



(21) 申請案號：099135077

(22) 申請日：中華民國 99 (2010) 年 10 月 14 日

(51) Int. Cl. : **H04B1/02 (2006.01)**

(71) 申請人：國立臺灣大學 (中華民國) NATIONAL TAIWAN UNIVERSITY (TW)

臺北市大安區羅斯福路 4 段 1 號

(72) 發明人：陳浩銘 CHEN, HAO MING (TW) ; 鐘嘉德 CHUNG, CHAR DIR (TW)

(74) 代理人：祁明輝；林素華

(56) 參考文獻：

TW 200718213A

TW 200926654A

TW 200935795A

TW 201025955A

審查人員：王紋星

申請專利範圍項數：5 項 圖式數：4 共 0 頁

(54) 名稱

傳輸端電路

TRANSMISSION CIRCUIT

(57) 摘要

一種傳輸端電路，包括資料產生器、頻域預編碼器、子載波分配器及調變器。資料產生器提供輸入符元向量。頻域預編碼器根據預編碼矩陣 G 對輸入符元向量進行頻域預編碼以產生包括多個具有資料相關性之向量成分元素之預編碼符元向量。子載波分配器對預編碼符元向量進行子載波配置以產生傳輸資料向量。調變器在傳輸期間中產生傳輸訊號對資料向量進行傳輸。當預編碼矩陣 G 滿足限制條件：

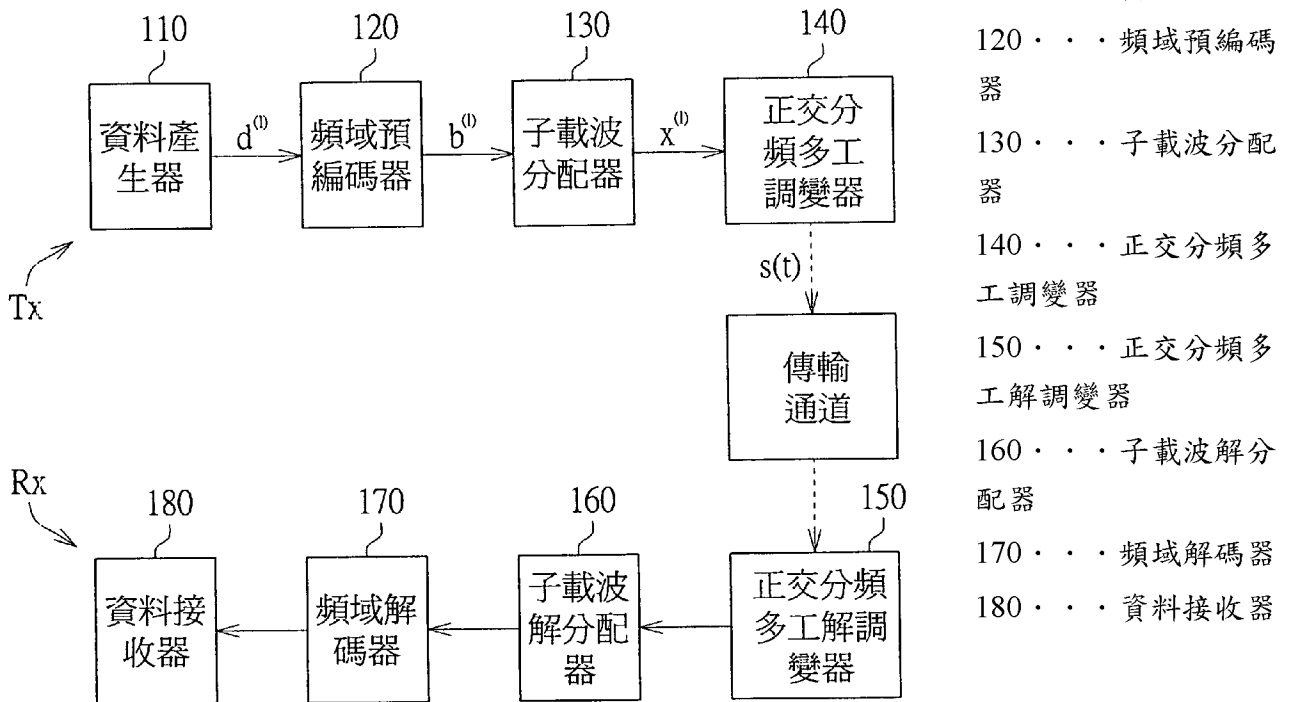
$$\chi_m^{(c)}(k) \begin{cases} = 0, \text{ for } k \in Z_J \\ \neq 0, \text{ for } m \in Z_M \text{ and } c \in Z_2 \end{cases}$$

時，傳輸端電路發出單一使用者正交分頻多重存取(Orthogonal Frequency Division Multiple Access, OFDMA)傳輸訊號具有小於或等於 f^{2J-2} 之旁波(Sidelobe)衰減速率，其中 f 為頻率， J 為預設之自然數。

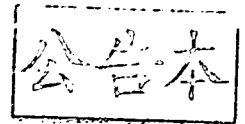
A transmission circuit includes a data generator, a spectral precoder, a subcarrier allocator, and a modulator. The data generator provides an input symbol vector. The spectral precoder spectrally precodes the input symbol vector according to a precoding matrix to obtain a precoded symbol vector with multiple vector elements correlative to each other. The subcarrier allocator determines subcarriers allocation to obtain a transmission data vector. The modulator generates a transmission signal in a transmission period for transmitting the data vector. When the precoding matrix satisfies condition:

$$\chi_m^{(c)}(k) \begin{cases} = 0, \text{ for } k \in Z_J \\ \neq 0, \text{ for } m \in Z_M \text{ and } c \in Z_2 \end{cases}$$

the signal, under the rule of orthogonal frequency division multiple access (OFDMA) with single user, provided by the transmission circuit has a sidelobe decaying rate smaller than or equal to f^{-2J-2} , wherein f is the frequency and J is a predetermined natural number.



第 1 圖



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： 99135077

※申請日： 99.10.14

※IPC 分類：H04B 1/02 (2006.01)

一、發明名稱：(中文/英文)

傳輸端電路/ TRANSMISSION CIRCUIT

二、中文發明摘要：

一種傳輸端電路，包括資料產生器、頻域預編碼器、子載波分配器及調變器。資料產生器提供輸入符元向量。頻域預編碼器根據預編碼矩陣 G 對輸入符元向量進行頻域預編碼以產生包括多個具有資料相關性之向量成分元素之預編碼符元向量。子載波分配器對預編碼符元向量進行子載波配置以產生傳輸資料向量。調變器在傳輸期間中產生傳輸訊號對資料向量進行傳輸。當預編碼矩陣 G 滿足限制條件：

$$\chi_m^{(c)}(k) \begin{cases} = 0, \text{ for } k \in Z_1 \\ \neq 0, \text{ for } m \in Z_M \text{ and } c \in Z_2 \end{cases}$$

時，傳輸端電路發出單一使用者正交分頻多重存取 (Orthogonal Frequency Division Multiple Access, OFDMA) 傳輸訊號具有小於或等於 f^{-2J-2} 之旁波 (Sidelobe) 衰減速率，其中 f 為頻率， J 為預設之自然數。

三、英文發明摘要：

A transmission circuit includes a data generator, a spectral precoder, a subcarrier allocator, and a modulator. The data generator provides an input

TW6518PA

symbol vector. The spectral precoder spectrally precodes the input symbol vector according to a precoding matrix to obtain a precoded symbol vector with multiple vector elements correlative to each other. The subcarrier allocator determines subcarriers allocation to obtain a transmission data vector. The modulator generates a transmission signal in a transmission period for transmitting the data vector. When the precoding matrix satisfies condition:

$$\chi_m^{(c)}(k) \begin{cases} = 0, \text{ for } k \in Z_1 \\ \neq 0, \text{ for } m \in Z_M \text{ and } c \in Z_2 \end{cases}$$

the signal, under the rule of orthogonal frequency division multiple access (OFDMA) with single user, provided by the transmission circuit has a sidelobe decaying rate smaller than or equal to f^{-2J-2} , wherein f is the frequency and J is a predetermined natural number.

四、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：

110：資料產生器

120：頻域預編碼器

130：子載波分配器

140：正交分頻多工調變器

TW6518PA'

- 150：正交分頻多工解調變器
- 160：子載波解分配器
- 170：頻域解碼器
- 180：資料接收器

五、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：
無

六、發明說明：

【發明所屬之技術領域】

本發明是有關於一種頻率預先編碼器(Spectral Precoder)，且特別是有關於一種應用於正交分頻多工(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)及正交分頻多重存取(Orthogonal Frequency Division Multiple Access, OFDMA)傳輸系統中之預先編碼器。

【先前技術】

一般來說，使用方形時間脈波之正交分頻多工(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)及正交分頻多重存取(Orthogonal Frequency Division Multiple Access, OFDMA)傳輸訊號具有可有效地進行離散傅立葉轉換(Discrete Fourier Transform)及經由在子載波之間插入保護區間(Guard Interval)之方法，來消除通道不良效應之特點。然而，方形脈波在時間上具有不連續的特點，因此使用方形脈波之 OFDM 及 OFDMA 傳輸訊號一般具有 f^{-2} 的漸進旁波(Sidelobe)功率頻譜衰減率，其中 f 為頻率。

在現有技術中，多種技術(諸如頻譜預先編碼(Spectral Precoding)、使用前置濾波器(Frontend Filter)進行脈波成形(Pulse Shaping)、插入保護區間於子載波之間(Guard Subcarrier Insertion)、資料權重設定(Data Weighting)及子載波插入消除(Cancellation Subcarrier Insertion))係被開發出來，以抑制 OFDM 訊

號之旁波功率頻譜。然而，如何設計出具有較佳之旁波功率頻譜衰減率的 OFDM 或 OFDMA 系統為業界不斷致力的方向之一。

【發明內容】

本發明係有關於一種正交分頻多工 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) 及正交分頻多重存取 (Orthogonal Frequency Division Multiple Access, OFDMA) 傳輸電路及方法。相較於傳統 OFDM 及 OFDMA 傳輸系統，本發明相關之 OFDM 及 OFDMA 傳輸電路及方法具有漸進旁波 (Sidelobe) 功率頻譜衰減率較佳之優點。

根據本發明，提出一種傳輸端電路，包括資料產生器、頻域預編碼器、子載波分配器及調變器。資料產生器提供輸入符元向量 $d^{(1)}$ 。頻域預編碼器根據預編碼矩陣 G 對輸入符元向量 $d^{(1)}$ 進行頻域預編碼操作，以產生預編碼符元向量 $b^{(1)}$ ，預編碼符元向量 $b^{(1)}$ 中包括多個互相具有資料相關性之向量成分元素，其中預編碼符元向量 $b^{(1)}$ 滿足方程式： $b^{(1)} = G \times d^{(1)}$ 。子載波分配器根據子載波分配矩陣對預編碼符元向量 $b^{(1)}$ 進行子載波配置，以產生傳輸資料向量 $x^{(1)}$ 。調變器在定義於時點 $-T_b/2$ 及 $T_b/2$ 間之傳輸期間中產生傳輸訊號 $s(t)$ ，來對資料向量 $x^{(1)}$ 進行傳輸。當傳輸端電路符合單一使用者正交分頻多重存取 (Orthogonal Frequency Division Multiple Access, OFDMA) 傳輸協定時，傳輸訊號 $s(t)$ 之基頻段功率密度函數 $S_b(f)$ 滿足方程式(1)：

$$S_B(f) = \frac{1}{2} \lim_{R \rightarrow \infty} \frac{\rho^2}{2RT} \varepsilon \left\{ \left| \sum_{l=-R}^{R-1} F\{s^{(l)}(t)\} \exp\{-2\pi f l T\} \right|^2 \right\}$$

方程式(1)中之 $F\{s^{(l)}(t)\}$ 可展開為下列方程式(2)：

$$\begin{aligned} F\{s^{(l)}(t)\} &= \int_{T_d/2 - T_g}^{T_d/2} (d^{(l)})^t a(t) \exp\{-2\pi f t\} dt \\ &= - \sum_{\beta=0}^{\infty} (-j2\pi f)^{-\beta-1} \frac{d^{(\beta)}[(d^{(l)})^t a(t)]}{dt^{(\beta)}} \exp\{-j2\pi f t\} \Bigg|_{t=T_d/2 - T_g}^{T_d/2} \end{aligned}$$

方程式(2)中之 $(d^{(l)})^t a(t)$ 可以方程式(3)及(4)表示：

$$\begin{aligned} \frac{d^{(\beta)}[(d^{(l)})^t a(t)]}{dt^{(\beta)}} \Bigg|_{t=T_d/2} &= \\ (j\omega_d)^\beta \exp\{-j(\frac{N-1}{2})\pi\} \cdot \sum_{m=0}^{M-1} \left\{ \sum_{k=0}^{\beta} \left[\binom{\beta}{k} \left(\frac{1-N}{2}\right)^{\beta-k} \right] \chi_m^{(0)}(k) \right\} d_m^{(l)} \\ \frac{d^{(\beta)}[(d^{(l)})^t a(t)]}{dt^{(\beta)}} \Bigg|_{t=T_d/2 - T_g} &= \\ (j\omega_d)^\beta \exp\{j(\frac{N-1}{2})\pi(1+2\alpha)\} \cdot \sum_{m=0}^{M-1} \left\{ \sum_{k=0}^{\beta} \left[\binom{\beta}{k} \left(\frac{1-N}{2}\right)^{\beta-k} \right] \chi_m^{(1)}(k) \right\} d_m^{(l)} \end{aligned}$$

方程式(3)及(4)中之 $\chi_m^{(c)}(k)$ (參數 c 滿足 $c \in Z_2$) 滿足：

$$\begin{aligned} \chi_m^{(c)}(k) &= \sum_{n=0}^{\Delta} (-1)^{q_n} (q_n)^k g_{n,m} (\mu_\alpha^{(c)})^{q_n} \\ \mu_\alpha^{(c)} &= \exp\{-2c\alpha\pi\} \end{aligned}$$

當預編碼矩陣 G 滿足第一限制條件：

$$\chi_m^{(c)}(k) \begin{cases} = 0, \text{ for } k \in Z_J \\ \neq 0, \text{ for } m \in Z_M \text{ and } c \in Z_2 \end{cases}$$

時，傳輸端電路發出之符合 OFDMA 協定之傳輸訊號 $s(t)$ 具有小於或等於 f^{-2J-2} 之旁波(Sidelobe)衰減速率。

為了對本發明之上述及其他方面有更佳的了解，下文特舉較佳實施例，並配合所附圖式，作詳細說明如下：

【實施方式】

本發明實施例之正交分頻多工 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) 及正交分頻多重存取 (Orthogonal Frequency Division Multiple Access, OFDMA) 系統係應用預編碼器 (Precoder) 來確保其訊號具有快速之旁波衰減速率。

訊號模型

請參照第 1 圖，其繪示依照本發明實施例之正交分頻多重存取傳輸系統的方塊圖。OFDM 傳輸系統 1 包括傳輸端電路 Tx 及接收端電路 Rx；傳輸端電路 Tx 包括資料產生器 110、頻域預編碼器 120、子載波分配器 130 及 OFDM 調變器 140。

舉例來說，傳輸端電路 Tx 為上傳 (Uplink) OFDM 傳輸電路，其係應用以 N 個子載波來實現的 Q 個子通道來進行資料上傳操作，而各 Q 個子通道包括 P 個子載波，其中 N 、 Q 及 P 為大於 1 之自然數，且其滿足方程式： $P = \frac{N}{Q}$ 。在 Q 個總子通道中，每個使用者可使用 $U (\leq Q)$ 個子通道，其 $U \times P$ 個子載波係形成子載波配置向量 q ，可定義為： $q = [q_n; n \in Z_{UP}]$ ，其中 q_n 為第 n 個子載波之子載波索引，其係滿足： $q_n \in Z_N$ 。而對於滿足條件： $i < j$ 及 $i, j \in Z_{UP}$ 之自然數 i 及 j 來說，對應之子載波索引 q_i 及 q_j 係滿足： $q_i < q_j$ 。

資料產生器 110 用以在第 1 個訊號時間中產生輸入符元向量 $d^{(1)}$ ，其中包括 M 個複數符元， l 為整數。舉例來說，

輸入符元向量 $d^{(1)}$ 可以方程式表示： $d^{(1)} \triangleq [d_m^{(1)}; m \in Z_M]$ 。其中 $d_m^{(1)}$ 可為未編碼之原始資料、編碼後或轉換後之符元或是領航符元(Pilot Symbol)。

頻譜預編碼器 120 用以對輸入符元向量 $d^{(1)}$ 進行頻域預編碼操作，以產生預編碼符元向量 $b^{(1)}$ 。舉例來說，頻譜預編碼器 120 之預編碼操作可以方程式表示： $b^{(1)} = G \times d^{(1)}$ ； G 為具有複數數值之預編碼矩陣，其係定義為： $G \triangleq [g_m; n \in Z_M] = [g_{n,m}; n \in Z_{UP}, m \in Z_M]$ ，其中預編碼矩陣 G 中各個行(Column)例如具有規一化(Normalized)之係數，而預編碼符元向量 $b^{(1)}$ 例如可以方程式： $b^{(1)} \triangleq [b_n^{(1)}; n \in Z_{UP}]$ 定義。

子載波分配器 130 用以對預編碼符元向量 $b^{(1)}$ 進行子載波配置，以產生傳輸資料向量 $x^{(1)}$ 。舉例來說，子載波分配器 130 之子載波配置操作可以下列方程式表示： $x^{(1)} = V \times b^{(1)}$ ； V 為子載波分配矩陣，其係定義為： $V \triangleq [v_{k,n}; k \in Z_N, n \in Z_{UP}]$ ，其中 $v_{k,n}$ 滿足：

$$v_{k,n} = \begin{cases} 1, & \text{for } k = q_n \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (1)$$

OFDM 調變器 140 例如為循環字首(Cyclic Prefix, CP)OFDM 調變器，其用以在一個傳輸期間 T 中產生傳輸訊號 $s(t)$ ，來對各資料向量 $x^{(1)}$ 進行傳輸。傳輸期間 T 包括資料傳輸期間 T_d 及保護期間(Guard Interval) T_g ，OFDM 調變器 140 在資料傳輸期間 T_d 中傳輸資料向量 $x^{(1)}$ ，並在任兩個資料傳輸期間中插入保護期間(Guard Interval) T_g 。舉例來說，資料傳輸期間 T_d 及保護期間 T_g 滿足條件： $T_g = \alpha \times T_d$ ， α 為保護區間比例(Guard Ratio)，

其為大於或等於 0 且小於 1 之實數。

以第 1 段傳輸期間中之調變操作實例來說(即是時間 t 滿足條件： $-T_g - T_d/2 \leq t - IT < T_d/2$)，OFDM 調變器 140 係以 N 個子載波來平行地對資料向量 $x^{(1)}$ 進行調變，並經由多工操作來產生傳輸訊號 $s^{(0)}(t)$ ，其中任兩個頻段相鄰之 N 個子載波之間係具有間隔頻率 ω_a ，其係滿足： $\omega_a = 2\pi/T_d$ ，而傳輸訊號 $s^{(0)}(t)$ 滿足：

$$s^{(0)}(t) = \rho(b^{(0)})^t \times e(t) \times p(t) \quad (2)$$

其中 ρ 中為振幅因子(Amplitude Factor)； $e(t)$ 滿足：

$$e(t) = \begin{cases} \exp\{j(q_n - \frac{N-1}{2})\omega_a t\}; n \in Z_{UP} \end{cases}; p(t) \text{ 為單位方波脈波，其係於}$$

時間落在 $-T_g - T_d/2 \leq t - IT < T_d/2$ 之間時對應至數值 1，並於其他之時間中對應至數值 0。

由於前述方程式(2)中之傳輸訊號 $s^{(0)}(t)$ 係以多個以間隔頻率 ω_a 分隔之方形脈波多工而成，傳輸訊號 $s^{(0)}(t)$ 亦可以整合頻譜預編碼之標準 OFDMA 調變器來實現。換言之，在 SP-CP-OFDMA 的例子中，傳輸訊號 $s(t)$ 滿足：

$$s(t) = \sum_{l \in Z} R\{(s^{(0)}(t - lT) \times e(j\omega_0 t))\} \quad (3)$$

單一使用者 SP-CP-OFDMA 的預編碼模型

參考資料傳輸期間 T_d 及保護期間 T_g 滿足條件：

$T_g = \alpha \times T_d$ 的例子，單一使用者 SP-CP-OFDMA 訊號可以改寫為：

$$s^{(l)}(t) = \rho(b^{(l)})^t \times a(t) \times p(t) \quad (4)$$

其中 $a(t)$ 滿足： $a(t) = [a_m(t); m \in Z_m]$ ， $a_m^t(t)$ 滿足： $a_m^t(t) = g_m^t e(t)$ 。單一使用者 SP-CP-OFDMA 之功率頻譜密度函數 $S(f)$ 等於：

$$s(f) = \lim_{R \rightarrow \infty} \frac{1}{2RT} \varepsilon \left\{ \left| F \left\{ \rho \operatorname{Re} \left\{ \sum_{l=-R}^{R-1} s^{(l)}(t-lT) \exp\{j\omega_0 t\} \right\} \right\} \right|^2 \right\} \quad (5)$$

其中 F 為針對參數 t 之傅立葉轉換 (Fourier Transform) 運算， ε 為輸入符元向量 $d_m^{(l)}$ 在期間 $-T_g - T_d/2 - RT \leq t < (R-1)T + T_d/2$ 間之整體平均。由於 ω_0 遠大於 $N\omega_0$ ，因此功率頻譜密度函數 $S(f)$ 中之正頻率成分及負頻率成分為可分離，而功率頻譜密度函數 $S(f)$ 可分解為：

$$s(f) = \frac{1}{2} S_B \left(f - \frac{\omega_0}{2\pi} \right) + \frac{1}{2} S_B \left(-f - \frac{\omega_0}{2\pi} \right)$$

其中 S_B 為基頻段之功率密度函數，其係滿足：

$$S_B(f) = \frac{1}{2} \lim_{R \rightarrow \infty} \frac{\rho^2}{2RT} \varepsilon \left\{ \left| \sum_{l=-R}^{R-1} F \{ s^{(l)}(t) \} \exp\{-2\pi f l T\} \right|^2 \right\} \quad (6)$$

方程式 (6) 中之 $F \{ s^{(l)}(t) \}$ 可經由分部積分 (Integration By Part) 來展開為如方程式 (7) 所述之無限數列：

$$\begin{aligned} F \{ s^{(l)}(t) \} &= \int_{-T_d/2 - T_g}^{T_d/2} (d^{(l)})^t a(t) \exp\{-2\pi f t\} dt \\ &= - \sum_{\beta=0}^{\infty} (-j2\pi f)^{-\beta-1} \frac{d^{(\beta)} [(d^{(l)})^t a(t)]}{dt^{(\beta)}} \exp\{-j2\pi f t\} \Bigg|_{t=-T_d/2 - T_g}^{T_d/2} \end{aligned} \quad (7)$$

方程式 (7) 中之 $(d^{(l)})^t a(t)$ 可再以下列方程式 (8) 及 (9) 來

表示：

$$\frac{d^{(\beta)}[(d^{(0)})'a(t)]}{dt^{(\beta)}} \Big|_{t=T_d/2} = (j\omega_d)^\beta \exp\{-j(\frac{N-1}{2})\pi\} \cdot \sum_{m=0}^{M-1} \left\{ \sum_{k=0}^{\beta} \left[\binom{\beta}{k} \left(\frac{1-N}{2}\right)^{\beta-k} \right] \chi_m^{(0)}(k) \right\} d_m^{(0)} \quad (8)$$

$$\frac{d^{(\beta)}[(d^{(0)})'a(t)]}{dt^{(\beta)}} \Big|_{t=-T_d/2-T_s} = (j\omega_d)^\beta \exp\{j(\frac{N-1}{2})\pi(1+2\alpha)\} \cdot \sum_{m=0}^{M-1} \left\{ \sum_{k=0}^{\beta} \left[\binom{\beta}{k} \left(\frac{1-N}{2}\right)^{\beta-k} \right] \chi_m^{(1)}(k) \right\} d_m^{(0)} \quad (9)$$

其中 $\chi_m^{(c)}(k)$ (參數 c 滿足 $c \in Z_2$) 滿足：

$$\chi_m^{(c)}(k) = \sum_{n=0}^{UP-1} (-1)^{q_n} (q_n)^k g_{n,m} (\mu_\alpha^{(c)})^{q_n} \quad (10)$$

其中 $\mu_\alpha^{(c)} \triangleq \exp\{-2c\alpha\pi\}$ 。

根據前述方程式(7)可知，無限數列 f^{-1} 之係數係與子載波配置向量 q 、預編碼矩陣 G 及輸入符元向量 $d^{(1)}$ 中之符元 $d_m^{(0)}$ 相關，而除了對子載波配置向量 q 及預編碼矩陣 G 進行特定之設計，前述無線數列 f^{-1} 之係數係非等於零。

在一個實施例中，預編碼矩陣 G 係滿足下列限制條件 1：

$$\chi_m^{(c)}(k) \begin{cases} = 0, \text{ for } k \in Z_J \\ \neq 0, \text{ for } m \in Z_M \text{ and } c \in Z_2 \end{cases}$$

其中 J 為預先設計之正整數。據此，在這個例子中，方程式(6)中之 $\left| \sum_{l=R}^{R-1} F\{s^{(0)}(t)\} \exp\{-2\pi l T\} \right|^2$ 可擴充為：

$$\left| \sum_{l=R}^{R-1} F\{s^{(0)}(t)\} \exp\{-2\pi l T\} \right|^2 = \sum_{l,l_2=R}^{R-1} \left[\sum_{\beta=2J}^{\infty} v_\beta(f) f^{-2\beta-2} \right] \exp\{-j2\pi l T\} \quad (11)$$

其中 $v_\beta(f)$ 滿足：

$$v_{\beta}(f) = \sum_{\substack{\beta_1 + \beta_2 = \beta \\ \beta_1, \beta_2 \geq 1}}^{\infty} \left[(j2\pi)^{-\beta_1-1} \frac{d^{(\beta_1)}[(d^{(1)})^t a(t_1)]}{dt_1^{(\beta_1)}} \exp\{-j2\pi f t_1\} \Big|_{t_1 = T_0/2 - T_s}^{T_0/2} \right] \cdot \quad (12)$$

$$[(j2\pi)^{-\beta_2-1} \frac{d^{(\beta_2)}[(d^{(2)})^t a(t_2)]}{dt_2^{(\beta_2)}} \exp\{-j2\pi f t_2\} \Big|_{t_2 = T_0/2 - T_s}^{T_0/2}]^*$$

如此，表示當 $f \neq 0$ 時，基頻段之功率密度函數 $S_B(f)$ 可以一無限數列之和，其中對應至 f^{-k} (k 滿足： $k \leq 2J+1$) 之項係具有等於 0 之係數。據此，當預編碼矩陣 G 滿足前述限制條件 1 時，具有未受限之保護區間比例且具有任意輸入資料之單一使用者 SP-CP-OFDMA 訊號可具有小於或等於 f^{-2J-2} 之旁波(Sidelobe)衰減速率。換言之，本實施例之單一使用者 SP-CP-OFDMA 系統可經由配置滿足前述限制條件 1 之預編碼矩陣 G ，來確保其具有快速之旁波衰減速率。

舉例來說，當 $J=1$ 時，預編碼矩陣 G 等於：

$$G = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ a & 1 & \dots & 0 \\ b & a & \dots & \vdots \\ 0 & b & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & 1 \\ 0 & 0 & \dots & a \\ 0 & 0 & \dots & b \end{bmatrix}$$

當 $J=2$ 時，預編碼矩陣 G 等於：

$$G = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ a & 1 & \dots & 0 \\ b & a & \dots & \vdots \\ c & b & \dots & 0 \\ d & c & \dots & 1 \\ 0 & d & \dots & a \\ 0 & 0 & \dots & b \\ \vdots & \vdots & \ddots & c \\ 0 & 0 & \dots & d \end{bmatrix}$$

當 $J=3$ 時，預編碼矩陣 G 等於：

$$G = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ a & 1 & \dots & 0 \\ b & a & \dots & \vdots \\ c & b & \dots & 0 \\ d & c & \dots & 1 \\ e & d & \dots & a \\ f & e & \dots & b \\ 0 & f & \dots & c \\ 0 & 0 & \dots & d \\ \vdots & \vdots & \ddots & e \\ 0 & 0 & \dots & f \end{bmatrix}$$

其中 a-f 為矩陣係數。

SP-CP-OFDM 的預編碼模型

對於 SP-CP-OFDM 之傳輸訊號來說，其實質上等於在條件： $U=Q$ 及 $q_n = n$ for $n \in Z_n$ 滿足下之單一使用者 SP-CP-OFDMA 之傳輸訊號。換言之，前述方程式(10)中之 $x_m^{(c)}(k)$ 之可被特定化改寫為 $v_m^{(c)}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} (-1)^n (n)^k g_{n,m} (\mu_\alpha^{(c)})^n$ ，而限制條件 1 可對應地改寫為下列之限制條件 2：

$$v_m^{(c)}(k) \begin{cases} = 0, \text{ for } k \in Z_1 \\ \neq 0, \text{ for } m \in Z_M \text{ and } c \in Z_2 \end{cases}$$

如此，相似於前述單一使用者 SP-CP-OFDMA 之相關段落，當預編碼矩陣 G 滿足前述限制條件 2 時，SP-CP-OFDM 訊號可具有小於或等於 f^{-2J-2} 之旁波衰減速率。換言之，本實施例之 SP-CP-OFDM 系統可經由配置滿足前述限制條件 2 之預編碼矩陣 G ，來確保其具有快速之旁波衰減速率。

舉一個實例來說，預編碼矩陣 G 等於矩陣 g_L^α ，其中之各個矩陣係數可如下列方程式(13)來定義：

$$g_{m+k,m} = \begin{pmatrix} \varepsilon(\alpha, L)^{\frac{1}{2}} \sum_{p=0}^k \binom{L}{k-p} \binom{L}{p} (\mu_{\alpha}^{(1)})^{-p}, k \in Z_{L+1} \\ \varepsilon(\alpha, L)^{\frac{1}{2}} \sum_{p=k-L}^L \binom{L}{k-p} \binom{L}{p} (\mu_{\alpha}^{(1)})^{-p}, k \in Z_{2L+1} - Z_{L+1} \end{pmatrix} \quad (13)$$

$m \in Z_M$ ，而矩陣 g_L^α 中其他位置之矩陣參數滿足 $g_{n,m} = 0$ 。其中 $\varepsilon(\alpha, L)^{\frac{1}{2}}$ 為正規化參數，用以確保 $\|g_m\| = 1$ ；舉例來說，其係滿足下列方程式：

$$\varepsilon(\alpha, L) = \sum_{k=0}^L \left| \sum_{p=0}^k \binom{L}{k-p} \binom{L}{p} (\mu_{\alpha}^{(1)})^{-p} \right|^2 + \sum_{k=L+1}^{2L} \left| \sum_{p=k-L}^L \binom{L}{k-p} \binom{L}{p} (\mu_{\alpha}^{(1)})^{-p} \right|^2$$

舉另一個實例來說，預編碼矩陣 G 等於另一矩陣 u_L^α ，其可根據前述方程式(13)定義之矩陣 g_L^α 進行正交化操作而得到。進一步的說，以 P_m 表達方程式(13)表示之矩陣 g_L^α 中各個行向量 (Column Vector) (即是 $P_m = [p_{n,m}; n \in Z_N]$ for $m \in Z_M$)，則前述 $N \times M$ 之矩陣 $[p_{m,m} \in Z_N]$ 係形成位階為 M 之上三角矩陣 (Upper Triangular Matrix)。如此，各個行向量 $p_0, p_1, p_2, \dots, p_{M-1}$ 彼此為線性獨立且可線性地轉換為 M 個垂直向量。經由正交化程序 (Gram-Schmidt Orthogonalization Process)，可根據前述行向量 $p_0, p_1, p_2, \dots, p_{M-1}$ 來產生另一組彼此正交之行向量 $\{g_0, g_1, g_2, \dots, g_{M-1}\}$ ，而其中第 m 個矩陣行 g_m 可經由下列遞迴運算得到：

$$g_m = \frac{w_m}{\|w_m\|}$$

$$w_m = p_m - \sum_{l=0}^{m-1} \frac{p_m^h w_l}{\|w_l\|^2} w_l, m \in Z_M^+ \quad (15)$$

其中 $w_0 = p_0$ ；而此另一實例之預編碼矩陣 G 可定義為：

$$G = [g_m; m \in Z_M]。$$

由於各行向量 $p_0, p_1, p_2, \dots, p_{M-1}$ 中之係數均滿足限制條件 2，根據其經由正交化及線性組合所得到之行向量 $g_0, g_1, g_2, \dots, g_{M-1}$ 亦可滿足限制條件 2，使得應用其之 CP-OFDM 訊號具有小於或等於 f^{-2J-2} 之旁波(Sidelobe)衰減速率。

請參照第 2 圖，其繪示應用本實施例之預編碼器 G 的正交分頻多工訊號的模擬圖。在模擬條件為 N 等於 128 及保護區間比例 α 等於 2^{-3} 之模擬實例中，未使用任何預編碼矩陣之 SP-CP-OFDM 訊號具有如曲線 r0 所示之旁波衰減曲線；而應用矩陣 $g_1^\alpha, g_2^\alpha, u_2^\alpha, u_3^\alpha, u_4^\alpha$ 及 u_5^α 做為預編碼矩陣 G 而對應產生之 SP-CP-OFDM 訊號分別具有如曲線 r1-r6 所示之旁波衰減曲線。

一般子載波配置之單一使用者 SP-CP-OFDMA 的預編碼模型

一般情形中，U 為 2 的非複數次方，而 OFDMA 訊號採用最遠等間距子載波配置機制。子載波配置向量 q 之第 n 子載波之子載波索引 q_n 滿足： $q_n = n(UP)^{-1}N + s, \text{ for } n \in Z_{UP}; s \in Z_{(UP)^{-1}N}$ 。

若將前述子載波向量 q 之代入方程式 (10)，可得到：

$$\chi_m^{(c)}(k) = (-\mu_\alpha^{(c)})^s \sum_{n=0}^{UP-1} (n(UP)^{-1}N + s)^k g_{n,m} (\mu_\alpha^{(c)})^{n(UP)^{-1}N} \quad (16)$$

方程式 (16) 可改寫為：

$$\chi_m^{(c)}(k) = (-\mu_\alpha^{(c)})^s \sum_{i=0}^k \binom{k}{i} s^{k-i} (UP)^{-1} N^i \zeta_m^{(c)}(i) \quad (17)$$

其中 $\zeta_m^{(c)}(i)$ 滿足： $\zeta_m^{(c)}(i) = \sum_{n=0}^{UP-1} n^i g_{n,m} (\mu_\alpha^{(c)})^{n(UP)^{-1}N}$ ，而限制條件 1 可改寫為下列限制條件 3：

$$\zeta_m^{(c)}(k) \begin{cases} = 0, \text{ for } k \in Z_1 \\ \neq 0, \text{ for } m \in Z_M \text{ and } c \in Z_2 \end{cases}$$

據此，在 OFDMA 訊號採用最遠等間距子載波配置機制的情形下，當預編碼矩陣 G 在 J 為正整數 J 的條件下滿足前述限制條件 3 時，具有未受限之保護區間比例且具有任意輸入資料之單一使用者 SP-CP-OFDMA 訊號可具有小於或等於 f^{-2J-2} 之旁波(Sidelobe)衰減速率。換言之，本實施例之具有一般子載波配置之單一使用者 SP-CP-OFDMA 系統可經由配置滿足前述限制條件 1 之預編碼矩陣 G ，來確保其具有快速之旁波衰減速率。

相似於前述 SP-CP-OFDM 的預編碼模型段落，接下來亦提出兩種可能用來實現預編碼矩陣 G 之矩陣實例 g_{LU}^α 及 g_L^α 。首先針對 L 階的矩陣 g_L^α ，其中 $G = [g_{n,m}; n \in Z_{UP}, m \in Z_M]$ ，而係數 $g_{n,m}$ 滿足：

$$g_{m+k,m} = \begin{pmatrix} \tau(\alpha, L, UP, N)^{\frac{1}{2}} (-1)^k \sum_{p=0}^k \binom{L}{k-p} \binom{L}{p} (\mu_\alpha^{(1)})^{-p(UP)^{-1}N}, k \in Z_{L+1} \\ \tau(\alpha, L, UP, N)^{\frac{1}{2}} (-1)^k \sum_{p=k-L}^L \binom{L}{k-p} \binom{L}{p} (\mu_\alpha^{(1)})^{-p(UP)^{-1}N}, k \in Z_{2L+1} - Z_{L+1} \end{pmatrix} \quad (18)$$

其中 $m \in Z_M$ ，而矩陣 g_{LU}^α 中其他位置之矩陣參數滿足 $g_{n,m} = 0$ 。其中 $\tau(\alpha, L, UP, N)$ 為正規化參數，用以確保 $\|g_m\| = 1$ 。舉例來說， $\tau(\alpha, L, UP, N)$ 滿足：

$$\tau(\alpha, L, UP, N) = \sum_{k=0}^L \left| \sum_{p=0}^k \binom{L}{k-p} \binom{L}{p} (\mu_\alpha^{(1)})^{-p(UP)^{-1}N} \right|^2 + \sum_{k=L+1}^{2L} \left| \sum_{p=k-L}^L \binom{L}{k-p} \binom{L}{p} (\mu_\alpha^{(1)})^{-p(UP)^{-1}N} \right|^2 \quad (19)$$

經過適當的分析可知，在條件 $J=L$ 的情況下，矩陣 g_{LU}^α 符合限制條件 3。據此，以矩陣 g_{LU}^α 來做為預編碼矩陣 G 進行預編碼操作之 CP-OFDMA 在等於數值 $1 - \frac{2L}{UP}$ 之預編碼率 (Precoding Rate) λ 的條件下，具有小於或等於 f^{-2J-2} 之旁

波衰減速率。

舉另一個實例來說，預編碼矩陣 G 等於另一矩陣 u_{LU}^α ，其可根據前述方程式(18)定義之矩陣 g_{LU}^α 進行正交化操作而得到。進一步的說，以 \tilde{P}_m 表達方程式(18)表示之矩陣 g_{LU}^α 中各個行向量(即是 $\tilde{P}_m = \left[P_{n,m}; n \in Z_N \right]$ for $m \in Z_M$)，其中 \tilde{P}_m 包括矩陣 g_{LU}^α 中之係數。以 \tilde{P}_m 取代方程式(15)中之 P_m ，則 L 階之正交矩陣 u_{LU}^α 可有效地可有效地被定義為： $G = \left[g_m; m \in Z_M \right]$ 。據此，以矩陣 u_{LU}^α 來做為預編碼矩陣 G 進行預編碼操作之 CP-OFDMA 訊號，在等於數值 $1 - 2L/UP$ 之預編碼率 λ 的條件下，具有小於或等於 f^{-2J-2} 之旁波衰減速率。

請參照第 3 圖，其繪示應用本實施例之預編碼器 G 的一般子載波配置之單一使用者正交分頻多重存取訊號的模擬圖。在模擬條件為 N 等於 2048、 p 等於 64 及保護區間比例 α 等於 2^{-3} 之模擬實例中，未使用任何預編碼矩陣之 SP-CP-OFDMA 訊號具有如曲線 s_0 所示之旁波衰減曲線；而應用矩陣 $g_{1,1}^\alpha$ 、 $g_{1,2}^\alpha$ 、 $g_{1,4}^\alpha$ 、 $u_{1,1}^\alpha$ 、 $u_{1,2}^\alpha$ 及 $u_{1,4}^\alpha$ 做為預編碼矩陣 G 而對應產生之 SP-CP-OFDMA 訊號分別具有如曲線 s_1 - s_6 所示之旁波衰減曲線。

擬亂數子載波配置之單一使用者 SP-CP-OFDMA 的預編碼模型

在擬亂數 (Pseudorandom) 子載波配置情況下，SP-CP-OFDMA 可較為彈性地對子載波進行指派；於此，係提供一種操作程序，用以在擬亂數子載波配置的情況下，找出對應之預編碼矩陣。藉此經由產生彼此具有資料相關

性之預先編碼後之符元，來確保在子載波配置向量 q 為亂數決定之情況下，單一使用者之 SP-CP-OFDMA 訊號具有小於或等於 f^{-2J-2} 之旁波衰減速率。

根據限制條件 1，設定預編碼矩陣 G 中之第 m 個行向量中之係數 $g_{n,m} = 0$ for $n \in Z_m$ and $n \in Z_{up} - Z_{m+2L+1}$ ，並進行下列方程式運算，以找出向量 $v^{(m)}$ ：

$$A^{(m)} v^{(m)} = 0 \quad (20)$$

$$v^{(m)} = [g_{n,m}; n \in Z_{m+2L+1} - Z_m]$$

$$A^{(m)} = \begin{bmatrix} B^{(m)} \\ C^{(m)} \end{bmatrix}$$

$$B^{(m)} = [(-1)^{qn} (\mu_\alpha^{(0)})^{qn} (q_m)^s; s \in Z_L, n \in Z_{m+2L+1} - Z_m]$$

$$C^{(m)} = [(-1)^{qn} (\mu_\alpha^{(1)})^{qn} (q_m)^s; s \in Z_L, n \in Z_{m+2L+1} - Z_m]$$

以滿足條件： $\|v^{(m)}\| = 1$ for $m \in Z_M$ 之向量 $v^{(m)}$ 的解做為預編碼矩陣 G 中對應之係數，以實現出在 $J=L$ 時滿足限制條件 1 之矩陣 $C_{L,U}^\alpha$ 。相似於前述一般子載波配置下之單一使用者 SP-CP-OFDMA 之段落，前述矩陣 $C_{L,U}^\alpha$ 亦可經由對應之正交化操作來產生正交化矩陣 $P_{L,U}^\alpha$ 。如此，經由使用前述矩陣 $C_{L,U}^\alpha$ 及 $P_{L,U}^\alpha$ 做為預編碼矩陣 G ，可確保擬亂數子載波配置之單一使用者 SP-CP-OFDMA 訊號在等於數值 $1-2L/UP$ 之預編碼率 λ 的條件下，具有小於或等於 f^{-2J-2} 之旁波衰減速率。

請參照第 4 圖，其繪示應用本實施例之預編碼器 G 的擬亂數子載波配置之單一使用者正交分頻多重存取訊號的模擬圖。在模擬條件為 N 等於 2048、 p 等於 64 及保護區間比例 α 等於 2^{-3} 之模擬實例中，未使用任何預編碼矩陣之 SP-CP-OFDMA 訊號具有如曲線 t_0 所示之旁波衰減曲線；而應用矩陣 $C_{1,1}^\alpha$ 、 $c_{2,1}^\alpha$ 、 $P_{1,1}^\alpha$ 、 $P_{2,1}^\alpha$ 、 $P_{3,1}^\alpha$ 、 $P_{4,1}^\alpha$ 及 $P_{5,1}^\alpha$ 及 $P_{6,1}^\alpha$ 做為預

編碼矩陣 G 而對應產生之 SP-CP-OFDMA 訊號分別具有如曲線 t1-t8 所示之旁波衰減曲線。

在本實施例中，雖僅對傳輸端電路 Tx 側之電路做詳細說明，然而接收端電路 Rx 係具有與傳輸端電路 Tx 相對應之正交分頻多工解調變器 150、子載波解分配器 160、頻域解碼器 170 及資料接收器 180。接收端電路 Rx 中各次電路之操作可根據相關於傳輸端電路 Tx 中各對應次電路之操作說明所推得，於此並不再對傳輸端電路 Tx 中各次電路之詳細操作進行贅述。

本實施例之 OFDM 及 OFDMA 傳輸系統中係設置有頻域預編碼器，其用以對資料產生器進行矩陣運算，以產生彼此具有資料相關性之預先編碼後之符元。本實施例之 CP-OFDM 及 CP-OFDMA 傳輸系統及方法更分別經由 CP-OFDM 調變器及 CP-OFDMA 調變器來根據前述預先編碼後之符元產生對應之傳送訊號，其中此傳送訊號之 N 次微分函數仍為連續函數，其中 N 為自然數。如此，本實施例之 OFDM 及 OFDMA 傳輸系統可經由使用上述頻域預先編碼器，產生資料相關性之矩陣運算藉此確保本發明相關之 CP-OFDM 及 CP-OFDMA 傳輸系統具有 f^{-2N-2} 的漸進旁波(Sidelobe)功率頻譜衰減率，其中 f 為頻率。據此，相較於傳統 OFDM 及 OFDMA 傳輸系統，本實施例之前相較於傳統 OFDM 及 OFDMA 系統，本實施例之 OFDM 及 OFDMA 傳輸電路及方法具有漸進旁波(Sidelobe)功率頻譜衰減率較佳之優點。

綜上所述，雖然本發明已以較佳實施例揭露如上，然其並非用以限定本發明。本發明所屬技術領域中具有通常知識者，在不脫離本發明之精神和範圍內，當可作各種之更動與潤飾。因此，本發明之保護範圍當視後附之申請專利範圍所界定者為準。

【圖式簡單說明】

第 1 圖繪示依照本發明實施例之正交分頻多重存取傳輸系統的方塊圖。

第 2 圖繪示應用本實施例之預編碼器 G 的正交分頻多工訊號的模擬圖。

第 3 圖繪示應用本實施例之預編碼器 G 的一般子載波配置之單一使用者正交分頻多重存取訊號的模擬圖。

第 4 圖繪示應用本實施例之預編碼器 G 的擬亂數子載波配置之單一使用者正交分頻多重存取訊號的模擬圖。

【主要元件符號說明】

- 110：資料產生器
- 120：頻域預編碼器
- 130：子載波分配器
- 140：正交分頻多工調變器
- 150：正交分頻多工解調變器
- 160：子載波解分配器
- 170：頻域解碼器
- 180：資料接收器

七、申請專利範圍：

1. 一種傳輸端電路，包括：

一資料產生器，用以提供一輸入符元向量 $d^{(1)}$ ；

一頻域預編碼器，用以根據一預編碼矩陣 G 對該輸入符元向量 $d^{(1)}$ 進行頻域預編碼操作，以產生一預編碼符元向量 $b^{(1)}$ ，該預編碼符元向量 $b^{(1)}$ 中包括複數個向量成分元素，該些向量成分元素之間具有資料相關性，其中該預編碼符元向量 $b^{(1)}$ 滿足方程式： $b^{(1)} = G \times d^{(1)}$ ；

一子載波分配器，用以根據一子載波分配矩陣對該預編碼符元向量 $b^{(1)}$ 進行子載波配置，以產生一傳輸資料向量 $x^{(1)}$ ；以及

一調變器，用以在定義於時點 $-T_d/2 - T_g$ 及 $T_d/2$ 間之一傳輸期間中產生一傳輸訊號 $s(t)$ ，來對該資料向量 $x^{(1)}$ 進行傳輸；

其中，當該傳輸端電路符合一單一使用者正交分頻多重存取 (Orthogonal Frequency Division Multiple Access, OFDMA) 傳輸協定時，該傳輸訊號 $s(t)$ 之基頻段功率密度函數 $S_B(f)$ 滿足下列方程式(1)：

$$S_B(f) = \frac{1}{2} \lim_{R \rightarrow \infty} \frac{\rho^2}{2RT} \varepsilon \left\{ \left| \sum_{l=-R}^{R-1} F\{s^{(l)}(t)\} \exp\{-2\pi f l T\} \right|^2 \right\} \quad (1)$$

方程式(1)中之 $F\{s^{(l)}(t)\}$ 可展開為下列方程式(2)：

$$\begin{aligned} F\{s^{(l)}(t)\} &= \int_{T_d/2 - T_g}^{T_d/2} (d^{(l)})^t a(t) \exp\{-2\pi f t\} dt \\ &= - \sum_{\beta=0}^{\infty} (-j2\pi f)^{-\beta-1} \frac{d^{(\beta)} [(d^{(l)})^t a(t)]}{dt^{(\beta)}} \exp\{-j2\pi f t\} \Bigg|_{t=-T_d/2 - T_g}^{T_d/2} \end{aligned} \quad (2)$$

方程式(2)中之 $(d^{(l)})^t a(t)$ 可以方程式(3)及(4)表示：

TW6518PA

$$\frac{d^{(\beta)}[(d^{(1)})^t a(t)]}{dt^{(\beta)}} \Big|_{t=T_d/2} = (j\omega_d)^\beta \exp\{-j(\frac{N-1}{2})\pi\} \cdot \sum_{m=0}^{M-1} \left\{ \sum_{k=0}^{\beta} \left[\binom{\beta}{k} \left(\frac{1-N}{2}\right)^{\beta-k} \right] \chi_m^{(0)}(k) \right\} d_m^{(1)} \quad (3)$$

$$\frac{d^{(\beta)}[(d^{(1)})^t a(t)]}{dt^{(\beta)}} \Big|_{t=-T_d/2 - T_g} = (j\omega_d)^\beta \exp\{j(\frac{N-1}{2})\pi(1+2\alpha)\} \cdot \sum_{m=0}^{M-1} \left\{ \sum_{k=0}^{\beta} \left[\binom{\beta}{k} \left(\frac{1-N}{2}\right)^{\beta-k} \right] \chi_m^{(1)}(k) \right\} d_m^{(1)} \quad (4)$$

方程式(3)及(4)中之 $\chi_m^{(c)}(k)$ (參數 c 滿足 $c \in Z_2$) 滿足：

$$\chi_m^{(c)}(k) \stackrel{\Delta}{=} \sum_{n=0}^{UP-1} (-1)^{q_n} (q_n)^k g_{n,m} (\mu_\alpha^{(c)})^{q_n} \quad (5)$$

$$\mu_\alpha^{(c)} \stackrel{\Delta}{=} \exp\{-2c\alpha\pi\} ;$$

其中，當該預編碼矩陣 G 滿足一第一限制條件：

$$\chi_m^{(c)}(k) \begin{cases} = 0, \text{ for } k \in Z_J \\ \neq 0, \text{ for } m \in Z_M \text{ and } c \in Z_2 \end{cases}$$

時，該傳輸端電路發出之符合 OFDMA 協定之該傳輸訊號 $s(t)$ 具有小於或等於 f^{-2J-2} 之旁波(Sidelobe)衰減速率。

2. 如申請專利範圍第 1 項所述之傳輸端電路，其中當該傳輸端電路符合正交分頻多工(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)傳輸協定時，方程式(5)可改寫為 $\nu_m^{(c)}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} (-1)^n (n)^k g_{n,m} (\mu_\alpha^{(c)})^n$ ，而該第一限制條件可對應地改寫為一第二限制條件：

$$\nu_m^{(c)}(k) \begin{cases} = 0, \text{ for } k \in Z_J \\ \neq 0, \text{ for } m \in Z_M \text{ and } c \in Z_2 \end{cases}$$

其中，當該預編碼矩陣 G 滿足該第二限制條件時，該傳輸端電路發出之符合 OFDM 協定之該傳輸訊號 $s(t)$ 具有

TW6518PA'

小於或等於 f^{-2J-2} 之旁波衰減速率。

3. 如申請專利範圍第 1 項所述之傳輸端電路，其中當該傳輸端電路符合 OFDMA 傳輸協定且該子載波分配矩陣對應至一最遠等間距子載波配置機制時，子載波配置向量 q 滿足： $q_n = n(UP)^{-1}N + s$, for $n \in Z_{UP}; s \in Z_{(UP)^{-1}N}$ ，而方程式 (5) 可改寫為：

$$\chi_m^{(c)}(k) = (-\mu_\alpha^{(c)})^s \sum_{i=0}^k \binom{k}{i} s^{k-i} (UP)^{-i} N^i \zeta_m^{(c)}(i) \quad (6)$$

$\zeta_m^{(c)}(i)$ 滿足： $\zeta_m^{(c)}(i) = \sum_{n=0}^{UP-1} n^{-i} g_{n,m} (\mu_\alpha^{(c)})^{n(UP)^{-1}N}$ ，而該第一限制條件可改寫為一第三限制條件：

$$\zeta_m^{(c)}(k) \begin{cases} = 0, \text{ for } k \in Z_1 \\ \neq 0, \text{ for } m \in Z_M \text{ and } c \in Z_2 \end{cases}$$

其中，當該預編碼矩陣 G 係滿足該第三限制條件時，採用最遠等間距子載波配置機制之該傳輸端電路發出之符合 OFDMA 協定之該傳輸訊號 $s(t)$ 具有小於或等於 f^{-2J-2} 之旁波衰減速率。

4. 如申請專利範圍第 1 項所述之傳輸端電路，其中當該傳輸端電路符合 OFDMA 傳輸協定且該子載波分配矩陣對應至擬亂數 (Pseudorandom) 子載波配置機制時，該頻域預編碼器設定預編碼矩陣 G 中第 m 個行向量之係數 $g_{n,m} = 0$ for $n \in Z_m$ and $n \in Z_{up} - Z_{m+2L+1}$ ，並進行下列方程式運算，以找出向量 $v^{(m)}$ ：

$$A^{(m)} v^{(m)} = 0$$

TW6518PA

$$v^{(m)} = [g_{n,m}; n \in Z_{m+2L+1} - Z_m]$$

$$A^{(m)} = \begin{bmatrix} B^{(m)} \\ C^{(m)} \end{bmatrix}$$

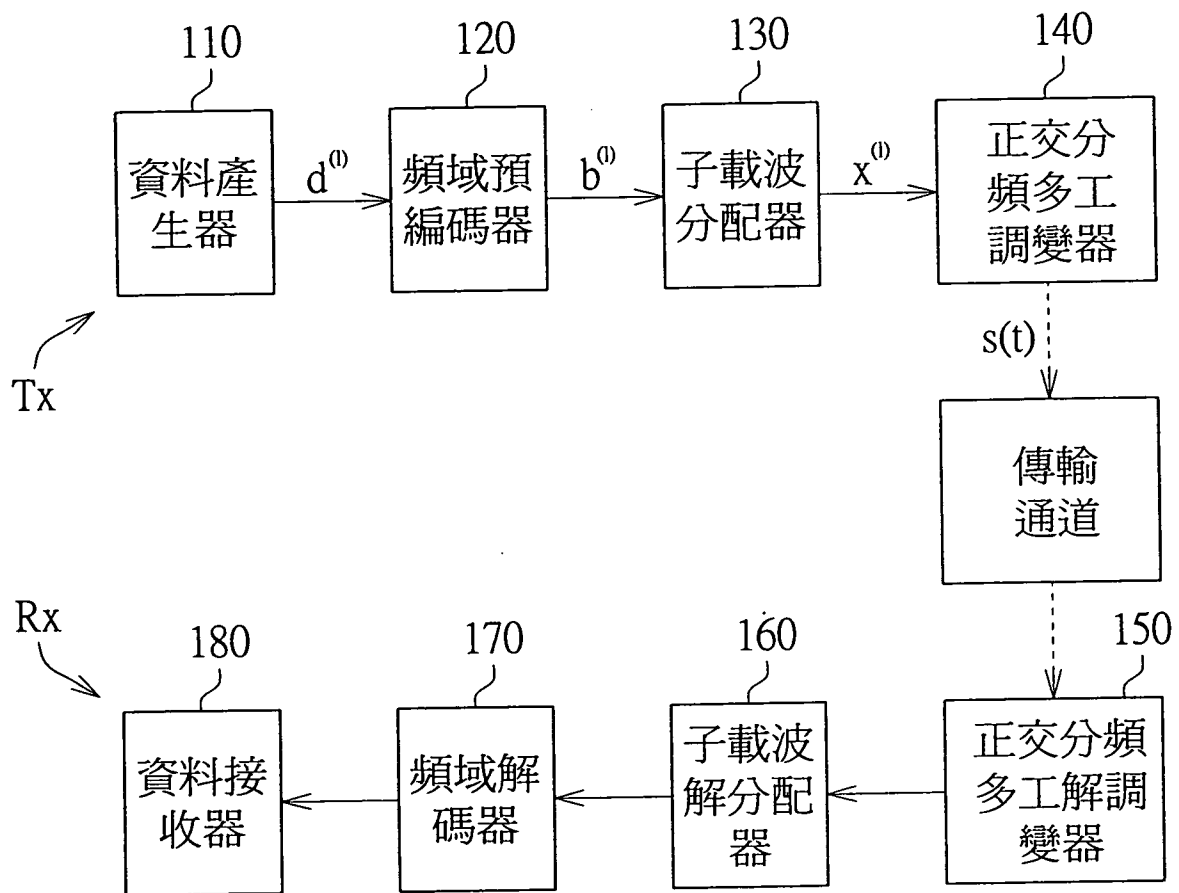
$$B^{(m)} = [(-1)^{qn} (\mu_\alpha^{(0)})^{qn} (q_m)^s; s \in Z_L, n \in Z_{m+2L+1} - Z_m]$$

$$C^{(m)} = [(-1)^{qn} (\mu_\alpha^{(1)})^{qn} (q_m)^s; s \in Z_L, n \in Z_{m+2L+1} - Z_m]$$

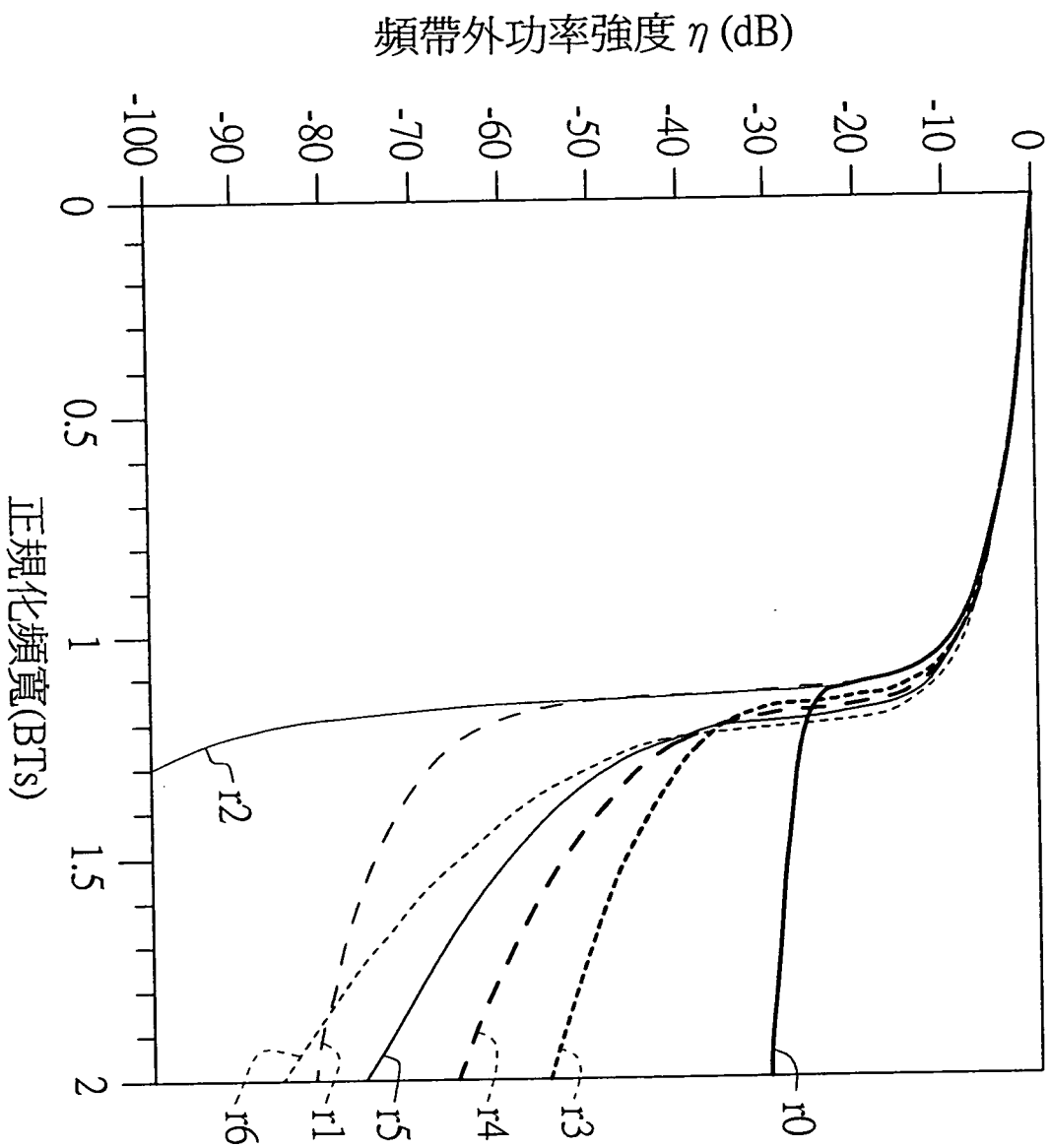
其中，該頻域預編碼器更以滿足條件： $\|v^{(m)}\|=1$ for $m \in Z_M$ 之向量 $v^{(m)}$ 的解做為該預編碼矩陣 G 中對應之係數，以求得該預編碼矩陣 G ，用以使採用擬亂數子載波配置機制之該傳輸端電路發出之符合 OFDMA 協定之該傳輸訊號 $s(t)$ 具有小於或等於 f^{-2J-2} 之旁波衰減速率。

5. 如申請專利範圍第 1 項、第 2 項、第 3 項或第 4 項所述之傳輸端電路，該預編碼矩陣 G 更經由一正交化操作，使得其中各個行 (Column) 向量彼此正交。

圖式

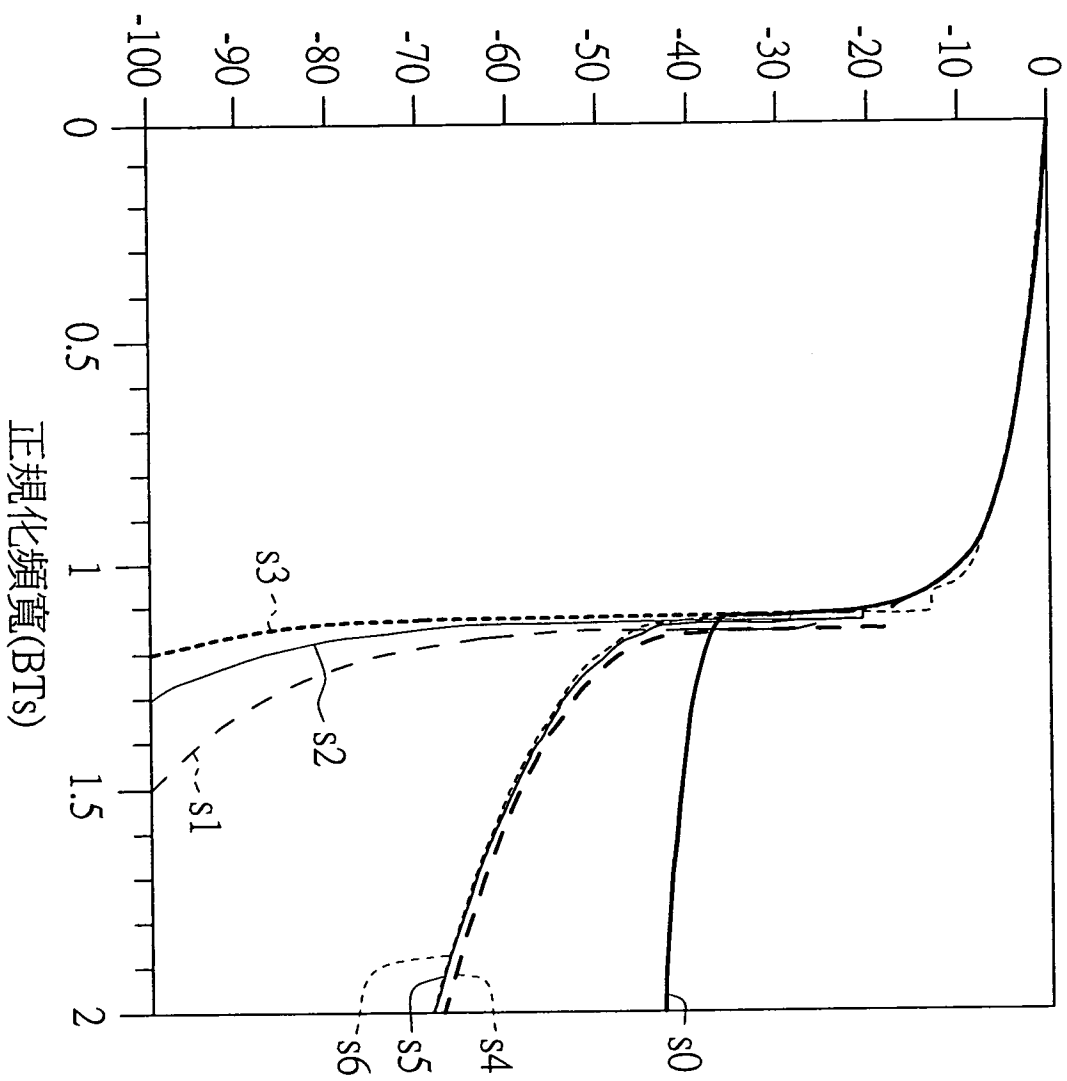


第 1 圖

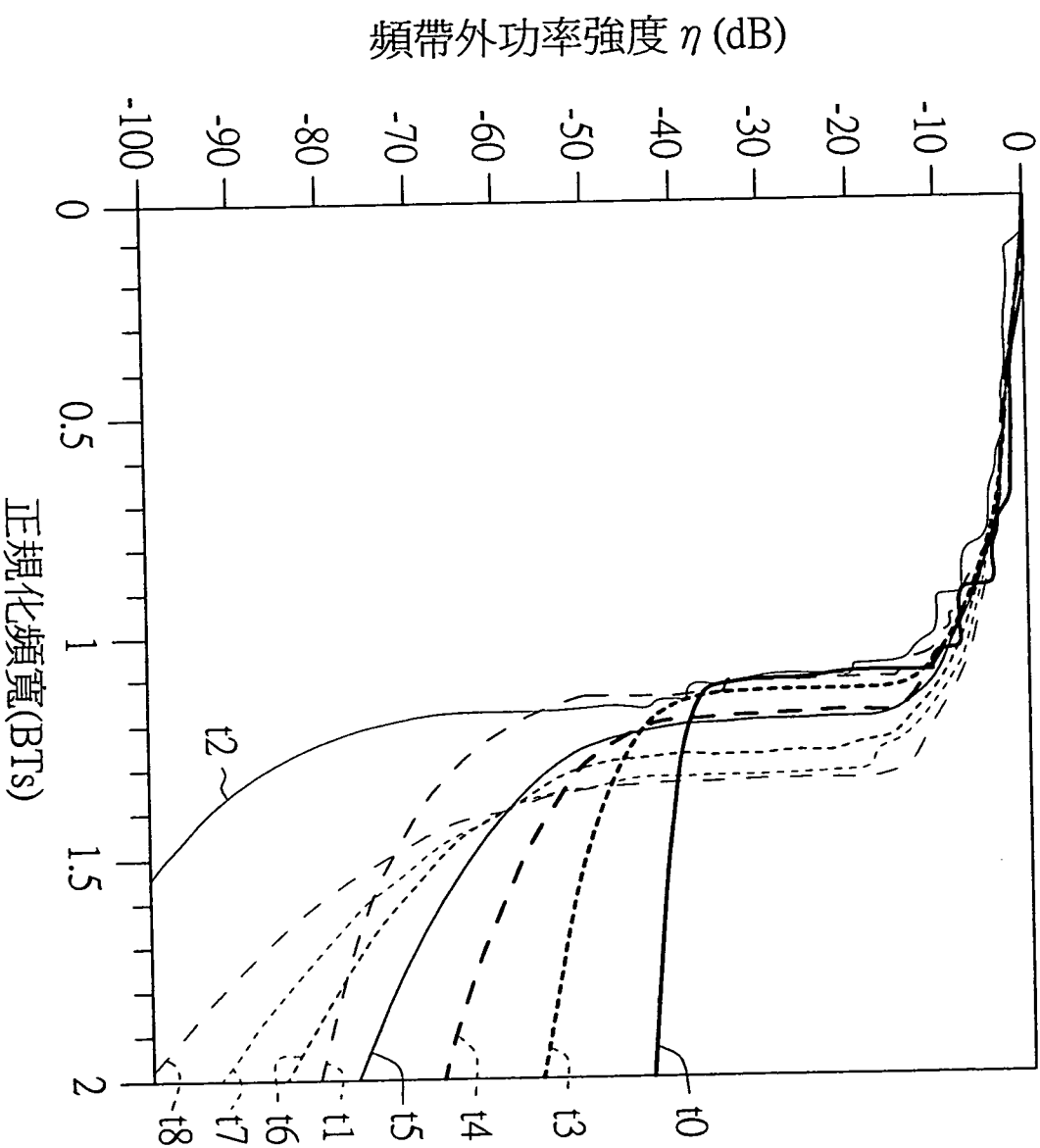


第 2 圖

頻帶外功率強度 η (dB)



第 3 圖



第 4 圖