

# 公告本

393840

申請日期	86. 3. 12.
案 號	86103068
類 別	H04H 5. H04B 9

A4  
C4

(以上各欄由本局填註)

393840

## 發明專利說明書

一、發明 名稱	中 文	供數位聲頻廣播之一傳輸系統
	英 文	"A TRANSMISSION SYSTEM FOR DIGITAL AUDIO BROADCASTING"
二、發明 人	姓 名	汪仁德
	國 籍	美國
	住、居所	美國新澤西州海洋市伯金漢大道9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

裝  
訂  
線

經濟部中央標準局員工消費合作社印製

(由本局填寫)

承辦人代碼：
大類：
IPC分類：

A6  
B6

本案已向：

美國(地區) 申請專利，申請日期：1996.4.4 案號：08/628,219 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

經濟部中央標準局員工消費合作社印製

## 五、發明說明(4)

修正  
補充 本 88 年 1 月 8 日

Bank Design Based on Time Domain Aliasing Cancellation," IEEE Trans. ASSP, Vol. 34, No. 5, 1986年10月; E.F. Schroder 與 J.J. Platte 所著之論之 "'MSC': Stereo Audio coding with CD-Quality 與 256kBIT/SEC," IEEE Trans. on Consumer Electronics, Vol. CE-33, No. 4, 1987年11月; Johnston 所著之論文 "Transform Coding of Audio Signals Using Noise Criteria," IEEE J.S.C.A., Vol. 6, No. 2, 1988年2月; 以及於1994年8月23日指配給 Hall 等人之美國專利第 5,341,457 號, 名稱為 "Perceptual Coding of Audio Signals"。

在圖 1 中, 類比聲頻訊號 101 饋入至前置處理器 105, 其中類比聲頻訊號 101 依照標準方式受到取樣(通常取樣速率是 48 仟赫茲)並轉換成為數位脈波編碼調變(PCM)訊號 106 (通常是 16 位元)。PCM 訊號 106 饋至知覺聲頻編碼器(PAC) 110, 而 PAC 110 壓縮 PCM 訊號並輸出經壓縮之 PAC 訊號 111。經壓縮之 PAC 訊號 111 代表 170 仟位元/秒之位元流, 其中 10 仟位元/秒代表用於輔助資料之控制通道而 160 仟位元/秒代表經壓縮之聲頻訊號。經壓縮之 PAC 訊號 111 傳送至錯誤保護編碼器 115, 而錯誤保護編碼器 115 運用一 Reed-Solomon 編碼法來提供 100% 之冗餘給經壓縮之 PAC 訊號 111。假設錯誤保護編碼器 115 也包含一緩衝器及交織器(未加以展示)來進一步對抗通訊通道 200 之不良效應。結果是一經編碼之訊號 116, 而經編碼之訊號 116 代表 340 仟位元/秒之交織資料流且其中每一交織器塊區包含 320 毫秒之資料(108.8 仟位元)。經編碼之訊號 116 傳送至調變器

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

線

## 五、發明說明( 1 )

### 相關專利申請之交互參考

相關主題資料披露於五共同未決及共同指配給 Wang 與 Langberg 之美國專利申請，而該等專利申請之名稱爲 "A Transmission System for Digital Audio Broadcasting"，分別是第 08/628117 號，第 08/628120 號，第 08/628220 號，第 08/628118 號及第 08/628119 號。

### 發明背景

本發明係關於通訊系統，且更明確地說係關於聲頻廣播。

訊源編碼之卓越進步使得立體聲音可壓縮大約至十分之一而在解壓縮之後不致有明顯之品質損失。可受益於此種進步之一種應用是廣播。調頻(FM)廣播提供遠優於調幅(AM)廣播之傳輸品質。在過去十年中，許多研究者感覺應再設法進一步改善聲音傳輸之品質。此種想法導致現在稱爲數位聲頻廣播(DAB)或數位聲頻射頻(DAR)的技術。

但是，雖然對於訊源編碼研究者而言能夠將立體聲音自大約 1.4 百萬位元/秒(Mb/s)壓縮成爲 160 仟位元/秒(kb/s)是一重大成就，資料通訊研究者若要設計一高度移動環境之可靠無線數位資料鏈路則不是一種簡單之工作，而該高度移動環境可爲例如一移動車輛之射頻接收器所呈現之環境。這是因爲一如同 DAB 之通訊系統的傳輸爲下列事實所複雜化：通訊通道是高度時變型且由於多重路徑及都卜勒偏移之效應而嚴重扭曲。因此，目標之錯誤率及斷訊率較一數位蜂巢式電話系統遠爲嚴苛。

## 五、發明說明(8)

修正  
本88.11.11 8日  
補充

是符號序列(-1,414,0; 1.414,0)。

請回到圖2，同相分量161及正交分量162傳送至旋轉器165，而旋轉器165旋轉每一符號之相位。尤其，每一經旋轉之符號表示如下：

$$A'(n) = a'(n) + jb'(n) = A(n)e^{-j\omega_d nT} = [a(n) + jb(n)]e^{-j\omega_d nT} \quad (1)$$

其中 $\omega_d = 2\pi(150,000)$ 是旋轉頻率，而 $n$ 表示彼此相隔 $T$ 之符號範例的時間索引。

旋轉器165之輸出符號流是由取樣率擴張器170以三倍於符號率 $1/T$ 之速率來加以取樣。經旋轉之符號的取樣率是藉由插入二零值取樣於所有符號之間來加以擴張。

因此，經旋轉之複數符號擴張 $L$ 倍且取樣率擴張器170提供一經擴張之複數符號流而該符號流是定義成為 $A''(m)$ ：

$$A''(m) = A'(k/L) \text{ for } k=0, \pm L, \pm 2L, \pm 3L, \dots, \text{ and } 0 \text{ otherwise,} \quad (2)$$

其中 $m$ 是相隔 $T'$ 之取樣的時間索引，而 $L = (T/T') = 3$ 是過取樣因素。

經擴張之複數取樣然後是由數位基頻濾波器175來進行頻譜調整，而數位基頻濾波器175包含相同之同相基頻濾波器175-1及正交基頻濾波器175-2。(雖然理論上經旋轉之同相符號及正交符號可轉換成為類比訊號並分別藉由類比濾波器來進行濾波，控制類比濾波器之規格較控制數位濾波器之規格困難得多。)數位基頻濾波器175具有定義成為 $h_b(m)$ 之轉移函數，而且該轉移函數只具有實數值。為了展示起見，數位基頻濾波器175藉由運用66-接頭(22-符號跨距)之有限脈衝響應(FIR)濾波器而具有10%過量頻寬。應

## 五、發明說明( 2 )

### 發明摘要

根據本發明之原理，一射頻(RF)傳送器包含一旋轉器，而該旋轉器運作於一低中頻(IF)訊號，且該中頻訊號隨後受到調變以利用一射頻載波頻率來進行傳輸。使用旋轉器可藉由去除所接收之訊號的相位混淆來簡化接收器設計並允許接收器運用一低階數位載波相位回復電路，而該低階數位載波相位回復電路提供迅速取得所接收之射頻訊號的能力。當接收器位於一移動之車輛且遭受前述之都卜勒效應時迅速取得所接收之射頻訊號的能力尤其重要。

在本發明之一實例中，一DAB系統包含一射頻傳送器與一對應之射頻接收器。在該射頻傳送器中，一經數位壓縮之聲頻訊號編碼成爲一符號流而該符號流在傳送至射頻接收器之前會先利用150,000赫茲之頻率來加以旋轉。

### 附圖簡短說明

圖1展示一實現本發明原理之數位聲頻廣播通訊系統的示範高階方塊圖；

圖2展示圖1之傳送器100之一部份的更詳細方塊圖；

圖3展示一用於圖1之傳送器100之示範訊號點星座圖；

圖4展示一用於圖1之傳送器100的示範時框格式；

圖5展示圖1之接收器300之一部份的示範方塊圖；

圖6展示產生於圖1之接收器300以內之一低中頻訊號的示範頻譜；

圖7展示一回應平衰落與頻率衰落之鎖相迴路電路的示範方塊圖；

修正	88. 1. 18
本	年 月 日
補充	

## 五、發明說明(10)

其中  $k$  決定導頻功率。此外，同相分量及正交分量，上述方程式之實數部份及虛數部份，可表示成為：

$$s_i(m) = \left[ \sum_{r=-\infty}^{\infty} [a(r) \cos(\omega_d rT) + b(r) \sin(\omega_d rT)] h_b(m-rL) \right] + k \cos(\omega_p mT), \quad (5a)$$

$$s_q(m) = \left[ \sum_{r=-\infty}^{\infty} [b(r) \cos(\omega_d rT) - a(r) \sin(\omega_d rT)] h_b(m-rL) \right] + k \sin(\omega_p mT), \quad (5b)$$

其中方程式(5a)表示訊號178而方程式(5b)表示訊號183。

訊號  $s(m)$  然後傳送至數位至類比濾波器185，而數位至類比濾波器185包含同相數位類比濾波器185-1以及正交數位至類比濾波器185-2。假設每一數位至類比濾波器包含一"取樣及保存"電路(未加以展示)及緊接在後之一低通類比濾波器(未加以展示)。來自取樣及保存電路之合成類比訊號可表示成為：

$$s_c(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} s(m) \Pi(t - mT) \quad (6)$$

其中  $\Pi(t)$  是數位至類比濾波器185之取樣及保存電路所引進之矩形脈波且是定義如下：

$$\Pi\left(\frac{t}{T}\right) = 1, |t| < \frac{T}{2}, \text{ and } 0 \text{ otherwise.} \quad (7)$$

該矩形脈波之傅立葉轉換是表示如下之 sinc 函數：

$$F\left[\Pi\left(\frac{t}{T}\right)\right] = T \frac{\sin(\pi f T)}{f T} \quad (8)$$

現在，應可看出使用較高之過取樣率  $1/T'$  可降低由於取樣及保存電路所引起之頻譜調整效應。如此也可增加混淆之間的間隔。數位至類比轉換器輸出訊號然後是由數位至類比濾波器185之類比低通濾波器(未加以展示)來加以濾

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

線

### 五、發明說明 ( 3 )

圖 8 展示關聯器輸出訊號 526 之示範圖形；

圖 9 展示圖 8 之關聯器輸出訊號之尖峰區，忽略區及寧靜區；

圖 10 展示一尖峰匹配圖樣與一寧靜匹配圖樣之概念；

圖 11，12，與 13 展示一用於接收器 300 之示範同步方法；

圖 14 展示一用以計算接收器 300 所用之等化器係數的示範方法；

圖 15 展示一用以計算接收器 300 所用之等化器係數的"快速傅立葉轉換臨限化" (FFT thresholding)；

圖 16 展示另一用以計算接收器 300 所用之等化器係數的示範方法；

圖 17 展示一用於圖 1 之接收器 300 之符號回復組件 705 的示範方塊圖。

#### 詳細說明

圖 1 展示一實現本發明原理之 DAB 通訊系統 10 的高階方塊圖。DAB 通訊系統 10 包含傳送器 100，通訊通道 200，與接收器 300。在說明原創性概念之細節之前，下文將提供 DAB 通訊系統 10 之運作的概述。同時，知覺聲頻編碼法為眾所知且因而將不詳細說明。例如，請參看於 1994 年 2 月 8 日指配給 Johnston 之美國專利第 5,285,498 號，名稱為 "Method and Apparatus for Coding Audio Signals Based on Perceptual Model"。其他此種編碼技術說明於，例如，J.P. Princen 與 A.B. Bradley 所著之論文 "Analysis/Synthesis Filter

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

修正	88. 1. 18
本	年
月	日
補充	

## 五、發明說明(11)

波，而數位至類比濾波器輸出訊號之混淆每  $1/T'$  重覆一次。通常，在設計一類比濾波器中，一重大包絡延遲失真出現於通帶至止帶之狹窄過渡區域。但是，混淆相隔一大頻率跨距，以致類比濾波器止帶可自重要之訊號頻譜移去且因而不會導致重大之訊號失真。

訊號  $s_c(t)$  然後上轉換成為一中頻訊號，例如 10.7 百萬赫茲，且隨後由射頻傳送器 190 進一步轉換成為一射頻訊號，如在本技術領域為眾所知。(在本發明之架構之下，假設射頻訊號是在相關於調頻無線電之預先指定的頻道之一頻道之內。另外，我們也可使用其他可指配給此服務之頻率。) 此處之傳送訊號可表示成為：

$$s(t) = \text{Re} \left[ \left( \sum_n A_n e^{-j\omega_d nT} h_b(t-nT) + ke^{j\omega_p t} \right) e^{j\omega_c t} \right], \quad (9)$$

其中  $\omega_p = 2\pi(100,000)$ ，且  $\omega_d = 2\pi(150,000)$ ，且  $\omega_c$  是射頻載波頻率。

在前進至接收器部份之前，下文將解釋在傳送器中旋轉符號之原因。如(9)所示，符號  $A_n$  在傳送器中旋轉  $e^{-j\omega_d nT}$ 。假設通道及調變是理想的，此低中頻訊號可利用上述方程式(9)藉由設定  $\omega_c = \omega_d$  來加以表示。如下文將進一步加以說明，接收器 300 之電路接著產生集中於 150 仟赫茲之一低中頻訊號， $\omega_d$ ，而非產生一更典型之基頻訊號。如此，除去導頻訊號，產生：

$$r(t) = \text{Re} \left[ \sum_n A_n e^{-j\omega_d nT} h_b(t-nT) e^{j\omega_d t} \right] = \text{Re} \left[ \sum_n A_n h_b(t-nT) e^{j\omega_d(t-nT)} \right], \text{ or } (10a)$$

$$r(t) = \text{Re} \left[ \sum_n A_n h_p(t-nT) \right], \quad (10b)$$

五、發明說明(4)

修正  
補充 本頁 1月8日

Bank Design Based on Time Domain Aliasing Cancellation," IEEE Trans. ASSP, Vol. 34, No. 5, 1986年10月; E.F. Schroder 與 J.J. Platte 所著之論之 "'MSC': Stereo Audio coding with CD-Quality 與 256kBIT/SEC," IEEE Trans. on Consumer Electronics, Vol. CE-33, No. 4, 1987年11月; Johnston 所著之論文 "Transform Coding of Audio Signals Using Noise Criteria," IEEE J.S.C.A., Vol. 6, No. 2, 1988年2月; 以及於1994年8月23日指配給 Hall 等人之美國專利第 5,341,457 號, 名稱為 "Perceptual Coding of Audio Signals"。

在圖 1 中, 類比聲頻訊號 101 饋入至前置處理器 105, 其中類比聲頻訊號 101 依照標準方式受到取樣(通常取樣速率是 48 仟赫茲)並轉換成為數位脈波編碼調變(PCM)訊號 106 (通常是 16 位元)。PCM 訊號 106 饋至知覺聲頻編碼器(PAC) 110, 而 PAC 110 壓縮 PCM 訊號並輸出經壓縮之 PAC 訊號 111。經壓縮之 PAC 訊號 111 代表 170 仟位元/秒之位元流, 其中 10 仟位元/秒代表用於輔助資料之控制通道而 160 仟位元/秒代表經壓縮之聲頻訊號。經壓縮之 PAC 訊號 111 傳送至錯誤保護編碼器 115, 而錯誤保護編碼器 115 運用一 Reed-Solomon 編碼法來提供 100% 之冗餘給經壓縮之 PAC 訊號 111。假設錯誤保護編碼器 115 也包含一緩衝器及交織器(未加以展示)來進一步對抗通訊通道 200 之不良效應。結果是一經編碼之訊號 116, 而經編碼之訊號 116 代表 340 仟位元/秒之交織資料流且其中每一交織器塊區包含 320 毫秒之資料(108.8 仟位元)。經編碼之訊號 116 傳送至調變器

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

線

修正	88	年	1	月	5	日
補充						

## 五、發明說明(26)

接收之訊號的反射，延遲，等等。用於決策裝置565之此種通用方法展示於圖11，12及13。

最初，當接收器300首先調至一對應頻率時，決策裝置565開始於"擷取模態"，如圖11所示，其中未宣告同步。在步驟60一匹配計數器最初設為0，且該匹配計數器舉例而言可為一變數或暫存器。在步驟61中，同步過程試圖偵測一標頭。一旦偵測出一標頭，則匹配計數器在步驟62中遞增，步驟63跳過多個符號 $n_3$ ，且在步驟64再度嘗試執行一標頭之偵測。該等多個符號 $n_3$ ，相關於時框長度(說明如下)。如果未偵測出標頭，決策裝置565返回至步驟61。但是，如果偵測出一標頭，則在步驟65匹配計數器受到遞增。如果匹配計數器等於一預先定義之數目 $M_1$ ，則決策裝置565在步驟67切換至"穩態模態"且根據圖13來運作(說明如下)。例如，如果 $M_1$ 等於3，則一旦偵測出連續三個標頭則轉變至穩態模態且一同步(sync)訊號受到致能。此種順序性匹配多個標頭之需求可在宣告同步並切換至"穩態模態"之前建立一信賴位準。但是，如果匹配計數器不等於 $M_1$ ，則決策裝置565前進至步驟63並跳過 $n_3$ 符號。應注意的是預先定義之數目 $M_1$ 的值可為靜態或可變。例如，當接收器最初受到開啟時(或當最初調準至一站時)， $M_1$ 之值可高於當返回至擷取樣態是由於喪失同步時之 $M_1$ 的值。如此當最初擷取一訊號時可獲得較高之信賴位準。但是，在處理重新同步時則可容忍較低之信賴位準。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

線

## 五、發明說明 ( 5 )

150，而調變器150，如下文將進一步加以說明，依照本發明之原理產生一訊號以經由通訊通道200來傳輸。接收器300之解調變器350依照本發明之原理以回復來自通訊通道200之經編碼之訊號351(如下文所述)。經編碼之訊號351饋至錯誤保護解碼器315，而錯誤保護解碼器315以一互補於錯誤保護編碼器115之方式來運作以提供經壓縮之PAC訊號316給知覺聲頻解碼器310。知覺聲頻解碼器310解壓縮經壓縮之PAC訊號並輸出PCM訊號311。此PCM訊號311饋入至後置處理器305，而後置處理器305產生一理想上相同於類比聲頻訊號101之類比訊號。

現在請前進至圖2，該圖展示調變器150之方塊圖。經編碼之訊號116傳送至多工器(MUX)155，而且多工器155多工經編碼之訊號116及同步(sync)資料196以產生集成資料訊號156。同步資料196是20仟位元/秒(10仟符號/秒)之資料流且該資料流表示處理器195所產生之同步，及等化資訊(下文將進一步加以說明)。處理器195表示一數位訊號處理器。(應注意的是雖然本發明如本文所示是建構成為離散之功能基本塊區，例如4-PSK對映器160，等等，但是該等基本塊區之任一或更多基本塊區之功能可利用一或更多適當之程式化處理器，如處理器195所示，來實現。)集成資料訊號156表示360仟位元/秒之資料流且該資料流格式化成為一序列之時框，其中每一時框是10毫秒(ms)寬且分割成為二部份：一標頭部份及一經編碼之資料部份。在每一10毫秒之時段中，標頭部份代表200位元(100符號)之

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

修正 88. 1. 18  
本 年 月 日  
補 正

## 五、發明說明(37)

到展示)。經切割及接收之符號流接著受到儲存。理想上，經切割及儲存之符號的數目應等於或大於資料區之預先定義的大小，亦即1700資料符號。但是，時序偏移可導致更多或更少之資料符號相關於目前所接收之時框。此種時序偏移是由於傳送器及接收器時脈之未校準與通訊通道本身之多重路徑效應。

相對於傳送器及接收器時脈，藉由通道探測所獲得之前述估計通道脈衝響應具有傳送器及接收器符號時脈之間的時序相位偏移資訊。使用藉由估計通道響應所求得之係數的部份相隔型等化器可補償時序相位偏移至某一有限程度，因為等化器可保持凍結直到下一同步到達為止。如果傳送器及接收器時脈具有頻率差，一時序相位偏移在新估計到達之前自零逐漸增加至某一值。為眾所知對於此問題之零敏度決定於傳送器濾波器之過量頻寬。例如，如果傳輸系統使用一零百分率過量頻寬之傳送器濾波器( $\sin x/x$ )，則4%之時序相位偏移(15度)將導致低於訊號-23分貝之干擾。當此干擾加至雜訊時，其導致接收器靈敏度惡化0.3分貝。如果使用具有大約10%過量頻寬之傳送器濾波器，則此相當於11%之時序相位偏移。最大允許之接收器符號時脈不準確度為：

$$D \left( \frac{1}{T_{sym}} \frac{\text{資料塊區之符號}}{2} T_{sym} \right) \leq \text{允許之時間偏移}, \quad (15)$$

其中D是相對於傳送器之最大允許接收器符號時脈偏離而除以二則是因為中間等化。就11%之時序偏移及1800符號之資料塊區大小而言， $D=120 \text{ ppm}$ (百萬分率)。只要接收

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

線

## 五、發明說明(6)

同步資料，而經編碼之資料部份則代表3400位元之經編碼訊號116。

集成資料訊號156傳送至4-相移鍵控(PSK)對映器160，而對映器160一次對映二位元至一個二維複數符號而該複數符號分別具有同相分量161及正交分量162。每一符號可等效地表示成爲 $\{a(n)+jb(n)\}$ 。圖3展示一示範訊號點星座圖。如自圖3應可看出，該訊號點星座圖包含四"資料符號"，二"通道同步及探測符號"，及二"交織器(符號時脈)同步符號"。應可自圖3之訊號星座圖看出"通道同步及探測符號"及"交織器(符號時脈)同步符號"是只具有同相值之一維符號。來自4-PSK對映器160之合成輸出訊號是一序列之時框，且每一時框包含1800複數符號。

一示範時框205展示於圖4。如前所述，時框205是10毫秒寬且分割成爲二部份：標頭部份206及經編碼之資料部份207，且標頭部份206包含100個受限成爲一維之複數符號，而經編碼之資料部份207包含1700複數符號。

就集成資料流之經編碼資料部份而言，圖3之訊號點星座圖的四資料符號受到使用。資料符號對映是依照下列規則來執行，其中每一括弧包含二成對之組件，輸入位元及他們之相關符號，而該等相關符號是由在圖3示範星座圖之相對同相及正交訊號強度所指定： $\{(0,0), (-1,-1)\}$ ， $\{0,1\}$ ， $\{-1,1\}$ ， $\{(1,0), (1,-1)\}$ ， $\{1,1\}$ ， $\{1,1\}$ 。

相對於每一時框之標頭部份，該等100複數符號表示一同步訊號。該等100複數符號故意設計成爲一維且只有同

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

## 五、發明說明(7)

相分量有值，如圖3之訊號點星座圖所示。標頭206之100同步符號之中有86一維符號是用以協助接收器300之時框同步。該等86一維符號是選自圖3之訊號點星座圖之"通道同步及探測符號"而且包含二"31符號虛擬亂數"(31PN)序列以及緊接在後之一24PN序列(一31PN序列之一部份)。(虛擬亂數序列之產生在本技術領域為眾所知)。該等86符號也可供接收器300用以進行通道探測及等化，包括多重路徑更正，時序相位回復，與載波相位回復(如下文所述)。

標頭206之剩餘14一維符號是用於接收器300之交織器同步或符號時脈校準。該等14一維符號是選自圖3之訊號點星座圖之"交織器(符號時脈)同步符號"。尤其，接收器300使用該等14符號來顯示每一320毫秒之交織器塊區的開端。此交織器同步每32時框重覆一次且包含二連續之7PN序列，如圖4所示。

無論如何，該等14符號總是用以提供相關時框之資料符號同步。當也用以提供交織器同步時，該等14符號包含二正7PN。否則，該等14符號包含一正7PN及緊接在後之一負7PN，如圖4所示。無論何時存在一重大取樣時間相位變化或不同訊號路徑之相對強度改變並導致接收器300所見之延遲產生變化，則需要該等14符號以校準每一時框之經編碼的資料部份。(應注意的是在此種情況之下，一負PN序列只是一正PN序列之相反序列。例如，如果一2PN如圖3所示表示成爲符號(1.414,0; -1.414,0)，則對應之負2PN

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

## 五、發明說明(8)

修正  
本88.11.11 8日  
補充

是符號序列(-1,414,0; 1.414,0)。

請回到圖2，同相分量161及正交分量162傳送至旋轉器165，而旋轉器165旋轉每一符號之相位。尤其，每一經旋轉之符號表示如下：

$$A'(n) = a'(n) + jb'(n) = A(n)e^{-j\omega_d nT} = [a(n) + jb(n)]e^{-j\omega_d nT} \quad (1)$$

其中 $\omega_d = 2\pi(150,000)$ 是旋轉頻率，而 $n$ 表示彼此相隔 $T$ 之符號範例的時間索引。

旋轉器165之輸出符號流是由取樣率擴張器170以三倍於符號率 $1/T$ 之速率來加以取樣。經旋轉之符號的取樣率是藉由插入二零值取樣於所有符號之間來加以擴張。

因此，經旋轉之複數符號擴張 $L$ 倍且取樣率擴張器170提供一經擴張之複數符號流而該符號流是定義成為 $A''(m)$ ：

$$A''(m) = A'(k/L) \text{ for } k=0, \pm L, \pm 2L, \pm 3L, \dots, \text{ and } 0 \text{ otherwise,} \quad (2)$$

其中 $m$ 是相隔 $T'$ 之取樣的時間索引，而 $L = (T/T') = 3$ 是過取樣因素。

經擴張之複數取樣然後是由數位基頻濾波器175來進行頻譜調整，而數位基頻濾波器175包含相同之同相基頻濾波器175-1及正交基頻濾波器175-2。(雖然理論上經旋轉之同相符號及正交符號可轉換成為類比訊號並分別藉由類比濾波器來進行濾波，控制類比濾波器之規格較控制數位濾波器之規格困難得多。)數位基頻濾波器175具有定義成為 $h_b(m)$ 之轉移函數，而且該轉移函數只具有實數值。為了展示起見，數位基頻濾波器175藉由運用66-接頭(22-符號跨距)之有限脈衝響應(FIR)濾波器而具有10%過量頻寬。應

## 五、發明說明 ( 9 )

注意的是數位基頻濾波器 175 之硬體建構可利用下列事實：在經擴張之取樣中每一符號區間具有二零值之取樣。因此，此濾波運作可視為具有三個副濾波器（未加以展示）， $h_b(3r)$ ， $h_b(3r-1)$ ， $h_b(3r-2)$ ，而相同之符號組  $A'(r)$  出現於該三副濾波器之輸入，其中  $r$  是符號區間之時間索引且  $r=k/L$ 。該三副濾波器在以  $r$  來索引之每一符號區間產生三輸出取樣，且該三副濾波器以一循環方式各自產生一取樣。雖然不為本原創性概念所必需，使用此種副濾波器架構可降低計算複雜度  $L$  倍，相較於數位基頻濾波器 175 之蠻力建構。

數位基頻濾波器 175 之複數輸出是：

$$y(m) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h_b(m-k)A''(k), \text{ or} \quad (3a)$$

$$y(m) = \sum_{r=-\infty}^{\infty} h_b(m-Lr)A'(r). \quad (3b)$$

一導頻訊號增加至數位基頻濾波器 175 之輸出取樣， $y(m)$ ，而該導頻訊號是由處理器 195 以數位方式來產生。導頻訊號是一表示成爲  $e^{j\omega_p mT}$  之複數訊號，且導頻訊號也是符號率之三倍而此是藉由增加 100 仟赫茲之餘弦波形的取樣版本至經濾波之同相取樣及增加正弦波形之取樣版本至經濾波之正交取樣來達成。導頻訊號加至數位基頻濾波器 175 所提供之訊號的額外功率是大約 0.3 分貝。

加法器 177 及 182 所提供之複數值訊號是：

$$s(m) = y(m) + ke^{j\omega_p mT}, \quad (4)$$

修正	88. 1. 18
補充	本 年 月 日

## 五、發明說明(10)

其中  $k$  決定導頻功率。此外，同相分量及正交分量，上述方程式之實數部份及虛數部份，可表示成為：

$$s_i(m) = \left[ \sum_{r=-\infty}^{\infty} [a(r) \cos(\omega_d r T) + b(r) \sin(\omega_d r T)] h_b(m - rL) \right] + k \cos(\omega_p m T), \quad (5a)$$

$$s_q(m) = \left[ \sum_{r=-\infty}^{\infty} [b(r) \cos(\omega_d r T) - a(r) \sin(\omega_d r T)] h_b(m - rL) \right] + k \sin(\omega_p m T), \quad (5b)$$

其中方程式(5a)表示訊號178而方程式(5b)表示訊號183。

訊號  $s(m)$  然後傳送至數位至類比濾波器185，而數位至類比濾波器185包含同相數位類比濾波器185-1以及正交數位至類比濾波器185-2。假設每一數位至類比濾波器包含一"取樣及保存"電路(未加以展示)及緊接在後之一低通類比濾波器(未加以展示)。來自取樣及保存電路之合成類比訊號可表示成為：

$$s_c(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} s(m) \Pi(t - mT) \quad (6)$$

其中  $\Pi(t)$  是數位至類比濾波器185之取樣及保存電路所引進之矩形脈波且是定義如下：

$$\Pi\left(\frac{t}{T}\right) = 1, |t| < \frac{T}{2}, \text{ and } 0 \text{ otherwise.} \quad (7)$$

該矩形脈波之傅立葉轉換是表示如下之 sinc 函數：

$$F\left[\Pi\left(\frac{t}{T}\right)\right] = T \frac{\sin(\pi f T)}{f T} \quad (8)$$

現在，應可看出使用較高之過取樣率  $1/T'$  可降低由於取樣及保存電路所引起之頻譜調整效應。如此也可增加混淆之間的間隔。數位至類比轉換器輸出訊號然後是由數位至類比濾波器185之類比低通濾波器(未加以展示)來加以濾

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

線

修正	88. 1. 18
本	年
月	日
補充	

## 五、發明說明(11)

波，而數位至類比濾波器輸出訊號之混淆每  $1/T'$  重覆一次。通常，在設計一類比濾波器中，一重大包絡延遲失真出現於通帶至止帶之狹窄過渡區域。但是，混淆相隔一大頻率跨距，以致類比濾波器止帶可自重要之訊號頻譜移去且因而不會導致重大之訊號失真。

訊號  $s_c(t)$  然後上轉換成為一中頻訊號，例如 10.7 百萬赫茲，且隨後由射頻傳送器 190 進一步轉換成為一射頻訊號，如在本技術領域為眾所知。(在本發明之架構之下，假設射頻訊號是在相關於調頻無線電之預先指定的頻道之一頻道之內。另外，我們也可使用其他可指配給此服務之頻率。) 此處之傳送訊號可表示成為：

$$s(t) = \text{Re} \left[ \left( \sum_n A_n e^{-j\omega_d nT} h_b(t-nT) + ke^{j\omega_p t} \right) e^{j\omega_c t} \right], \quad (9)$$

其中  $\omega_p = 2\pi(100,000)$ ，且  $\omega_d = 2\pi(150,000)$ ，且  $\omega_c$  是射頻載波頻率。

在前進至接收器部份之前，下文將解釋在傳送器中旋轉符號之原因。如(9)所示，符號  $A_n$  在傳送器中旋轉  $e^{-j\omega_d nT}$ 。假設通道及調變是理想的，此低中頻訊號可利用上述方程式(9)藉由設定  $\omega_c = \omega_d$  來加以表示。如下文將進一步加以說明，接收器 300 之電路接著產生集中於 150 仟赫茲之一低中頻訊號， $\omega_d$ ，而非產生一更典型之基頻訊號。如此，除去導頻訊號，產生：

$$r(t) = \text{Re} \left[ \sum_n A_n e^{-j\omega_d nT} h_b(t-nT) e^{j\omega_d t} \right] = \text{Re} \left[ \sum_n A_n h_b(t-nT) e^{j\omega_d(t-nT)} \right], \text{ or } (10a)$$

$$r(t) = \text{Re} \left[ \sum_n A_n h_p(t-nT) \right], \quad (10b)$$

## 五、發明說明 ( 12)

其中  $h_p(t)$  是一帶通通道且  $h_p(t) = h_b(t)e^{j\omega_d t}$ 。如果在接收器 300 中使用一 Hilbert 濾波器對，則其產生一分析訊號：

$$z(t) = \sum_n A_n h_p(t - nT) \quad (11)$$

假設  $h_p(t)$  滿足奈奎斯特 (Nyquist) 準則，則  $z(t)$  可在符號區間受到取樣以回復基頻訊號  $A_n$ 。這可藉由基本取樣理論來獲得理解而基本取樣理論告訴我們在取樣以後之接收頻譜每隔  $1/T$  重覆一次。因此，取樣過程重建原始之  $A_n$ 。這展示於下列方程式：

$$z(t) = \sum_n (a_n + jb_n) h_b(t - nT) (\cos \omega_d(t - nT) + j \sin \omega_d(t - nT)) \quad (12)$$

我們使用同相分量做為範例。

$$\text{Re}[z(t)] = \sum_n a_n h_b(t - nT) \cos \omega_d(t - nT) - b_n h_b(t - nT) \sin \omega_d(t - nT) \quad (13a)$$

$$\text{at } t = kT \quad (13b)$$

$$\text{Re}[z(kT)] = \sum_n a_n h_b((k - n)T) \cos \omega_d((k - n)T) - b_n h_b((k - n)T) \sin \omega_d((k - n)T) \quad (14a)$$

$$\text{therefore } \text{Re}[z(kT)] = a_k \quad (14b)$$

因為

$$h_b((k - n)T) \cos \omega_d((k - n)T) = \begin{cases} 1, & \text{for } n = k \\ 0, & \text{for } n \neq k \end{cases} \quad (15a)$$

$$h_b((k - n)T) \sin \omega_d((k - n)T) = 0 \text{ for all } k - n \quad (15b)$$

但是，如果  $s(t)$  在傳送器未旋轉  $e^{-j\omega_d nT}$ ，則 (14b) 之結果與其之相關正交分量將旋轉  $e^{-j\omega_d nT}$  且因此，接收器需要一旋轉器以補償此旋轉。除此之外，此接收器旋轉器需要補償由於都卜勒效應，等等所引起之任何相位偏移。雖然在概念上很簡單，此導致接收器旋轉器之建構複雜化，因為其必

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

## 五、發明說明 ( 13)

須追蹤在  $\omega_d/2\pi$  赫茲之相位變化及前述之相位偏移。例如，伴隨之控制迴圈可能需要一較大之步階大小來追蹤該等相位變化。因此，且根據本發明，旋轉器如圖2所示置放於傳送器以簡化接收器之建構。尤其，使用旋轉器165可去除相位混淆及簡化接收器300對於所接收之射頻訊號的追蹤。追蹤可獲得簡化是因為現在接收器可使用一低階，例如一階，數位載波相位回復電路來迅速追蹤射頻部份以後之所接收之訊號的任何殘餘頻率/相位變化。當接收器位於一移動車輛且遭受前述之都卜勒效應時此種迅速擷取所接收之射頻訊號的能力特別重要。

更重要的是，藉由使用傳送器之旋轉，可導致簡化之同調載波頻率(或相位)補償而無進一步之系統設計限制，例如資料塊區大小之選擇。由於傳送器之旋轉，調變器150所提供之調變在本文稱為無載波QPSK調變，相對於標稱之QPSK調變。

應注意的是關於前述之基頻方法的一問題是射頻上轉換需要餘弦及正弦調變器。維持該二類比射頻調變器正好分隔90度並不容易。如果該二調變器在相位上未精確校準，則該二訊號不會構成理想之Hilbert對(在本技術領域為眾所知)或分析複數函數。有其他方法，例如數位帶通建構，可免除此問題。在帶通方法中，基頻數位濾波器為同相及正交帶通濾波器所取代，而該二帶通濾波器構成一Hilbert對。使得同相帶通濾波器輸出減去正交帶通濾波器輸出。合成之訊號接著調變至一中頻，而在該中頻一選擇

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

## 五、發明說明 ( 14)

型類比帶通濾波器是用以拒斥相關之影像頻率。經帶通濾波之訊號然後轉換至射頻頻率以供廣播至大氣。此種方法簡化使用二平衡良好(相隔90度)之混頻器的需要而所付出之代價是一選擇性更高之影像頻率拒斥帶通濾波器。(二混頻器之相位差偏離90度會導致效能惡化。)為減輕此影像頻率拒斥帶通濾波器之選擇性需求，同相/正交數位帶通濾波器之中央頻率可設定於一較高之頻率而此意謂使用一較高之過取樣率L。最後，數位濾波器以前之相位旋轉器之旋轉頻率應適當選擇以致基頻建構及帶通建構是等效的。如果帶通濾波器之中央頻率設定於 $150+180N+X$ 仟赫茲，則旋轉頻率應設為 $-X$ 仟赫茲(其中N是大於或等於0之整數且180仟赫茲是符號率)。總體而言，前述之基頻方法在給定接收器300之建構之下會導致小的效能損失，而現在將對此加以說明。同時，請注意帶通情形之導頻訊號應偏離通帶中央頻率。

在接收器300中，一接收之射頻訊號傳送至解調變器350，而解調變器350是以方塊圖之型式展示於圖2。解調變器350包含射頻下轉換器505，而射頻下轉換器505是一"中頻濾波器"並下轉換所接收之射頻訊號至一中頻，例如10.7百萬赫茲，如在本技術領域為眾所知。合成之中頻輸出訊號接著傳送至中頻下轉換器510，而中頻下轉換器510提供一集中於150仟赫茲並包含位於250仟赫茲之前述導頻訊號的帶通低中頻訊號511，而接收器300使用該導頻訊號做為載波回復之參考訊號及做為產生接收器之其他時脈訊

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

## 五、發明說明 ( 15)

號的來源(說明如下)。帶通低中頻訊號511之大小的示範頻譜展示於圖6。

在繼續解調變器350之剩餘部份的討論之前，應注意的是為補償傳送之射頻訊號及接收之射頻訊號之間的任何載波頻率差異，一類比載波鎖相迴路(PLL)通常包含於射頻下轉換器505以內。(雖然類比載波鎖相迴路可建構於解調變器350之其他部份，但是最好建構此功能於射頻部份。)但是，在此種行動環境中，接收之射頻訊號可能遭受頻率選擇型衰落及大小衰落(在本文稱為"平衰落")。因此，射頻下轉換器505之鎖相迴路電路如圖7所示受到修改以回應平衰落或頻率選擇型衰落。

尤其，一接收之射頻訊號傳送至混頻器605，而混頻器605也接收一本地振盪器訊號(LO訊號)631。假設為簡化起見混頻器605包含所有提供一回復之中頻訊號606所需之電路，而該中頻訊號如圖所示位於10.7百萬赫茲，如在本技術領域為眾所知。此回復之中頻訊號傳送至自動增益控制610，而自動增益控制610是用以調整回復之中頻訊號的大小以提供前述之中頻輸出訊號506。類比鎖相迴路630是一鎖相迴路且是假設成為包含一晶體以產生所需之LO訊號631。如在本技術領域為眾所知，類比鎖相迴路630調整LO訊號之相位以回應一中頻訊號，而在此處該中頻訊號是以中頻輸出訊號506來表示。但是，類比鎖相迴路630運作於追蹤模式或鎖定模式，決定於"保存/通過"訊號636之狀態。如果"保存/通過"訊號表示邏輯"1"，則類比鎖相迴路

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

## 五、發明說明 ( 16)

630停止追蹤並鎖定LO訊號631之相位。另一方面，如果"保存/通過"訊號636表示邏輯"0"，則類比鎖相迴路630繼續調整LO訊號631之相位。換句話說，當嚴重之平衰落或頻率選擇型衰落出現於導頻頻率時，類比鎖相迴路630之回授迴路保持斷開以避免造成錯誤之調整。

尤其，接收之射頻訊號的平衰落是由平衰落偵測器615來加以偵測，而平衰落偵測器615比較AGC 610之輸出訊號且該輸出訊號表示回復之中頻訊號606的振幅。當回復之中頻訊號606的振幅低於一預先決定之值，例如-110毫瓦分貝(dBm)，時，平衰落偵測器615傳送一邏輯"1"至邏輯或閘635。邏輯或閘635傳送一邏輯"1"訊號至類比鎖相迴路630，而此阻止追蹤。同樣地，導頻衰落偵測器620是用以偵測一位於250仟赫茲附近之頻率選擇型衰落。前述之低位準中頻訊號511傳送至窄頻濾波器625，而窄頻濾波器625之中央頻率是導頻訊號頻率，例如，250仟赫茲。窄頻濾波器625提供回復之導頻訊號626給導頻衰落偵測器620。導頻衰落偵測器620比較回復之導頻訊號626與一參考臨限。只要導頻衰落偵測器620偵測出一回復之導頻訊號626，則假設無頻率衰落且導頻衰落偵測器620提供一邏輯"0"給邏輯或閘635。但是，無論何時導頻衰落偵測器620未偵測到回復之導頻訊號626，則導頻衰落偵測器620傳送邏輯"1"至邏輯或閘635，而此接著阻止類比鎖相迴路630調整LO訊號631之相位。應注意的是回復之導頻訊號可藉由其他方法，例如使用下述之等化器或通道特徵化配

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

## 五、發明說明 ( 17 )

置，來加以產生。但是，如果採用其他方法，則熟悉本技術領域者應可認知產生回復之導頻訊號所導致之任何重大處理(時間)延遲。也可使平衰落偵測器及導頻衰落偵測器根據導頻訊號之品質而非邏輯"1"或"0"來產生他們之輸出。例如，平衰落偵測器可產生一輸出以調整鎖相迴路之迴路頻寬，且該輸出等比於所接收之訊號與一預先決定之值，例如-110 dBm，的差。在極端之情形下，鎖相迴路是藉由降低迴路頻寬至零(斷開迴路)來處於"保存"狀態。另一方法可依照輸入訊號位準之一函數來使用不同之加權係數，而非只是二進位之零與一。是"保存"或"通過"之決定是基於比較臨限值及一瞬間計算之值或經過一段預先定義之時間累積計算之值，藉由使用該等加權係數。

請回到圖5，如前所述，中頻下轉換器510產生中央頻率為150仟赫茲， $\omega_d$ ，之低中頻訊號511，而非產生一更典型之基頻訊號。如前所示，圖6展示低中頻訊號511之示範頻譜，而該示範頻譜佔據自50仟赫茲至250仟赫茲之頻率範圍。低中頻訊號511之產生-不同於一更典型之基頻訊號-是藉由認知下列事實來加以選擇：任何上鄰接射頻通道干擾拒斥可藉由類比或數位低通濾波器來進一步強化，而任何下鄰接射頻通道干擾必須只藉由中頻濾波器來加以降低。但是，高度選擇型濾波器在中頻較不容易設計。的確，低鄰接射頻通道干擾，在通過一典型射頻下轉換器之後，藉由最終之中頻頻率轉換而混入主訊號。但是，為降低此混淆，一帶通低中頻訊號受到產生以致該低中頻訊號

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

## 五、發明說明 ( 18 )

511位於50及250仟赫茲之間而0至50仟赫茲是"自由"區。此自由區保證剩餘之下鄰接射頻通道干擾之最先50仟赫茲不會混入主訊號。換句話說，如果低中頻訊號511設定於100仟赫茲且不允許任何自由區存在，則10.7百萬赫茲之中頻訊號必須設計成爲10.6百萬赫茲之止帶衰減等於前述情形在10.55百萬赫茲之止帶衰減。但是，選擇中央頻率爲150仟赫茲之低中頻訊號511降低10.7百萬赫茲之中頻濾波器止帶衰減的需求。同時，請注意雖然在傳統之射頻設計中射頻下轉換器505不會在感興趣之頻帶導致連波及包絡延遲失真非常重要，但是該需求在圖5之建構中可獲得降低，因爲一具有等化器之數位系統緊接在後(如下所述)。事實上，任何中頻濾波器不理想性可在雜訊最少增加之代價下，如果雜訊有任何增加的話，藉由接收器之等化器來加以補償。但是，重要的是訊號功率是在中頻濾波器之前受到調整且因此以後之任何內部系統雜訊皆可忽略不計。事實上，中頻濾波器響應可偏向低頻以對於下鄰接通道干擾提供更多之止帶衰減。

低中頻訊號511傳送至濾波器590，而濾波器590是設計成爲包含串聯之一基頻類比低通濾波器及一高通濾波器。低通濾波器(未加以展示)是設計成爲在250及270仟赫茲之間具有重大之止帶衰減以進一步拒斥上鄰接通道干擾。此基頻類比低通濾波器免除取樣過程之混淆而該混淆是由可能不足之10.7百萬赫茲中頻濾波器拒斥所造成。高通濾波器(未加以展示)是設計成爲進一步降低下鄰接通道干擾而

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

## 五、發明說明 ( 19 )

下鄰接通道干擾可對同步偵測造成不利之影響。(請注意已混入主訊號之下鄰接通道干擾無法刪除，因為射頻頻率轉換之拒斥不足。)

來自濾波器590之低中頻輸出訊號是由類比至數位轉換器515以三倍於符號率之速率來加以取樣，而在本文是以540仟赫茲做為示範(奈奎斯特頻率是270仟赫茲)。來自類比至數位轉換器515之數位取樣流516傳送至數位增益控制(DGC)520，而DGC 520產生一接收之數位取樣流521。數位取樣流521傳送至關聯器525及延遲線(或緩衝器)530。

延遲線530是設計成為將用以處理通道脈衝之處理延遲，等化器係數計算及建構中間等化所需之延遲(下文將說明所有該等延遲)列入考慮。

在傳統之接收器設計中，一Hilbert濾波器對是用以產生同相及正交訊號分量，而一複數(交叉耦接)等化器是用以回復傳送之基頻訊號。複數(交叉耦接)等化器包含四濾波器而該四濾波器是配置成為二濾波器產生同相輸出訊號而另二濾波器產生正交輸出訊號。例如，同相輸出訊號是第一濾波器處理同相輸入訊號及第二濾波器處理正交輸入訊號之結果。正交輸出訊號同樣地是利用一不同之濾波器對來加以建造。雖然此明顯之建議，帶通低中頻訊號之前述產生-相反於一更傳統之基頻訊號-允許使用非交叉耦接型等化器570。

等化器570包含二濾波器，且一濾波器是針對同相(I-EQ 570-1)而另一濾波器是針對正交(Q-EQ 570-2)。該二濾波

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

## 五、發明說明 ( 20 )

器皆具有一速率為 $3/T$ 之共同輸入訊號，而在本文該輸入訊號稱為部份間隔之取樣。每一濾波器分別產生來自取樣器575-1及575-2且速率為 $1/T$ 之回復同相及正交輸出訊號。雖然本文未加以說明，數學上可以證明非交叉耦接型等化器570不僅回復一個二維訊號而且構成一Hilbert對。此結果對於只利用同相通道探測訊號來設計同相及正交等化器係數而言非常重要(說明如下)。應注意的是等化器硬體複雜度藉由使用 $3/T$ 非交叉耦接型等化器而獲得降低，相較於前述之 $2/T$ 交叉耦接型等化器之硬體複雜度。例如，雖然等化器570運作於 $3/T$ 取樣率，卻只需二濾波器。如此可節省25%之等化器硬體，相較於 $2/T$ 交叉耦接型四濾波器等化器，除了交叉耦接型等化器之前所需之Hilbert濾波器對的節省以外。

該等同相及正交輸出訊號(該等輸出訊號是符號率為 $1/T$ 之數位取樣流)傳送至載波回復迴路580，而載波回復迴路580補償接收之訊號的任何相位偏移 $\phi_k$ 。如前所述，因為一旋轉器存在於傳送器100以補償低中頻訊號511之帶通產生，低階鎖相迴路可用於接收器300(如下所述)以快速追蹤所接收之射頻訊號的任何頻率/相位變化。當接收器位於移動之車輛且遭受前述之都卜勒效應時，此種迅速取得所接收之射頻訊號的能力尤其重要。

但是，在此示範實例中，載波回復迴路是以數位載波回復迴路580來表示，而數位載波回復迴路580包含相位旋轉估計器580-2及相位旋轉器580-1。為便於展示起見，假設

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

## 五、發明說明 ( 21)

相位旋轉估計器580-2是利用一數位訊號處理器(DSP)(未加以展示)來加以建構。該DSP量測等化器輸出及其之理想位置的角度差並將此資訊饋回至相位旋轉器580-1以逆向旋轉該角度差。該相位差是藉由平均32符號及使用該合成計算於後續300符號來取得。因此，對於一整個時框，或資料塊區(如圖4之時框205所示)只進行六次估計。這是一種塊區型前饋更正程序，而非典型之鎖相迴路回饋建構，其中誤差是得自旋轉器輸出之差且經切割之位置受到濾波並用以驅動一鎖相電路來提供估計。此種前饋更正程序非常簡單且對於追蹤快速移動之車輛尤其靈敏。但是，其之頻率偏移追蹤範圍非常有限，例如是士18赫茲之數量級。另外，300符號之載波相位變化可嚴重至足以導致惡化。應注意的是在載波回復迴路系統建構一符號型二階鎖相迴路或一額外頻率追蹤迴路可進一步改善追蹤。

在繼續進一步說明數位載波回復迴路580所提供之相位更正符號流之處理以前，現在請注意關聯器525，圖樣匹配器540，決策裝置565，與通道響應組件535。該等組件提供時框同步及通道特徵化之功能。

針對時框同步，通常設計一同步偵測演算法以在接收器決定是否一預先決定之訊號圖樣(也稱為訓練訊號)匹配輸入訊號。如果匹配，則宣告同步。用以產生決定是否匹配之資訊的裝置稱為關聯器。關聯器之輸出的一計數器根據是否同步訊號之一特定符號受到匹配來增加或減少。計數器之結果顯示輸入訊號及接收器之儲存訊號圖樣的相似

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

## 五、發明說明 ( 22 )

度。此種計數器稱為信賴計數器。此種簡單之同步機制只使用關聯器所提供之非常有限的資訊。正規資料訊號，除非受到限制，可具有一類似於同步訊號之圖樣且可導致假偵出。

但是，我已理解到如果同步訊號設計成為關聯器，當匹配同步訊號時，會產生可用於雜訊很高之環境以區分同步訊號及資料訊號的獨特訊號特徵，則同步偵測裝置可獲得改良。在此種情形之下，需要一具有某種特性之特別訓練訊號。最好同步過程利用該特別訓練訊號所獲得之資訊也可用於決定通道特徵(通道探測)。

因此，一自關聯函數具有獨特特性之同步圖樣是用以改善同步可靠度。舉例而言，這是在標頭206使用二進位虛擬亂數序列之一原因。當此序列在傳送器受到重覆並在接收器利用該未重覆圖樣之拷貝來執行關聯時，如果匹配則關聯器產生一高值(尖峰)，而如果未匹配則關聯器產生低值(寧靜區)。因為該序列受到重覆，關於週期性之事先得知資訊與尖峰及寧靜區之寬度可用以強化偵測可靠度。

當此種長度為 $N$ 且諸符號之值為1及0之序列在傳送器受到重覆且在接收器利用一具有值1及-1(-1替代0)之序列的儲存拷貝來進行關聯時，如果該序列受到匹配則關聯器之輸出產生振幅為 $(N+1)/2$ 之高尖峰，而如果該序列未受到匹配則產生一低值。也可在傳送器使用值為1及-1之序列而利用值為1及0之一序列的儲存拷貝來進行關聯。接收之訊號可硬切割成為1或0以進行簡單之處理。但是，單單此

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

## 五、發明說明 ( 23 )

種方法在嚴重通道失真之情形，例如移動環境，中並不強健。因此，如下所述，假設任何關聯器輸出保留類比至數位轉換器所提供之全部精確度。換句話說，關聯器輸出訊號代表實數而非受限於簡單之邏輯1或0。

請回到圖5，接收之數位取樣流521傳送至關聯器525。關聯器525是利用一副關聯器架構來加以建構。副關聯器架構之範例出現於美國專利第5,260,972號，名稱爲"Technique for Determining Signal Dispersion Characteristics in Communications Systems,"且該專利於1993年11月9日指配給Wang；以及美國專利第5,406,586號，名稱爲"Signal Correlation Technique,"且該專利於1995年4月11日指配給Wang。應注意的是如果同步符號不再受限於一維，則需要額外之關聯器組。

同步過程是設計成爲偵測每10毫秒資料塊區之開端而該開端包含二連續之31PN序列及緊接在後之一部份24PN區段(前述之86符號的標頭206)。藉由使用31PN序列之拷貝來做爲其之係數並接收一具有全部精確度之輸入訊號，關聯器525產生一關聯器輸出訊號526。關聯器輸出訊號526之一範例展示於圖8，而圖8展示關聯器輸出訊號526且同時接收一時框之標頭206。例如，區域11對應於前一時框之資料部份的尾端，區域12通常對應於目前時框之標頭206，且區域13對應於目前時框之資料部份的開端。(標頭206之剩餘二7PN同步符號受到等化且是用以同步去交織器及調整每一接收之資料塊區之符號位置，如下所述)。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

## 五、發明說明 ( 24)

關聯器輸出訊號526傳送至信賴計數器540，而信賴計數器540包含下列電路：高切電路545，低切電路555，高圖樣匹配電路550，及低圖樣匹配電路560。高切電路545根據是否關聯器輸出訊號526之絕對值超過一預先決定之高臨限值來切割該關聯器輸出訊號以提供1或0。同樣地，低切電路555根據是否關聯器輸出訊號526之絕對值低於一預先決定之低臨限值來切割該輸出訊號以提供1或0。當比較於該高或低臨限值時也可利用實數來表示剛才提過之1或0以反映訊號之品質。該二經切割之輸出接著分別傳送至高圖樣匹配電路550及低圖樣匹配電路560。高圖樣匹配電路550及低圖樣匹配電路560在本文也稱為副關聯器。副關聯器產生資訊以顯示輸入訊號自關聯函數多麼類似於預先儲存之訊號的自關聯函數。來自高及低副關聯器之資訊接著受到加權及相加以供決策裝置565進行同步決策，而決策裝置565提供一同步訊號(sync)。

應注意的是一具有硬切式輸入之關聯器在輸出具有定義良好之尖峰及寧靜區-如果經切割之輸入正確的話。如前所示，假設如果存在通道損害，則使用一接受全部精確度之關聯器。全部精確關聯器之輸出是硬切式關聯器響應及通道脈衝響應之迴旋。因為接收之訊號是頻寬有限型且受到多重路徑之扭曲，如果通道跨距大於傳送之PN序列的長度，則寧靜區不會存在。因此，為避免寧靜區受到完全破壞，使用一31-符號PN序列，因為31PN序列遠長於最壞情形之通道跨距。如此可確保關聯器之輸出具有寧靜之區

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

## 五、發明說明 ( 25)

域且該等寧靜區域可用以進行可靠之同步偵測。一高(尖峰)臨限圖樣是用以偵測相隔31符號之週期性尖峰。高臨限圖樣之每一尖峰偵測區的寬度是 $L$ 取樣，其中通常 $L=3$ ，或1符號。一低臨限圖樣是用以偵測週期性寧靜區。每一寧靜區偵測之寬度是 $N$ 取樣，通常是18或6取樣。可能具有多重路徑所導致之響應的區域是定義成爲"忽略區"。忽略區之貢獻是藉由設定副關聯器之相關係數值成爲零來設定成爲零。

(應注意的是在圖8之區域12中，第一31PN序列之第一預期尖峰是，至某種程度，利用來自前一時框之末端的資料來進行關聯。但是，第二接收之31PN序列，在無損害之下，具有清楚之尖峰及寧靜區，因爲第二31PN序列是，理論上，利用第一31PN序列來進行關聯。最終之PN序列可能不具有尖峰，因爲其只是一24PN序列)。

此展示於圖9，而圖9相同於圖8，除了一"尖峰偵測區"(P)，"忽略偵測區"(I)，及"寧靜偵測區"(Q)之示範標示以外。在尖峰偵測區，搜尋一尖峰匹配圖樣。在尖峰偵測區之後，關聯器輸出在一段時間以內受到忽略而該段時間是以忽略偵測區來表示(也以 $n_i$ 來表示)。在忽略偵測區之後，在寧靜偵測區期間搜尋一寧靜匹配圖樣。示範之尖峰匹配及寧靜匹配圖樣展示於圖10。

基本上，此同步過程查看時框訊號之尖峰及低谷及週期性。縱使在尖峰偵測區期間存在一高匹配，一在寧靜偵測區期間之低匹配是用以驗證一時框之開端。忽略區補償所

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

修正	88	年	1	月	5	日
補充						

## 五、發明說明(26)

接收之訊號的反射，延遲，等等。用於決策裝置565之此種通用方法展示於圖11，12及13。

最初，當接收器300首先調至一對應頻率時，決策裝置565開始於"擷取模態"，如圖11所示，其中未宣告同步。在步驟60一匹配計數器最初設為0，且該匹配計數器舉例而言可為一變數或暫存器。在步驟61中，同步過程試圖偵測一標頭。一旦偵測出一標頭，則匹配計數器在步驟62中遞增，步驟63跳過多個符號 $n_3$ ，且在步驟64再度嘗試執行一標頭之偵測。該等多個符號 $n_3$ ，相關於時框長度(說明如下)。如果未偵測出標頭，決策裝置565返回至步驟61。但是，如果偵測出一標頭，則在步驟65匹配計數器受到遞增。如果匹配計數器等於一預先定義之數目 $M_1$ ，則決策裝置565在步驟67切換至"穩態模態"且根據圖13來運作(說明如下)。例如，如果 $M_1$ 等於3，則一旦偵測出連續三個標頭則轉變至穩態模態且一同步(sync)訊號受到致能。此種順序性匹配多個標頭之需求可在宣告同步並切換至"穩態模態"之前建立一信賴位準。但是，如果匹配計數器不等於 $M_1$ ，則決策裝置565前進至步驟63並跳過 $n_3$ 符號。應注意的是預先定義之數目 $M_1$ 的值可為靜態或可變。例如，當接收器最初受到開啟時(或當最初調準至一站時)， $M_1$ 之值可高於當返回至擷取樣態是由於喪失同步時之 $M_1$ 的值。如此當最初擷取一訊號時可獲得較高之信賴位準。但是，在處理重新同步時則可容忍較低之信賴位準。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

線

## 五、發明說明 ( 27 )

步驟61及64之差別是當試圖偵測一標頭時對於每一接收之時框之位置的推定。在步驟61之情形中，標頭之偵測啓始於接收之訊號以內的任何一點。換句話說，圖11之步驟61在接收之訊號"搜尋"尖峰區。一旦最初偵測出一標頭，如果該標頭是一真正之標頭，則一類似偵測應出現於下一時框之開端，下一時框應在一固定時段以後出現，而可以跳過 $n_3$ 符號來表示。在此種情形之下，步驟63之標頭偵測在較晚之適當時段"尋找"標頭(因為訊號之週期性可事先得知，所以很容易跳過一時框之資料訊號部份)。

因此，雖然分別加以展示，步驟61及64基本上以相同方式來偵測標頭。這展示於圖12，而圖12展示一示範標頭偵測方法之流程圖。在步驟50中，同步過程尋找一尖峰區，亦即決策裝置565等候來自信賴計數器540之尖峰區之任何顯示的偵測。一旦偵測出尖峰區，則同步過程在步驟51跳過 $n_1$ 符號區間以補償任何訊號反射，等等(這是一忽略區)。在下一步驟52中，同步過程尋找一寧靜區。如果在一預先定義之時段以內未偵測出寧靜區，則同步過程返回至步驟50以尋找一尖峰區。但是，一旦偵測出一寧靜區，則在步驟54決策裝置565在一預先決定之時段以內尋找一尖峰區。如果未偵測出尖峰區，則同步過程返回至步驟50以掃描一尖峰區。但是，一旦在步驟54偵測出一尖峰區，則同步過程在步驟55跳過 $n_2$ 符號區間以補償任何訊號反射，等等(這是另一忽略區)，其中 $n_2 \geq n_1$ 。 $n_1$ 及 $n_2$ 之值是基於最壞情形之通道跨距的知識以實驗方式來加以決

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

## 五、發明說明 ( 28 )

定。在一步驟56中，同步過程尋找一寧靜區。如果在一預先定義之時段以內未偵測出寧靜區，則同步過程返回至步驟50以在一預先決定之時段以內尋找一尖峰區。但是，一旦偵測出一寧靜區，則決策裝置565在步驟58尋找一尖峰區。如果未偵測出尖峰區，則同步過程返回至步驟50以尋找一尖峰區。一旦偵測出一尖峰區，則同步過程已偵測出一標頭。請注意用於跳過忽略區及尋找尖峰區及寧靜區之時段的總和是設計成爲善於運用31PN之週期性。

一旦處於穩態模態，圖12之前述方法也可用於每一時框。此外，也可使用其他方法，而該等方法之一展示於圖13。在圖13中，一不中計數器最初設爲0，且該不中計數器如圖所示可爲一變數或暫存器。在步驟72中，決策裝置565在下一時框以內尋找一尖峰區，而下一時框在本範例中出現於 $n_4$ 符號以後。在這裡， $n_4 > n_3$ ，因爲如下所述只有第一尖峰區及寧靜區受到偵測，因此需要跳過該時框之更多部份。如果偵測出一尖峰區，則決策裝置565在步驟73跳過 $n_1$ 符號區間且在步驟74尋找一寧靜區。但是，如果未偵測出尖峰區，則在步驟75宣告不中且不中計數器受到遞增。步驟76檢查不中計數器之值。如果不中計數器之值大於一預先決定之數目 $M_2$ ，則決策裝置565變回至擷取模態，亦即同步喪失且決策裝置565依照圖11來運作，如前所述。否則，決策裝置565前進至步驟81且因此前進至步驟72，如前所述。 $n_5$ 之值大於 $n_4$ 之值，因爲需要跳過更多符號(如處理步驟73，74，78及79之時間所表示)。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

## 五、發明說明 ( 29 )

在步驟74中，如果偵測出一寧靜區，則決策裝置565在步驟70提供一同步訊號，在步驟71跳過 $n_4$ 符號，且在步驟72尋找下一時框之開端的一尖峰區。但是，如果未偵測出一寧靜區，則在步驟78宣告不中且不中計數器受到遞增。步驟79檢查不中計數器之值。(在本文假設不中是以一非法同步訊號，例如邏輯0相對於邏輯1，或者如果同步訊號是多位元訊號，一特定位元圖樣，來表示。此外，決策裝置565可提供一分別訊號。)如果不中計數器之值大於一預先決定之數目 $M_2$ ，則決策裝置565變回至擷取模態，亦即同步喪失且決策裝置565依照圖11來運作，如前所述。否則，決策裝置565前進至步驟71且繼續該過程。在此範例中，不中計數器得以遞增直到達到前述之臨限值為止。但是，可使用其他變型來重置不中計數器。例如，如果在一預先決定之時段以內未偵測出不中，則可週期性重置不中計數器。或者，每一次在步驟70提供一同步訊號時不中計數器即可受到重置。

同時，應注意的是偵測失敗，或喪失同步，可有利地用以顯示通道之訊號相較於雜訊的條件。例如，在偵測失敗，或喪失同步，之情形中，一訊號(例如同步訊號)傳送至Reed-Solomon解碼器。Reed-Solomon解碼器接著為了更正錯誤之故而忽略目前所接收之時框。如此較在一時段累積一接收之訊號的錯誤資訊更為有效，而在一時段累積錯誤資訊常見於以前系統且稱為Reed-Solomon解碼器之一刪除(erasure)。例如，為眾所知可基於切割等化器之輸出訊

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

## 五、發明說明 ( 30 )

號來推導錯誤統計數字。當錯誤累積至超過某一臨限時，像是Reed-Solomon解碼器之電路隨後忽略在一段時間以內所接收之訊號。但是，只要使用前述之同步訊號即可去除此電路。

如前所述，每10毫秒傳送探測訊號一次。基於理論及實驗之結果，吾人已判定如此會限制車速之上限於135及200公里/小時之間，決定於通訊通道之品質好壞。此種處理車速之能力隨著探測訊號之重覆率的增加而線性增加。例如，如果每5毫秒傳送探測訊號一次，則車速上限應位於270至400公里/小時之間。

應注意的是其他方法也可利用圖5之電路來決定同步。例如，相對於前述用以評估信賴計數器540之輸出訊號的串聯方法，如圖11及12所述，可使用一聯合決策型分析。

一旦達成時框同步，則埋入於關聯器輸出訊號526之通道脈衝響應受到處理以獲得等化器570之等化器係數。尤其，一旦宣告同步，則預先定義之標頭，亦及訓練訊號，受到辨識及用以表示通道脈衝響應。這特別有用，因為行動無線通道之特徵是存在多重反射路徑。因此，所接收之訊號可視為包含一主訊號及極多反射所造成之間接訊號。通道之持續變化進一步增加接收之困難度且當資料符號之傳送速率高於數十萬赫茲時接收之困難度變得更高。例如，諸路徑之間的數微秒延遲可在許多資料符號之間造成符際干擾。因此，若要在此種通訊環境中回復資料，則需

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

## 五、發明說明 ( 31 )

要通道特徵以更正通道所造成之損壞。

通道特徵化可說明如下。在傳送器端，一已知訓練訊號傳送通過一未知通道。在接收器端，所觀察到之接收訊號是用以表示通道之特徵。我們定義  $A(f)$  成爲訓練訊號頻譜， $H_t(f)$  爲傳送器頻率響應， $H_c(f)$  爲通道頻率響應， $H_u(f)$  爲調整器頻率響應， $B(f)$  爲接收器之通道特徵化器的頻率響應，且  $T(f)$  爲總頻率響應。(就目前而言，假設系統無雜訊。)

$$T(f) = A(f) H_t(f) H_c(f) H_u(f) B(f) \quad (12)$$

如果在傳輸頻帶中  $A(f) B(f)$  等於常數  $k$ ， $k$  其後稱爲"處理增益"，則

$$T(f) = k H_t(f) H_c(f) H_u(f), \text{ 或} \quad (13a)$$

$$T(f) = k H(f), \quad (13b)$$

其中  $H(f)$  是總轉移函數且獲得通道資訊。藉由使用此資訊，可求得等化器接頭係數以更正通道失真。下文說明之技術精確描述一多重路徑通道並提供各種資訊以進行同步，及載波相位偏移估計，如前所述。

如果通道受損於雜訊，則

$$T(f) = kH(f) + \sqrt{kN(f)}, \quad (14)$$

其中  $N(f)$  是通道雜訊功率頻譜而  $k$  是如前所述之處理增益。積分於傳輸頻帶之比值  $k|H(f)|^2 / N(f)$  定義通道之估計訊號雜訊比。處理增益愈大，愈可保護估計之通道特徵不致受到雜訊之影響。通常，訓練訊號之持續時間愈長，則對應之通訊通道的特徵化愈佳。在此種設計中，訓練訊號對應於

## 五、發明說明 ( 32 )

前述之標頭。因此，傳輸經常消耗與專門用以特徵化通訊通道之時間數量之間存在一折衷。此種折衷在此處是以選擇標頭206之86符號做為用於同步及通道探測之訓練訊號的長度來表示。

如前所示，等化器570構成一Hilbert對，所以等化器570之同相等化器及正交等化器的係數可只利用同相通道響應來求得。因此，指配通道響應組件535首先尋找埋入於關聯器輸出訊號526之同相通道脈衝響應。正交等化器係數接著是藉由一Hilbert轉換來求得。

一用以求得線性等化器係數之示範過程展示於圖14。(可使用一決策回饋等化器之變型，請參考Gadot等人之美國專利申請第08/322877號，且該專利申請於1994年10月13日提出申請而於1995年11月15日獲准。)在步驟30中，指配通道響應組件535接收來自偵測裝置565之同步訊號以顯示關聯器輸出訊號526表示通道脈衝響應。在步驟31中，指配通道響應組件535根據"快速傅立葉轉換"(FFT)或"離散傅立葉轉換"(DFT)技術來轉換關聯器輸出訊號526自時域表示至頻域表示(FFT及DFT處理在本技術領域為眾所知)。通常，等化器係數可只藉由接著求得FFT輸出之倒數(用於頻域等化)及執行逆FFT(IFFT)以回到時域(用於時域等化)來獲得決定。

但是，由於多重路徑反射之存在可能造成過度之等化器雜訊強化。這對於大反射，例如相同強度之反射，尤其適用。因此，單單利用FFT響應所產生之等化器係數可能無

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

## 五、發明說明 ( 33 )

法導致收斂且，相對地，使得符號干擾 (ISI) 之回復非常困難。

因此，我理解到藉由引入極少失真於通道脈衝響應，則可在只導致總效能稍微惡化之下來解決多重反射。尤其，如果接收之訊號太高或太低，則通道脈衝響應在頻域受到截波，其後稱為 "FFT 臨限化"。換句話說，對於關聯器輸出訊號 526 之 FFT 的大小施加一簡單之臨限化，如圖 15 所示。如果關聯器輸出訊號 526 之 FFT 超過該等預先決定之臨限值， $T_h$  及  $T_l$ ，則訊號受到截波。例如，如果大小大於  $T_h$ ，則大小設為  $T_h$ 。同樣地，如果大小小於  $T_l$ ，則大小設為  $T_l$ 。該等臨限值之決定是預期之反射之大小及可接受之符際干擾之程度之一折衷且必須利用實驗方式來加以決定。

此 FFT 臨限化方法避免由於多重路徑環境所引起之等化的過度等化器雜訊強化。類似地，其可視為使用某種最小均方根準則之等化而非強迫歸零型等化。也很重要為避免數位頻率及時間轉換之圓形迴旋效應，FFT 及 IFFT 之長度應超過最壞情形之通道及等化器跨距的總和以避免執行 FFT 及 IFF 運作所造成之循環混淆。最終，在頻域之帶外響應設為 0 以設計等化器成為在 60 及 240 仟赫茲之間具有 180 仟赫茲的通帶特徵。

請回到圖 14，指配通道響應組件 535 在步驟 32 施加 FFT 臨限化。步驟 33 求得 FFT 臨限之倒數。在步驟 34 合成之頻域響應然後是利用在本技術領域為眾所知之逆 FFT (IFFT)

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

## 五、發明說明 ( 34 )

來處理以求得同相等化器係數。最後，在步驟35指配通道響應組件535藉由一Hilbert轉換來在時域處理同相等化器係數以求得正交等化器係數。

一旦求得等化器係數，則在步驟36指配通道響應組件535更新，或下載，該等係數至等化器570。如前所示，延遲線530必須調節取樣流以致等化器570看見適當之資料流。此資料緩衝器之長度將下列時間列入考慮：用以處理通道脈衝之時間，等化器係數計算及建構等化所需之延遲。重要的是在所有訊號處理及延遲電路適當維持取樣相位關係。在延遲緩衝器之後，等化器處理二個部份資料塊區，在100符號同步圖樣之前及之後之二1/2資料塊區。這是所謂的中間等化。請注意此等化器是一帶通等化器。相同之資料流饋至等化器570之同相部份與等化器570之正交部份。等化器570之輸出是以符號率來重新取樣並傳送至載波回復迴路580，如稍早所述。載波回復迴路之輸出接著受到切割以回復所傳送之符號。

圖14用以計算等化器係數之方法的一種變型展示於圖16。圖16相同於圖14，除了利用步驟45來取代步驟35及移動步驟36以外。在步驟45中，在頻域之同相等化器係數藉由 $-j\text{sgn}(f)$  (Hilbert轉換之頻域表示)來加以處理，而此產生頻域之正交等化器係數，而時域之正交等化器係數可利用該等頻域之正交等化器係數藉由在步驟34實施IFFT來加以產生。

請回到圖5，數位載波回復迴路580所提供之相位更正符

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

## 五、發明說明 ( 35 )

號流傳送至符號回復組件705，而符號回復組件705提供經編碼之訊號351，如稍早所述。圖17以方塊圖來展示符號回復組件705，且符號回復組件705包含關聯器710及緩衝器計數器715。

爲了喚起注意，標頭206之剩餘14 1-維符號是用於接收器300之交織器同步或符號時脈校準。該等14 1-維符號是選自圖3之訊號點星座圖之"交織器(符號時脈)同步符號"。尤其，該等14符號是由接收器300用以顯示每一320毫秒之交織器塊區的開端。此種交織器同步每32時框重覆一次且包含二連續之7PN序列，如圖4所示。(應注意的是交織器深度，亦即交織器塊區之大小，影響自障礙地形回復訊號之能力且也是車速下限之函數。因此，可使用其他之交織器深度值，決定於特定系統之特徵。例如，如果較嚴重之障礙地形影響存在於廣播地區，則交織深度應調整成爲640毫秒。)

當該等14符號未用於接收器300之交織器同步時，該等14符號是用於相關時框之資料符號同步。在此種情形之下，該等14符號包含一負7PN及緊接在後之一正7PN，如圖4所示。無論何時存在一重大之取樣時間相位變化或不同訊號路徑之相對強度產生變化並導致接收器300所看見之延遲發生變化，則這是校準每一時框之經編碼資料部份所必需。(應注意的是在此種情形之下，一負PN序列只是一正PN序列之相反序列。例如，如果一個2PN是以符號(1.414,0; -1.414,0)來表示，則對應之負2PN是符號序列(-

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

## 五、發明說明 ( 36 )

1.414,0; 1.414,0)。

因此，關聯器710在功能上類似於前述之關聯器525，信賴計數器540，及決策裝置565，除了關聯器710具有一額外資訊訊號-同步訊號-以外，而同步訊號建立目前所接收之時框的時框同步(因此，關聯器710可為一較簡單之二進位關聯器)。在一合法時框(以一合法同步訊號來表示)期間，關聯器710提供交織器同步訊號352以隨後供錯誤保護解碼器315，如圖1所示，用以去交織諸符號塊區，一旦偵測出正負號相同之二連續7PN序列。同樣地，一旦偵測出正負號相反之二連續7PN序列或一旦偵測出交織器同步序列，則關聯器710提供一資料符號同步訊號712。即使在顯示一新交織器塊區之開端的時框期間後一條件仍可確保符號同步。應注意的是藉由使用正負號相同之二7PN序列來進行交織器同步及使用正負號相反之二7PN序列(一正一負)來進行符號同步，接收器解碼是設計成為不隨相位旋轉而變。此可在通道效能低劣之情形中對於此非常重要之時間戳記資訊提供額外之保護。

緩衝器計數器715回應資料符號同步訊號712並緩衝目前時框之只有資料部份。緩衝器計數器715之建構可利用多種方式來進行。例如，若充當線性緩衝器或圓形緩衝器，則可藉由使用指標及計數器來執行加法及刪除。在儲存目前所接收之符號方面，假設緩衝器計數器715執行下列功能。首先，緩衝器計數器715硬切割所接收之符號流。(為簡化起見，切割器-在本技術領域為眾所知之一組件-未受

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

修正 88. 1. 18  
本 年 月 日  
補 正

## 五、發明說明(37)

到展示)。經切割及接收之符號流接著受到儲存。理想上，經切割及儲存之符號的數目應等於或大於資料區之預先定義的大小，亦即1700資料符號。但是，時序偏移可導致更多或更少之資料符號相關於目前所接收之時框。此種時序偏移是由於傳送器及接收器時脈之未校準與通訊通道本身之多重路徑效應。

相對於傳送器及接收器時脈，藉由通道探測所獲得之前述估計通道脈衝響應具有傳送器及接收器符號時脈之間的時序相位偏移資訊。使用藉由估計通道響應所求得之係數的部份相隔型等化器可補償時序相位偏移至某一有限程度，因為等化器可保持凍結直到下一同步到達為止。如果傳送器及接收器時脈具有頻率差，一時序相位偏移在新估計到達之前自零逐漸增加至某一值。為眾所知對於此問題之零敏度決定於傳送器濾波器之過量頻寬。例如，如果傳輸系統使用一零百分率過量頻寬之傳送器濾波器( $\sin x/x$ )，則4%之時序相位偏移(15度)將導致低於訊號-23分貝之干擾。當此干擾加至雜訊時，其導致接收器靈敏度惡化0.3分貝。如果使用具有大約10%過量頻寬之傳送器濾波器，則此相當於11%之時序相位偏移。最大允許之接收器符號時脈不準確度為：

$$D \left( \frac{1}{T_{sym}} \frac{\text{資料塊區之符號}}{2} T_{sym} \right) \leq \text{允許之時間偏移}, \quad (15)$$

其中D是相對於傳送器之最大允許接收器符號時脈偏離而除以二則是因為中間等化。就11%之時序偏移及1800符號之資料塊區大小而言， $D=120 \text{ ppm}$ (百萬分率)。只要接收

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

線

## 五、發明說明 ( 38)

器符號時脈是在傳送器符號時脈之 $\pm 120$  ppm以內，則時序相位在資料塊區不會變化大至足以造成嚴重之效能惡化。

另一種可能導致符號之刪除或增加之情形是當多重路徑通道變動時。例如，當所有路徑之相對強度變動時，等化器總是選擇具有最強功率之符號做為主訊號及據此產生回復之符號。

無論如何，最終結果是如果符號校準存在一時間偏移，則更多或更少之資料符號可能存在於目前所接收之時框。當等化器係數變動時此種符號時間偏移可能會發生。因此，緩衝器計數器715量測任何二連續雙重7PN序列之間之資料符號的數目而該二7PN序列是以資料符號同步訊號712來表示。當有一額外訊號時，則在該塊區中央之符號受到刪除。如果符號之數目低於1700，則中央符號受到重覆。在此種情形之下錯誤可能發生。雖然訊號格式可將此問題列入考慮，為簡化建構起見，此種情形可以忽略而相對地可依賴Reed-Solomon解碼器(未加以展示)及錯誤保護解碼器315來更正此種問題。如此導致總系統效能之少量惡化。應注意的是因為使用中間等化器，二連續資料塊區受到緩衝以執行此種符號再校準。

前文只是示範本發明之原理且應可理解熟悉本技術領域者應可設計無數其他裝置，而該等裝置，雖然未外顯地說明於本文，卻實現本發明之原理且屬於本發明之精神及範疇。

## 五、發明說明 ( 39)

例如，雖然本發明如本文所示是利用離散功能基本塊區，例如知覺聲頻編碼器，指配通道響應組件，等等，來加以建構，該等基本塊區之任一或更多的功能可利用一或更多適合之程式化處理器，例如數位訊號處理器，來實施。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

四、中文發明摘要(發明之名稱： 供數位聲頻廣播之一傳輸系統 )

一數位聲頻廣播系統包含一射頻傳送器與一對應之射頻接收器。在該射頻傳送器中，一經數位壓縮之聲頻訊號編碼成爲一符號流而該符號流在傳送至射頻接收器之前會先利用150,000赫茲(hz)之頻率來加以旋轉。

英文發明摘要(發明之名稱： "A TRANSMISSION SYSTEM FOR DIGITAL AUDIO BROADCASTING" )

A digital audio broadcasting system includes an RF transmitter and a corresponding RF receiver. In the RF transmitter, a digitally compressed audio signal is encoded into a symbol stream that is first rotated using a frequency of 150,000 hertz (hz) before transmission to the RF receiver.

## 六、申請專利範圍

1. 一種接收器裝置，該種接收器裝置包含：
  - 一運作於一接收之射頻訊號以提供一中頻訊號的射頻下轉換器；及
  - 一利用該中頻訊號來提供一帶通訊號之中頻下轉換器，且該帶通訊號之中央頻率設計成爲第一頻率，該第一頻率是選擇成爲匹配一旋轉器的旋轉頻率，且該旋轉器位於所接收之射頻訊號之一對應傳送器以內。
2. 根據申請專利範圍第1項之裝置，該種裝置進一步包含：
  - 一運作於該帶通訊號以提供一等化訊號之等化器；及
  - 一回應於該等化訊號以提供補償之載波回復電路，且該補償只是針對耦接接收器裝置至傳送器之通訊通道的效應所引起之相位偏移。
3. 根據申請專利範圍第2項之裝置，其中載波回復電路是一低階鎖相迴路。
4. 根據申請專利範圍第2項之裝置，其中載波回復電路是一數位載波相位回復電路迴路。
5. 根據申請專利範圍第4項之裝置，其中等化訊號表示一時框序列且其中數位載波相位回復電路是一訊號處理器，且該訊號處理器對於等化訊號之每一時框之一部份執行塊區型前饋相位更正。
6. 根據申請專利範圍第5項之裝置，其中訊號處理器決定每一時框之 $x1$ 符號之平均相位差，而此是藉由比較該等 $x1$ 符號之每一符號的相位及一參考相位來達成，且其中

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

## 六、申請專利範圍

訊號處理器使用該平均相位差來更正緊接在後之 $x_2$ 符號的相位。

7. 根據申請專利範圍第6項之裝置，其中訊號處理器只使用包含時框之資料部份的該等符號。
8. 根據申請專利範圍第6項之裝置，其中 $x_2 > x_1$ 且 $x_2$ 小於包含每一時框之資料部份之符號的總數。
9. 根據申請專利範圍第6項之裝置，該種裝置進一步包含一旋轉器而該旋轉器為數位訊號處理器所控制以逆旋轉該等 $x_2$ 符號所決定之平均相位差。
10. 根據申請專利範圍第2項之裝置，其中載波回復電路進一步包含：

一用以運作於該等化訊號之平均電路，該等化訊號表示格式化成為一時框序列之資料，每一時框具有一標頭部份及一資料部份，該資料部份包含一些符號，其中該平均電路平均該等 $x_1$ 符號之每一符號與一參考訊號之間的相位差以提供一平均相位差；及

一逆旋轉緊接在後之 $x_2$ 符號所決定之平均相位差的旋轉器，其中 $x_1 < x_2$ 。

11. 根據申請專利範圍第10項之裝置，其中該平均電路是一訊號處理器。
12. 根據申請專利範圍第10項之裝置，其中 $x_1$ 及 $x_2$ 符號是取自每一時框之資料部份。
13. 根據申請專利範圍第2項之裝置，其中等化器是一非交叉耦接型等化器。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

## 六、申請專利範圍

14. 一種用以傳送一通訊訊號之方法，該種方法包含下列步驟：

對於一資料訊號實施符號對映以產生第一訊號且該第一訊號表示一N-維符號流；

依照一旋轉頻率來旋轉每一N-維符號之一相位以提供第二訊號以致該旋轉頻率落於一帶通訊號之通帶頻率範圍以內，而該帶通訊號是由接收器藉由該通訊訊號所回復；及

處理第二訊號以提供通訊訊號來經由一通訊通道傳輸。

15. 根據申請專利範圍第14項之方法，其中處理步驟進一步包含下列步驟：

上轉換第二訊號成爲一中頻訊號；及

上轉換該中頻訊號成爲一射頻訊號，而該射頻訊號是通訊訊號。

16. 根據申請專利範圍第15項之方法，其中處理步驟進一步包含下列步驟：在上轉換第二訊號成爲中頻訊號之前增加一導頻訊號至第二訊號。

17. 根據申請專利範圍第14項之方法，其中旋轉步驟提供一無載波之訊號。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

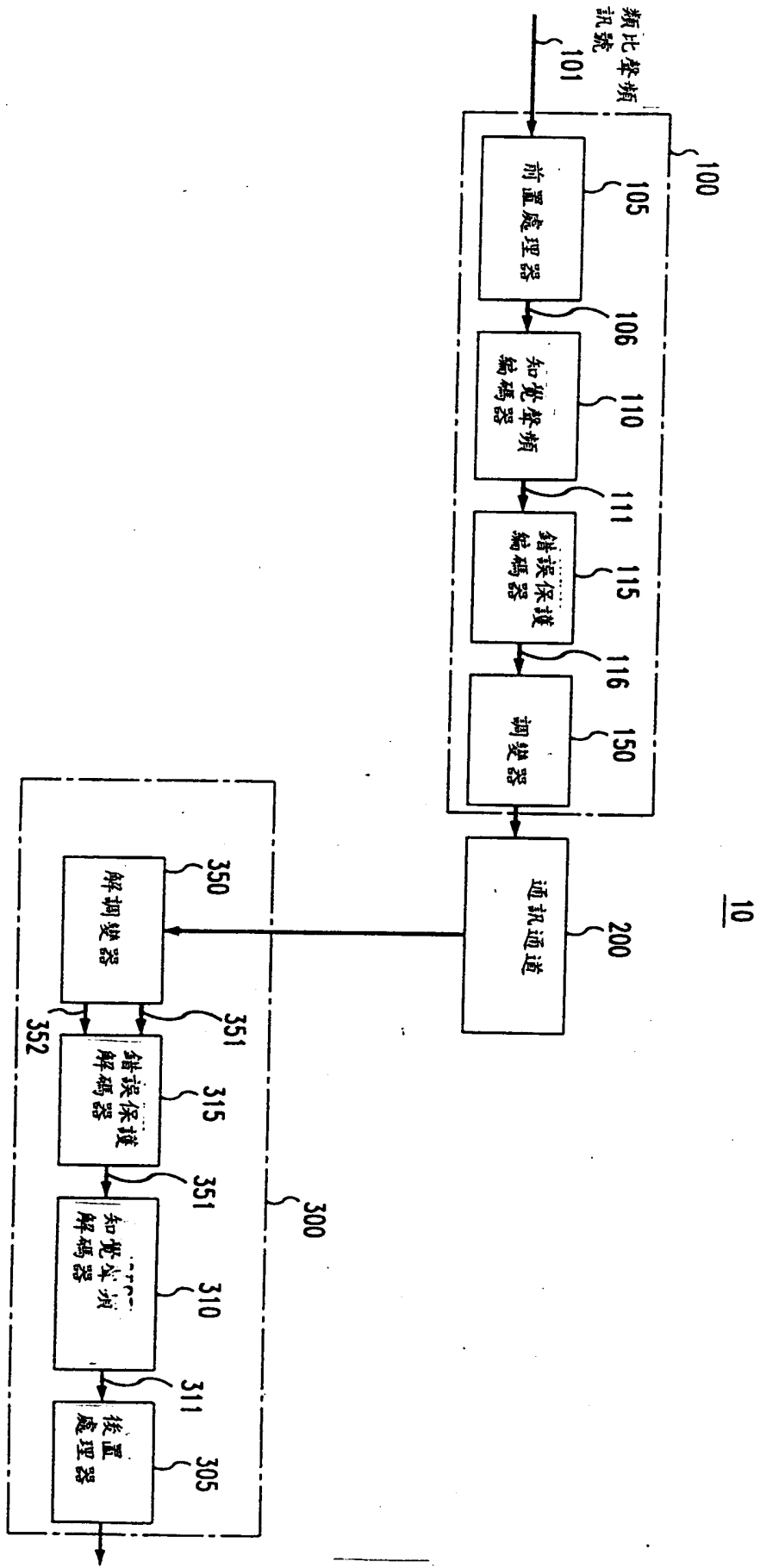


圖 1

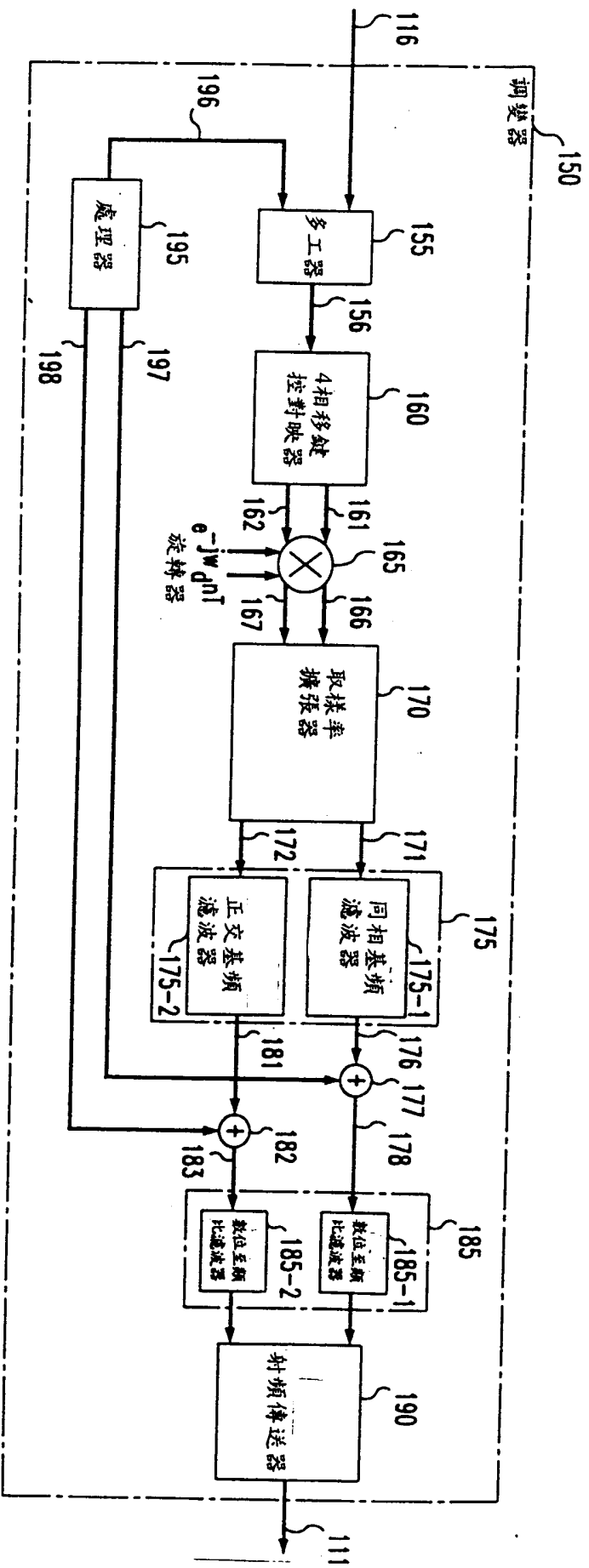
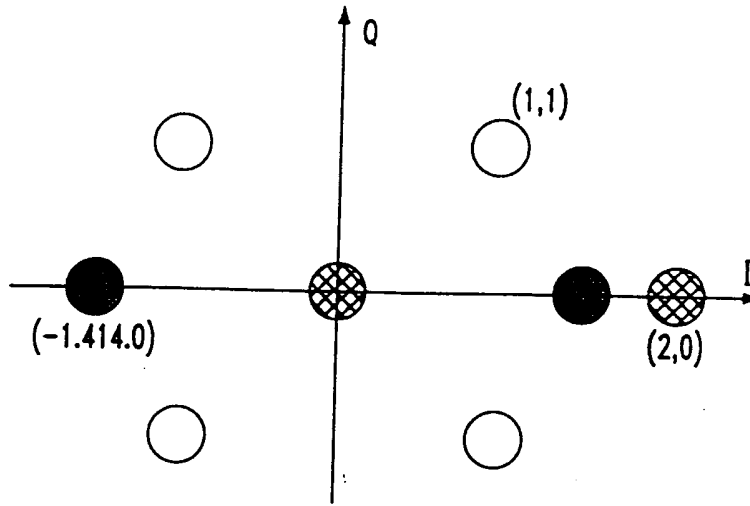


圖 2



訊號星座圖




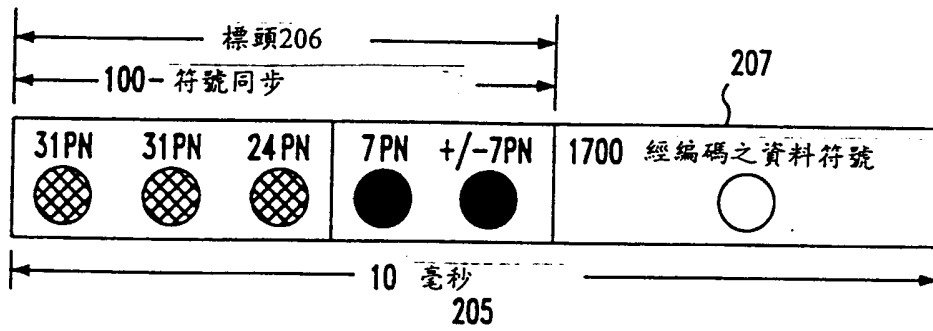
-  通道同步及探測
-  資料符號
-  交織器(符號時脈)同步

圖 3



+7PN 針對交織器同步  
-7PN 針對符號時脈同步

圖 4

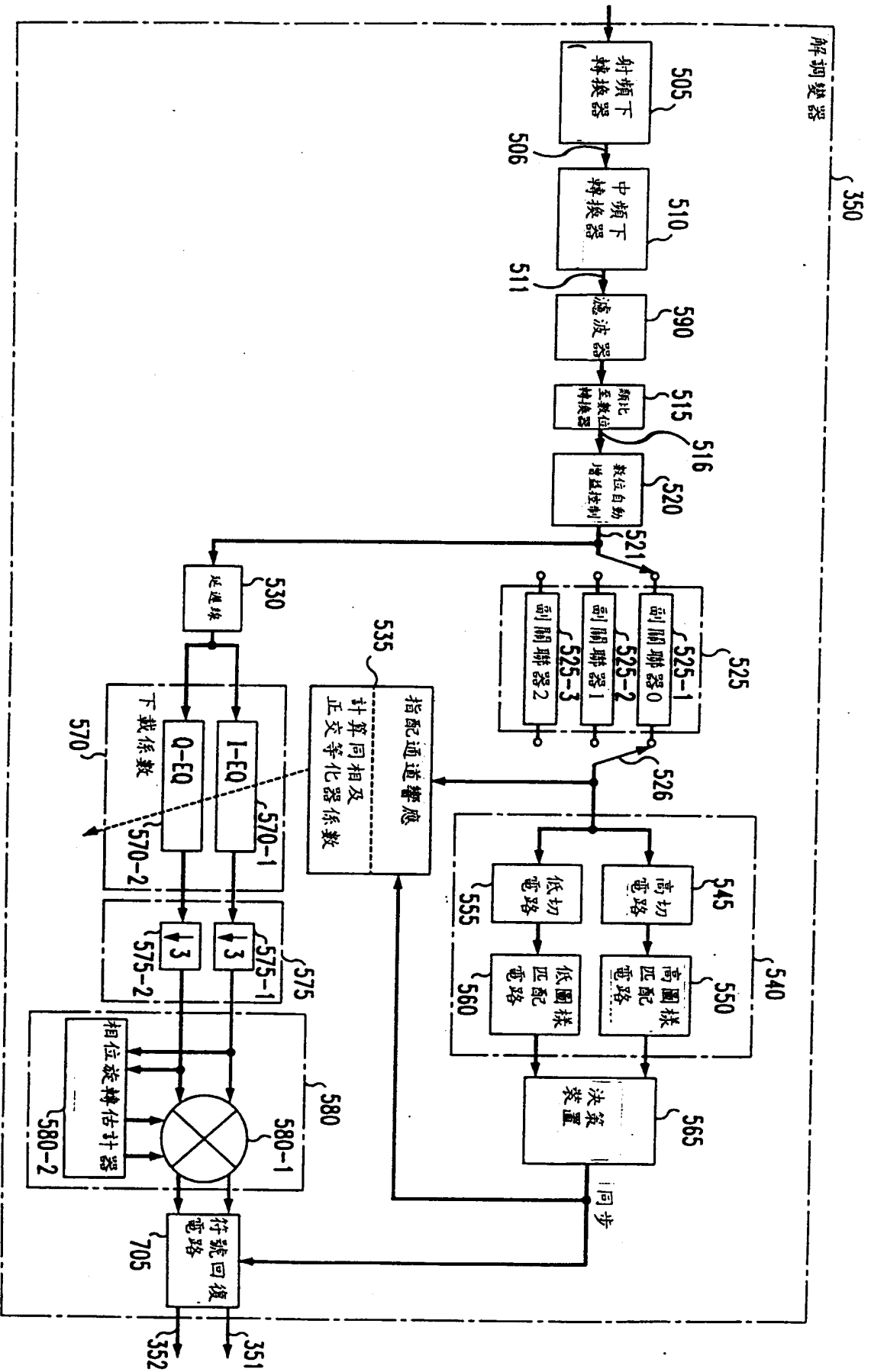


圖 5

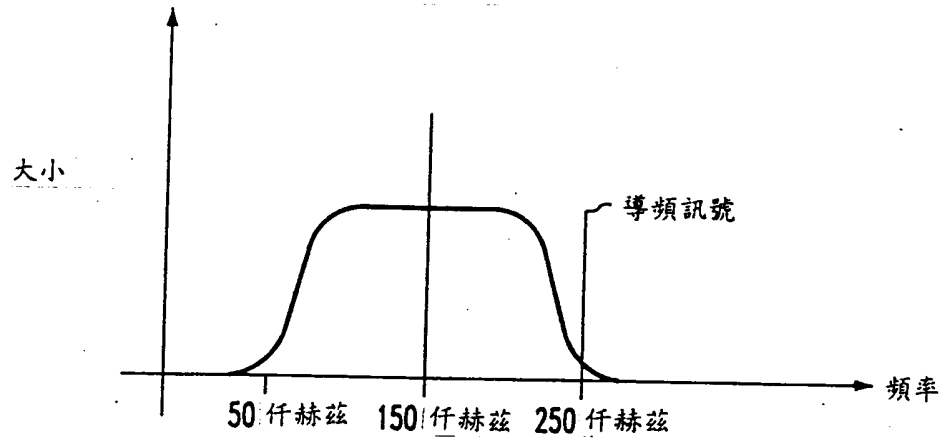


圖 6

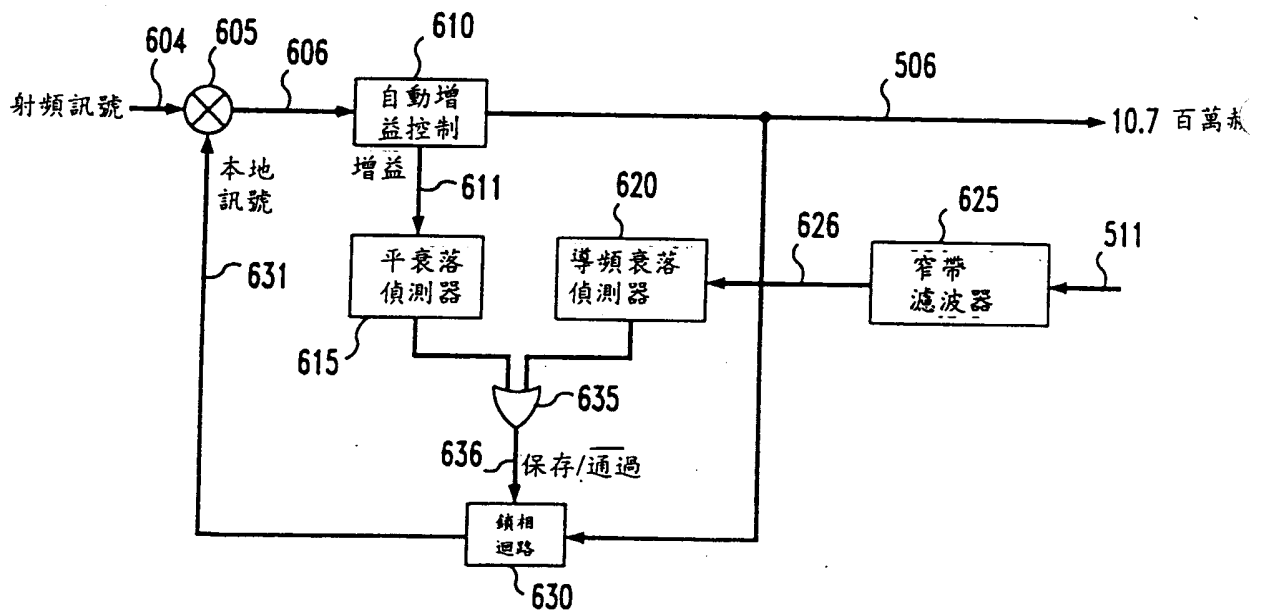


圖 7

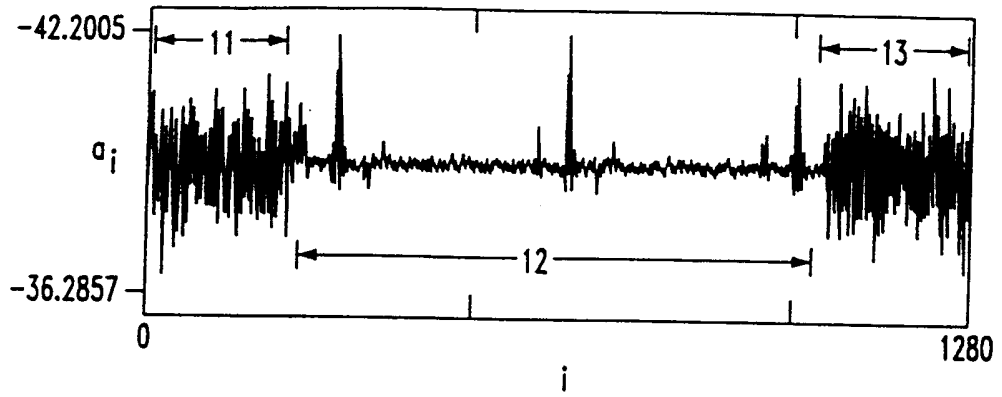


圖 8

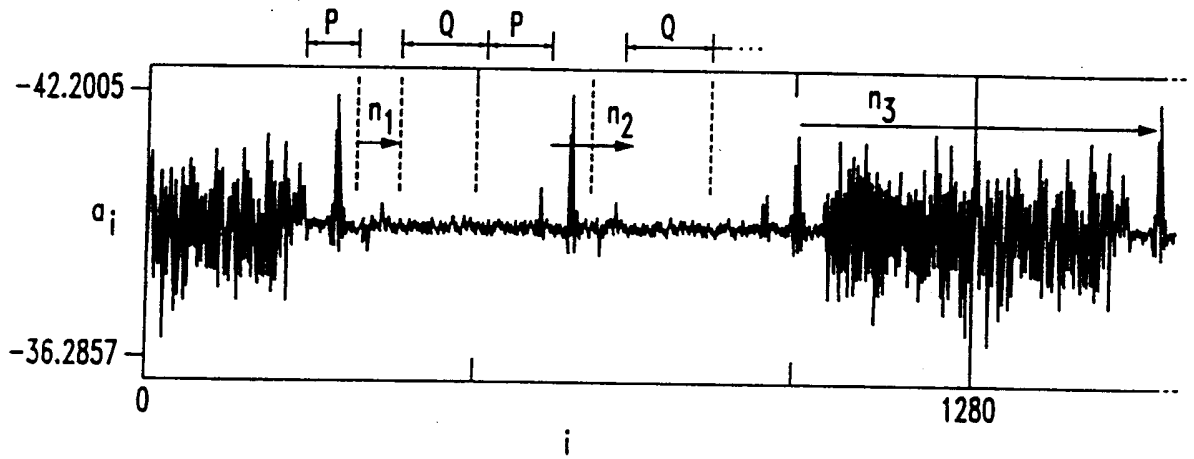
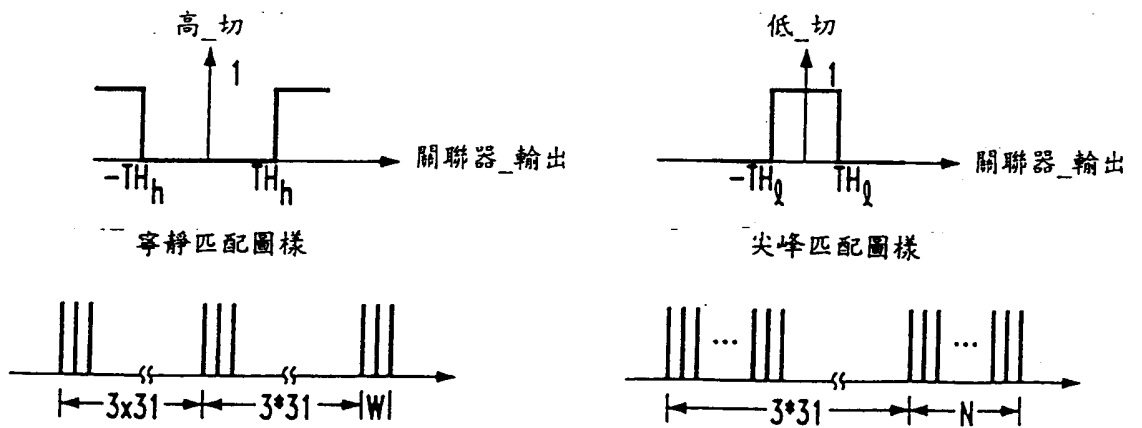


圖 9



W: 每一尖峰匹配圖樣之長度  
N: 每一寧靜匹配圖樣之長度

圖 10

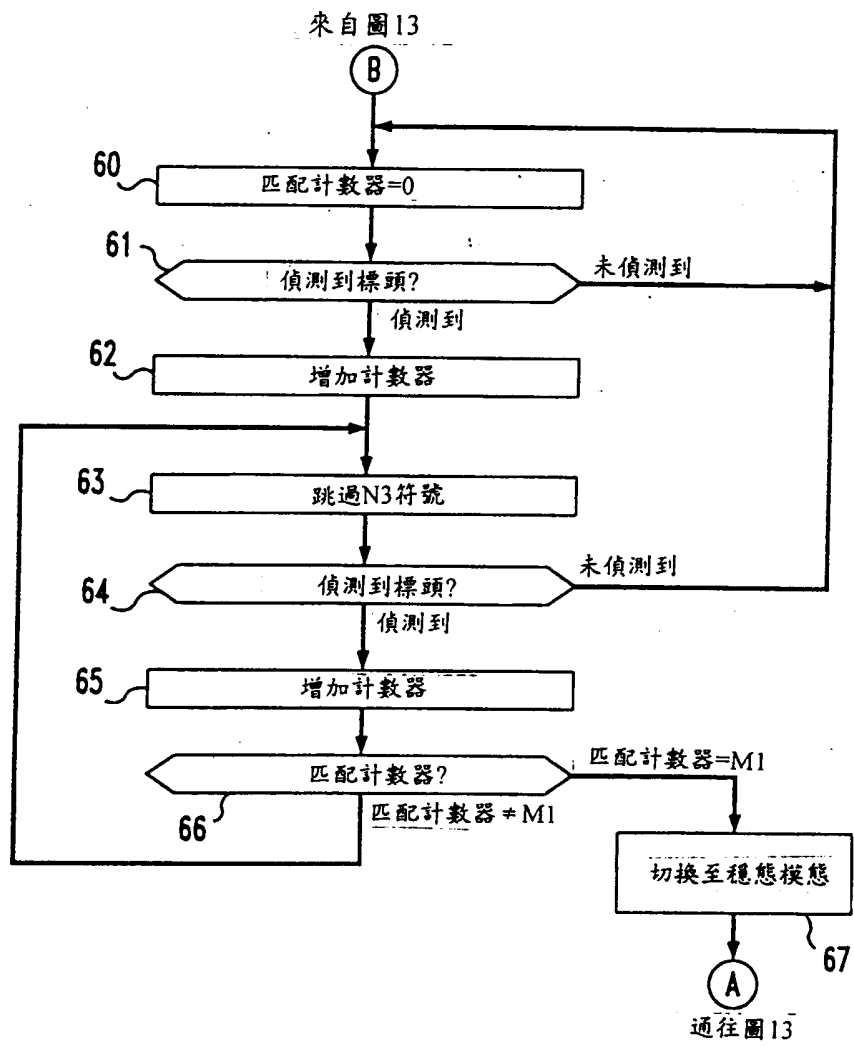


圖 11

擷取模態

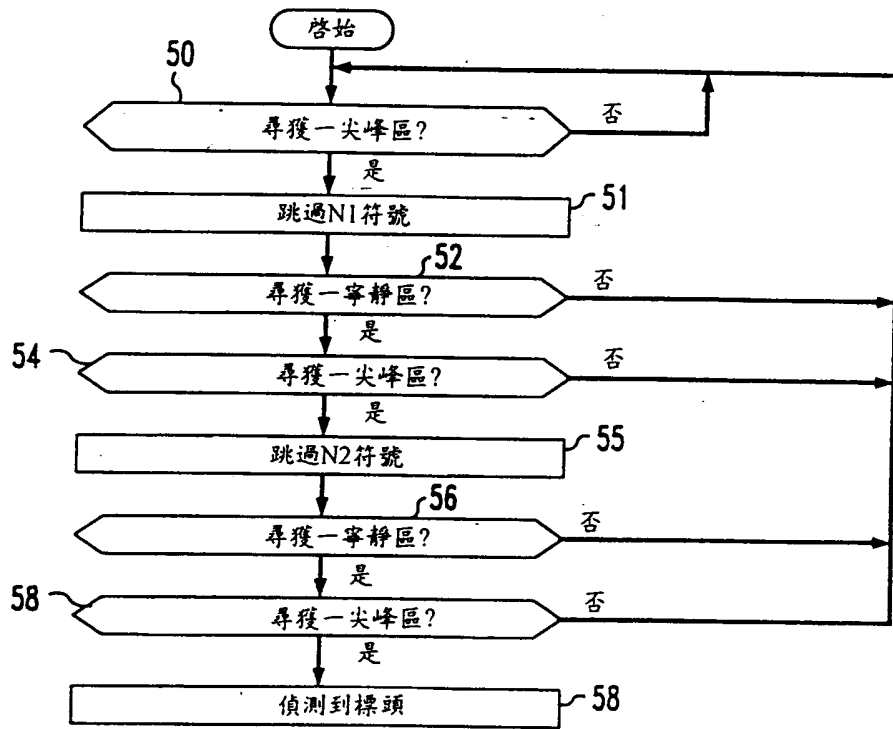


圖 12

穩態模態

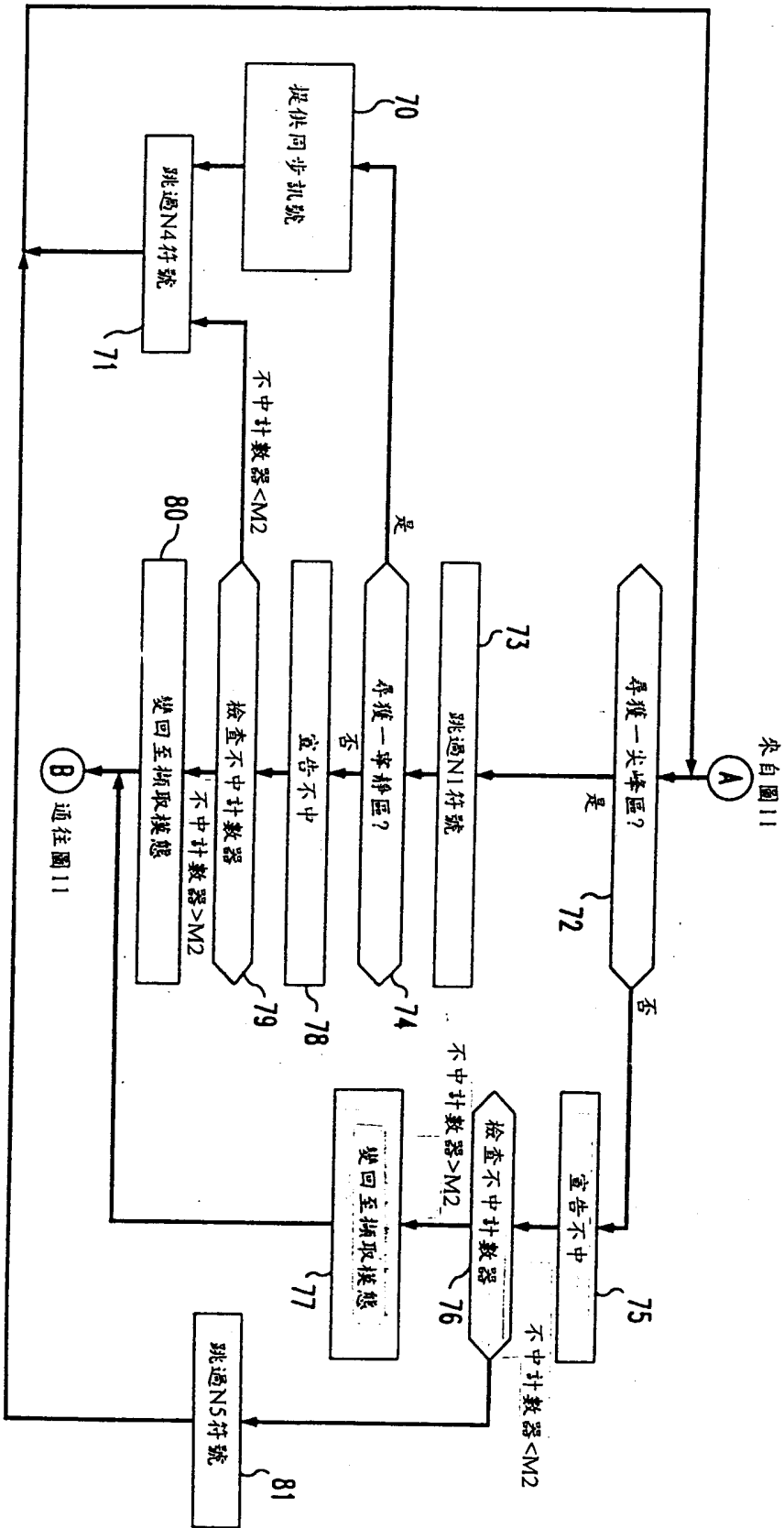


圖 13

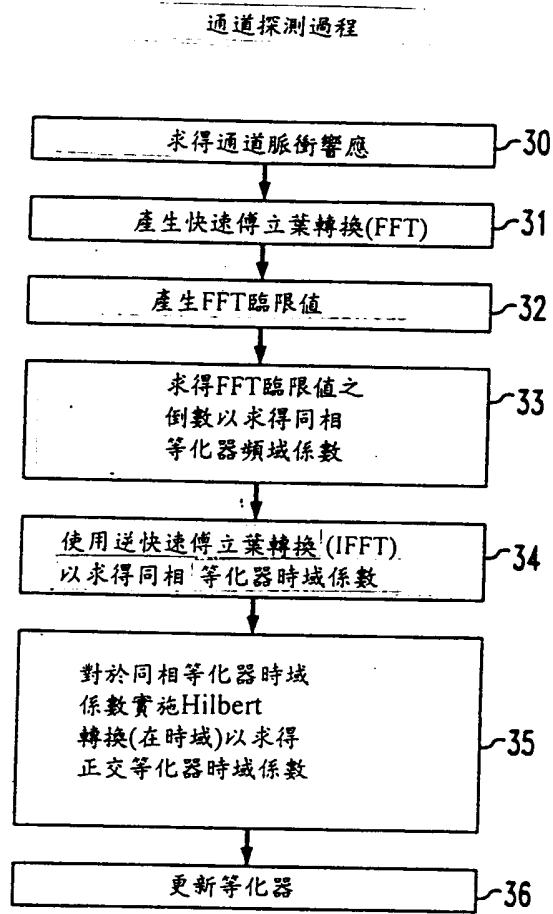


圖 14

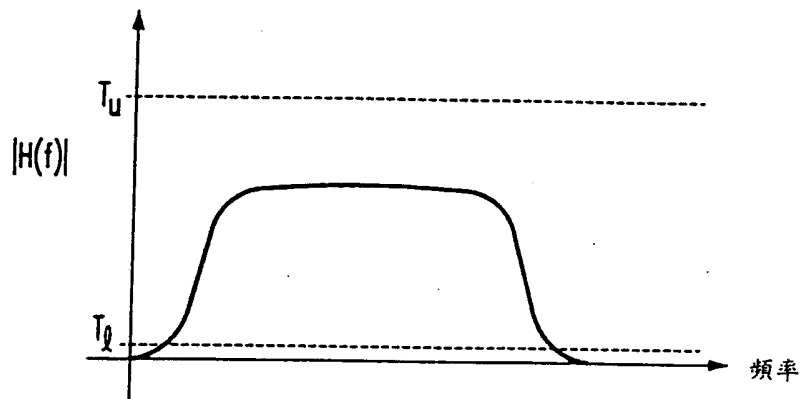


圖 15

