

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第3704752号
(P3704752)

(45) 発行日 平成17年10月12日(2005.10.12)

(24) 登録日 平成17年8月5日(2005.8.5)

(51) Int. Cl.⁷

F I

G 1 1 B 20/14

G 1 1 B 20/14 3 4 1 A

G 1 1 B 20/18

G 1 1 B 20/18 5 3 4 A

G 1 1 B 20/18 5 7 O F

請求項の数 5 (全 19 頁)

<p>(21) 出願番号 特願平7-183149 (22) 出願日 平成7年7月20日(1995.7.20) (65) 公開番号 特開平8-167251 (43) 公開日 平成8年6月25日(1996.6.25) 審査請求日 平成14年7月22日(2002.7.22) (31) 優先権主張番号 特願平6-249870 (32) 優先日 平成6年10月14日(1994.10.14) (33) 優先権主張国 日本国(JP)</p>	<p>(73) 特許権者 000002369 セイコーエプソン株式会社 東京都新宿区西新宿2丁目4番1号 (74) 代理人 100089945 弁理士 山田 稔 (72) 発明者 小林 道夫 長野県諏訪市大和3丁目3番5号 セイコーエプソン株式会社内 (72) 発明者 根橋 聡 長野県諏訪市大和3丁目3番5号 セイコーエプソン株式会社内 (72) 発明者 下田 達也 長野県諏訪市大和3丁目3番5号 セイコーエプソン株式会社内</p> <p style="text-align: right;">最終頁に続く</p>
--	---

(54) 【発明の名称】 情報記録再生装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

デジタル情報列を R L L 符号化した後 N R Z I 符号化する符号化変調手段と、その符号記号列を情報記録媒体に記録し、その情報記録媒体から光ヘッドによりアナログ信号を素子波形列として再生する記録再生手段と、前記符号記号列のセル幅 T_b を遅延時間とする遅延演算子を D とすると、所定の遅延時間の遅延素子を持つトランスバーサル形フィルタであり、前記符号記号の素子波形を伝達関数 $G(D) = PR(1, 2, 2, 1) = (1 + 2D + 2D^2 + D^3)$ で演算した波形になるよう前記記録再生手段からの素子波形を波形等化する波形等化手段と、その等化波形列を標本化して量子化する A/D 変換手段と、そのデジタル出力を所定の期待値と対比して最尤パスを復号記号列とするビタビ復号手段と、その復号記号列に対し R L L 符号及び N R Z I 符号の逆変換を施して復号デジタル情報列を復調する復調手段と、前記波形等化手段又は前記 A/D 変換手段の後段でその出力から高周波雑音を除去する低域通過フィルタと、を有することを特徴とする情報記録再生装置。

【請求項2】

デジタル情報列を R L L 符号化した後 N R Z I 符号化する符号化変調手段と、その符号記号列を情報記録媒体を記録し、その情報記録媒体から光ヘッドによりアナログ信号を素子波形列として再生する記録再生手段と、その再生素子波形列を前記符号記号列のセル幅 T_b の $1/m$ (但し m は自然数) のサンプリング周期で標本化して量子化する A/D 変換手段と、所定の遅延時間間の遅延素子を持つトランスバーサル形フィルタであり、前

記セル幅 T_b を遅延時間とする遅延演算子を D とすると、前記符号記号の素子波形を前記 A/D 変換手段からのデジタル信号を伝達関数 $G(D) = PR(1, 2, 2, 1) = (1 + 2D + 2D^2 + D^3)$ で演算した波形になるよう前記 A/D 変換手段からのデジタル信号を波形等化する波形等化手段と、波形等化した信号から高周波雑音を除去する低域通過フィルタと、そのフィルタ出力を所定の期待値と対比して最尤パスを復号記号列とするビタビ復号手段と、を有することを特徴とする情報記録再生装置。

【請求項 3】

請求項 2 に記載の情報記録再生装置において、前記低域通過フィルタの遮断周波数は $1/2T_b \sim 1/6T_b$ の範囲内にあることを特徴とする情報記録再生装置。

【請求項 4】

請求項 2 又は請求項 3 に記載の情報記録再生装置において、前記ビタビ復号手段は、前記記録再生手段及び前記等化手段を畳み込み符号器として見てその入力である前記符号記号の状態をも内部状態として含ませ、これから $(1, 7)RLI$ 符号及び $NRZI$ 符号で禁止される状態推移を差し引いて、状態数 10 の内部状態 $S_0 \sim S_9$ とし、その状態推移を基にしたトレリス線図を用いて成ることを特徴とする情報記録再生装置。

【請求項 5】

請求項 4 に記載の情報記録再生装置において、前記内部状態 $S_0 \sim S_9$ の状態推移図は、状態 S_0 で前記記録再生手段への入力 0 のとき状態 S_0 のままで前記波形等化手段の出力 0, 状態 S_0 で該入力 1 のとき状態 S_1 へ推移し該出力 1, 状態 S_1 で該入力 1 のとき状態 S_2 へ推移し該出力 3, 状態 S_2 で該入力 0 のとき状態 S_8 へ推移し該出力 4, 状態 S_2 で該入力 1 のとき状態 S_3 へ推移し該出力 5, 状態 S_3 で該入力 0 のとき状態 S_5 へ推移し該出力 5, 状態 S_3 で該入力 1 のとき状態 S_4 へ推移し該出力 6, 状態 S_4 で該入力 0 のとき状態 S_5 へ推移し該出力 5, 状態 S_4 で該入力 1 のとき状態 S_4 のままで該出力 6, 状態 S_5 で該入力 0 のとき状態 S_6 へ推移し該出力 3, 状態 S_6 で該入力 0 のとき状態 S_7 へ推移し該出力 1, 状態 S_6 で該入力 1 のとき状態 S_9 へ推移し該出力 2, 状態 S_7 で該入力 0 のとき状態 S_0 へ推移し該出力 0, 状態 S_7 で該入力 1 のとき状態 S_1 へ推移し該出力 1, 状態 S_8 で該入力 0 のとき状態 S_6 へ推移し該出力 3, 及び状態 S_9 で該入力 1 のとき状態 S_2 へ推移し該出力 3 であることを特徴とする情報記録再生装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】

本発明は、光磁気記録再生装置、光記録再生装置等の光ヘッドにより情報を再生する情報記録再生装置に関し、特に、高密度記録及び誤り訂正率の改善を目的に、ビタビ復号器と組み合わせて用いるに好適な PR (パーシャルレスポンス) 方式に関する。

【0002】

【従来の技術】

最近、デジタル磁気記録の再生系信号処理技術においては、特開平 4 - 221464 号や特開平 5 - 2842 号に開示されているように、信号検出法としてピーク検出方式 (レベル検出方式) の代わりに高密度記録などの改善を目的にパーシャルレスポンス (Partial Response: PR) 方式が提案されている。また、誤り率特性の改善を目的に最尤復号法 (誤り訂正復号法) としてビタビ復号法を復調系に加味することが有効な手段として注目されている。他方、光記録、光磁気記録の分野においてパーシャルレスポンス方式及びビタビ復号法を適用した例として、大沢、山内、田崎の論文「新たな可変長ブロック符号と d 制約を利用したビタビ復号法の光磁気記録への応用」テレビ誌, 44, 10, pp1369 ~ 1375 (1990) が知られている。

【0003】

図 11 はパーシャルレスポンス方式及びビタビ復号法を用いた従来の光磁気記録再生システムの構成を示すブロック図である。

【0004】

10

20

30

40

50

この光磁気記録再生システムにおいては、後述する記録・再生系（光磁気ドライブ）3の帯域制限による素子波形（読取波形）の干渉（符号間干渉）の抑制や素子波形列からの同期情報の抽出の容易化などを図るため、記録・再生系3の特性などに適合した符号化則に従って符号化する所要の符号化変調器1を備えており、例えばこの符号化変調器1としては、記録すべき入力データビット列（デジタル情報列） $\{A_i\}$ を、同一の符号記号の連なりであるラン（Run）の最小値パラメータ $d = 2$ 、最大値パラメータ $k = 7$ とするRLL（Run-Length-Limited）符号に符号化するための $(2, 7)$ RLL符号器と、更にその $(2, 7)$ RLL符号列をNRZI（Non Return to Zero Inversion）符号へ変換する（シンボル0のときはレベル反転せず、シンボル1のときだけセル前端でレベル反転を行う）NRZI変調器とから成る。 $(2, 7)$ RLL符号則の k 制約（ $= 7$ ）は符号間干渉（波形干渉）を抑圧できる利点がある。またNRZI変調器のマーク長変調は高記録密度の向上に資する利点を有している。

10

【0005】

更に、図11の光磁気記録再生システムでは、符号化変調器1から生起する符号化データ列 $\{a_i\}$ は、後述する波形等化器4の逆伝達特性を持たせた回路であるところの特性 $\{1 / (1 + D)\} \text{ mod } 2$ のプリコーダ（Precoder）2に予め入力させて、波形等化器4の出力において後段のビタビ復号器7には記録・再生の特性が打ち消され誤り波及（誤り伝搬）を起こさないように配慮されている。プリコーダ2からの記録符号系列 $\{d_i\}$ は記録素子波形列として記録・再生系3の半導体レーザなどの熱効果を用いて光磁気記録媒体の磁性薄膜に記録される。

20

【0006】

一方、再生処理においては、記録・再生系3の光ヘッドにより光磁気記録媒体から読み出されてプリアンプで増幅されて得た再生素子波形列 $e(t)$ が、高密度記録化を図るために、波形を修正して波形干渉を補償する波形等化器4で波形等化される。この波形等化器4の一般的構成としては、トランスバーサルフィルタ（Transversal Filter）が用いられ、図12に示すように、遅延時間 T の遅延回路4aを $(2L)$ 段だけ直列に接続した直列遅延段（SR）と、信号の識別点となる各タップからその出力に重み係数 c_j （ $j = -L, \dots, -1, 0, +1, \dots, +L$ ）を掛ける $(2L + 1)$ 個の重み付け回路（乗算器）4bと、それらの総和を求める加算器4cとから構成されている。なお、遅延回路4aの遅延時間 T は符号記号列のセル幅 T_b と同一である必要がなく、波形等化の等化誤差を少なくするには、例えば遅延時間 $T = T_b / m$ の遅延回路4aを用いることができる。但し、 m は自然数である。

30

【0007】

ところで、ここに再生素子波形列 $e(t)$ を正しく標本点 kT_b でのみ標本化したとき、サンプル値が当該符号記号に対応する素子波形だけに依存し、隣接の素子波形に影響されないよう波形間干渉を無くするためには、次のナイキスト（Nyquist）の条件（ナイキストの第1無歪み条件）を満足しなければならない。

【0008】

【数1】

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

40

【0009】

但し、 T_b は符号記号列の時間単位であるセル幅である。 δ_{k0} は周知のクロネッカー（Kronecker）のデルタ記号で、 $\delta_{ij} = 1$ （ $i = j$ ）、 $\delta_{ij} = 0$ （ $i \neq j$ ）である。このナイキストの条件を満足する素子波形 e_0 には、方形パルス波形、ナイキスト波形等の様々なものが知られているが、最も基本的な波形は次のナイキスト波形（標本化関数） $r(t)$ である。

【0010】

【数2】

50

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

【0011】

しかし、素子波形としてナイキスト波形 $r(t)$ を用いたとしても、装置毎の精度バラツキや高密度記録では分解能が悪くなり、なおも波形間干渉を不可避免的に生じて符号間干渉を招くため、むしろPR方式では波形等化器4で波形間干渉を積極的に利用している。即ち、ここにプリコーダ2、記録・再生系3及び波形等化器4の総合伝達関数に対して、プリコーダ2の入力にインパルスを加えたときの波形等化器4の出力波形（インパルス応答波形）を $h(t)$ とすれば、一般に、プリコーダ2への入力が符号化データ列 $\{a_i\}$ のとき、波形等化器4の出力 $x(t)$ は次式で与えられる。

10

【0012】

【数3】

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

20

【0013】

但し、 a_k は時点 k でのデータ入力とし、 $T = T_b$ としてある。

【0014】

ここに、波形等化器4は図12に示す如く遅延時間 T の遅延回路4aを持つトランスバースルフィルタであると、 $h(t)$ は、ナイキスト波形 $r(t)$ の畳み込みで表される。

【0015】

【数4】

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

30

【0016】

ここに、 $n = 0$ のときナイキスト波形は遅延演算による応答部分に相当しており、パースナルレスポンスと称するが、数式3、4により、結局、

【0017】

【数5】

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

40

【0018】

である。ここに、

【0019】

【数6】

50

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

【 0 0 2 0 】

であり、数式 1 より、

【 0 0 2 1 】

【 数 7 】

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

10

【 0 0 2 2 】

として検出できる。

【 0 0 2 3 】

つまり、波形等化器 4 の出力 $x(t)$ は時間離散的な識別点 (kT_b) で、信号レベルが $(\bmod N)$ の多値として識別される。ここで一般に、各重み係数 c_j 間は適当な整数比に設定される。このように重み係数 c_j が整数比になるように設定された波形等化器 4 は PR (パーシャルレスポンス) 回路とも称され、PR 方式ではこの PR 回路の重み係数 c_j を用いて、PR (c_0, c_1, \dots, c_L) と一般化表現される。なお必要な場合、重み係数 c_j は実数まで拡張しても良い。因に、PR 方式の発案者 Kretzmer は代表的な PR 方式として、5 つの形式、即ち、PR $(1, 1)$, PR $(1, 2, 1)$, PR $(2, 1, -1)$, PR $(1, 0, -1)$, PR $(-1, 0, 2, 0, -1)$ を示している。

20

【 0 0 2 4 】

その中で、図 1 1 の光磁気記録再生システムにおいては、光磁気記録での光学的伝達関数 OTF が sinc 関数を呈するところから、これと似た周波数特性を持つ PR $(1, 1)$ 方式を採用している。PR $(1, 1)$ 方式では $c_0 = c_1 = 1$ であるから、波形等化器 4 の出力波形 (インパルス応答) $h(t)$ は、 $r(t/T_b)$ とその遅延波 $r(t/T_b - 1)$ の合成波である。識別点は T_b 毎であるから、その振幅値は 0 1 1 0 と推移するので、これを識別することでインパルス入力を検出できることになる。PR $(1, 1)$ 方式の場合、遅延演算子 D を用いると、デジタルでは $G(D) = 1 + D$ として表し得るので、入力が d_k のとき、その出力は $(d_k + d_{k-1})$ と表現できる。 $d_k = d_{k-1} = 1$ のとき、出力は 2 となるので、波形等化器 4 の出力レベルは 3 値 $(0, 1, 2)$ である。

30

【 0 0 2 5 】

PR 方式は、記憶される単一の素子波形に対して、再生信号の複数の識別点でその応答が零でない波形 (相関波形 : Correlative Waveform) を積極的に活用したもので、波形間干渉があってもレベルの一定時間推移の相関性を検出することであり、 $(2, 7)$ RLL 符号等のようなレベル相関符号に関する記録再生特性に適合した等化方法として注目されている。

40

【 0 0 2 6 】

次に、図 1 1 の波形等化器 4 の出力 $x(t)$ は低域通過フィルタ (LPF) 5 において再生過程及び等化過程で相加した白色雑音が除去された後、A/D 変換器 6 においてセル幅の時間離散点で標本化されると共に、サンプル値の量子化が行われる。

【 0 0 2 7 】

ところで、波形等化器 4 には雑音が相加されて実際には誤り系列として出力される。このため、A/D 変換器 6 で量子化された再生デジタル信号はビタビ (Viterbi) 復号器 7 でビタビアルゴリズムにより最尤復号 (Maximum Likelihood : ML) 法が行われる。最尤復号とは、識別及び復号処理において、各識別点ごとの信号値を対象とするのではなく、ある有限長の信号系列 (拘束長) を対象とするものである。ビタビアルゴリズムは最尤復

50

号法の一形式であり、受信（再生）信号系列が有限オートマトン・モデルで表現できることを前提としている。図12に示すトランスバーサルフィルタの波形等化器4はいわば畳み込み符号器と言えるので、その出力も有限オートマトン・モデル（出力が内部状態と入力で決まるマシン）の表現ができる。そして、ビタビアルゴリズムとは、有限状態マシンである符号器のトレリス線図（入力情報系列に従って符号器の状態変化過程で生成する出力符号系列を表した線図）の時間推移点毎に、各時点に入力するメトリック値（尤度の基準）が最小になるパス（内部状態の推移経路）を求めることである。

【0028】

図11に示す光磁気記録再生システムでは、(2, 7) RLL符号とPR(1, 1)方式の組合せに対し、ビタビ復号法を用いている。そこで、記録・再生系3及び波形等化器4を有限状態マシン（畳み込み符号器）として捉え、その内部状態の状態推移図を図13に示す。入力情報系列はプリコーダ2の出力 d_t ($= 0, 1$)であり、出力符号系列は波形等化器4の出力 x_t である。波形等化器4がPR(1, 1)回路であり、その検出される出力 x_t は0, 1, 又は2である。また唯一の遅延素子を含むので、内部状態は $2^1 = 2$ 通りとなり、内部状態を u_{t-1} で表すと、ここで $u_{t-1} = 0$ のときを状態 S_1 、 $u_{t-1} = 1$ のときを状態 S_2 に対応させる。因に、状態 S_1 の場合、入力0のときは状態 S_1 のままで、その出力は0となる。かかる場合、図13では入力/出力 = d_t / x_t を0/0として表してある。入力1のときは状態 S_2 に推移し、その出力は1となる。状態 S_2 の場合、入力1のときは状態 S_2 のままで、出力は2となる。入力0のときは状態 S_1 に推移し、その出力は1となる。

【0029】

図14は図13の状態推移図を基にした時間的な内部状態の変化過程を表すトレリス（格子）線図である。図14の破線の有向線は入力0による推移を示し、実線の有向線は入力1による推移を示しており、有向線上には d_t / x_t が付されている。ビタビアルゴリズムを簡単に説明すると、まず、各時点($t-2 \sim t+2$)で状態に合流する複数の枝のメトリックを計算する。この枝メトリックとして例えばハミング距離を用いる。その中で最小の枝メトリック値の持つパスを生き残りパスとする。枝メトリック値が同一のときは任意のパスを選択する。始期状態、符号列の相関性の目安である拘束長、及び終期状態は復調側でも既知であるので、唯一の終期状態から生き残りパスを過去に遡り、唯一の始期状態に辿り着くことができ、最尤パスを定めることができる。このような状態推移の相関性を考慮すると、記録・再生系3及び波形等化器4のビット誤りを克服して、正確な情報系列が復調されることになる。

【0030】

ビタビ復号器7の構成の詳細な説明は割愛するが、一般に、図15に示すように、拘束長に対応したビット数のデータ列の波形から求められた期待値を格納する仮定パスメモリ7a、加算器(A)、比較器(B)及びセレクタ(C)を含み、A/D変換器6からのサンプル値と仮定パスメモリ7aからの期待値との差の2乗出力と、前回算出したパスメトリック値との和を加算器(A)で求め、加算出力を比較器(C)により比較し、小さい方をセレクタ(C)から選択出力するACS回路7b、選択された仮定パスの最後尾の値が格納されるパスメモリ7c、及び、パスメトリック値の最小値のパスを選択して最後尾のデータを復調データとするパスセレクタ7dから構成されている。

【0031】

なお、図11におけるシステムの最終段の復調器8は、ビタビ復号器7で得られた誤り訂正符号 $\{a_i\}$ を復調して情報列 $\{A_i\}$ に戻すもので、(2, 7) RLL符号化及びNRZI符号化の逆変換に相当している。

【0032】

【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、上記の光磁気記録再生システムにあっては、次のような問題点があった。

【0033】

1 図11の光磁気記録再生システムにおける記録・再生系（光磁気ドライブ）3の

10

20

30

40

50

伝達関数を $H(f)$ 、波形等化器 4 の伝達関数を $E(f)$ とすれば、パーシャルレスポンス $PR(1, 1)$ の場合、次式を満たすように波形等化器 4 の重み係数 c_j を決定する必要がある。

【0034】

【数8】

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

【0035】

但し、 $PR_{11}(f)$ は $PR(1, 1)$ の伝達関数である。遅延演算子 $D = \exp(-j\omega T_b)$ を用いると、 $PR(1, 1)$ は $G(\omega) = (1 + D)$ と表現できる。但し、 $\omega = 2\pi f$ である。従って、伝達関数 $PR_{11}(f)$ は $|G(f)| = |2 \cos(\pi f T_b)|$ である。ここで遮断周波数は $f_{11} = 1 / 2 T_b$ である。図 16 は記録密度が低い場合の伝達関数の周波数特性を示す。記録密度が低いため、記録・再生系の伝達関数 $H(f)$ の遮断周波数 f_H は $PR_{11}(f)$ の遮断周波数 f_{11} よりも高い。かかる場合、遮断周波数 f_{11} で零となる伝達関数 $E(f)$ を持つ波形等化器 4 を構成すれば、原理的に等化誤差の無い状態を実現できる。

10

【0036】

しかし、記録密度を上げて行くと、波形間干渉により伝達関数 $H(f)$ の遮断周波数 f_H が低下し、図 17 に示す如く、ついには $PR_{11}(f)$ の遮断周波数 f_{11} よりも相対的に低くなる。かかる場合、数式 8 を満足しない領域 ($f_H < f_{11}$) が存在することとなり、原理的に等化誤差が大きくなるという問題がある。等化誤差が大きくなることは符号間干渉の是正が弱くなることを意味し、それ故、自ずと高密度記録再生の限界が生じる。

20

【0037】

2 図 16 に示す如く、記録密度が比較的到低い場合でも、伝達関数を $E(f)$ の高域側は 1 以上の値を呈しており、このため、雑音を強調する作用を成している。また、等化誤差 (最小二乗誤差) を低減させるため遅延時間の短い遅延回路 4a を用い波形等化器 4 のタップ数をハードウェア的に増やすことは可能であるが、波形等化器 4 の構成の複雑さが増すことは勿論のこと、遅延素子数の増大により雑音の相加が一層顕著になり、雑音の高域強調が起こり、却って等化誤差の抑制はさほど有効的ではなくなる。むしろ、ビット誤り率が高くなり、ビタビ復号を施してもビット誤り率は顕著に改善されないという問題があった。

30

【0038】

そこで上記 1 及び 2 の問題点に鑑み、本発明の課題は、符号側、記録・再生系及び復調側から成るシステム全体を一括した最適特性となるように、ビタビ復号と組み合わせ得る最適の PR 方式を見出すことにより、高密度記録の向上及びビット誤り率の低減が可能な情報記録再生装置を提供することにある。

【0039】

【課題を解決するための手段】

上記課題を解決するために、本発明は、光磁気記録再生装置、光記録再生装置等の光ヘッドにより情報を再生する情報記録再生装置において重み係数を特殊化したパーシャルレスポンス (PR) 方式を採用したものである。

40

【0040】

即ち、本発明の第 1 の手段は、デジタル情報列を RLL 符号化した後 $NRZI$ 符号化する符号化変調手段と、その符号記号列を情報記録媒体に記録し、その情報記録媒体から光ヘッドによりアナログ信号を素子波形列として再生する記録再生手段と、上記符号記号列のセル幅 T_b を遅延時間とする遅延演算子を D 、重み係数をそれぞれ c_0, c_1, \dots, c_n とすると、例えば T_b / m などの所定の遅延時間の遅延素子を持つトランスバーサル形フィルタであり、上記符号記号の素子波形を伝達関数 $G(D) = PR(c_0, c_1, \dots,$

50

c_n) = ($c_0 + c_1 D + c_2 D^2 + \dots + c_n D^n$) で演算した波形になるよう上記記録再生手段からの素子波形を波形等化する波形等化手段と、その等化波形列を例えばサンプリング周期 T_b / m で標本化して量子化する A/D 変換手段と、そのデジタル出力を所定の期待値と対比して最尤パスを復号記号列とするビタビ復号手段と、その復号記号列に対し RLL 符号及び NRZI 符号の逆変換を施して復号デジタル情報列を復調する復調手段と、上記波形等化手段又は上記 A/D 変換手段の後段でその出力から高周波雑音を除去する低域通過フィルタと、を有する情報記録再生装置において、上記重み係数の数値列 $\{c_0, c_1, \dots, c_n\}$ は実数値列であり、且つ列添字の昇順列と降順列とは同一列であって、少なくとも重み係数 $c_0, c_1, c_2 \neq 0$ であることを特徴とする。

【0041】

また本発明の第2の手段は、デジタル情報列を RLL 符号化した後 NRZI 符号化する符号化変調手段と、その符号記号列を情報記録媒体を記録し、その情報記録媒体から光ヘッドによりアナログ信号を素子波形列として再生する記録再生手段と、その再生素子波形列を上記符号記号列のセル幅 T_b の $1/m$ (但し m は自然数) のサンプリング周期で標本化して量子化する A/D 変換手段と、例えば T_b / m などの所定の遅延時間間の遅延素子を持つトランスバーサル形フィルタであり、セル幅 T_b を遅延時間とする遅延演算子を D 、重み係数をそれぞれ c_0, c_1, \dots, c_n とすると、上記符号記号の素子波形を前記 A/D 変換手段からのデジタル信号を伝達関数 $G(D) = PR(c_0, c_1, \dots, c_n) = (c_0 + c_1 D + c_2 D^2 + \dots + c_n D^n)$ で演算した波形になるよう上記 A/D 変換手段からのデジタル信号を波形等化する波形等化手段と、波形等化した信号から高周波雑音を除去する低域通過フィルタと、そのフィルタ出力を所定の期待値と対比して最尤パスを復号記号列とするビタビ復号手段と、を有する情報記録再生装置において、上記重み係数の数値列 $\{c_0, c_1, \dots, c_n\}$ は実数値列であり、且つ列添字の昇順列と降順列では同一列であって、少なくとも重み係数 $c_0, c_1, c_2 \neq 0$ であることを特徴とする。

【0042】

ここで、本発明では、 $G(D)$ を特に $PR(1, 2, 2, 1)$ としてある。

【0043】

このような情報記録再生装置においては、低域通過フィルタの遮断周波数は $1/2 T_b \sim 1/6 T_b$ の範囲内にすることができる。

【0044】

また、上記 $PR(1, 2, 2, 1)$ 方式のためのビタビ復号手段としては、上記記録再生手段及び上記波形等化手段を畳み込み符号器として見てその入力である上記符号記号の状態をも内部状態として含ませ、これから (1, 7) RLL 符号及び NRZI 符号で禁止される状態推移を差し引いて、状態数 10 の内部状態 $S_0 \sim S_9$ とし、その状態推移を基にしたトレリス線図を用いて成ることが望ましい。具体的に、このような記内部状態 $S_0 \sim S_9$ の状態推移図は、状態 S_0 で上記記録再生手段への入力 0 のとき状態 S_0 のままで上記波形等化手段の出力 0、状態 S_0 で該入力 1 のとき状態 S_1 へ推移し該出力 1、状態 S_1 で該入力 1 のとき状態 S_2 へ推移し該出力 3、状態 S_2 で該入力 0 のとき状態 S_8 へ推移し該出力 4、状態 S_2 で該入力 1 のとき状態 S_3 へ推移し該出力 5、状態 S_3 で該入力 0 のとき状態 S_5 へ推移し該出力 5、状態 S_3 で該入力 1 のとき状態 S_4 へ推移し該出力 6、状態 S_4 で該入力 0 のとき状態 S_5 へ推移し該出力 5、状態 S_4 で該入力 1 のとき状態 S_4 のままで該出力 6、状態 S_5 で該入力 0 のとき状態 S_6 へ推移し該出力 3、状態 S_6 で該入力 0 のとき状態 S_7 へ推移し該出力 1、状態 S_6 で該入力 1 のとき状態 S_9 へ推移し該出力 2、状態 S_7 で該入力 0 のとき状態 S_0 へ推移し該出力 0、状態 S_7 で該入力 1 のとき状態 S_1 へ推移し該出力 1、状態 S_8 で該入力 0 のとき状態 S_6 へ推移し該出力 3、及び状態 S_9 で該入力 1 のとき状態 S_2 へ推移し該出力 3 である。

【0045】

【作用】

PR 方式の重み係数の数値列 $\{c_0, c_1, \dots, c_n\}$ が実数数値列であり、且つ列添字

10

20

30

40

50

の昇順列と降順列では同一列であって、少なくとも係数 $c_0, c_1, c_2 = 0$ であるような PR 方式を採用すると、記憶再生手段の伝達関数 $H(f)$ と波形等化手段自体の伝達関数 $E(f)$ の積が採用された PR 方式の伝達関数に良く一致するようになり、等化誤差を低減させることができ、高密度記録が達成される。従前の PR (1, 1) に比べ、拘束長が長くなるので、ビタビ復号手段によりビット誤り訂正の改善が達成される。

【0046】

その中でも、PR (1, 2, 2, 1) を採用してあるので、高密度記録及びビット誤り訂正に優れていることが判明した。

【0047】

PR (1, 1) の伝達関数の遮断周波数は $1/2T_b$ であるのに対し、PR (1, 2, 2, 1) の伝達関数の遮断周波数は $1/3T_b$ で低い値となっているため、等化手段のタップ数を増やさなくても等化誤差を頗る低い値に抑えることができ、波形間干渉を抑制力が高い。等化手段のタップ数を増やさなくても良いことは、等化手段の構成の簡素さに資することは勿論、雑音相加を避けることができ、ビット誤りを抑制できる。この点からも復調能力を向上させることができる。

【0048】

PR (1, 2, 2, 1) の伝達関数の遮断周波数が $1/3T_b$ であるため、低域通過フィルタの遮断周波数を $1/2T_b$ 以下 ($1/2T_b \sim 1/6T_b$) に設定可能となり、雑音除去の効果も顕著である。それ故、誤り訂正率の向上に資する。

【0049】

ビタビ復号手段において、記録再生手段及び波形等化手段を畳み込み符号器として見てその入力である符号記号の状態をも内部状態として含ませ、これから (1, 7) RLL 符号及び NRZI 符号で禁止される状態推移を差し引いて、状態数 10 の内部状態 $S_0 \sim S_9$ とし、その状態推移を基にしたトレリス線図を用いた場合には、内部状態数が増える分、最小自由距離が長くなるので、符号の相関性が強くなり、誤り訂正率が向上する。

【0050】

【実施例】

次に、本発明の実施例を添付図面に基づいて説明する。

【0051】

〔実施例 1〕

図 1 は本発明に係る光磁気記録再生装置の実施例 1 の全体構成を示すブロック図である。

【0052】

本例の符号化変調器 11 は、入力データビット列 (デジタル情報列) $\{A_i\}$ を、ラン (Run) の最小値パラメータ $d = 1$ 、最大値パラメータ $k = 7$ として符号化する (1, 7) RLL 符号器と、更にその (1, 7) RLL 符号列を NRZI 符号へ変換する NRZI 変調器とから成る。(1, 7) RLL 符号則の k 制約 ($= 7$) は符号間干渉を抑圧できる利点がある。また NRZI 変調器のマーク長変調は高記録密度の向上に資する利点を有している。符号化変調器 11 から出力される符号列 $\{a_i\}$ は記録素子波形列として記録・再生系 (光磁気ドライブ) 3 の半導体レーザなどの熱効果を用いて光磁気記録媒体の磁性薄膜に記録される。情報再生処理においては、記録・再生系 3 の光ヘッドから読み出された再生素子波形列 $e(t)$ は信号検出系としての後述する波形等化器 14 で波形等化される。本例の波形等化器 14 もトランスバースルフィルタが用いられ、図 12 に示すように、タップを有する一定間隔 (遅延時間) T の遅延回路 4a を (2L) 段だけ直列に接続した直列遅延段 (SR) と、信号の識別点となる各タップからその出力に重み係数 c_j ($j = -L, \dots, -1, 0, +1, \dots, +L$) を掛ける (2L + 1) 個の重み付け回路 (乗算器) 4b と、それらの総和を求める加算器 4c とから構成されている。なお、遅延回路 4a の遅延時間 T は符号記号列のセル幅 T_b と同一である必要がなく、波形等化の等化誤差を少なくするには、 $T = T_b / m$ の遅延回路 4a を用いることができる。

【0053】

そして、本例の波形等化器 14 はそれ自身も含めた記録・再生系がパルシャルレスポンス

10

20

30

40

50

PR(1, 2, 2, 1)特性を実現するように等化器14の重み係数 c_j が設定されている。PR(1, 2, 2, 1)では、 $c_0 = 1$, $c_1 = 2$, $c_2 = 2$, $c_3 = 1$ であるから、式4により、記録・再生系3の入力にインパルスを加えたときの波形等化器4の出力波形(インパルス応答波形)である $h(t)$ は、次式で与えられる。

【0054】

【数9】

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

10

【0055】

ここでは、 $T = T_b$ としてあるから、応答波形の識別点は T_b 毎であり、インパルス応答の振幅値は、図2に示す如く、0 1 2 2 1 0と推移するので、これを識別することでインパルス入力を検出できることになる。ここで遅延演算子 $D = \exp(-j\omega T_b)$ を用いると、PR(1, 2, 2, 1)はデジタルでは $G(D) = (1 + 2D + 2D^2 + D^3)$ と表現できる。但し、 $\omega = 2\pi f$ である。時点 k での入力が a_k のとき、その出力は $(a_k + 2a_{k-1} + 2a_{k-2} + a_{k-3})$ と表現できる。 $a_k = a_{k-1} = a_{k-2} = a_{k-3} = 1$ のとき、出力は6となるので、波形等化器14の出力信号レベルは7値(0, 1, 2, 3, 4, 5, 6)である。従って、PR(1, 2, 2, 1)の伝達関数 $PR_{1221}(f)$ は、

$$|G(f)| = |2 \cos(\pi f T_b) \{1 + 2 \cos(2\pi f T_b)\}^{1/2}|$$

である。ここで遮断周波数は $f_{1221} = 1/3T_b$ である。

【0056】

次に、波形等化器14の出力 $x(t)$ は低域通過フィルタ(LPF)15において再生過程及び等化過程で相加した白色雑音が除去される。フィルタ15の遮断周波数は、伝達関数 $PR_{1221}(f)$ の遮断周波数が $f_{1221} = 1/3T_b$ であるので、1ビット分の遅延時間(セル幅)を T_b とすると、 $1/3T_b \sim 1/6T_b$ の範囲とする。好ましくは $1/4T_b \sim 1/6T_b$ とする。そして、次のA/D変換器16においてはセル幅の時間離散点で標本化されると共に、サンプル値の量子化が行われる。

30

【0057】

この後、A/D変換器16で量子化された再生デジタル信号はビタビ復号器17でビタビアルゴリズムにより最尤復号法が行われる。本例では(1, 7)RLL符号, NRZI符号とPR(1, 2, 2, 1)方式の組合せに対し、それに適合したビタビ復号法を用いている。ここで、記録・再生系3及び波形等化器4を有限状態マシン(拘束長4のトレリス符号器)として捉えると、その内部状態の状態推移図を図3に示す。入力情報系列は符号化変調器の出力 $a_t (= 0, 1)$ であり、出力符号系列は波形等化器4の出力 x_t である。波形等化器14の出力 x_t のレベルは0, 1, 2, 3, 4, 5又は6である。また3つの遅延素子 T を含むので、内部状態は最大 $2^3 = 8$ 通りであるが、(1, 7)RLLの $d = 1$ の制約により実際の内部状態は6通りである。内部状態を $(u_{t-1}, u_{t-2}, u_{t-3})$ で表すと、状態 $S_0 = (0, 0, 0)$ 、状態 $S_1 = (1, 0, 0)$ 、状態 $S_2 = (1, 1, 0)$ 、状態 $S_3 = (1, 1, 1)$ 、状態 $S_4 = (0, 1, 1)$ 、状態 $S_5 = (0, 0, 1)$ は存在し、状態 $(1, 0, 1)$ と状態 $(0, 1, 0)$ は存在しない。

40

【0058】

因に、状態 S_0 の場合、入力0のときは状態 S_1 のままで、その出力は0となる。なお、入力/出力 $= a_t / x_t$ を0/0として表す。また入力1のときは状態 S_1 に推移し、その出力は1となる。状態 S_1 の場合、次の入力も1となり、状態 S_2 に推移し、その出力は3となる。状態 S_2 の場合、入力1のときは状態 S_3 に推移し、その出力は5となり、入力0のときは状態 S_4 に推移し、その出力は4となる。状態 S_3 の場合、入力1のときは状態 S_3 のままで、その出力は6となり、入力0のときは状態 S_4 に推移し、その出力

50

は5となる。状態 S_4 の場合、次の入力も0となり、状態 S_5 に推移し、その出力は3である。状態 S_5 の場合、入力0のときは状態 S_0 に推移し、その出力は1であり、入力1のときは状態 S_1 に推移し、その出力は2である。

【0059】

図4は図3の状態推移図を基にした時間的な内部状態の変化過程を表すトレリス線図である。図4の破線の有向線は入力0による推移を示し、実線の有向線は入力1による推移を示しており、有向線上には入力/出力 = a_t / x_t が付されている。このようなトレリス線図を持つ畳み込み符号系に対するビタビアルゴリズムも前述した手法と同様であり、まず各時点 ($t-3 \sim t+3$) で状態に合流する複数の枝のメトリックを計算し、その中で最小の枝メトリック値の持つパスを生き残りパスを見つけ、終期状態から生き残りパスを過去に遡り、唯一の始期状態に辿り着くことで最尤パスを決定する。なお、このビタビ復号器17も、図15に示す構成と同様な構成である。

10

【0060】

他方、誤り訂正率を向上させる目的で、現入力 $d_t = u_t$ をも含めた内部状態を状態 ($u_t, u_{t-1}, u_{t-2}, u_{t-3}$) で表すと、拘束長5の畳み込み符号器(トレリス符号器)と見做すことができる。この符号系の内部状態は最大 $2^4 = 16$ 通りであるが、(1, 7) RLLの $d=1$ の制約により実際の内部状態数は10通り ($S_0 \sim S_9$) である。図3の場合に比べて内部状態数が4通りだけ増えている分、最小自由距離(トレリス線図上で初期状態から出発して他の状態を経由して再び初期状態に戻るパスのハミング重みの最小値)が長くなっており、符号の相関性が強くなり、誤り訂正率が向上する。

20

【0061】

図5はこのような拡張された内部状態の時間変化過程を表すトレリス線図である。この状態推移図において、状態 S_0 で入力符号0のとき状態 S_0 のまま等化器出力0であり、状態 S_0 で入力1のとき状態 S_1 へ推移して出力1であり、状態 S_1 で入力1のとき状態 S_2 へ推移して出力3であり、状態 S_2 で入力0のとき状態 S_8 へ推移して出力4であり、状態 S_2 で入力1のとき状態 S_3 へ推移して出力5であり、状態 S_3 で入力0のとき状態 S_5 へ推移して出力5であり、状態 S_3 で入力1のとき状態 S_4 へ推移して出力6であり、状態 S_4 で入力0のとき状態 S_5 へ推移して出力5であり、状態 S_4 で入力1のとき状態 S_4 のまま出力6であり、状態 S_5 で入力0のとき状態 S_6 へ推移して出力3であり、状態 S_6 で入力0のとき状態 S_7 へ推移して出力1であり、状態 S_6 で入力1のとき状態 S_9 へ推移して出力2であり、状態 S_7 で入力0のとき状態 S_0 へ推移して出力0であり、状態 S_7 で入力1のとき状態 S_1 へ推移して出力1であり、状態 S_8 で入力0のとき状態 S_6 へ推移して出力3であり、そして状態 S_9 で入力1のとき状態 S_2 へ推移して出力3である。

30

【0062】

図1における最終段の復調器18は、ビタビ復号器17で得られた誤り訂正符号 $\{a_i\}$ を復調して情報列 $\{A_i\}$ に戻すもので、(1, 7) RLL符号化及びNRZI符号化の逆変換に相当している。なお、復調器18には波形等化器14の逆伝達特性を持たせたポストコーダ回路が含まれている。

【0063】

図6は本例の $PR(1, 2, 2, 1)$ の伝達関数 $PR_{1221}(f)$ を示すグラフである。 $f_b = fT$ とした規格化周波数としてある。前述したように、伝達関数 $PR_{1221}(f)$ は $|2 \cos(f_b) \{1 + 2 \cos(2f_b)\}^{1/2}|$ であり、その遮断周波数は $f_{b, 1221} = 1/3T_b = 0.33$ である。他方、 $PR(1, 1)$ の伝達関数 $PR_{11}(f)$ は $|2 \cos(f_b)|$ であり、その遮断周波数は $f_{b, 11} = 1/2 = 0.5$ である。従って、遮断周波数は $f_{b, 1221}$ は遮断周波数は $f_{b, 11}$ より必ず低周波数側になっている。従って、高密度記録により波形間干渉が生じ、記録・再生系3の伝達関数 $H(f)$ の周波数特性の遮断周波数 f_{bH} が $PR_{11}(f)$ の遮断周波数 $f_{b, 11}$ よりも相対的に低くなっても、 f_{bH} が $f_{b, 1221}$ 以下になるまでは次式を満足する波形等化器14の伝達関数 $E(f)$ が存在する。

40

【0064】

50

【数 10】

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

【0065】

従って、波形等化の保証により従来に比して一層の高密度記録を実現することができる。また、図6では伝達関数 $PR_{11}(f)$ よりも $PR_{1221}(f)$ の方が記録・再生系の伝達関数 $H(f)$ に添って接近しているので、波形等化器14の伝達関数 $E(f)$ は従前の $PR(1, 1)$ のそれに比して低くでき、より1近くに寄せることができる。その分、ノイズの高域強調を抑制でき、ビット誤りの低減に寄与する。

10

【0066】

図7は、 $(1, 7)$ RLLのNRZI符号を再生した場合の波形等化器14の等化波形の理想的なアイパターン(アイダイヤグラム)を示す。周知の通り、これは素子波形列の単位間隔(セル幅) T_b の2つの隣接セルについて起こり得るすべての波形の組み合わせを重ね合わせたものであり、例えば $t/T_b = 1$ の時点で明らかのように、7値 $(0, 1, 2, 3, 4, 5, 6)$ の離散点において曲線群が集中的に交差しており、離散点間に曲線群が通過していない。このため、マージンが十分広くなっており、各整数値間に閾値を持つ閾値素子を設けることにより信号識別が容易となっている。

【0067】

図8は波形等化器のタップ数に対する等化誤差の依存性を示すグラフである。

20

【0068】

従前の $PR(1, 1)$ 方式では等化誤差(理想 $PR(1, 1)$ 波形と現実の波形等化器の出力波形との最小二乗誤差)の値が高くなっている。これは図6の伝達関数の曲線形の比較で判るように、 $PR(1, 1)$ 方式の伝達関数は記録・再生系の伝達関数 $H(f)$ からなお大きく乖離しており、波形等化し難くなっているためである。波形等化器のタップ(識別点)数が5の場合は約0.13であり、タップ数を増やして波形等化器を構成すると、勿論、等化誤差は減少するものの、因にタップ数が21のときでも約0.03と高い値になっている。タップ数を増大させることは遅延回路4aの数を増やすことを意味するので、等化器自体の構成の複雑さを招き、また雑音相加が問題となり、ビット誤りを誘発することにもなる。これに対して、本例の $PR(1, 2, 2, 1)$ 方式では、タップ(識別点)数が5の場合、等化誤差は既に0.02以下であり、 $PR(1, 1)$ 方式に比べて格段に優れていることが判る。タップ数が少なくても等化誤差を僅少にできるので、符号間干渉を頗る抑制でき一層の高密度記録化を実現できると共に、波形等化器14自体の構成の簡略化が可能で、波形等化器でも雑音相加を低減できる。

30

【0069】

図9は本例装置において記録データとして最大長周期系列(M系列)の0, 1のデータを用いて $0.25 \mu\text{m}/\text{bit} \sim 0.35 \mu\text{m}/\text{bit}$ の記録密度で光記録媒体に記録し、その再生信号の信号対雑音比(S/N)と、その再生信号の復調後のデータのビット誤り率(BER)との関係を示すグラフである。ビット誤り率は、 $PR(1, 1)$ $PR(1, 2$ $PR(1, 3, 3, 1)$ $PR(1, 4, 6, 4, 1,)$ $PR(1, 2, 2, 1)$ の順で低減している。これらの点から類推できることは、PR方式の重み係数の数値列 $\{c_0, c_1, \dots, c_n\}$ に関し、列添字の昇順列と降順列とは同一の中高分布列($c_0 = c_n, c_1 = c_{n-1}, c_2 = c_{n-2}, \dots$)であって、少なくとも係数 $c_0, c_1, c_2 \geq 0$ であることが望ましい。なお必要な場合、重み係数は整数に限らず、実数としても良い。

40

【0070】

特に、 $PR(1, 2, 2, 1)$ の場合は $PR(1, 1)$ の場合に比して数dB以上の顕著な改善が見られた。図9では中間的な改良のパーシャルレスポンスが数種示されている。この図から理解できるように、 $PR(1, 3, 3, 1)$, $PR(1, 4, 6, 4, 1,)$

50

も好適に採用できる。重み係数の数値列は正の実数の中高列が良好であると推察できる。ただ、 $PR(1, 3, 3, 1)$ が9値であるのに比し、 $PR(1, 4, 6, 4, 1)$ は17値であるため、波形等化器の遅延素子数の増大やA/D変換器の構成の複雑さが増すと共に、雑音の相加によりS/N比の低下を補う必要がある。従って、 $PR(1, 4, 6, 4, 1)$ よりも $PR(1, 3, 3, 1)$ の方を採用するのが望ましい。従って、一般に重み係数の数値列は正の実数の中高列で、4元要素($c_0, c_1, c_2 (=c_1), c_3 (=c_0)$)であることが良好であると推察できる。因みに、 $PR(1, 4, 4, 1)$ 、 $PR(2, 3, 3, 2)$ では11値であり、 $PR(1, 5, 5, 1)$ では13値であり、 $PR(1, 6, 6, 1)$ 、 $PR(2, 5, 5, 2)$ 、 $PR(3, 4, 4, 3)$ では15値であり、 $PR(1, 7, 7, 1)$ 、 $PR(3, 5, 5, 3)$ では17値である。なお

10

【0071】

また、上記実施例では、低域通過フィルタ15はアナログフィルタとして波形等化器14の直後に設けてあるが、A/D変換器16の直後にデジタルフィルタとして設けても良い。

【0072】

〔実施例2〕

図10は本発明に係る光磁気記録再生装置の実施例2の全体構成を示すブロック図である。なお、図10において図1に示す部分と同一部分には同一参照符号を付し、その説明は省略する。

20

【0073】

本例では、記録・再生形3の直後にA/D変換器26を接続し、その後にデジタル型の波形等化器24を設けてある。15はデジタル型の低域通過フィルタである。A/D変換器26のサンプリング周波数はセル幅 T_b でも良いが、等化誤差を低減するためには、 T_b/m (但し、 m は自然数)とするのが良い。デジタル型の波形等化器24は一般に非巡回形デジタルフィルタ(FIR)であり、それを構成する複数の遅延回路の遅延時間は T_b/m である。

【0074】

このように波形等化器をデジタル回路で構成することによっても、高密度記録の向上と誤り訂正率の改善を図ることができる。

30

【0075】

【発明の効果】

以上説明したように、本発明は、 $PR(1, 2, 2, 1)$ 方式を採用しているので、高密度記録及びビット誤り訂正に頗る優れている。 $PR(1, 2, 2, 1)$ の伝達関数の遮断周波数は $1/3T_b$ で低い値となるため、波形等化手段のタップ数を増やさなくても等化誤差を頗る低い値に抑えることができ、符号間干渉の抑制力が高い。波形等化手段のタップ数を増やさなくても良いことは、等化手段の構成の簡素さに資することは勿論、雑音相加を避けることができ、ビット誤りを抑制できる。また、他の遅延演算子Dの3次の伝達関数に比して $PR(1, 2, 2, 1)$ 方式は7値で符号検出できるので、波形等化器の遅延素子数の増大やA/D変換器の構成の複雑さを抑えることができる。

40

【0076】

また(1, 7)RLL符号則、NRZI符号則及び $PR(1, 2, 2, 1)$ 方式を採用する場合、ビタビ復号手段において、入力である符号記号の状態をも内部状態として拡張し、その状態推移を基にしたトレリス線図を用いた場合には、内部状態数が増える分、最小自由距離が長くなるので、符号の相関性が強くなり、誤り訂正率が向上する。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明に係る光磁気記録再生装置の実施例1の全体構成を示すブロック図である。

【図2】 $PR(1, 2, 2, 1)$ 方式を含むPR方式を説明する波形図である。

【図3】同実施例1において、記録・再生系及び波形等化器を拘束長4のトレリス符号器

50

として捉えた場合の内部状態の状態推移図である。

【図4】図3の状態推移図を基にした時間的な内部状態の変化過程を表すトレリス線図である。

【図5】同実施例1において、記録・再生系及び波形等化器を拘束長5のトレリス符号器として捉えた場合の内部状態の状態推移図を基にしたトレリス線図である。

【図6】同実施例1において、記録・再生系の伝達関数 $H(f)$ 、及びPR方式の伝達関数 $PR_{11}(f)$ 、 $PR_{1221}(f)$ を示すグラフである。

【図7】同実施例1において、(1,7)RLLのNRZI符号を再生した場合の波形等化器の等化波形の理想的なアイパターン(アイダイヤグラム)である。

【図8】同実施例1において、PR(1,2,2,1)方式とPR(1,1)に関し、波形等化器のタップ数に対する等化誤差の依存性を示すグラフである。

10

【図9】同実施例1において、記録データとして最大長周期系列(M系列)の0,1のデータを用いて $0.25\mu\text{m}/\text{bit} \sim 0.35\mu\text{m}/\text{bit}$ の記録密度で光記録媒体に記録し、その再生信号の信号対雑音比(S/N)と、その再生信号の復調後のデータのビット誤り率(BER)との関係を示すグラフである。

【図10】本発明に係る光磁気記録再生装置の実施例2の全体構成を示すブロック図である。

【図11】従来の光磁気記録再生装置の一例の全体構成を示すブロック図である。

【図12】光磁気記録再生装置に用いるトランスバーサル形波形等化器の一般的構成を示すブロック図である。

20

【図13】図11における記録・再生系及び波形等化器を有限状態マシン(拘束長1の畳み込み符号器)として捉えた場合の内部状態の状態推移図である。

【図14】図13の状態推移図を基にしたトレリス線図である。

【図15】光磁気記録再生装置に用いるビタビ復号器の一般的構成を示すブロック図である。

【図16】図11において、記録密度が低い場合について記録・再生系の伝達関数 $H(f)$ 、波形等化器の伝達関数 $H(f)$ 、及びPR(1,1)方式の伝達関数 $PR_{11}(f)$ を示すグラフである。

【図17】図11において、記録密度が高い場合について記録・再生系の伝達関数 $H(f)$ 、波形等化器の伝達関数 $H(f)$ 、及びPR(1,1)方式の伝達関数 $PR_{11}(f)$ を示すグラフである。

30

【符号の説明】

1, 11 ... 符号化変調器

3 ... 記録・再生系(光磁気ドライブ)

4, 14, 24 ... 波形等化器

4a ... 遅延回路

4b ... 重み付け回路(乗算器)

4c ... 加算器

5, 15 ... 低域通過フィルタ(LPF)

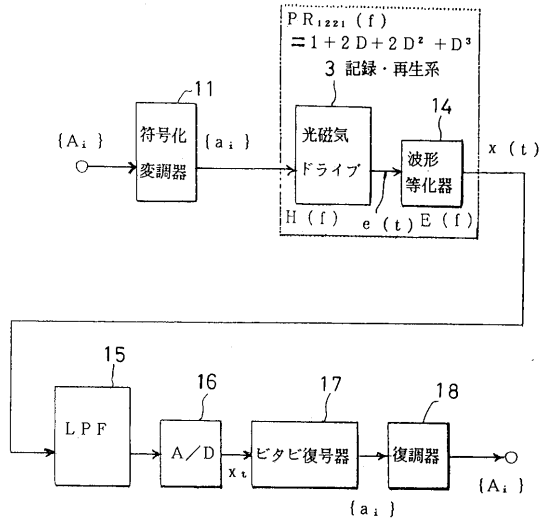
6, 16, 26 ... A/D変換器

7, 17 ... ビタビ復号器

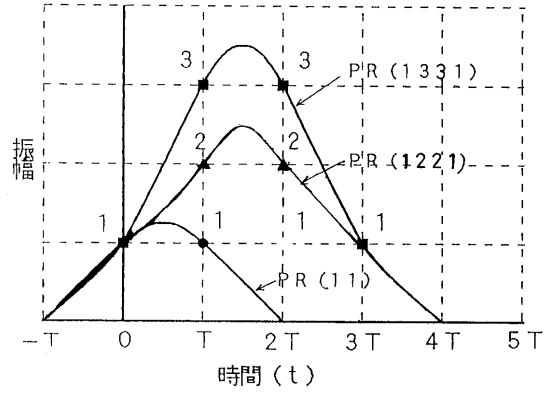
8, 18 ... 復調器。

40

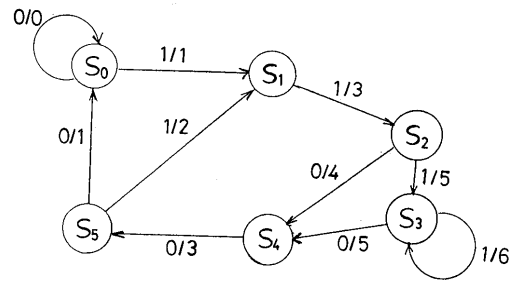
【 図 1 】



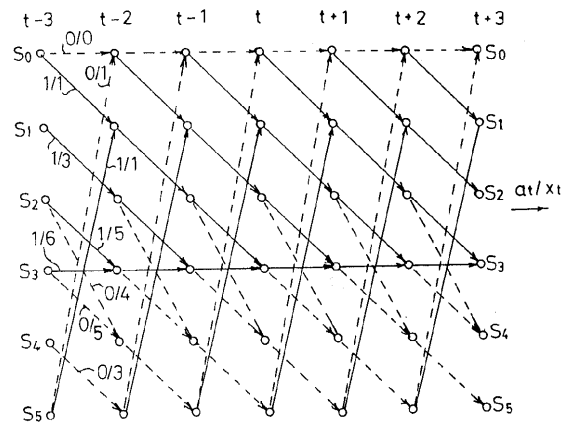
【 図 2 】



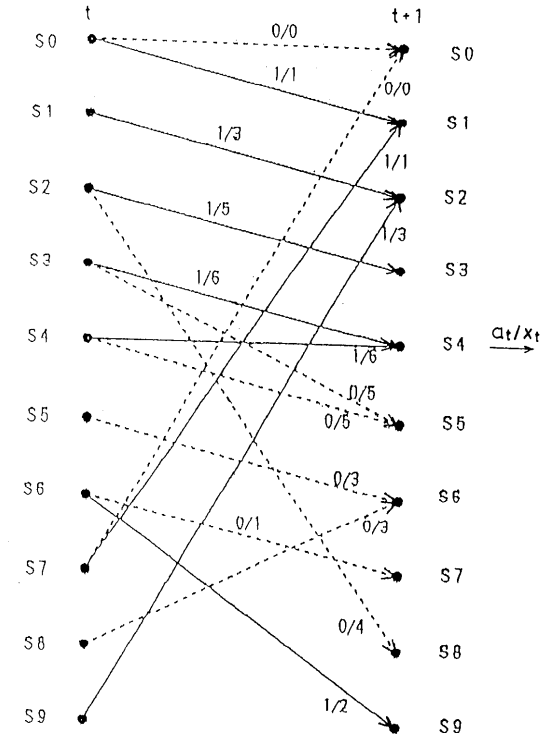
【 図 3 】



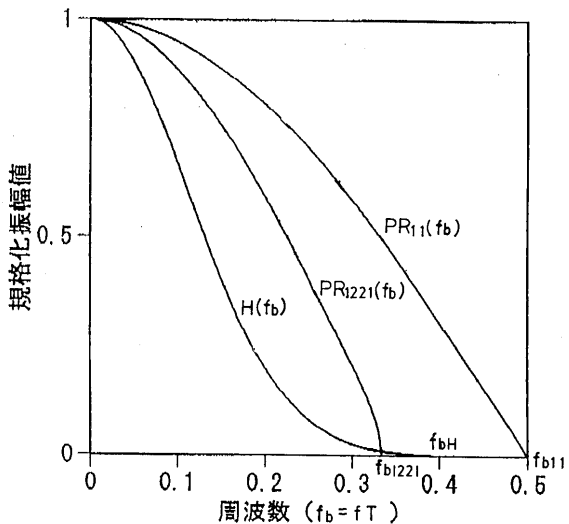
【 図 4 】



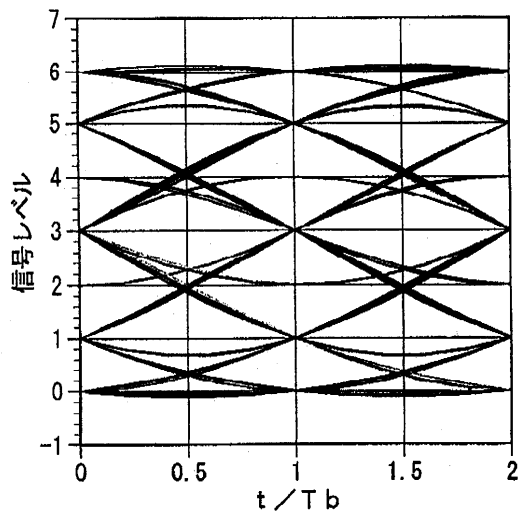
【 図 5 】



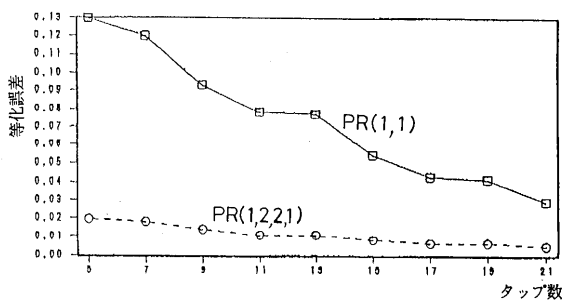
【図6】



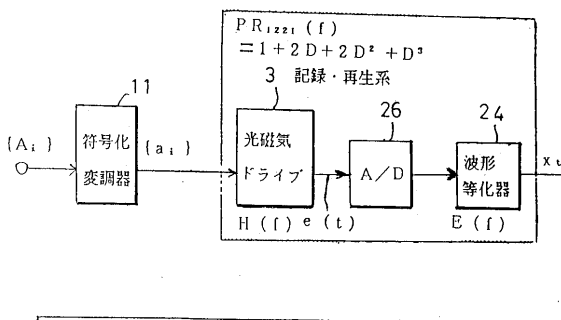
【図7】



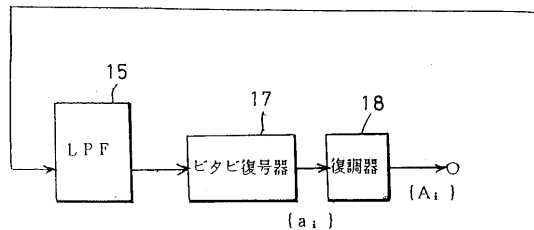
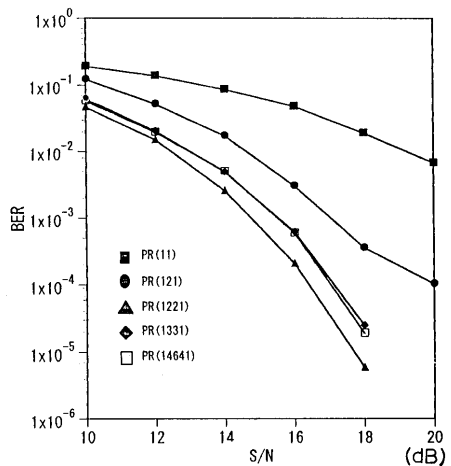
【図8】



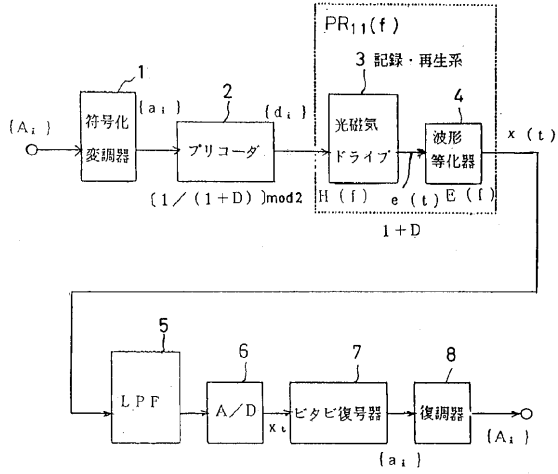
【図10】



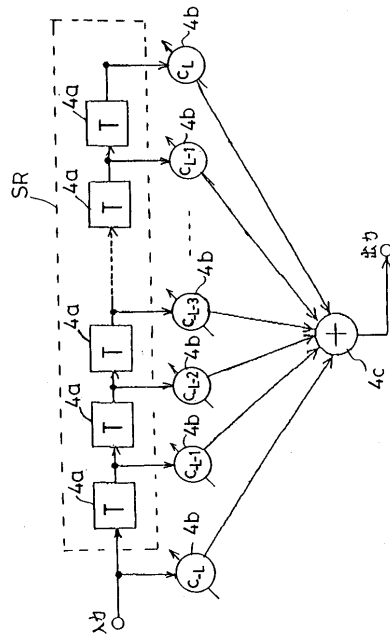
【図9】



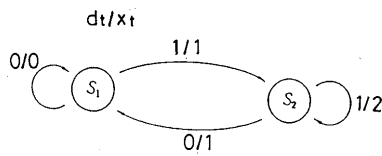
【図11】



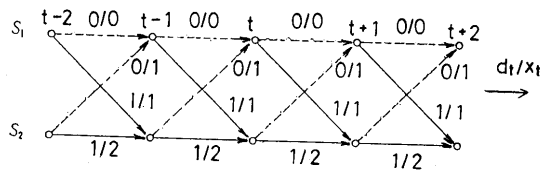
【図12】



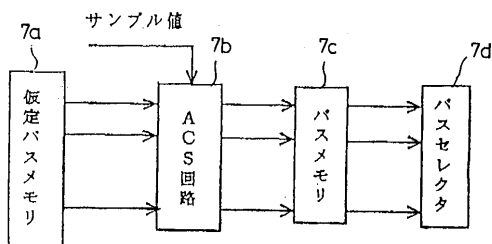
【図13】



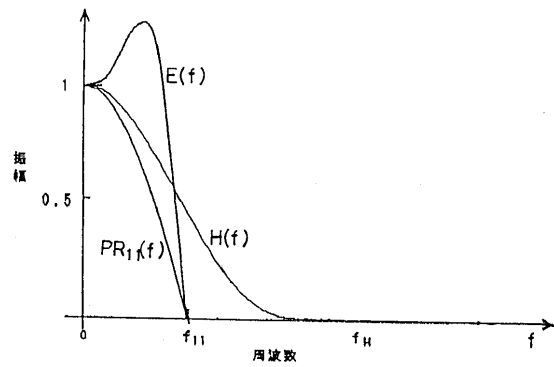
【図14】



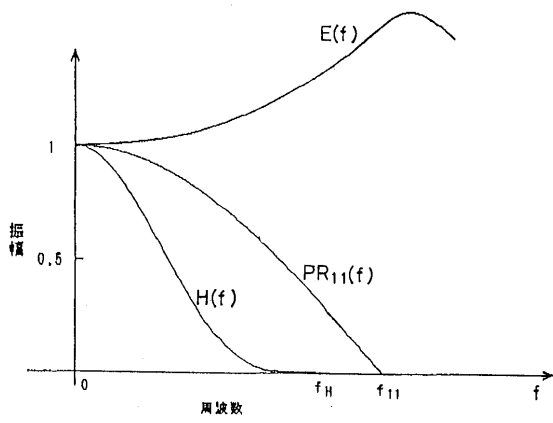
【図15】



【図16】



【 図 17 】



フロントページの続き

(72)発明者 大沢 寿

愛媛県松山市桑原2丁目13-48

(72)発明者 岡本 好弘

愛媛県松山市桑原6丁目7-17-206

審査官 小林 大介

(56)参考文献 特開平06-243598(JP,A)

特開平04-030306(JP,A)

特開平04-221464(JP,A)

特開平07-122000(JP,A)

今井拓司、外1名、信号処理方式PRML：次世代の大容量記憶装置を支える，日経エレクトロニクス，日本，日経BP社，1994年 1月，第599号，p.72-80

(58)調査した分野(Int.Cl.⁷，DB名)

G11B 20/10

G11B 20/14

G11B 20/18