

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4750488号
(P4750488)

(45) 発行日 平成23年8月17日(2011.8.17)

(24) 登録日 平成23年5月27日(2011.5.27)

(51) Int.Cl.

F I

G 1 1 B 20/18 (2006.01)

G 1 1 B 20/10 (2006.01)

G 1 1 B 20/18 5 5 0 C

G 1 1 B 20/18 5 3 4 A

G 1 1 B 20/18 5 7 0 F

G 1 1 B 20/18 5 7 2 C

G 1 1 B 20/18 5 7 2 F

請求項の数 7 (全 32 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号 特願2005-200235 (P2005-200235)
 (22) 出願日 平成17年7月8日(2005.7.8)
 (65) 公開番号 特開2007-18622 (P2007-18622A)
 (43) 公開日 平成19年1月25日(2007.1.25)
 審査請求日 平成20年7月1日(2008.7.1)
 審判番号 不服2009-4803 (P2009-4803/J1)
 審判請求日 平成21年3月5日(2009.3.5)

(73) 特許権者 000002185
 ソニー株式会社
 東京都港区港南1丁目7番1号
 (74) 代理人 100086841
 弁理士 脇 篤夫
 (74) 代理人 100114122
 弁理士 鈴木 伸夫
 (72) 発明者 白石 淳也
 東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソ
 ニー株式会社内

合議体

審判長 小松 正

審判官 月野 洋一郎

審判官 酒井 伸芳

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 評価装置、再生装置、評価方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

ビット情報を再生した再生信号からビタビ検出を行ってビット検出を行うビタビ検出手段と、

上記ビタビ検出手段におけるパスの選択の結果生き残った最尤パスとこの最尤パスと最終的に比較された第2パスのうち、少なくともエラーパターンが予め定められた所定複数のエラーパターンの何れかに該当するものについて、上記第2パスに対するパスメトリックの値と上記最尤パスに対するパスメトリックの値との差分であるメトリック差分を算出するメトリック差分算出手段と、

上記メトリック差分算出手段により算出された上記エラーパターンごとのメトリック差分の値を、それぞれの上記エラーパターンでの上記最尤パスと上記第2パスとのユークリッド距離を共通の値で除算した個別の閾値によりそれぞれ比較する比較手段と、

上記比較手段の比較結果に基づき、上記閾値を下回る上記メトリック差分の値の総数をカウントし、その結果をビットエラーレートに関する評価値として得る評価値生成手段と、
 を備える評価装置。

【請求項 2】

さらに、上記ビタビ検出手段において得られる上記最尤パスのビット系列の情報と上記第2パスのビット系列の情報とに基づき、それらのエラーパターンが上記所定複数のエラーパターンの何れかに該当するか否かについて判定を行う第1エラーパターン判定手段を備え、

10

20

上記メトリック差分算出手段は、

上記第1エラーパターン判定手段の判定結果に基づき、上記所定複数のエラーパターンの何れかに該当する上記最尤パスと上記第2パスについて上記メトリック差分の値を算出し、

上記比較手段は、

上記第1エラーパターン判定手段の判定結果に基づき、それぞれの上記エラーパターンでの上記最尤パスと上記第2パスとのユークリッド距離を算出する、

請求項1に記載の評価装置。

【請求項3】

さらに、上記所定複数のエラーパターンとして想定される上記最尤パスと上記第2パスとのビット系列のパターンが対応付けられて格納されるパターンテーブルに基づき、上記最尤パスと上記第2パスとが上記所定複数のエラーパターンの何れかに該当するか否かについて判定する第2エラーパターン判定手段を備えると共に、

10

上記メトリック差分算出手段は、

上記第2エラーパターン判定手段の判定結果に基づき、上記所定複数のエラーパターンの何れかに該当する上記最尤パスと上記第2パスについて上記メトリック差分の値を算出し、

上記比較手段は、

上記第2エラーパターン判定手段の判定結果に基づき、それぞれの上記エラーパターンでの上記最尤パスと上記第2パスとのユークリッド距離を算出する、

20

請求項1に記載の評価装置。

【請求項4】

上記ビタビ検出手段は、

ブランチメトリックの計算のために用いられる基準レベルを、上記再生信号のレベルに応じて可変的に設定するように構成される、

請求項1に記載の評価装置。

【請求項5】

さらに、上記評価値とそれに応じたビットエラーレートの値との対応関係を示す対応情報が記憶される記憶手段と、

上記評価値算出手段により算出された上記評価値と上記記憶手段に記憶された上記対応情報とに基づき、上記評価値を上記ビットエラーレートに換算する換算手段とを備える、

30

請求項1に記載の評価装置。

【請求項6】

記録媒体に対する少なくとも再生を行う再生装置として、

上記記録媒体に記録されたビット情報を読み出して再生信号を得る再生信号生成手段と

上記再生信号生成手段により得られた再生信号からビタビ検出を行ってビット検出を行うと共に、少なくともこのビット検出結果と上記再生信号生成手段で得られた再生信号とに基づき、上記再生信号の品質を表す評価値を得るように構成された評価部と、

上記評価部における上記ビット検出の結果得られるビット情報を入力してこれを復調して再生データを得る復調手段と、

40

を少なくとも備え、

上記評価部は、

ビット情報を再生した再生信号からビタビ検出を行ってビット検出を行うビタビ検出手段と、

上記ビタビ検出手段におけるパスの選択の結果生き残った最尤パスとこの最尤パスと最終的に比較された第2パスのうち、少なくともエラーパターンが予め定められた所定複数のエラーパターンの何れかに該当するものについて、上記第2パスに対するパスメトリックの値と上記最尤パスに対するパスメトリックの値との差分であるメトリック差分を算出するメトリック差分算出手段と、

50

上記メトリック差分算出手段により算出された上記エラーパターンごとのメトリック差分の値を、それぞれの上記エラーパターンでの上記最尤パスと上記第2パスとのユークリッド距離を共通の値で除算した個別の閾値によりそれぞれ比較する比較手段と、

上記比較手段の比較結果に基づき、上記閾値を下回る上記メトリック差分の値の総数をカウントし、その結果を評価値として得る評価値生成手段と、を備える、

再生装置。

【請求項7】

ビット情報を再生した再生信号の信号品質を評価する評価方法であって、

上記再生信号からピタビ検出を行ってビット検出を行うピタビ検出手順と、

上記ピタビ検出手順におけるパスの選択の結果生き残った最尤パスとこの最尤パスと最終的に比較された第2パスのうち、少なくともエラーパターンが予め定められた所定複数のエラーパターンの何れかに該当するものについて、上記第2パスに対するパスメトリックの値と上記最尤パスに対するパスメトリックの値との差分であるメトリック差分を算出するメトリック差分算出手順と、

上記メトリック差分算出手順により算出された上記エラーパターンごとのメトリック差分の値を、それぞれの上記エラーパターンでの上記最尤パスと上記第2パスとのユークリッド距離を共通の値で除算した個別の閾値によりそれぞれ比較する比較手順と、

上記比較手順の比較結果に基づき、上記閾値を下回る上記メトリック差分の値の総数をカウントし、その結果をビットエラーレートに関連の評価値として得る評価値生成手順と、

を有する評価方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、例えば記録媒体からの再生信号などに対しP R M L (Partial Response Maximum Likelihood) による復号処理を行う場合に好適な評価装置、及びこのような評価装置を備えて記録媒体に記録された情報の再生を行う再生装置、さらには評価方法に関する。

【背景技術】

【0002】

例えば、光ディスクの再生信号の信号品質を評価する手法として、タイムインターバルジッタ (T I ジッタ) を評価する手法が知られている。T I ジッタとは、再生信号と、ビット判定レベルとをコンパレータに入力し、得られた二値レベルのアナログ信号のエッジのタイミングと、再生信号から同期再生されたクロックのエッジのタイミングとの間の時間差 (タイムインターバル) のばらつき (ジッタ) のことを意味している。

このような、T I ジッタを用いた信号品質の評価法は、アナログの二値信号を用いたビット検出では、二値信号のエッジのタイミングのばらつきがビットエラーレートに直接影響を及ぼすことから、ビットエラーレートと関連のある評価方法として用いられていた。特に、このようなアナログの2値検出を用いていたC D (Compact Disc)、D V D (Digital Versatile Disc) などでは、非常に有効な信号評価手法として広く用いられていた。

【0003】

一方、光ディスクの記録情報の密度が高まるにつれて、上述のアナログの二値信号を用いたビット検出では十分に小さなビットエラーレートが確保できないことが判明し、特に現在、より高密度な光ディスクであるとされるブルーレイディスク (Blu-Ray Disc) 等では、ビット検出方法として、パーシャルレスポンス最尤 (P R M L : Partial Response Maximum Likelihood) 検出とよばれる手法が用いる方法が一般的となってきた。

【0004】

P R M L とは、パーシャルレスポンスという過程と最尤検出という技術を組み合わせた技術である。パーシャルレスポンスとは、1ビットの入力に対して、1ビットよりも長く出力を返す過程、すなわち、出力を複数の入力ビットで決定する過程のことをいい、特にブルーレイディスクなどの光ディスクでよく用いられるような、再生信号が、連続する4

10

20

30

40

50

ビットの情報ビットの入力に対してこれらを順に 1、2、2、1 を乗じて加算した信号として得られる過程は、 $PR(1, 2, 2, 1)$ と表現される。

また、最尤検出とは、二つの信号列間にパスメトリックとよばれる距離を定義して、実際の信号と想定されるビット系列から予想される信号との間の距離を調べて、その距離が最も近くなるようなビット系列を検出する方法である。なお、ここで、パスメトリックとは、同じ時刻での 2 つの信号の振幅差の二乗を全時刻にわたって加算した距離として定義される距離である。また、この距離を最小とするビット系列の探索には、ビタビ検出をもちいる。

これらを組み合わせたパーシャルレスポンス最尤検出は、記録媒体のビット情報から得られた信号をイコライザとよばれるフィルタでパーシャルレスポンスの過程となるように調整し、得られた再生信号と想定されるビット系列のパーシャルレスポンスとの間のパスメトリックを調べて、その距離が最も近くなるようなビット系列を検出する方法である。

【0005】

実際にパスメトリックが最小となるビット系列を探索するには、前述のビタビ検出によるアルゴリズムが効果を発揮する。

ビタビ検出は、所定の長さの連続ビットを単位として構成される複数のステートと、それらの間の遷移によって表されるブランチで構成されるビタビ検出器が用いられ、全ての可能なビット系列の中から、効率よく所望のビット系列を検出するように構成されている。

実際の回路では、各ステートに対してパスメトリックレジスタとよばれるそのステートにいたるまでのパーシャルレスポンス系列と信号のパスメトリックを記憶するレジスタ、および、パスメモリレジスタとよばれるそのステートにいたるまでのビット系列の流れ（パスメモリ）を記憶するレジスタの 2 つのレジスタが用意され、また、各ブランチに対してはブランチメトリックユニットとよばれるそのビットにおけるパーシャルレスポンス系列と信号のパスメトリックを計算する演算ユニットが用意されている。

【0006】

このビタビ検出器では、さまざまなビット系列を、上記のステートを通過するパスのひとつによって一対一の関係で対応付けることができる。また、これらのパスを通過するようなパーシャルレスポンス系列と、実際の信号（再生信号）との間のパスメトリックは、上記のパスを構成するステート間遷移、すなわち、ブランチにおける前述のブランチメトリックを順次加算していくことで得られる。

さらに、上記のパスメトリックを最小にするようなパスを選択するには、この各ステートにおいて到達する 2 つ以下のブランチが有するパスメトリックの大小を比較しながら、パスメトリックの小さいパスを順次選択することで実現できる。この選択情報をパスメモリレジスタに転送することで、各ステートに到達するパスをビット系列で表現する情報が記憶される。パスメモリレジスタの値は、順次更新されながら最終的にパスメトリックを最小にするようなビット系列に収束していくので、その結果を出力する。

以上のようにすると、上述したような、再生信号に対しパスメトリックの観点で最も近いパーシャルレスポンス系列を生成するビット系列を効率的に検索することができる。

【0007】

ところで、このような P R M L を用いたビット検出では、時間軸方向の揺らぎである T I ジッタは、ビット検出に直接影響を及ぼすものではない。つまりは、T I ジッタは P R M L を用いたビット検出におけるビットエラーレートと必ずしも相関があるわけではなく、信号品質の指標として必ずしも適切ではないことになる。

P R M L の場合は、振幅軸方向のゆらぎがビット検出におけるビットエラーレートに直接関係することになる。このため、P R M L を用いたビット検出では、従来のビットエラーレートに対応する指標として、振幅軸方向の揺らぎを取り込んだ指標であることが望ましい。

【0008】

ここで、前述もしているように P R M L によるビット検出手法は、正しいビット系列か

10

20

30

40

50

ら得られるパーシャルレスポンス系列と再生信号とのパスメトリックと、誤りのあるビット系列から得られるパーシャルレスポンス系列と再生信号とのパスメトリックの大小関係を比較し、より近い、すなわちパスメトリックの値のより小さいものをより確かなパスとして残し、この操作の繰り返しで最終的に生き残ったパス（最尤パス）を検出結果とするアルゴリズムとなる。

【 0 0 0 9 】

このようなアルゴリズムによると、最終的な生き残りパスの選択候補となった、パスメトリックの値の小さい上位2つのパス（最尤パスと第2パスとする）について、その差が大きければ、生き残ったパスはより確からしく、その差が小さければより紛らわしい、つまりは検出誤りの可能性が大きい、ということが分かる（図16（a）（b）参照）。 10

換言すれば、最尤パスに対するパスメトリックが、第2パスに対するパスメトリックよりも小さくなる場合に、正しいビット検出が実行される。また、逆に大きくなる場合には誤りが発生するというものである。

【 0 0 1 0 】

このことから、PRMLのビット検出の能力、ひいては再生信号の信号品質は、前者のパスメトリックと後者のパスメトリックの差に基づいて決定することができる。

つまりは、PRMLでのビットエラーレートに対応する指標としては、このような最尤パスに対するパスメトリックと、第2パスに対するパスメトリックとの差分を用いることが有効である。具体的には、このようなメトリック差分の分散値などによる統計的情報を用いるようにされている。 20

【 0 0 1 1 】

ところで、PRMLの手法を採る場合においては、実際に検出誤りが生じたときの、最尤パスと第2パスとの相違パターン（エラーパターン）が或る程度限られたものとなる。一例を挙げれば、エッジが1ビット分シフトする等の1ビットエラーや、最短マークである2Tマークの消滅などによる2ビットエラーなどが挙げられる。

ディスク再生においてPRML復号が採用された初期の段階では、実際にエラーとして現れるエラーパターンは、ほぼ100%1つのエラーパターンに限定されていた。従って、この唯一のエラーパターンのみについて上記したメトリック差分の分散値を求めることで、適正に信号品質を評価することができた。

【 0 0 1 2 】

しかしながら、近年、さらなるディスクの高記録密度化が進むにつれて、実際のエラーとして現れるエラーパターンが単一でなく、複数のパターンがエラーに寄与するようになってきている。 30

このため、従来のように単一のエラーパターンについて分散値を求めるだけでは、他のエラーパターンによる寄与が考慮されないことから、適正な信号品質指標を得ることができなくなってしまう可能性がある。

【 0 0 1 3 】

なお、このように複数のエラーパターンがエラーに寄与する場合としても、例えば1つのエラーパターン（例えば1ビットエラー）の寄与が卓越して大きな場合では、このエラーパターンについて求めたメトリック差分の分散値を、全体的（総合的）なエラーの発生率を反映した信号評価指標として扱うことができる。 40

例えばその一例として、下記特許文献1にはユークリッド距離が最小となるエラーパターンについて求めたメトリック差分の分散値を、全体の信号評価指標とする技術が記載されている。

【 0 0 1 4 】

しかし、このように1つのエラーパターンのみが支配的とはなっておらず、各エラーパターンの全体エラーレートへの寄与率が拮抗したものである場合には、それぞれのエラーパターンごとの寄与率を考慮したかたちで全体エラーレートを見積もらなければ、適正な信号品質評価指標を得ることができない。

そこで、このように各エラーパターンの全体エラーレートへの寄与率が拮抗したものと 50

される場合には、それぞれのエラーパターンごとにメトリック差分の分散値を求め、それらの分散値をその寄与率に応じて重み付けして全体のエラーレートを見積もることが考えられる。

【 0 0 1 5 】

ここで、或るエラーパターン k についてのメトリック差分の分布が正規分布（ガウス分布）で近似できるとの仮定の下で、エラーパターン k のメトリック差分の分散値とビットエラーレート bER_k との関係は、エラーパターン k のときの最尤パスと第2パスとのユークリッド距離を d_k^2 としたとき、次の【数1】のような誤差関数と呼ばれる指数関数の積分により表すことができる。

10

【数1】

$$bER_k = \frac{A_k}{\sqrt{2\pi\sigma_k^2}} \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left\{-\frac{(x-d_k^2)^2}{2\sigma_k^2}\right\} dx = \frac{A_k}{2} \left\{ \operatorname{erfc}\left(\frac{d_k^2}{\sqrt{2\sigma_k^2}}\right) \right\}$$

この【数1】において、 A_k は或るエラーパターン k のメトリック差分の分散値の全体のエラーレートへの寄与率を示す。

従ってこの【数1】によつては、各エラーパターンごとに、その寄与率を加味したかたちでのビットエラーレート bER_k を求めることができ、それらの値を足し合わせることで全体のエラーレートを見積もることができる。

20

【 0 0 1 6 】

【特許文献1】特開2003-141823号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【 0 0 1 7 】

このようにして、複数のエラーパターンが実際のエラー発生に寄与する場合には、上記【数1】のようなエラーパターンごとのメトリック差分の分散値とビットエラーレート bER_k との関係に基づくことで、全体的なエラーレートを見積もることが可能である。

しかしながら、このような【数1】は、初等関数でなく数表を用いるような複雑な計算を要するため、簡易な構成によりこれを実現することが困難となるという問題がある。

30

また、全体のエラーレートを見積もるにあたっては、各エラーパターンの寄与率も求めなくてはならないが、そのためには、実際に各エラーパターンの出現する頻度を調べる必要があり、この点でも計算の容易化が妨げられるものとなる。

【 0 0 1 8 】

このようにして、メトリック差分の分散値を評価指標としてエラーレートを見積もる場合には、各エラーパターンについていちいち【数1】のような誤差関数を用いた複雑な計算を行う必要があり、これを実際に実現しようとすると回路構成や計算の簡易化が図られないという問題があった。

【課題を解決するための手段】

40

【 0 0 1 9 】

そこで、本発明では、PRML復号を行う場合において複数のエラーパターンがエラーの発生に寄与するとされるときに、全体的なエラーレートを見積もるための評価指標をより簡易に算出できるようにすることを目的とする。

このために、本発明では評価装置として以下のように構成することとした。

つまり、ビット情報を再生した再生信号からビタビ検出を行ってビット検出を行うビタビ検出手段を備える。

また、上記ビタビ検出手段におけるパスの選択の結果生き残った最尤パスとこの最尤パスと最終的に比較された第2パスのうち、少なくともエラーパターンが予め定められた所定複数のエラーパターンの何れかに該当するものについて、上記第2パスに対するパスメ

50

トリックの値と上記最尤パスに対するパスメトリックの値との差分であるメトリック差分を算出するメトリック差分算出手段を備える。

さらに、上記メトリック差分算出手段により算出された上記エラーパターンごとのメトリック差分の値を、それぞれの上記エラーパターンでの上記最尤パスと上記第2パスとのユークリッド距離を共通の値で除算した個別の閾値によりそれぞれ比較する比較手段と、上記比較手段の比較結果に基づき、上記閾値を下回る上記メトリック差分の値の総数をカウントし、その結果をビットエラーレートに関連の評価値として得る評価値生成手段を備えるようにした。

【0020】

ここで、本発明で言う上記メトリック差分とは、第2パスに対するパスメトリックの値と最尤パスに対するパスメトリックの値との差分である。このとき、実際の再生信号と最尤パスとが一致する（つまり検出誤りの可能性が最も低い）場合には、最尤パスに対するパスメトリックの値は「0」となり、また、第2パスに対するパスメトリックの値は、上記のようにこの場合は最尤パスと再生信号とが一致することから最尤パスとの間のユークリッド距離の値となる。つまり、このことによれば、上記のようにして定義されるメトリック差分としては、最尤パスと第2パスのユークリッド距離の値を最大値として最良の信号品質を示し、最小値「0」が最悪の信号品質を示す指標とされる。

ここで、或るエラーパターンについてのメトリック差分の値の分布を想定すると、これがガウス分布するとの仮定の下では、最尤パスと第2パスとのユークリッド距離を平均値とし、「0」を最小値とした分布となる（図4参照）。この分布を想定してわかるように、このとき或る閾値を下回るメトリック差分の値の出現頻度（図4では斜線部の面積）は、実際には観測することのできないメトリック差分の値<0となる検出誤りの出現頻度と関連した値となることがわかる。

その上で、本発明では、このようなメトリック差分の値についての閾値として、上記のようにして、予め定められた所定複数のエラーパターンごとのメトリック差分の値をそれぞれの上記エラーパターンでの最尤パスと第2パスとのユークリッド距離を共通の値で除算した個別の値に設定するものとしている。そして、各エラーパターンごとのメトリック差分の値を、この個別の閾値によりそれぞれ比較し、この閾値を下回るメトリック差分の値の総数を評価値として算出するようにしている。

これによれば、それぞれの上記エラーパターンのユークリッド距離を共通の値で除算した個別の閾値が設定された下で、エラーパターンごとにその閾値を下回る出現頻度の情報が得られることになるが、このようにして各エラーパターンごとに求められた出現頻度の情報には、そのエラーパターンの全体エラーレートへの寄与率の情報を反映させることができる。そして、上記のようにして、このように各エラーパターンの寄与率が反映されたそれぞれの出現頻度の総和が、評価値として算出されることで、この評価値としては、それぞれのエラーパターンの寄与率を反映した全体エラーレートと良く関連する評価指標とすることができる。

【発明の効果】

【0021】

このようにして本発明によれば、PRML復号を行う場合において複数のエラーパターンが実際のエラーの発生に寄与するとされるときに、これら複数のエラーパターンの全体エラーレートへのそれぞれの寄与率を適正に反映した、全体エラーレートと良く関連する信号品質評価指標を得ることができる。

そして上記本発明によれば、このような適正な信号品質評価指標を得るにあたっては、従来の分散値などによる評価指標に基づいて全体エラーレートを見積もる場合のように、2乗計算や平方根計算といった複雑な演算を行う必要は一切なく、より簡易な構成によりこれを実現することができる。

また、上記本発明によれば、各エラーパターンの全体エラーレートへの寄与率を反映した評価指標とするにあたり、実際にそれらの寄与率を求める必要もなく、この点でも評価

10

20

30

40

50

値の算出を簡易に行うことができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0022】

以下、発明を実施するための最良の形態（以下実施の形態とする）について説明していく。

< 第1の実施の形態 >

図1は、本発明における実施の形態としての評価装置を用いて、例えば光ディスク記録媒体からの再生信号について評価を行うための構成の一例を示したブロック図である。

10

この場合の再生信号の評価には、図示するように光ディスク100からの信号再生を行うための評価用再生装置1と、この評価用再生装置1が出力する再生信号について評価を行うための評価装置7を用いるようにされる。

【0023】

まず、評価用再生装置1においては、例えばリムーバブルメディアとされる光ディスク100からビット情報を再生する光ピックアップ2、光ピックアップ2で読み取られた信号を再生信号（RF信号）に変換するプリアンプ3が備えられる。

また、上記再生信号RFをA/D変換するA/D変換器4、PLL（Phase Locked Loop）処理のために再生信号RFの波形を整えるイコライザ5、さらに再生信号RFからクロックCLKを再生するPLL回路6が備えられている。

20

【0024】

この場合、光ピックアップ2及びプリアンプ3を通じて得られた再生信号RFは、上記A/D変換器4で数値化サンプリングされる（RF（Sampled））。このサンプリングは、PLL回路6で再生されるチャンネルビットに同期したクロックCLKと同じタイミングで行われる。また、上記イコライザ5としては、このような再生信号RFのサンプリング情報について波形整形を行うようにされる。

評価用再生装置1は、このような上記イコライザ5により得られた再生信号RFと、上記PLL回路6により得られる上記クロックCLKとを、外部に設けられた評価装置7に対し供給するようにされる。

【0025】

30

評価装置7は、実施の形態としての評価装置であり、図示するようにPRML（Partial Response Maximum Likelihood）復号器8（ビット検出器）と信号評価回路9とを備える。

PRML復号器8は、上記評価用再生装置1から供給されるクロックCLKに基づき、同じく再生装置1から供給される再生信号RFからビット情報を検出して2値化信号DDを得る。

また、信号評価回路9は、後述もするように上記PRML復号器8からの出力（少なくとも2値化信号DD、再生信号RF（RFEQ））とクロックCLKとに基づき、実施の形態としての評価値Pqを算出するように構成される。

【0026】

40

ここで、以下の説明において、光ディスク100に対しては、D1制約（最小ランレングス $d = 1$ で最短マーク長が $2T$ ）を満たすようにして信号が記録されているものとする。また、PRMLのターゲットレスポンス（PRMLのタイプ）としては、PR（1, 2, 2, 1）か、あるいはPR（1, 2, 2, 2, 1）の何れかであるとする。

【0027】

図2は、図1に示した評価装置7の内部構成について示したブロック図である。

なお、図示は省略しているが、この図2に示すPRML復号器8及び信号評価回路9内の各部には、評価用再生装置1からのクロックCLKが動作クロックとして供給されている。

まず、PRML復号器8は、チャンネルレスポンスをターゲットレスポンスに等化する波

50

形等化器 (EQ (PR)) 21 と、このイコライザ 21 の出力から各ブランチに対してブランチメトリックを計算するブランチメトリック計算ユニット (BMC) 22 と、ブランチメトリックを取り込んでそれらと比較してパスの選択を行いパスメトリックの更新を行うパスメトリック更新ユニット (ACS) 23 と、選択されたパス情報に従いパスメモリの更新を行うパスメモリ更新ユニット (PMM) 24 を備える。

【0028】

この図 2 に示されるイコライザ 21 の役割は、チャンネルレスポンスを PR (1, 2, 2, 1)、あるいは、PR (1, 2, 2, 2, 1) のターゲットに等化することである。ターゲットレスポンスは、必ずしもこれに限るものではなく、例えば D2 制約 (最小ラン

10

ゲングス $d = 2$ で最短マーク長が $3T$) のときは、より拘束長の長いターゲットが用いられる。

このイコライザ 21 によって等化処理が施された再生信号 RF (RFEQ) は、ブランチメトリック計算ユニット 22 に供給される共に、信号評価回路 9 内の後述する遅延補償回路 34 に対しても供給される。

【0029】

ブランチメトリック計算ユニット 22 は、イコライザ 21 からの再生信号 RF の値と、採用される PRML のタイプに応じて設定された各基準レベルの値とに基づき、各ブランチに対応するブランチメトリックを計算する。

ここで、以下のビタビ検出動作の説明にあたっては、PR (1, 2, 2, 2, 1) のような 5 タップの拘束長を有するものを例に説明を絞るものとする。最小ランゲンス規則としての D1 制約 (最小ランゲンス $d = 1$ で最短マーク長が $2T$) がある場合、ブランチメトリック計算ユニット 22、パスメトリック更新ユニット 23、パスメモリ更新ユニット 24 を有する PRML 復号器 8 は、4 ビットで構成される 10 個のステートと、5 ビットで構成される 16 のブランチが用意され、これらのブランチが、ステートの間を D1 制約に従って接続するように構成されている。

20

【0030】

ここで、4 ビットで構成される 10 個のステートとは、4 ビットで構成される 16 個のビット列 0000、0001、0010、0011、0100、0101、0110、0111、1000、1001、1010、1011、1100、1101、1110、1111 のうち、D1 制約、すなわち、0、1 が単独で現れないという制約 (上記の 4 ビットのビット列では、4 ビットの中の真ん中の 2 ビットに単独で現れない) を満たす 10 の

30

ビット列 0000、0001、0011、0110、0111、1000、1001、1011、1100、1110 で区別される状態のことである。

また、5 ビットで構成される 16 個のブランチとは、5 ビットで構成される 32 個のビット列 00000、00001、00010、00011、00100、00101、00110、00111、01000、01001、01010、01011、01100、01101、01110、01111、10000、10001、10010、10011、10100、10101、10110、10111、11000、11001、11010、11011、11100、11101、11110、11111、のうち、D1 制約、すなわち、0、1 が単独で現れないという制約 (上記の 5 ビットのビット列では、5 ビットの中の真ん中の 3 ビットに単独で現れない) を満たす 16 のビット列、00000、00001、00011、00110、00111、01100、01110、01111、10000、10001、10011、11000、11001、11100、11110、11111、で区別される状態のことである。

40

なお、ターゲットレスポンスが PR (1, 2, 2, 1) の場合は、3 ビットで構成される 6 個のステートと、4 ビットで構成される 10 のブランチが用意されて、D1 制約に従ってブランチがステートを接続する。

このステートと、ブランチのビット列の作り方は、PR (1, 2, 2, 2, 1) のステート、ブランチのビット列の作り方と同様である。

【0031】

50

ブランチメトリック計算ユニット 22 では、上記した 16 のブランチに対してブランチメトリックが計算されて、その結果が、パスメトリック更新ユニット 23 に転送される。

パスメトリック更新ユニット (ACS) 23 では、10 のステートに対して、そのステートに到達するパスメトリックが更新されると同時に、パスの選択情報が、パスメモリ更新ユニット 24 に転送される。

【0032】

パスメモリ更新ユニット (PME) 24 では、上述の 10 のステートに対して、そのステートに到達するパスメモリが更新される。そして、パスメモリに記憶されているビット系列は、パスの選択を繰り返しながら尤もらしい系列に収束していく。その結果が、PRML 復号器 8 によるビット検出結果である 2 値化信号 DD として出力される。

10

この場合、2 値化信号 DD は、図示するようにして信号評価回路 9 内の後述する最尤パス生成回路 32 と第 2 パス生成回路 33 に対して供給される。

【0033】

また、上記パスメモリ更新ユニット 24 では、上述の 10 のステートに対してそのステートに到達するパスメモリが更新されることで、最終的に生き残ることになる尤もらしいパス (最尤パス) のビット系列の情報と、その次に尤もらしいパス (第 2 パス) のビット系列の情報とが得られる。

第 1 の実施の形態の場合のパスメモリ更新ユニット 24 に対しては、これら最尤パスと第 2 パスとのビット系列の情報を、パス選択結果情報 SP として出力するためのパス選択結果出力部 24a が設けられている。

20

このようなパス選択結果出力部 24a によるパス選択結果情報 SP は、信号評価回路 9 内の後述するイネーブラー (enabler) 31 と第 2 パス生成回路 33 とに供給される。

【0034】

ここで、上記による PRML 復号器 8 の構成から理解されるように、PRML によるビット検出手法は、正しいビット系列から得られるパーシャルレスポンス系列と再生信号 RF とのユークリッド距離 (すなわち、正しいビット系列に対するパスメトリック) と、誤りのあるビット系列から得られるパーシャルレスポンス系列と再生信号 RF とのユークリッド距離 (つまり誤りのあるビット系列に対するパスメトリック) の大小関係を比較し、より近い、すなわちパスメトリックの値のより小さいものをより確かなパスとして残し、この操作の繰り返しで最終的に生き残ったパス (最尤パス) を検出結果とするアルゴリズムとなる。

30

【0035】

このようなアルゴリズムによると、最終的な生き残りパスの選択候補となった、パスメトリックの値の小さい上位 2 つのパス (最尤パス Pa と第 2 パス Pb とする) について、それらのパスメトリックの差が大きければ、生き残ったパスはより確からしく、小さければより紛らわしい、つまりは検出誤りの可能性が大きい、ということになる。この点について、次の図 16 を参照して説明する。

【0036】

図 16 は、最尤パス Pa と第 2 パス Pb と、実際の再生信号 RF (PREQ) との関係を示した図である。この図において、縦軸の「+3, +2, +1, 0, -1, -2, -3」の各値は、PR (1, 2, 2, 1) において想定される各基準レベルの値を示している。

40

ここで、図示する最尤パス Pa と第 2 パス Pb とは、最終的に再生信号 RF との比較が行われる 2 つのパスであるとみることができる。つまりは、最尤パス Pa に対するパスメトリックの値と、第 2 パス Pb に対するパスメトリックの値が比較され、より値の小さい方のパスが生き残りパスとして選択されるというものである。

なお、確認のために述べておくと、パスメトリックとは、この図 16 で言えば、図中黒丸により示す各サンプリングタイミングで得られる再生信号 RF の各サンプリング値に対する、最尤パス Pa (或いは第 2 パス Pb) における対応するサンプリングタイミングで得られるそれぞれの値とのユークリッド距離の和、すなわちブランチメトリックの和であ

50

る。

【 0 0 3 7 】

そして、図 1 6 (a) と図 1 6 (b) とを比較すると、図 1 6 (a) の場合は最尤パス P a と再生信号 R F とのユークリッド距離が十分に近く、逆に第 2 パス P b と再生信号 R F のユークリッド距離は十分に遠い関係となっている。つまりは、最尤パス P a に対するパスメトリックの値が十分に小さく、第 2 パス P b に対するパスメトリックの値が十分に大きなものとなっているもので、これによってこの場合の検出パスとなる最尤パス P a は、より確からしいパスであると判断できる。

これに対し、図 1 6 (b) では、図 1 6 (a) の場合よりも最尤パス P a と再生信号 R F とのユークリッド距離が拡大して、第 2 パス P b と再生信号 R F のユークリッド距離が近づく関係となっている。つまりこの場合、最尤パス P a に対するパスメトリックの値は図 1 6 (a) の場合よりも大きくなり、逆に第 2 パス P b に対するパスメトリックの値がより小さくなることで、この場合の検出パスとしての最尤パス P a の確からしさは低下する。換言すれば、この場合は他方の第 2 パス P b の確からしさが増すこととなって、この第 2 パス P b が最尤のパスである可能性が高くなるもので、従って最尤パス P a としての検出パスは、第 2 パス P b として示されるパスに対して誤検出されたパスである可能性が高くなる。

【 0 0 3 8 】

このようにして、最尤パス P a に対するパスメトリックの値が、第 2 パス P b に対するパスメトリックの値よりも充分に小さくなる場合には、より確からしいビット検出が実行されていると判断できる。また、逆に最尤パス P a に対するパスメトリックの値がより大きくなって、第 2 パス P b に対するパスメトリックの値が小さくなる程、最尤パス P a としての検出パスは誤りである可能性が高いと判断することができる。

P R M L の手法が採られる場合の検出精度 (再生信号品質) は、このようにして最尤パス P a に対するパスメトリックの値と、第 2 パス P b に対するパスメトリックの値との差、すなわちメトリック差分を求めることで見積もることができる。

【 0 0 3 9 】

ここで、本実施の形態では、このようなメトリック差分 (M D とする) を、以下のようにして定義する。

【 数 2 】

$$MD = \sum_i (PB_i - R_i)^2 - \sum_i (PA_i - R_i)^2$$

なお、この場合、「 P B_i 」「 P A_i 」「 R_i 」は、それぞれ同じサンプリングタイミングでの第 2 パス P b、最尤パス P a、再生信号 R F の値を表している。

すなわち、この場合のメトリック差分 M D は、第 2 パス P b に対するパスメトリックの値から、最尤パス P a に対するパスメトリックの値を減算した値として定義される。

【 0 0 4 0 】

このようなメトリック差分 M D は、上式右辺の最尤パス P a に対するパスメトリックの値が「 0 」となるときの、すなわち最尤パス P a と再生信号 R F とが完全に一致したときに最大値が得られる。つまり、このメトリック差分 M D は、その値が大きい程検出精度が高い (つまり信号品質が良好である) ことを示す情報となる。

先の図 1 6 より、このようにして最尤パス P a と再生信号 R F が完全に一致するということは、この場合の第 2 パス P b に対するパスメトリックは、最尤パス P a と第 2 パス P b とのユークリッド距離となることがわかる。従って上記のようなメトリック差分 M D の最大値としては、最尤パス P a と第 2 パス P b とのユークリッド距離の値となる。

【 0 0 4 1 】

また、最小値は、最尤パス P a に対するパスメトリックの値と第 2 パス P b に対するパ

スメトリックの値とが同値となる場合の「0」であり、すなわち図16の場合で言えば最尤パスPaと第2パスPbとの間で、再生信号RFがちょうど中間となるような位置で得られている場合である。つまり、このメトリック差分MDの値「0」によっては、最尤パスと第2パスの何れもが同等に確からしいことを示すものであり、従って最も誤りの可能性が高いことを示していることになる。

【0042】

これらのことから本実施の形態の場合のメトリック差分MDは、最尤パスPaと第2パスPbとのユークリッド距離の値（最大値）に近いほど検出精度が高いことを示し、逆に「0」（最小値）に近いほど検出精度が低く、誤りの可能性が高いことを示す情報となることがわかる。

10

【0043】

このようにして上記〔数2〕によるメトリック差分MDのような、最尤パスPaに対するパスメトリックの値と、第2パスPbに対するパスメトリックの値との差分の値によれば、PRML復号器8におけるエラー発生率を見積もることができる。

そして、従来においては、このような最尤パスPaに対するパスメトリックの値と第2パスPbに対するパスメトリックの値との差分としてのメトリック差分の値について、例えばその分散値などの統計的な情報を得ることで、エラーレートを見積もるようにされていた。

【0044】

ところで、PRMLの手法を採る場合においては、実際に検出エラーとなりうる最尤パスと第2パスとの相違パターン（エラーパターン）が、或る程度限られたものとなる。

20

一例を挙げれば、第2パスのビット系列のパターンが、最尤パスのビット系列のパターンに対してエッジが1ビット分シフトするなどの1ビットエラーや、最短マークである2Tマークの消滅などによる2ビットエラーなどが挙げられる。

【0045】

光ディスクの再生についてPRML復号が採用された初期の段階では、実際にエラーとして現れるエラーパターンは、ほぼ100%1ビットエラーに限定されていた。従って、この唯一のエラーパターンである1ビットエラーのみについてメトリック差分の分散値を求めることで、適正に信号品質を評価することができた。

しかしながら、近年、さらなる光ディスクの高記録密度化が進むにつれて、実際のエラーとして現れ得るエラーパターンが単一でなく、複数のパターンがエラーに寄与するようになってきている。

30

このため、従来のように単一のエラーパターンについて分散値を求めるだけでは、他のエラーパターンによる寄与が考慮されないことから、適正な信号品質評価指標を得ることができなくなってしまう可能性がある。

特に、1つのエラーパターンによるエラーへの寄与が支配的でなく、各エラーパターンの全体エラーレートへの寄与率がそれぞれ拮抗したものである場合には、適正な信号品質評価指標を得ることがより困難となる。

【0046】

そこで、このように各エラーパターンの全体エラーレートへの寄与率が拮抗したものとされる場合には、それぞれのエラーパターンごとのメトリック差分MDの分散値を、その寄与率に応じて重み付けして全体のエラーレートを見積もることが考えられる。

40

【0047】

しかしながら、前述もしたようにこのような手法を採ると、先の〔数1〕のような2乗計算や平方根計算等を用いた複雑な計算を行うことが必要とされるため、簡易な構成によりこれを実現することが困難となるという問題がある。

また、上記手法では、全体のエラーレートを見積もるにあたって各エラーパターンの全体エラーレートへの寄与率（ A_k ）も求めなくてはならず、この点も計算の簡易化の妨げとなる。

【0048】

50

そこで、本実施の形態では以下で説明する手法を採ることによって、各エラーパターンの全体エラーレートへの寄与率が拮抗したものとされる場合にも、各エラーパターンの寄与率を適正に反映し、全体エラーレートと良く相関する評価指標を、より簡易な構成により実現する。

【 0 0 4 9 】

まず、図 3 により、それぞれ異なるユークリッド距離を持つエラーパターンについてのメトリック差分 M D の分布例を示す。なおこの図において、縦軸はサンプルの頻度、横軸はメトリック差分 M D の値を示している。

この図 3 においては、例えば 3 つのエラーパターン₁₋₃が実際のエラー発生に主に寄与するものとし、それらのメトリック差分 M D の分布の例を示している。

例えば、図中 M D₁として示す分布は、最尤パス P a のビット系列と第 2 パス P b のビット系列とで相違しているビット数が 1 ビット分となる所謂 1 ビットエラーに該当するエラーパターン₁についてのメトリック差分 M D の分布であるとする。また、M D₂として示す分布は例えば最短マークシフト等による 2 ビットエラーに該当するエラーパターン₂についてのメトリック差分 M D の分布、さらに M D₃は 3 ビットエラーに該当するエラーパターン₃についてのメトリック差分 M D の分布などとして例示できる。

なお、図中「M D 全体」と示す分布は、これら 3 つの分布 M D₁ ~ M D₃についての重ね合わせを示している。

【 0 0 5 0 】

この際、上記のようにして最尤パス P a と第 2 パス P b とで相違するビット数が異なることで、それぞれのエラーパターン₁₋₃では、最尤パス P a と第 2 パス P b とのユークリッド距離が異なるものとなっている。

ここで、これら最尤パス P a と第 2 パス P b とのユークリッド距離は、各パスが辿る値どうしの差の 2 乗を求めた上で、それらの和を求めることで計算できる。

従ってこの際、各エラーパターン k でのユークリッド距離「 d_k^2 」は、最尤パス P a、第 2 パス P b における同じサンプリングタイミングでの値をそれぞれ P A_i、P B_iとすると、

【 数 3 】

$$d_k^2 = \sum_i (P A_i - P B_i)^2$$

で表すことができる。

【 0 0 5 1 】

また、メトリック差分 M D の分布がガウス分布するとの仮定の下では、各分布の平均値は、そのエラーパターン k での最尤パス P a と第 2 パス P b とのユークリッド距離 d_k^2 の値となる。つまり、このようにメトリック差分 M D の分布がガウス分布であるとすれば、分布の平均値は最も良好な信号品質となるときのメトリック差分 M D の値となっているはずである。そして、このように最も良好な信号品質となるときのメトリック差分 M D の値となるのは、先の [数 2] によるメトリック差分 M D の計算式によれば、最尤パス P a と第 2 パス P b とのユークリッド距離の値である。

ここでは、エラーパターン₁での最尤パス P a と第 2 パス P b とのユークリッド距離をユークリッド距離 d_1^2 とし、エラーパターン₂、エラーパターン₃での最尤パス P a と第 2 パス P b とのユークリッド距離を、それぞれユークリッド距離 d_2^2 、ユークリッド距離 d_3^2 と表記している。

【 0 0 5 2 】

また、この図を参照してわかるのは、最尤パス P a (のビット系列) に対する第 2 パス P b (のビット系列) の相違ビット数が増加するエラーパターン₁ (M D₁) エラーパターン₂ (M D₂) エラーパターン₃ (M D₃) の順に、最尤パス P a と第 2 パス P b とのユ

10

20

30

40

50

ークリッド距離 d_k^2 の値としても、 d_1^2 d_2^2 d_3^2 の順に大きくなることである。

そして、このようにユークリッド距離 d_k^2 が大きくなる、すなわち相違するビット数が多くなるエラーパターン₁ (MD_1) エラーパターン₂ (MD_2) エラーパターン₃ (MD_3) の順に、メトリック差分 MD の値が「0」を超える（下回る）、つまり検出エラーとなる率が低く、それだけ全体エラーレートに対する寄与率が低くなることが理解できる。換言すれば、エラーパターン₃ (MD_3) エラーパターン₂ (MD_2) エラーパターン₁ (MD_1) の順に、全体エラーレートに対する寄与率が高くなることが理解できる。

【0053】

ここで、確認のために述べておくと、この図において横軸に示すメトリック差分 MD の値が「0」となる部分は、先のメトリック差分 MD についての説明から理解されるように、最尤パス P_a に対するパスメトリックと第2パス P_b に対するパスメトリックの値とが同値となる部分であり、従って最も検出誤りの確率が高いところである。

そして、このメトリック差分 MD の値が「0」となる部分を超える（下回る）部分は、実際に検出エラーとなる部分を示し、 $PRML$ においてこの部分は観測不能な部分となる。つまり、このようにメトリック差分 MD の値が「0」を超えて負の値となるということは、最尤パス P_a に対するパスメトリックの値よりも第2パス P_b に対するパスメトリックの値の方が小さくなることを意味するが、 $PRML$ の検出手法では、これまでの説明から理解されるようにパスメトリックの値が最小となるパスを最尤パスとして検出するので、このようにメトリック差分 MD の値が負の値となることはあり得ない。従って、この検出エラーとなる部分は、実際に観測することが不可能となるものである。

【0054】

このようにして、 $PRML$ では検出エラーとなる部分を実際に観測することができないことから、上述もしたように従来では、メトリック差分（第2パス P_b に対するパスメトリックの値と最尤パス P_a に対するパスメトリックの値との差分）の分散値を求めた上で、その値に基づきエラーレートを見積もるようにされていたものであるが、このような分散値を求めるにあたっては、2乗計算や平方根計算等の計算を要し、構成の複雑化を避けれない。

【0055】

そこで本実施の形態では、この点での構成の複雑化を避けるために以下のような考えに基づき評価値を得るようにする。

図4は、本例で採用する手法の説明図として、或るエラーパターン k でのメトリック差分 MD の分布 (MD_k) を示している。

なお、この図としても図3と同様に縦軸にはサンプルの頻度、横軸にはメトリック差分 MD の値をとっている。

この図に示されるようにして、本実施の形態では、メトリック差分 MD の値について所定の閾値 (Th_k) を設定し、これを下回るメトリック差分 MD の値の出現頻度 (F_k) を求めることで、エラーレートを見積もるものとする。

このような閾値 Th_k を下回るメトリック差分 MD の値の出現頻度 F_k は、メトリック差分 $MD < 0$ となる部分（ビットエラーレート bER ）と相関関係にあることがわかる。

すなわち、例えばこの図4の場合よりも信号品質が悪化したとして、ビットエラーレート bER が上昇したとすると、そのときの分布 MD_k は、例えば次の図5(a)に示すようにして裾野がより広がったような分布とされるが、これに伴っては、上記した出現頻度 F_k （図中 F_k の部分の面積）としても、図4の場合よりも増加する傾向となることがわかる。つまり、ビットエラーレート bER の上昇に伴い、出現頻度 F_k も上昇することがわかる。

また一方、図4の場合よりも良好な信号品質とされビットエラーレート bER が低下する場合には、例えば図5(b)に示されるように分布 MD_k はより先鋭な形状となるが、この場合には出現頻度 F_k としても減少し、従ってビットエラーレート bER の低下に応じて出現頻度 F_k の値は低下することがわかる。

このようにして、閾値 Th_k を下回るメトリック差分 MD の値の出現頻度 F_k により、ビットエラーレート bER と相関する指標が得られることが理解できる。

【0056】

ここで、上記手法によれば、或る1つのエラーパターン k のみについてはビットエラーレート bER と相関する適正な信号評価指標を得ることができるが、本実施の形態としては、全体のエラーレートが、それぞれ異なる複数のエラーパターン k の寄与を含んだものであることを想定している。

つまりは、この場合は複数のエラーパターン k のそれぞれについて、メトリック差分 MD の値と上記閾値 Th_k とを比較する必要があるが、このとき、例えばすべてのエラーパターン k について1つの上記閾値 Th_k によりメトリック差分 MD の値を比較したのでは、複数のエラーパターンのそれぞれの寄与が反映されたかたちでエラーレート bER を見積もることができない。

10

【0057】

このために本実施の形態では、エラーレートを見積もるにあたって設定する上記閾値 Th_k として、各エラーパターン k でのユークリッド距離 d_k^2 を共通の値により除算して得られる個別の閾値 Th_k (Th_1 、 Th_2 、 Th_3) を設定する。そして、各エラーパターン k ごとに、この個別の閾値 Th_k を下回るメトリック差分 MD の値の数(出現頻度)をカウントするものとする。

例えば、本実施の形態では、上記共通の値を「2」として、上記閾値 Th_k としてはそれぞれのエラーパターン k でのユークリッド距離 d_k^2 の $1/2$ となる値を設定するものとする。

20

【0058】

図6は、先の図3に示した各エラーパターン k ($k = 1 \sim 3$) でのメトリック差分 MD の分布 $MD_1 \sim MD_3$ に対する、上記のように設定されるエラーパターン k ごとの閾値 Th_k (Th_1 、 Th_2 、 Th_3) と、この閾値 Th_k を下回るサンプルの出現頻度 F_k ($F_1 \sim F_3$) の関係を示している。

図示するようにして、この場合の閾値 $Th_1 \sim Th_3$ は、エラーパターン₁～エラーパターン₃でのそれぞれのユークリッド距離の $1/2$ となるので、それぞれ $1/2 d_1^2$ 、 $1/2 d_2^2$ 、 $1/2 d_3^2$ が設定されることになる。

【0059】

30

このようにして、エラーパターン k ごとの個別の閾値 Th_k として、各エラーパターンでのユークリッド距離 d_k^2 を共通に $1/2$ した値を設定するということは、各分布 $MD_1 \sim MD_3$ について、ユークリッド距離 d_k^2 の $1/2$ という共通の判断基準に基づきサンプルの出現頻度を求めていることになる。

すなわちこれにより、各分布 $MD_1 \sim MD_3$ についてそれぞれ検出エラーとなる偏差の $1/2$ 以上の出現頻度を求めることになる。

これにより、それぞれのエラーパターン k ごとに得られる、上記閾値 Th_k を下回るメトリック差分 MD の値の出現頻度の情報には、そのエラーパターン k による全体エラーレートへの寄与率を反映させることができる。

このことは、この図6に示しているように、寄与率が低くなる MD_1 、 MD_2 、 MD_3 の順で、閾値 Th_k を下回るサンプルの出現頻度 (F_1 、 F_2 、 F_3) も少なくなっていることから理解できる。

40

【0060】

そして、このようにエラーパターン k ごとに得た出現頻度 F_1 、 F_2 、 F_3 が、それぞれのエラーパターン k の寄与率を反映したものとなるのであれば、これら出現頻度 F_1 、 F_2 、 F_3 の値を単純に足し合わせることで、全体のエラーレートと相関した評価指標を得ることができる。

【0061】

このようにして本実施の形態では、それぞれのエラーパターン k でのユークリッド距離 d_k^2 を共通の値により除算して得られる個別の閾値 Th_k (Th_1 、 Th_2 、 Th_3)

50

）を設定し、各エラーパターン k ごとに、この個別の閾値 T_{h_k} を下回るメトリック差分 MD の値の数（出現頻度）をカウントし、それらの総数を求めることで、各エラーパターン k の全体エラーレートへの寄与率を反映した、全体エラーレートと良く相関する評価指標を得ることができる。

以下、このようにして求められる本実施の形態としての評価指標を、評価値 P_q と称する。

【0062】

ここで、確認のために述べておくと、上記のような出現頻度の和の情報である実施の形態の評価値 P_q としては、メトリック差分 MD についての総サンプル数の値で除算することで確率の情報とすることもできるが、このように総サンプル数で除算する計算は必ずしも必要ではない。例えば、複数の光ディスク100について評価を行うとして、メトリック差分 MD についてサンプルする数を予め共通の値に設定しておけば、同じ評価基準の下で得られた数値として扱うことができるので、上記のような単なる出現頻度の総和である評価値 P_q は、そのまま各ディスク100の信号品質評価指標として用いることができるものである。

【0063】

続いて、説明を図2に戻し、上記手法による本実施の形態としての評価指標の算出を実現するための信号評価回路9の構成について説明する。

図2において、信号評価回路9は、パス選択結果情報 SP に基づき信号 $enable$ を出力するイネーブラー31と、最尤パス P_a と第2パス P_b とを生成するための最尤パス生成回路32と第2パス生成回路33と、 $PRML$ 復号器8からの再生信号 RF (RF_{EQ}) を遅延補償する遅延補償回路34と、最尤パス P_a と第2パス P_b とに基づいてユークリッド距離 d_k^2 を算出するユークリッド距離算出回路35、最尤パス P_a と第2パス P_b と上記遅延補償回路34からの再生信号 X とに基づきメトリック差分 MD を算出するメトリック差分算出回路36を備える。

また、ユークリッド距離算出回路35で算出されたユークリッド距離 d_k^2 を所定の値で除算して閾値 T_{h_k} を生成する閾値設定回路37、この閾値 T_{h_k} とメトリック差分 MD との比較を行う比較器38、比較器38の比較結果に応じたカウント動作を行うカウンタ39、上記イネーブラー31からの信号 $enable$ に基づきサンプル数を計測するサンプル数計測回路40、カウンタ39とサンプル数計測回路40のカウント値に基づいて評価値 P_q を生成する評価値生成回路41を備える。

【0064】

先ず、イネーブラー31は、予め設定された所定複数のエラーパターン k のときのみ各部を動作させることで、それ以外エラーパターンについてのサンプルが混入しないようにするための制御機能を実現するために備えられる。

このイネーブラー31は、先に説明した $PRML$ 復号器8内のパスメモリ更新ユニット24内のパス選択結果情報出力部24aから出力されるパス選択結果情報 SP に基づき、最尤パス P_a と第2パス P_b との関係が、予め設定された所定複数のエラーパターン k のうちの何れかに該当するか否かを判別し、その判別結果に応じて信号 $enable$ を出力する。

【0065】

ここで、先にも説明したようにパスメモリ更新ユニット24内においては、パス選択が行われる過程において最尤パス P_a と第2パス P_b のビット系列の情報が得られる。そこで、この場合の $PRML$ 復号器8では、パスメモリ更新ユニット24に対してパス選択結果出力部24aを設けて、これら最尤パス P_a と第2パス P_b のそれぞれのビット系列の情報を、パス選択結果情報 SP として信号評価回路9に対して供給するようにしている。

イネーブラー31は、このようなパス選択結果情報 SP としての最尤パス P_a と第2パス P_b とのビット系列の情報を比較することで、それらのエラーパターンが予め定められた所定のエラーパターンの何れかに該当するか否かを判別することができる。

【0066】

このようなイネーブラー31における判別処理は、例えば以下のような手法により実現

10

20

30

40

50

できる。

例えば、 $PR(1, 2, 2, 2, 1)$ が採用される場合において、最短マークシフトによる2ビットエラーとなる場合、最尤パス P_a と第2パス P_b の2つのパスのビット系列は、5番目と7番目のビットが異なり、それ以外の少なくとも1番目から11番目のビットが一致するなど、エラーパターンによってそれぞれ一致/不一致となるビット位置を特定することができる。そこで、対象とする所定のエラーパターンに応じて、このように特定されるビット位置におけるそれぞれの値の一致/不一致を判定した結果に基づくことで、最尤パス P_a のビット系列に対する第2パス P_b のビット系列の誤りのタイプが、対象とする所定の誤りのタイプとなっているかを判定することができる。

【0067】

10

イネーブラー31は、最尤パス P_a と第2パス P_b とのエラーパターンが上記所定複数のエラーパターンの何れかに該当するとした場合にのみ、上記信号enableを出力し、これによって当該信号enableが供給される各部をアクティブとする。

図示は省略したが、この信号enableは信号評価回路9内の各部に対して供給されるようになっている。つまりは、このような構成によって、最尤パス P_a に対する第2パス P_b のエラーパターンが対象とするパターンであるときのみ各部がアクティブとなるようにされ、この結果、対象外のエラーパターンのときは、評価値 P_q の計算のための動作が行われないようにすることができる。換言すれば、対象外のエラーパターンについてはそのサンプルが評価値 P_q の計算に混入されないようにすることができる。

【0068】

20

なお、この場合は少なくとも対象外のエラーパターンによる最尤パス P_a と第2パス P_b とについての、ユークリッド距離 d^2 とメトリック差分 MD とに基づく比較結果が評価値計算に反映されなければよいので、この考えに基づけば、上記信号enableとしては、少なくとも比較器38に対して供給されるように構成されればその目的は達成できる。

【0069】

続いて、最尤パス生成回路32は、 $PRML$ 復号器8のビット検出結果である2値化信号 DD が供給され、この2値化信号 DD に対し、 $PRML$ 復号器8にて採用される $PRML$ のクラスに応じて設定された所定の係数（この場合は $(1, 2, 2, 1)$ 又は $(1, 2, 2, 2, 1)$ ）による畳み込み演算を行って符号間干渉を再現する。これによって2値化信号 DD のパーシャルレスポンス系列である最尤パス P_a を生成する。

30

生成された最尤パス P_a はユークリッド距離算出回路35とメトリック差分算出回路36とに供給される。

【0070】

また、第2パス生成回路33は、2値化信号 DD と、上記したパス選択結果情報出力部24aからのパス選択結果情報 SP とに基づき、第2パス P_b を生成する。つまり、パス選択結果情報 SP に含まれる第2パス P_b のビット系列の情報について、上記した最尤パス生成回路32と同様の動作を行うことでパーシャルレスポンス系列としての第2パス P_b を生成する。

この第2パス P_b としてもユークリッド距離算出回路35とメトリック差分算出回路36とに供給される。

40

【0071】

ユークリッド距離算出回路35は、最尤パス P_a と第2パス P_b とを入力して、それらのユークリッド距離 d_k^2 を算出する。

つまり、ユークリッド距離算出回路35は、同じサンプリングタイミングにおける最尤パス P_a 、第2パス P_b の値を、それぞれ「 PA_i 」、「 PB_i 」とした場合に、先に示した[数3]による計算を行う。

【0072】

メトリック差分算出回路36は、最尤パス P_a と第2パス P_b と共に、遅延補償回路34を介した再生信号 $RF(PREQ)$ が入力される。

この場合、再生信号 $RF(PREQ)$ は、上記遅延補償回路34によって最尤パス P_a

50

と第2パスP_bとのタイミングに同期されてメトリック差分算出回路36に入力される(図中X)。

メトリック差分算出回路36は、最尤パスP_aと第2パスP_b、及び上記再生信号R_F(X)に基づき、先に説明したメトリック差分MDを算出する。つまりメトリック差分算出回路36は、同じサンプリングタイミングにおける第2パスP_b、最尤パスP_a、再生信号R_F(X)の値を、それぞれ「P_{B_i}」「P_{A_i}」「R_i」とした場合に、先に示した[数2]による計算を行う。

【0073】

閾値設定回路37は、ユークリッド距離算出回路35からユークリッド距離 d_k^2 の値を入力し、予め設定された所定の係数(この場合は1/2)を乗算して閾値Th_kを生成する。つまり、これによってそれぞれのエラーパターンkでのユークリッド距離 d_k^2 を共通の値で除算した個別の閾値Th_kを設定するようにされている。

10

【0074】

比較器38は、メトリック差分算出回路36により算出されたメトリック差分MDの値と上記閾値設定回路37により生成された閾値Th_kとを入力し、MD < Th_kである場合にのみ後段のカウンタ39の値をカウントアップする。

これら比較器38とカウンタ39の動作により、各エラーパターンkごとの、閾値Th_kを下回るメトリック差分MDの値の数(出現頻度)の総数の情報を得ることができる。

【0075】

20

サンプル数計測回路40は、イネーブラー31からの信号enableが分岐して供給され、この信号enableが供給された回数を計測する。このようなサンプル数計測回路40の動作により、対象としている所定複数のエラーパターンについての、メトリック差分MDの全サンプル数をカウントすることができる。

【0076】

評価値生成回路41は、上記カウンタ39のカウント値と上記サンプル数計測回路40からの全サンプル数の値とに基づき、評価値P_qを生成する。

この場合、評価値生成回路41は、全サンプル数の値が予め定められた所定値mとなることに応じて、そのときのカウンタ39の値を上記評価値P_qとして出力するように構成される。

30

このような構成とすることで、複数の光ディスク100の評価にあたりメトリック差分MDの値をサンプルする総数は、上記所定値mに応じた共通の値とすることができる。つまりこれによって、先に述べたように複数の光ディスク100について算出された評価値P_qを同じ基準の下での評価指標としてそのまま扱うことが可能となる。

なお、このようなMD < 閾値Th_kの総数である評価値P_qを確率の情報とすることにあたっては、サンプル数計測回路40からのサンプル数の値が上記所定値mとなることに応じて、カウンタ39の値を上記総サンプル数(m)で除算した値を出力するように構成すればよい。

【0077】

以上のような本実施の形態としての評価装置7の構成から理解されるように、全体エラーレートと良く相関する実施の形態としての評価値P_qを求めるにあたっては、従来の分散値などの統計的指標を求める場合とは異なり、2乗計算や平方根計算などの複雑な計算は一切不要で、この場合は各エラーパターンkごとに求めた「MD < 閾値Th_k」となるサンプルの数をカウントするのみという、極めて簡易な構成でこれを実現することができる。

40

また、エラーパターンkごとの寄与率を敢えて求める必要もないことから、その点でも計算の容易化が図られる。

これらのことから本実施の形態によれば、エラーの発生に複数のエラーパターンが寄与する場合において、各エラーパターンごとの全体エラーレートへの寄与率を適正に反映し、全体エラーレートと良く相関する評価指標の算出を、非常に簡易な構成によって実現す

50

ることができる。

【 0 0 7 8 】

< 第 2 の実施の形態 >

続いては、本発明の第 2 の実施の形態について説明する。

図 7 は、第 2 の実施の形態としての評価装置 7 の内部構成について示したブロック図である。

第 2 の実施の形態は、先の第 1 の実施の形態では最尤パス P a と第 2 パス P b とのエラーパターンの特定のために、実際のパス選択結果を示すパス選択結果情報 S P を参照するようにしていたものを、パターンテーブルに基づいてエラーパターンを特定するように構成したものである。

10

なお、図 7 において、既に第 1 の実施の形態で説明した部分については同一符号を付して説明を省略するものとし、主に相違点のみについて説明する。

【 0 0 7 9 】

まずこの場合の P R M L 復号器 8 としては、バスメモリ更新ユニット 2 4 内に設けられていたパス選択結果出力部 2 4 a が省略される。

そして、信号評価回路 9 に対しては、図示するパターン検出 & パターンテーブル 5 0 が設けられる。このパターン検出 & パターンテーブル 5 0 としては、パターン検出回路と、このパターン検出回路が参照するパターンテーブルとを一体的に示している。

【 0 0 8 0 】

20

パターン検出 & パターンテーブル 5 0 における上記パターンテーブルには、評価値 P q の算出にあたって対象とする所定複数のエラーパターンに応じて、その誤りが生じている場合に想定される最尤パス P a と第 2 パス P b のビット系列のパターンが対応付けられて格納されている。

そして、上記パターン検出回路としては、図示するようにして入力される 2 値化信号 D の値と、上記パターンテーブルに格納される最尤パス P a のビット系列の値とを比較し、それらが一致するか否かについて判別を行う。

格納される最尤パス P a のビット系列との一致が判別された場合、その 2 値化信号 D D は上記所定複数のエラーパターンのうちの何れかのエラーパターンでの最尤パス P a であることがわかる。これに応じ上記パターン検出回路は、上記パターンテーブルにおいてこの 2 値化信号 D D のパターンと対応付けられて格納されている第 2 パス P b のビット系列のパターンを、図示する第 2 パターン P 2 として第 2 パス生成回路 3 3 に供給する。

30

このような第 2 パターン P 2 としての第 2 パス P b のビット系列の情報が供給されることで、この場合も第 2 パス生成回路 3 3 は第 2 パス P b を生成することができる。

【 0 0 8 1 】

また、これと共にパターン検出回路は、上記のようにして 2 値化信号 D D と格納される最尤パス P a のビット系列との一致が判別されたことに応じ、信号評価装置 9 内の各部をアクティブにするための信号 enable を出力するようにされる。

これによって、この場合も対象とすべきとされたエラーパターンであるときのみ評価値計算のための動作が行われるようにすることができる。すなわち、対象外のエラーパターンによる最尤パス P a と第 2 パス P b については、それらのメトリック差分 M D とユークリッド距離 d_k^2 とに基づく比較結果が評価値 P q に反映されないようにすることができる。

40

【 0 0 8 2 】

このようにして第 2 の実施の形態では、対象とするエラーパターンで想定される最尤パス P a と第 2 パス P b とのビット系列のパターンを予め格納しておくようにしたことで、格納される最尤パス P a のビット系列のパターンと 2 値化信号 D D のパターンとが一致することを以て、対象とするエラーパターンであることを推測できる。また、これと同時に、その最尤パス P a に対応づけられた第 2 パス P b のビット系列の情報も得ることができる。

50

【 0 0 8 3 】

ここで、先の第 1 の実施の形態のようにパス選択結果情報 S P を用いる場合は、パスメモリ更新ユニット 2 4 内で得られる最尤パス P a と第 2 パス P b のビット系列の情報から、設定されたエラーパターンとなる最尤パス P a と第 2 パス P b とが実際に得られたか否かを確実に判定することができた。これに対し第 2 の実施の形態のパターンテーブルを用いる場合は、最尤パス P a と第 2 パス P b との関係が対象とするエラーパターンに該当するかを実際に確認するものではないので、この点で確実性に劣る可能性がないとは言えない。

しかしながら、パターンテーブルを用いる手法では、上記のようなパス選択結果情報 S P を出力するパス選択結果出力部 2 4 a は省略できることから、P R M L 復号器 8 への改造は不要になるというメリットがある。

10

【 0 0 8 4 】

< 第 3 の実施の形態 >

ところで、これまでの第 1 及び第 2 の実施の形態においては、P R M L 復号器 8 として固定値による基準レベルが設定されることを前提に説明を行ってきた。すなわち、ブランチメトリック計算のために用いる各基準レベルの値として、採用する P R のタイプに応じた固定による値が設定されることを前提とした。

しかしながら、近年、このような固定の基準レベルを用いるビタビ検出器の改良技術として、再生信号に応じて動的に基準レベルを変化させるという、適応型ビタビ技術が提案され利用され始めている。

20

そこで第 3 の実施の形態としては、このような適応型ビタビ検出器としての構成を採った場合に対応する評価装置 7 の構成を提案する。

【 0 0 8 5 】

まずは、図 9 により、このような適応型ビタビ技術の概要について説明する。

図 9 は、例えばパーシャルレスポンスのタイプとして P R (1 , 2 , 2 , 1) が採用された場合での、ビタビ検出器 (P R M L 復号器 8) 内で設定される各基準レベルと再生信号 (アイパターン) との関係を示している。

まず、図 9 (a) では、ビタビ検出器が採用する P R での各基準レベル (図中 R - L v a ~ g) に対し、再生信号中のそれぞれ対応するマーク長の振幅レベルが、その P R のタイプで想定される理想的なレベルにより得られている場合が示されている。

30

これに対し図 9 (b) は、例えば記録媒体の高記録密度化等に伴い、特に最短マーク長の再生信号として、十分な振幅が得られなくなった場合が示されている。

このような場合、最短マーク長に対応して設定されるべきそれぞれの基準レベル (図中破線による基準レベル R - L v c 、基準レベル R - L v e) は、理想的な信号振幅レベルに対してずれた値となってしまう。このようにその P R で想定する理想的な波形とは異なる再生信号波形が得られ、これに伴って基準レベルがずれた値となってしまうことで、この基準レベルに基づいて算出されるブランチメトリックとしても誤りが生じ、これによってビタビ検出器の検出結果にも誤りが生じてしまう可能性がある。

【 0 0 8 6 】

40

そこで、実際の再生信号に応じた各基準レベルを生成し、これをブランチメトリック計算に用いることでビット検出結果の誤りの抑制を図るようにしたものが、適応型ビタビ検出の技術である。

【 0 0 8 7 】

図 8 は、このような適応型ビタビ技術を導入した場合に対応させた、第 3 の実施の形態としての評価装置 7 内の構成を示している。

なお、この図においても既に図 1 にて説明済みの部分については同一符号を付して説明を省略する。

まず、この場合の評価装置 7 に対しては、P R M L 復号器 8 内に適応型基準レベル生成回路 6 0 が設けられる。

50

この適応型基準レベル生成回路 60 は、イコライザ 21 からの再生信号 RF と上記パスメモリ更新ユニット 24 からの 2 値化信号 DD とに基づき、ブランチメトリック計算ユニット 22 に設定されるべき基準レベルデータ R-Lva ~ x を生成する。

具体的に、この場合の適応型基準レベル生成回路 60 には、採用される PR のクラスに対応して設定される基準レベルの数 (a ~ x) に応じて設けられた x 個のローパスフィルタが設けられる。そして、これらのローパスフィルタに対し、上記再生信号 RF の値を、上記 2 値化信号 DD のパターンに応じて分配して入力し、これによって各基準レベルごとに再生信号 RF の値を平均化する。その結果が基準レベルデータ R-Lva ~ x として出力される。

【0088】

10

ここで、上記のようにして適応型ビタビ技術では、各基準レベル (R-Lva ~ R-Lvx) ごとに再生信号 RF の値を分配した上でそれぞれの平均値を算出し、これら平均値を実際に設定されるべき各基準レベルデータ R-Lva ~ R-Lvx として得ている。このような動作により、例えば先の図 9 (b) の例における基準レベルデータ R-Lvc、R-Lve は、実際の再生信号 RF の波形に応じてそれぞれ実線により示すレベル、つまりは対応する波形成分の振幅レベルの平均値に変化されるようになり、これによって実際の再生信号 RF に適応した基準レベルを設定することができる。

このように実際の再生信号 RF に適応した基準レベルデータ R-Lv が得られることで、その PR のクラスで想定される理想的な再生信号 RF が得られない場合にも、ブランチメトリック計算ユニット 22 にて計算されるブランチメトリックとして適正な値を得ることができ、これによって 2 値化信号 DD の信頼性を確保することができる。

20

【0089】

なお、図 9 では最短マークの振幅が小さくなった場合を例示したが、例えばアシンメトリ等によって理想的な再生信号 RF が得られなくなる場合もある。このような場合にも、上述した適応型基準レベル生成回路 60 の動作によれば、実際の再生信号 RF に応じて各基準レベルデータ R-Lv の値が追従するようにして変化されるので、再生信号 RF の各振幅レベルに応じた基準レベルを設定できる。つまりは、このようなアシンメトリにも対応して 2 値化信号 DD の信頼性を確保できる。

なお、このような適応型ビタビの検出手法を実現するための構成については、例えば「特許第 3033238 号公報」にも記載されている。

30

【0090】

ところで、このような適応型ビタビ検出の手法が採られた場合においては、信号評価回路 9 内における最尤パス Pa と第 2 パス Pb の生成のための構成として、これまでの実施の形態で備えていた最尤パス生成回路 32 と第 2 パス生成回路 33 をそのまま設けたのでは、適正に最尤パス Pa と第 2 パス Pb とを生成することができない。

すなわち、これまでの実施の形態が備えていた最尤パス生成回路 32、第 2 パス生成回路 33 としては、それぞれ 2 値化信号 DD、第 2 パス Pb のビット系列の情報の入力に対して、PRML 復号器 8 で採用される PR のクラスに対応した固定の係数 ((1, 2, 2, 1) または (1, 2, 2, 2, 1)) を用いてパーシャルレスポンス系列としての最尤パス Pa、第 2 パス Pb を再現するものとしていたが、適応型ビタビでは、上記もしているように基準レベルは固定ではなく再生信号に応じたレベルに変化するものであるから、このような固定の係数を用いたのでは適正にパスの情報を再現することができなくなってしまう。

40

【0091】

そこで、第 3 の実施の形態の信号評価回路 9 では、上記適応型基準レベル生成回路 60 からの各基準レベルデータ R-Lva ~ R-Lvx の入力に基づき、それぞれ最尤パス Pa、第 2 パス Pb を再現するように構成した最尤パス生成回路 61 と第 2 パス生成回路 62 とが設けられる。

まず、最尤パス生成回路 61 は、PRML 復号器 8 内の各ブランチの値に対応した値である上記適応型基準レベルデータ R-Lva ~ R-Lvx と、2 値化信号 DD とを入力するよう

50

にされる。

最尤パス生成回路 6 1 は、入力される 2 値化信号 DD を検査してそのビット列に対応するブランチを判定する。

そして、この判定されたブランチに対応した、基準レベルデータ R -Lva ~ R -Lv_x のうちのひとつを選択し、それを出力する。この動作を毎時刻行うことにより、固定による各基準レベルの値からの、各適応型基準レベルデータ R -Lva ~ R -Lv_x の値の変化に対応した適正な最尤パス P a を再現することができる。

この場合も生成された最尤パス P a の情報は、ユークリッド距離算出回路 3 5、及びメトリック差分算出回路 3 6 に対して供給される。

【 0 0 9 2 】

10

また、第 2 パス生成回路 6 2 に対しては、最尤パス生成回路 3 2 と同様に基準レベルデータ R -Lva ~ R -Lv_x が入力されると共に、さらにパス選択結果出力部 2 4 a からのパス選択結果情報 S P が入力される。

第 2 パス生成回路 6 2 は、上記パス選択結果情報 S P に含まれる第 2 パス P b のビット系列の情報と、上記基準レベルデータ R -Lva ~ R -Lv_x とに基づき、上記最尤パス生成回路 6 1 と同様の動作を行うことで第 2 パス P b を生成する。すなわち、上記第 2 パス P b のビット系列の情報について検査することでそのビット列に対応するブランチを判定し、判定されたブランチに対応した基準レベルデータ R -Lva ~ R -Lv_x のうちのひとつを選択し出力する動作を毎時刻行う。これによって、固定による各基準レベルの値からの、各適応型基準レベルデータ R -Lva ~ R -Lv_x の値の変化に対応した適正な第 2 パス P b を再現することができる。

20

この第 2 パス P b の情報としても、ユークリッド距離算出回路 3 5、及びメトリック差分算出回路 3 6 に対して供給される。

【 0 0 9 3 】

以上のような構成により、適応型ビタビ技術を導入した場合にも適正な最尤パス P a、第 2 パス P b とを生成することができ、これら最尤パス P a と第 2 パス P b とに基づき、第 1 の実施の形態の場合と同様に評価値 P q の算出を行うことができる。

【 0 0 9 4 】

< 第 4 の実施の形態 >

30

図 1 0 には、第 4 の実施の形態としての評価装置 7 の構成を示す。

第 4 の実施の形態は、第 3 の実施の形態で説明した適応型ビタビに対応した構成を採った上で、第 2 の実施の形態と同様にパターンテーブルを用いて対象とするエラーパターンの判定を行うようにしたものである。

この第 4 の実施の形態の評価装置 7 において、第 3 の実施の形態の場合の評価装置 7 からの変更点は、パスメモリ更新ユニット 2 4 内のパス選択結果出力部 2 4 a を省略し、代わりに先の第 2 の実施の形態で用いたものと同様のパターン検出 & パターンテーブル 5 0 を備えるようにした点である。

この場合、第 2 パス生成回路 6 2 には、パターン検出 & パターンテーブル 5 0 において 2 値化信号 DD に基づき読み出された第 2 パターン P 2 の情報が入力され、第 2 パス生成回路 6 2 はこの第 2 パターン P 2 と適応型基準レベルデータ R -Lva ~ R -Lv_x とに基づくことで、この場合も理想値から変化される基準レベルデータ R -Lva ~ R -Lv_x に応じた適正な第 2 パス P b を生成することができる。

40

【 0 0 9 5 】

< 第 5 の実施の形態 >

ところで、これまでの各実施の形態では、エラーパターン k ごとの $MD < Th_k$ となるサンプル数の総和である評価値 P q により、全体エラーレートと良く相関する信号品質評価指標を得るものとしたが、このような評価値 P q は、あくまで全体エラーレートと相関関係にある指標であって、ビットエラーレート b E R そのものを示すものではない。

50

そこで、このような評価値 P_q から全体的なビットエラーレート bER の値を換算しようとするものが、第 5 の実施の形態である。

【0096】

ここで、先の図 4 に戻り、実施の形態の評価値 P_q の概念について再度考察してみると、この評価値 P_q とは、図中の F_k の部分の面積により示されるような、 $0 < MD < \text{閾値 } Th_k$ となるメトリック差分 MD の出現頻度に相当するものである。そして、ビットエラーレート bER とは、 $MD < 0$ となる E の部分の面積に相当するものである。

このとき、評価値 P_q の値が算出されたということは、図 4 の分布 MD_k において、 F_k の部分の面積がわかっているということになる。従って、この際、分布 MD_k における F_k と E との面積の関係が定義できれば、評価値 P_q からビットエラーレート bER が求められることがわかる。

10

【0097】

ここで、図 4 に示した分布 MD_k について、その平均値をユークリッド距離 d_k^2 の値から「0」に置き換え、さらにメトリック差分 MD についての閾値 Th_k の値を「 X 」に置き換えた場合、分布 MD_k における各要素の関係は、次の図 11 に示すようにして表すことができる。

図 11 において、本実施の形態では、閾値 $Th_k = 1 / 2 d_k^2$ としたので、上記のように分布 MD_k の平均値をユークリッド距離 d_k^2 から「0」に置き換え、閾値 $Th_k = X$ とした場合、図 4 では $MD = 0$ により表されていた検出エラーとなる境界部分が「 $2X$ 」となる。そして、このように閾値 Th_k が「 X 」、 $MD = 0$ の部分が「 $2X$ 」とされたことに応じて、図 4 では F_k と示した部分（つまり P_q ）を図のように「 S_X 」、 $MD < 0$ となる E と示した部分（つまり bER ）を「 S_{2X} 」とする。

20

この図 11 に示されるようにして分布 MD_k の平均値、閾値 Th_k 、検出エラーとなる部分（ $MD = 0$ ）の各要素を表記した場合、上記 S_X （ F_k ）と S_{2X} （ E ）の面積の関係は、上記「 X 」を媒介変数とした誤差関数（補誤差関数） $erfc$ を用いて次の [数 4] により定義できる。

【数 4】

$$\{P_q, bER\} = \{A \times erfc(X), A \times erfc(2X)\} \quad (X > 0, A = \text{const.})$$

30

このとき、補誤差関数 $erfc$ は次の [数 5] により表される。

【数 5】

$$erfc(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} \exp(-t^2) dt$$

【0098】

40

このようにして、本実施の形態の評価値 P_q としての F_k （ S_X ）、ビットエラーレート bER としての E （ S_{2X} ）との関係が定義できることで、評価値 P_q からビットエラーレート bER を正しく見積もることができる。

具体的に、この場合は 2 つの変数である「 A 」と「 X 」について、正規分布の振幅パラメータである A の値については未知であるので、仮に或る値に設定する。そして、この A の設定の下で、 X の値について例えば 0.1 単位などの所定単位で変化させるものとして、 $X = 0.1, 0.2, 0.3 \dots$ を代入した $A \times erfc(X)$ 、 $A \times erfc(2X)$ の値をそれぞれ算出していく。

すると、例えば次の図 12 に示すように、 $X = 0.1, 0.2, 0.3 \dots$ を代入したときの評価値 P_q とビットエラーレート bER との関係をプロットでき、その結果から

50

評価値 P_q とビットエラーレート b_{ER} との関係を表すことができる。

【0099】

但し、この段階では振幅パラメータ A の値が未知のままであるので、これが特定できなければ適正に評価値 P_q とビットエラーレート b_{ER} との関係を定義することができない。

この振幅パラメータ A の値については、予めビットエラーレート b_{ER} のわかっている光ディスク 100 について、評価値 P_q を求めた結果に基づきフィッティングを行う必要がある。

つまり、上記説明では $A =$ として或る値に固定したが、この A の値についても変化させて $A \times \text{erfc}(X)$ 、 $A \times \text{erfc}(2X)$ の値をそれぞれ計算する。すると、図 12 に示したような曲線（つまり P_q と b_{ER} との対応関係）が複数得られるが、これらの曲線のうち、上記のように予め分かっているビットエラーレート b_{ER} の値と、この光ディスク 100 について求めた評価値 P_q の値との関係が得られている曲線を特定し、そのとき設定した A の値を特定すればよい。

【0100】

このようにして評価値 P_q とビットエラーレート b_{ER} との正しい関係が特定されれば、その対応関係を例えば ROM などの記憶手段に格納しておくことで、算出された評価値 P_q を、この記憶手段の記憶内容に基づいてビットエラーレート b_{ER} に正しく換算することができる。

【0101】

図 13 は、実際に上記のプロセスによりフィッティングを行った評価値 P_q とビットエラーレート b_{ER} との対応関係（図中曲線）と、予めビットエラーレート b_{ER} がわかっている複数の光ディスク 100 について求めた評価値 P_q とそのビットエラーレート b_{ER} の値との関係について実験を行った結果を示している。

なお、この図では、 PR のクラスとして $PR(1, 2, 2, 1)$ が採用され、また対象とするエラーパターンとしては最尤パス P_a と第 2 パス P_b とのユークリッド距離 d_k^2 が少ない上位 3 つのものに限定した場合の実験結果を示している。また、この図では、評価値 P_q をメトリック差分 MD についての総サンプル数（所定値 m ）に基づき % 換算した値として示している。

またこのとき、振幅パラメータ A の値はフィッティングの結果 0.7 であった。

この実験結果からも理解されるように、上記のプロセスにより求めた実施の形態としての評価値 P_q とビットエラーレート b_{ER} との対応関係は、実際の評価値 P_q とビットエラーレート b_{ER} との対応関係とほぼ一致するものとなっており、評価値 P_q とビットエラーレート b_{ER} との関係を適正に表すものとなることがわかる。

すなわち、これによって本実施の形態としての対応関係の情報によれば、算出された評価値 P_q からビットエラーレート b_{ER} を正しく見積もることができるということがわかる。

【0102】

ここで、図 14 には、上記のような対応関係の情報をもとに、評価値 P_q からビットエラーレート b_{ER} を換算するとしたときの信号評価回路 9 の内部構成を示す。

なお、この図においては、メトリック差分 MD とユークリッド距離 d_k^2 と信号 enable の生成のための構成は省略して示し、その後段の構成のみを抽出して示している。また、この図においても、既にこれままで説明済みの部分については同一符号を付して説明を省略する。

【0103】

先ず、この場合の信号評価回路 9 に対しては、先の説明のようにして割り出された評価値 P_q とビットエラーレート b_{ER} との対応関係の情報を、図示する対応情報 81a として格納した ROM 81 と、評価値生成回路 41 から供給される評価値 P_q と上記 ROM 81 内の対応情報 81a とに基づき、ビットエラーレート b_{ER} を換算するエラーレート換算回路 80 を設ける。

エラーレート換算回路 80 としては、対応情報 81a において、評価値生成回路 41 から供給された評価値 Pq と対応付けられて格納されるビットエラーレート bER の値を出力するように構成される。

このような構成によって、評価値 Pq からビットエラーレート bER を換算することができる。

【0104】

確認のために述べておくと、第5の実施の形態の構成としては、このように評価値生成回路 41 よりも後段の構成に特徴があるもので、この図に示されていない部分の構成については、これまでに説明した第1～第4の実施の形態の何れかの構成が採られればよいものである。

【0105】

< 変形例 >

以上、本発明の実施の形態について説明したが、本発明としてはこれまでに説明した実施の形態に限定されるべきものではない。

例えば、各実施の形態で説明した評価装置 7 としては、評価用再生装置 1 の外付けの装置として構成する場合を例示したが、次の図 15 に示すようにして、光ディスク 100 についての通常の再生装置 90 内に内蔵される形態で備えるようにすることもできる。

なおこの図 15 において、光ディスク 100 から再生信号 RF (sampled) ・クロック CLK を得るための構成 (光ピックアップ 2、プリアンプ 3、A/D 変換器 4、イコライザ 5、PLL 回路 6) については図 1 に示したものと同等となるので、ここでの改めでの説明は省略する。

図示するようにして、この場合の評価装置 7 としては、同じ再生装置 90 において、上記再生信号 RF (sampled) ・クロック CLK を得るための構成の後段に設けられる。図示は省略しているが、この場合もクロック CLK は評価装置 7 内の各部の動作クロックとして供給される。

【0106】

さらに、この場合は、評価装置 7 内の $PRML$ 復号器 8 により得られた 2 値化信号 DD に基づき、ビット情報を復調する $RLL(1-7)pp$ 復調器などの復調器 91、復調された情報の誤り訂正を行う RS デコーダ 92、誤り訂正された情報を処理してアプリケーションデータを再生する CPU (Central Processing Unit) ブロック 93 などを備えて構成されている。

【0107】

復調器 91 は、供給された 2 値化信号 DD を記録時の変調方式に従って復調する。さらに、 RS デコーダ 92 は、復調器 91 の復調出力について EC ブロックのリード・ソモン符号を復号して誤りを訂正し、 CPU ブロック 93 は EDC ブロックにおける誤り検出符号に誤りが検出されていないことを確認することで、もとのアプリケーションデータを復元する。つまり、これによって再生データが得られる。

また、 CPU ブロック 93 に対しては、評価装置 7 からの評価値 Pq (またはビットエラーレート bER) が供給され、例えば球面収差補正のためのフォーカス調整など、ディスク 100 についての再生 (または記録再生) のための各種パラメータの調整動作時における信号品質評価指標として用いられる。

【0108】

なお、この場合の評価装置 7 の出力としては、例えば上記のようにしてディスク再生のための各種パラメータ調整などに用いられることが想定されるため、単純にその値の大小が示されればよいものとなる。つまり、この場合の評価指標としては敢えてビットエラーレート bER のような絶対的な指標が要求されるものでなく、単に評価値 Pq を出力することで十分に機能する。

評価装置 7 として評価値 Pq を出力する構成は、ビットエラーレート bER を出力する構成と比較してエラーレート換算回路 80 と ROM 81 とを省略できるので、その分構成

10

20

30

40

50

の簡略化が図られる。また、このような換算処理を経ないことから評価値出力までの時間短縮も図られ、その分調整動作の迅速化が図られる。

【0109】

また、各実施の形態では、評価用再生装置1・再生装置90が光ディスク100についての再生を行う場合を例示したが、光ディスク100についての記録も行う記録再生装置として構成することもできる。

また、光ディスク100以外にも、ハードディスク等の磁気ディスク、MD (Mini Disc) などの光磁気ディスクについて少なくとも再生を行う構成とすることもできる。

【0110】

また、本発明の評価装置（及び評価方法）としては、このように記録媒体からの再生信号について評価する以外にも、有線又は無線によるデータ通信を行う送受信システムにおいて、受信装置側で信号品質についての評価を行うような場合にも好適に適用することができる。

【0111】

また、実施の形態では、評価値 P_q 、ビットエラーレート b_{ER} の算出動作をハードウェアにより実現する場合を例示したが、ソフトウェア処理によりこれを実現することもできる。その場合、例えばマイクロコンピュータ等の情報処理装置としては、PRML復号器8からの出力に基づき、各実施の形態で説明した信号評価回路9としての動作を実現するための処理動作を実行するようにされればよい。

或いは、特に第5の実施の形態としての信号評価回路9については、エラーレート換算回路80とROM81とを省略して評価値 P_q を外出力する構成とし、評価値 P_q と対応情報81aとに基づくビットエラーレート b_{ER} の換算処理を、外部の情報処理装置において行うものとすることもできる。

【0112】

また、各実施の形態では、エラーパターン k ごとのユークリッド距離 d_k^2 を実際に最尤パス P_a と第2パス P_b とから計算する構成としたが、エラーパターン k ごとのユークリッド距離 d_k^2 はエラーパターンが特定されることで自ずとわかるものなので、各実施の形態で設けたユークリッド距離算出回路35としては、エラーパターン k ごとのユークリッド距離 d_k^2 を対応付けた情報を元に、最尤パス P_a と第2パス P_b とから特定されたエラーパターン k から対応するユークリッド距離 d_k^2 を読み出す構成とすることもできる。

【0113】

また、実施の形態では、閾値 Th_k をユークリッド距離 d_k^2 の $1/2$ に設定したが、例えば $1/3$ にする等、閾値 Th_k はユークリッド距離 d_k^2 の $1/2$ に限定されるものではない。

なお、閾値 Th_k をユークリッド距離 d_k^2 の何分の1に設定するかによっては、それに伴って算出される評価値 P_q の値とビットエラーレート b_{ER} の値との関係も異なってくる。

例えば、先の図4を参照して、或るビットエラーレート b_{ER} を有するディスクについて、閾値 Th_k をユークリッド距離 d_k^2 の $1/3$ に設定した場合と $1/2$ に設定した場合とでは、 $1/3$ とした方が、同じビットエラーレート b_{ER} に対し閾値 Th_k を下回る出現頻度（評価値 P_q の値）が少なくなることがわかる。

ここで、このように同じエラーレートのときに、評価値 P_q の値がより小さいということは、 $1/3$ としたときは、図13に示した $1/2$ のときの曲線に対し、より急峻な立ち上がり有する曲線が得られることになる。このように P_q と b_{ER} との関係を示す曲線が急峻となると、評価値 P_q の値の変化に対するビットエラーレート b_{ER} の値の変化も大きくなるので、検出誤差に対するマージンが低くなる。

従って閾値 Th_k としては、例えばこのような検出誤差によるマージンをどの程度確保するかに応じて、ユークリッド距離 d_k^2 の何分の1の値とするか、つまりユークリッド距離 d_k^2 をどのような値で除算するかを設定すればよいことがわかる。

なお、何れにしても、ユークリッド距離 d_k^2 を共通の値で除算した閾値 Th_k を設定

10

20

30

40

50

すれば、各エラーパターンの全体エラーレートへの寄与率を反映した、全体エラーレートと相関する信号品質評価指標を得ることができることに代わりはない。

【図面の簡単な説明】

【0114】

【図1】本発明における実施の形態としての評価装置を用いて再生信号について評価を行うための構成の一例を示したブロック図である。

【図2】第1の実施の形態としての評価装置の内部構成を示したブロック図である。

【図3】異なるユークリッド距離を持つエラーパターンについてのメトリック差分の分布を例示した図である。

【図4】メトリック差分の分布と実施の形態で求める信号品質評価量との関係を例示的に示した図である。

10

【図5】実施の形態で求める評価量がエラーレートと相関することについて説明するための図である。

【図6】異なるユークリッド距離を持つエラーパターンについてのメトリック差分の分布と、実施の形態で求める評価量との関係を例示的に示した図である。

【図7】第2の実施の形態としての評価装置の内部構成について示したブロック図である。

【図8】第3の実施の形態としての評価装置の内部構成について示したブロック図である。

【図9】適応型ビタビ技術について説明するための図である。

20

【図10】第4の実施の形態としての評価装置の内部構成について示したブロック図である。

【図11】実施の形態の評価値(P_q)とビットエラーレート(bER)との関係について説明するための図である。

【図12】実施の形態で定義した評価値(P_q)とビットエラーレート(bER)との対応関係をグラフ化して示した図である。

【図13】実施の形態で定義した評価値(P_q)とビットエラーレート(bER)の対応関係と、実際の評価値(P_q)とビットエラーレート(bER)の対応関係との比較結果をグラフ化して示した図である。

【図14】第5の実施の形態としての評価装置の内部構成として、主に評価値(P_q)からビットエラーレート(bER)を換算するための構成について示したブロック図である。

30

【図15】実施の形態としての評価装置を用いて再生信号について評価を行うための構成の他の例を示したブロック図である。

【図16】最尤パスと第2パスと再生信号との関係について説明するための図である。

【符号の説明】

【0115】

1 評価用再生装置、2 光ピックアップ、3 プリアンプ、4 A/D変換器、5

イコライザ、6 PLL回路、7 評価装置、8 PRML復号器、9 信号評価回路、

21 イコライザ($EQ(PR)$)、22 ブランチメトリック計算ユニット、23 パ

スメトリック更新ユニット、24 パスメモリ更新ユニット、24a パス選択結果出力

部、31 イネーブラー、32, 61 最尤パス生成回路、33, 62 第2パス生成回路

、34 遅延補償回路、35 ユークリッド距離算出回路、36 メトリック差分算出回

路、37 閾値設定回路、38 比較器、39 カウンタ、40 サンプル数計測回路、

41 評価値生成回路、50 パターン検出&パターンテーブル、60 適応型基準レベ

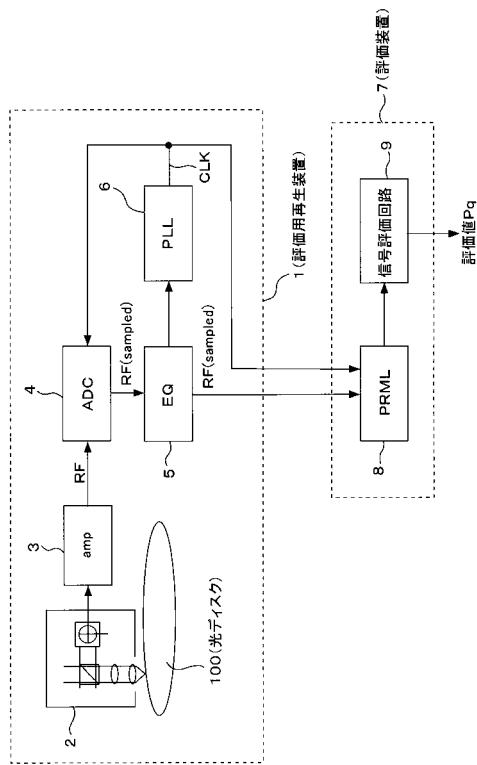
ル生成回路、80 エラーレート換算回路、81 ROM、81a 対応情報、90 再

生装置、91 復調器、92 RSデコーダ、93 CPUブロック、100 光ディス

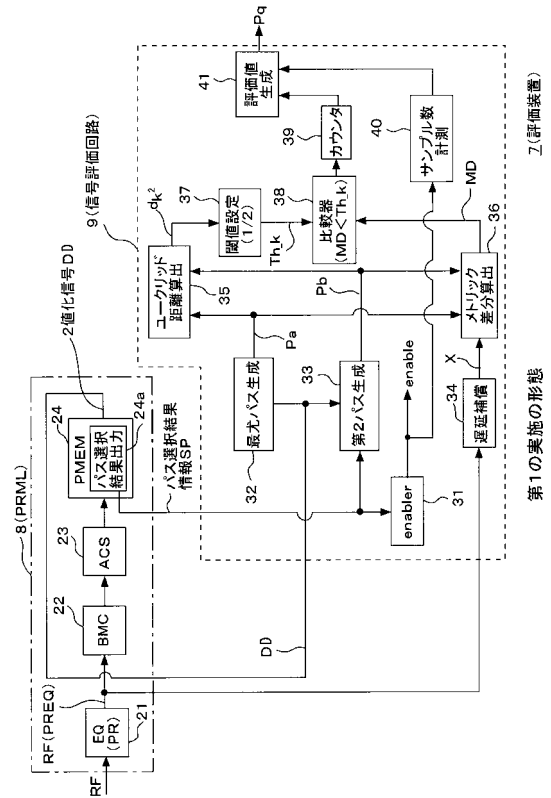
ク

40

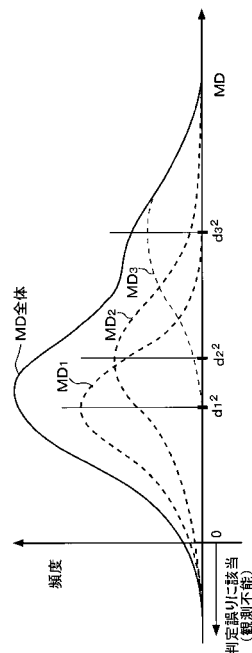
【 図 1 】



【 図 2 】

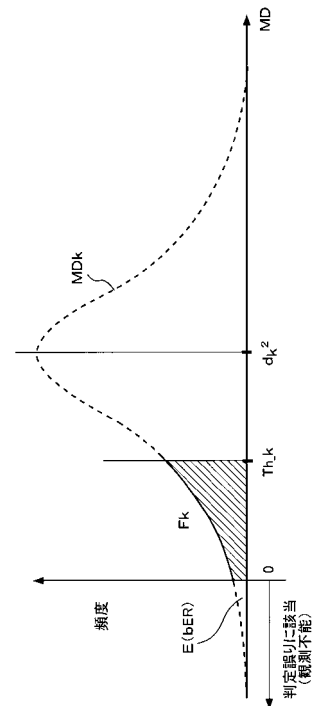


【 図 3 】



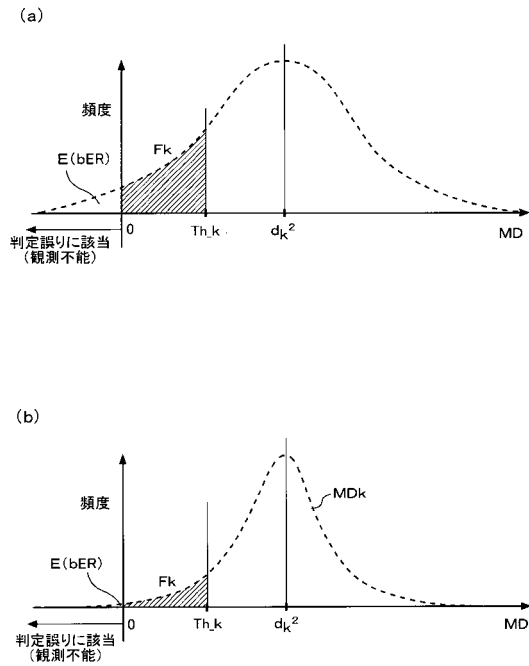
異なるユークリッド距離(d_k)を持つエラーパターン k ($k=1\sim3$)についてのメトリック差分MDの分布の重ね合わせ

【 図 4 】

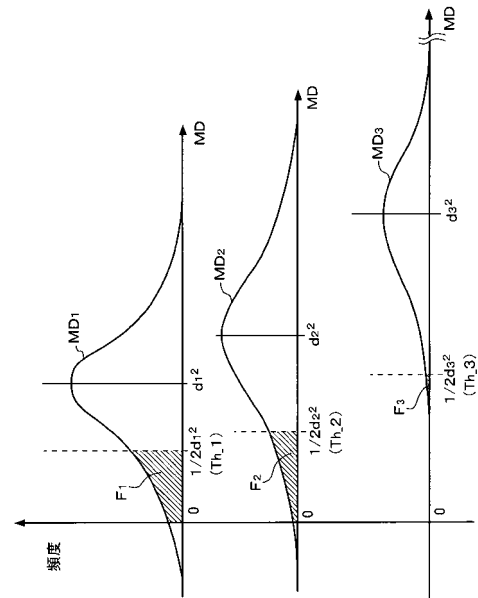


エラーパターンkにおけるMDの分布と信号品質評価量

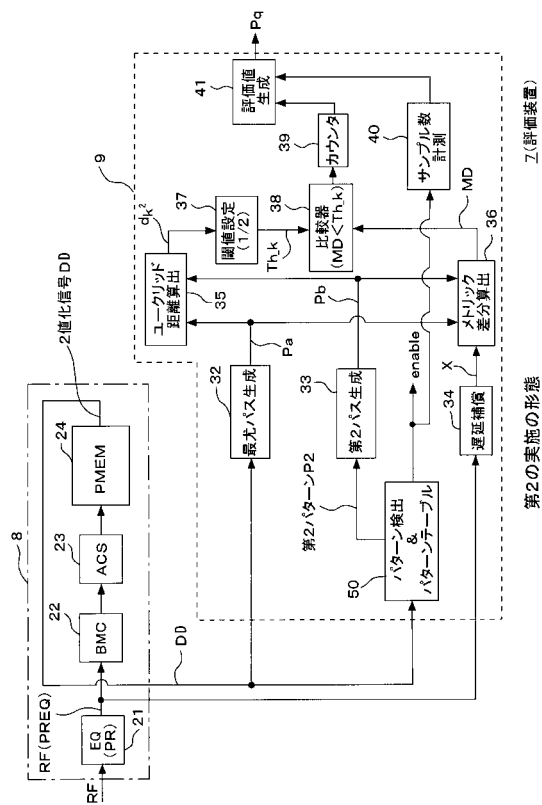
【 図 5 】



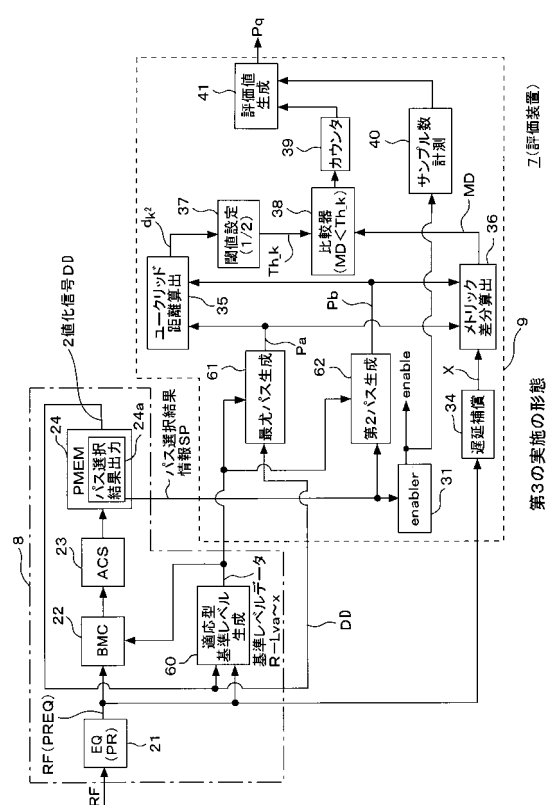
【 図 6 】



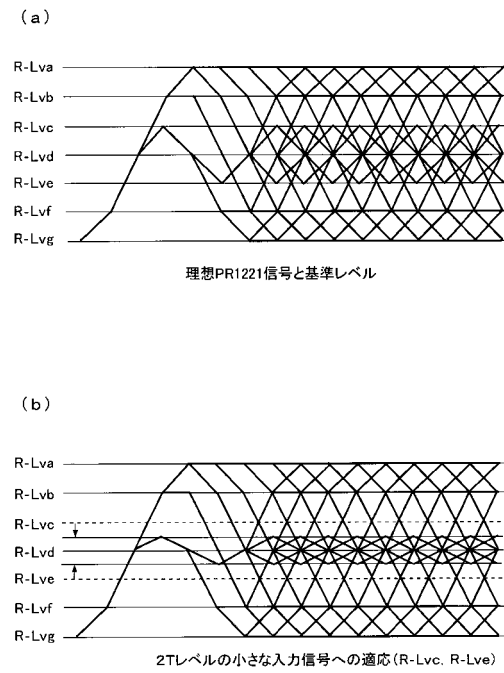
【 圖 7 】



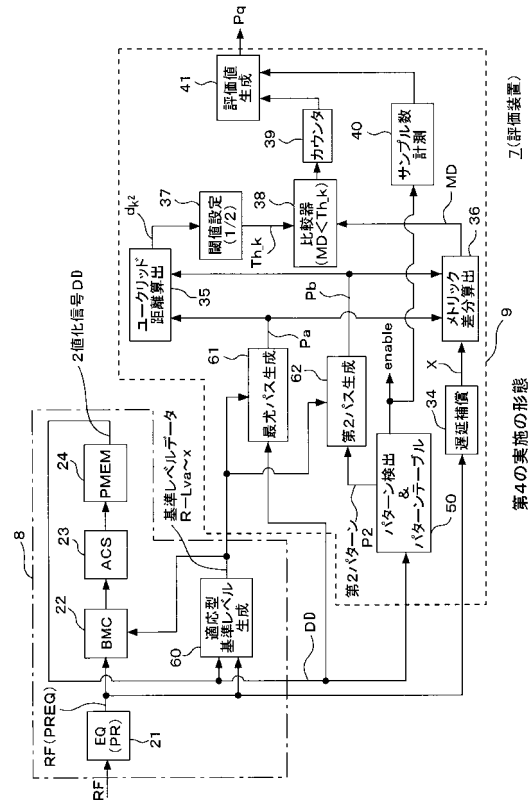
【 図 8 】



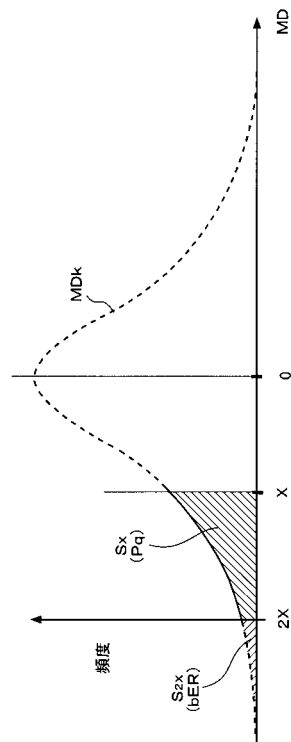
【図 9】



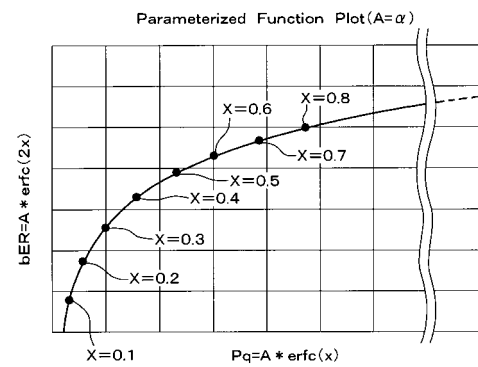
【図 10】



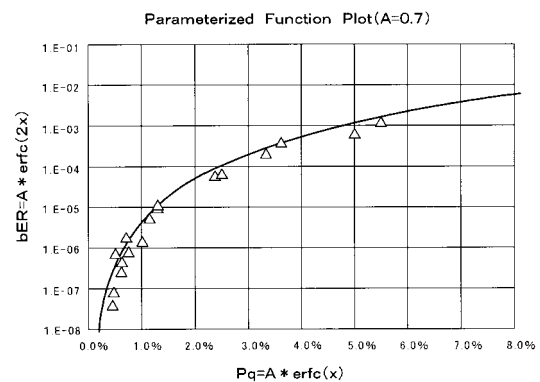
【図 11】



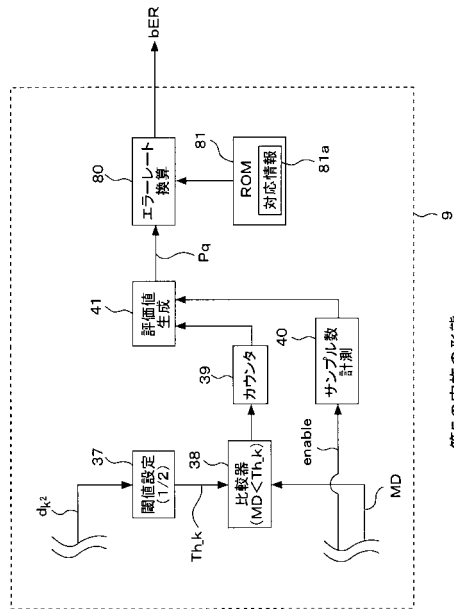
【図 12】



【図 13】

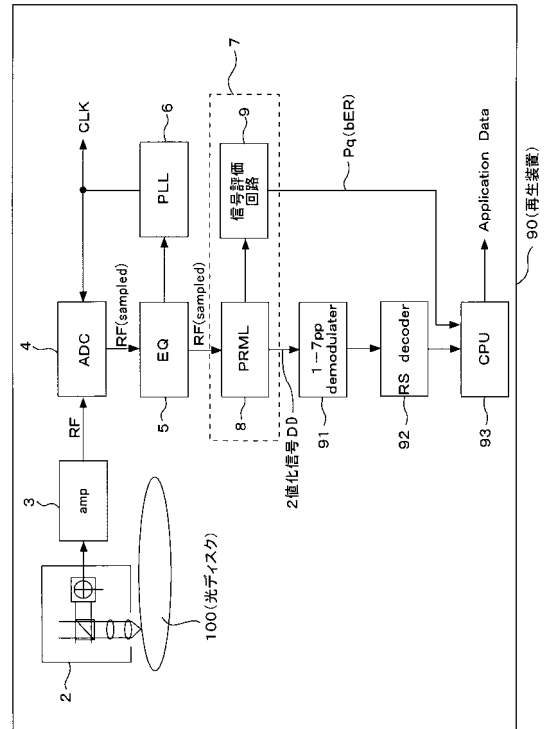


【図14】

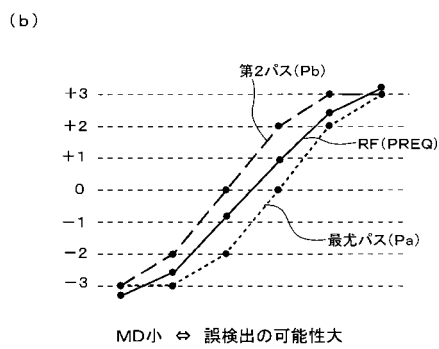
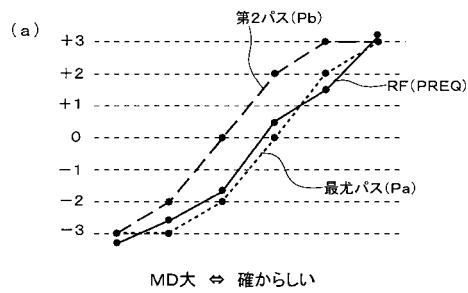


第5の実施の形態

【図15】



【図16】



フロントページの続き

(51)Int.Cl.

F I

G 1 1 B 20/10 3 2 1 A

G 1 1 B 20/10 3 4 1 B

(56)参考文献 特開 2 0 0 3 - 2 7 2 3 0 4 (J P , A)

特開 2 0 0 3 - 5 1 1 6 3 (J P , A)

特開 2 0 0 2 - 7 4 6 6 7 (J P , A)

特開 2 0 0 3 - 1 7 8 5 3 7 (J P , A)

特開 2 0 0 5 - 1 6 6 2 0 0 (J P , A)

(58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)

G11B 20/10-20/18