公告本

437215

申請日期	88.5.21
案號	88108385
類別	H04L25/03

A4
C4

（以上各欄由本局填註）

發明 ~~新型~~ 專利說明書

一、發明 ~~新型~~ 名稱	中文	無載波調幅/調相-正交調幅雙重模式接收器之盲啓動
	英文	BLIND START-UP OF A DUAL MODE CAP-QAM RECEIVER
二、發明 ~~創作~~ 人	姓名	1.金-傑可斯 沃納 2.吉恩 閣
	國籍	1.法國 2.加拿大
	住、居所	1.美國新澤西州霍戴爾市霍戴爾路852號 2.美國新澤西州瑪柏洛市衛尼街10號
三、申請人	姓名（名稱）	美商朗訊科技公司
	國籍	美國
	住、居所（事務所）	美國新澤西州摩里山丘市山脈大道600號
	代表人姓名	麥克·R·格林

經濟部智慧財產局員工消費合作社印製

本紙張尺度適用中國國家標準（CNS）A4規格（210×297公釐）

裝 訂 線

（由本局填寫）

承辦人代碼：	A6 B6
大　　類：	
ＩＰＣ分類：	

本案已向：

國（地區）	申請專利，申請日期：	案號：	，□有 □無主張優先權
美國	1998年7月2日	09/109,364	☑有□無主張優先權

有關微生物已寄存於：　　，寄存日期：　　，寄存號碼：

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁各欄）

裝　訂　線

經濟部智慧財產局員工消費合作社印製

本紙張尺度適用中國國家標準（CNS）A4 規格（210 × 297 公釐）

五、發明說明（ 1 ）

相關專利之交互參照

有關的主題已在L.M.Garth所申請的美國專利案號XXX，名稱 "Automatic Constellation Phase Recovery in Blind Start-Up Of A Dual Mode CAP-QAM Receiver" 中揭露。

發明範圍

本發明有關於通訊設備，而更明確而言，係關於在接收器中的盲均衡使用。

發明背景

無載波調幅/調相(CAP)是一有效頻寬二維通帶線碼。(在CAP通訊系統上的額外資訊可由J. J. Werner在1992年6月23日申請於Minneapolis的ANSI X3T9.5 TP/PMD Working Group的名稱 "Tutorial on Carrierless AM/PM-Part I-Fundamentals and Digital CAP Transmitter" 中發現)CAP非常接近於較熟悉的正交調幅(QAM)傳輸方法。在話音頻帶數據機中，QAM已使用超過25年，而CAP已使用超過15年。然而，CAP是類似於數位處理的實現。OAM與CAP傳輸方法的先前技藝無線電傳收機結構是分別在圖1與2顯示。圖1與2是描述二維的編碼，其中一複數符號A_n是運用在發射器部分(其中$A_n=a_n+jb_n$)，而一恢復的複數符號$\hat{A}_n$是由該接收器部分提供，其中$\hat{A}_n=\hat{a}_n+j\hat{b}_n$。隨著在這些圖中使用的其他記號，$g(t)$(例如，參考圖1)是一基帶形態濾波器之脈衝響應，$e_{in}(t)$與$e_{qu}(t)$是分別是同相與正交元件的均衡器，而且$p(t)$與$\tilde{p}(t)$是形成一Hilbert對(例如，參考圖2)的一形態濾波器之脈衝響應。

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）

裝 訂 線

經濟部智慧財產局員工消費合作社印製

本紙張尺度適用中國國家標準(CNS)A4規格(210×297公釐)

五、發明說明（ 2 ）

如從圖1所觀察的，該傳統QAM無線電傳收機結構在該等發射器與接收器是分別需要調變器1與解調器2。對照下，圖2的CAP相無線電傳收機不需要一調變器與一解調器。一般而言，圖2的CAP系統並未與圖1的QAM系統相容，但確提供與QAM相同的理論性能，而且較QAM容易以數位方式實現。的確，圖2的CAP結構能修改成如在圖3所示一較簡單的只有QAM無線電傳收機。

目前，諸如VDSL(非常高速率的數位用户線)的某些寬頻存取應用可需要一CAP或一QAM接收器。在技藝中的某些已計畫只將該CAP接收器與該QAM接收器放入一接收器，實際上具有一CAP部分(有他自己的均衡器)與一分開QAM部分(有他自己的均衡器)的一雙重結構接收器。若要進一步使事情複雜，此雙重結構接收器需在QAM部分與CAP部分使用盲均衡技術。在此情況，沒有雙重結構接收器的引導信號，俾用來確認調變的類型。同樣地，該雙重結構接收器首先必須能單獨在QAM部分涵蓋均衡器與在CAP部分的均衡器，然後決定有關調變的類型，所有會造成明顯的時間負荷。

發明概述

我們已發展具有一CAP模式與一QAM模式的雙重操作模式之接收器，但仍只需要在盲啓動期間的CAP操作模式與QAM操作模式的單一均衡器結構。

在本發明的一具體實施例中，一接收器包含一適合的濾波器。所使用的相同盲均衡更新演繹法是與所接收的信號

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）
裝
訂
線
經濟部智慧財產局員工消費合作社印製
本紙張尺度適用中國國家標準(CNS)A1規格(210×297公釐)

五、發明說明（ 3 ）

類型無關。該盲均衡更新演繹法具有一常數R，其值是諸如一QAM信號或一CAP信號的接收信號類型函數。所接收的信號類型是決定於均方錯誤$E[e^2_n]$之同相元件函數。同樣地，此接收器能盲啓動，而無需知道該所接收的信號是否爲一QAM信號或一CAP信號。

圖式之簡單說明

圖1係一先前技藝QAM無線電傳收機之方塊圖；

圖2係一先前技藝CAP無線電傳收機之方塊圖；

圖3係一先前技藝QAM無線電傳收機之方塊圖；

圖4係採用本發明原理的一通訊系統具體部分之方塊圖；

圖5係一分相均衡器之方塊圖；

圖6係在均衡器使用的一適合濾波器部分之方塊圖；

圖7係根據本發明的觀念而顯示一均衡器結構之分流更新方塊圖；

圖8係根據本發明的原理而顯示一方法之流程圖；

圖9及10係採用本發明原理的一接收器部分之方塊圖；及

圖11係根據本發明的原理而顯示一盲啓動程序。

圖式之詳細說明

採用本發明原理的一通訊系統部之高階方塊圖是在圖4顯示。爲了只供說明的目的，假設該接收器10是接收一CAP信號或一QAM信號，假設當經由通訊通道9與經歷符號間干擾(ISI)時，該CAP或QAM信號便失眞。該接收器10的目的是要除去ISI，且任何增加雜訊$\xi(t)$的影響減到最小，俾提

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）
裝
訂
線
經濟部智慧財產局員工消費合作社印製
本紙張尺度適用中國國家標準(CNS)A1規格(210×297公釐)

五、發明說明（ 4 ）

供信號r'(t)。本發明的觀念係在具有一CAP模式與一QAM模式之雙重操作模式的接收器本文中描述，其中任一模式只利用該CAP操作模式與該QAM操作模式的單一均衡器。

然而，在描述本發明的觀念之前，在適合濾波器上的某些背景資訊會提出。而且，如在此的使用，例如，一適合的濾波器是一分隔線性均衡器，此後係簡稱爲一FSLE或只是一均衡器。此外，"單一均衡器結構" 用語包含等化一接收信號的一適合濾波器。如在此技藝所習知，此均衡器結構或適合的濾波器本身可包含接收信號的不同元件或組合的其他濾波器。例如，一 "單一均衡器結構" 是一跨耦合均衡器，包含4個濾波器，或包含兩濾波器等的一分相均衡器。

適合的濾波器、CAFA、和MMA

一分相FSLE均衡器100是在圖5顯示，假設FSLE均衡器100是在一輸入信號上操作，其特徵在於具有N次元。在此範例，N=2，亦即該輸入信號包含兩元件次元：一同相元件與一正交元件。(同時要注意在此所使用的 "通道" 用語亦稱爲同相通道)FSLE均衡器100包含如同有限脈衝響應(FIR)濾波器110和120實現的兩平行數位適合濾波器。均衡器100稱爲 "分相FSLE"，因爲兩FIR濾波器110和120涵蓋同相與正交濾波器。均衡器結構之某些說明細節是在圖6顯示。該等兩FIR濾波器110和120是共用相同的微量延遲線115，他會儲存類比數位轉換器(A/D) 125取樣r_k。A/D 125的取樣率1/T'典型上是3至4倍大於符號率1/T，而且是以能滿足實

經濟部智慧財產局員工消費合作社印製

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）

裝 訂 線

本紙張尺度適用中國國家標準(CNS)A1規格(210×297公釐)

五、發明說明（ 5 ）

際信號取樣的方式選取。他是假設T/T'=i，其中i是整數。

如圖6所示的兩適合FIR濾波器110和120之輸出是以符號率1/T是計算。該等均衡器微量與輸入取樣能以一相對的N維向量表示。同樣地，現要定義下列各項關係：

$r_n^T=[r_k, r_{k-1},\ldots\ldots, r_{k-N.}]$=在延遲線的A/D取樣向量；　(1)

$c_n^T=[c_0, c_1, c_2,\ldots\ldots, c_{N.}]$=同相微量係數向量；及　(2)

$d_n^T = [d_0, d_1, d_2, \ldots\ldots, d_{N.}]$ = 正交相位微量係數向量；　(3)

其中上標T表示向量轉換，下標n表示符號週期nT，而k=(i)(n)。

讓y_n與$\tilde{y}_n$分別是同相與正交濾波器的計算輸出，而：

$y_n=c_n^T r_n$；及　(4)

$\tilde{y}_n=d_n^T r_n$　(5)

輸出y_n與$\tilde{y}_n$的X/Y顯示或複雜輸出$Y_n=y_n+j\tilde{y}_n$的X/Y是稱爲一信號群組。在收斂之後，理想上，該信號群組是由某些小雜訊與ISI所計算的複數符號$A_n=a_n+jb_n$的顯示所組成。

請集重新參考圖5，FSLE均衡器100的特微爲據有兩模式的操作，一正常模式(穩定狀態)與一啓動模式(非穩定狀態)。在操作正常模式中，亦即分割器130和135的決定裝置將均衡器的複數輸出取樣Y_n(其中$Y_n=y_n+j\tilde{y}_n$)與所有可能的

經濟部智慧財產局員工消費合作社印製
（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）
裝 訂 線
本紙張尺度適用中國國家標準(CNS)A1規格(210×297公釐)

五、發明說明（ 6 ）

傳輸複數符號A_n(其中$A_n=a_n+jb_n$)相比較，並選取最接近Y_n的符號$\hat{A}_n$。該接收器然後計算一錯誤的E_n，其中：

$$E_n=e_n+j\,\tilde{e}_n=Y_n-\hat{A}_n\,, \qquad (6)$$

上式是用來更新均衡器100的微量係數。最通常的微量更新演繹法是LMS演繹法，該LMS演繹法是減少均方錯誤(MSE)的一隨機梯度演繹法，其定義：

$$MSE\triangleq(E[|E_n|^2]=E[|Y_n-\hat{A}_n|^2]=E[e^2{}_n]+E[\tilde{e}^2{}_n]\,。 \qquad (7)$$

在方程式(7)，E[•]表示預期，而e_n與$\tilde{e}_n$是下列同相與正交錯誤：

$$e_n=y_n-\hat{a}_n\,，及(8)$$

$$\tilde{e}_n=\tilde{y}_n-\hat{b}_n(9)$$

兩適合濾波器的微量係數是使用上述最小均方(LMS)演繹法更新，亦即，

$$c_{n+1}=c_n-\alpha e_n r_n\,，及 \qquad (10)$$

$$d_{n+1}=d_n-\alpha\,\tilde{e}_n r_n\,， \qquad (11)$$

其中α是在微量調整演繹法中所用的步驟大小。

經濟部智慧財產局員工消費合作社印製

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）

裝 訂 線

本紙張尺度適用中國國家標準(CNS)A4規格(210×297公釐)

五、發明說明（ 7 ）

相較於穩定狀態操作模式，該啓動模式是用來收斂最初一組值的微量係數值。在某些系統中一序列順序會在啓動(亦即，一預先定義序列的A_n符號)期間使用，該接收器能藉由使用均衡器輸出信號Y_n與傳輸符號A_n之已知序列來計算有意義的錯誤E_n。在此情況，微量適應可說是以"理想的參考"完成。

然而，在沒有序列順序可用時，均衡器100會盲目地收斂。此通常包含兩主要步驟。第一，一盲目的均衡演繹法是用來打開"眼圖"。然後，一旦眼充份打開，該接收器便會切換成諸如上述LMS微量適應演繹法。盲目均衡的哲學是使用一微量適應演繹法，可減少成本且較方程式(7)所表示的MSE更適合於提供均衡器100之最初收斂。

如此技藝所熟知，有三種一般的盲目均衡技術：一是在此稱爲“減少群組演繹法”(RCA)(例如參考Y. Sato在1975年6月於IEEE Trans. Commun. 第679-682頁與在1980年10月7日於Godard所發表之美國專利案號4,227,152，名稱"A Method of Self-Recovering Equalization for Multilevel Amplitude-Modulation Systems")；另一技術是所謂的“常數係數演繹法”(CMA)(例如，參考D. N.Godard在1980年11月於IEEE Trans. Commun.，第28冊，11號，第1867-1875頁所發表的名稱"Self-Recovering Equalization and Carrier Tracking in Two-Dimensional Data Communications Systems"；及N. K. Jablon在1992年於IEEE Trans. Signal Processing第40冊6號，第1383-1398頁所發表的名稱"Joint Blind Equalization, Carrier

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）
裝
訂
線
經濟部智慧財產局員工消費合作社印製
本紙張尺度適用中國國家標準(CNS)A4規格(210×297公釐)

五、發明說明（ 8 ）

Recovery, and Timing Recovery for High-Order QAM Signal Constellations"）；而最後的技術是稱爲"多重係數演繹法"(MMA)(例如，參考Yang, J.與Werner, J.J在1997年於希臘的聖多里尼所申請的專利案號DSP97，名稱"The Multimodulus Blind Equalization Algorithms")。

雙重模式CAP-QAM接收器

我們已發展出有一雙重操作模式的接收器，即是一CAP模式與一QAM模式，在盲啓動期間仍只需要CAP操作模式與QAM操作模式的單一均衡器結構。

根據本發明的觀念，諸如圖4接收器10的CAP與QAM之雙重模式接收器部分200(在此亦稱爲CAP-QAM接收器)是在圖7顯示。除了本發明的觀念之外，在圖7中所顯示的該等元件是眾所週知的，恕不詳細描述。CAP-QAM接收器部分200包含迴轉子215、濾波器更新元件220和225、分割器230和235、元件240、及FIR濾波器205和210所表示的單一分相FSLE。CAP-QAM接收器部分200是描述FIR濾波器205和210的微量更新。當從圖7的濾波器更新元件220和225可看出，CAP-QAM接收器部分200使用非依賴於接收信號類型之相同濾波器更新演繹法。對於此範例的目的而言，假設使用該MMA盲均衡演繹法。然而，本發明的觀念未如此限制，而能使用其他形式的盲均衡，例如，但非限制的有RCA與CMA(下面會描述)。如下的進一步描述，常數R(在濾波器更新顯示元件220與225顯示，而且下面會進一步描述)的值是當作所接收信號類型函數調整。同樣地，此接收器能夠

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）
裝
訂
線
經濟部智慧財產局員工消費合作社印製
本紙張尺度適用中國國家標準(CNS)A1規格(210×297公釐)

五、發明說明（ 9 ）

盲啓動，而無需知道該接收的信號是否爲一QAM信號或一CAP信號。

請即同時參考圖8，該圖是顯示採用諸如圖7結構在CAP-QAM中使用本發明原理的一方法流程圖。在步驟505，該接收器最初是以CAP操作模式啓動。一變數：S(θ)是設定爲零，而常數R的值最初是設定爲R_c(下面會描述)。在步驟510，一決策會決定一CAP或一QAM信號是否藉著將均方錯誤$E[e^2_n]$的相對同相元件與一預定MSE值M(他是憑經驗決定，而且決定在信號群組)相比較而接收。(同相錯誤e_n(由圖7的元件240所發展出)會計算，而且一平均運算是在許多的時間週期上決定)。該盲啓動程序的步驟510能以排程驅動、事件驅動、或兩合併驅動。例如，一排程驅動方法會在某些固定重複數目Z之後發生(例如能由一計數器決定)。如果$E[e^2_n]$的值大於M值，那麼假設一QAM信號會接收，且會執行步驟515和520。在步驟515，一變數S(θ)是設定等於1，而在步驟520，R值是設定等於R_Q(下面會描述)。另一方面，如果$E[e^2_n]$值小於M值，那麼假設一CAP信號會接收，且會執行步驟545和550。在步驟545，一變數S(θ)是設定等於0。在步驟550，R值是設定等於R_c(下面會描述)。一旦選取R值，該等濾波器係數(在此範例中，圖7的FIR濾波器205和210)是在步驟525更新，(當步驟510決定一CAP信號是由諸如步驟545等的刪除所接收的時候，在技藝中的技術很明顯可看出圖8的流程圖能進一步簡化)。

如上述，一變數S(θ)是設定等於0或1，此變數是控制圖

經濟部智慧財產局員工消費合作社印製

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）

裝 訂 線

本紙張尺度適用中國國家標準(CNS)A4規格(210×297公釐)

五、發明說明（ 10）

7的迴轉子225操作。當S(θ)等於0時，濾波器或均衡器不能有效旋轉，將信號Y_n輸出，亦即Y_n'等於Y_n。在此情況，該同相錯誤e_n等於$y_n - \hat{a}_n$。然而，當S(θ)等於1時，該均衡器輸出信號Y_n會由下列式子解調變：

$$Y_n' = Y_n e^{-i\omega_c nT}，或 \qquad (12)$$

$$Y_n' = [y_n \cos(\omega_c nT) + \tilde{y}_n \sin(\omega_c nT)] + j[\tilde{y}_n \cos(\omega_c nT) - y_n \sin(\omega_c nT)]， \qquad (13)$$

其中$Y_n' = y_n' + j\tilde{y}_n$與$Y_n = y_n + j\tilde{y}_n$。在此情況，該同相錯誤$e_n$等於$y'_n - \hat{a}_n$。

當上所提及，圖7的濾波器更新元件220和225使用不隨接收信號類型而定的相同濾波器更新演繹法(在此所示是基於MMA)。該等微量更新演繹法如下所示：

$$c_{n+1} = c_n - \alpha(y^2_n - R^2) y_n r_n，及 \qquad (14)$$

$$d_{n+1} = d_n - \alpha(\tilde{y}^2_n - R^2) \tilde{y}_n r_n。 \qquad (15)$$

注意在需要接收一QAM信號額外相位補償的情況。在此情況，$Y'_n = Y_n e^{-j[\omega_c nTS(\theta) + \phi_n]}$，其中($\phi_n$是經由在QAM中所使用傳統相位恢復電路獲得。(同時可參考上述L.M. Garth所申請的美國專利，名稱 "Automatic Constellation Phase Recovery in Blind Start-Up Of A Dual Mode CAP-QAM Receiver ")

本發明觀念的其他具體實施例是揭示在圖4的接收器10中使用圖9與10。圖9是描述一數位信號處理器700的一具

經濟部智慧財產局員工消費合作社印製

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）

裝 訂 線

本紙張尺度適用中國國家標準(CNS)A1規格(210×297公釐)

五、發明說明（ 11）

體實施例，該處理器可程控而可根據本發明的原理實現一FSLE。數位信號處理器700包含一中央處理單元(處理器)705與記憶體710。當由處理器705執行的時候，記憶體的一部分是用來儲存程式指令，俾實現CAP-QAM盲均衡(上面所述)。如711所示的記憶體部分。記憶體的另一部分712是用來儲存根據本發明的觀念而由處理器705所更新的微量係數值。假設一接收的信號704是運用在處理器705，該處理器會根據本發明的觀念使此信號均等化，俾提供一輸出信號706。對於此範例的目的而言，假設輸出信號706表示一均衡器的輸出取樣序列。(如在技藝中所知，一數位信號處理器可額外地進一步在驅動輸出信號706之前處理所接收的信號704。)既然一軟體程式不在此描述，在說明在此所描述的CAP-QAM盲均衡之後，此一程式是在技藝中的一技術能力。而且，注意諸如先前所述的任何均衡器結構能根據本發明的觀念而由數位信號處理器700實現。

圖10是描述本發明觀念的另一具體實施例。電路600包含一中央處理單元(處理器)605、及一均衡器610。後者係假設是如上述的一分相FSLE。它是假設均衡器610包括至少一微量係數暫存器，用以儲存相對於微量係數向量(例如，如圖6所示)的值。處理器605包括未在圖中顯示的記憶體，其類似圖9的記憶710，用以實現CAP-QAM盲均衡。表示均衡器輸出取樣的序列的均衡器輸出信號611會運用在處理器605。後者能根據本發明的觀念來分析均衡器輸出信號611，俾適應與收斂一正確解決方法之微量係數值。

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）
裝
訂
線
經濟部中央標準局員工消費合作社印製
本紙張尺度適用中國國家標準（CNS）A4規格（210×297公釐）

五、發明說明（ 12）

根據圖4接收器10使用本發明原理的一盲啓動程序是在圖11顯示。在步驟580，接收器10使用CAP-QAM盲均衡與其相對的微量更新演繹法來開始一均衡器的盲收斂，例如，圖8的步驟525和505及圖10的均衡器610。在步驟585，一決策會決定是否從CAP-QAM盲均切換至LMS適應演繹法、或持續使用CAP-QAM盲均衡來收斂該均衡器。典型上，這在技藝是稱爲決定眼是否充份打開(如上所述)。盲啓動程序的步驟585能夠排程驅動、事件驅動、或兩合併驅動。隨著一排程驅動方法，在兩不同微量更新演繹法之間的切換會在某些固定重複(例如能由一計數器決定)數目K之後發生。此方法係假設在K重複之後的眼打開次數。隨著事件驅動方法，當達成眼能打開的某一品質時，該切換便會發生。例如，這能藉由持續監視MSE及當該MSE低於某些臨界S時產生切換而達成。如果眼已充份打開，接收器10會在步驟590上切換至LMS適應演繹法。(注意，本發明觀念的焦點是在盲啓動期間的單一均衡器使用。同樣地，一旦LMS演繹法的變換發生，如在技藝中所知的會進一步更新發生。例如，在QAM操作模式，當使用LMS更新該均衡器的時候，必須使用一額外的迴轉子。)

如下面的進一步描述，而且根據本發明的原理，常數R(在濾波器更新元件220和225顯示)的值會當作接收信號類型的函數調整。特別是，R值是表示下面任一情況

$$R=R_Q，或 \qquad (16)$$

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）

裝 訂 線

經濟部智慧財產局員工消費合作社印製

本紙張尺度適用中國國家標準(CNS)A1規格(210×297公釐)

五、發明說明（ 13）

$$R = R_C \qquad (17)$$

R的值也會受到所使用的盲均衡類型的影響。下面，R的值是提供給CMA、MMA、及RCA盲均衡演繹法。(在這些盲均衡演繹法上的額外資訊能在上面所引用的文獻中發現)。

CMA

一CAP信號的CMA演繹法會將下列估計函數(CF)減到最小：

$$CF = E[(|Y_n|^L - R^L)^2], \qquad (18)$$

其中L是正整數，Y_n是均衡的取樣相等，而R是一圓的半徑。L=2的情況是最普遍使用的做法。在方程式(18)中的估計函數是一實際的二維估計函數，它能將均衡器的複數輸出信號Y_n之散布能隨著圓周半徑R而減到最小。

根據本發明的原理，所顯示的是CMA盲演繹法，該CAP-QAM雙重模式接收器具有與只有一CAP均衡器相同的濾波器更新演繹法。同樣地，當該CMA演繹使用的時候，

$$R_Q = R_C = R。 \qquad (19)$$

結果，假設一完全相等通導，下列的R值的結果如下所示：

$$R_C = R_Q = R = \frac{E[|A_n|^{2L-2} a_n^2]}{E[|A_n|^{L-2} a_n^2]} = \frac{E[|A_n|^{2L}]}{E[|A_n|^L]}, \qquad (20)$$

經濟部智慧財產局員工消費合作社印製

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）

裝 訂 線

本紙張尺度適用中國國家標準(CNS)A1規格(210×297公釐)

五、發明說明（ 14）

其中在該等符號a_n與b_n的統計平常情況之右式是相同。如上述，典型是L=2。

MMA

如先前所提，該MMA演繹法是使用在圖7的範例。一CAP信號的MMA演繹法會將下列估計函數減到最小：

$$CF = E\left[(y_n^L - R^L(Y_n))^2 + (\tilde{y}_n^L - R^L(Y_n))^2\right], \qquad (21)$$

其中L是正整數，而$R(Y_n)$與$\tilde{R}(Y_n)$接受非連續的正值，該值是決定在均衡器輸出Y_n。該MMA演繹法會在分段間線性同相與正交輪廓附近將均衡器輸出取樣y_n與$\tilde{y}n$的離散減到最小。

對二次冪整體而言，$R(Y_n)=\tilde{R}(Y_n)=R=$常數，所以方程式(21)的估計函數變成：

$$CF = CF_i + CF_q = E[(y_n^L - R^L)^2 + (\tilde{y}_n^L - R^L)^2]. \qquad (22)$$

不像似方程式(18)所表示之CMA估計函數，方程式(22)不是眞正的二維估計函數。而是兩單一維估計函數CF_i與CF_q的總和。對於L=2而言，MMA的估計函數能表示爲：

$$CF = E[(y_n^2 - R^2)^2 + (\tilde{y}_n^2 - R^2)^2]. \qquad (23)$$

同樣地，R_c與R_Q的值是不同的。對於一CAP信號而言，

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）
裝 訂 線
經濟部智慧財產局員工消費合作社印製
本紙張尺度適用中國國家標準（CNS）A1規格（210×297公釐）

五、發明說明（ 15）

假設一完全相等的通道，R=R_C的下列值爲：

$$R_C^2 = R^2 = \frac{E[a_n^4]}{E[a_n^2]} \quad (24)$$

如果方程式(23)運用在一QAM信號，根據本發明的原理，所顯示的下列R=R_Q值的結果如下所示：

$$R_Q^2 = R^2 = \frac{E[a_n^4] - 2*\overline{\cos^2 \omega_c nT \sin^2 \omega_c nT}\left(E[a_n^4] - 3E[a_n^2]\right)}{E[a_n^2]} \quad (25)$$

從方程式(25)，可看出對於接收一QAM信號而言，該常數R不僅是傳輸符號的函數，而且是角θ=ω_cT，其中ω_c是角弧度載頻，而T是符號週期。該常數能夠是從方程式(25)做數字計算。然而，該常數R亦能以符號階層的數目m函數表示。同樣地，所顯示的方程式(25)能以如下所示的式子替代方程式(25)：

$$R^2_Q = R^2 = 1/5[4m^2(3+4\beta)+4\beta-7], \quad (26)$$

其中β=$\cos^2\omega_c$nT$\sin^2\omega_c$nT。從方程式(26)，可看出R是m與β，而ω_c=0→θ=0→β=0，這會導致方程式(26)變成：

$$R_Q^2 = R^2 = \frac{1}{5}(12m^2 - 7), \quad (27)$$

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）
裝
訂
線
經濟部智慧財產局員工消費合作社印製
本紙張尺度適用中國國家標準(CNS)A4規格(210×297公釐)

五、發明說明（ 16）

其顯示與一CAP信號有相同的值。

該常數R能從方程式(25)或方程式(26)計算。既然R是決定在θ，R可爲不同，即使是相同的群組。例如，對於16-QAM而θ=3/5、f_c=15.55 MHz與1/T=25.92 MHz而言，我們獲得β=0.1。CAP與QAM信號的常數R值是在表1顯示，下面是不同信號點群組。

參數/點	16點	64點	256點	1024點
m	2	4	8	16
R_C	2.86	6.08	12.34	24.76
R_Q	3.1	6.5	13.1	26.36

表1

RCA

RCA的CAP-QAM接收器是類似MMA。RCA的估計函數是：

$$CF=E[(Y_n-Rsgn(Y_n))^2] \qquad (28)$$

對於一CAP信號而言，假設一完全相等的通道，下列R=R_c值的結果如下所示：

$$R_c = R = \frac{E[a_n^2]}{E[|a_n|]} \qquad (29)$$

如果方程式(28)運用在一QAM信號，根據本發明的原理，下列R=R_Q值的結果如下所示：

經濟部智慧財產局員工消費合作社印製

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）

裝 訂 線

本紙張尺度適用中國國家標準(CNS)A4規格(210×297公釐)

五、發明說明（ 17）

$$R_Q = R = \frac{E\left[a_n^2 \cos^2 \omega_c nT + b_n^2 \sin^2 \omega_c nT\right]}{E\left[\left|a_n \cos \omega_c nT + b_n \sin \omega_c nT\right|\right]} \qquad (30)$$

方程式(30)的分子能夠簡化成$E[a^2_n]$。然而，方程式(30)的分母不容易簡化，因爲該式子包括絕對的值。所以方程式(30)能重新寫如下式：

$$R_Q = R = \frac{E\left[a_n^2\right]}{E\left[\left|a_n \cos \omega_c nT + b_n \sin \omega_c nT\right|\right]} \qquad (31)$$

在此情況，一數字處理需計算每個應用的R值。對於16-QAM群組的範例而言，$R_Q=2.6$。

前文只描述本發明的原理，而且可以瞭解的是習於此技者能設計出許多替代的配置，雖未在此明白表示，而能具體表達本發明的原理，並且是在其精神與範圍內。例如，雖然在此所描述的本發明觀念是以諸如均衡器610等的非連續功能建構方塊實現，任何一或多個的建構方塊功能能使用一或多個適當的程控處理器或處理電路實現，例如一數位信號處理器；非連續電路元件；積體電路；等。此外，雖然本發明的觀念是在單一分相均衡器的本文中描述，但是其他型式的均衡器亦可使用。

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）
裝
訂
線
經濟部智慧財產局員工消費合作社印製
本紙張尺度適用中國國家標準(CNS)A1規格(210×297公釐)

五、發明說明（ 17a）

元件符號說明

1	調變器	705	處理器
2	解調器	706	輸出信號
9	通訊通道	710	記憶體
10	接收器	711	記憶體部分
100	分相均衡器	712	記憶體之另一部分
110, 120	有限脈衝響應 (FIR)濾波器		
115	微量延遲線		
125	類比數位轉換器		
130, 135	分割器		
200	CAP-QAM雙重模式接收器部分		
205, 210	FIR濾波器		
215	迴轉子		
220, 225	濾波器更新元件		
230, 235	分割器		
240	元件		
600	電路		
605	中央處理器		
610	均衡器		
611	均衡輸出信號		
700	數位信號處理器		
704	接收之信號		

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）
裝 訂 線
經濟部中央標準局員工消費合作社印製

本紙張尺度適用中國國家標準（CNS）A4規格（210×297公釐）

A5
B5

四、中文發明摘要（發明之名稱：　無載波調幅/調相-正交調幅雙重模式接收器之盲啓動　）

本發明揭示一種具有一無載波調幅/調相(CAP)模式及一正交調幅(QAM)模式的一雙重模式操作之接收器，在盲啓動期間仍只需要該CAP模式操作及該QAM模式操作之單一均衡器結構。該接收器使用無關於接收信號類型的相同盲均衡更新演繹法，用以收斂該均衡器構造。該盲均衡更新演繹法結合一常數R，其值是諸如一QAM信號或一CAP信號的接收信號類型之函數。該接收的信號類型係決定爲均方錯誤$E[e^2_n]$的同相(in-phase)元件函數。

英文發明摘要（發明之名稱：　BLIND START-UP OF A DUAL MODE CAP-QAM RECEIVER　）

A receiver has a dual mode of operation — a carrierless amplitude modulation/phase modulation (CAP) mode and a quadrature amplitude modulation (QAM) mode — yet only requires a single equalizer structure for both the CAP mode of operation and the QAM mode of operation during blind start-up. The receiver uses the same blind equalization updating algorithm independent of the type of received signal for converging the equalizer structure. The blind equalization updating algorithm incorporates a constant R, whose value is a function of the type of received signal, e.g., a QAM signal or a CAP signal. The type of received signal is determined as a function of the in-phase component of the mean-squared error, $E[e_n^2]$.

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁各欄）

裝　訂　線

經濟部智慧財產局員工消費合作社印製

本紙張尺度適用中國國家標準（CNS）A4規格（210×297公釐）

六、申請專利範圍

1. 一種用於接收一無載波調幅/調相(CAP)信號或一正交振幅調相(QAM)信號之改良裝置，該裝置改良包含：

一接收器，具有一CAP模式與一QAM模式的一雙重操作模式，其僅以一單一均衡器用於該CAP操作模式與該QAM操作模式。

2. 如申請專利範圍第1項之裝置改良，其中該均衡器具有一組微量係數，其中該相同的均衡更新演繹法係用於該CAP操作模式或該QAM操作模式。

3. 如申請專利範圍第2項之裝置改良，其中該接收器進一步包含在QAM操作模式期間運作的一解調變器，用以解調變該均衡器的輸出信號。

4. 如申請專利範圍第2項之裝置改良，其中該均衡更新演繹法係一盲均衡演繹法，具有一選擇做爲該接收器是否在該CAP操作模式或該QAM操作模式函數的一常數值。

5. 如申請專利範圍第4項之裝置改良，其中該盲均衡演繹法係演繹法的一常數係數類型。

6. 如申請專利範圍第4項之裝置改良，其中該盲均衡演繹法係演繹法的一多重係數類型。

7. 如申請專利範圍第4項之裝置改良，其中該盲均衡演繹法係演繹法的一減少群組類型。

8. 如申請專利範圍第2項之裝置改良，其中該均衡器進一步包含一雙濾波器結構。

9. 如申請專利範圍第2項之裝置改良，其中該均等更新演繹法係 $\tilde{y}^2_n - R^2$ 的函數，其中該常數R值係選擇做爲該接

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）

裝 訂 線

經濟部智慧財產局員工消費合作社印製

本紙張尺度適用中國國家標準(CNS)A4規格(210×297公釐)

六、申請專利範圍

收器是否在該CAP操作模式或該QAM操作模式的函數。

10. 一種在接收器中使用之方法，該方法包含下列步驟：

選取該接收器的許多其中之一操作模式；

濾波一信號，用以提供一濾波的信號；及

使用一更新的演繹法將該濾波器的係數更新，以致於該更新演繹法的至少一常數值是依該接收器的操作模式選取。

11. 如申請專利範圍第10項之方法，其中該操作模式包括一無載波調幅/調相(CAP)操作模式與正交振幅(QAM)操作模式。

12. 如申請專利範圍第11項之方法，其中該更新演繹法係$\tilde{y}^2_n - R^2$的函數，該常數R值係選擇做爲該接收器是否在該CAP操作模式或該QAM操作模式的函數。

13. 如申請專利範圍第10項之方法，其中該選擇步驟包括下列步驟：

決定一錯誤值，當作該濾波信號的函數；及

選取操作模式，當作該決定的錯誤值函數。

14. 如申請專利範圍第13項之方法，其中該決定的錯誤值會決定，當作均方錯誤功能的函數。

15. 如申請專利範圍第13項之方法，其中該選取模式步驟是將該決定的錯誤值與一預定值相比較，以致於如果該決定的錯誤值小於該預定值，一操作模式便會選取，否則選取不同的操作模式。

16. 如申請專利範圍第10項之方法，進一步包含下列步驟：

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）

裝 訂 線

經濟部智慧財產局員工消費合作社印製

本紙張尺度適用中國國家標準(CNS)A4規格(210×297公釐)

六、申請專利範圍

處理該濾波信號，用以提供一處理過的信號，以致於在第一操作模式中，該處理會解調變該濾波信號，而在第二操作模式，該處理會傳遞該濾波信號；及

分割該處理信號，用以提供一分割信號。

17. 如申請專利範圍第16項之方法，其中該選擇步驟包括選取操作模式的步驟，以做爲該處理信號與該分割信號之間的差函數。

18. 如申請專利範圍第17項之方法，其中該選擇步驟包括選取操作模式的步驟，以做爲該處理信號與該分割信號之間的均方錯誤函數。

19. 如申請專利範圍第18項之方法，其中該處理信號與該分割信號係進一步包含一同相元件及一正交元件。

20. 如申請專利範圍第19項之方法，其中該差係在分別信號的同相元件之間。

21. 如申請專利範圍第10項之方法，其中該更新演繹法係一均衡演繹法。

22. 如申請專利範圍第21項之方法，其中該盲均衡演繹法係一常數係數類型演繹法。

23. 如申請專利範圍第21項之方法，其中該盲均衡演繹法係一多重係數類型演繹法。

24. 如申請專利範圍第21項之方法，其中該盲均衡演繹法係一減少群組類型演繹法。

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）

裝 訂 線

經濟部智慧財產局員工消費合作社印製

本紙張尺度適用中國國家標準 (CNS)A4 規格 (210 × 297 公釐)

圖　1

（先前技藝）

傳統的ＱＡＭ無線電傳收機結構

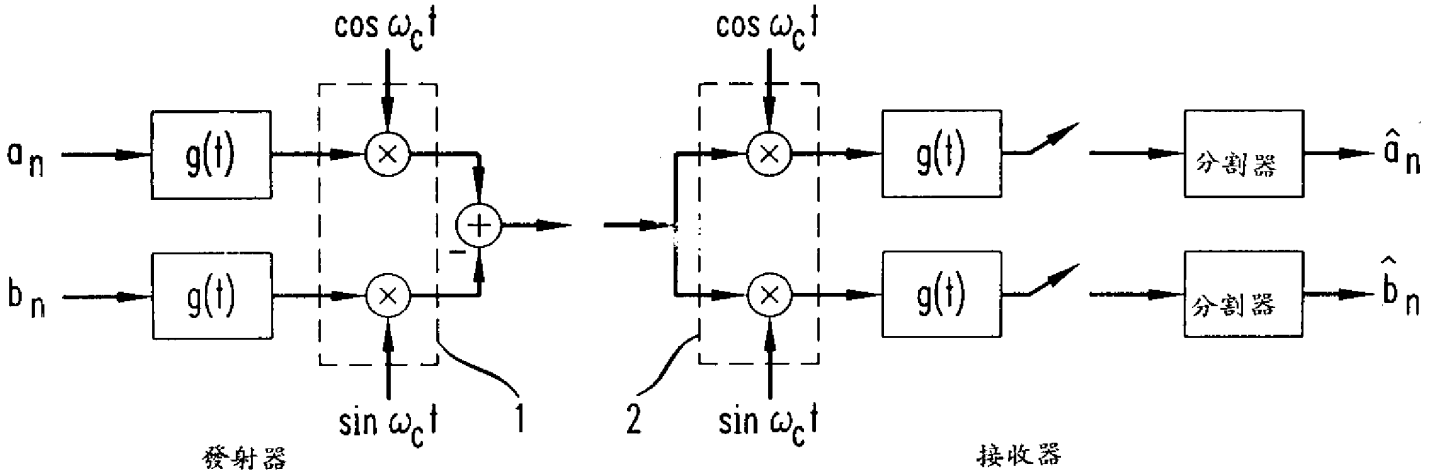


圖　2

（先前技藝）

傳統的ＣＡＭ無線電傳收機結構

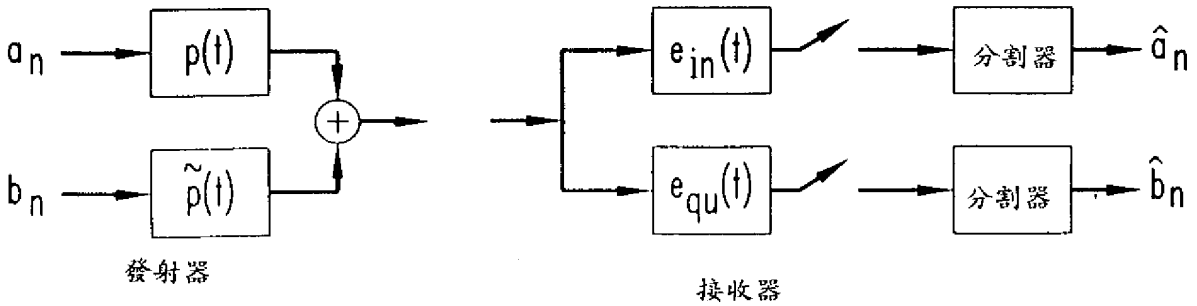


圖 3

（先前技藝）

QAM無線電傳收機結構

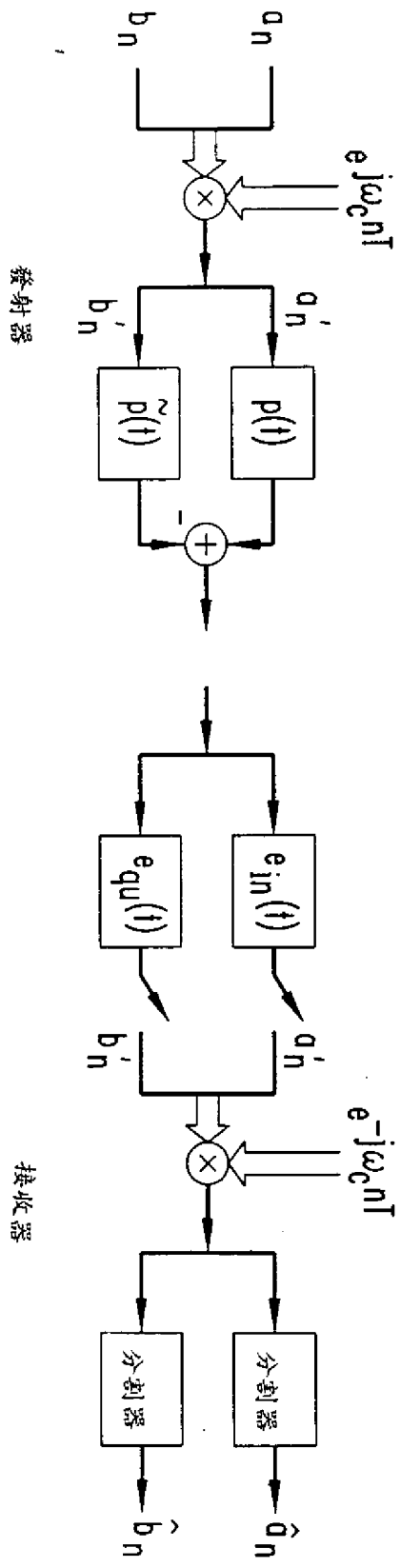
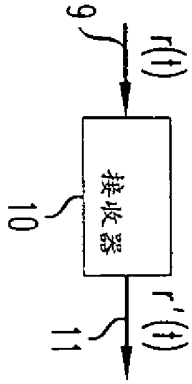


圖 4



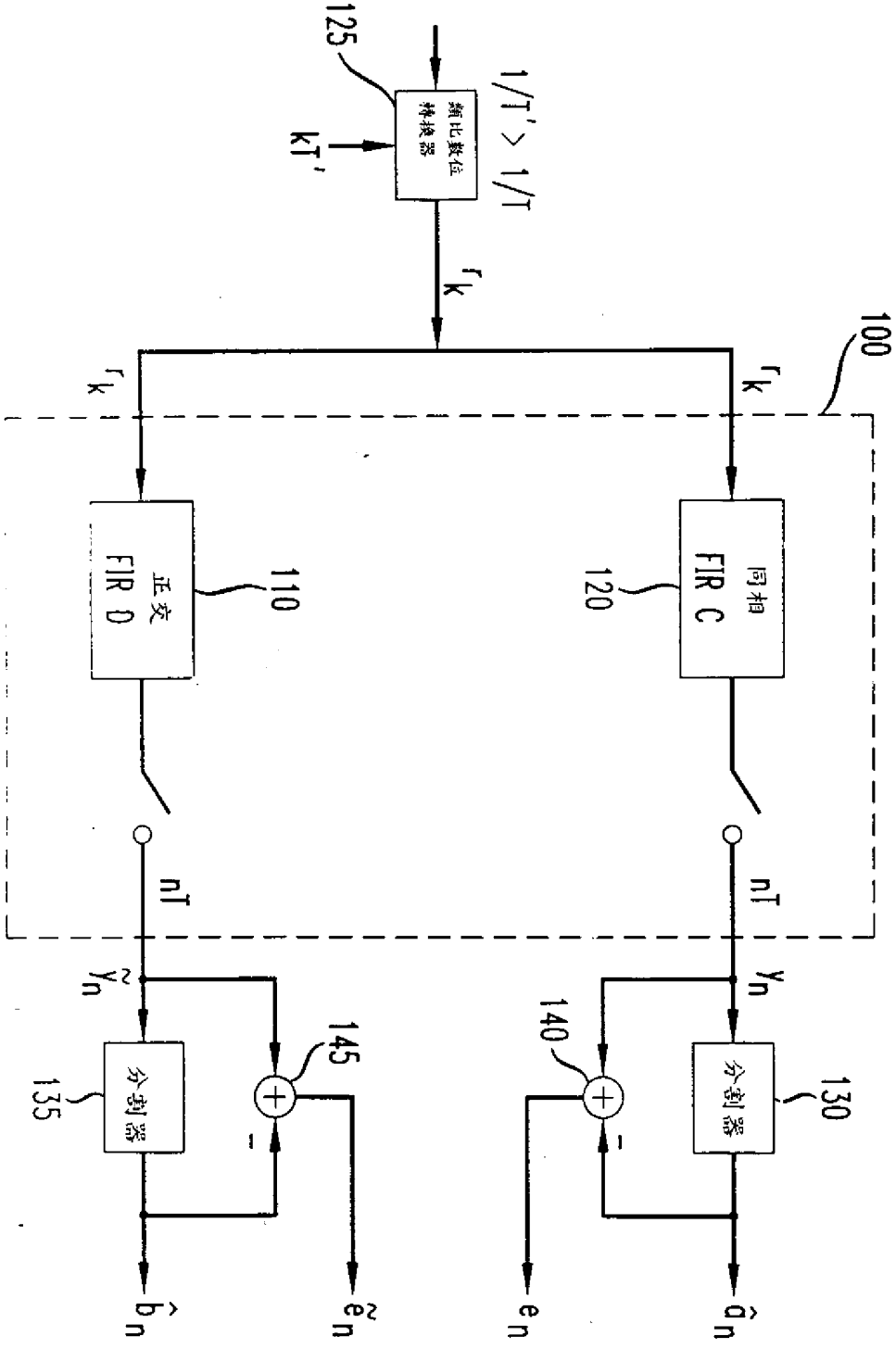

125
類比數位轉換器
kT'
1/T' > 1/T
r_k
100
r_k
r_k
正交
FIR D
110
同相
FIR C
120
nT
nT
$\tilde{y}_n$
y_n
分割器
135
145
-
140
-
分割器
130
$\hat{b}_n$
$\tilde{e}_n$
e_n
$\hat{a}_n$

圖 5
（先前技藝）

437215

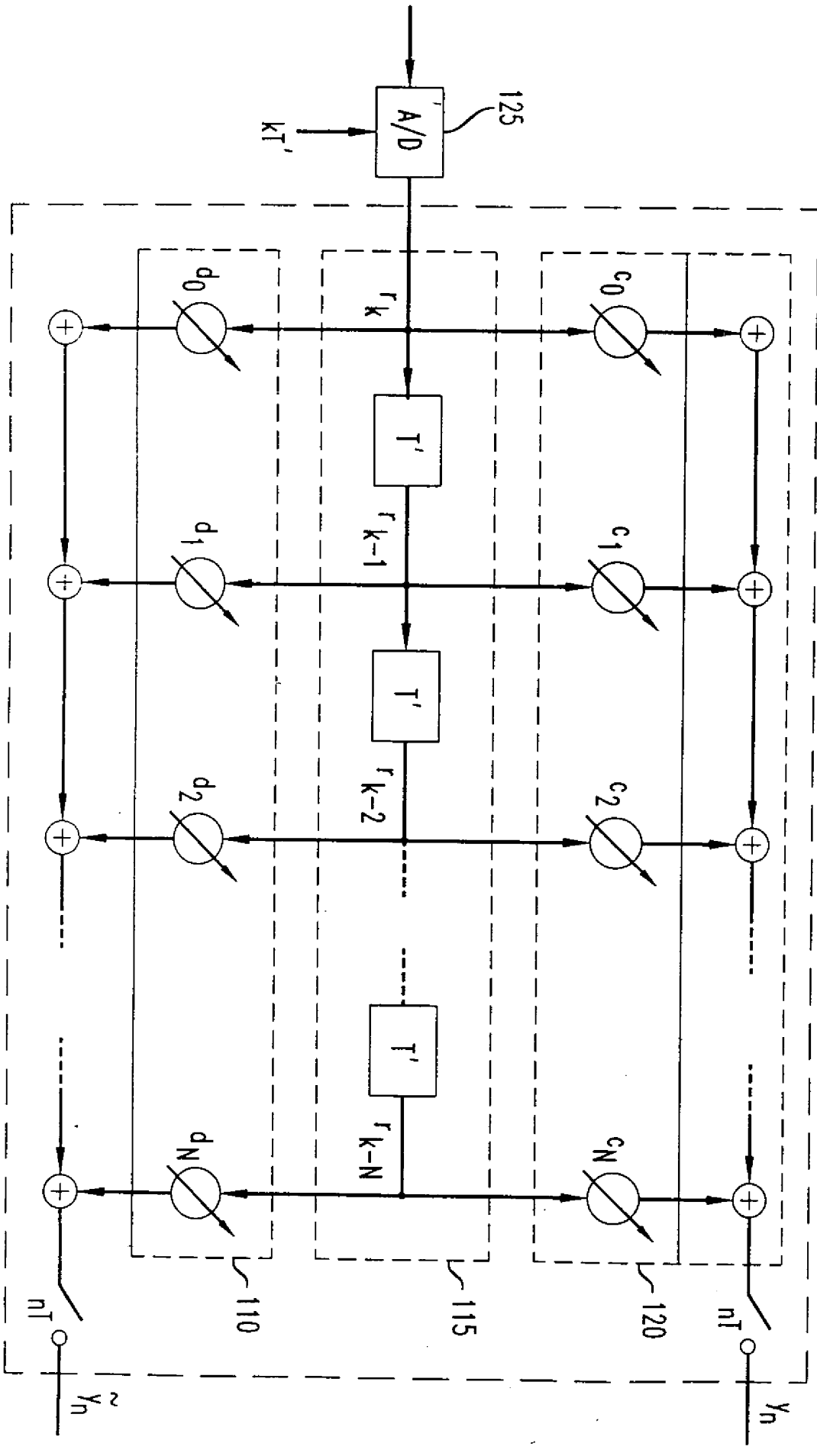


圖 6

（先前技藝）

圖 7

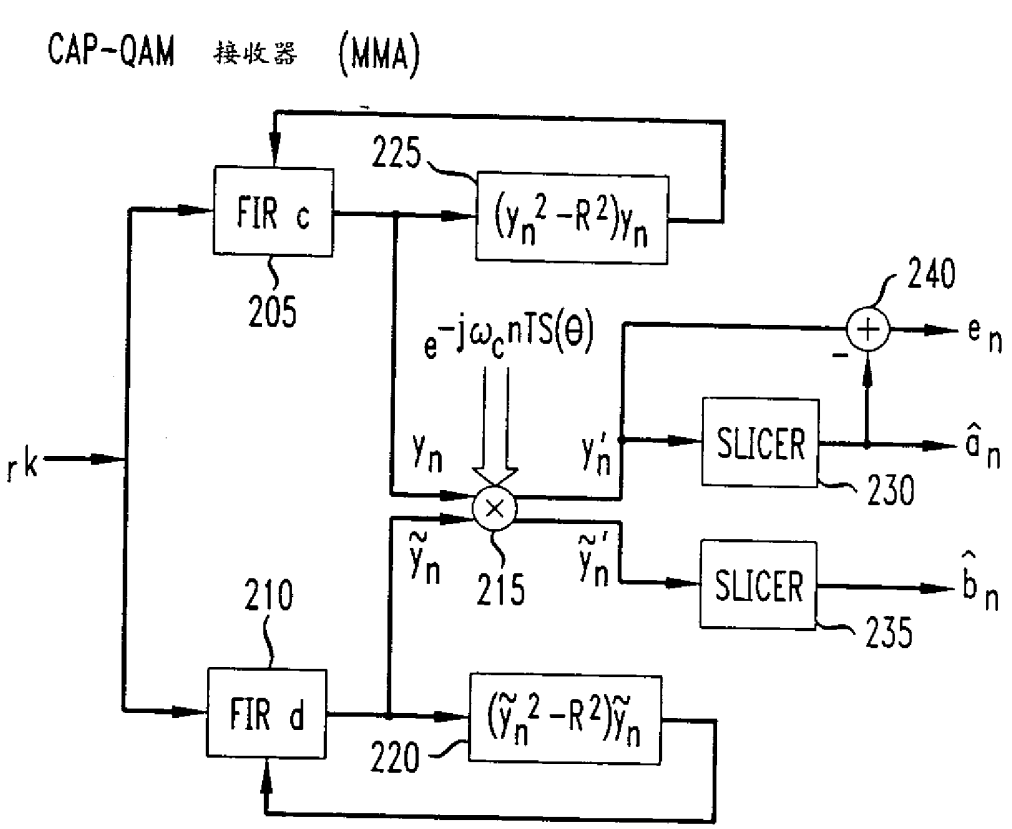
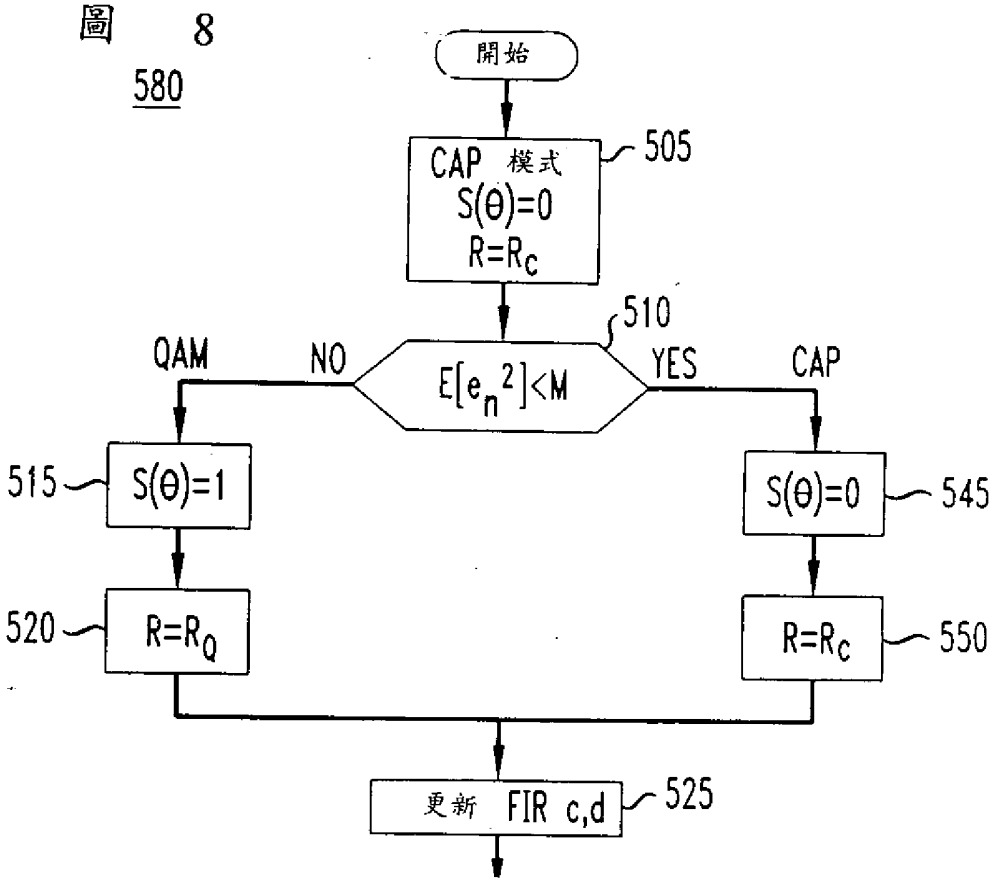


圖 8



至圖11的步驟585

圖 9

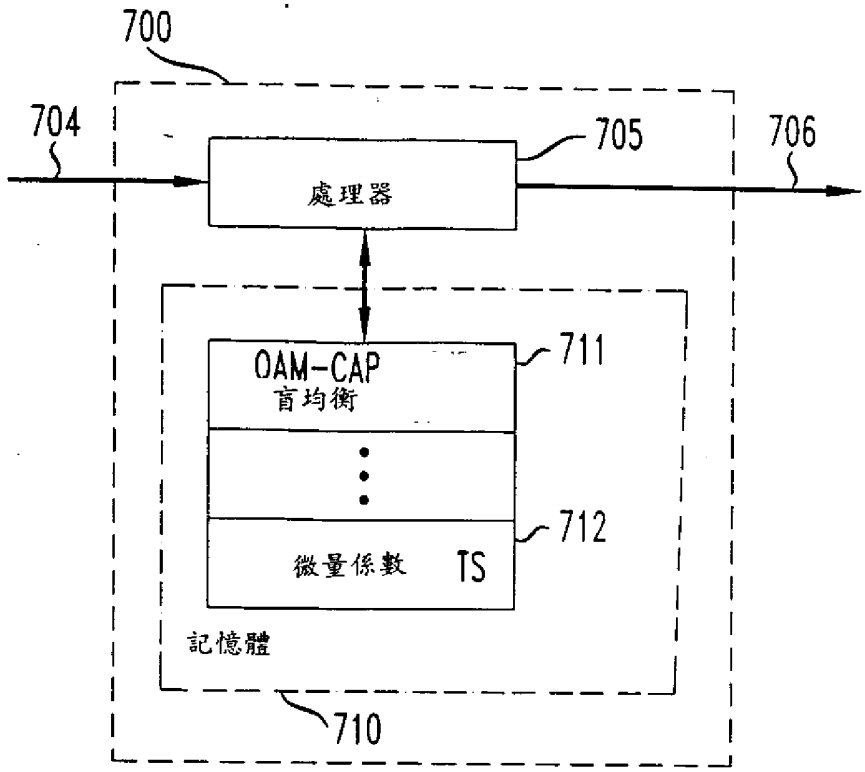

700
704
705
706
處理器
711
QAM-CAP
盲均衡
712
微量係數 TS
記憶體
710

圖 10

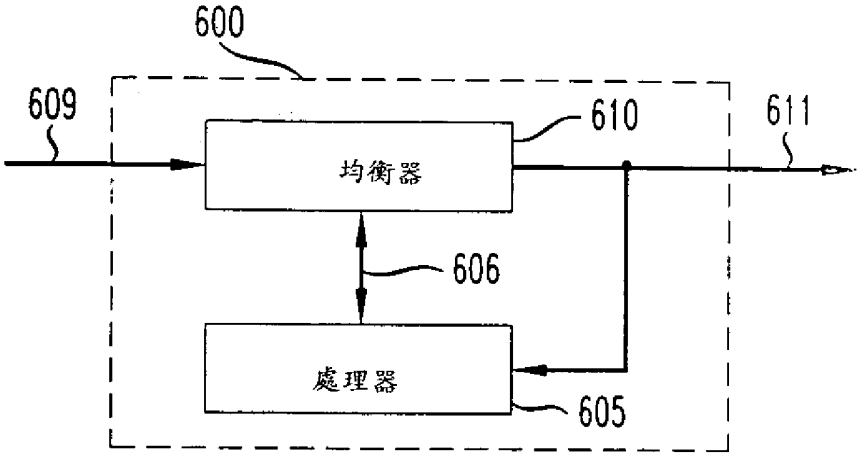
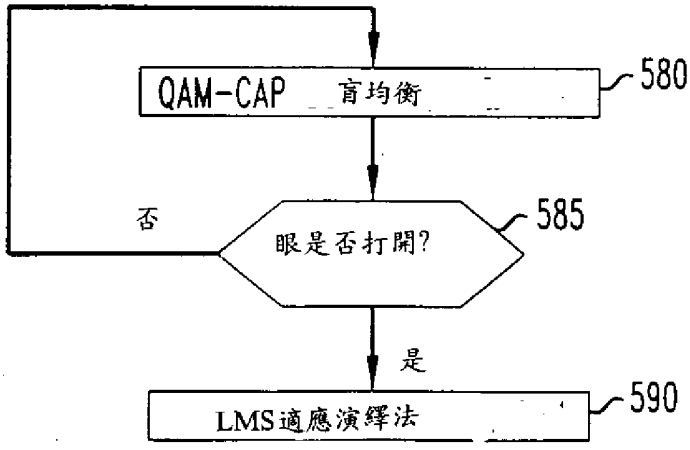

600
609
610
611
均衡器
606
處理器
605

圖 11


QAM-CAP 盲均衡
580
否
眼是否打開?
585
是
LMS適應演繹法
590

五、發明說明(11)

體實施例，該處理器可程控而可根據本發明的原理實現一FSLE。數位信號處理器700包含一中央處理單元(處理器)705與記憶體710。當由處理器705執行的時候，記憶體的一部分是用來儲存程式指令，俾實現CAP-QAM盲均衡(上面所述)。如711所示的記憶體部分。記憶體的另一部分712是用來儲存根據本發明的觀念而由處理器705所更新的微量係數值。假設一接收的信號704是運用在處理器705，該處理器會根據本發明的觀念使此信號均等化，俾提供一輸出信號706。對於此範例的目的而言，假設輸出信號706表示一均衡器的輸出取樣序列。(如在技藝中所知，一數位信號處理器可額外地進一步在驅動輸出信號706之前處理所接收的信號704。)既然一軟體程式不在此描述，在說明在此所描述的CAP-QAM盲均衡之後，此一程式是在技藝中的一技術能力。而且，注意諸如先前所述的任何均衡器結構能根據本發明的觀念而由數位信號處理器700實現。

圖10是描述本發明觀念的另一具體實施例。電路600包含一中央處理單元(處理器)605、及一均衡器610。後者係假設是如上述的一分相FSLE。它是假設均衡器610包括至少一微量係數暫存器，用以儲存相對於微量係數向量(例如，如圖6所示)的值。處理器605包括未在圖中顯示的記憶體，其類似圖9的記憶710，用以實現CAP-QAM盲均衡。表示均衡器輸出取樣的序列的均衡器輸出信號611會運用在處理器605。後者能根據本發明的觀念來分析均衡器輸出信號611，俾適應與收斂一正確解決方法之微量係數值。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)
裝
訂
線
經濟部中央標準局員工消費合作社印製
本紙張尺度適用中國國家標準(CNS)A4規格(210×297公釐)

五、發明說明（ 17a）

元件符號說明

1	調變器	705	處理器
2	解調器	706	輸出信號
9	通訊通道	710	記憶體
10	接收器	711	記憶體部分
100	分相均衡器	712	記憶體之另一部分
110, 120	有限脈衝響應 (FIR)濾波器		
115	微量延遲線		
125	類比數位轉換器		
130, 135	分割器		
200	CAP-QAM雙重模式接收器部分		
205, 210	FIR濾波器		
215	迴轉子		
220, 225	濾波器更新元件		
230, 235	分割器		
240	元件		
600	電路		
605	中央處理器		
610	均衡器		
611	均衡輸出信號		
700	數位信號處理器		
704	接收之信號		

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）
裝 訂 線
經濟部中央標準局員工消費合作社印製

本紙張尺度適用中國國家標準（CNS）A4規格（210×297公釐）