾消除之適應性架構。且大多數常見的干擾消除方法皆可應用在此架構中。另外，我們也提出一種簡單且容易實現的子載波互相干擾程度之度量。其度量的機率分布不隨通道功率時延譜變動，只隨移動的程度有所改變，故能適用於各種不同之通道。



- 11：信道估算
- 12： H_k 與前一個 H_k 的差異計算
- 13：計算一 ICI 指標
- 14：FIR 濾波器(α)
- 15：FIR 濾波器(β)
- 16：FIR 濾波器(γ)
- 17：PB ICI 等化器

CE：信道估計

H_k ：CFR 的第 k 個子載波

Y_k ：訊號的第 k 個子載波

Δ_k ：OFDM 碼元的第 k 個子載波與前一個 OFDM 碼元的第 k 個子載波的差異

第1圖

發明摘要

※ 申請案號：102115315

※ 申請日：102. 4. 29

※ IPC 分類：H04L 27/26 (2006.01)

H04B 15/02 (2006.01)

【發明名稱】(中文/英文)

一種用於正交分頻多工系統之載波間干擾消除之方法與系統/METHODS AND SYSTEMS FOR INTER-CARRIER INTERFERENCE CANCELLATION IN OFDM-BASED SYSTEMS

【中文】

分頻正交多工系統在高速移動下，子載波間會互相干擾，造成嚴重的效能衰退。文獻上所提出的解決方法，在其複雜度或是實現可能性上都有所侷限。此發明著眼如何在降低複雜度的同時也考量實際規格中的限制。我們提出一種對於個別子載波依照其干擾程度，使用不同複雜度的干擾消除之適應性架構。且大多數常見的干擾消除方法皆可應用在此架構中。另外，我們也提出一種簡單且容易實現的子載波互相干擾程度之度量。其度量的機率分布不隨通道功率時延譜變動，只隨移動的程度有所改變，故能適用於各種不同之通道。

【英文】

Inter-carrier interference (ICI) is a serious problem to OFDM-based systems in high-speed motion. Many techniques had been developed to mitigate ICI; some offer superb performance, while various implementation issues restrict their deployment. Cost-effective methods with decent performance for industrial standards are still of great interests. In this invention, a per-subcarrier adaptive framework which can incorporate most existing ICI cancellation methods is

proposed for mobile devices to achieve much better tradeoff between performance and computational complexity. A simple measure is devised to indicate the severity of ICI on each sub-carrier, and proper ICI cancellation strategies can be chosen for different sub-carriers accordingly.

【代表圖】

【本案指定代表圖】：第 1 圖。

【本代表圖之符號簡單說明】：

1 1	信道估算
1 2	H_k 與前一個 H_k 的差異計算
1 3	計算一 ICI 指標
1 4	FIR 濾波器(α)
1 5	FIR 濾波器(β)
1 6	FIR 濾波器(γ)
1 7	PB ICI 等化器
Y_k	訊號的第 k 個子載波
CE	信道估計
H_k	CFR 的第 k 個子載波
Δ_k	OFDM 碼元的第 k 個子載波與前一個 OFDM 碼元的第 k 個子載波的差異

【本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式】：

無

proposed for mobile devices to achieve much better tradeoff between performance and computational complexity. A simple measure is devised to indicate the severity of ICI on each sub-carrier, and proper ICI cancellation strategies can be chosen for different sub-carriers accordingly.

【代表圖】

【本案指定代表圖】：第 1 圖。

【本代表圖之符號簡單說明】：

1 1	信道估算
1 2	H_k 與前一個 H_k 的差異計算
1 3	計算一 ICI 指標
1 4	FIR 濾波器(α)
1 5	FIR 濾波器(β)
1 6	FIR 濾波器(γ)
1 7	PB ICI 等化器
Y_k	訊號的第 k 個子載波
CE	信道估計
H_k	CFR 的第 k 個子載波
Δ_k	OFDM 碼元的第 k 個子載波與前一個 OFDM 碼元的第 k 個子載波的差異

【本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式】：

無

發明專利說明書

(本說明書格式、順序，請勿任意更動)

【發明名稱】 用於正交分頻多工系統之載波間干擾消除之方法與系統
METHODS AND SYSTEMS FOR INTER-CARRIER
INTERFERENCE CANCELLATION IN OFDM-BASED SYSTEMS

【技術領域】

【0001】 本發明為一個可適應性地調整近似帶狀載波間干擾 (Inter-carrier interference, ICI) 通道矩陣的子載波的帶寬並依該載波間干擾的嚴重程度選擇適當的策略處理該載波間干擾之每個子載波的方法，可解決在高速行動中的無線移動通信系統的傳輸性能限制的問題。

【先前技術】

【0002】 先進的正交分頻多工多重存取移動通信系統，如 LTE 和 WiMAX，必須滿足實現更高的頻譜效率以及具有能力在惡劣的環境中運作的挑戰。一般來說，在這樣的系統中的高頻譜效率是通過緊緊地壓縮子載波到一個有限的帶寬而實現，這又意味著，當運作在具有高速流動性的情況下，例如，在一個每小時時速 350 公里的高速列車車廂中使用 LTE 手機，信道表現出快衰落和信號會經歷在一個 OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) 符號內的信道變異。因此，傳輸模式的信道頻率回應 (Channel Frequency Response, CFR) 矩陣不再是對角的，而非在對角線上的子載波項會造成嚴重的載波間干擾。如果不及時處理，ICI 會有嚴重的性能退化。因此，ICI 是一個嚴重的問題，限制了在高速行動中的無線移動通信系統的傳輸性能。

【0003】 大部分現有的消除載波間干擾的技術方法是基於建立一個系統模型以獲得一個非對角線 ICI 信道矩陣，獲得 ICI 的信道矩陣後，這些方法用不同的代數方程式嘗試解決該非對角線 ICI 信道矩陣，這些方法可分為兩個類別。第一類別為基於線性濾波器的方法，而第二類別為具有非線性程序的方法。一般來說，第二類別的方法有更好的性能及更高的計算複

雜性與成本。這兩個類別的出發點皆是通過非對角線 ICI 信道矩陣建立一個系統模型再做逆矩陣計算以處理 ICI，無論是用線性或非線性的算法，皆為建議替換載波間干擾的信道矩陣為一個具有固定帶寬的帶狀近似矩陣，以減少計算的複雜性。

【0004】 但這些基於固定帶寬的帶狀近似矩陣的方法在性能和複雜度之間的折衷無法達到令人滿意的效果。如果所替換的載波間干擾的信道矩陣帶寬的寬度過小，計算成本降低卻可能遭受性能損失，但如果帶寬寬度過大，計算成本無法節省或是沒有獲得有意義的減少計算複雜性。因真實情況中，由多普勒效果引起的載波間干擾（ICI），很難獲得於每個子載波上準確估計的信道頻率回應（CFR）的單一帶寬，因其各個子載波之帶寬不一，尤其是在高速情況下，子載波的帶寬變大，有可能高於設定的固定帶寬，因此性能遭到損失。如低於設定的帶寬，則有龐大且浪費的計算成本。另一方面，在訊號快速衰弱的环境下，即使有完美的 CFR 估計，ICI 可能會導致系統性能的嚴重退化因其計算的成本太高。這些因素導致不正確的判定接收的符號，從而提供給用戶劣化的信號品質。

【0005】 然而，到目前為止還沒有現有技術提出可自適應性調節近似 ICI 信道矩陣的子載波帶寬。其結果是，所有基於帶狀近似的載波間干擾的信道矩陣的方法遭受嚴重的性能損失或是無意義的減少複雜性。

【發明內容】

【0006】 為了解決上述問題，本發明提出了一種自適應性地處理 ICI 的框架，使得測得各個子載波上的載波間干擾的程度後，可以自適應性的調整各個子載波的帶寬，大多數現有的 ICI 消除方法可納入於此框架，使得計算成本可以顯著地降低。

【0007】 本框架選用一合理且適用於現有通訊系統的 OFDM 系統模型，假設 OFDMA 符號內信道變化為直線形，該 OFDM 模型係為：

$$r=Hs+z$$

【0008】 其中 r 為一接收訊號矩陣、 H 為一信道頻率回應(CFR)矩陣、 s 為一時域的發射信號矩陣以及 z 為一白噪音矩陣，且該 CFR 矩陣具

有複數子載波矩陣，每一子載波矩陣具有一帶寬寬度。

【0009】 其中該載波間干擾之干擾輕重程度由測量其各個子載波而測定。根據該載波間干擾的嚴重程度選擇適當的策略處理該載波間干擾之每個子載波，而其中所述的載波間干擾的輕重程度由一載波間干擾指標所指示。該載波間干擾指標為每個子載波上的信道變化與信道幅度之間的比率，該信道變化是按照相鄰之 OFDM 符號的信道幅度估計而來，一典型方法為計算所需要的信道與其鄰接的 OFDM 碼元的幅度的差異。而處理該 ICI 可選擇是否事先做 ICI 消除或 ICI 抑制，亦不限於此二項 ICI 事先處理方式。其中可適應性的處理 ICI 於特定某個子載波，一典型方式為，選擇適當數量的相鄰的子載波上的信號和載波間干擾，而未被選擇的子載波信號將被忽略。其中可針對所述不同的 ICI 子載波選擇不同的處理策略。而該子載波處理可以選擇不同數量的相鄰子載波。以實現可在更好的性能和複雜度之間的折衷。

【0010】 本發明可適用於任何基於 OFDM 的技術例如正交分頻多工存取技術(OFDMA)或是多輸入多輸出正交分頻多工技術(MIMO-OFDMA)。提供一基於正交多頻多工(OFDM)模型，該基於 OFDM 模型包含一信道平率回應(CFR)矩陣，該 CFR 矩陣具有複數子載波行矩陣，每一子載波行矩陣具有一個帶寬，計算該子載波之 ICI 指示符用以適應性地調整之個別帶寬，以針對所述不同的 ICI 子載波選擇不同的處理策略。

【0011】 本發明可適用於一無線傳輸/接收單元(WTRU)，其訊號處理模組因應一子載波間之每一子載波間干擾指示符，適應性地調整一信道頻率回應矩陣所包含之每一子載波行矩陣的個別帶寬寬度，可針對所述不同的 ICI 子載波選擇不同的處理策略。

【0012】 本發明可適用於一種無線傳輸/接收單元，包含：一訊號處理模組可調整一信道頻率回應矩陣所包含之每一子載波行矩陣的一寬度，俾使各該子載波行矩陣皆有一屬己適應性寬度。

【圖式簡單說明】

【0013】

第 1 圖係揭示一接收器使用本發明 PSA(Per-Subcarrier Adaptive)系統之方塊流程圖。

第 2 圖係揭示本發明之每個子載波皆有其不同帶寬之 CFR 示意圖。

第 3 圖係揭示已知技術利用單一帶寬 Q 的 CFR 以處理 ICI 之示意圖。

【實施方式】

【0014】 本文中用語“較佳”是非排他性的，應理解成“較佳為但不限於”，任何說明書或請求項中所描述或者記載的任何步驟可按任何順序執行，而不限於請求項中所述的順序，本發明的範圍應僅由所附請求項及其均等方案確定，不應由實施方式示例的實施例確定。

【0015】 用語“包括”及其變化出現在說明書和請求項中時，是一個開放式的用語，不具有限制性含義，並不排除其他特徵或步驟。

【0016】 本框架選用一合理且適用於現有通訊系統的 OFDM 系統模型，可適用於基於 OFDM 的技術例如正交分頻多工存取技術(OFDMA)或是多輸入多輸出正交分頻多工技術(MIMO-OFDMA)。假設 OFDMA 符號內信道變化為直線形，假設一等效基帶(baseband equivalent)的 OFDM 系統模型具有 N 個子載波，在 t^{th} 時刻於時域傳送的訊號 S_t 為：

$$s_t = \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} S_m e^{j2\pi mt/N}, t = 0, 1, \dots, N-1 \quad (1)$$

【0017】 S_m 為在第 m^{th} 子載波上調變之信息。假設信道的循環前綴 (CP) 之長度 N_{CP} 長於最大延遲擴展 (L)，該傳送的 OFDM 碼元的總長度即為 $N_S = N + N_{CP}$ ，在 t^{th} 時刻於時域接收的訊號 r_t 為：

$$r_t = \sum_{l=0}^{L-1} s_{t-l} h_{t,l} + z_t \quad (2)$$

【0018】 其中 $h_{t,l}$ 是隨時間變化的信道脈衝響應的第 l^{th} 延遲路徑以及累加的高斯白噪聲(Additive White Gaussian Noise, AWGN)，去除 CP 之後，經過離散傅立葉轉換(DFT)，在頻域接收的訊號的第 i^{th} 子載波為：

$$\begin{aligned} R_i &= \sum_{t=0}^{N-1} \left(\sum_{l=0}^{L-1} s_{t-l} h_{t,l} + z_t \right) e^{-\frac{j2\pi ti}{N}} \\ &= \sum_{m=0}^{N-1} S_m H_{i,m} + Z_i \end{aligned} \quad (3)$$

【0019】 其中 $H_{i,m}$ 為

$$H_{i,m} = \frac{1}{N} \sum_t H(m,t) e^{-\frac{j2\pi t(i-m)}{N}}. \quad (4)$$

【0020】 以及 $H(m,t)$ 為

$$H(m,t) = \sum_l h_{t,l} e^{-\frac{j2\pi tm}{N}} \quad (5)$$

【0021】 $H(m,t)$ 可詮釋為在 t^{th} 時刻於通道頻率響應(CFR)上的第 i^{th} 子載波。而第 i 個的子載波之 ICI 為第 m 個傳輸訊號子載波通過 ICI 信道 $H_{i,m}$ 所引起的。

【0022】 假設 Channel impulse response CIR 的差異為一時域內的線型函數，便為：

$$h_{nN_S - N + t, l} = h_{nN_S, l} - \frac{N-t}{N_S} \delta_{nN_S, l} \quad (6)$$

【0023】 $h_{nN_S - N + t, l}$ 與 $h_{nN_S, l}$ 為在 $(n-1)^{\text{th}}$ 與 n^{th} OFDM 碼元的第 l^{th} 通道， $\delta_{nN_S, l}$ 為 $(n-1)^{\text{th}}$ 與 n^{th} OFDM 碼元的 CIR 差異。

【0024】 將計算式(6)代入計算式(5)，我們可以得到：

$$\begin{aligned} H(m, nN_S - N + t) &= \sum_l \left(h_{nN_S, l} - \frac{N-t}{N_S} \delta_{nN_S, l} \right) e^{-\frac{j2\pi lt m}{N}} \\ &= H_m + \frac{t - \frac{N-1}{2}}{N_S} \Delta_m \end{aligned} \quad (7)$$

【0025】 其中 H_m 為在第 n 個 OFDM 碼元的中心時間的信道脈衝響應(CIR)之 DFT。

$$H_m = \sum_l \left(h_{nN_S - \frac{N-1}{2}, l} \right) e^{-\frac{j2\pi lt m}{N}}, \quad (8)$$

【0026】 以及 Δ_m 為 DFT 後的 CIR 差異項。

$$\Delta_m = \sum_l \delta_{nN_S, l} e^{-\frac{j2\pi lt m}{N}}. \quad (9)$$

【0027】 觀察計算式(7)可得知，在第 m 個子載波之 CFR 呈線性變化。 H_m 也可視為線性變化的頻率響應之平均。

【0028】 將計算式(7)代入計算式(4)， $H_{i,m}$ 可分解為：

$$\begin{aligned} H_{i,m} &= \frac{1}{N} \sum_{t=0}^{N-1} H(m, nN_S - N + t) e^{-\frac{j2\pi t(i-m)}{N}} \\ &= H_m \xi_{i,m} + \Delta_m G_{i-m} \end{aligned} \quad (10)$$

【0029】 當 $i = m$ 時， $\xi_{i,m} = 1$ ；當 $i \neq m$ 時， $\xi_{i,m} = 0$ ； G_i 即為 ICI:

$$G_i = \frac{1}{NN_S} \sum_{t=0}^{N-1} \left(t - \frac{N-1}{2} \right) e^{-\frac{j2\pi ti}{N}} \quad (11)$$

【0030】 可概算為：

$$|G_i| \approx \frac{N-1}{2\pi N_S |i|}, \quad \angle G_i \approx -\frac{N+i}{2N} \pi. \quad (12)$$

【0031】 當 $|i|/N$ 值小，此概算效果很好，而現實生活中的通訊系統，例如 WiMAX 及 LTE, N (子載波的數量) 的最小值為 128，所以此概算的效果很正確。

【0032】 設 $\mathbf{r} = [R_0, \dots, R_{N-1}]^T$ ， $\mathbf{s} = [S_0, \dots, S_{N-1}]^T$ ，以及 $\mathbf{z} = [Z_0, \dots, Z_{N-1}]^T$ ，計算式 (3) 和 計算式(10) 便可以用以下矩陣形式簡潔的表示：

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{z} \quad (13)$$

【0033】 其中，CFR 矩陣 \mathbf{H} 可以分解為平均 CFR 矩陣 \mathbf{H}_{avg} 及 ICI 矩陣 $\mathbf{G}\Delta$ ：

$$\begin{aligned} \mathbf{H} &= \mathbf{H}_{avg} + \mathbf{G}\Delta \\ &= \begin{pmatrix} H_0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & H_1 & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & H_{N-1} \end{pmatrix} + \\ &\quad \begin{pmatrix} 0 & G_{-1} & \cdots & G_{-(N-1)} \\ G_1 & 0 & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & G_{-1} \\ G_{N-1} & \cdots & G_1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta_0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \Delta_1 & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & \Delta_{N-1} \end{pmatrix}. \end{aligned} \quad (14)$$

【0034】 將計算式(14)代入計算式(13)可得到：

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}_{avg}\mathbf{s} + \mathbf{G}\Delta\mathbf{s} + \mathbf{z}. \quad (15)$$

【0035】 由計算式(14)與計算式(15)可觀察到對角線矩陣 Δ 與右方 \mathbf{G} 矩陣相乘，這表示子載波間干擾矩陣的列向量由不同的 Δ 權重。每個列向量記錄了一訊號如何分佈在相應的子載波上，並影響到其他子載波的反應。因此，不同的權重的意思是，子載波與子載波間不同的分佈效果。重整計算式(15)可得：

$$\underbrace{(\Delta \mathbf{H}_{avg}^{-1})}_{\mathbf{r}} = \underbrace{[\mathbf{I}_N + (\Delta \mathbf{H}_{avg}^{-1})\mathbf{G}]}_{\mathbf{H}} \underbrace{(\Delta \mathbf{s})}_{\mathbf{s}} + \underbrace{(\Delta \mathbf{H}_{avg}^{-1})\mathbf{z}}_{\mathbf{z}} \quad (16)$$

【0036】 其中， \mathbf{I}_N 為 $N \times N$ 單位矩陣以及 \mathbf{G} 由一對角矩陣 $(\Delta \mathbf{H}_{avg}^{-1})$ 由左相乘。這次，ICI 矩陣第 k 行的向量由相應的 (Δ_k/H_k) 所權衡，其記錄了第 k 個子載波受到了其鄰近子載波多少的影響，也就是說 (Δ_k/H_k) 可指示第 k 個子載波受到的 ICI 程度。提供 $|\Delta_k/H_k|$ 的值，訊號干擾比(SIR)便可輕易的由第(15)計算式計算出。

【0037】 當 $|\Delta_k/H_k|$ 的值小 ($|\Delta_k/H_k| < -5$ dB, SIR > 22 dB)，表示第 k 個子載波所受到的 ICI 程度微不足道，該子載波可做些許的或者是完全不用作 ICI 消除，而當 $|\Delta_k/H_k|$ 值漸增，代表第 k 個子載波受到中度的 ICI，而當 ($|\Delta_k/H_k| > 0$ dB, SIR < 12 dB)，表示嚴重的 ICI 存在，該子載波需要做 ICI 消除以維持位元錯誤率(Bit Error Rate, BER)效能。 $|\Delta_k/H_k|$ 能夠指示的載波間干擾的情況繼而根據不同的需要，在各個子載波上進行不同的 ICI 消除處理策略。 $|\Delta_k/H_k|$ 的臨界值(threshold)可經由事先模擬而獲得最佳值。

【0038】 基於 ICI 指標，可得到一個各個子載波自適應性 (Per-subcarrier Adaptively, PSA)的處理 ICI 接收器架構 100，ICI 接收器架構 100(請參閱第 1 圖)。一訊號 Y_k 經由信道估算器(channel Estimator)11 之估算後得到一 CFR H_k ，再經由減法器 12 使 H_k 與前一個 H_k 相減得到 Δ_k ，便可饋入指示符計算器 13 中以計算一 ICI 指標 $|\Delta_k/H_k|$ ，再經由 FIR 濾波器 14~16 得出 3 個參數， $\alpha\beta$ 及 γ ，較佳地，進入 PB ICI 等化器 17，根據 $|\Delta_k/H_k|$ 值，可適應性的在各個子載波上做設定，適應性的選擇適當策略消除或抑制子載波間的 ICI。但各種現有的載波間干擾的均衡器均可合併到此架構內，並不限於本發明中所提出的 PB ICI 等化器；以此方式，一個更好的計算複雜度和性能之間的折衷便可實現。

【0039】 PSA 利用在各個子載波有不同的帶寬 Q 的想法來估計一個根據各個子載波而設定帶寬 Q 之帶寬不一致的 CFR 矩陣 \mathbf{H} (請參閱第 2 圖)，有別於傳統固定帶寬 Q 之帶狀 CFR 矩陣(請參閱第 3 圖)。 \hat{H}_k 為一估計的平均 CFR 矩陣， \hat{H}_k 需要用於信號的解調，因 CFR 跨時域呈現線性變化， Δ_k 估計值可由所需要的信道 k 與其鄰接的 OFDM 碼元的幅度的差異得

到。

$$\hat{\Delta}_k^{(n)} = \hat{H}_k^{(n)} - \hat{H}_k^{(n-1)}$$

【0040】 上標的(n)為 OFDM 碼元的序號。

【0041】 於 PSA 架構下，各個子載波根據其 ICI 指標可採用不同的策略。當 ICI 指標顯示該子載波有輕微的 ICI 時，一簡單的基於擾動(perturbation-based)的等化器 17 便可處理。

【0042】 一串行(serial)的零抑制等化器(Zero Forcing)於第 k 個子載波做運算如下：

$$\begin{aligned} \hat{S}_k &= wr = e_c \Delta^{-1} \tilde{H}^{-1} (\Delta H_{avg}^{-1}) r \\ &= e_c \Delta^{-1} (I_{2Q+1} + (\Delta H_{avg}^{-1}) G)^{-1} (\Delta H_{avg}^{-1}) r \end{aligned} \quad (17)$$

【0043】 其中 $1 \times (2Q+1)$ 行的向量 w 為一等化器而 e_c 為一 $1 \times (2Q+1)$ 行的向量其中心值為 1，其餘皆為 0。

【0044】 對角矩陣 (ΔH_{avg}^{-1}) 用幾個參數簡化為(approximated)一模型，其用意為可用簡單的濾波器將 w 替換以處理受到輕微 ICI 影響的子載波，而 $(I_{2Q+1} + (\Delta H_{avg}^{-1}) G)^{-1}$ 可處理嚴重的 ICI，其相應逆矩陣可離線計算並儲存於一查表(Lookup table)，查表索引為計算式(18)中的 α ， β 及 γ 且須基於本發明提出之轉信號模型計算式(16)上。因本架構使用串行的 ICI 等化器，每個相應逆矩陣只需儲存其中心行值(central row)。

【0045】 使用多項式曲線擬合 (ΔH_{avg}^{-1}) 估計的本地信道頻率響應波動可表示為：

$$(\Delta H_{avg}^{-1}) \approx \alpha I_{2Q+1} + \beta L + \gamma P \quad (18)$$

【0046】 L 及 P 皆為對角線矩陣具有直線及拋物線的形狀，換言之， $L = \text{diag}(Q, Q-1, \dots, -Q)$ 及 $P = \text{diag}(Q^2, (Q-1)^2, \dots, (-Q)^2)$ 。將計算式(18)代入計算式(17)及施用 $(I+A)^{-1} \approx I-A+A^2+o(\epsilon)$ 可得到一低計算成本的 ICI 等化器。 A 為擾動項， $o(\epsilon)$ 為高階項(Higher Order)。

【0047】 忽略高階項便可得一階(First Order)PB-ZF 等化器：

$$w_{ZF^{1st}} = e_c H_{avg}^{-1} - \frac{1}{\Delta_k} (\alpha e_c G) (\Delta H_{avg}^{-1}) \quad (19)$$

【0048】 一二階(Second Order)PB-ZF 等化器為:

$$w_{ZF^{2nd}} = e_c H_{avg}^{-1} - \frac{1}{\Delta_k} (\alpha e_c G - \alpha^2 e_c G^2) (\Delta H_{avg}^{-1}) \quad (20)$$

【0049】 大部分情況下，使用低階的 PB-ZF 等化器便可得到令人滿意的結果。而基於多項式曲線擬合(ΔH_{avg}^{-1})後，計算式(20)可視為有二固定的有限脈衝響應濾波器(FIR)。

【0050】 當信道快速衰退的情況下，PB-ZF 等化器並不適用。最小均方誤差(Minimum Mean Square Error, MMSE)等化器較有效防止白噪聲增強，假設有多個串行的等化器，各個子載波的對應信道矩陣為一截平的(2Q+1)×(2Q+1)矩陣，其噪聲訊號當作是白噪聲以局部化(localized)信號噪音比(SNR)處理，基於此假設，可得出— PB-MMSE ICI 等化器。

【0051】 典型的 MMSE ICI 等化器為:

$$\begin{aligned} w &= e_c \Delta^{-1} \tilde{H}^* \left[\tilde{H} \tilde{H}^* + \frac{1}{\rho_k} I \right]^{-1} (\Delta H_{avg}^{-1}) \\ &= e_c \Delta^{-1} (I + (\Delta H_{avg}^{-1}) G)^* \times \left[(I + (\Delta H_{avg}^{-1}) G) (I + (\Delta H_{avg}^{-1}) G)^* + \frac{1}{\rho_k} I \right]^{-1} (\Delta H_{avg}^{-1}) \end{aligned} \quad (21)$$

【0052】 其中*表示複數(complex)共軛的轉置和 ρ_k 為從(2Q+1)個鄰近的子載波估計而來的局部化信號噪音比 (SNR)。

【0053】 使用多項式概化(approximation)(ΔH_{avg}^{-1})以及擾動概化(I+A)⁻¹，A 為擾動項，可得到— PB-MMSE ICI 等化器。當子載波的局部信號噪音比值高，高階項目的 A 可以忽略。便可得到一個一階 PB-MMSE ICI 等化器。

$$\begin{aligned} W_{MMSE^{1st}} &= \frac{\rho}{\rho+1} e_c H_{avg}^{-1} - \frac{1}{\Delta_k} \cdot \frac{\rho}{\rho+1} \\ &\times \left[\frac{\rho}{\rho+1} \alpha e_c G + \frac{1}{\rho+1} \alpha e_c G^* \right. \\ &\left. + \frac{1}{\rho+1} \beta^* e_c G^* L + \frac{1}{\rho+1} \gamma^* e_c G^* P^* \right] (\Delta H_{avg}^{-1}) \end{aligned} \quad (22)$$

【0054】 如 (ΔH_{avg}^{-1}) 接近極弱，可加入較高的項目 α^2 ，便得到一二階 PB-MMSE ICI 等化器。

$$\begin{aligned}
 W_{MMSE^{1st}} &= \frac{\rho}{\rho+1} e_c H_{avg}^{-1} - \frac{1}{\Delta_k} \cdot \frac{\rho}{\rho+1} \\
 &\times \left[\frac{\rho}{\rho+1} \alpha e_c G + \frac{1}{\rho+1} \alpha e_c G^* + \frac{1}{\rho+1} \beta^* e_c G^* L \right. \\
 &+ \frac{1}{\rho+1} \gamma^* e_c G^* P^* - \frac{\rho^2}{(\rho+1)^2} \alpha^2 e_c G^2 \\
 &\left. + \frac{\rho}{(\rho+1)^2} (\alpha^*)^2 e_c G^* G^* + \frac{2\rho}{(\rho+1)^2} |\alpha|^2 e_c \operatorname{Re}(G^* G^*) \right] (\Delta H_{avg}^{-1})
 \end{aligned} \quad (23)$$

【0055】 行向量(row vector) $e_c LG$ 及 $e_c PG$ 為零向量因此可在此推導中丟棄。

【0056】 在實踐中，PB-ZF 和 PB-MMSE ICI 等化器用以處理各個有輕微 ICI 的子載波而逆矩陣查表(LUT)用以處理各個嚴重 ICI 的子載波。用逆矩陣查表(LUT)可將逆矩陣運算的計算成本由 $O(N^3)$ 簡化為 $O(N)$ 。如無使用本發明所提出之計算式(16)之置轉後的訊號模型，單用計算式(15)便無法達成此效果，因將產生 2 組參數，這樣，LUT 便無法節省太多的計算成本。

【符號說明】

【0057】

1 1	信道估算
1 2	H_k 與前一個 H_k 的差異計算
1 3	計算一 ICI 指標
1 4	FIR 濾波器(α)
1 5	FIR 濾波器(β)
1 6	FIR 濾波器(γ)
1 7	PB ICI 等化器
Y_k	訊號的第 k 個子載波
CE	信道估計
H_k	CFR 的第 k 個子載波

- Δ_k OFDM 碼元的第 k 個子載波與前一個 OFDM 碼元的第 k 個子載波的差異
- Q 帶寬寬度

申請專利範圍

1. 一種用於正交分頻多工技術之訊號處理方法，包含：
提供一正交分頻多工(OFDM)模型，該 OFDM 模型係為：

$$r=Hs+z$$

其中 r 為一接收訊號矩陣、 H 為一信道頻率回應(CFR)矩陣、 s 為一時域的發射信號矩陣以及 z 為一白噪音矩陣，且該 CFR 矩陣具有複數子載波行矩陣，每一子載波行矩陣具有一帶寬寬度；

計算一子載波間干擾(ICI)指示符；以及

依據該 ICI 指示符而適應性地調整每一帶寬寬度。

2. 如申請專利範圍第 1 項所述之處理方法，其中該 OFDM 技術係為一正交分頻多工存取(OFDMA)技術以及一多輸入多輸出正交分頻多工(MIMO-OFDM)技術。
3. 如申請專利範圍第 1 項所述之處理方法，其中該載波間干擾之干擾輕重程度由測量其各個子載波而測定。根據該載波間干擾的嚴重程度選擇適當的策略處理該載波間干擾之每個子載波，可於 ICI 選擇適當的策略選擇是否事先做 ICI 消除或 ICI 抑制。
4. 如申請專利範圍第 1 項所述之處理方法，其中所述的載波間干擾的嚴重程度由一載波間干擾指標所指示，該載波間干擾指標為每個子載波上的信道變化的信道幅度之間的比率。
5. 如申請專利範圍第 1 項所述之處理方法，其中所述之信道變化是按照相鄰之 OFDM 符號的信道幅度估計而來。一典型

方法為計算所需要的信道與其鄰接的 OFDM 碼元的幅度的差異。

6. 如申請專利範圍第 1 項所述之處理方法，其中可適應性的處理 ICI 於特定某個子載波，一典型方式為，選擇適當數量的相鄰的子載波上的信號和載波間干擾，而未被選擇的子載波信號將被忽略。

7. 如申請專利範圍第 1 項所述之處理方法，其中可針對所述不同的 ICI 子載波選擇不同的處理策略。而該子載波處理可以選擇不同數量的相鄰子載波。

8. 一種用於正交分頻多工技術之訊號處理方法，包含：

提供一基於正交分頻多工(OFDM)模型，該基於 OFDM 模型包含一信道頻率回應(CFR)矩陣，該 CFR 矩陣具有複數子載波行矩陣，每一子載波行矩陣具有一帶寬寬度；以及

計算一子載波間干擾(ICI)指示符；以及

依據該 ICI 指示符而調整每一帶寬寬度。

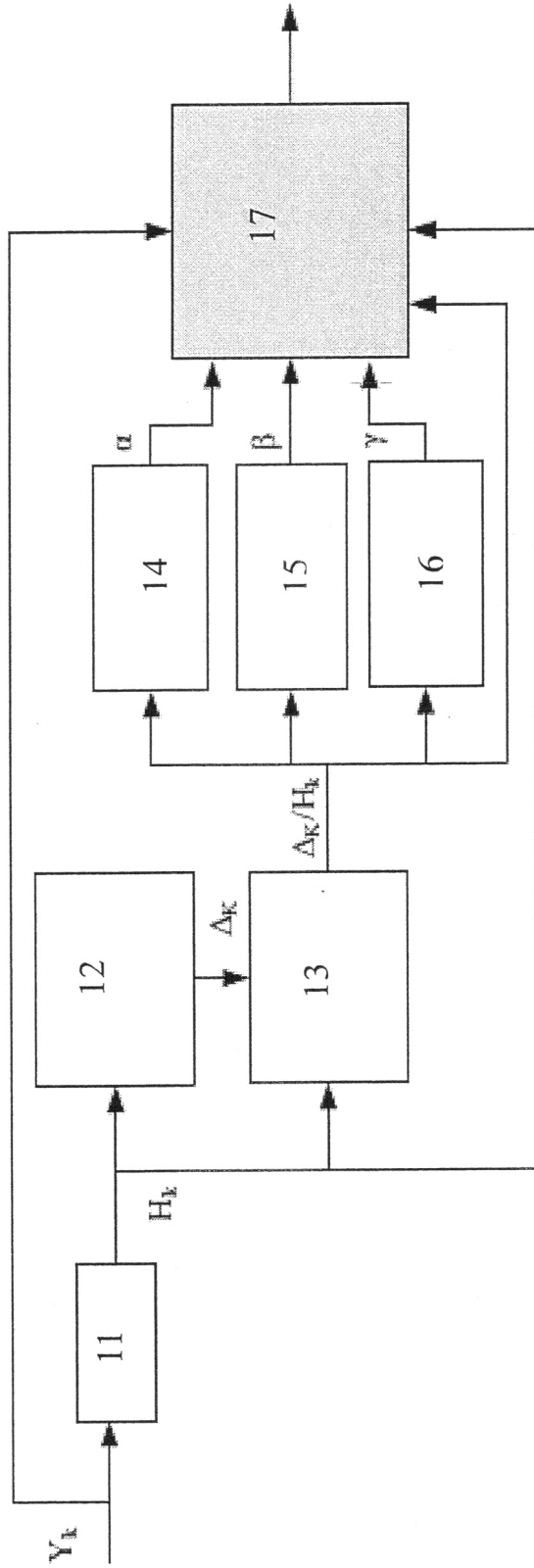
9. 一種無線傳輸/接收單元(WTRU)，包含：

一訊號處理模組，因應一子載波間之每一干擾指示符，以適應性地調整一信道頻率回應矩陣所包含之每一子載波行矩陣的一寬度。

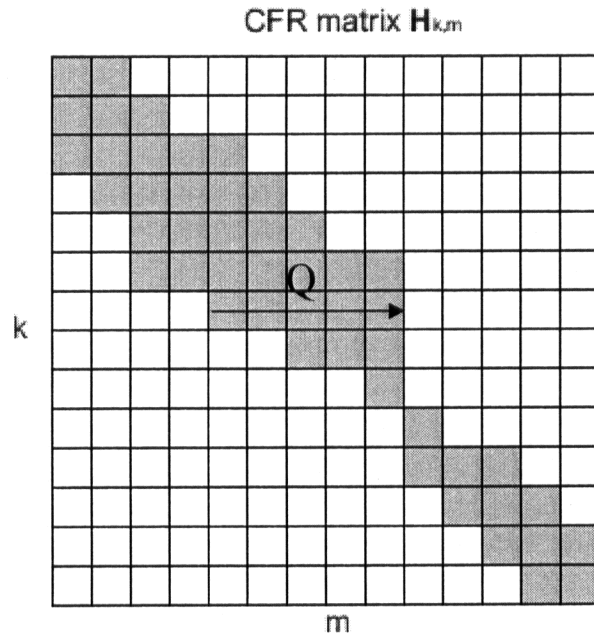
10. 一種無線傳輸/接收單元(WTRU)，包含：

一訊號處理模組，調整一信道頻率回應矩陣所包含之每一子載波行矩陣的一寬度，俾使各該子載波行矩陣皆有一屬己適應性寬度。

圖式



第1圖



第 2 圖

$$\begin{array}{|c|} \hline \mathbf{r} \\ \hline \end{array} = \begin{array}{|c|} \hline \mathbf{B} \\ \hline \end{array} \cdot \begin{array}{|c|} \hline \hat{\mathbf{s}} \\ \hline \end{array} + \begin{array}{|c|} \hline \mathbf{z} \\ \hline \end{array}$$

(a) Block approach

$$\begin{array}{|c|} \hline \vdots \\ \hline \mathbf{r}_k^{(Q)} \\ \hline \vdots \\ \hline \end{array} = \begin{array}{|c|} \hline \mathbf{B}_k^{(Q)} \\ \hline \end{array} \cdot \begin{array}{|c|} \hline \vdots \\ \hline \times \\ \hline \vdots \\ \hline \end{array} + \begin{array}{|c|} \hline \vdots \\ \hline \mathbf{z}_k^{(Q)} \\ \hline \vdots \\ \hline \end{array}$$

(b) Serial approach

第 3 圖