

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：92/23508

※ 申請日期：92.8.27

※IPC 分類：H04B1/38 (2006-01)

一、發明名稱：(中文/英文)

供以 DMT 為基礎之數據機接收器之組合等化

Combined Equalization For DMT-Based Modem Receiver

二、申請人：(共 1 人)

姓名或名稱：(中文/英文)

美商德州儀器公司

Texas Instruments Incorporated

代表人：(中文/英文)

康威廉/William B, Kempler

住居所或營業所地址：(中文/英文)

美國德克薩斯州達拉斯市丘爾奇路 7839 號

7839 Churchill Way, Mail Station 3999, Dallas, TX 75251, U.S.A.

國 籍：(中文/英文)

美國/U.S.A.

三、發明人：(共 2 人)

姓 名：(中文/英文)

1. 李曉輝/LI, XIAOHUI

2. 柯瑞/CURRY, MARK A.

國 籍：(中文/英文)

1.-2. 皆為美國/U.S.A.

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： 年 月 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：

美國；西元 2002 年 08 月 28 日；10/229,652

☐ 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。

九、發明說明：

【發明所屬之技術領域】

本發明屬通信領域，更明確地說，與多載波調變通信，諸如數位式用戶線路(DSL)通信有關。

【先前技術】

目前用於DSL通信最重要且最普遍的調變標準是分離多音調(DMT)。按照DMT技術，可用的頻譜可次分成很多子通道(例如4.3125kHz可分割成256個子通道)。每一個子通道是以一載波頻率為中心，相位與振幅被調變，典型上是使用正交振幅調變(QAM)，其中，每一個符號值是以複平面中的點表示。每一個子通道可用的符號值數量，以及在該子通道中通信之每一個符號中的位元數量，是在DMT通信時段(session)的初始化期間決定。每一個子通道之每一個符號的位元數量(即“位元荷載”(bit loading))是根據子通道所在頻率的訊號到雜訊比(SNR)決定，其受在該頻率之傳送通道雜訊及信號衰減的影響。例如，相對無雜訊且低衰減的子通道可以10位元到15位元的符號通信資料，可以具有在群集內之點間的短距離之相對緊密的QAM群集(constellation)。另一方面，嘈雜的通道限制每個符號只能有2或3個位元，允許在QAM群集內毗鄰點間的距離較大。事實上，某些子通道的SNR太差，致使這些子通道被卸載，不傳送任何位元。因此，DMT調變使每一個子通道的資料率最大化，甚至是在相對嘈雜且被衰減的絞線對上傳送，也允許進行高速存取。

DMT調變也允許在數位域進行許多信號處理。典型上，要被

傳送的一連串數位資料流是被配置到符號內，每一子通道一資料流，如前所述，符號的大小視位元荷載而定。Reed-Solomon編碼及其它編碼技術典型上是用來偵測及修正錯誤。對已編碼的符號施加逆離散傅利葉轉換(IDFT)得到子通道載波的調變，產生離散調變的時域信號，其具有每一個子載波頻率的信號分量。接著，此經過調變的信號被串列地傳送。所有這些DMT調變操作都可以在數位域中進行，允許在諸如數位信號處理器(DSP)的單一晶片中實施許多DSL數據機，特別是許多處理密集的操作。

從調變而來的離散輸出時域信號經由習知的數位到類比轉換器轉換成時域的類比信號，且在發射通道上與接收的數據機通信，在接收數據機內進行逆向處理以將發射來的資料復原。理想上，所接收之信號中的DMT子通道相互正交，俾使信號可被離散傅利葉轉換(DFT)解調變(demodulated)。

不過，發射通道的非理想脈衝響應使得發射的信號失真。接收數據機所接收的信號可考慮成是被發射的類比信號與發射通道之脈衝響應的迴旋(convolution)。接收機處的時域信號 $y(n)$ 可根據被發射的時域信號 $x(n)$ 表示成：

$$y(n) = x(n) \otimes h(n)$$

此式簡單地表示接收的信號 $y(n)$ 是輸入信號 $x(n)$ 與通道之脈衝響應 $h(n)$ 的迴旋。在理想情況，此時域表示法可在頻率域中表示成：

$$Y(n) = X(n) \cdot H(n)$$

其中， $X(n)$ 、 $H(n)$ 及 $Y(n)$ 分別是時域信號 $x(n)$ 、 $h(n)$ 、 $y(n)$ 的頻率域表示法。考慮發射的信號 $x(n)$ 是在其各自子通道頻率的符號序列之IDFT，頻率域頻譜 $X(n)$ 對應於符號本身。因此，按照DMT調變技術，接收機可經由從所接收之頻率域信號 $Y(n)$ 的DFT移除通道

響應 $H(n)$ 以擷取出符號 $X(n)$ 。習用上，此是由單栓(single-tap)頻率域等化器執行。

不過，只有在輸入序列是無限長或具有周期性時，時域的迴旋才會與頻率域的乘法對應。不過，由於子通道的數量是有限的，在發射器IDFT輸出處之實值的時域樣本(即“區塊”長度)數量也是有限的。因此，以區塊的長度做為周期，使發射的信號呈現周期性是有用的。做到此的習知技術之一是在資料流中的每一發射區塊中包括一循環前置。一般言之，循環前置被界定為在輸出位元流中之樣本區塊尾端的 P 個樣本。在數位到類比轉換之前，這些 P 個樣本被加入區塊中，俾使發射的信號呈現周期性。只要發射通道的脈衝響應(一般稱為通道長度)小於循環前置的長度，輸入序列中此明顯的周期性即允許使用DFT復原每一個子通道中的調變符號。

事實上，循環前置消除了毗鄰資料框間的符號間干擾(ISI)，以及子通道間的載波間干擾(ICI)。ISI通常來自於失真與發射之信號在通道內散開，致使一個DMT符號的尾端與下一個DMT符號的頭端重疊。ICI會影響子載波間的獨立性，致使各子通道間喪失正交性，此必然有礙接收機處這些子通道上之調變資料的分離。

為了使輸入序列呈現周期性，因此，ISI要包含在區塊的冗餘前置內，循環前置必須比通道長度長。不過，此致使有效的資料發射率下降。以藉由加入最後 P 個樣本之複本之具有 N 個樣本之區塊長度以及 P 個樣本之循環前置的信號為例，資料率以為

$$\frac{N}{N+P}$$

之因數下降。

此展現了習知DMT通信之干擾與資料率間的取捨。

圖1功能性地說明習用DSL通信系統例。在圖1的系統中，僅說明了一個發射方向(從發射數據機10經由發射通道H到達接收數據機20)。當然，熟悉此方面技術之人士都瞭解，也能在相反的方向通信資料，在此情況，數據機20是發射數據機，而數據機10是接收數據機。

發射數據機10接收要發射給接收數據機20的輸入位元流。此輸入位元流可能是與發射數據機10在相同位置(例如中央機房)的電腦產生，或者，更可能是在網際網路的意義上，由耦合到發射數據機10的電腦網路產生。輸入的位元流是在由資料源所產生之適當格式的二進位數位串列流。

發射數據機10內的位元到符號編碼功能11根據通信時段之初始化所分配給每一個子通道的位元荷載，將輸入位元流的位元群組成多位元的符號。這些符號將調變DMT信號的各不同子通道。為改善額外之訊號-雜訊比，諸如為了偵測及修正錯誤之Reed-Solomon編碼之錯誤修正編碼，或格子式編碼可選擇性地施加於編碼器11上。

典型上，編碼功能11所產生的符號是包含振幅與相位資訊的複合符號，且對應於初始化時所決定之每一個子通道之適當的調變群集(例如正交振幅調變或QAM)內之點。接著，將每一區塊經過編碼的符號施加到逆離散傅利葉轉換(IDFT)手段12。IDFT手段12將每一個輸入符號與發射符號頻帶中的一個子通道聯結，並按照傅利葉轉換產生對應數量的時域符號樣本。接著，這些時域符號樣本被平行到串列轉換器13轉換成樣本的串列流。典型上，如果有 $N/2$ 個複合符號送給IDFT手段12，IDFT手段12會輸出具有 N 個

實值時域樣本的區塊。熟悉此方面技術之人士在參閱本說明書後很容易瞭解，手段11到13之每一個都可以由數位信號處理器(DSP)執行、且實際上較佳以數位操作實施之。

接著，手段14在信號中加入循環前置(CP)，典型上是將每一個框的最後 v 個樣本加入到該框的開始，如前所述。接著，數位濾波手段15處理資料流，經由內插以提高樣本率，以數位低通濾波移除影像分量，及以數位高通濾波消除POTS頻帶干擾。經過數位濾波的資料流信號藉由數位到類比轉換器16轉換成類比，且在發射前，先經過類比濾波手段18低通濾波。如美國專利6,226,322(與本文共同讓予，併入本文參考)之描述，數位濾波手段15、數位到類比轉換器16、及類比濾波手段18以在習知的編碼解碼電路中實施較佳，諸如德州儀器出品的TLV320AD1x裝置系列。

接著，類比濾波器18的輸出向前傳送到發射通道H，並依次經由習用的線路(line)驅動器及接收器電路(諸如德州儀器的THS7102線路驅動器/接收器)及習用的混合電路到接收數據機20。以ADSL通信為例，發射通道H是以絞線對實體施行。發射通道H加諸於在發射之類比信號的重大失真及雜訊以它的脈衝響應 $h(n)$ 表示，如前所述。

向下游發射的信號被接收數據機20接收，其一般言之將發射數據機10的處理逆轉，以恢復輸入位元流的資訊。如圖1所示，在類比到數位轉換手段22之前，類比濾波手段21處理所接收的信號，前者將經過濾波的類比信號轉換成數位。接著，施加習用的數位濾波手段23以加強類比濾波器的手段。類比與數位濾波手段21、23之結合中也較佳包括某些頻帶濾波，以將所接收的信號與目前被數據機20向上游發射的信號隔離。

在此習知的配置中，考慮手段21、23所執行的濾波，時域等化器(TEQ)24以為有限脈衝響應(FIR)數位濾波器較佳，設計用來有效縮短發射通道H之脈衝響應的長度。此數位濾波的設計是在建立通信時段之結合數據機10與20的初始化或“訓練”期間，經由選擇實施TEQ手段24之特定的FIR係數達成。接著，手段25去除循環前置。串列到平行轉換器26將濾波後的資料流轉換成若干樣本以便應用離散傅利葉轉換(DFT)手段27。由於接收到的信號是調變之子通道的時域疊合，因此，DFT手段27將在每一個子通道頻率復原調變的符號，反轉經由發射數據機10中手段12所執行的IDFT，以產生發射符號區塊(乘以有效發射通道之頻率域響應)的頻率域表示。資料框的循環前置至少與被TEQ手段24縮短之通道響應 $h(t)$ 同長。基於此一假設，頻率域等化(FEQ)手段28分離有效通道的頻率域響應，並恢復調變符號的估計。接著，符號到位元解碼手段29重新排出復原之符號的序列，將施加於信號發射中的任何編碼予以解碼，並產生輸出位元流，其為發射據此為基之輸入位元流的估計。接著，此輸出位元流向前送到用戶的工作站或其它接收者。

如前所述，時域等化器(TEQ)手段24是縮短發射通道的有效通道長度，以確保循環前置的長度至少與通道響應同長，俾使發射的信號可成功地被FEQ手段28恢復，不會有嚴重的ISI及ICI。習用的數據機訓練序列，是在DSL通信時段初始化上執行，TEQ係數被最佳化以儘量降低通道響應。雖然通道響應必然與頻率相關，但習用的TEQ最佳化是於所有通道上同時執行。結果是習用的TEQ最佳化並不適合將子通道的信號到雜訊性能最佳化。如此，習用的TEQ訓練並不能為DSL通信時段產生最佳的位元荷載容量。

在逐音調(per-tone)的基礎上界定DMT接收器系統的等化是習

知技術，如Van Acker等人之“Per-tone Equalization for DMT-Based Systems”，IEEE Trans. on Comm., Vol. 49, No.1(IEEE, January 2001), pp.109-119所描述的。此逐音調等化增進了系統的整體性能，因為等化器是根據每一個子通道的通道響應個別地被定義。理論上，逐音調等化設計可使每一個子通道的容量最佳化，同時仍可確保通道響應保持最小。

現綜述Van Acker等人所描述之逐音調等化背後的理論。如果吾人考慮向量 $\mathbf{y}$ 是與循環前置長度為 v 之樣本完美地對齊之 N 個樣本的DMT框：

$$\mathbf{y} = [y_0, y_1, \dots, y_{N+v-2}, y_{N+v-1}]$$

現請參閱圖1，經由接收數據機20對框 $\mathbf{y}$ 的接收是經由對框 $\mathbf{y}$ 施加TEQ手段24而完成。DFT手段27解調變此信號，而FEQ手段28恢復原始發射信號的估計 $\mathbf{Z}$ 。此處理可以下式表示：

$$\begin{bmatrix} Z_1 \\ \vdots \\ Z_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D_1 & 0 & \cdots \\ 0 & \ddots & 0 \\ \vdots & 0 & D_N \end{bmatrix} \cdot \mathbf{F}_N \cdot (\mathbf{Y} \cdot \mathbf{w}_{\text{teq}})$$

其中， $\mathbf{w}_{\text{teq}} = [w_0, w_1, \dots, w_{v-1}]^T$ ，且是實際值的 v -栓TEQ手段24。在此表示式中，矩陣 $\mathbf{Y}$ 是與時間 t 相關之 v FFT之輸入之時域樣本的框組， v 是循環前置的長度，且至少與發射通道及TEQ手段24之結合後脈衝響應一樣大：

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} y_{t,0} & y_{t,1} & \cdots & y_{t,v-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_v & y_{v-1} & \cdots & y_1 \\ y_v & \ddots & \ddots & y_2 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ y_{N+v-1} & y_{N+v-2} & \cdots & y_N \end{bmatrix}$$

矩陣 $\mathbf{F}_N$ 是DFT手段27之 $N \times N$ 的FFT矩陣，且係數 D_i 構成複合1-栓FEQ手段28。如習知技術，此式是施加一單次的FFT操作

$\mathbf{F}_N \cdot (\mathbf{Y} \cdot \mathbf{w}_{\text{teq}})$ 。Van Acker等人陳述，吾人可結合TEQ與FEQ操作對每一個音調 Z_i 重組此接收器解調變的表示：

$$Z_i = D_i \cdot \text{row}_i(\mathbf{F}_N) \cdot (\mathbf{Y} \cdot \mathbf{w}_{\text{teq}}) = \text{row}_i(\mathbf{F}_N \cdot \mathbf{Y}) \cdot \mathbf{w}_{\text{teq}} \cdot D_i$$

事實上，經由將此式的FEQ D_i 向右移動，即可導出第 i 個音調之組合的複合 v -栓FEQ：

$$\mathbf{w}_{\text{teq}} \cdot D_i = (\mathbf{w}_{\text{feq},i})_{v \times 1}$$

不過，此方法需要以 $\mathbf{F}_N \cdot \mathbf{Y}$ 表示的 v 次FFT。按照此方法，每一個音調 i 具有其自己最佳化的TEQ手段，其以 v -栓之FEQ的型式實施。此最佳化的TEQ可經由考慮 $\mathbf{F}_N \cdot \mathbf{Y}$ 的 v 次FFT決定：

$$\mathbf{Y}_{\text{FFT}} = [\mathbf{y}_{\text{fft},0} \quad \mathbf{y}_{\text{fft},1} \quad \cdots \quad \mathbf{y}_{\text{fft},v-1}] = \mathbf{F}_N \mathbf{Y}$$

以及：

$$\mathbf{W}_f = \begin{bmatrix} \mathbf{w}_{\text{feq},0}^T \\ \mathbf{w}_{\text{feq},1}^T \\ \vdots \\ \mathbf{w}_{\text{feq},N-1}^T \end{bmatrix} = [\mathbf{w}_{f,0} \quad \mathbf{w}_{f,1} \quad \cdots \quad \mathbf{w}_{f,v-1}]$$

在此方法中， $\mathbf{y}_{\text{fft},i}$ 是一 $N \times 1$ 的向量，對應於矩陣 $\mathbf{Y}$ 之第 i 行的FFT。等化器係數向量 $\mathbf{w}_{f,i}$ 是所有音調之第 i 個等化器係數之 $N \times 1$ 的向量。

如Van Acker等人所述，此方法對每個符號需要 v 次FFT，而非如圖1之習知方法中只需單次的FFT操作。不過，Van Acker等人描述，矩陣 $\mathbf{Y}$ 的Toeplitz結構允許 v 次的FFT如同滑動FFT般地有效率被計算，只需要計算一次完整的FFT，其它 $v-1$ 次FFT只需按如下計算：

$$\mathbf{y}_{\text{fft},m} = \mathbf{y}_{\text{fft},m-1} \otimes \mathbf{p} + \begin{bmatrix} 1 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix}_{N \times 1} \cdot (\mathbf{y}_{t,m}(0) - \mathbf{y}_{t,m-1}(N-1))$$

其中， $\otimes$ 是如同分量的乘法，且其中，矩陣 $\mathbf{p}$ 是：

$$\mathbf{p} = [\alpha^0 \quad \alpha^1 \quad \dots \quad \alpha^{N-1}]^T, \quad \text{for } \alpha = e^{-j2\pi\left(\frac{1}{N}\right)}$$

且 $m=1, \dots, v-1$ 。 $\mathbf{y}_{t,m}(0)-\mathbf{y}_{t,m-1}(N-1)$ 之差分別是 $\mathbf{y}_{t,m}$ 與 $\mathbf{y}_{t,m-1}$ 之第一個與最後一個元素間的差。結果是，對每一個音調 i 而言，所有相關的FFT元素可如矩陣 $\mathbf{Y}$ 第一行之FFT的第 i 個分量與 $v-1$ 個差項 $\mathbf{y}_{t,m}(0)-\mathbf{y}_{t,m-1}(N-1)$ 的線性組合被導出，其中， $m=1, \dots, v-1$ 。

此逐音調法意欲使DMT信號中每一個音調的訊號-到-雜訊比(SNR)最佳化，並因此使位元荷載最佳化。隨著為SNR每一個音調的最佳化，此方法理論上使等化及整個DMT數據機通信時段的容量性能最佳化。本發明已對其執行模擬，顯示此理論性潛力可以實現。

不過，本發明也曾觀察，Van Acker等人所描述的逐音調等化法當在用於DSL通信的實際DMT數據機中實施時，會遭受數項重大限制。其包括需要大量記憶體用以儲存所有中間的FFT結果及逐音調等化器係數，且需要很寬的記憶體存取頻寬，以便在合理的時鐘率下存取所有的值。計算 $v-1$ 次滑動FFT的計算複雜度，特別是在DSL時段中慮及通道變化而必須更新等化器栓時，也是此方法的一大限制。

雖然記憶體容量、記憶體存取頻寬及計算能力限制等問題可隨著時間變得較不重要，但目前的ITU通信標準則是無法克服的限制，包括G.dmt及G.dmt.bis標準(*ITU-T, G.992.1: Asymmetrical Digital Subscriber Line(ADSL) Transceivers* ; *ITU-T, Draft G.dmt.bis: Asymmetrical Digital Subscriber Line(ADSL) Transceivers*)。按照這些及先前的標準，TEQ係數是在DSL訓練序列早期建立，典型上是緊跟在導頻(pilot tone)音調之後的“回音”(Reverb)序列中，TEQ係

數必須在“訊息交換”序列可以成功地執行前建立。不過，按照上述Van Acker之方法逐音調等化器係數的導出需要一假隨機序列，其在目前的標準之下，在“混合”(Medley)序列前不會被初始化，而“混合”序列是在“回音”及“訊息交換”序列之後。結果是，按照習知技術的逐音調等化，並不適用目前標準的DSL數據機接收器的架構。

【發明內容】

因此，本發明的目的是提供一種用以實施供DMT通信之有效率的逐音調等化設計之方法及數據機接收器系統。

本發明進一步的目的是提供與目前的DMT通信標準相容的方法及系統。

本發明進一步的目的是提供可縮短發射通道的長度，且獨立地最佳化子通道訊號雜訊比與容量性能的方法及系統。

本發明進一步的目的是提供在計算負荷與電路各方面均可在合理的成本內以軟體或硬體實現的方法及系統。

熟悉一般技術之人士在配合附圖參閱以下的說明書後，即可明瞭本發明的其它目的與優點。

本發明可在離散多音調(DMT)調變的接收器數據機內，在專用或半專用的硬體中，或由數位信號處理器(DSP)所執行的軟體常規或類似物中實施。在訓練期間，時域等化器手段連同所決定的時域等化器係數施加於進入的信號，以便縮短發射通道響應。接著，逐音調等化器手段與能使該音調最佳化之每一個音調的係數施加到某些或全部子通道的信號。逐音調等化器結合時域與頻率域等

化器手段及滑動 FFT，以忠實地產生輸出符號。在一實施中，逐音調等化器施加於所有音調。在另一實施中，逐音調等化器僅施加於被選擇的音調，特別是那些以一般時域等化器無法理想等化的子通道。

【實施方式】

現將以在收發機內實施的例子描述本發明，諸如數位式用戶線路(DSL)數據機。熟悉此方面技術之人士參閱本說明書後將可明瞭，本發明特別適合此類應用。不過，本發明也能使很多其它涉及散離多音調調變(DMT)的應用獲益，包括有線及無線通信。因此，須瞭解，以下所描述的這些及其它不同的實施例都在本發明申請專利範圍的範圍內。

關於此，現請參閱圖2描述按照本發明較佳實施例之接收數據機40的結構。本例之數據機40的型式是按照DSL標準用於DMT通信的收發機，即具備發射與接收功能。因此，如圖2所示的數據機40可對應於用戶側的數據機，或位於中央機房的DSL數據機；雖然由於這些應用間的功能之不同致各數據機的結構有所差異，但是用戶及中央機房之數據機的整體硬體架構均仍對應於圖2所示。

數據機40包括混合電路30，其連接到做為發射通道H的絞線對設施。混合電路30是習知的電路，用途是將絞線對設施的雙線配置轉換成連接到線路驅動器及接收器32之專用於發射與接收的線路。線路驅動器及接收器32是一高速的線路驅動器及接收器，用以驅動及接收在絞線對上的ADSL信號；線路驅動器及接收器32的例子諸如德州儀器的THS7102線路驅動器/接收器。線路驅動器及接收器32雙向耦合到編碼/解碼(codec)電路34，該電路進行類比濾波，類比到數位轉換，以及某些量的數位濾波，如下文所述。

按照本發明的較佳實施例，ADSL通信是按分頻多工(FDM)設計進行，在此情況，上游與下游通信是在分開不相互重疊的頻帶進行，在此情況，編碼/解碼電路34對進入的下游信號濾波以消除來自其發射之信號的任何干擾。適合的編碼/解碼裝置例如選用自德州儀器的TLV320AD1x裝置系列。混合電路30、線路驅動器及接收器32及編碼/解碼電路34通常合稱為“類比前端”。

數據機40也包括數位信號處理器(DSP)35，其做為DSL通信的數位收發機。如前所述，DSP 35是一高性能的數位信號處理器，用以反應程式指令進行數位操作。這些數位操作包括按照本發明較佳實施例的編碼方式進行子通道之加載與卸載的編碼，如下所述。適合做為DSP 35之用的例示性裝置，包括計算能力近似或優於德州儀器之TMS320c5x及TMS320c6xDSP的DSP。一習用的介面36將DSP 35耦合到它的主機HST，其可能是中央機房內的伺服器或用戶側的工作站。

按照本發明的較佳實施例，數據機40也包括組合等化器手段37，如圖2所示。組合等化器手段37可以專用或半專用的硬體實施，其與DSP 35連接並共同操作，以處理所接收的信號。或者，組合等化器手段37也可由在其所接收之信號的數位處理中之DSP 35執行的軟體常規實現，若為後者的情況，如圖2所示，組合等化器手段37將藉由儲存在程式記憶體(諸如與DSP 35相連的唯讀記憶體(ROM)或是可載入的隨機存取記憶體(RAM))內的程式指令實體實施之。熟悉此方面技術之人士在閱讀本說明書後即可瞭解，無論是以這些型式，或軟體與硬體混合的型式之本發明均適合特定應用。

對所有音調的組合等化

數學基礎

現在將描述按照本發明第一較佳實施例之數據機40之操作的數學基礎，以便對本發明的較佳實施例做進一步解釋。按照本發明的第一較佳實施例，如習知技術，結合及訓練習用的時域等化器以使發射通道響應的長度減至最短。在此時域等化器之施加後，對所接收之DMT信號中的所有音調，結合離散傅利葉轉換(DFT)或快速傅利葉轉換(FFT)，再施加組合的逐音調時域等化及1-栓的頻率域等化器。組合等化在硬體或軟體相對適度之複雜度上，經由根據與音調對應之頻率施加等化，以增進每一個子通道的性能。

如同上述引用Van Acker等人之文獻內的描述，逐音調等化可考慮成以下的和：

$$\mathbf{y}_{pteq, final} = \sum_{m=0}^{v-1} \mathbf{y}_{fft, m} \otimes \mathbf{w}_{f, m}$$

其中， $\otimes$ 是如同分量的乘法，用以為指定的音調產生符號向量 $\mathbf{y}_{pteq, final}$ 。從此式可看出，吾人可經由計算 v 次FFT之每次以產生向量 $\mathbf{y}_{fft, m}$ ，並接著對FFT的每一個結果逐分量地施加 v 個等化器 $\mathbf{w}_{f, m}$ ，再加總以產生輸出向量，藉以導出輸出。此方法對記憶體與計算的需求，實質上就是任何DMT發射的可用複雜度。

然而，其以遞迴的方式可更有效率地為每一個音調之 v 次FFT的每一次導出逐音調等化器輸出。再度使用索引 m 做為多次FFT的索引，首次FFT是在進入的向量 $\mathbf{y}_{t, 0}$ 上執行：

$$\mathbf{y}_{fft, 0} = \mathbf{F}_N \cdot \mathbf{y}_{t, 0}$$

其中， $\mathbf{F}_N$ 是 $N \times N$ 的FFT手段。接著，經由與等化器濾波器 $\mathbf{w}_{f, 0}$

之首次類分量乘法得到首次等化器輸出 $y_{pteq,0}$ ：

$$y_{pteq,0} = y_{fft,0} \otimes w_{f,0}$$

此操作與“暴力”(brute force)法中之首次FFT及等化器類分量乘法相同。不過，該音調之剩下的 $v-1$ 次FFT可以導自第 m 次信號向量 $y_{t,m}(0)$ 中的第一個值與第 $(m-1)$ 次信號向量 $y_{t,m-1}(N-1)$ 中最後一個值的差：

$$y_{fft,m} = y_{fft,m-1} \otimes p + \begin{bmatrix} 1 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix}_{N \times 1} \cdot (y_{t,m}(0) - y_{t,m-1}(N-1))$$

其中，矩陣 p 是：

$$p = [\alpha^0 \quad \alpha^1 \quad \dots \quad \alpha^{N-1}]^T, \quad \text{for } \alpha = e^{-j2\pi\left(\frac{1}{N}\right)}$$

如前所述。第 m 個逐音調等化器的結果 $y_{pteq,m}$ 是：

$$y_{pteq,m} = y_{pteq,m-1} + y_{fft,m} \otimes w_{f,m}$$

因此，此音調最後的逐音調等化器輸出向量是 $y_{pteq,v-1}$ 。

此FFT及逐音調等化器之中間結果的遞迴計算，只需要兩個框緩衝器即可完成，一個用於儲存進入的時域樣本，另一個用於儲存中間及最終的等化器輸出。此外，此遞迴法只需要對信號矩陣 Y 的第一行進行單次的完整FFT，以及儲存 $v-1$ 個樣本差。從以下的描述將可明瞭，對每一個音調而言，此操作的計算複雜性是1次複數乘法及2次實數加法以更新FFT輸出，以及，1次複數乘法與1次複數加法以導出每一個逐音調等化器的輸出。

功能架構

現請參閱圖3，以下將詳細描述按照本發明第一較佳實施例的數據機40中，組合等化器手段37於接收與處理進入之接收信號的

功能架構。熟悉此方面技術之人士參閱本說明書將可瞭解，此功能架構可以由特定的硬體、或是由DSP 35所執行的軟體常規實施。如圖3所示以逐音調為基礎的配置，須瞭解，對接收之信號之所有音調或子通道的處理，可以順序或平行進行，視所配置的硬體或軟體允許何種操作而定。如圖3所示，進入的信號是由數據機的類比前端(圖2的AFE)接收，並被習用的時域等化器(TEQ)手段42濾波。如前所述，TEQ手段42的係數是在DSL時段的訓練期間導出，用以縮短發射通道響應的長度，至少要縮短到循環前置的長度以內；當然，將通道長度縮短到超過循環前置的長度以內，ISI的機率會進一步降低。TEQ手段42的輸出是時域向量 $\mathbf{y}$ ，其包含 $N+v$ 個時域樣本，且與DMT框邊界精確地對齊。向量 $\mathbf{y}$ 的最後 N 個樣本是向量 $\mathbf{y}_{t,0}$ ，其被施加到FFT手段44。由於向量 $\mathbf{y}_{t,0}$ 是在時域內，其包含DMT發射中所有的音調分量或子通道。向量 $\mathbf{y}_{t,0}$ 包含 N 個時間樣本，因為FFT手段44是 $N \times N$ 的FFT。

FFT手段44執行向量 $\mathbf{y}_{t,0}$ 的 $N \times N$ 次FFT，產生FFT的結果向量 $\mathbf{y}_{fft,0}$ ，它是所接收之DMT信號(亦即，典型上不包括循環前置)的前 N 個樣本的FFT。此結果連同時域向量 $\mathbf{y}_{t,0}$ 本身被施加到滑動FFT手段46。滑動FFT手段46從以下的操作中導出第 m 個中間FFT結果中的每一個：

$$\mathbf{y}_{fft,m} = \mathbf{y}_{fft,m-1} \otimes \mathbf{p} + \begin{bmatrix} 1 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix}_{N \times 1} \cdot (\mathbf{y}_{t,m}(0) - \mathbf{y}_{t,m-1}(N-1))$$

結合從向量 $\mathbf{y}_{t,m}$ 與 $\mathbf{y}_{t,m-1}$ 中所選擇之時域樣本的差，使用以FFT手段44所執行之第0次FFT的結果做第一次反覆(iteration)，且以前一次滑動FFT的結果用於隨後的反覆。

得自滑動FFT手段46的第m個FFT結果向量 $y_{fft,m}$ 施加於逐音調等化器手段48，並從以下的操作中產生第m個逐音調等化器輸出 $y_{pteq,m}$ ：

$$y_{pteq,m} = y_{pteq,m-1} + y_{fft,m} \otimes w_{f,m}$$

在DSL通信時段的訓練期間，DMT通信中之每一個音調之逐音調等化器向量 $w_{f,m}$ 的值被導出。按照目前的DSL標準，這些值要在進行訓練的假隨機“混合”序列期間決定較佳，如下所述。

滑動FFT手段46與逐音調等化器手段48以順序方式施加於v-1次反覆的每一次(以索引m做索引)較佳，以降低對記憶體的需求。按此方式，僅第(m-1)次的向量 $y_{fft,m-1}$ 及 $y_{pteq,m-1}$ 需要儲存；一旦第m次反覆完成，在記憶體中的這些第(m-1)次的向量即可被覆寫。

在按照本發明第一較佳實施例的此架構中，最後之逐音調等化器輸出的向量 $y_{pteq,v-1}$ 被施加到1-栓的FEQ手段50，Z乃從其中擷取。1-栓的FEQ手段50僅施加FEQ矩陣D以導出輸出符號：

$$Z = \begin{bmatrix} Z_1 \\ \vdots \\ Z_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D_1 & 0 & \cdots \\ 0 & \ddots & 0 \\ \vdots & 0 & D_N \end{bmatrix} \cdot y_{pteq,v-1}$$

如習知技術，在DSL時段的訓練期間導出矩陣元素 D_i ，以代表頻率域發射通道響應 $H(n)$ 。接著，以習知的方法將輸出的符號Z向前送到符號-到-位元解碼器及接收設備。

硬體架構

如前所述，按照本發明第一較佳實施例的組合等化器手段37也可在硬體中實施，如以下參閱圖4的描述。從類比前端(AFE)進入的樣本被TEQ方塊60處理，該方塊是按習知的方法架構，用以

施加時域等化數位濾波以有效縮短發射通道響應。TEQ方塊60的係數是在訓練中決定，以降低通道響應，其中不包括逐音調最佳化。來自TEQ方塊60經過處理的樣本被AFE直接記憶體存取(DMA)控制器62儲存到AFE緩衝器64內。AFE DMA控制器62是依循框邊界按相同的方式將經過處理的樣本儲存到AFE緩衝器64內。FFT_IN DMA控制器66也是按相同的方式從AFE緩衝器64內擷取樣本，並將樣本儲存到FFT緩衝器68內。

FFT緩衝器68是大小為 $N+v$ 的記憶體區塊，其中， N 是DMT框中的樣本數量， v 是循環前置內的樣本數量；按照習知標準，典型DMT框的 $N=512$ ， $v=32$ ，因此，在本例中，FFT緩衝器68的大小是544個樣本。按照本發明的此實施例，FFT緩衝器68的輸出耦合到逐音調等化器方塊70內的滑動FFT手段72。EQ緩衝器76具有 N 個樣本的大小，且儲存逐音調等化器操作的複合輸出，如下文進一步的描述。FFT緩衝器68也連接到差異方塊65，在該方塊中計算時域樣本的差：

$$y_{t,m}(0) - y_{t,m-1}(N-1)$$

用於滑動FFT與逐音調等化器之 $v-1$ 次的遞迴反覆操作；這些差是由差異方塊65計算，並儲存到FFT緩衝器68內，或視需要直接向前送到滑動FFT手段72。FFT方塊67計算時域向量 $y_{t,0}$ 的第一個(0^{th})FFT以產生第0個FFT結果 $y_{fft,0}$ ，其為所接收之DMT信號(典型上不包括循環前置)之頭 N 個樣本的FFT。其計算的結果儲存在FFT緩衝器68內。

逐音調等化器方塊70為每一個框所需之 $v-1$ 次每一次遞迴反覆計算滑動FFT及逐音調等化器結果。按照實現本發明第一較佳實施例的此硬體，逐音調等化器方塊70包括滑動FFT係數緩衝器71

以及逐音調等化器係數緩衝器73，分別用以儲存對應之FFT(F_N)與等化器(w_{fm})的值；逐音調等化器的係數值典型上是在訓練序列期間決定。緩衝器71、73及緩衝器68、76可以是特定的記憶體或暫存器，或者，可以是較大之通用記憶體中的特定區域，可由適當的硬體或DSP 35存取。逐音調等化器方塊70也包括滑動FFT方塊72及等化器方塊74，用以執行滑動FFT及逐音調等化器導出功能，如前所述。

圖5說明按照本發明較佳實施例之硬體的滑動FFT方塊72及等化器方塊74的較佳結構。滑動FFT方塊72包括複數乘法器77，該乘法器將來自滑動FFT係數緩衝器71的係數乘以滑動FFT方塊72本身的前一個輸出，並將此複乘積施加到複數加法器79的一個輸入。複數加法器79將此乘積與差異方塊65所產生且儲存在FFT緩衝器68內的差值相加。所得到的和被施加到開關80的一輸入，該開關的另一輸入接收來自FFT緩衝器68、對應於初始的FFT值的值。開關80可操作以於滑移FFT之 $v-1$ 遞迴反覆的第一次將初始的FFT值向前送到複數累加器82，而於所有其它次的反覆則是將複數加法器79的輸出往前送。複數累加器82為第 m 次的滑移FFT更新及儲存目前的FFT輸出值，並將此值送回複數乘法器77及逐音調等化器方塊74。

逐音調等化器方塊74包括複數乘法器83，該乘法器將來自滑移FFT方塊72之目前的輸出與來自緩衝器73的等化器係數73相乘。此乘積在複數累加器84內累加，其輸出為EQ OUT，其送給1-栓的FEQ手段，以恢復發射的符號。

在操作中，FFT方塊67執行進入之時域向量 $y_{t,0}$ 的初始FFT，將結果儲存於FFT緩衝器68內。此結果向前送到滑動FFT方塊72，且

被開關80送到複數累加器82內，做為初始FFT結果 $y_{fft,0}$ 。此初始結果乘以對應的逐音調等化係數 $w_{f,0}$ ，並由複數累加器84保持。在初始的逐音調等化計算之後，開關80被架構成選擇複數加法器79的輸出以施加到複數累加器82。在隨後的 $v-1$ 次遞迴反覆中，複數累加器82的內容在複數乘法器77內乘以來自緩衝器71之適當的滑移FFT係數，經由緩衝器68加到來自差異方塊65之目前的樣本差，並累加到複數累加器82內，以產生滑移FFT的結果 $y_{fft,m}$ 。中間的滑移FFT結果 $y_{fft,m}$ 不需要被寫入FFT緩衝器68，因為僅只有目前的逐音調等化及下一次的滑移FFT操作需要每一個中間結果。接著，此結果在複數乘法器84內再乘以來自緩衝器73之適當的逐音調等化係數，並累加到複數累加器84內。在完成 $v-1$ 次遞迴反覆之後，複數累加器84儲存最後的逐音調等化器向量 $y_{peq,v-1}$ 。此向量包括每一個音調的逐音調等化符號，並被施加到1-栓FEQ以恢復發射的符號。

從圖4及5可明顯看出，按照本發明此較佳實施例，以硬體實現組合等化器十分有效率。對記憶體的需求不大，僅需要數個適度大小的緩衝器。計算硬體的複雜度也相對適中，滑移FFT連同逐音調等化器手段總共也只需要兩個複數乘法器，一個複數加法器，及兩個複數累加器。此相對簡單的硬體實施能實施多次平行滑移FFT與逐音調等化器方塊，允許同時處理多個音調。

軟體架構

如前所述，按照本發明此第一實施例的組合等化器手段37也可以由數據機40內之DSP 35(圖2)或由其它適合此工作的其它程式邏輯執行的軟體常規而實施之。圖6說明按照本發明此實施例之這類軟體常規的例示性實施。不過，考慮到實施本發明此實施例

所需的操作包括至少一次離散傅利葉轉換(DFT)，以及多次複數乘法及累加操作，可程式的數位信號處理器特別適合用作本發明此實施例的處理單元。

在執行此常規之前，數據機40將已建立一DSL通信時段，於其中與連接相關的各參數已經建立。按照本發明之本實施例所使用的參數包括：供初始非音調相關之時域等化器(圖3的TEQ手段42)(用以使通道響應長度最小化)的係數，1-栓頻率域等化器(圖3的FEQ手段50)，滑移FFT係數(矩陣 p)，以及逐音調等化器係數(w)。此外，可想見，在DSL時段期間，經由習用的監視與調整常規，這些參數可能會被更新。這些參數儲存在DSP 35可存取的記憶體內，其它使用的可程式邏輯內，以執行本發明此實施例之軟體常規。

圖7說明一例示性的訓練常規，用以在接收數據機40內建立這些參數。熟悉此方面技術的人士參閱本說明書應瞭解，需執行相似的DSL時段的訓練，以供如上述之逐音調等化之硬體實施，因為實施組合等化之特定硬體或軟體對所接收的信號及訓練序列是透明的。此訓練序列是由在中央機房數據機與遠端數據機(按照本發明的較佳實施例，其一或二者皆對應至數據機40)間的雙向通信所進行。如此，此訓練處理可以在數據機40是遠端數據機的假設下描述，當然，須瞭解，按照本發明較佳實施例的架構與操作，也可(或另可)做為中央機房的數據機。此外，圖7的訓練序列是以單向的方式描述，經由遠端數據機40設定它的參數；熟悉此方面技術之人士將可瞭解，也可進行中央機房之數據機相似的訓練。

在步驟120中，通常，中央機房數據機反應遠端數據機所發出的DSL或其它DMT通信時段的請求，發射一導頻音調給遠端數據

機40。典型的導頻音調是一個單正弦；遠端數據機40一旦接收到，即在步驟122發出一“回音”信號給中央機房數據機。在步驟124，中央機房數據機即使用此回音信號計算在此次通信期間所要使用功率頻譜密度(PSD)。

在回音及PSD計算步驟之後，在步驟126，中央機房數據機發出一TEQ訓練信號。遠端數據機40在接收到此信號後，導出能使通道長度最小化或至少將通道長度縮短到比循環前置之長度短的TEQ係數。現請回頭參閱圖3，這些TEQ係數對應於手段42所施加的係數。在步驟130，中央機房數據機發射一假隨機信號“混合”給遠端數據機40。在步驟132，數據機40先從此信號計算並儲存逐音調等化器係數。可以使用最小均方(MMSE)法導出這些等化器係數。接著，在步驟134，數據機40經由從所接收的信號中移除發射通道以導出恢復符號所要用的FEQ係數。在步驟136，中央機房數據機與遠端數據機40進行習知的通道分析，以導出DMT通信中每一個音調或子通道的訊號到雜訊比。

現請回頭參閱圖6，現將描述實施本發明此實施例的軟體常規，假設數據機40經過正確的訓練。此軟體常規利用上述的數學基礎操作本發明此實施例，如此參閱過本說明書之熟悉此方面技術之人士將可很容易地實施這些操作。亦即，所呈現的是較高層次的描述。在步驟90，從TEQ手段42(圖3)接收時域樣本 $y_{t,0}$ ，並儲存到記憶體中。在步驟92，經由習用的DFT或FFT常規對這些時域樣本執行第0次的FFT，以產生初始的FFT結果 $y_{fft,0}$ ，此也儲存到記憶體內。在步驟94，經由結果 $y_{fft,0}$ 與適當之逐音調等化器係數向量 $w_{f,0}$ 的複數乘法，為FFT所產生的N個音調執行初始逐音調等化通過(PTEQ)。此等化處理94的結果儲存到記憶體內，做為所有音調的

結果向量 $y_{pteq,0}$ 。

在將索引 m 初始化到值1(步驟98)之後，執行本發明此實施例之滑移FFT與逐音調等化的 $v-1$ 次遞迴反覆。以第 m 次的反覆而言，在步驟100，將前一個FFT的輸出 $y_{fft,m-1}$ (無論是來自步驟92(其 $m=1$)的第0次FFT，或是來自前一次反覆($m>1$))乘以先前定義之適當的FFT係數矩陣 p 。在步驟102，將樣本差異 $y_{t,m}(0) - y_{t,m-1}(N-1)$ 與步驟100的結果相加，並在一記憶體位置內累加，做為目前的滑移FFT結果 $y_{fft,m}$ 。此結果用於步驟100、102的下一次反覆。

在步驟104，將目前的滑移FFT結果 $y_{fft,m}$ 乘以對應的逐音調等化器係數 $w_{f,m}$ ，並與前一個逐音調等化器結果 $y_{pteq,m-1}$ 在記憶體內累加，以產生目前的逐音調等化器結果 $y_{pteq,m}$ 。接下來，決策106經由比較索引 m 的目前值與 $v-1$ 的最終值，以決定 $v-1$ 次的滑移FFT及逐音調等化的遞迴反覆中是否還有另一次。如果索引 m 尚未到達最終值(決策106的決定為”否”)，索引 m 在步驟108被增加，並再從步驟100開始執行滑移FFT與逐音調等化的下一次反覆。

在索引 m 到達最終值 $v-1$ (決策106的決定為”是”)之後，對應於時域向量 $y_{t,0}$ 的框都已被完全地等化。被儲存到記憶體內之最後的逐音調等化結果 $y_{pteq,v-1}$ ，為經過等化的信號向量，目前是在頻率域內。在步驟110，此信號向量被向前送到1-栓FEQ(圖3的FEQ手段50)，以為每一個音調恢復發射符號。接著，接收次一個框並在步驟90儲存，且只要通信持續，此常規即不斷重複。

按照本發明的此較佳實施例，無論是在硬體或軟體中實施，出現於所接收之DMT信號內的每一個音調都在逐音調的基礎上，被以特別與該音調相關之頻率最佳化的等化係數等化。此逐音調等化，無論是使用專用或半專用的硬體，或是由DSP執行的軟體常

規，都是以有效率的方式執行。以此方法實施的逐音調等化，不僅允許以習知的方法進行時域等化，以將通道響應的長度縮短到循環前置的長度或更短，還能對每一個音調或子通道施加與頻率相關的逐音調等化。因此，此方法能將每一個音調的訊號到雜訊比針對該音調最佳化，且僅只需適度增加實施的複雜度即可使其性能與位元荷載最大化。

對特定音調的組合等化

在很多的DSL佈署中，並非DMT頻寬內的所有音調都需要逐音調等化，甚或從其受益。又，吾人觀察到，ISI與ICI特性經常是被一或數個音調支配，這些音調的特性支配了一般TEQ手段的訓練，但無法使那些有問題的音調完全等化。

數學基礎

按照本發明的第二較佳實施例，僅對某些音調施加組合等化；其它音調以習知的TEQ及FEQ手段等化即足夠，不需要額外的逐音調等化。在此方法中，為那些需要逐音調等化的音調，時域向量 $\mathbf{y}_{t,0}$ 之初始FFT的結果 $\mathbf{y}_{fft,0}$ 中被逐音調地處理。至於那些不需要接受逐音調等化的音調，施加到1-栓的FEQ的輸出信號單純為FFT結果 $\mathbf{y}_{fft,m}$ 的對應列。

與上述方法類似，逐音調等化可描述成(其中， k 是DMT信號中各個音調的索引)：

對於 $m=0$ ：

$$\mathbf{y}_{fft,0} = \mathbf{F}_N \cdot \mathbf{y}_{t,0}$$

$$y_{pteq,0}[k] = y_{fft,0}[k] \cdot w_{f,0}[k]$$

對於 $m=1, \dots, v-1$:

$$y_{fft,m}[k] = y_{fft,m-1}[k] \cdot \alpha^k + (y_{t,m}(0) - y_{t,m-1}(N-1))$$

$$y_{pteq,m}[k] = y_{pteq,m-1}[k] + y_{fft,m}[k] \cdot w_{f,m}[k]$$

這些表示法與上述本發明第一實施例之所有音調都逐音調等化的方法相同，如上所述，在本發明的第一實施例中，考慮 α^k 是構成矩陣 $\mathbf{p}$ 的元素，同時施加到所有音調。不過，這些式中顯示，滑移FFT的中間結果 $y_{fft,m}[k]$ 被音調各別地更新，並為那些被選擇的音調 k 遞迴地決定中間的逐音調等化器結果 $y_{pteq,m}[k]$ ， $y_{pteq,v-1}[k]$ 則是音調 k 的最終逐音調等化器結果。概言之，從1-栓FEQ而來的輸出符號 Z_i ，對於所有 i 都施加到逐音調等化器的音調而言是：

$$Z_i = D_i \cdot y_{pteq,v-1}[i]$$

對於那些未施加逐音調等化器的音調 j 而言：

$$Z_j = D_j \cdot y_{fft,0}[j]$$

其只單純地是施加到1-栓FEQ至FFT輸出的結果。

功能架構

圖8說明數據機40之數位處理部分的功能架構，其中按照本發明的第二較佳實施例的組合等化器手段37'亦被併入。圖8中與圖3之功能相似者也使用相似的參考編號。亦如本發明的第一實施例，TEQ手段42從AFE接收進入的時域信號，經由該手段使有效通道響應長度縮短。接著，經過等化的時域向量 $y_{t,0}$ 施加到FFT手段44，其執行完整的 $N \times N$ 次FFT或DFT，以產生初始FFT結果 $y_{fft,0}$ 。FFT結果 $y_{fft,0}$ 與時域向量 $y_{t,0}$ 都施加到滑移FFT手段46'。按照本發明

的此實施例，FFT結果 $y_{fft,0}$ 也直接施加到1-栓FEQ手段50'，對那些不需要逐音調等化的音調，符號輸出在該處恢復。

滑移FFT手段46'與逐音調等化器48'操作如同組合等化器手段37'，用以產生逐音調等化輸出 $y_{pteq,m}$ ，如前所述，此輸出再施加到1-栓FEQ手段50'。不過，配置音調選擇電路49用以控制滑移FFT手段46'與逐音調等化器48'，只對那些需要逐音調等化的音調進行操作。換言之，滑移FFT手段46'與逐音調等化器48'是在音調選擇電路49的控制下，以逐音調的方式操作。在輸出處，1-栓FEQ手段50'受音調選擇電路49的控制，直接對那些不需要逐音調等化的音調，將來自FFT手段44之輸出恢復符號Z，以及，對那些需要逐音調等化的音調，將來自逐音調等化器48'之輸出恢復符號Z。何種符號要接受何種處理的選擇，以在DSL時段的訓練期間決定較佳，例如，在為每一個音調導出逐音調等化器係數或某些其它性能良窳的量測，並與臨限值比較之後。

硬體架構

按照本發明的此第二實施例，實現組合等化器手段37'的硬體，與前文參考圖4及5所做的描述實質上相同。提供具有圖8之音調選擇電路49手段的控制電路(未顯示)以控制逐音調等化器方塊70的操作，以使那些不接受逐音調等化的音調不需經過方塊70處理。此外，下游的1-栓FEQ(圖4中未顯示)從EQ OUT與FFT OUT兩者之線路接收信號，與控制電路(未顯示)控制1-栓FEQ在它的符號恢復處理中使用適當的信號。熟悉此方面技術之人士在閱讀本說明書後將可很容易瞭解本發明第二較佳實施例的硬體實施。

軟體架構

現請參閱圖9，現將描述以軟體實施按照本發明第二較佳實施例之組合等化器手段37'的實例。圖9之實施中與圖6所示本發明第一較佳實施例之相似功能，亦賦予相同的參考編號。亦如本發明的第一較佳實施例，本發明之此實施例中所描述的軟體常規也是由數據機40內的DSP 35或其它適合DMT數據機接收功能的可程式邏輯電路執行。

在對有效負荷框執行圖9的軟體常規之前，已在訓練序列中決定了各種FFT及等化器參數及係數，例如前文參考圖7的描述。此外，按照本發明的此實施例，數據機40也決定N個音調中那些要接受逐音調等化，以及那些音調不接受此等化。此項決定(未顯示於圖9)可按各不同的標準達成。例如，可使用訊號到雜訊比的臨限值或其它的子通道性能量測來識別性能最差的子通道，因而辨識出哪些(如果有)要接受逐音調等化。另者，在訓練期間，可計算僅只TEQ及組合TEQ/逐音調等化器之兩種情況的訊號到雜訊比。也可根據何種情況可為每一音調提供較佳的性能來決定為特定音調啟動逐音調等化器。參閱了本說明書後，熟悉此方面技術之人士應很容易明瞭選擇要被處理之音調的其它決定標準。無論如何，數據機40將需要接受逐音調等化之音調的表儲存在DSP 35或要進行此項處理之其它類似電路所能讀取的記憶體或暫存器位置。

現請參閱圖9，此常規的初始步驟與前文本發明第一實施例中所描述之常規相似。概言之，在步驟90，從TEQ手段42(圖3)接收時域樣本 $y_{t,0}$ ，並儲存到記憶體內。在步驟92，經由習用的DFT或FFT常規對這些時域樣本執行第0次的FFT，以產生初始的FFT結果 $y_{fft,0}$ ，也將其儲存到記憶體內。

在步驟140，音調索引 k 被初始化到0以處理此框。接下來，在決策142，音調索引 k 的目前值與所儲存的表或旗標暫存器進行比較，以決定目前處理的音調是否要接受逐音調等化。如果決定為是(決策142為是)，即為音調 k 進行逐音調等化，除了只是為個別的音調 k 之外，其方法與圖6所述之方法實質上相同。

在本發明的此實施例中，在步驟94'，經由將音調 k 之結果 $y_{fft,0}$ 與適當之逐音調等化器係數向量 $w_{f,0}[k]$ 進行複數乘法執行初始逐音調等化通過(PTEQ)。此等化步驟94'的結果儲存到記憶體內，是為該音調的結果 $y_{pteq,0}[k]$ 。

將索引 m 初始化到值1(步驟98)，為音調 k 執行 $v-1$ 次之滑移FFT與逐音調等化的遞迴反覆。對第 m 次的反覆而言，步驟100'將前一次的FFT輸出 $y_{fft,m-1}$ (無論是來自步驟92($m=1$)的第0次FFT或來自前一次的反覆($m>1$))乘以前文定義的適當係數 α^k 。在步驟102'，樣本差異 $y_{t,m}(0)-y_{t,m-1}(N-1)$ 被加到步驟100'的結果，並累加到一記憶體位置，是為目前的滑移FFT結果 $y_{fft,m}[k]$ 。此結果被用於步驟100'、102'的下一次反覆。步驟104'將目前的滑移FFT結果 $y_{fft,m}[k]$ 乘以對應之逐音調等化器係數 $w_{f,m}[k]$ ，並與前一個逐音調等化器結果 $y_{pteq,m-1}[k]$ 在記憶體內累加，以產生目前的逐音調等化器結果 $y_{pteq,m}[k]$ 。

如前所述，接下來，在決策106，經由比較索引 m 的目前值與 $v-1$ 的最終值，以決定音調 k 的 $v-1$ 次滑移FFT與逐音調等化的遞迴反覆中是否還有另一次仍要執行。如果索引 m 尚未到達最終值(決策106的決定為“否”)，索引 m 在步驟108增加，並再從步驟100'開始，為此音調 k 執行下一次之滑移FFT與逐音調等化的反覆。在索引 m 到達最終的值 $v-1$ 後(決策106的決定為“是”)，對此單一個音調 k 而言，對應於時域向量 $y_{t,0}$ 的框已被完全等化。被儲存到記憶體內之

最終的逐音調等化器結果 $y_{pteq,m-1}[k]$ ，為此音調經等化的信號，並在步驟110向前送到1-栓FEQ(圖3的FEQ手段50)，以為該音調 k 恢復發射符號。

另一方面，若目前的音調 k 不接受逐音調等化(決策142的決定為“否”)，則控制傳至步驟144，在此，音調 k 的步驟92的FFT輸出 $y_{fft,0}[k]$ 被往前傳送至1-栓FEQ。在此情況下，完全不對此音調 k 執行此逐音調等化過程(步驟94'至110')，節省可觀之計算及記憶體資源。

在任一情況中，一旦適當的結果 $y_{fft,0}[k]$ 或 $y_{pteq,v-1}[k]$ 被送到1-栓FEQ，即執行決策146以決定目前的框中是否還有其它音調要處理。對典型的 $N \times N$ 次FFT而言，在DMT發射中具有 N 個子通道，決策146的執行是將音調 k 的目前值與 N 比較。如果還有其它的音調需要處理(決策146的決定為“是”)，音調索引 k 在步驟148增加，且控制被送回決策142，以決定此次一個音調 k 是否需要接受逐音調等化，如前所述。如果此框的所有音調都已完成(決策146的決定為“否”)，接著，在步驟90，接收並儲存下一個框，且只要通信仍在進行中，此常規即被重複。

按照本發明的此第二較佳實施例，其可由硬體或在軟體常規內實施，選擇所接收之DMT信號中要被等化的音調，使用特別與該音調相關之頻率最佳化的等化係數將其等化。按照本發明的此實施例，由於只對非常嘈雜或習用TEQ無法正確等化的那些音調執行逐音調等化，同時以較有效率的方法為所選擇的音調執行逐音調等化，因此，更進一步增進了計算的效率。此選擇性致使DMT通信的接收更有效率。

一般言之，從上述較佳實施例可明顯看出，本發明提供了有

效率的逐音調等化法。因此，縮短發射通道長度的時域等化，補以考慮發射通道之與頻率相關之影響的組合等化法。因此，每一個子通道的性能都能被逐音調地最佳化。此外，本發明所實施的逐音調等化法能按照目前的標準與DSL訓練序列相容。

因此，本發明包括一DMT數據機，其包含類比前端電路，用以接收來自通信設施的類比信號，並用以將所接收的類比信號轉換成時域樣本值的數位資料流；以及一數位信號處理器，其被程式化用以執行一序列的操作。將操作序列程式化到數位信號處理器(DSP)內的步驟包含首先將時域等化器施加於時域樣本值的數位資料流，以產生配置在此框中一經過等化的時域取樣信號；對經過等化的時域取樣信號執行首次的離散傅利葉轉換，以產生初始的轉換結果；對經過等化之時域取樣信號的子集施加滑移轉換矩陣；將所選擇經過等化之時域取樣信號之樣本間的差異與該施加步驟的結果相加，並將所得到的和與先前轉換的結果累加；將經累加的和乘以逐音調等化器係數，並將該結果與先前逐音調等化器的結果累加；將時域取樣信號的子集位移一個樣本的位置；重複施加、相加、乘及位移等步驟以進行複數次反覆；並對最後的累加後之逐音調等化器結果施加一頻率域等化器以恢復DMT信號之框的估計。

在按照本發明另一態樣的DMT數據機中，是對DMT信號中的所有音調執行重複的施加、相加、乘及位移等操作。在本發明的又一態樣中，是對DMT信號中一或多個被選擇的音調執行重複的施加、相加、乘及位移等操作。

在本發明的另一態樣中，DMT數據機的DSP可進一步操作以執行儲存DMT信號中被選擇要被重複執行施加、相加、乘及位移

等步驟之音調之識別的步驟；初始化音調索引；回應對應於被選音調之目前的音調索引值，為對應於被選音調之初始轉換結果之分量執行重複的施加、相加、乘及位移等步驟，以便為被選音調產生最終的累加逐音調等化器結果；增加音調索引；及重複執行重複的施加、相加、乘及位移等步驟，直到音調索引到達最終值。在本發明的此態樣中，施加頻率域等化器的步驟包含回應對應於所選音調之目前的音調索引值，對該音調最後的累加逐音調等化器結果施加頻率域等化器；以及，回應對應於未被選擇之音調之目前的索引值，對該音調的初始轉換結果施加頻率域等化器。

在本發明的另一態樣中，DMT數據機可進一步操作以執行步驟：將經過等化之時域取樣信號的框儲存到第一緩衝器內的；以及，將初始轉換結果儲存到第一緩衝器內。相加及累加的步驟包含將時域取樣信號之被選樣本間的差異與施加步驟的結果相加，再將所得到的和與先前的轉換結果相加以產生累加的和；以及，以累加的和覆寫第一緩衝器位置。

雖然本發明是以它的較佳實施例描述，當然，這些實施例可做諸多修改及替換，這些修改與替換也能得到本發明的優點並因此受益，熟悉一般技術之人士參閱了本說明書及其圖式即可明瞭。這些修改與替換，都在本發明申請專利範圍的範圍內。

【圖式簡單說明】

圖1的功能方塊圖說明習知的於兩DMT收發機間之DSL通信。

圖2是按照本發明較佳實施例架構之收發機的電氣方塊圖。

圖3是說明按照本發明第一較佳實施例架構之接收數據機之DMT通信的接收的功能方塊圖。

圖4是按照本發明較佳實施例之以DMT為基之數據機之硬體架構的電氣方塊圖。

圖5是按照本發明較佳實施例，圖4之架構內之滑動FFT及逐音調等化功能的電氣方塊圖。

圖6是說明按照本發明第一較佳實施例，DMT通信之結合逐音調的等化的方法的流程圖。

圖7是說明按照本發明較佳實施例，在DMT通信時段的初始化上所執行的訓練序列的流程圖。

圖8是說明按照本發明第二較佳實施例架構之接收數據機之DMT通信的接收的功能方塊圖。

圖9是說明按照本發明第二較佳實施例之DMT通信的等化的流程圖。

【主要元件符號說明】

元件 代號	說 明
10	發射數據機
11	位元到符號編碼手段
12	逆離散傅利葉轉換(IDFT)手段
13	平行到串列轉換器
14	加循環前置手段
15	數位濾波手段
16	數位到類比轉換器

18	類比濾波手段/類比濾波器
20	接收數據機
21	類比濾波手段
22	類比到數位轉換手段
23	數位濾波手段
24	時域等化器
25	去除循環前置手段
26	串列到平行轉換器
27	離散傅利葉轉換(DFT)手段
28	頻率域等化(FEQ)手段
29	符號到位元解碼手段
30	混合電路
32	線路驅動器及接收器
34	編碼/解碼電路
35	數位信號處理器DSP
36	介面
37	組合等化器功能
37'	組合等化器手段
40	DMT數據機
42	時域等化器手段
44	FFT手段
46	滑動FFT手段
46'	滑動FFT手段

48	逐音調等化器手段
48'	逐音調等化器手段
49	音調選擇電路
50	FEQ手段
50'	FEQ手段
60	TEQ方塊
62	AFE直接記憶體存取控制器
64	AFE緩衝器
65	差異方塊
66	FFT_IN DMA控制器
68	FFT緩衝器
70	逐音調等化器方塊
71	滑動FFT係數緩衝器
72	滑動FFT手段/方塊
73	逐音調等化器係數緩衝器
74	等化器方塊
76	EQ緩衝器
77	複變數乘法器
79	複變數加法器
80	開關
82	複變數累加器
83	複變數乘法器
84	複變數累加器

五、中文發明摘要：

揭示一種 DMT 數據機(40)，其中，對所接收的 DMT 信號施加組合的時域等化器及逐音調等化器。組合等化器包括第一 FFT 手段(44)，其施加到施加過時域等化器(42)之時域信號的樣本組。第一 FFT 手段(44)產生初始的 FFT 結果，與執行於時域樣本中之差值的滑移 FFT(46)累加。滑移 FFT 的結果施加到逐音調等化器(48)，其施加在數據機訓練期間所決定的一組複係數。接著，一簡單的 1-栓(1-tap)FEQ(50)將信號恢復。組合的等化器可逐音調等化，所使用的方法與習知的 DSL 訓練標準相容。按照第二實施例，僅對多音調信號中被選的音調執行逐音調等化。

六、英文發明摘要：

A DMT modem (40) is disclosed, in which a combined time domain equalizer and per-tone equalizer is applied to a received DMT signal. The combined equalizer includes a first FFT function (44) that is applied to a set of samples in a time-domain signal after the application of a time domain equalizer (42). The first FFT function (44) produces an initial FFT result, that is accumulated with a sliding FFT (46) performed upon difference values in the time domain samples. The sliding FFT results are applied to a per-ton equalizer (48) which applies a set of complex coefficients determined in training of the modem. A simple 1-tap FEQ (50) then can recover the signal. The combined equalizer enables per-tone equalization, in a manner that is

compatible with conventional DSL training standards. According to a second embodiment, the per-tone equalization is performed only on selected tones of the multitone signal.



十、申請專利範圍：

1. 一種解調變所接收之離散多音調(Discrete Multitone-DMT)信號的方法，包含：

對所接收的信號施加第一時域等化器，以產生安排成信號框之一已等化之時域取樣信號；

對已等化之時域取樣信號執行一第一次離散傅利葉轉換，以產生初始的轉換結果；

對初始的轉換結果的一子集施加一滑移轉換矩陣；

將已等化之時域取樣信號之被選樣本間的一差異與施加一滑移轉換矩陣之步驟的結果相加，產生一累積的和；

將累積的和乘以一逐音調等化器係數；

位移初始的轉換結果的子集達一個樣本的位置；

重覆施加一滑移轉換矩陣之步驟、相加、相乘及位移等步驟複數次疊代(iterations)，其中，重覆相乘步驟包含藉由將重覆相乘步驟的結果與先前一相乘步驟所得的結果做累積，而產生一累積的結果；以及

對一最終的累積逐音調等化器的結果施加一頻率域等化器，以恢復DMT一信號框的一估計值。

2. 如申請專利範圍第1項的方法，進一步包含：

在執行第一次離散傅利葉轉換的步驟之後，對初始的轉換結果施加逐音調等化器係數，以產生一初始的逐音調等化器結果。

3. 如申請專利範圍第1項的方法，其中，重複施加、相加、相乘及位移等步驟是對DMT信號之一或多個被選擇的音調執行。

4. 如申請專利範圍第3項的方法，進一步包含：

儲存要被重複執行施加、相加、乘及位移等步驟之DMT信號之被選擇之音調的識別符；

初始化一音調索引；

回應對應於一所選擇音調之目前的音調索引值，為對應於被選音調之初始轉換結果的分量執行重複的施加、相加、相乘及位移等步驟，為被選音調產生一最終的累積逐音調等化器結果；

增加音調索引；以及

重複執行重複的施加、相加、相乘及位移等步驟，直到音調索引到達最終值；

其中，施加頻率域等化器的步驟包含：

回應對應於被選音調之目前的音調索引值，為該音調最終的累積逐音調等化器結果施加頻率域等化器；以及

回應對應於一未被選擇之音調之目前的索引值，對該音調的初始轉換結果施加頻率域等化器。

5. 如申請專利範圍第1項的方法，進一步包含：

將已等化之時域取樣信號的一信號框儲存到第一緩衝器內；以及

將初始的轉換結果儲存到第一緩衝器內；

其中，相加與累積步驟包含：

將時域取樣信號之被選樣本間的一差異與施加步驟的結果相加，

所得到的和與先前轉換結果相加，以產生累積的和；以及

以累積的和覆寫至該第一緩衝器位置。

6. 一種DMT數據機，包含：

類比前端電路，用以從一通信設施接收類比信號，並用以將所接收的類比信號轉換成時域樣本值的一數位資料流；以及

數位電路，用以將數位資料流解調變成一輸出位元流，包含：

一數位時域等化器手段，用以施加數位濾波，以有效地縮短發射通道的脈衝響應；

一FFT手段，用以對來自時域等化器手段的時域樣本執行一快速傅利葉轉換；

一滑移FFT手段，用以對時域樣本間的一差異及先前的FFT結果施加滑移快速傅利葉轉換，其包含：

- (i) 一第一複變數乘法器，具有耦合到滑移FFT係數緩衝器之一輸入，且具有一反饋輸入；
- (ii) 一複變數加法器，具有耦合到FFT緩衝器之一輸入，用以接收一差異結果，且具有耦合到第一複變數乘法器之一輸入；以及
- (iii) 一第一複變數累積器，用以累積複變數加法器的結果；

一逐音調等化器手段，用以對滑移FFT功能的結果施加逐音調等化器係數；以及

一頻率域等化器，用以從逐音調等化器手段的輸出恢復資料符號。

7. 如申請專利範圍第6項的DMT數據機，其中，滑移FFT手段進一步包含：

一開關，具有耦合到FFT緩衝器之一第一輸入，用以接收一初始的FFT結果，且具有耦合到複變數加法器的輸出之一第二

輸入，用以在初始的累積中將初始的FFT結果向前送到複變數累積器，並接著將複變數加法器的輸出向前送到複變數累積器，以進行後續的累積。

8. 如申請專利範圍第6項的DMT數據機，其中，等化器手段，例如數位時域等化器手段或逐音調等化器手段，包含：

一第二複變數乘法器，具有耦合到滑移FFT手段之複變數累積器的輸出之一輸入，且具有耦合到等化器係數緩衝器之一輸入；以及一第二複變數累積器，用以累積來自第二複變數乘法器的結果。

9. 如申請專利範圍第8項的DMT數據機，其中的頻率域等化器手段耦合到逐音調等化器手段及FFT手段；

且進一步包含：

一音調選擇電路，用以將DMT信號內至少一個被選音調的逐音調等化器結果施加到頻率域等化器，以及，將DMT信號內至少一個被選音調以外之音調之FFT手段的結果施加到頻率域等化器。

10. 如申請專利範圍第7項的數據機，其中的數位電路進一步包含：

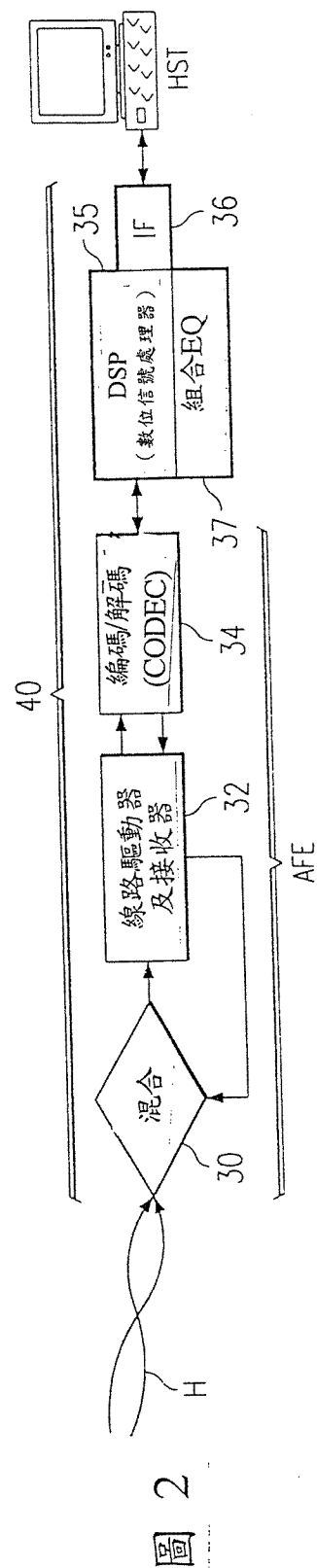
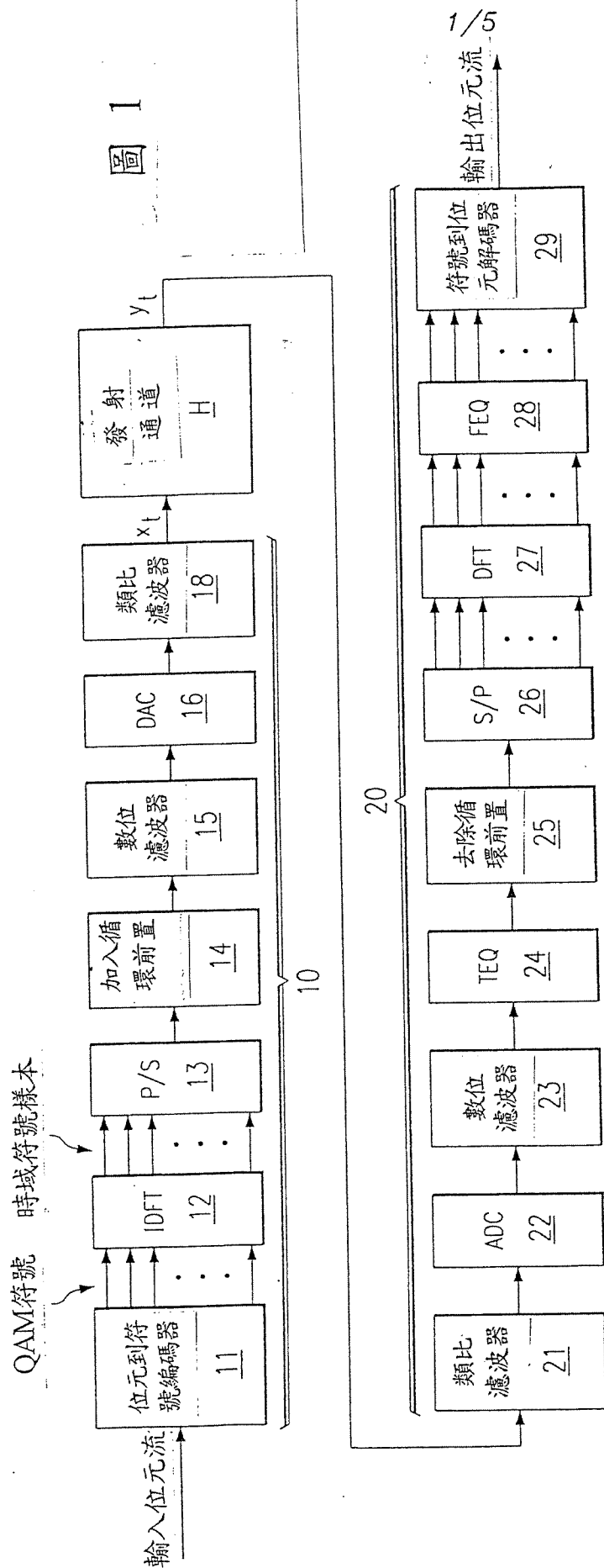
一FFT緩衝器，用以儲存時域樣本的一信號框及儲存FFT與差異的結果；

一差異手段，用以決定時域樣本間的差異，並將此差異結果儲存到FFT緩衝器內；

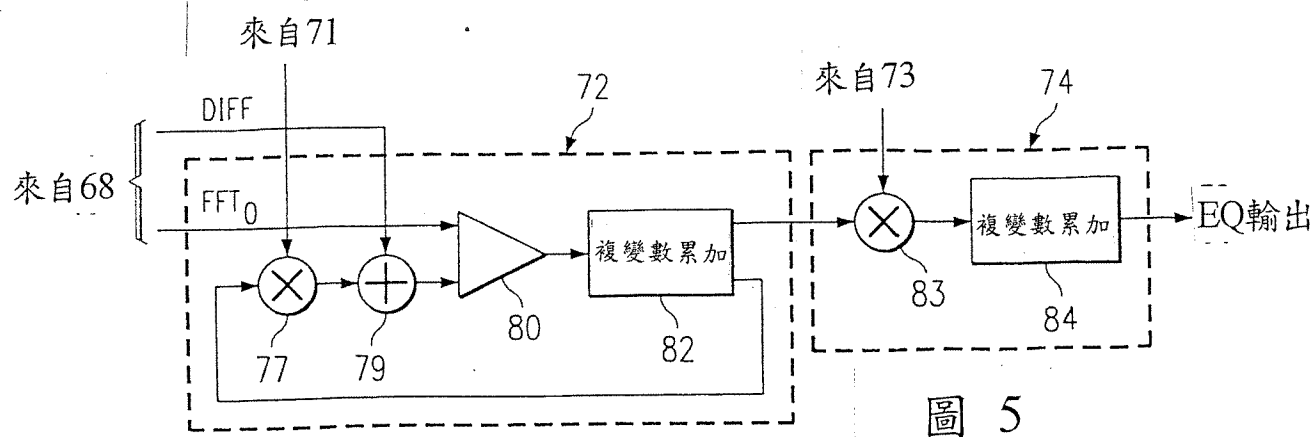
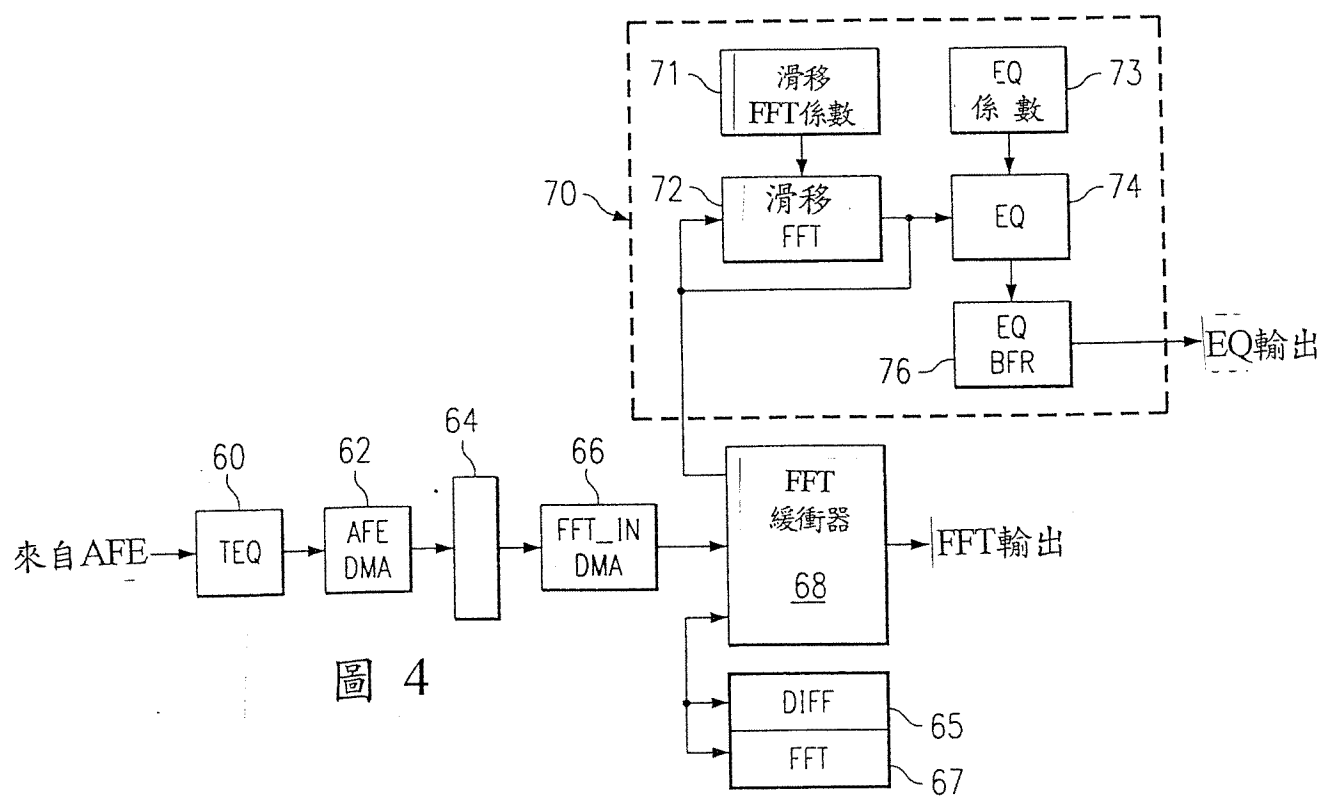
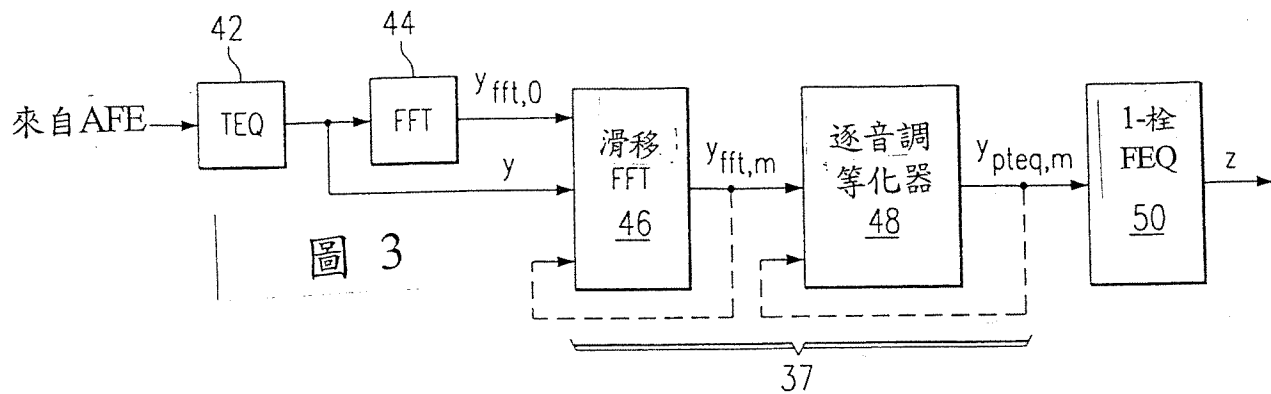
一滑移FFT係數緩衝器，用以儲存由滑移FFT手段施加的滑移FFT係數；

一等化器係數緩衝器，用以儲存由逐音調等化器手段所施加的逐音調等化器係數；以及

一等化器緩衝器，用以儲存等化器的結果。



2/5



3/5

圖 6

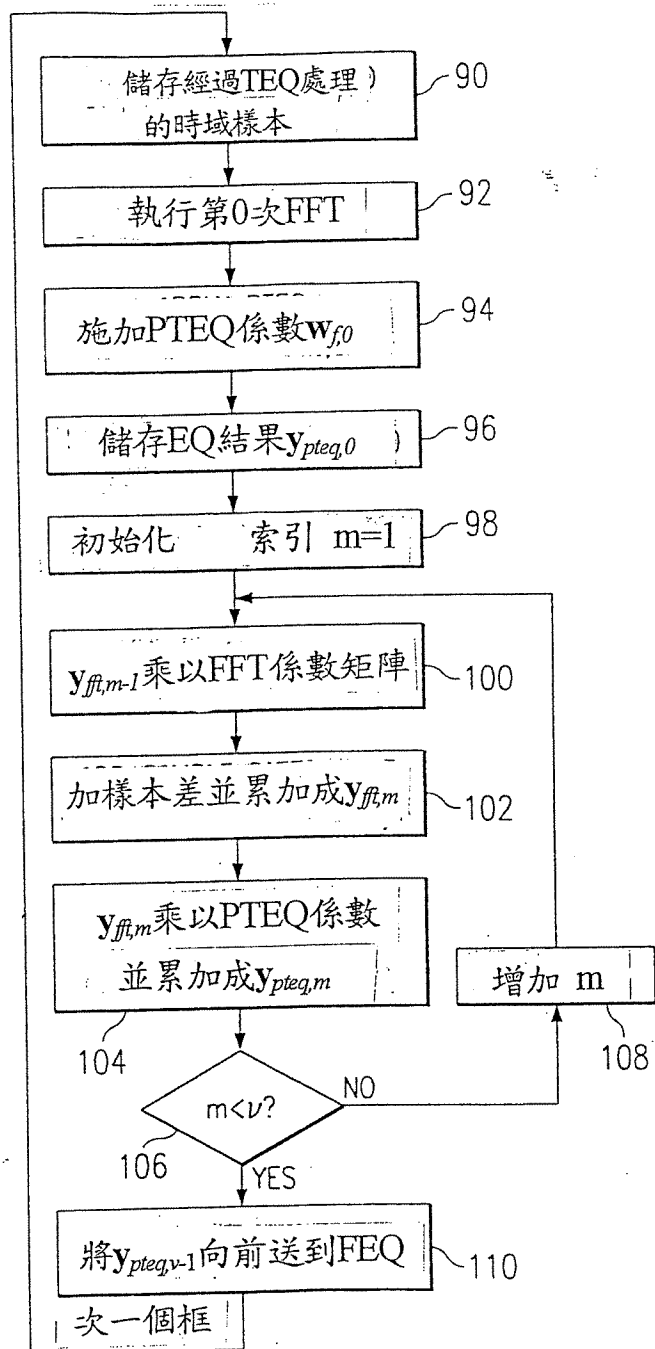
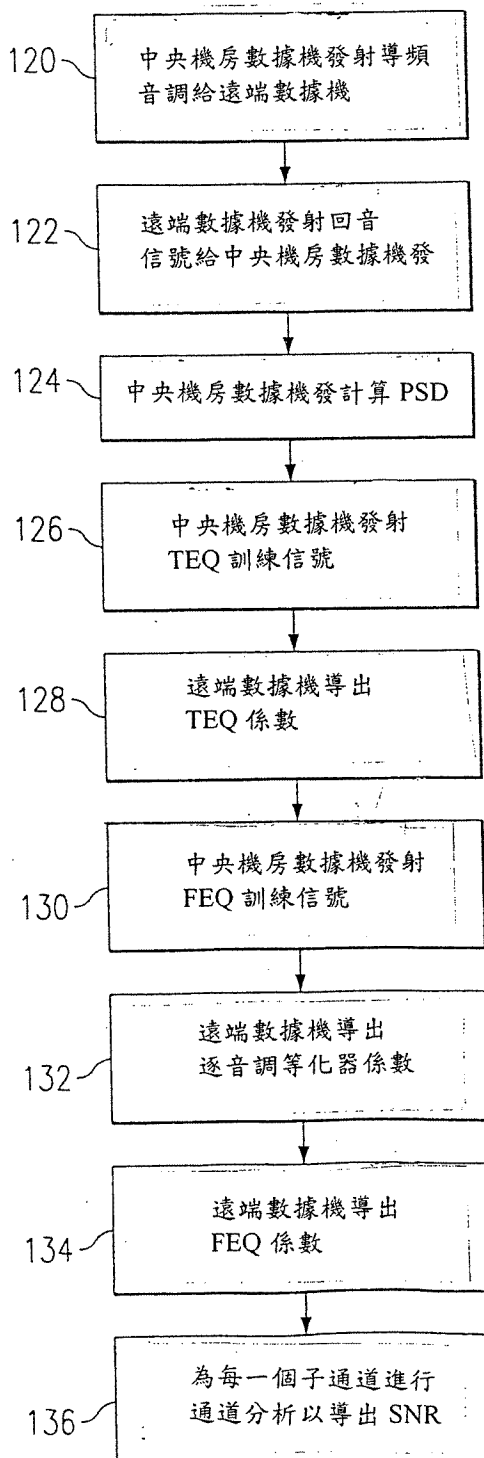
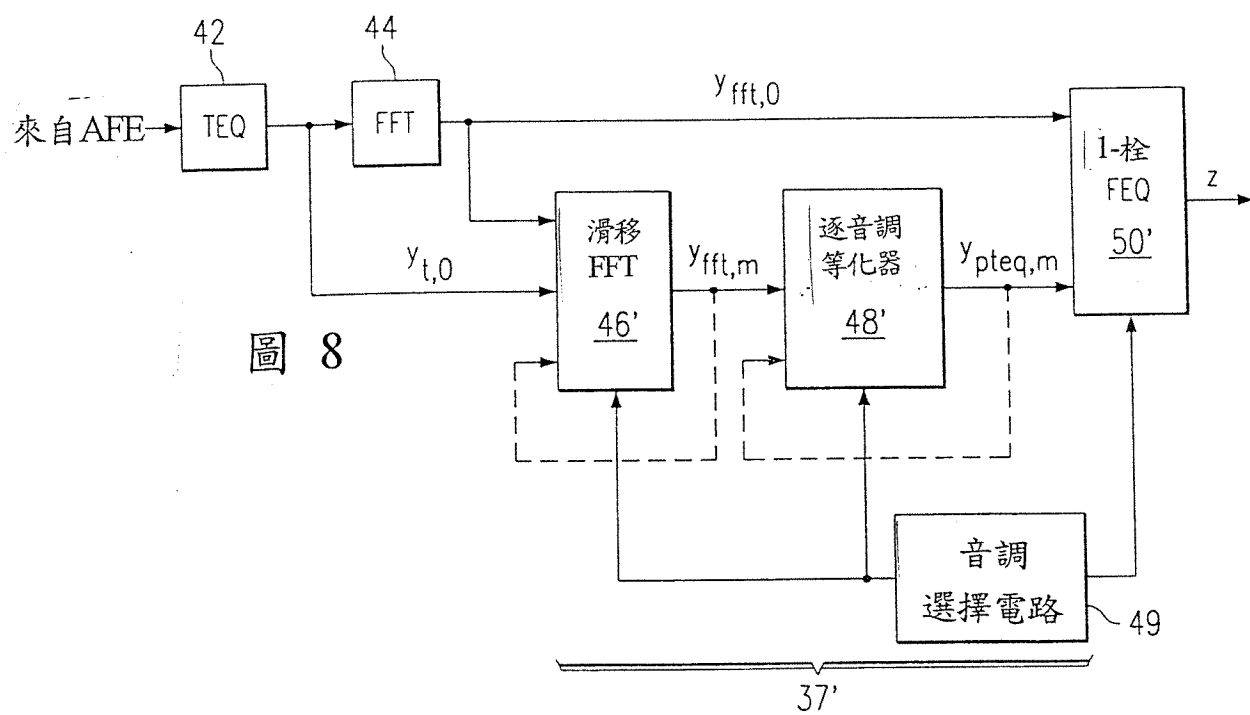
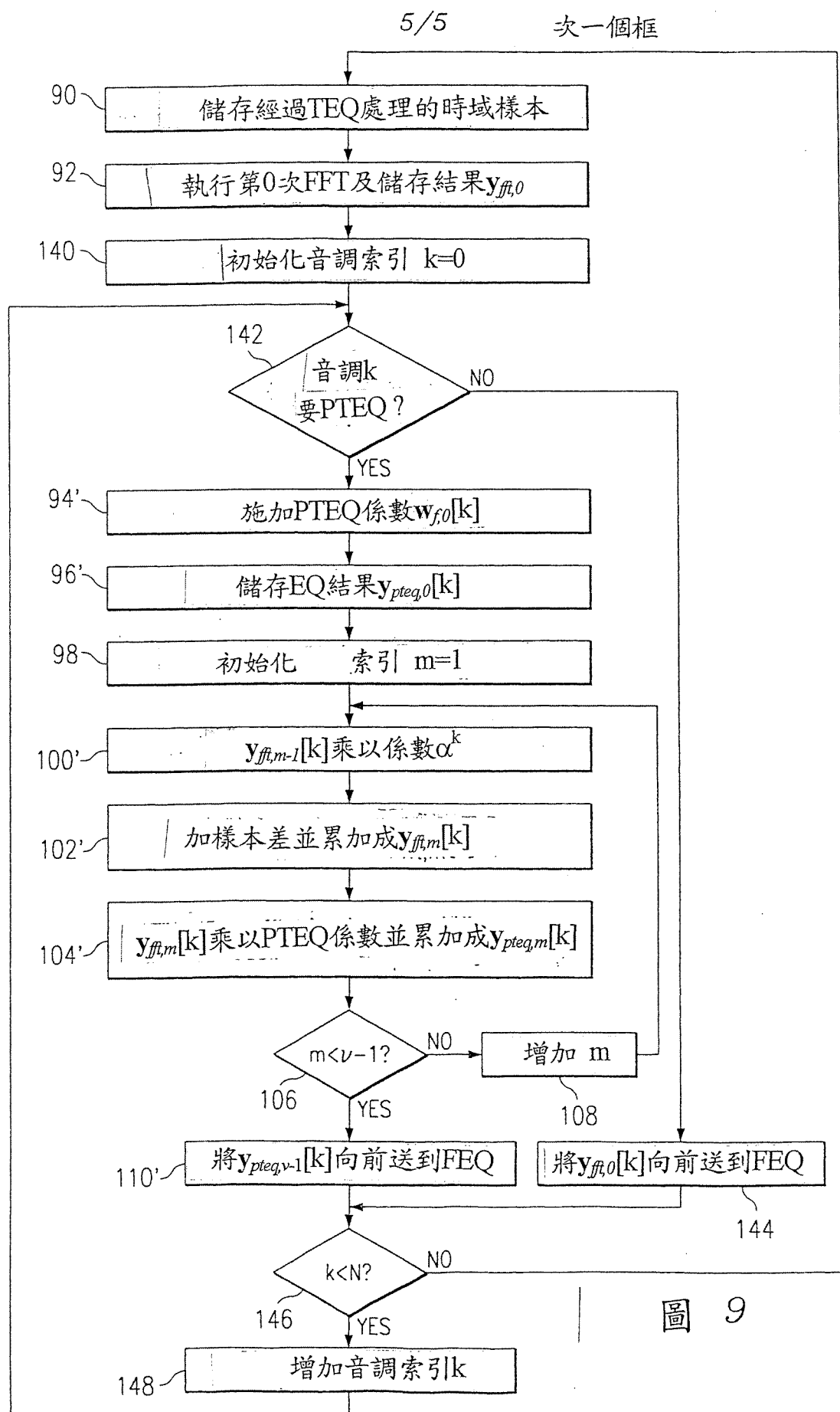


圖 7







七、指定代表圖：

(一)本案指定代表圖為：第（ 2 ）圖。

(二)本代表圖之元件符號簡單說明：

30	混合電路
32	線路驅動器及接收器
34	編碼/解碼電路
35	數位信號處理器DSP
36	介面
37	組合等化器手段
40	DMT數據機

八、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：

無。