

公告本

297894

申請日期	84年9月4日
案號	84109234
類別	G11B <sup>11</sup> / <sub>10</sub>

A4  
C4 297894

Int. Cl. 6  
(以上各欄由本局填註)

~~297894~~

發明型專利說明書

一、發明名稱	中文	資訊記錄再生裝置
	英文	
二、發明人創作	姓名	(1) 小林道夫 (2) 根橋聡 (3) 下田達也
	國籍	(1) 日本                      (2) 日本                      (3) 日本 (1) 日本國長野縣諏訪市大和三丁目三番五號
	住、居所	(2) 日本國長野縣諏訪市大和三丁目三番五號 (3) 日本國長野縣諏訪市大和三丁目三番五號
三、申請人	姓名 (名稱)	(1) 雅考埃普森股份有限公司 セイコーエプソン株式会社
	國籍	(1) 日本 (1) 日本國東京都新宿區西新宿二丁目四番一號
	住、居所 (事務所)	
	代表人姓名	(1) 安川英昭

裝  
訂  
線

經濟部中央標準局員工消費合作社印製

207894

申請日期	84 年 9 月 4 日
案 號	84109234
類 別	

A4  
C4

(以上各欄由本局填註)

## 發 明 專 利 說 明 書

### 發 新 型

一、發明 名稱	中 文	
	英 文	
二、發明人 創作	姓 名	(4) 大沢寿 (5) 岡本好弘
	國 籍	(4) 日本                      (5) 日本 (4) 日本國愛姬縣松山市桑原二丁目一三番四八號
	住、居所	(5) 日本國愛姬縣松山市桑原六丁目七番一七一二 0六號
三、申請人	姓 名 (名稱)	
	國 籍	
	住、居所 (事務所)	
	代 表 人 姓 名	

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：

國(地區) 申請專利，申請日期： 案號： ， 有 無主張優先權

日本	1994年10月14日	6-249870	<input checked="" type="checkbox"/> 無主張優先權
日本	1995年7月20日	7-183149	<input checked="" type="checkbox"/> 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( 1 )

[ 產業上之利用領域 ]

本發明係有關於藉光磁記錄再生裝置，光記錄再生裝置等光磁頭使資訊再生的資訊記錄再生裝置，特別是關於以高密度記錄及失誤訂正率之改善為目的，適合與 Viterbi ( 韋氏 ) 解碼器組合使用的 P R ( Partial response ) 方式。

近來，數位式磁記錄之再生系信號處理技術，係如特開平 4 - 2 2 1 4 6 4 號或特開平 5 - 2 8 4 2 號所揭示者，其信號檢測法為取代峰值檢測方式 ( 位準檢測方式 ) 而採取以高密度記憶等之改善為目的的 P R ( Partial response ) 方式。另外，以失誤率特性為改善目的之失誤訂正解碼法係採取於韋氏解碼法中加入解調系之有效方法而為人注目。此外，在光記錄・光磁記錄領域中，適用於 P R 方式及韋氏解碼法之例子，有大澤，山內，田崎之論文「採用新可變長度區段編碼及 d 限制之韋氏解碼法之光磁記錄之應用」電視雜誌，44，10，pp 1369 ~ 1375 ( 1990 )。

圖 1 1 為使用 P R 方式及ビクビ解碼法之習知光磁記錄再生系統之構成方塊圖。

於此光磁記錄再生系統中，為了抑制後述之記錄・再生系 ( 光磁驅動 ) 3 之頻寬限制所造成元件波形 ( 讀取波形 ) 之干擾 ( 碼間干擾 )，或使從元件波形序列之同步資訊之抽出容易起見，備有編碼調變器 1 用以依據適合記錄・再生系 3 之特性之編碼法則進行編碼。此種編碼調變器

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

本

訂

## 五、發明說明 ( 2 )

1 例如係由將被記錄之輸入資料位元序列 ( 數位資訊序列 )  $\{ A_i \}$  編碼成以同一碼符號之連續變動之最小值參數  $d = 2$  , 最大值參數  $k = 7$  之 R L L ( Run-Length-Limited ) 碼的 ( 2 , 7 ) R L L 編碼器 , 及將該 ( 2 , 7 ) R L L 碼序列轉換成 N R Z I ( Non Return to Zero Inversion ) 碼 ( 符號 0 時不進行位準反轉 , 僅在符號 1 時於單元前端進行位準反轉處理 ) 的 N R Z I 調變器所構成。 ( 2 , 7 ) R L L 碼規則之  $k$  限制 ( = 7 ) 具有抑制碼間干擾 ( 波形干擾 ) 之優點。另外 , N R Z I 調變器之標記 ( Mark ) 長調變具有提高記錄密度之優點。

於圖 1 1 之光磁記錄再生系統中 , 編碼調變器 1 所產生之碼資料序列  $\{ a_i \}$  係預先輸入於具有後述之波形等化器 4 之逆傳送特性之回路即具有特性  $[ 1 / ( 1 + D ) ] \text{ mod } 2$  的前置編碼器 ( precoder ) 2 , 於波形等化器 4 之輸出 , 在後段之韋氏解碼法 7 上使記錄。再生之特性不會被抵消或不致於產生傳送失誤。預編碼器 2 所輸出之記錄碼序列  $\{ d_i \}$  係作為記錄元件波形序列並利用記錄。再生系 3 之半導體雷射等之熱效果而被記錄於光磁記錄媒體之磁性薄膜上。

另一方面 , 於再生處理中 , 為實現高密度記錄化 , 記錄。再生系 3 之光磁頭從光磁記錄媒體所讀出再經前置放大器放大之再生元件波形序列  $e ( t )$  , 需於波形等化器 4 進行波形修正 , 波形干擾補償等之波形等化處理。此種波形等化器 4 之一般構成係使用橫向濾波器 (

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

五、發明說明 ( 3 )

Transversal Filter) , 如圖 1 2 所示般係由 : 將延遲時間  $T$  之延遲電路 4 a 以  $( 2 L )$  段串接而成之串聯延遲段  $( S R )$  , 及從信號之識別點之各抽頭將加權係數  $C_j$  (  $j = - L , \dots \dots , - 1 , 0 , + 1 , \dots \dots , + L$  ) 上輸出的  $( 2 L + 1 )$  個加權乘法電路 ( 乘法器 ) 4 b 及求其總和的加法器 4 c 所構成。另外, 延遲電路 4 a 之延遲時間  $T$  不必相等於碼符號序列之單元寬度  $T_b$  , 為減少波形等化之等化誤差, 可使用例如延遲時間  $T = T_b / m$  之延遲電路 4 a。其中,  $m$  為自然數。

但是, 此處為消除波形間干擾, 俾使再生元件波形序列  $e(t)$  僅於取樣點  $k T_b$  進行正確取樣時, 取樣值僅與該碼符號所對應之元件波形有關, 而不被鄰接之元件波形所影響, 因而需滿足下述奈奎斯特 ( Nyquist ) 條件 ( 奈奎斯特第 1 無失真條件 ) 。

[ 數 1 ]

$$e_k = e(k T_b) = e_0 \delta_{k0}$$

其中,  $T_b$  為碼符號序列之時間單位 ( 即單元寬度 ) 。  $\delta_{k0}$  為眾所周知之 kronecker 之  $\delta$  符號,  $\delta_{ij} = 1$  (  $i = j$  ) ,  $\delta_{ij} = 0$  (  $i \neq j$  ) 。滿足此奈奎斯特條件之元件波形  $e_0$  者有例如方形脈衝波形。奈奎斯特波形等, 最基本之波形則為下述之奈奎斯特波形 ( 取樣函數 )  $r(t)$  。

[ 數 2 ]

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

## 五、發明說明(4)

$$\begin{aligned} r(t/T_b - n) &= \text{sinc}(t/T_b - n) \\ &= \sin(t/T_b - n) / (t/T_b - n) \end{aligned}$$

但是，即使使用奈奎斯特波形  $r(t)$  作為元件波形，乃會因裝置本身之精度偏差導致高密度記錄之解析能力變壞，而無可避免地產生波形間干擾進而導致碼間干擾，不如於 P R 方式藉波形等化器 4 積極地利用波形間干擾。亦即，對於前置編碼器 (precoder) 2，記錄·再生系 3 及波形等化器 4 之綜合傳送函數，假設在前置編碼器 2 之輸入加上脈衝時之波形等化器 4 之輸出波形 (脈衝響應波形) 為  $h(t)$ ，前置編碼器 2 之輸入為碼資料序列  $\{a_i\}$  時，波形等化器 4 之輸出  $x(t)$  可以下式表示。

[數 3]

$$x(t) = \sum_k a_k h\left(\frac{t}{T_b} - k\right)$$

其中， $a_k$  為在時點  $k$  時之資料輸入， $T = T_b$ 。

此處，若波形等化器 4 係具備如圖 1 2 所示延遲時間  $T$  之延遲電路 4 a 的橫向濾波器時，則  $h(t)$  可以奈奎斯特波形  $r(t)$  之重疊來表示。

[數 4]

$$h(t) = \sum_{n=0}^L c_n r\left(\frac{t}{T_b} - n\right)$$

此處，當  $n \neq 0$  時，奈奎斯特波形相當於延遲運算之

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

## 五、發明說明(5)

響應部分，而稱為部分響應 (partial response)。由數 3，數 4，結果可得

[數 5]

$$\begin{aligned} x(t) &= \sum_k a_k \left[ \sum_{n=0}^L c_n r \left( \frac{t}{T_b} - n - k \right) \right] \\ &= \sum_k a'_k r \left( \frac{t}{T_b} - k \right) \end{aligned}$$

此處，

[數 6]

$$a'_k = \sum_{n=0}^L c_n a_{k-n}$$

由數 1 可檢測出

[數 7]

$$x(t = kT_b) = a'_k \bmod N$$

換句話說，波形等化器 4 之輸出  $x(t)$ ，其信號位準於時間離散之識別點 ( $kT_b$ ) 時係以 ( $\bmod N$ ) 之多個值被識別。此處一般而，各重疊係數  $C_i$  間係設定成適當之整數比。此種將重疊係數  $C_i$  設定成整數比之波形等化器 4 又稱為 PR (partial response, 部分響應) 電路，在 PR 方式係使用此 PR 電路之重疊係數  $C_i$ ，表現成 PR ( $C_0, C_1, \dots, C_L$ )。又，必要時，重疊係數  $C_i$  可擴大至實數。PR 方式之提案者 kretzmer 列舉 5 種代表性之 PR 方式，即 PR (1, 1)，PR (1

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

不

訂



## 五、發明說明( 6 )

， 2 ， 1 ) ， P R ( 2 ， 1 ， - 1 ) ， P R ( 1 ， 0 ， - 1 ) ， P R ( - 1 ， 0 ， 2 ， 0 ， - 1 ) 。

其中，於圖 1 1 之光磁記錄再生系統中，因光磁記錄之光學傳送函數 O T F 為正弦 ( sinc ) 函數，故採用具有與其類似之頻率特性之 P R ( 1 ， 1 ) 。 P R ( 1 ， 1 ) 方式中，因  $C_0 = C_1 = 1$ ，故波形等化器 4 之輸出波形 ( 脈衝響應 )  $h ( t )$  為  $r ( t / T_b )$  及其延遲波  $r ( t / T_b - 1 )$  之合成波。識別點為每一  $T_b$ ，其振幅值為  $0 \rightarrow 1 \rightarrow 1 \rightarrow 0$  之推移，故藉由對其識別即可檢測出脈衝輸入。P R ( 1 ， 1 ) 方式之場合，若使用延遲運算子 D，則數位化可得  $G ( D ) = 1 + D$  之表現，故當輸入為  $d_k$  時，其輸出可表現為  $( d_k + d_{k-1} )$ 。當  $d_k = d_{k-1} = 1$  時，輸出為 2，故波形等化器 4 之輸出位準有 3 個值 ( 0 ， 1 ， 2 ) 。

於 P R 方式中，對於所記憶之單一元件波形，係積極活用在再生信號之多個識別點之該響應為非 0 之波形 ( 相關波形 : Correlative Wave form ) 者，故即使發生波形間干擾亦可檢測出位準之一定時間推移之相關性，因此，其適合作為 R L L 編碼等之位準相關碼之記錄再生特性等之等化法使用，而為人所注目。

其次，圖 1 1 之波形等化器 4 之輸出  $x ( t )$  係於低通濾波器 ( L P F ) 5 中除去再生過程及等化過程相加產生之白色雜音後，於 A / D 轉換器 6 以單元寬度之時間離離點進行取樣之同時，進行取樣值之量化處理。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

## 五、發明說明 ( 7 )

但是，在波形等化器 4 因雜訊被相加而被作為錯誤序列輸出。因此，A / D 轉換器 6 量化產生之再生數位信號，於解碼器 7 依韋氏運送法則 ( Viterbi Algorithm ) 進行最適解碼 ( Maximum Likelihood: ML ) 處理。最適解碼為，於識別及解碼處理中，不以各識別點之信號值為對象，而是以某一有限長之信號序列 ( 限制長 ) 為對象者。韋氏運送法則為最適解碼法之一形式，係以接收之信號序列可以有限自動控制模型表現為前提。圖 1 2 所示橫向濾波器之波形等化器 4 可稱為重疊編碼器，故其輸出亦可以有有限自動控制模型 ( 輸出係由內部狀態及輸入來決定之機器 ) 來表現。因此，所謂韋氏運送法則，係在有限狀態機器之編碼器之格子 ( Trellis ) 線圖 ( 依據輸入資訊序列來表現編碼器之狀態變化過程所產生之輸出碼序列的線圖 ) 之每一時間推移點，計算出在各時點所輸入之量度值 ( 最適度之基準 ) 為最小之路徑 ( 內部狀態之推移路徑 ) 。

在圖 1 1 所示光磁記錄再生系統中，相對於 ( 2 , 7 ) R L L 編碼及 P R ( 1 , 1 ) 方式之組合，係採用韋氏編碼法。若將記錄·再生系 3 及波形等化器 4 視為有限狀態機器 ( 重疊編碼器 ) ，則其內部狀態之狀態推移圖係如圖 1 3 所示。輸入資訊序列為前置編碼器 2 之輸出  $d_t$  (  $= 0, 1$  ) ，輸出碼序列為波形等化器 4 之輸出  $x_t$  。波形等化器 4 為 P R ( 1 , 1 ) 電路，其檢測出之輸出  $x_t$  為 0 , 1 或 2 。又，因包含唯一之延遲元件，故內部狀態為  $2^1 = 2$  ，將內部狀態以  $\mu_{t-1}$  表示，則當  $\mu_{t-1} = 0$  時

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

## 五、發明說明( 8 )

對應於狀態  $S_1$ ，當  $\mu_{t-1} = 1$  時對應於狀態  $S_2$ 。因此，狀態  $S_1$  之情況，輸入 0 時保持為狀態  $S_1$ ，其輸出為 0。此種情況下，於圖 1 3 中，輸入 / 輸出 =  $d_t / x_t$  係以 0 / 0 表示。輸入 1 時推移至狀態  $S_2$ ，其輸出變為 1。狀態  $S_2$  之情況，輸入 1 時保持狀態  $S_2$ ，輸出變為 2。輸入 0 時推移至狀態  $S_1$ ，其輸出變為 1。

圖 1 4 為以圖 1 3 之狀推移圖為基準所表示之時間性之內部狀態之變化過程之格子線圖。圖 1 4 之虛線之方向線表示輸入 0 時之推移，實線之方向線表示輸入 1 時之推移。方向線上附設有  $d_t / x_t$ 。若簡單說明韋氏運算法則，則首先計算在各時點 ( $t - 2 \sim t + 2$ ) 之狀態合流之多個枝之量度值。此枝量度值可使用例如碼間距離。選擇其中持有最小之枝量度值之路徑作為殘留路徑。當枝量度值相同時選擇任意之路徑。初期狀態，碼序列之相關性之比例 (即限制長)，以及終期狀態在解調側為已知，故從唯一之終期狀態追溯至過去之殘留路徑，即可到達唯一之初期狀態。換言之，可決定最佳路徑。在考慮此種狀態推移之相關性後，即可克服記錄·再生系 3 及波形等化器 4 之位元錯誤，而可解調出正確的資訊序列。

韋氏解碼法 7 之構成之詳細說明雖予以省略，然一般而言，係如圖 1 5 所示般由：用以儲存由限制長所對應位元數之資料序列之波形所計算出之期待值的虛擬路徑記憶體 7 a；及包含有加法器 (A)，比較器 (B) 及選擇器 (C)，於加法器 (A) 計算出 A / D 轉換器 6 之取樣值

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

## 五、發明說明( 9 )

與虛擬路徑記憶體 7 a 之期待值間之差之 2 的平方輸出，以及上次算出之路徑量度值間之和，加法輸出經比較器 ( C ) 比較，較小者由選擇器 ( C ) 選擇輸出，的 A C S 電路 7 b ；及儲存所選擇之虛擬路徑之最後值的路徑記憶體 7 c ；及選擇路徑量度值之最小值並以最後之資料作為解調資料的路徑選擇器 7 d 所構成。

又，圖 1 1 中之系統之最終段之解調器 8，係對ビタビ解碼器 7 所得之錯誤訂正碼 { a<sub>i</sub> } 進行解調據以還原成資訊序列 { A<sub>i</sub> } 者，相當於 ( 2, 7 ) R L L 編碼及 N R Z I 編碼之逆轉換。

[ 發明所欲解決之問題 ]

但是，上述光磁記錄再生系統有如下問題點。

① 假設圖 1 1 之光磁記錄再生系統中之記錄・再生系 ( 光磁驅動 ) 3 之傳送函數為 H ( f )，波形等化器 4 之傳送函數為 E ( f )，則 P R ( 1, 1 ) 之情況時，需在滿足下式之條件下來決定波形等化器 4 之加權值係數 C<sub>i</sub>，

[ 數 8 ]

$$H(f) \cdot E(f) = PR_{11}(f)$$

其中 P R<sub>11</sub> ( f ) 為 P R ( 1, 1 ) 之傳送函數。若使用延遲運算子  $D = \exp(-j\omega T_b)$ ，則 P R ( 1, 1 ) 可表現成  $G(\omega) = (1 + D)$ 。其中  $\omega = 2\pi$

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

## 五、發明說明 ( 10 )

$f$ 。因此，傳送函數  $P R_{11}(f)$  為  $|G(f)| = \frac{1}{2 \cos(\pi f T_b)}$ 。此處之遮斷頻率為  $f_{11} = 1/2 T_b$ 。圖 1 6 所示為記錄密度低時之傳送函數之頻率特性。因記錄密度較低，故記錄·再生系之傳送函數  $H(f)$  之遮斷頻率  $f_H$  高於  $P R_{11}(f)$  之遮斷頻率  $f_{11}$ 。此情況下，若以遮斷頻率  $f_{11}$  構成具有零之傳送函數  $E(f)$  之波形等化器 4，則可實現在原理上無等化誤差之狀態。

但是，當記錄密度提昇時，由於波形間干擾造成傳送函數  $H(f)$  之遮斷頻率降低，如圖 1 7 所示般，終於變成低於  $P R_{11}(f)$  之遮斷頻率  $f_{11}$ 。在此情況下，存在有未滿足數式 8 之區域 ( $f_H \leq f \leq f_{11}$ )，在原理上其等化誤差變大，此為問題點。等化誤差變大則意味差符號間干擾之變弱，因此產生高密度記錄再生之界限。

②如圖 1 6 所示，即使在記錄密度較低之情況下，傳送函數在  $E(f)$  之高頻側呈現 1 以上之值，因此，變為強調雜訊之作用。另外，為減少等化誤差（最小平方誤差）可使用延遲時間短的延遲電路 4 a 並以硬體來增加波形等化器 4 之分線（T a p）數，但此舉將增加波形等化器 4 之複雜性，同時因延遲元件數之增加使雜訊之相加更顯著，產生雜訊之高頻強調，反而無法有效抑制等化誤差。即，位元錯誤率變高，即使進行韋氏解碼處理亦無法有效改善位元錯誤率。

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）

不

訂

## 五、發明說明( 11 )

有鑑於上述①及②之問題點，本發明之目的在於提出一種組成韋氏解碼而得之最適化之 P R 方式，俾將編碼側，記錄·再生系統及解調側所成系統之全體作成最適特性，據以提供可提升高密度記錄及降低位元錯誤率的資訊記錄再生裝置。

### [ 解決問題之手段 ]

為解決上述問題，本發明係於藉由光磁記錄再生裝置，光記錄再生裝置等光磁頭將資訊再生之資訊記錄再生裝置中，採用使加權係數特殊化之 P R ( Partial Response ) 方式。

亦即，本發明第 1 裝置為一種資訊記錄再生裝置，其具備有：對數位資訊序列進行 R L L 編碼後進行 N R Z I 編碼的編碼調變裝置；將該碼符號序列記錄於資訊記錄媒體，再從該資訊記錄媒體藉光磁頭將類比信號予以再生成元件波形序列的記錄再生裝置；假設以上述碼符號序列之單元寬度  $T_b$  為延遲時間之延遲運算子為  $D$ ，加權係數分別為  $C_0, C_1, \dots, C_n$ ，則為例如具有  $T_b / m$  等特定延遲時間之延遲元件的橫向 ( Transversal ) 形濾波器，對上述記錄再生裝置產生之元件波形進行等化處理，俾使上述碼符號之元件波形成為以傳送函數  $G(D) = P R ( C_0, C_1, \dots, C_n ) = ( C_0 + C_1 D + C_2 D^2 + \dots + C_n D^n )$  運算之波形的波形等化裝置；對該等化波形序列以例如取樣周期  $T_b / m$  取樣並量化的 A / D

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

訂

## 五、發明說明 ( 12 )

轉換裝置；將該數位輸出與特定之期待值對比並選擇最適路徑進行解碼符號序列的韋氏解碼裝置；對該解碼符號序列進行 R L L 編碼器及 N R Z I 編碼之逆運算據以對解碼數位資訊序列進行解調的解調裝置；及在上述波形等化裝置或 A / D 轉換裝置之後段，用以除去來自於輸出之高頻雜訊的低通濾波器；其特徵在於：上述加權係數之數值序列  $\{ C_0, C_1, \dots, C_n \}$  為實數值序列，而且列下標之上昇順序列及下降順序列為同一序列，至少加權係數  $C_0, C_1, C_2 \neq 0$  者。

又，本發明之第 2 裝置係一種資訊記錄再生裝置，其具備有：對數位資訊序列進行 R L L 編碼後進行 N R Z I 編碼的編碼調變裝置；將該碼符號序列記錄於資訊記錄媒體，再從該資訊記錄媒體藉光磁頭將類比信號予以再生成元件波形序列的記錄再生裝置；以上述碼符號序列之單元寬度  $T_b$  之  $1/m$ （其中  $m$  為自然數）之取樣周期對該再生元件波形序列進行取樣，量化的 A / D 轉換裝置；具有例如  $T_b/m$  等特定延遲時間之延遲元件的橫向形濾波器，假設以單元寬度  $T_b$  為延遲時間之延遲運算子為  $D$ ，加權係數分別為  $C_0, C_1, \dots, C_n$ ，則為對上述 A / D 轉換裝置所產生數位信號進行波形等化，俾使上述碼符號之元件波形成為以傳送函數  $G(D) = PR(C_0, C_1, \dots, C_n) = (C_0 + C_1 D + C_2 D^2 + \dots + C_n D^n)$  對來自於上述 A / D 轉換裝置之數位信號進行運算產生之波形的波形等化裝置；從波形等化裝置產生之信

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

## 五、發明說明 ( 13 )

號中除去高頻雜訊的低通濾波器；及將該濾波器輸出與特定之期待值作對比並選擇最適路徑進行解碼符號序列的 Viterbi 解碼裝置；其特徵在於：上述加權係數之數值序列  $\{C_0, C_1, \dots, C_n\}$  為實數值序列，且列下標之上昇順序列與下降順序列為同一序列，至少加權係數  $C_0, C_1, C_2 \neq 0$  者。

此處，上述加權係數之數值序列  $\{C_0, C_1, \dots, C_n\}$  較好為正實數中之高分布序列。特別是上述 PR 方式之傳送函數  $G(D) = PR(C_0, C_1, \dots, C_n)$  較好為從  $PR(1, 2, 1)$ ， $PR(1, 2, 2, 1)$ ， $PR(1, 3, 3, 1)$ ， $PR(1, 4, 6, 4, 1)$  形成之群組中所選擇之傳送函數。其中關於 D 較好為 3 次之傳送函數  $PR(C_0, C_1, C_1, C_0) = (C_0 + C_1 D + C_1 D^2 + C_0 D^3)$ 。傳送函數  $G(D)$  較好為  $PR(1, 2, 2, 1) = (1 + 2D + 2D^2 + D^3)$ 。

此種資訊記錄再生裝置中，低通濾波器之遮斷頻率可設定於  $1/2 T_b \sim 1/6 T_b$  之範圍內。

另外，作為上述  $PR(1, 2, 2, 1)$  方式之 Viterbi 解碼裝置較好為，將上述記錄再生裝置及波形等化裝置重疊作為編碼器，使其輸入（即上述碼符號之狀態亦成為內部狀態，從其減掉（1, 7）RLI 編碼及 NRZI 編碼所禁止之狀態推移，設定狀態數 10 之內部狀態  $S_0 \sim S_9$ ，使用依據該狀態推移之格子（Trellis）線圖而成者。具體言之為，此種內部狀態  $S_0 \sim S_9$  之狀態

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）

不

訂



### 五、發明說明 ( 14 )

推移圖為，於狀態  $S_0$  時上述記錄再生裝置之輸入為 0 時保持狀態  $S_0$ ，上述波形等化裝置之輸出 0，於狀態  $S_0$  該輸入 1 時推移至狀態  $S_1$  該輸出 1。於狀態  $S_1$  該輸入 1 時推移至狀態  $S_2$  該輸出 3，於狀態  $S_2$  該輸入 0 時推移至狀態  $S_3$  該輸出 4。於狀態  $S_2$  該輸入 1 時推移至狀態  $S_3$  該輸出 5。於狀態  $S_3$  該輸入 0 時推移至狀態  $S_5$  該輸出 5，於狀態  $S_3$  該輸入 1 時推移至狀態  $S_4$  該輸出 6。於狀態  $S_4$  該輸入 0 時推移至狀態  $S_5$  該輸出 5，於狀態  $S_4$  該輸入 1 時推移保持狀態  $S_4$  該輸出 6。於狀態  $S_5$  該輸入 0 時推移至狀態  $S_6$  該輸出 3。於狀態  $S_6$  該輸入 0 時推移至狀態  $S_7$  該輸出 1，於狀態  $S_6$  該輸入 1 時推移至狀態  $S_9$  該輸出 2。於狀態  $S_7$  該輸入 0 時推移至狀態  $S_0$  該輸出 0，於狀態  $S_7$  該輸入 1 時推移至狀態  $S_1$  該輸出 1。於狀態  $S_8$  該輸入 0 時推移至狀態  $S_6$  該輸出 3，及於狀態  $S_9$  該輸入 1 時推移至狀態  $S_2$  該輸出 3。

[ 作用 ]

因採用 P R 方式之加權係數之數值序列 {  $C_0, C_1, \dots \dots C_n$  } 為實數數值序列，且列下標之上昇順序列與下降順序列為同一序列，至少係數  $C_0, C_1, C_2 \neq 0$  之 P R 方式。故記憶再生裝置之傳送函數  $H(f)$  與波形等化裝置本身之傳送函數  $E(f)$  之積將和所用 P R 方式之傳送函數一致，可減少等化誤差，即可實現高密度記錄。和習知 P R ( 1, 1 ) 比較，限制長變長，故可達成藉

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

經濟部中央標準局員工消費合作社印製

## 五、發明說明 ( 15 )

Viterbi解碼裝置達成改善位元錯誤訂正之目的。

其中，採用加權係數之數值序列為中高分布序列之 P R 方式，例如 P R ( 1 , 2 , 1 ) ， P R ( 1 , 2 , 2 , 1 ) ， P R ( 1 , 3 , 3 , 1 ) ， P R ( 1 , 4 , 6 , 4 , 1 ) 為較佳。而採用 P R ( 1 , 2 , 2 , 1 ) 方式，可達成高密度記錄及位元錯誤訂正。

P R ( 1 , 1 ) 之傳送函數之遮斷頻率為  $1 / 2 T_b$ ，相對地，P R ( 1 , 2 , 2 , 1 ) 之傳送函數之遮斷頻率為  $1 / 3 T_b$  之低值，故即使不增加等化裝置級 ( T a p ) 數亦可大大降低等化誤差，即可大幅抑制波形間干擾。因不需增加等化裝置之級數，故可簡化等化裝置之構成，可避免雜訊之相加，可抑制位元錯誤。換句話說，可提高解調能力。

P R ( 1 , 2 , 2 , 1 ) 之傳送函數之遮斷頻率為  $1 / 3 T_b$ ，故可將低通濾波器之遮斷頻率設定於  $1 / 2 T_b$  以下 (  $1 / 2 T_b \sim 1 / 6 T_b$  )，使去除雜訊之效果顯著。進而提升錯誤訂正率。

於 Viterbi解碼裝置中，將記錄再生裝置及波形等化裝置重疊作為編碼器，將其輸入之碼符號之狀態亦包含於內部狀態，從其減掉 ( 1 , 7 ) R L L 碼及 N R Z I 碼所禁止之狀態推移，作為狀態數 1 0 之內部狀態  $S_0 \sim S_9$ ，使用依該狀態推移產生之格子線圖之情況時，內部狀態數增加之部分，變成最小自由距離增長部分，故碼的相關性增強，可提高錯誤訂正率。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

不

訂

## 五、發明說明 ( 16 )

### [ 實施例 ]

以下，依圖面說明本發明之實施例。

### [ 實施例 1 ]

圖 1 為本發明光磁記錄再生裝置之實施例 1 之全體構成之方塊圖。

本例之編碼調變器 1 1 係由：以變動 ( Run ) 之最小值參數  $d = 1$ ，最大值參數  $k = 7$  對輸入資料位元序列 ( 數位資訊序列 )  $\{ A_i \}$  進行編碼的 ( 1, 7 ) R L L 編碼器，及將該 ( 1, 7 ) R L L 碼序列轉換成 N R Z I 碼的 N R Z I 調變器所構成。( 1, 7 ) R L L 編碼規則之  $k$  限制 ( = 7 ) 對於抑制碼間干擾有效。另外，N R Z I 調變器之標記長調變對於提高密度記錄有利。從編碼調變器 1 1 輸出之碼序列  $\{ a_i \}$  係以記錄元件波形序列藉由記錄·再生系 ( 光磁驅動 ) 3 之半導體雷射等之熱效應而記錄於光磁記錄媒體之磁性薄膜上。於資訊再生處理時，從記錄·再生系 3 之光磁頭讀出之再生元件波形序列  $e ( t )$  於作為信號檢測系之後述之波形等化器 1 4 被波形等化。本例之波形等化器 1 4 亦使用橫向濾波器，如圖 1 2 所示般係由：具抽頭 ( T a p ) 之一定間隔 ( 延遲時間 )  $T$  之延遲電路 4 a 以 ( 2 L ) 段串接成串聯延遲段 ( S R )，及在信號識別點之各抽頭之輸出乘上加權係數  $C_j$  (  $j = - L, \dots, - 1, 0, + 1, \dots, + L$  ) 的

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

五、發明說明 ( 17 )

( 2 L + 1 ) 個加權乘法電路 ( 乘法器 ) 4 b , 及求其總和的加法器 4 c 所構成。另外, 延遲電路 4 a 之延遲時間 T 不一定與碼符號序列之單元寬度  $T_b$  相等, 為減少波形等化之等化誤差, 可使用  $T = T_b / m$  之延遲電路 4 a。

本例之波形等化器 4, 為使其本身包含之記錄・再生系能實現 P R ( 1 , 2 , 2 , 1 ) 特性, 而設定有等化器 1 4 之加權係數  $C_i$ 。P R ( 1 , 2 , 2 , 1 ) 為  $C_0 = 1$ ,  $C_1 = 2$ ,  $C_2 = 2$ ,  $C_3 = 1$ , 故由數 4, 當脈衝加之於記錄・再生系 3 之輸入時之波形等化器 4 之輸出波形 ( 脈衝響應波形 ) h ( t ) 可由下式求得。

[ 數 9 ]

$$h(t) = r(t/T_b) + 2r(t/T_b - 1) + 2r(t/T_b - 2) + r(t/T_b - 3)$$

此處, 設定成  $T = T_b$ , 故響應波形之識別點為各  $T_b$ , 脈衝響應之振幅值係如圖 2 所示般, 由  $0 \rightarrow 1 \rightarrow 2 \rightarrow 2 \rightarrow 1 \rightarrow 0$  推移, 藉此種識別可檢測出脈衝輸入。若使用  $D = \exp(-j\omega T_b)$  之延遲運算子, 則 P R ( 1 , 2 , 2 , 1 ) 之數位式可以  $G(D) = (1 + 2D + 2D^2 + D^3)$  表現。其中,  $\omega = 2\pi f$ 。在時點 k 之輸入力為  $a_k$  時, 其輸出為  $(a_k + 2a_{k-1} + 2a_{k-2} + a_{k-3})$ 。當  $a_k = a_{k-1} = a_{k-2} = a_{k-3} = 1$  時, 輸出為 6, 故波形等化器 1 4 之輸出信號位準為 7 個值 ( 0 , 1 , 2 , 3 , 4 , 5 , 6 )。因此, P R ( 1 , 2 , 2 , 1 ) 之傳送函數 P R <sub>1221</sub> ( f ) 為

$G(f)$	=	$2 \cos(\pi f T)$
--------	---	-------------------

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

## 五、發明說明 ( 18 )

)  $\{ 1 + 2 \cos ( 2 \pi f T ) \}^{1/2}$ 。此處之遮斷頻率為  $f_{1221} = 1 / 3 T_b$ 。

接著，波形等化器 1 4 之輸出  $x ( t )$  於低通濾波器 ( L P F ) 1 5 被除去再生過程及等化過程相加產生之白色雜訊。因傳送函數  $P R_{1221} ( f )$  之遮斷頻率為

$f_{1221} = 1 / 3 T_b$ ，故若假設 1 位元分之延遲時 ( 單元寬度 ) 為  $T_b$ ，則濾波器 1 5 遮斷頻率為  $1 / 3 T_b \sim$

$1 / 6 T_b$  之範圍。較好則為  $1 / 4 T_b \sim 1 / 6$

$T_b$ 。因而，於後續之 A / D 轉換器 1 6，於單元寬度之時間離散點進行取樣之同時，進行取樣值之量化處理。

之後，A / D 轉換器 1 6 量化再生之數位信號於 Viterbi 解碼器 1 7 依 Viterbi 運算法則進行最適解碼。於本例中係採用適合於 ( 1 , 7 ) R L L 編碼，N R Z I 編碼及 P R ( 1 , 2 , 2 , 1 ) 方式之組合的 Viterbi 編碼法。此處，若將記錄·再生系 3 及波形等化器 4 視為有限狀態機器 ( 限制長 4 之格子編碼器 )，則其內部狀態之狀態推移圖如圖 3 所示。輸入資訊序列為編碼調變器之輸出  $a_t ( = 0 , 1 )$ ，輸出碼序列為波形等化器 4 之輸出  $x_t$ 。波形等化器 1 4 之輸出  $x_t$  之位準為 0 , 1 , 2 , 3 , 4 , 5 或 6。又，因包含有 3 個延遲元件 T，故內部狀態最大為  $2^3 = 8$  種類，但藉 ( 1 , 7 ) R L L 之  $d = 1$  之限制，實際之內部狀態為 6 種類。若內部狀態以 (  $u_{t-1}, u_{t-2}, u_{t-3}$  ) 表示，則狀態  $S_0 = ( 0 , 0 , 0 )$ ，狀態  $S_1 = ( 1 , 0 , 0 )$ ，狀態  $S_2 = ( 1 , 1 , 0$

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

## 五、發明說明 ( 19 )

)，狀態  $S_3 = (1, 1, 1)$ ，狀態  $S_4 = (0, 1, 1)$ ，狀態  $S_5 = (0, 0, 1)$  為存在，而狀態  $(1, 0, 1)$  及狀態  $(0, 1, 0)$  不存在。

因此，狀態  $S_0$  時，輸入 0 時保持狀態  $S_1$ ，其輸出為 0。又，將輸入 / 輸出 =  $a_t / x_t$  以 0 / 0 表示。輸入 1 時推移至狀態  $S_1$ ，其輸出為 1。狀態  $S_1$  時，次一輸入亦為 1，推移至狀態  $S_2$ ，其輸出為 3。狀態  $S_2$  之情況，輸入 1 時推移至狀態  $S_3$ ，其輸出為 5，輸出 0 時推移至狀態  $S_4$ ，其輸出為 4。狀態  $S_3$  之情況，輸入 1 時保持狀態  $S_3$ ，其輸出為 6，輸入 0 時推移至狀態  $S_4$ ，其輸出變為 5。狀態  $S_4$  之情況，下一輸入亦為 0，推移至狀態  $S_5$ ，其輸出為 3。狀態  $S_5$  之情況，輸入 0 時推移至狀態  $S_0$ ，其輸出為 1，輸出 1 時推移至狀態  $S_1$ ，其輸出為 2。

圖 4 為依據圖 3 之狀態推移圖產生之時間性內部狀態之變化過程之格子 (Trellis) 線圖。圖 4 之虛線之指向線表示輸入 0 之推移，實線之指向線表示輸入 1 之推移。指向線上附加有輸入 / 輸出 =  $a_t / x_t$ 。相對於具有此種格子線圖之重疊編碼系之 Viterbi 運算法則亦和上述手法相同。首先，計算在各時點 ( $t - 3 \sim t + 3$ ) 之狀態合流之多個樹枝之量度值，並找出其中具最小樹枝量度值之路徑作為殘留路徑，從終期狀態溯及過去之殘留路徑，到達唯一之初期狀態，藉此來決定最適路徑。又，此 Viterbi 解碼器 17 亦具有圖 15 所示之相同構成。

另一方面，為提高錯誤訂正率，若將包含現在輸入

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

不

訂

## 五、發明說明(20)

$d_t = u_t$  之內部狀態以狀態  $(u_t, u_{t-1}, u_{t-2}, u_{t-3})$  表示，則可作成限制長 5 之重疊編碼器（格子編碼器）。此編碼系之內部狀態最大為  $2^4 = 16$  種，但藉  $(1, 7)RL L$  之  $d = 1$  之限制，實際之內部狀態數為 10 種（ $S_0 \sim S_9$ ）。和圖 3 之情況相較，內部狀態數僅增加 4 種，但最小自由距離（在格子線圖上從初期狀態出發經由其他狀態再度回至初期狀態之路徑之碼間距加權之最小值）變長，碼之相關性變強，錯誤訂正率可提高。

圖 5 為此種擴張之內部狀態之時間變化過程之格子線圖。在此狀態推移圖中，狀態  $S_0$  輸入碼 0 時保持狀態  $S_0$  等化器輸出 0。狀態  $S_0$  輸入 1 時推移至時狀態  $S_1$  輸出 1。狀態  $S_1$  輸入 1 時推移至狀態  $S_2$  輸出 3。狀態  $S_2$  輸入 0 時推移至狀態  $S_2$  輸出 4。狀態  $S_2$  輸入 1 時推移至狀態  $S_3$  輸出 5。狀態  $S_3$  輸入 0 時推移至狀態  $S_5$  輸出 5。狀態  $S_3$  輸入 1 時推移至狀態  $S_4$  輸出 6。狀態  $S_4$  輸入 0 時推移至狀態  $S_5$  輸出 5。狀態  $S_4$  輸入 1 時保持至狀態  $S_4$  輸出 6。狀態  $S_5$  輸入 0 時推移至狀態  $S_6$  輸出 3。狀態  $S_6$  輸入 0 時推移至狀態  $S_7$  輸出 1。狀態  $S_6$  輸入 1 時推移至狀態  $S_9$  輸出 2。狀態  $S_7$  輸入 0 時推移至狀態  $S_0$  輸出 0。狀態  $S_7$  輸入 1 時推移至狀態  $S_1$  輸出 1。狀態  $S_8$  輸入 0 時推移至狀態  $S_6$  輸出 3，狀態  $S_9$  輸入 1 時推移至狀態  $S_2$  輸出 3。

圖 1 中之最末段之解調器 18 為對 Viterbi 解碼器

17 所得錯誤訂正碼  $\{a_i\}$  進行解調俾復原成資訊序列

（請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁）

水

訂

## 五、發明說明 ( 21 )

{ A<sub>i</sub> } 者，相當於 ( 1 , 7 ) R L L 編碼及 N R Z I 編碼之逆轉換運算。又，解調器 1 8 包含具有波形等化器 1 4 之逆傳送特性之 POSTCODER ( 後段編碼器 ) 電路。

圖 6 為本例之 P R ( 1 , 2 , 2 , 1 ) 之傳送函數 P R<sub>1221</sub> ( f ) 之表示圖，為 f<sub>b</sub> = f<sub>T</sub> 之規格化頻率。如上述般，傳送函數 P R<sub>1221</sub> ( f ) 為  $2 \cos ( \pi f_b ) \{ 1 + 2 \cos ( 2 \pi f_b ) \}$ 。其遮斷頻率為 f<sub>b1221</sub> = 1 / 3 T<sub>b</sub> ≅ 0 . 3 3。另一方面，P R ( 1 , 1 ) 之傳送函數 P R<sub>11</sub> ( f ) 為  $2 \cos ( \pi f_b )$ ，其遮斷頻率為 f<sub>b11</sub> = 1 / 2 = 0 . 5。因此，遮斷頻率 f<sub>b1221</sub> 必定為遮斷頻率 f<sub>b11</sub> 之低頻側。因此，即使因高密度記錄致產生波形間干擾，記錄 · 再生系 3 之傳送函數 H ( f ) 之頻率特性之遮斷頻率 f<sub>bH</sub> 相對低於 P R<sub>11</sub> ( f ) 之遮斷頻率 f<sub>b11</sub> 時，在 f<sub>bH</sub> 降至 f<sub>b1221</sub> 以下之前乃存在有滿足下式之波形等化器 1 4 之傳送函數 E ( f )。

[ 數 1 0 ]

$$H ( f ) \cdot E ( f ) = P R_{1221} ( f )$$

因此，藉由波形等化之保證可實現較習知更高一層之高密度記錄。另外，圖 6 中，相較於傳達函數 P R<sub>11</sub> ( f )，P R<sub>1221</sub> ( f ) 較接近記錄 · 再生系之傳送函數 H ( f )，故波形等化器 1 4 之傳送函數 E ( f ) 和習知 P R ( 1 , 1 ) 之波形等化器比較為較低，可更接近 1。因此

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂



## 五、發明說明( 22 )

，可抑制雜訊之高頻強調，減少位元錯誤之發生。

圖 7 為 ( 1 , 7 ) R L L 之 N R Z I 碼再生時之波形等化器 1 4 之等化波形之理想的眼形圖案 ( eye pattern ) 。如眾所周知，此係將元件波形序列之單位間隔 ( 單元寬度 )  $T_b$  之 2 個鄰接單元所產生之所有波形之組合重疊而成者，例如在  $t / T_b = 1$  之時點時，在 7 個值 ( 0 , 1 , 2 , 3 , 4 , 5 , 6 ) 之離散點，曲線群為集中交差，曲線群不通過離散點間。因此，範圍十分寬廣，藉由在各整數值間設置具臨界值之臨界值元件即可容易實現信號識別。

圖 8 為相對於波形等化器之抽頭數之等化誤差之關連性之圖。

在習知 P R ( 1 , 1 ) 方式，等化誤差 ( 理想 P R ( 1 , 1 ) 波形與現實之波形等化器之輸出波形間之最小平方誤差 ) 之值較高。此由圖 6 之傳送函數之曲線形之比較可知，P R ( 1 , 1 ) 方式之傳達函數相對於記錄·再生系之傳送函數  $H ( f )$  具較大之乖離，波形等化較難。波形等化器之抽頭 ( 識別點 ) 數為 5 時約為 0 . 1 3 。若增加波形等化器之抽頭數，當然可減少等化誤差，因此，抽頭數為 2 1 時約為 0 . 0 3 之高值。增加抽頭數意味著增加延遲電路 4 a 之個數，此將招致等化器本身之構成複雜，而雜訊相加亦成問題，將導致位元錯誤。相對地，本例之 P R ( 1 , 2 , 2 , 1 ) 方式，抽頭數 ( 識別點 ) 為 5 之情況，等化誤差已在 0 . 0 2 以下，和 P R ( 1 , 1 )

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

衣

訂

## 五、發明說明 ( 23 )

方式比較有很大優點。即使抽頭數較少，等化誤差亦很小，故可大幅抑制碼間干擾，而實現更一層之高密度記錄之同時，可簡化波形等化器 14 本身之構成，亦可減少波形等化器中之雜訊相加。

圖 9 之圖形為本例裝置中，以最大長周期系列 ( M 系列 ) 之 0, 1 之資料作為記錄資料，以  $0.25 \mu\text{m} / \text{位元} \sim 0.35 \mu\text{m} / \text{位元}$  之記錄密度記錄於尖記錄媒體時，其再生信號之信號雜訊比 ( S / N ) 及其再生信號之解調後之資料之位元錯誤率 ( B E R ) 間之關係。位元錯誤率隨  $P R ( 1, 1 ) \rightarrow P R ( 1, 2, 1 ) \rightarrow P R ( 1, 3, 3, 1 ) \rightleftharpoons P R ( 1, 4, 6, 4, 1 ) \rightarrow P R ( 1, 2, 2, 1 )$  之順序減少。由這此點可以類推出最好是，關於 P R 方式之加權係數之數值序列  $\{ C_0, C_1, \dots \dots C_n \}$ ，列下標之上昇順序列與下降順序列為相同之中高分布序列 (  $C_0 = C_n, C_1 = C_{n-1}, C_2 = C_{n-2}, \dots \dots$  )，至少係數  $C_0, C_1, C_2 \neq 0$  )。又，必要時，加權係數不限於整數，亦可為實數。

尤其是， $P R ( 1, 2, 2, 1 )$  之情況和  $P R ( 1, 1 )$  之情況比較，具有數 dB 以上之顯著改善。在圖 9 中示出數種中間之改良之 P R 方式。由此圖可理解， $P R ( 1, 3, 3, 1 )$ ， $P R ( 1, 4, 6, 4, 1 )$  亦可採用。由此可推知加權係數之數值序列較好為正實數之中高序列。但是，相對於  $P R ( 1, 3, 3, 1 )$  有 9 個值， $P R ( 1, 4, 6, 4, 1 )$  有 17 個值，因此，隨著

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

## 五、發明說明 ( 24 )

波形等化器之延遲元件數之增加或 A / D 轉換器之成之複雜化之增加之同時，有必要補償因雜訊之增加所造成 S / N 比之降低。因此，比起 P R ( 1 , 4 , 6 , 4 , 1 ) 較好是採用 P R ( 1 , 3 , 3 , 1 ) 。因此，可推知，一般加權係數之數值序列為正實數中之中高序列之具 4 個要素 (  $C_0, C_1, C_2 (= C_1), C_3 (= C_0)$  ) 者為較好。因此，P R ( 1 , 4 , 4 , 1 ) ， P R ( 2 , 3 , 3 , 2 ) 為 1 1 個值，P R ( 1 , 5 , 5 , 1 ) 為 1 3 個值，P R ( 1 , 6 , 6 , 1 ) ， P R ( 2 , 5 , 5 , 2 ) ， P R ( 3 , 4 , 4 , 3 ) 為 1 5 個值，P R ( 1 , 7 , 7 , 1 ) ， P R ( 3 , 5 , 5 , 3 ) 為 1 7 個值。又，必要時，加權係數不限於整數，亦可為實數。

另外，上述實施例中，低通濾波器 1 5 係以類比濾波器設於波形等化器 1 4 之後，但是亦可以數位濾波器設於 A / D 轉換器 1 6 之後。

## 〔 實施例 2 〕

圖 1 0 為本發明光磁記錄再生裝置之實施例 2 之全體構成之方塊圖。又，圖 1 0 中與圖 1 相同之部分係附加相同符號，並省略其說明。

本例中，於記錄·再生系 3 之後連接 A / D 轉換器 2 6 ，之後設置數位型波形等化器 2 4 。 1 5 為數位型低通濾波器。A / D 轉換器 2 6 之取樣頻率可為單元寬度  $T_b$  ，但為降低等化誤差，亦可設定為  $T_b / m$  ( 其中， m

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

### 五、發明說明 ( 25 )

為自然數)。數位型波形等化器 2 4 一般為非迴路型數位濾波器 ( F I R )，其構成之多個延遲電路之延遲時間為  $T_b / m$ 。

如上述般即使以數位電路構成波形等化器，亦可提高高密度記錄及改善錯誤訂正率。

#### [ 發明之效果 ]

如以上說明般，本發明之特徵為將 P R 方式之加權係數之數序列  $\{ C_0, C_1, \dots, C_n \}$  為實數值序列，且列下標之上昇順序列及下降順序列為同一序列，至少係數  $C_0, C_1, C_2 \neq 0$  之 P R 方式組合於 Viterbi 解碼裝置，因此可達成下述效果。

① 記錄再生裝置傳送函數  $H(f)$  與波形等化裝置本身之傳送函數  $E(f)$  之積係與所採用之 P R 方式之傳送函數具良好一致性，故可降低等化誤差，達成高密度記錄。和習知 P R ( 1, 1 ) 相較，限制長變長，故可藉 Viterbi 解碼器裝置達成改善位元錯誤之訂正。

② 於上述 P R 方式中，加權係數係數值序列  $\{ C_0, C_1, \dots, C_n \}$  採用中高分布序列之 P R 方式，例如 P R ( 1, 2, 1 )，P R ( 1, 2, 2, 1 )，P R ( 1, 3, 3, 1 )，P R ( 1, 4, 6, 4, 1 ) 時，上述效果更加顯著。

③ 不管如何，只要採用 P R ( 1, 2, 2, 1 ) 方式，其高密度記錄及位元錯誤訂正有極佳效果。相對於 P R

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

不

訂

### 五、發明說明 ( 26 )

( 1 , 1 ) 之傳送函數之遮斷頻率為  $1 / 2 T_b$  , P R ( 1 , 2 , 2 , 1 ) 之傳送函數之遮斷頻率為  $1 / 3 T_b$  之低值 , 故即使不增加波形等化裝置之抽頭數 , 亦可大幅抑低等化誤差 , 即碼間干擾之抑制力高。不需增加波形等化裝置之抽頭數 , 意味著可簡化等化裝置之構成 , 可避免雜訊之相加 , 可抑制位元錯誤。由此點可推知 , 可使解調能力提高。P R ( 1 , 2 , 2 , 1 ) 之傳送函數之遮斷頻率為  $1 / 3 T_b$  , 故可耐低通濾波器之遮斷頻率設定於  $1 / 2 T_b$  以下 , 使雜訊除去之效果更顯著。因此 , 可提高錯誤訂正率。另外 , 和其他延遲運算子 D 之 3 次傳送函數比較 , P R ( 1 , 2 , 2 , 1 ) 方式可以 7 個值進行碼檢測 , 故可抑制波形等化器之延遲元件數之增加或 A / D 轉換器之複雜化。

④ 採用 ( 1 , 7 ) R L L 編碼規制 , N R Z I 編碼規則及 P R ( 1 , 2 , 2 , 1 ) 方式時 , 於 Viterbi 解碼裝置中 , 輸入之碼符號之狀態亦作為內部狀態擴張 , 當使用依其狀態推移產生之格子線圖時 , 內部狀態數增加部分 , 變為最小自由距離加長 , 故可加強碼之相關性 , 提高錯誤訂正率。

[ 圖面之簡單說明 ]

圖 1 : 本發明光磁記錄再生系統之實施例 1 之全體構成之方塊圖。

圖 2 : 包含 P R ( 1 , 2 , 2 , 1 ) 方式之 P R 方式

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

## 五、發明說明 ( 27 )

之說明用波形圖。

圖 3：實施例 1 中，視記錄·再生系及波形等化器為限制長 4 之格子編碼器時之內部狀態之狀態推移圖。

圖 4：依圖 3 之狀態推移圖產生之時間上之內部狀態之變化過程之格子線圖。

圖 5：於實施例 1 中，依視記錄·再生系及波形等化器為限制長 5 之格子編碼器時之內部狀態之狀態推移圖所產生之格子線圖。

圖 6：於實施例 1 中，表示記錄·再生系之傳送函數  $H(f)$ ，及 PR 方式之傳送函數  $PR_{11}(f)$ ， $PR_{1221}(f)$  之圖。

圖 7：於實施例 1 中，(1, 7) RLL 之 NRZI 碼再生時之波形等化器之波形等化之理想的眼形圖案 (eye diagram)。

圖 8：於實施例 1 中，關於 PR (1, 2, 2, 1) 方式與 PR (1, 1)，相對於波形等化器之抽頭數之等化誤差之關連性之圖。

圖 9：於實施例 1 中，以最長周期系列 (M 系列) 之 0, 1 之資料作為記錄資料，以  $0.25 \mu m / \text{位元} \sim 0.35 \mu m / \text{位元}$  之記錄密度記錄於光記錄媒體時，其再生信號之信號對雜訊比 (S/N) 及再生信號之解調後之資料之位元錯誤率 (BER) 間之關係圖。

圖 10：本發明光磁記錄再生裝置之實施例 2 之全體構成之方塊圖。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

### 五、發明說明 ( 28 )

圖 1 1 : 習知之光磁記錄再生裝置之實施例 2 之全體構成之方塊圖。

圖 1 2 : 光磁氣記錄再生裝置所用橫向形波形等化器之一般構成之方塊圖。

圖 1 3 : 視圖 1 1 之記錄・再生系及波形等化器為有限狀態機器 ( 限制長 1 之重疊編碼器 ) 時之內部狀態之狀態推移圖。

圖 1 4 : 依圖 1 3 之狀態推移圖產生之格子線圖。

圖 1 5 : 光磁記錄再生裝置所用 Viterbi 解碼器之一般構成之方塊圖。

圖 1 6 : 於圖 1 1 中，記錄密度低之情況，其記錄・再生系之傳送函數  $H(f)$ ，波形等化器之傳送函數  $H(f)$  及 PR ( 1 , 1 ) 方式之傳送函數  $PR_{11}(f)$  之表示圖。

圖 1 7 : 於圖 1 1 中，記錄密度高之情況，其記錄・再生系之傳送函數  $H(f)$ ，波形等化器之傳送函數  $H(f)$  及 PR ( 1 , 1 ) 方式之傳送函數  $PR_{11}(f)$  之表示圖。

#### [ 符號說明 ]

- 1 , 1 1 編碼調變器
- 3 記錄・再生系 ( 光磁驅動 )
- 4 , 1 4 , 2 4 波形等化器
- 4 a 延遲電路

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

訂

五、發明說明 ( 29 )

- 4 b 加權乘法電路 ( 乘法器 )
- 4 c 加法器
- 5 , 1 5 低通濾波器 ( L P F )
- 6 , 1 6 , 2 6 A / D 轉換器
- 7 , 1 7 Viterbi解碼器
- 8 , 1 8 解調器

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

表  
訂



四、中文發明摘要 (發明之名稱：

資訊記錄再生裝置

本發明之目的在於提供可提高記錄密度及可改善位元錯誤訂正率的光磁記錄再生裝置。

本發明之光磁記錄再生裝置具備：將數位資訊序列  $\{A_i\}$  進行  $(1, 7)$  RLL 編碼，NRZI 編碼的編碼調變器 11；將該碼序列  $\{a_i\}$  記錄於光磁記錄媒體，藉由光磁頭從該媒體使類比信號再生為元件波形序列  $e(t)$  的記錄。再生系 3；假設以碼序列之單元寬度  $T_b$  為延遲時之延遲運算子為  $D$  時，對波形序列  $e(t)$  進行波形等化俾使碼序列之元件波形成為以  $PR(1, 2, 2, 1)$  之傳送函數  $(1 + 2D + 2D^2 + D^3)$  運算所產生之波形的橫向形濾波器之波形等化器 14；低通濾波器 15；對等化波形序列  $x(t)$  進行取樣。量化的 A/D 轉換器 16；及將該輸出  $\{a_i\}$  與特定期待值進行對比俾選擇最適路徑以產生解碼序列  $\{A_i\}$  的 Viterbi 解碼器 18。 $PR(1, 2, 2, 1)$  之傳送函數係與記錄。再生系 3 及等化器 14 之綜合傳送函數非常近似。波形間干擾之抑制極強，可達成高密度記錄。另外，Viterbi 解

英文發明摘要 (發明之名稱：

(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: )

碼器之最小自由距離較長，可改善錯誤訂正率。

英文發明摘要 (發明之名稱: )

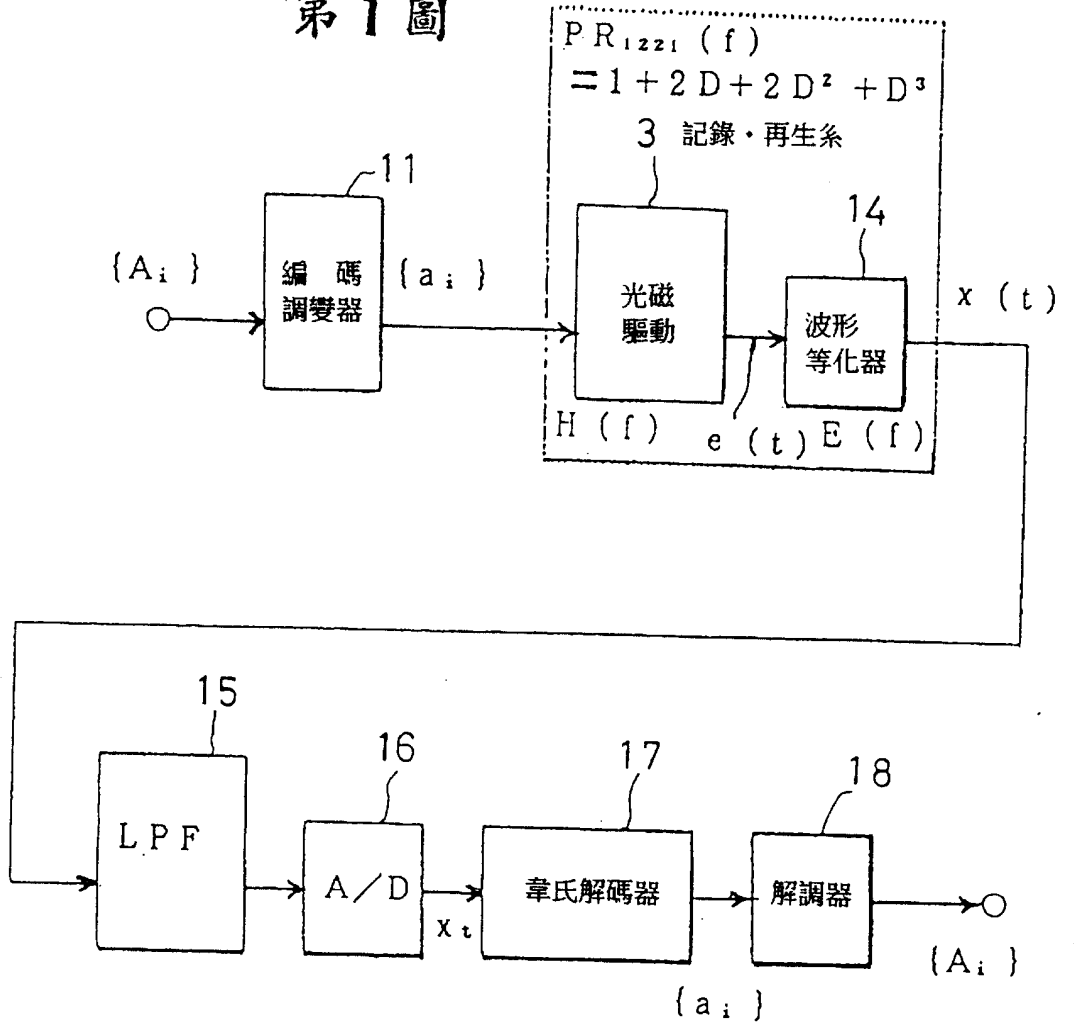
(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁各欄)

裝

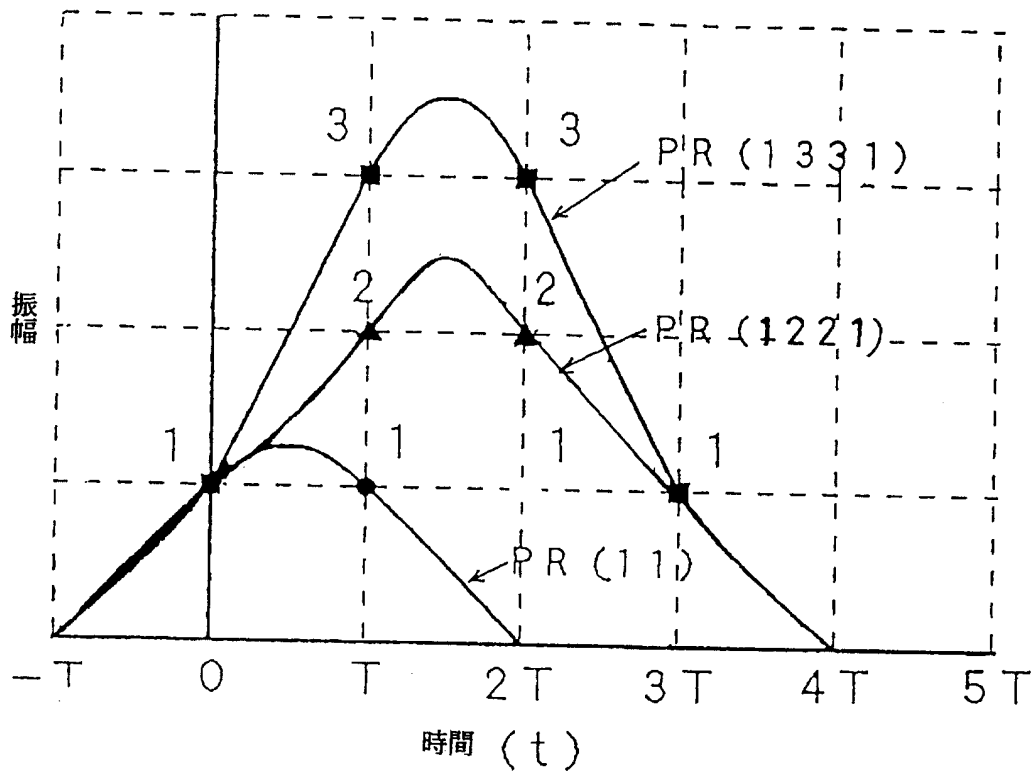
訂

線

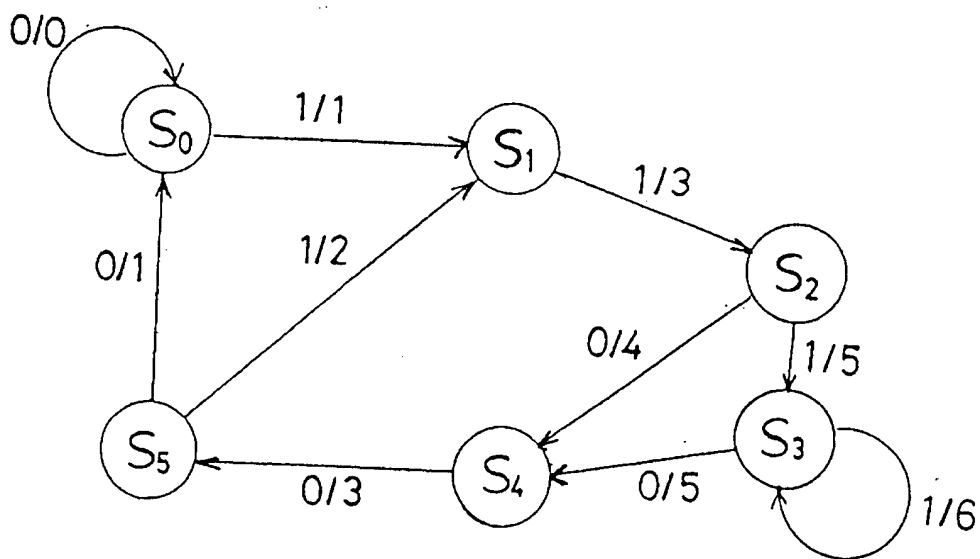
第1圖



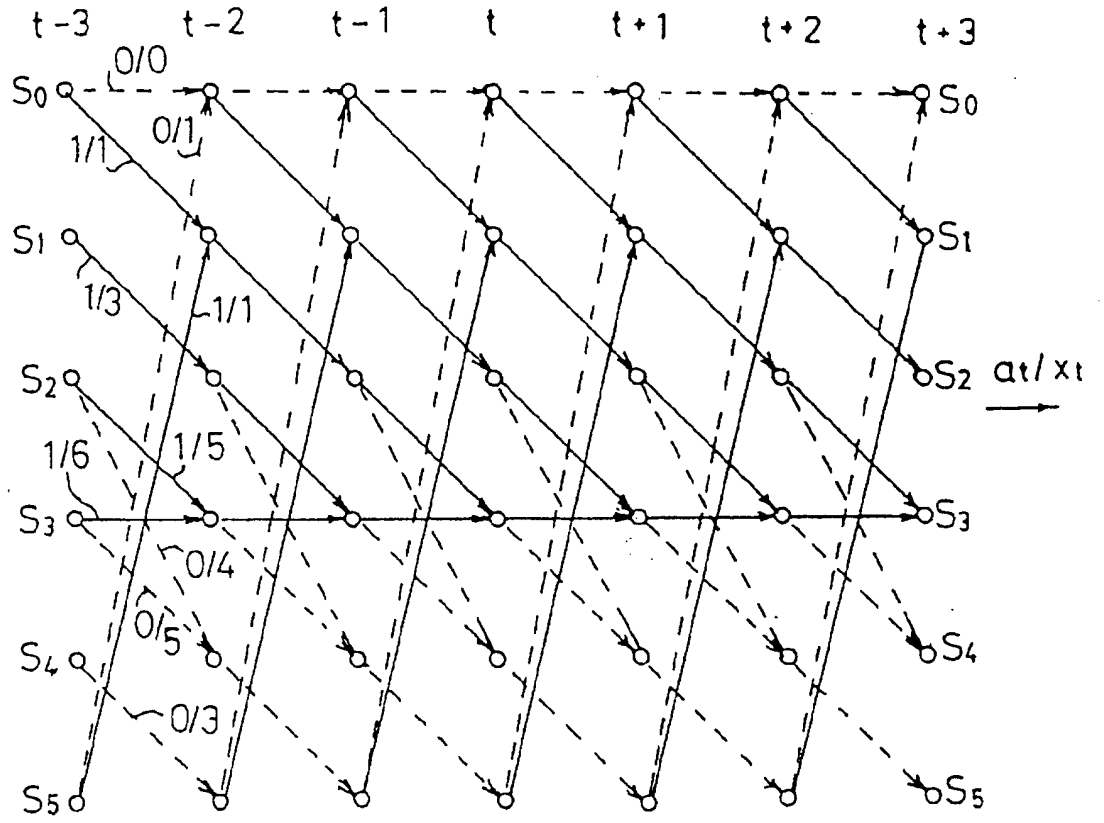
第 2 圖



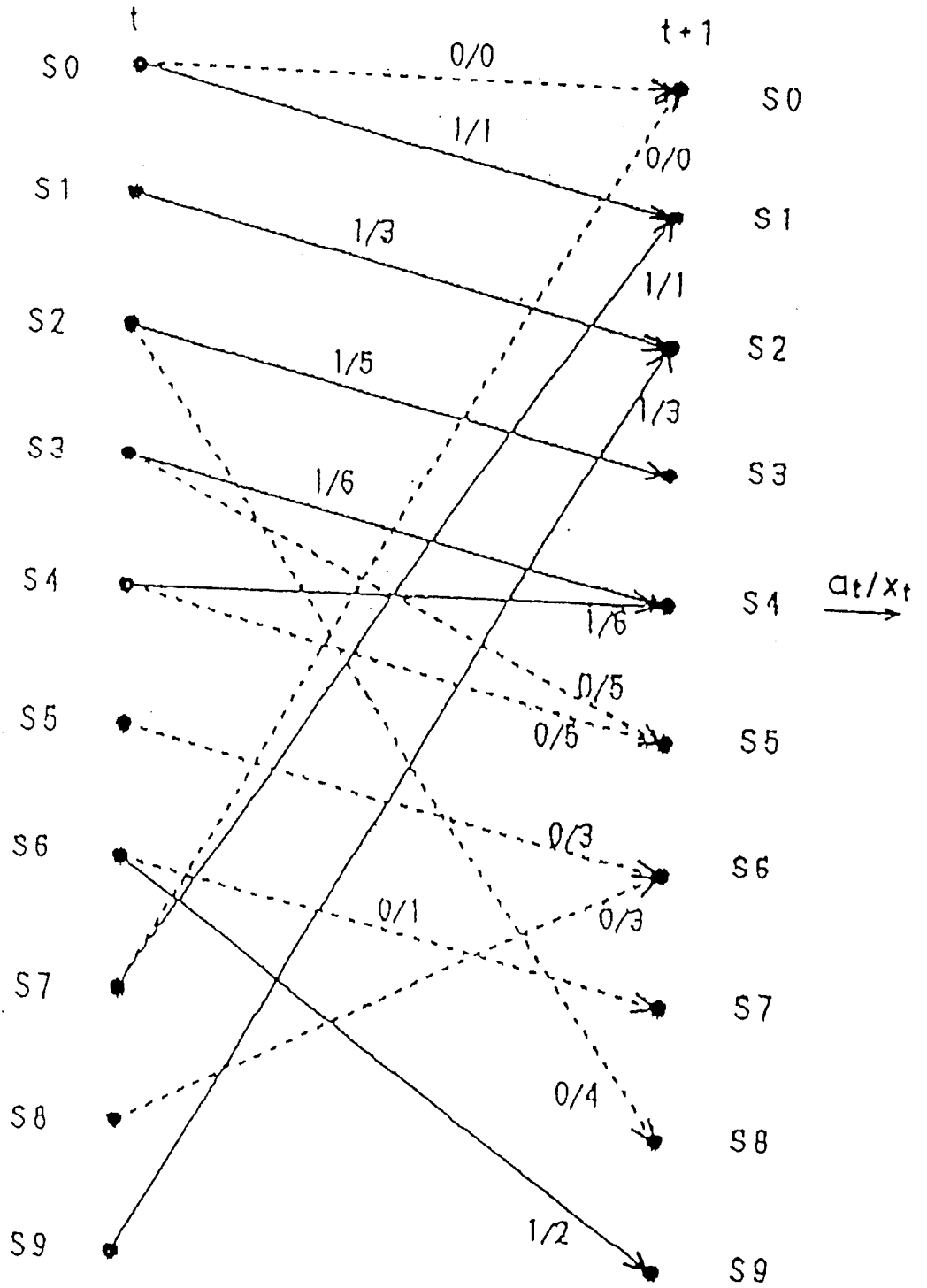
第 3 圖



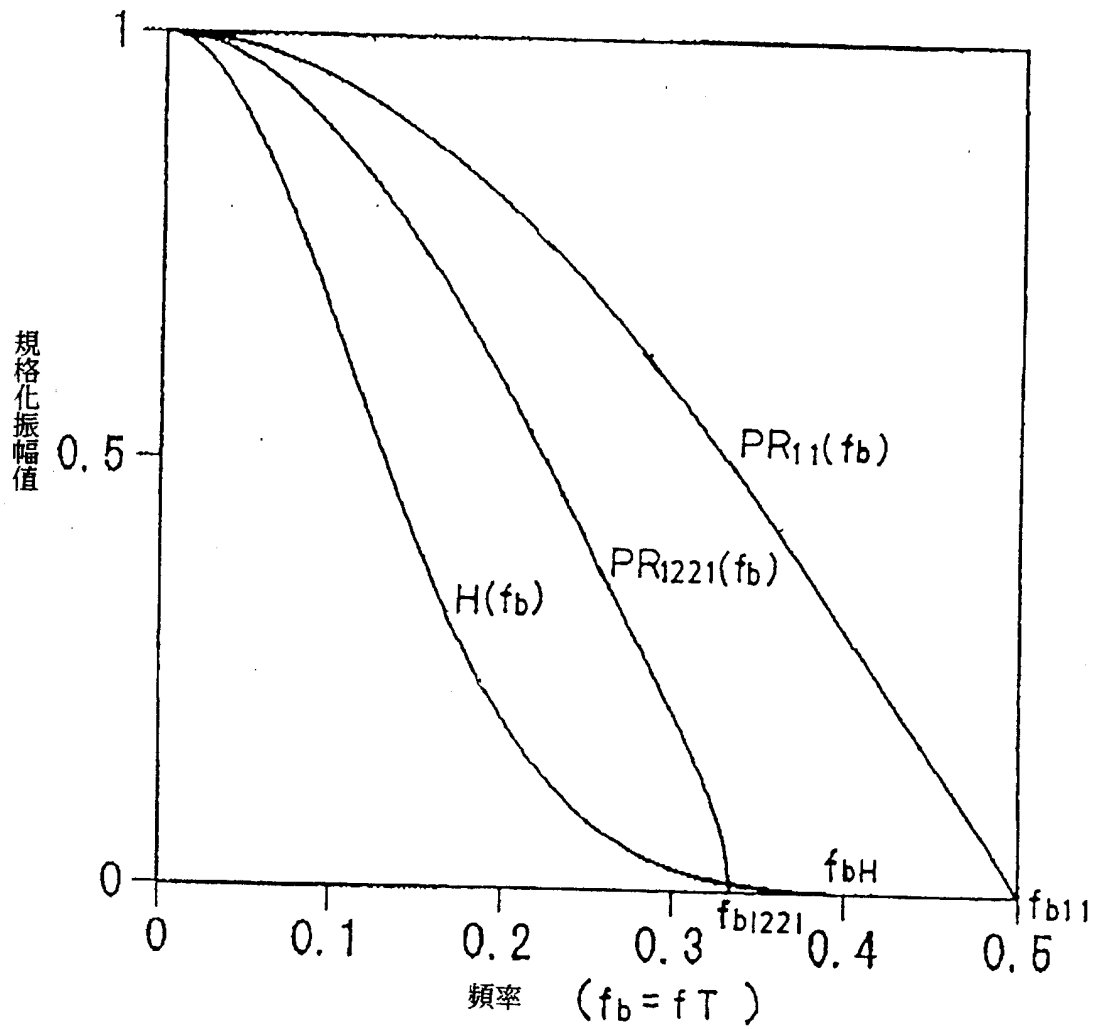
第 4 圖



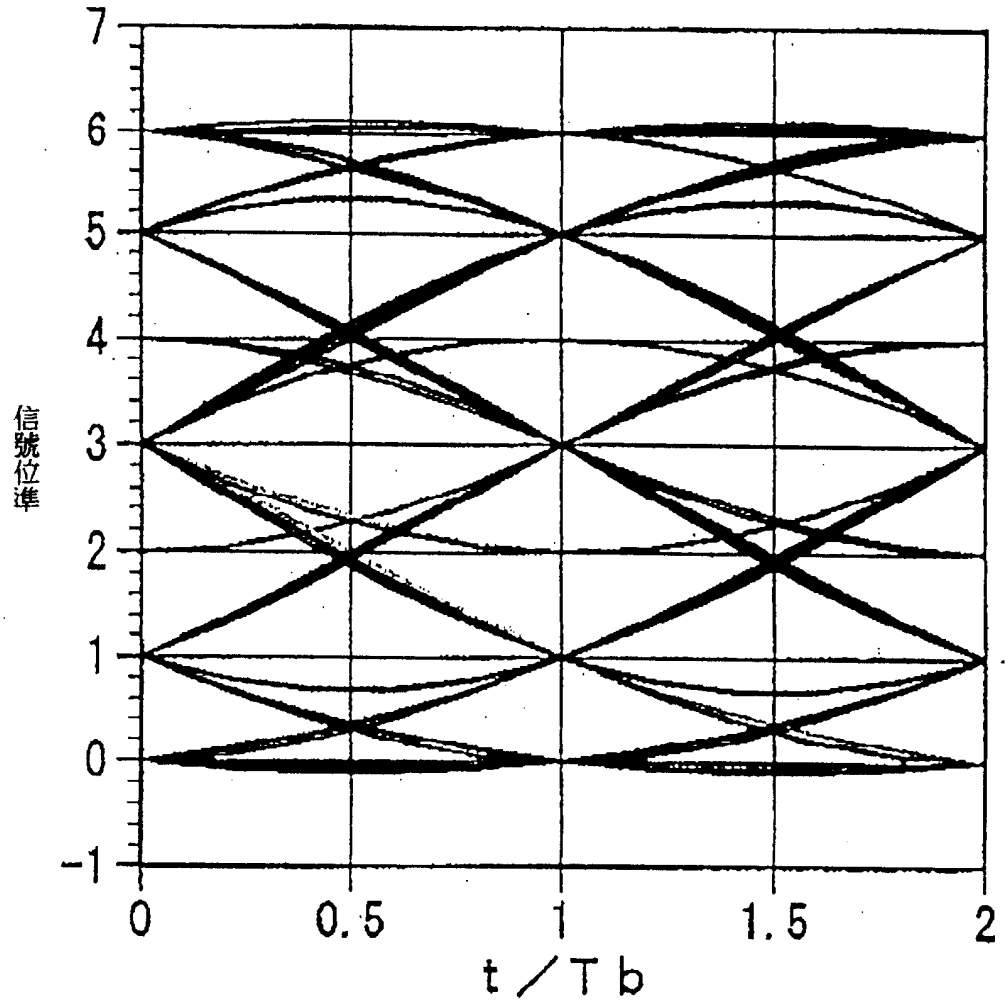
第 5 圖



第 6 圖

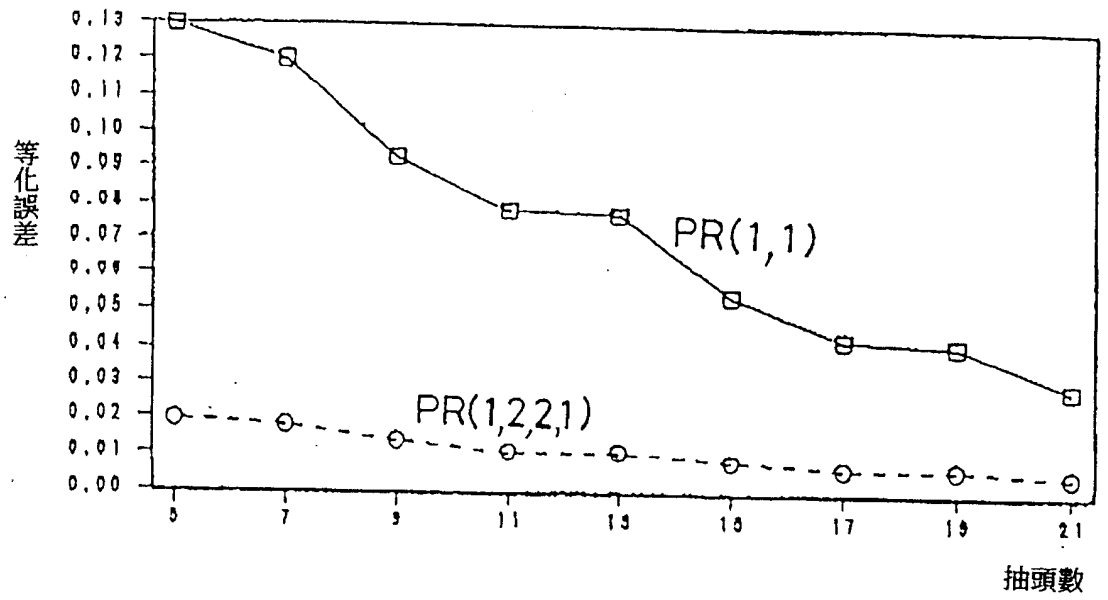


第7圖

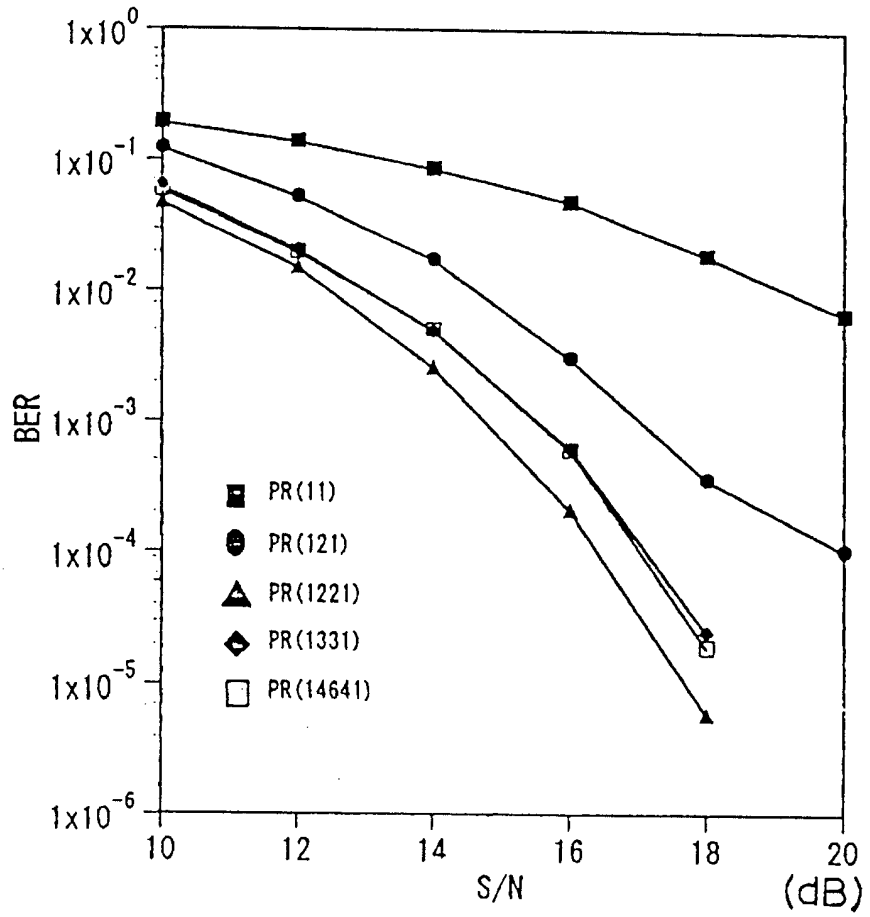




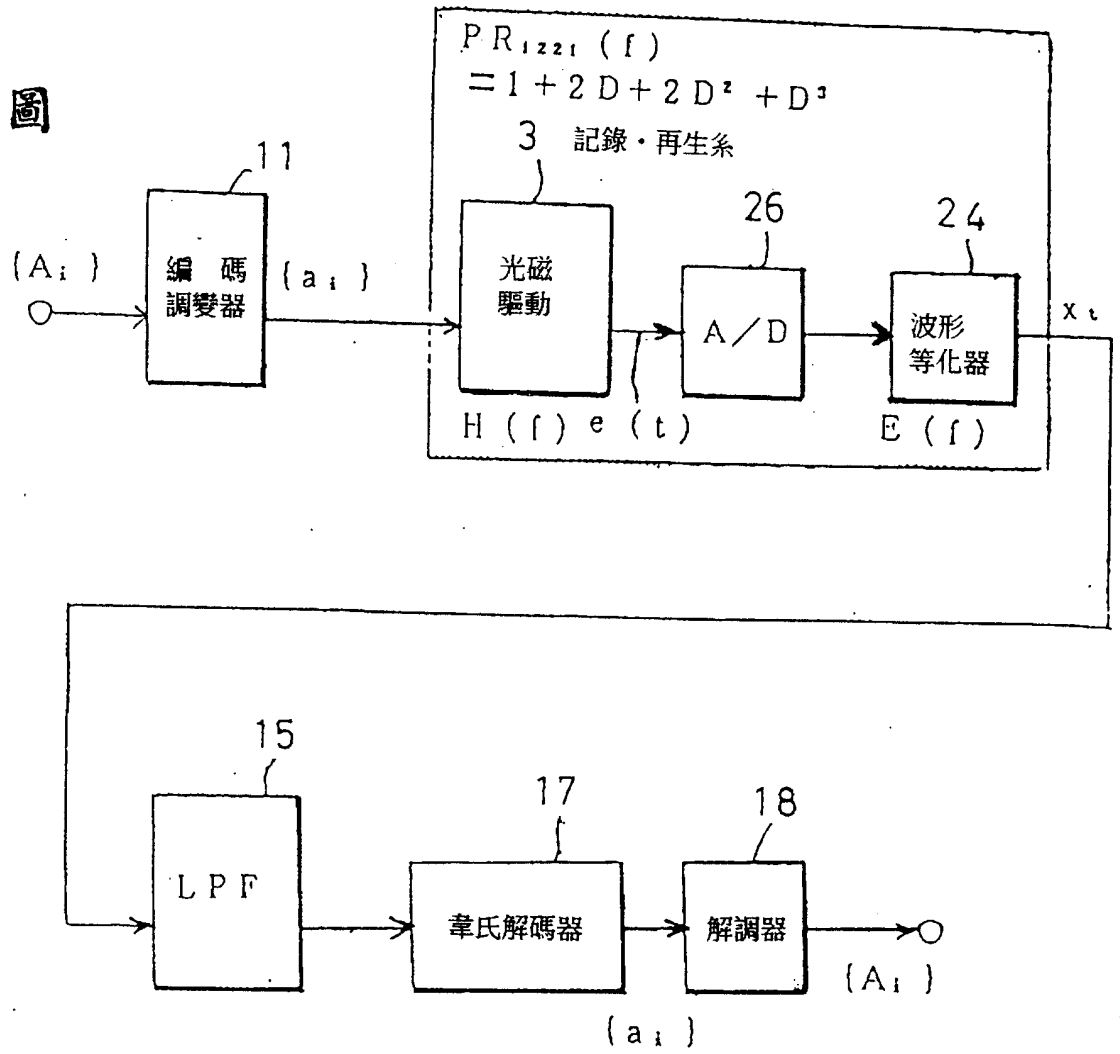
第 8 圖



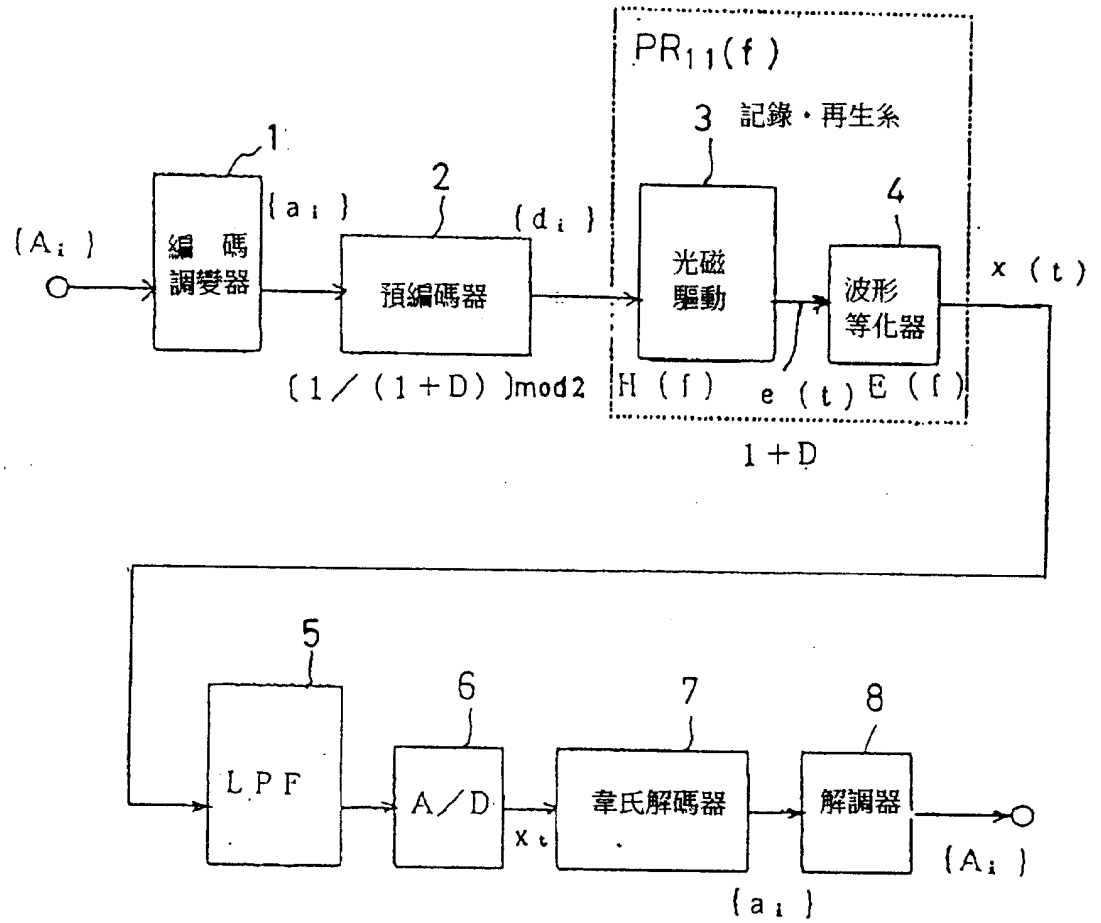
第 9 圖



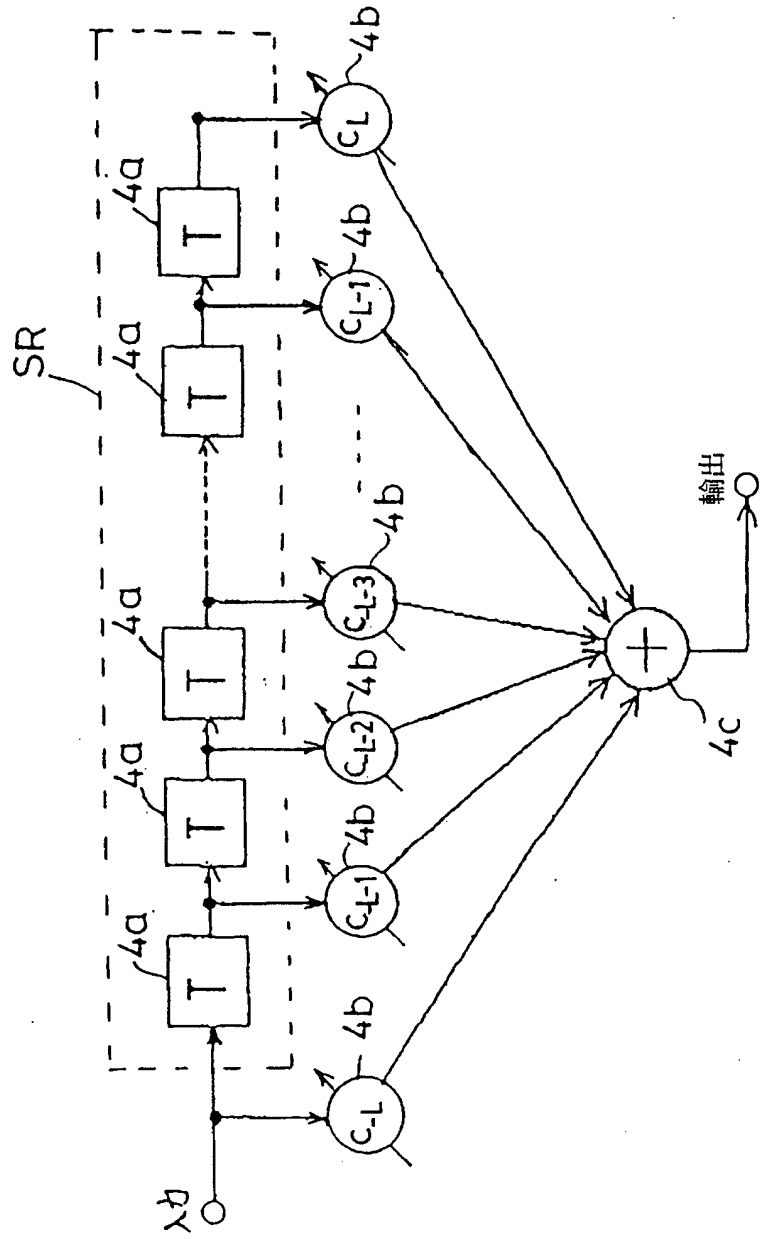
第10圖



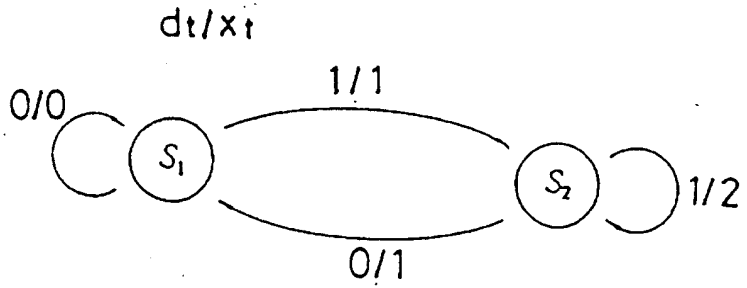
第11圖



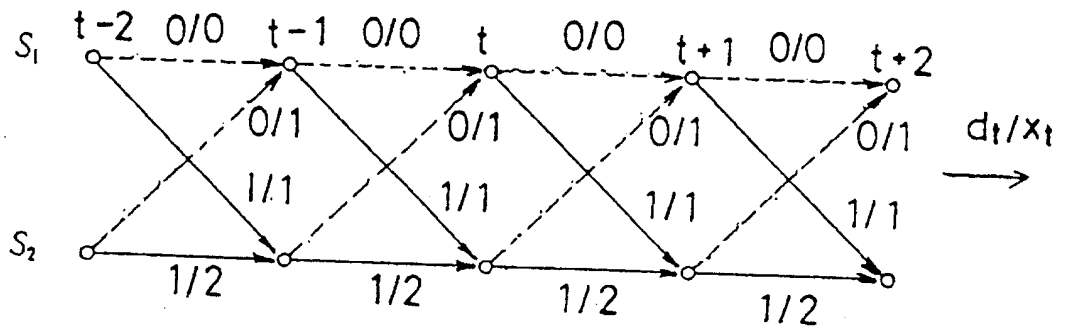
第12圖



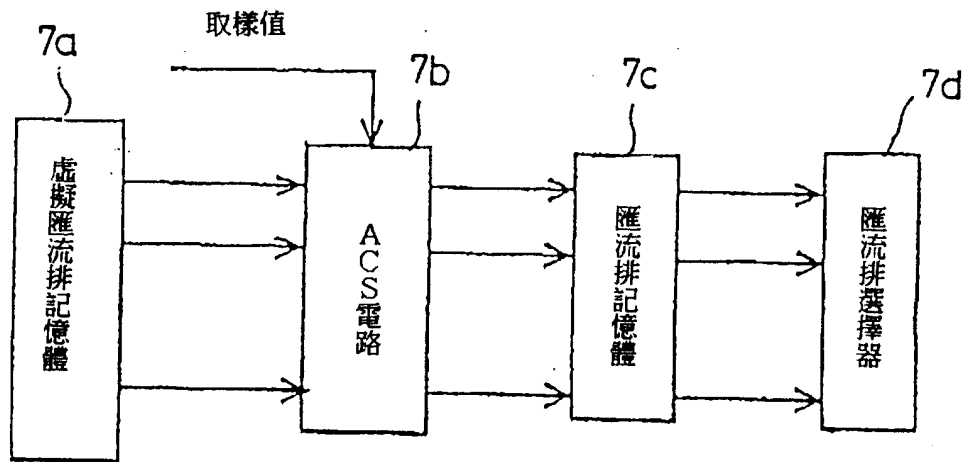
第13圖



第14圖

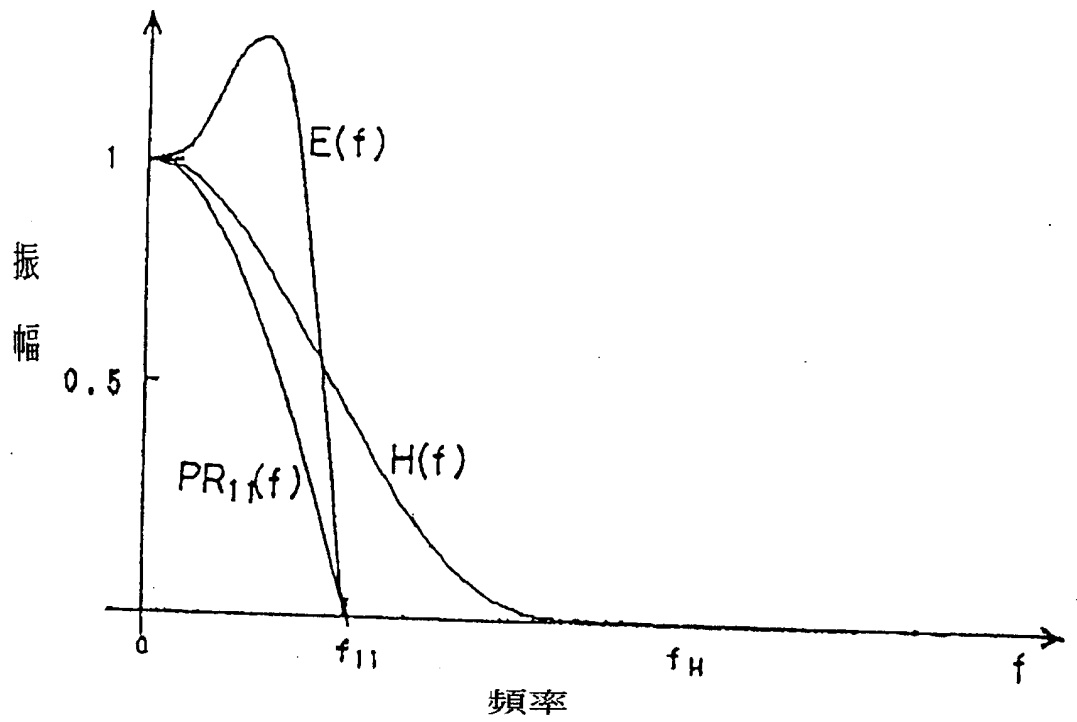


第15圖

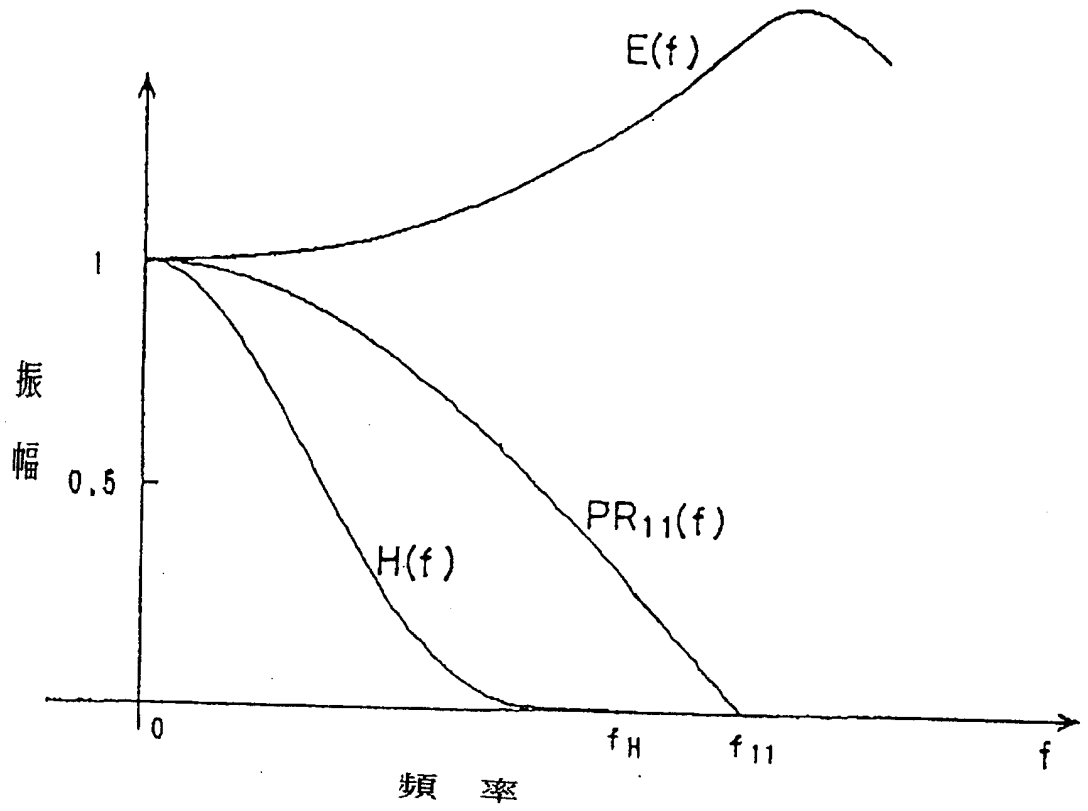


297894

第16圖



第17圖





85-346864  
補充

A8  
B8  
C8  
D8

## 六、申請專利範圍

第 84109234 號專利申請案

中文申請專利範圍修正本

民國 85 年 5 月修正

1. 一種資訊記錄再生裝置，其具備有：對數位資訊序列進行 R L L 編碼後進行 N R Z I 編碼的編碼調變裝置；將該碼符號序列記錄於資訊記錄媒體，再從該資訊記錄媒體藉光磁頭將類比信號予以再生成元件波形序列的記錄再生裝置；假設以上述碼符號序列之單元寬度  $T_b$  為延遲時間之延遲運算子為  $D$ ，加權係數分別為  $C_0, C_1, \dots, C_n$ ，則為例如具有  $T_b / m$  等特定延遲時間之延遲元件的橫向 (Transversal) 形濾波器，對上述記錄再生裝置產生之元件波形進行等化處理，俾使上述碼符號之元件波形成為以傳送函數  $G(D) = PR(C_0, C_1, \dots, C_n) = (C_0 + C_1 D + C_2 D^2 + \dots + C_n D^n)$  運算之波形的波形等化裝置；對該等化波形序列以例如取樣周期  $T_b / m$  取樣並量化的 A / D 轉換裝置；將該數位輸出與特定之期待值對比並選擇最適路徑進行解碼符號序列的韋氏解碼裝置；對該解碼符號序列進行 R L L 編碼器及 N R Z I 編碼之逆運算據以對解碼數位資訊序列進行解調的解調裝置；及在上述波形等化裝置或 A / D 轉換裝置之後段，用以除去來自於輸出之高頻雜訊的低通濾波器；其特徵在於：上述加權係數之數值序列  $\{C_0, C_1, \dots, C_n\}$  為實數值序列，而且列下標之上昇順序列及下降順序列為同一序列，至少加權係數  $C_0, C_1, C_2 \neq 0$  者

(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

2. 一種資訊記錄再生裝置，其具備有：對數位資訊序列進行 R L L 編碼後進行 N R Z I 編碼的編碼調變裝置；將該碼符號序列記錄於資訊記錄媒體，再從該資訊記錄媒體藉光磁頭將類比信號予以再生成元件波形序列的記錄再生裝置；以上述碼符號序列之單元寬度  $T_b$  之  $1/m$ （其中  $m$  為自然數）之取樣周期對該再生元件波形序列進行取樣，量化的 A/D 轉換裝置；具有例如  $T_b/m$  等特定延遲時間之延遲元件的橫向形濾波器，假設以單元寬度  $T_b$  為延遲時間之延遲運算子為  $D$ ，加權係數分別為  $C_0, C_1, \dots, C_n$ ，則為對上述 A/D 轉換裝置所產生數位信號進行波形等化，俾使上述碼符號之元件波形成為以傳送函數  $G(D) = PR(C_0, C_1, \dots, C_n) = (C_0 + C_1 D + C_2 D^2 + \dots + C_n D^n)$  對來自於上述 A/D 轉換裝置之數位信號進行運算產生之波形的波形等化裝置；從波形等化裝置產生之信號中除去高頻雜訊的低通濾波器；及將該濾波器輸出與特定之期待值作對比並選擇最適路徑進行解碼符號序列的 Viterbi 解碼裝置；其特徵在於：上述加權係數之數值序列  $\{C_0, C_1, \dots, C_n\}$  為實數值序列，且列下標之上昇順序列與下降順序列為同一序列，至少加權係數  $C_0, C_1, C_2 \neq 0$  者。

3. 如申請專利範圍第 1 或 2 項之資訊記錄再生裝置，其中上述加權係數之數值序列  $\{C_0, C_1, \dots, C_n\}$  為正實數中之中高分布序列者。

(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

4. 如申請專利範圍第3項之資訊記錄再生裝置，其中上述傳送函數  $G(D) = PR(C_0, C_1, \dots, C_n)$  為從  $PR(1, 2, 1)$ ， $PR(1, 2, 2, 1)$ ， $PR(1, 3, 3, 1)$ ， $PR(1, 4, 6, 4, 1)$  所成群組中選出之傳送函數者。

5. 如申請專利範圍第4項之資訊記錄再生裝置，其中上述傳送函數  $G(D)$  為  $PR(1, 2, 2, 1) = (1 + 2D + 2D^2 + D^3)$  者。

6. 如申請專利範圍第5項之資訊記錄再生裝置，其中上述低通濾波器之遮斷頻率為  $1/2T_b \sim 1/6T_b$  之範圍者。

7. 如申請專利範圍第5項之資訊記錄再生裝置，其中上述韋氏解碼裝置為，將上述記錄再生裝置及等化裝置視為重疊編碼器，將輸入之上述碼序列之狀態亦視為內部狀態包含之，從其減掉  $(1, 7)RLI$  編碼及  $NRZI$  編碼所禁止之狀態推移，狀態  $10$  之內部狀態為  $S_0 \sim S_9$ ，則為使用依據該狀態推移所產生格子線圖而成者。

8. 如申請專利範圍第6項之資訊記錄再生裝置，其中上述韋氏解碼裝置為，將上述記錄再生裝置及等化裝置視為重疊編碼器，將輸入之上述碼序列之狀態亦視為內部狀態包含之，從其減掉  $(1, 7)RLI$  編碼及  $NRZI$  編碼所禁止之狀態推移，狀態  $10$  之內部狀態為  $S_0 \sim S_9$ ，則為使用依據該狀態推移所產生格子線圖而成

(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

者。

9. 如申請專利範圍第7項之資訊記錄再生裝置，其中上述內部狀態  $S_0 \sim S_9$  之狀態推移圖為，於狀態  $S_0$  上述記錄再生裝置之輸入 0 時保持至狀態  $S_0$  上述波形等化裝置之輸出 0，於狀態  $S_0$  該輸入 1 時推移至狀態  $S_1$  該輸出 1，於狀態  $S_1$  該輸入 1 時推移至 1 時推移至狀態  $S_2$  該輸出 3，於狀態  $S_2$  該輸入 0 時推移至狀態  $S_3$  該輸出 4，於狀態  $S_2$  該輸入 1 時推移至狀態  $S_3$  該輸出 5，於狀態  $S_3$  該輸入 0 時推移至狀態  $S_5$  該輸出 5，於狀態  $S_3$  該輸入 1 時推移至狀態  $S_4$  該輸出 6，於狀態  $S_4$  該輸入 0 時推移至狀態  $S_5$  該輸出 5，於狀態  $S_4$  該輸入 1 時保持狀態  $S_4$  該輸出 6，於狀態  $S_5$  該輸入 0 時推移至狀態  $S_6$  該輸出 3，於狀態  $S_6$  該輸入 0 時推移至狀態  $S_7$  該輸出 1，於狀態  $S_6$  該輸入 1 時推移至狀態  $S_6$  該輸出 2，於狀態  $S_7$  該輸入 0 時推移至狀態  $S_6$  該輸出 0，於狀態  $S_7$  該輸入 0 時推移至狀態  $S_1$  該輸出 1，於狀態  $S_8$  該輸入 0 時推移至狀態  $S_6$  該輸出 3，及於狀態  $S_9$  該輸入 1 時推移至狀態  $S_2$  該輸出 3。

10. 如申請專利範圍第8項之資訊記錄再生裝置，其中上述內部狀態  $S_0 \sim S_9$  之狀態推移圖為，於狀態  $S_0$  上述記錄再生裝置之輸入 0 時保持至狀態  $S_0$  上述波形等化裝置之輸出 0，於狀態  $S_0$  該輸入 1 時推移至狀態  $S_1$  該輸出 1，於狀態  $S_1$  該輸入 1 時推移至 1 時推移至狀態  $S_2$  該輸出 3，於狀態  $S_2$  該輸入 0 時推移至狀態  $S_3$  該輸出 4

(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

，於狀態  $S_2$  該輸入 1 時推移至狀態  $S_3$  該輸出 5，於狀態  $S_3$  該輸入 0 時推移至狀態  $S_5$  該輸出 5，於狀態  $S_3$  該輸入 1 時推移至狀態  $S_4$  該輸出 6，於狀態  $S_4$  該輸入 0 時推移至狀態  $S_5$  該輸出 5，於狀態  $S_4$  該輸入 1 時保持狀態  $S_4$  該輸出 6，於狀態  $S_5$  該輸入 0 時推移至狀態  $S_6$  該輸出 3，於狀態  $S_6$  該輸入 0 時推移至狀態  $S_7$  該輸出 1，於狀態  $S_6$  該輸入 1 時推移至狀態  $S_8$  該輸出 2，於狀態  $S_7$  該輸入 0 時推移至狀態  $S_8$  該輸出 0，於狀態  $S_7$  該輸入 1 時推移至狀態  $S_1$  該輸出 1，於狀態  $S_8$  該輸入 0 時推移至狀態  $S_8$  該輸出 3，及於狀態  $S_8$  該輸入 1 時推移至狀態  $S_2$  該輸出 3。

(請先閱讀背面之注意事項再填寫本頁)

裝

訂

線