

公告本

申請日期	85. 8. 30.
案號	85110590
類	Int Cl ⁶ H04J 13/00

322667

A4
C4

322667

(以上各欄由本局填註)

發明專利說明書

一、發明 名稱	中 文	適應性解擴張器
	英 文	ADAPTIVE DESPREADER
二、發明 創作人	姓 名	亞瑟 羅斯
	國 籍	美國
	住、居所	美國亞歷桑納州鳳皇城東橘園路2325號
三、申請人	姓 名 (名稱)	美商奎康公司
	國 籍	美國
	住、居所 (事務所)	美國加州聖地牙哥市拉斯克大道6455號
	代 表 人 姓 名	艾文·M·傑可伯

322667

(由本局填寫)

承辦人代碼：
大 類：
I P C 分類：

A6

B6

本案已向：

美 國 (地 區) 申請專利，申請日期 1995.7.31. 案號：08/509,722，☐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

四、中文發明摘要(發明之名稱:適應性解擴張器)

一種用以適應性地對直接順序擴張頻譜信號解擴張的方法及裝置。直接順序擴張頻譜信號經送至橫向濾波器101。濾波器101的輸出經解擴張器120解擴張後提供由符號估算法器122所決定的軟性符號。軟性符號被送至產生被稱作硬性符號的軟性符號資料之錯誤更正型態。硬性符號之值被減法器126自軟性符號中減去產生錯誤符號。此錯誤符號接著被藉著抽頭轉接器103所運用的LMS算法裝置去計算橫向濾波器的抽頭值。

英文發明摘要(發明之名稱:ADAPTIVE DESPREADER)

A method and apparatus for adaptively despreading a direct sequence spread spectrum signal. The direct sequence spread spectrum signal is provided to transversal filter 101. The output of filter 101 is despread by despreader 120 to provide a soft symbol determined by symbol estimator 122. The soft symbol is provided to decision circuit 124 which generates an error corrected version of the soft symbol data, referred to as a hard symbol. The value of the hard symbol is subtracted from the soft symbol by subtractor 126 to generate an error symbol. The error symbol is then used to compute tap values of the transversal filter by means of an LMS algorithm employed by tap adapter 103.

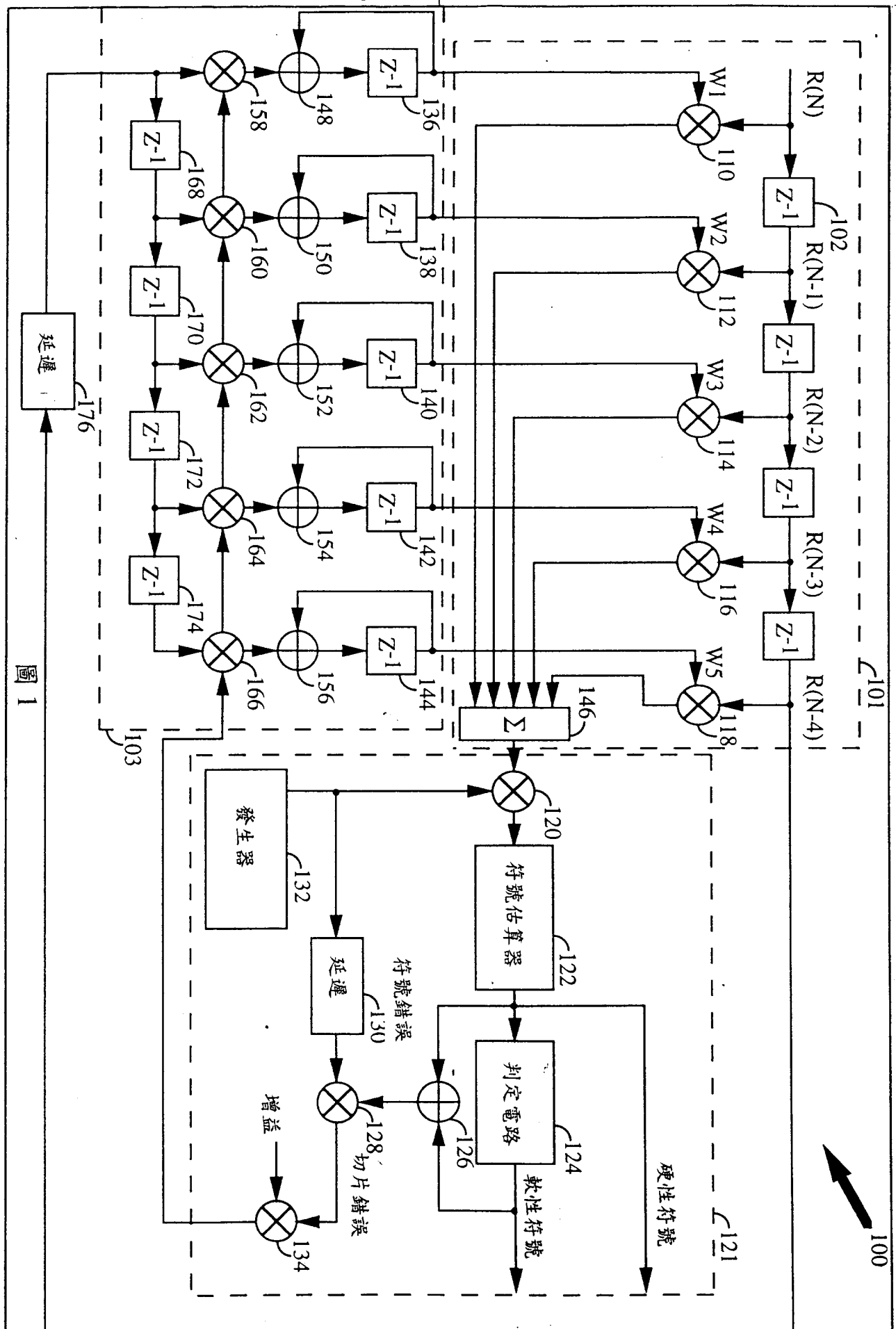


圖 1

五、發明說明 (1)

I. 發明領域

本發明與通訊系統有關。更特別地，本發明與用於面對無解之多路徑衰減時加強直接順序擴張頻譜接收器的一新奇及改良方法和裝置有關。

II. 相關技術描述

通訊系統已被發展成可允許自源區至實體不同之用戶目的地的資訊信號傳送。類比及數位方法均被用於在連接源區及用戶區的通訊頻道上傳送此種資訊信號。數位方法易於提供包括如頻道噪音及干擾之避免、容量增加、和透過鎖碼之應用改良通訊安全性的數種與類比技術相較的優點。

在透過通訊頻道自源區傳送資訊信號時，資訊信號首先被轉換成適於能在頻道上有效傳送的型態。資訊信號的轉換或調變包括了根據資訊信號改變載波參數，以此方式形成之調變載波的頻譜會被侷限於頻道之頻帶內。在用戶區，調變載波在頻道上傳送後之型態經複製成原訊息信號。此複製一般乃利用源傳送器所使用之調變過程反相達成。

調變也有利於多路存取，亦即在通訊頻道上的數個信號之同時傳送。多路存取通訊系統通常會包含多個必需相當短時間之間發服務而非持續進入通訊頻道的遙控用戶單元。被設計成能讓一組用戶在短時間內通訊的系統已被命名為多路存取通訊系統。

多路存取通訊系統之一特殊型態為一般所知的擴張頻譜系統。在擴張頻譜系統中，所使用的調變技術使得在通訊

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

線

五、發明說明(2)

頻道內的寬頻帶上的傳送信號擴張。多路存取擴張頻譜系統的一種類型乃是-分碼多路存取(code division multiple access, CDMA)調變系統。其他之像分時多路存取(time division multiple access, TDMA)、分頻多路存取(frequency division multiple access, FDMA)以及如振幅壓擴張單邊帶的AM(調幅)調變計畫的多路存取通訊系統技術乃是本技術中為人熟知者。

然而，在這些多路存取通訊系統的調變技術中CDMA有著較其他明顯的優點。在多路存取通訊系統中CDMA的使用見述於美國專利No. 4,901,307，名為"使用衛星或地面中繼器的擴張頻譜多路存取通訊系統"以及美國專利No. 5,103,459，名為"在CDMA細胞型電話系統中產生信號波形的系統及方法"的二項專利均為本發明之研究對象且為本發明參考之用。

在CDMA細胞型電話系統中，同一頻帶被運用於所有的細胞的通訊中。提供處理增益的CDMA波形特質也被用於區別佔用同一頻寬的信號。尤其是，高速虛擬噪音(pseudonoise, PN)調變允許許多不同傳送路徑分開，假設路徑的差異超過PN切片期間，或是一頻帶。假如利用1 MHz(百萬赫茲)的PN切片率，多路徑解調變可被用於應用來自想要路徑之路徑延遲超過百萬分之一秒所造成之不同的路徑。一個百萬分之一秒路徑延遲差量對應1,000呎之差量路徑距離。都會環境一般而言提供超過一個百萬分之一秒的差量路徑延遲，據說有些區域可達10~20個百萬分之

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

總

五、發明說明(3)

一秒。

在窄頻帶調變系統中，諸如傳統細胞型電話系統所利用的類比FM調變，多路徑的存在會形成嚴重的衰減現象。但是，有了寬頻帶CDMA調變，不同路徑可在解調變過程中被區別出來。此項區別可大大地降低多路徑衰減的嚴重性。多路徑衰減無法藉由CDMA區別技術的使用完全消除，此乃因為偶而會存在一些路徑，其對特定系統而言，具有少於最小路徑延遲的延遲差量。具有路徑延遲的信號在此情形下無法在解調變器中被區分出。因此對於能夠使此衰減效果可進一步降低的系統存在之不同作法是迫切需要。

然而藉由控制在CDMA系統中傳送器功率的作法可控制此衰減之不良影響。一種針對細胞位置及行動單元之功率控制的系統可見述於美國專利No. 5,056,109名為"在CDMA細胞型行動電話系統中控制傳送功率的方法及裝置"，此專利乃為本發明之研究及參考對象。尤其是多路徑衰減效果可以轉接模式被降低，當行動單元在細胞位置服務區域間利用行動單元在轉接過程中傳送細胞位置方式轉換時。轉接計劃見述於美國專利No. 5,101,501，名為"CDMA細胞型電話系統的軟性轉接"，本專利在此為本發明之研究及參考對象。

多路徑之存在對寬頻帶之CDMA系統而言提供了路徑多樣性。假如有大於一個百萬分之一秒差量路徑延遲的兩個或更多路徑存在時，兩個或更多的接收器可分別用於接收

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線

五、發明說明(4)

信號。因為這些信號一般在多路徑衰減時呈現獨立(亦即它們通常不會一起衰減)，所以這兩個接收器的輸出可分集式合併一起。一種用於執行此類合併接收器的方法及裝置可詳細見述於美國專利No. 5,109,390名為"CDMA細胞型電話系統的分集接收器"，此專利在此為本發明之研究及參考對象。

本發明摘要

本發明乃是一種用於面對無解之多路徑衰減時加強直接順序擴張頻譜接收器的新奇、改良方法及裝置。本發明對直接順序擴張頻譜接收器而言乃是上述美國專利No. 5,101,501之分集接收器架構的另一替代型態。本發明功能上與分集接收器類似，但具有面對無解之多路徑時單純化及改良功效之優點。其亦適於室內應用最想要的高數據率系統。其新奇處在於傳統的適應性均衡器中結合解擴張及再擴張之操作於一起。在室內環境中介於800到2000 MHz範圍內的多路徑傳送頻道一般都具有相當短的延遲擴張。該擴張視建物大小、牆壁性質及設計以及其它因素。可從20 ns到300 ns。在細胞型室外環境用於直接順序接收的分集接收器在多路徑要素間的延遲與擴張順序切片直接比較時最為有效。在上述美國專利No. 4,901,307及5,103,459中的標準化CDMA設計中，切片期間約為800 ns長。與延遲擴張裝置相關之長切片期間代表只有一個分集接收器的解調變信號會有用。更特別地，無解之多路徑會降低來自該分集接收器之解調變信號輸出的雷利衰減。因此可能具有較

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

線

五、發明說明(5)

長延遲的分集接收器增益不會達成。室內的短延遲擴張說明了處理多路徑信號的方法是必需的。本發明使用了一類似平衡器架構來完成此目標。本發明的目的在於降低來自多路徑傳送的符號間干擾。使用傳統的最小平均數平方(LMS)算法的平衡器一般根據個別符號判定利用反饋以更新橫向濾波器的抽頭權值。LMS算術法估算了與抽頭權值相關之錯誤函數的反向梯度，並利用與估算之梯度相反方向的方式調整抽頭權值。在合理的頻道統計及增益下濾波器能達到有效緩和符號間干擾的情形。因為LMS算術法的簡易、易於計算以及無需數據之重複，所以LMS算術法被廣泛使用。然而在本應用中，LMS算術法因直接順序擴張因素而無法直接適用。

在CDMA細胞型及PCS系統中，多路徑擴張並非以符號時間基準(百萬分之一秒之二位數)而是以切片時間基準(十億分之一秒的二位數至三位數)來說明符號間干擾。所以本發明之適應性平衡器利用切片接著切片的錯誤來操作。為達此目的，數據調變必需由解擴張信號、估算錯誤以及由原虛擬噪音在反饋成為抽頭權值糾正前重擴張的軟性及硬性判定間的差異來估算。

本發明之例示執行乃用於對導引頻道解調變。導引頻道是指用於提供基本定時同步化資訊並且未攜帶資料的頻道。導引頻道之使用及執行可詳細見述於上述之美國專利No. 5,103,459中。本發明可稍做修正對其它資訊頻道作解調變。

五、發明說明(6)

圖形簡述

本發明之特色、目標及優點在配合以下圖形(圖中參照字元完整對應地指出)詳細地解說後會變得更清楚，且其中圖1是本發明的一構造圖。

較適例示之詳細描述

圖1所示的乃允許寬頻帶頻道均衡的新奇適應性解擴張器結構。未在圖1中解說的乃是一如本技術為人熟知的對擴張頻譜信號在頻率上作向下轉換並將其轉換成數位基帶信號的接收器。適應性解擴張器100包含了：橫向濾波器101、最小平均數平方(LMS)抽頭更新電路103以及符號估算、解擴及再擴張電路121。適應性解擴張器100之解說乃如圖中包含的離散單元。在例舉之實例中、適應性解擴張器100乃在被規劃執行所述功能的微處理器或微控制器中操作。雖然圖1並未解說一分離的定時區段，其可知在微處理器或微控制器中或可由一獨立定時源提供定時鐘定時。

橫向濾波器101乃是一接收代表擴張頻譜信號的基帶型態的數位信號R的有限脈衝回應(finite impulse response, FIR)濾波器。橫向濾波器101根據最近接收到的樣本 $R(n)$ 以及先前接收到的樣本 $R(n)$ 、 $R(n-1)$ 、 $R(n-2)$ 、 $R(n-3)$ 和 $R(n-4)$ 。圖1所示之架構具有5個抽頭。過濾值 $S(n)$ 乃是根據5個送至加法單元146的接收值 $R(n)$ 及先前接收的樣本 $R(n)$ 、 $R(n-1)$ 、 $R(n-2)$ 、 $R(n-3)$ 及 $R(n-4)$ 。在例示中儘管所示的架構乃是一具有五個抽頭的FIR濾波器，任何其它數目的抽頭亦可搭配所需功能來使用。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

線

五、發明說明(7)

所接收信號被送至一組延遲單元102、104、106及108。在擴張頻譜通訊系統中最小的傳送資訊單元稱作切片。每一切片有一預定的切片時段。每一延遲單元102、104、106及108拖延所接收的切片達信號的取樣時段之久。在例示中，輸入之取樣率乃是切片率之為數不大的整數的倍數。舉例來說，切片率是1.25 MHz則整數倍數可能是4並對應取樣率5 MHz。延遲單元102、104、106及108可被利用本技術領域為人熟知的鎖存器或其它記憶單元來執行。

目前的樣本 $R(n)$ 及每一延遲單元102、104、106及108的輸出分別被送至乘法器110、112、114、116及118。在乘法器中，樣本值110、112、114、116及118分別被加權抽頭值予以加權，其將在如下描述之LMS抽頭更新電路103中運算。每一加權樣本值被送至加法器(Σ)146中。加法器146對每一加權樣本值加總以產生輸出值， S_n 。加法器146以等於每一晶片時段一個的切片率輸出過濾值 S_n 。

來自橫向濾波器101的輸出切片 S_n 被送至符號估算、解擴張及再擴張電路121。輸出切片 S_n 被送至乘法器120。在乘法器120中，輸入的濾過切片 S_n 經虛擬隨機循序(pseudo random sequence, PRS)發生器132以切片率提供的虛擬隨機循序二進位數字相乘。乘法器120的結果經送至符號估算器122。符號估算器122對來自乘法器120的結果積分達一符號時段(為了產生解擴張符號所以較切片時段為久)之久。符號估算器122可自數位積分器中形成，此為本技術中為人所熟知的。符號估算器122也可提供一符號轉換，其中積分切

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

線

五、發明說明(8)

片值提供一個可由一預定轉換式將其轉換成軟性符號的第一符號估算值。典型的轉換式乃是哈達馬特(Hadamard)變換式。

若擴張乃屬雙極移相鍵控(bipolar phase shift keyed, BPSK)則擴張順序應定與在傳送器所使用的擴張順序相同的雙極(± 1)值。假如擴張是正交移相鍵控(quadrature phase shift keyed, QPSK), 則一般而言其I和Q元素應各是雙極值, 而且擴張順序是傳送器所用擴張順序之共軛值。在例示中, PRS發生器132乃是利用一移位暫存器來執行, 此暫存器之設計及執行為本技術人所皆知。

擴張操作產生一對應出現於原傳送信號中之資料調變的低通信號元素。來自其它情況的干擾將不會被虛擬噪音乘法所壓縮並會如上述美國專利No. 4,901,307及5,103,459所描述的保留一寬基帶波形。

符號估算器122在加法器146之輸出端操作。符號估算器122會過濾或處理來自橫向濾波器101的樣本並且產生在每一符號時段傳送的調變符號估算值。正常情形下, 許多切片會影響每一反應大的擴張頻寬與資料率的比率的符號。此符號估算器輸出在圖1中被標為"軟性符號"。

軟性符號進一步經過判定電路124的處理。判定電路124的輸出乃是一原傳送調變符號的重新構建的複數。對導引信號解調變時, 該信號乃由像 $1+0j$ 的單一複數所表示。對導引信號解調變時, 判定電路124乃是一比較器, 其中由符號估算器122提供的積分切片值經比作成一常數。判定電路

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

編

五、發明說明(9)

124的此一執行在產生非調變導引估算值時是有用的。另一方面，判定電路可以是一提供重編碼頻道符號作為其最後判定結果的威特比解碼器的複雜電路。

錯誤波形經計算成為由符號估算器122提供之軟性判定符號及加法器146中判定電路124提供的硬性判定符號間的差值。此複雜錯誤 $e(n)$ 乃由PRS發生器132(其經延遲單元130延遲)提供之虛擬隨機順序在乘法器128中再擴張。延遲單元130可由本技術中為人熟知的鎖存器或記憶單元中構形出。

抽頭權值更新乃根據在LMS抽頭更新電路103中之LMS算術法計算而來。必需利用的乃原擴張信號樣本非調變符號。此異於傳統LMS適應性平衡器中之信號為了符號判定被解擴張，以及為了抽頭更新被再擴張。

判定電路124之架構根據其應用能有不同之執行方式。在例示中，正向連接功率的大部分被用於擴張信號，但其它則用於未解調導引信號上，傳送的符號先前所知乃是一常數。所以判定電路124之輸出完全不依照所接收信號，而只是一像 $1+j0$ 的常數。因此軟性符號乃是解擴張器之短期平均數而符號錯誤是那些短期平均數及常數目標的差值。

符號判定乃根據許多切片值。因此在組成的最後一個切片出現前作判定是不合適的。因此延遲之故，所接收信號 $R(n)$ 必需在被送至LMS抽頭更新電路103之前被遲延，而自虛擬隨機順序必需在被送至乘法器128之前被遲延。延遲單元130拖延重擬隨機順序以及延遲單元176對所接收信號

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

線

五、發明說明 (10)

R(n)提供此一遲延。那些遲延在長度上至少是一個資料符號。若使用的是威特比解碼器單側資訊則遲延將會是數個符號，因為最後符號判定遲延收到至少達到解碼器刪除的長度。

圖1所示的延遲乃將判定錯誤以頻道樣本反饋給時間列。因此其在時間上約為一符號之長。典型符號長度在正向線路乃是52.1 μ s，而在反向線路則是208.3 μ s。擴張碼延遲需求則只要每切片兩個位元，或128及512位元。所以信號樣本在8X過度取樣以及I及Q的4位元情形下將分別需要8192及32768個位元。

在一具有碼率 ρ 、m調變、以及資料R的系統中，符號時段被假定成：

$$T_{\text{symp}} = \frac{\rho \cdot \log_2 m}{R} \quad (1)$$

所以遲延以樣本表示乃計算成：

$$T_{\text{symp}} \cdot f_{\text{chip}} = \frac{\rho \cdot \log_2 m \cdot f_{\text{chip}} \cdot S}{R} \quad (2)$$

其中S是信號的過度取樣率。

吾人可以用多路徑信號的全部遲延時間來計算橫向濾波器101中所需的抽頭數目。所以假如遲延時間乃設在200個10億分之一秒，則在此20 MHz的取樣率下抽頭數目會計算成：

$$200 \text{ ns}(10 \text{ 億分之一秒}) \cdot 20 \text{ MHz}(\text{百萬赫茲}) + 1 \geq 5 \text{ 抽頭} \quad (3)$$

乃是必需的。

此計畫之成功端賴適應速度快到能夠跟隨顯明的多路徑

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

線

五、發明說明 (11)

變化，大部分肇因於手機的動作。對一手提式單言來說，在 1800 MHz 及 3 m/s (6.7 mph) 的改變率可被估算到大約 $2 \text{ fv/c} = 36 \text{ 零/秒}$ 或零與零間 28 ms。此說明適應時間對此計劃如果想成功就不可超過數百個百萬分之一秒。在媒介的速度上，時間必需降低約一因子 10 或約 2.8 ms (百萬分之一秒)。

如圖所示在乘法器 134 中固定增益與錯誤信號彼此相乘。在增益被送回至 LMS 抽頭更新電路 103 之前。此增益必需合適地選出，因為它若太小會導致緩慢收斂並且若太大會導致不穩定。

LMS 抽頭更新電路 103 自乘法器 134 中接收加權錯誤信號以及自延遲單元之 176 中接收延遲樣本。來自延遲單元 176 的延遲樣本經送至一串的延遲單元 168、170、172 及 174。延遲單元 168、170、172 及 174 各自延遲各自延遲如述與延遲因子 102、104、106 及 108 相關的接收樣本達一額外樣本時段之久。

來自延遲因子 176、168、170、172 及 174 經分別送至乘法器 158、160、162、164 及 166。乘法器 158、160、162、164 及 166 的輸出經分別送至加法器 148、150、152、154 及 156 的第一輸入。來自加法器因子 148、150、152、154 及 156 的輸出被送至延遲因子 136、138、140、142 及 144。至加法器 148、150、152、154 及 156 之第二輸入為每一各別加法器 136、138、140、142 及 144 之一單一取樣延遲輸出。延遲因子 136、138、140、142 及 144 的輸出作為抽頭值被送至橫向濾波器

五、發明說明 (12)

101及分別送至乘法器110、112、114、116及118。

此架構較分集接收器簡單。相對在分集接收器中的多個解調變器而言，此架構僅需一解調變器。因為抽頭位置乃固定在正常時段上同樣無需找尋多路徑信號以及指派解調變因子給多路徑信號。因為沒有動態指派所以不會有指派錯誤造成的損失。因為只有一個軟性判定輸出，所以不需解偏離。在複雜度的可比較位準上使用更多的抽頭更可能達到更佳的分集增益。

本較適例示的先前描述可當任何熟知本技術人士製造或利用本發明。對本例示的各種修正對熟知本技術人士而言是顯而易見的，而且此處所定義之概括原則無需使用到本發明之機能亦也用於其它之例示上。所以本發明不應侷限於所圖示之例示上也可適用於此處所言的原則及新奇特色所觸及之領域。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

線

六、申請專利範圍

1. 一種適應性解擴張器，包含：

橫向濾波器裝置，用以根據一組適應性濾波器抽頭值接收輸入樣本並過濾該輸入樣本以提供過濾之切片值，其中該適應性抽頭值乃根據重擴張錯誤信號被更新；

解擴張裝置，用以根據直接順序擴張頻譜格式接收該過濾切片值及解擴張該過濾切片值以提供第一估算符號，並用以根據一預定判定格式產生第二估算符號；

錯誤計算器裝置，用以接收該第一估算信號及該第二估算信號，並根據該第一估算信號及該第二估算信號產生錯誤信號；

擴張裝置，用以根據一預定擴張頻譜格式接收該錯誤信號並使擴張頻譜擴張該錯誤信號以提供該重擴張錯誤信號。

2. 如申請專利範圍第1項之適應性解擴張器，其中該橫向濾波器裝置是一種有限脈衝回應(finite impulse response, FIR)濾波器。

3. 如申請專利範圍第1項之適應性解擴張器，其中該解擴張裝置包含有：

符號估算器裝置，用以根據該過濾切片值產生第一符號估算值；以及

硬性判定裝置，用以根據一預定硬性判定格式及該第一符號估算值產生硬性符號估算值。

4. 如申請專利範圍第3項之適應性解擴張器，其中該硬性判定裝置包含了一比較器電路。

(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

5. 如申請專利範圍第3項之適應性解擴張器，其中該硬性判定裝置包含了一威特比(Viterbi)解碼器。
6. 如申請專利範圍第3項之適應性解擴張器，其中該解擴張裝置進一步包含了：
 虛擬隨機循序發生器裝置，用以產生虛擬隨機順序；
 以及
 乘法器裝置，用以接收該相乘該過濾切片值以及用以接收該虛擬隨機順序，並用以將該過濾切片值乘以該虛擬隨機順序以提供積(product)順序。
7. 如申請專利範圍第1項之適應性解擴張器，其中該橫向濾波器裝置根據一最小平均數平方(LMS)抽頭適應格式更新該抽頭值。
8. 如申請專利範圍第6項之適應性解擴張器，其中該符號估算器乃用以對該積順序積分以提供解擴張順序。
9. 如申請專利範圍第8項之適應性解擴張器，其中該符號估算器裝置進一步被用於根據一預定轉換格式轉換該解擴張順序成為第二順序。
10. 如申請專利範圍第9項之適應性解擴張器，其中該轉換格式乃是一哈達馬特(Hadamard)變換式。
11. 一種用以適應性解擴張擴張頻譜信號之方法，包含的步驟有：
 接收輸入樣本；
 根據一組適應性濾波器抽頭值過濾該輸入樣本以提供過濾切片值，其中該適應抽頭值根據重擴張錯誤信號被

六、申請專利範圍

更新；

根據一直接循序擴張頻譜格式對該過濾切片值解擴張以提供第一估算符號；

根據一預定判定格式產生第二估算符號；

根據該第一估算符號及該第二估算符號產生錯誤信號；以及

根據一預定擴張頻譜格式擴張該錯誤信號以提供該重擴張錯誤信號。

12. 如申請專利範圍第11項之方法，其中該過濾步驟包含了有限脈衝因應(FIR)過濾該輸入樣本。

13. 如申請專利範圍第11項之方法，其中該解擴張該過濾切片值的步驟包含了：

根據該過濾切片值產生第一符號估算值；以及

根據一預定硬性判定格式及該第一符號估算值產生硬性符號估算值。

14. 如申請專利範圍第13項之方法，其中該產生硬性符號估算值的步驟包含了將該第一符號估算值與一組臨界值作比較。

15. 如申請專利範圍第13項之方法，其中該產生硬性符號估算值的步驟包含了對該第一符號估算值進行威特比解碼。

16. 如申請專利範圍第13項之方法，其中該解擴張步驟更進一步包含了：

產生虛擬隨機順序；以及

(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

將該過濾切片值乘以該虛擬隨機順序以提供積順序。

17. 如申請專利範圍第11項之方法，更進一步包含了根據一最小平均數平方(LMS)抽頭適應格式更新該抽頭值。
18. 如申請專利範圍第16項之方法，其中該解擴張的步驟進一步包含了對該積順序積分以提供解擴張順序。
19. 如申請專利範圍第18項之方法，其中該解擴張的步驟進一步包含了根據一預定轉換格式轉換該解擴張順序成為第二順序。
20. 如申請專利範圍第19項之方法，其中該轉換格式乃是一種哈達馬特轉換式。
21. 一種適應性解擴張器，包含：

橫向濾波器，具有一用以接收輸入樣本的第一輸入端及具有一用以接收抽頭更新值的第二輸入端和一輸出端；

錯誤計算器，具有一耦合至該橫向濾波器輸出端的輸入端以及具有一用以提供擴張頻譜計算錯誤信號的輸出端；以及

抽頭更新計算器，具有一耦合至該錯誤計算器輸出端的第一輸入端以及具有一耦合至該第二橫向濾波器輸入端的輸出端。

22. 如申請專利範圍第21項之適應性解擴張器，其中該錯誤計算器包含了：

符號估算器，具有一輸入端及一輸出端；

判定電路，具有一耦合至該符號估算器輸出端的輸入

(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

端；以及

減法器，具有一耦合至該符號估算器輸出端的第一輸入端以及一耦合至該判定電路端的第二輸入端以及具有一輸出端。

23. 如申請專利範圍第22項之適應性解擴張器，其中該錯誤計算器進一步包含了一具有耦合至該橫向濾波器的輸出端的輸入端，其中該輸出端耦合至該符號估算器的輸入端。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線