

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3609721号
(P3609721)

(45) 発行日 平成17年1月12日(2005. 1. 12)

(24) 登録日 平成16年10月22日(2004. 10. 22)

(51) Int. Cl.⁷

G 1 1 B 20/14

F I

G 1 1 B 20/14 3 5 1 A

請求項の数 2 (全 30 頁)

(21) 出願番号	特願2000-385342 (P2000-385342)	(73) 特許権者	000003078
(22) 出願日	平成12年12月19日 (2000. 12. 19)		株式会社東芝
(65) 公開番号	特開2002-190165 (P2002-190165A)		東京都港区芝浦一丁目1番1号
(43) 公開日	平成14年7月5日 (2002. 7. 5)	(74) 代理人	100058479
審査請求日	平成12年12月19日 (2000. 12. 19)		弁理士 鈴江 武彦
		(74) 代理人	100084618
			弁理士 村松 貞男
		(74) 代理人	100068814
			弁理士 坪井 淳
		(74) 代理人	100092196
			弁理士 橋本 良郎
		(74) 代理人	100091351
			弁理士 河野 哲
		(74) 代理人	100088683
			弁理士 中村 誠

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 デジタルデータ再生装置及びデジタルデータ再生方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

記録媒体から読み取った信号を、可変周波数発振手段から出力されるクロック周期でサンプリングすることによりデジタルデータに変換する変換手段と、

この変換手段から出力されたデジタルデータを、前記可変周波数発振手段から出力されるクロックに基づいて、パーシャルレスポンスのクラスに合致した信号波形に等化する等化手段と、

この等化手段から出力された信号波形から、前記可変周波数発振手段から出力されるクロックに基づいて、再生データの検出を行なうデータ検出手段と、

前記等化手段から出力された信号波形の時間的に連続した2つのサンプル点における振幅値を加算する加算手段と、

この加算手段で得られた加算結果に基づいて、前記等化手段から出力された信号波形が、前記可変周波数発振手段から出力されるクロックと位相同期している場合の振幅値の変化を予測する予測手段と、

この予測手段によって予測された振幅値の変化と、前記等化手段から出力された信号波形とに基づいて、位相誤差の勾配を検出する検出手段と、

前記検出手段で検出された位相誤差勾配に基づいて、前記可変周波数発振手段の発振周波数を制御する制御手段と、

を具備してなることを特徴とするデジタルデータ再生装置。

【請求項 2】

記録媒体から読み取った信号を、可変周波数発振手段から出力されるクロック周期でサンプリングすることによりデジタルデータに変換し、
変換されたデジタルデータを、前記可変周波数発振手段から出力されるクロックに基づいて、パーシャルレスポンスのクラスに合致した信号波形に等化し、
等化された信号波形に対して、前記可変周波数発振手段から出力されるクロックに基づいて、データの再生を行い、
前記等化された信号波形の時間的に連続した2つのサンプル点における振幅値を加算し、この加算結果に基づいて、前記等化された信号波形が、前記可変周波数発振手段から出力されるクロックと位相同期している場合の振幅値の変化を予測し、
前記予測された振幅値の変化と、前記等化された信号波形とに基づいて、位相誤差の勾配を検出し、
前記検出された位相誤差勾配に基づいて、前記可変周波数発振手段の発振周波数を制御することを特徴とするデジタルデータ再生方法。

10

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

この発明は、例えばディスク等の記録媒体に、光学的、磁氣的または光磁氣的に記録されたデジタルデータを再生するデジタルデータ再生装置及びデジタルデータ再生方法の改良に関する。

【0002】

20

【従来の技術】

周知のように、光学的、磁氣的または光磁氣的にデータパターンを記録する記憶装置の再生信号処理系は、一般に、記録媒体から再生ヘッドにより読み出された再生信号を増幅し、さらに波形等化器で再生信号波形を等化した後、データ検出器に入力してデータ識別を行ない、デコーダで復号を行なうことにより、再生データを得る構成となっている。

【0003】

すなわち、波形等化器により、データが記録チャンネルを通過した結果生じた歪みが補正されて、信号の誤り検出率が許容範囲内に収められ、データ検出器により、波形のピーク位置や、微分してゼロクロス点が求められる。近年のPRML (Partial Response Maximum Likelihood) 信号処理方式では、信号の前後の

30

【0004】

ここで、データを検出するためには、データが記録された間隔、すなわちチャンネルクロックの周波数とその位相情報とが必要である。このチャンネルクロックは、再生された信号から、フェーズロックドループ (PLL) を使うことによってリカバリ (回復) される。

【0005】

記録媒体に記録されたデータには、PLLを引き込むために、データを記録するクロックの整数倍の単一繰り返しデータパターンで信号が記録されたVFC領域が、データの最初の部分に存在する。波形等化後のVFC信号のピーク位置、あるいは、特定の閾値を信号が横切る位置を検出し、このタイミングでPLLを引き込むことにより、記録されたデータの周波数と位相に同期させることができる。

40

【0006】

以後のデータは、この同期させたクロックを使用して検出を行なうが、ディスクの回転数の変動等で、データの始めの部分と後の部分とでは、その位相は必ずしも合っていない。そこで、データの再生中でも、データの検出タイミングとPLLによる再生クロックとの位相のずれをPLLにフィードバックして、データ部分での位相のドリフトにもクロックを追従させるようにしている。

【0007】

VFC領域は単一波長であるので、高品位の位相信号が得られるが、データ部分は複雑な波形であるため、位相差の検出できる位置も少なく、波形干渉の影響で、その品位も低く

50

なっている。PLLは、通常、VFC領域では、“引き込みモード”といって、高速に周波数を引き込み、その位相に追従するが、データ領域では、“トレースモード”というPLLのループゲインを低く抑えた動作に移行する。トレースモードでは、回転変動のような緩やかな周波数変動には追従するが、ノイズや波形干渉等によるビット単位の急激な変動には、追従することができない。

【0008】

PRML信号処理方式では、再生信号を波形等化器に入力する前に、A/Dコンバータを使用して離散時間で量子化する場合が多い。この場合の、A/Dコンバータに与えるサンプリングクロックも、PLLを使用してリカバリしたチャンネルクロックが使用される。

【0009】

10

【発明が解決しようとする課題】

図25には、PRML信号処理で多用されるような離散時間で再生信号をサンプリングするのではなく、連続時間で閾値を検出し、データの検出を行なう場合の、光ディスク装置の信号が示されている。

【0010】

記録されるべきユーザデータは、0と1のランダムな組み合わせのデータ列であるが、記録媒体に記録するには、図25(a)に示すような1と1との間の0の数が特定の範囲に制御されるランレングス制限(RLL)符号に変調される。データの書き込み信号は、マークエッジ記録の場合に、データ(a)が1の位置でオン/オフをトグルさせた信号(b)になり、その結果、媒体上には、マーク(c)が記録される。このマーク(c)を読み出した場合の再生信号(d)は、微分回路に通されることで、微分波形(e)が得られる。微分波形(e)のピークは、データ(a)のRLL符号で変調されたデータの1の位置に対応する。

20

【0011】

VFC領域の信号を使ってPLL回路でリカバリされたチャンネルクロックが(g)であったとすると、このクロック(g)を基にして、データ検出ウィンドウ(f)を作ることができる。このデータ検出ウィンドウ(f)内に微分波形のピークがあれば1、ピークがない場合には0を出力するようにすれば、検出データ(h)を求めることができる。これは、データ(a)がRLL符号データであるから、これを復号回路に通せば、記録されたユーザデータを復元することができる。

30

【0012】

再生信号の位相とチャンネルクロックの位相とが一致している場合には、微分信号(e)のピークは、データ検出ウィンドウ(f)の中央に位置していて、データ検出ウィンドウ(f)内にピークがあるか否かを検出するのは容易であるが、位相がずれてくると、微分信号(e)のピークがデータ検出ウィンドウ(f)の端の方にずれて行き、最後には隣のウィンドウに入ってしまったって検出誤りを生じる。

【0013】

そこで、図26に示すように、微分波形のピーク位置とチャンネルクロックとの位相差をPLLの位相比較器で検出し、チャージポンプで電圧値に変換し、その結果で電圧制御発振器(VCO)を制御する。これにより、再生信号とPLLでリカバリされるクロックの位相を一致させることができる。

40

【0014】

このような方式では、マークのエッジが、データ検出ウィンドウ内の時間で立ち上がっていないと検出誤りを起こし易い。記録密度を高くしていくと、媒体の周波数応答特性の影響でエッジの立ち上がりが緩慢になる。これを、より急峻な立ち上がりに補正するためには、波形等化器で高周波特性を持ち上げる必要がある。しかしながら、この補正は、高域の雑音成分をも持ち上げるためS/Nが悪化する。このため、こうした信号処理方式では、高密度化には限界がある。

【0015】

これを克服するための方式の1つが、PRML信号処理方式である。PRMLでは、ある

50

ビットに対する応答波形の影響が隣接または複数のビットに及ぶことを許容するので、信号の周波数帯域を上げずに、より高密度な記録を行なうことができる。

【0016】

その代わりに、複数ビットへの影響の度合いは、PRクラスにより決められた値に制御される必要がある。ビット相互の干渉の度合いが制御されているので、閾値では検出できないような緩慢な変化を持つ波形も、波形のシーケンスで最尤検出（ML検出）することで、誤りなくデータを検出することができる。

【0017】

図27は、図25と同じデータ列が、PRML方式ではどうなるかを示している。図27(c)は、チャンネルクロック毎の書き込み信号(b)がオンの場合を1、オフの場合を0としたビット列である。今、仮に、PRのクラスを(d)に示したように(1, 2, 2, 1)であると仮定する。

10

【0018】

このPR等化では、書き込みビットが1である場合にチャンネルから再生される応答波形が(d)のようであることを意味し、書き込みビット列(c)に対応する再生波形は、(e)に示すように、各ビットの応答波形の重ね合わせとして表わされ、(f)のような波形が得られる。

【0019】

このようにPR等化の場合、PR等化器により制御され、ML検出器の入力として用いられるのは、サンプリングの時点における振幅値である。このため、PRML信号処理では、再生信号を等化器に入力する前に、A/Dコンバータにより、チャンネルクロック毎の離散時間で量子化された振幅値系列に変換し、以後、デジタル回路で処理する場合がほとんどである。

20

【0020】

PRML信号処理方式の光ディスク装置に使用されるPLLの位相誤差検出器では、等化器出力信号は時間方向に離散化されているので、図25を用いて説明した方法のように、データの位相とPLLによりリカバリされるチャンネルクロックの位相とを直接比較することはできない。サンプリングされた振幅値のずれを位相誤差に変換する必要がある。

【0021】

例えば、米国特許4,890,299には、振幅値のずれを位相誤差に変換する手法とその構成とが開示されている。現在の振幅値と、1乃至2サンプル前の振幅値と、それらに対応する理想等化振幅値とから、位相誤差がプラス／マイナスにどれくらいの勾配を持っているかを算出している。

30

【0022】

ただし、ここで開示されているのは、PR等化後の再生波形の理想値が、3レベルになる場合においてである。記録密度が高くなってくると、媒体の周波数特性が相対的に不足してくるため、PRのクラスを上げる必要があるが、これらのクラスは、波形が相互に干渉するサンプル点数が多くなるため、波形の等化後の振幅レベルが高くなって、3レベルを仮定した方法では位相誤差の検出ができないことになる。

【0023】

40

PR等化後の波形の値がいくつのレベルに別れるかは、PRのクラスと変調方式とに依存する。図27に示したの例のように、PRクラスとして(1, 2, 2, 1)を、変調方式に1と1との間に存在する0の最低個数(d制約)が2個に制限されるPLL(2, 7)を用いた場合には、0、1、3、5、6の5レベルとなる。

【0024】

また、PRクラスは同じ(1, 2, 2, 1)でも、変調方式に、d制約が1個に制限されるPLL(1, 7)を用いた場合や、d制約が0の場合には、0、1、2、3、4、5、6の7レベルとなる。ただし、1と1との間に存在する0の最大個数(k制約)がいずれも4以上であるとする。

【0025】

50

このように、PR等化後の波形値のレベルが5乃至7のクラスの場合には、米国特許4, 890, 299の手法では、波形振幅値から位相誤差勾配を算出することはできない。

【0026】

なお、この問題に関しては、本件特許出願人と同じ出願人により、特開2000-195191号公報に示されるように、等化後の振幅レベルが5乃至7値になるPRクラスにおいても、離散時間でサンプルされた振幅値から位相誤差勾配を検出することによって、データとクロックとの位相同期が容易に行なえるようにした対策技術が既に出願されているが、技術開発の盛んな現状では、これとは別の構成による対策も望まれる傾向にある。

【0027】

そこで、この発明は上記事情を考慮してなされたもので、PR等化後の波形値のレベルが5乃至7となるPRクラスの場合にも、ユーザデータ領域で再生されたデータとリカバリされたチャネルクロックとの同期制御を、高い信頼性をもって可能とし得る極めて良好なデジタルデータ再生装置及びデジタルデータ再生方法を提供することを目的とする。

【0028】

【課題を解決するための手段】

本発明は、記録媒体から読み取った信号を、可変周波数発振手段から出力されるクロック周期でサンプリングすることによりデジタルデータに変換する変換手段と、この変換手段から出力されたデジタルデータを、前記可変周波数発振手段から出力されるクロックに基づいて、パーシャルレスポンスのクラスに合致した信号波形に等化する等化手段と、この等化手段から出力された信号波形から、前記可変周波数発振手段から出力されるクロックに基づいて、再生データの検出を行なうデータ検出手段と、前記等化手段から出力された信号波形の時間的に連続した2つのサンプル点における振幅値を加算する加算手段と、この加算手段で得られた加算結果に基づいて、前記等化手段から出力された信号波形が、前記可変周波数発振手段から出力されるクロックと位相同期している場合の振幅値の変化を予測する予測手段と、この予測手段によって予測された振幅値の変化と、前記等化手段から出力された信号波形とに基づいて、位相誤差の勾配を検出する検出手段と、前記検出手段で検出された位相誤差勾配に基づいて、前記可変周波数発振手段の発振周波数を制御する制御手段とを具備してなることを特徴とするデジタルデータ再生装置である。

【0032】

【発明の実施の形態】

以下、この発明の第1の実施の形態について図面を参照して詳細に説明する。図1は、この第1の実施の形態で説明する光ディスク装置の要部を示している。すなわち、この光ディスク装置は、主として、記録媒体である書き替え可能な光ディスク1と、この光ディスク1に対してデータの書き込み及び読み出しを行なう光ヘッド3と、データ再生系と、データ記録系と、ドライブコントローラ12と、インターフェース13とから構成されている。

【0033】

光ディスク1は、スピンドルモータ2により回転駆動される。光ヘッド3は、サーボモータ4により移動調整されて、レーザドライバ15による駆動で光ディスク1にレーザ光を照射し、光学的に情報の記録再生を行なうものである。スピンドルモータ2とサーボモータ4は、ドライブコントローラ12により駆動制御回路14を介して駆動制御される。

【0034】

データ記録系は、レーザドライバ15及び変調回路16を有している。変調回路16は、ドライブコントローラ12から送出された記録データを所定の符号ビット列に変換する符号化処理を実行する。レーザドライバ15は、変調回路16から出力された符号ビット列にしたがったマークを、光ディスク1上に記録するように光ヘッド3を駆動する。

【0035】

データ再生系は、プリアンプ5と、VGA（可変利得増幅器）6と、A/D変換回路7と、等化器8と、データ検出回路10と、デコーダ11とを有する。プリアンプ5とVGA6とは、光ヘッド3によって読み出された再生信号を増幅する。A/D変換回路7は、増

10

20

30

40

50

幅された再生信号を離散時間の量子化サンプル値であるデジタル信号に変換する。等化器 8 は、離散時間の量子化サンプル値であるデジタル信号を、P R クラスに合致した波形に等化する。

【0036】

データ検出回路 10 は、パーシャルレスポンスの所定のクラスに等化した再生信号波形からデータを検出する最尤系列推定方式の信号処理回路であり、具体的にはビタビ検出器からなる。デコーダ 11 は、データ検出回路 10 により検出された符号ビット列を元のユーザデータに復元する。

【0037】

ドライブコントローラ 12 は、この光ディスク装置のメイン制御装置であり、インターフェース 13 を介して例えばパーソナルコンピュータと接続し、記録再生データの転送制御を実行する。なお、この光ディスク装置には、図示はしないが、映像情報の記録再生に必要な動画圧縮回路、動画伸張回路及びデコーダ 11 から出力されたデータの誤り検出訂正処理を行なう誤り検出訂正回路等も含まれている。

【0038】

等化器 8 の出力は、タイミング制御回路 17 の一部である位相誤差勾配検出回路 18 にも入力される。この位相誤差勾配検出回路 18 の出力は、ループフィルタ 19 を通して VCO (電圧制御発振器) 20 に入力され、チャネルクロックの位相を制御する。VCO 20 の出力は、リカバリされたチャネルクロックとして、A/D 変換回路 7 のサンプリングクロックや、等化器 8 及びデータ検出回路 (ML 検出器) 10 の動作クロックとして提供される。

【0039】

図 1 に示した例では、VCO 20 により、A/D 変換回路 7 のサンプリング周波数と位相とを再生信号に同期させているが、図 2 に、読み出しクロックと再生信号とを同期させる他の例を示している。図 2 では、図 1 の VGA 6 からデータ検出回路 10 までの部分について、他の例を示している。

【0040】

すなわち、A/D 変換回路 7 のサンプリングクロックは、シンセサイザ 602 から供給される再生信号のビット周期より若干高い周波数のクロックで、再生信号とは同期していない。等化器 8 の出力は、補間フィルタ 600 によって、位相のみがフェーズ計算回路 601 の出力で制御される値だけ、ずらされて出力される。

【0041】

この補間フィルタ 600 の出力は、位相誤差勾配検出回路 18 に入力される。この位相誤差勾配検出回路 18 の出力は、ループフィルタ 19 を介してフェーズ計算回路 601 に入力され、補間フィルタ 600 における位相のずれ量が制御される。クロックコントロール 603 は、フェーズ計算回路 601 からの位相制御情報を基に、シンセサイザ 602 の出力を再生信号周波数に合うように間引きをして、データ検出回路 10 の動作クロックとして供給する。

【0042】

以後の説明では、この PRML 信号処理系の P R クラスは (1, 2, 2, 1) であると仮定する。図 3 を用いて、この第 1 の実施の形態における位相誤差勾配検出回路 18 の動作を説明する。以後、n 番目のサンプリング周期においてサンプルされた再生信号の振幅値を $y(n)$ と表わすものとする。

【0043】

図 3 に示す位相誤差勾配検出回路 18 は、図 4 に示す VFO パターンに対する位相誤差勾配を効率よく検出する回路である。VFO パターンとは、高速に位相合わせを行なうための専用のデータパターンで、図 4 に示すような単一周波数の繰り返しパターンである。

【0044】

図 4 のパターンの例では、P R 等化されたサンプル点の振幅値は、サンプリング位相が合っている場合には、1、1、3、5、5、3、1、1、……という値の繰り返しになる。

10

20

30

40

50

ただし、数値処理の説明を簡単にするため、 $y(n)$ の値は P R 等化処理後レベルの 3 を中心として、 $-3 \sim +3$ の値を取り得るものとする。すなわち、P R 等化出力レベルの 1、1、3、5、5、3、1、1 は、 -2 、 -2 、0、 $+2$ 、 $+2$ となる。

【0045】

図 3 の符号 100～102 は、それぞれ、入力したサンプル値を 1 サンプリグ周期遅らせて出力する遅延回路であり、遅延回路 100 の入力が $y(n)$ の場合、各遅延回路 100～102 の出力は、 $y(n-1)$ 、 $y(n-2)$ 、 $y(n-3)$ となる。

【0046】

図 3 の符号 109～111 も、それぞれ、入力したサンプル値を 1 サンプリグ周期遅らせて出力する遅延回路であり、遅延回路 109 の入力が $g(n)$ の場合、各遅延回路 109～111 の出力は、 $g(n-1)$ 、 $g(n-2)$ 、 $g(n-3)$ となる。

10

【0047】

ここで、 $g(n)$ は、 n 番目のサンプリグ周期においてサンプルされた再生信号の振幅値 $y(n)$ の変化の方向を表わす値とする。すなわち、図 4 において、(f) の波形のサンプル 150～152 は $+1$ の方向を持つものと定義し、サンプル 153～155 は -1 の方向を持つものとする。

【0048】

符号 108 は閾値判定回路で、加算回路 103 により加算された $y(n)$ と $y(n-1)$ から $y(n)$ の変化の方向を判定する。判定のための閾値 $\eta(n)$ には、閾値決定回路 112 の出力が用いられる。閾値決定回路 112 は、3 サンプル時刻前の変化の方向 $g(n-3)$ を入力し、その値が $+1$ の場合は $+\varepsilon$ という値を、 -1 の場合には $-\varepsilon$ という値を出力する。

20

【0049】

閾値判定回路 108 は、 $g(n-1)$ の値も入力し、 $g(n-3)$ が $+1$ の場合には、 $y(n) + y(n-1)$ が $+\varepsilon$ 以上になった場合に、 $g(n)$ として -1 を出力し、変化の方向を反転させるが、条件が満たされない場合には $g(n-1)$ と同じ値を出力する。同様に、 $g(n-3)$ が -1 の場合には、 $y(n) + y(n-1)$ が $-\varepsilon$ 以下になった場合に、 $g(n)$ として $+1$ を出力し、変化の方向を反転させるが、条件が満たされない場合には $g(n-1)$ と同じ値を出力する。

【0050】

30

位相誤差勾配 $\Delta\tau$ 107 は、加算回路 106 により、乗算回路 104、105 の各出力と補正值出力回路 115 の出力とを加算した結果となる。乗算回路 104 は、 $y(n)$ と $g(n)$ との積を算出し、乗算回路 105 は、 $y(n-3)$ と $g(n-3)$ との積を算出する。補正值出力回路 115 は、比較器 113 比較結果と比較器 114 の比較結果とにしたがって、位相誤差勾配 $\Delta\tau$ 107 を算出するための補正值を出力する。

【0051】

図 5 (a)、(b) 及び図 6 (a)、(b) を用いて、より具体的に動作を説明する。図 5 (a) において、 $y(n)$ が、位相が合っていた場合の振幅値 203 に対して、実際のサンプル値 204 は、位相誤差 τ_2 のために振幅値が $+2 + \gamma$ であるとする。また、 $y(n-3)$ が、位相が合っていた場合の振幅値 201 に対して、実際のサンプル値 202 は、位相誤差 τ_1 のために振幅値が $-2 - \beta$ であるとする。さらに、変化の方向として $g(n)$ は $+1$ 、 $g(n-3)$ は -1 であるから、乗算回路 104 の出力は、

40

$$(+2 + \gamma) \times (+1) = +2 + \gamma$$

となり、乗算回路 105 の出力は、

$$(-2 - \beta) \times (-1) = +2 + \beta$$

となる。

【0052】

また、比較器 113 の出力は、

$$g(n) = +1, g(n-1) = +1$$

なので

50

$$g(n) = g(n-1)$$

であるから 1 となり、比較器 114 の出力は、

$$g(n) = +1, g(n-2) = +1$$

なので

$$g(n) = g(n-2)$$

であるから 1 となり、補正值出力回路 115 の出力は -4 となる。

【0053】

これらのことから、位相誤差勾配 $\Delta\tau_{107}$ は、

$$(+2 + \gamma) + (+2 + \beta) - 4 = \gamma + \beta$$

となる。そして、PR 等化基準値とのずれ、 γ と β との和が、位相誤差勾配として出力される。 10

【0054】

位相誤差が逆方向の場合の例を、図 5 (b) に示している。すなわち、乗算回路 104 の出力は、

$$(+2 - \gamma) \times (+1) = +2 - \gamma$$

であり、乗算回路 105 の出力は、

$$(-2 + \beta) \times (-1) = +2 - \beta$$

となる。また、比較器 113 の出力は、

$$g(n) = +1, g(n-1) = +1$$

なので 20

$$g(n) = g(n-1)$$

であるから 1 となり、比較器 114 の出力は、

$$g(n) = +1, g(n-2) = +1$$

なので

$$g(n) = g(n-2)$$

であるから 1 となり、補正值出力回路 115 の出力は -4 となる。

【0055】

これらのことから、位相誤差勾配 $\Delta\tau_{107}$ は、

$$(+2 - \gamma) + (+2 - \beta) - 4 = -\gamma - \beta$$

となる。そして、PR 等化基準値とのずれ、 $-\gamma$ と $-\beta$ との和が、位相誤差勾配として出力される。 30

【0056】

$y(n)$ が図 6 (a) の場合は、 $g(n)$ は -1、 $g(n-3)$ は +1 であるから、乗算回路 104 の出力は、

$$(+2 - \gamma) \times (-1) = -2 + \gamma$$

となり、乗算回路 105 の出力は、

$$(-2 + \beta) \times (+1) = -2 + \beta$$

となる。

【0057】

また、比較器 113 の出力は、 40

$$g(n) = -1, g(n-1) = +1$$

なので $g(n)$ と $g(n-1)$ とは等しくないので 0 となり、比較器 114 の出力は、

$$g(n) = -1, g(n-2) = +1$$

なので $g(n)$ と $g(n-2)$ とは等しくないので 0 となり、補正值出力回路 115 の出力は +4 となる。

【0058】

これらのことから、位相誤差勾配 $\Delta\tau_{107}$ は、

$$(-2 + \gamma) + (-2 + \beta) + 4 = \gamma + \beta$$

となる。そして、PR 等化基準値とのずれ、 γ と β との和が、位相誤差勾配として出力される。 50

【0059】

y (n) が図 6 (b) の場合は、g (n) は -1、g (n-3) は +1 であるから、乗算回路 104 の出力は、

$$(-\gamma) \times (-1) = +\gamma$$

となり、乗算回路 105 の出力は、

$$(+\beta) \times (+1) = +\beta$$

となる。

【0060】

また、比較器 113 の出力は、

$$g(n) = -1, g(n-1) = -1$$

10

なので

$$g(n) = g(n-1)$$

であるから 1 となり、比較器 114 の出力は、

$$g(n) = -1, g(n-2) = +1$$

なので g (n) と g (n-2) とは等しくないので 0 となり、補正值出力回路 115 の出力は 0 となる。

【0061】

これらのことから、位相誤差勾配 $\Delta \tau$ 107 は、

$$(+\gamma) + (+\beta) = \gamma + \beta$$

となる。そして、PR 等化基準値とのずれ、 γ と β との和が、位相誤差勾配として出力される。

20

【0062】

以下、同様にして、位相誤差により生じた振幅の基準値からのずれ量が位相誤差勾配として正しく出力される。

【0063】

図 7 に、この第 1 の実施の形態における動作をまとめたフローチャートを示している。

【0064】

この第 1 の実施の形態によれば、現在のサンプル値 y (n) と 1 サンプル時刻前の値 y (n-1) とを用いている。ノイズのない状態では、y (n) のみの値でも判定を誤らないようにすることが可能だが、ノイズの乗った実信号では、判定を誤る確立が増加して位相誤差勾配を正しく求めることができない。2 時刻のサンプル点を用いて波形のピーク位置を推定して振幅の変化の方向を求める、この第 1 の実施の形態の方式は、平均化により雑音の影響を除去する効果が大いなので、位相誤差勾配の算出を正確に行なうことができる。

30

【0065】

図 8 は、この発明の第 2 の実施の形態に係る位相誤差勾配検出回路 18 を示している。この位相誤差勾配検出回路 18 も、図 4 に示した VFO パターンに対する位相誤差勾配を効率よく検出する回路である。

【0066】

図 8 の符号 100 ~ 102 は、図 3 同様に、入力したサンプル値を 1 サンプル周期遅らせて出力する遅延回路であり、遅延回路 100 の入力を y (n) とした場合、各遅延回路 100 ~ 102 の出力は、y (n-1)、y (n-2)、y (n-3) となる。

40

【0067】

また、符号 109 ~ 111 も同様に、入力したサンプル値を 1 サンプル周期遅らせて出力する遅延回路であり、遅延回路 109 の入力を g (n) とした場合、各遅延回路 109 ~ 111 の出力は、g (n-1)、g (n-2)、g (n-3) となる。

【0068】

ここで、g (n) は、n 番目のサンプリング周期においてサンプルされた再生信号の振幅値 y (n) のレベルが、PR 等化後の基準値 +2、0、-2 のいずれと見なされるべきかを表わす値で、振幅値が +2 であると見なされるべきときには +1、振幅値が 0 であると

50

見なされるべきときには0、振幅値が-2であると見なされるべきときには-1を取るものとする。便宜的に、以下の説明では、この $g(n)$ を判定レベルと称することにする。

【0069】

また、符号308は閾値判定回路で、 $y(n)$ の値から $g(n)$ の取るべき値を判定する。閾値決定回路312の出力 $\eta(n)$ に、加算回路320、321によってそれぞれ $-\delta$ 、 $+\delta$ が加えられることにより、 $+1$ と 0 との判定閾値である $\eta(n) - \delta$ と、 0 と -1 との判定閾値である $\eta(n) + \delta$ とに分けられて、閾値判定回路308に入力される。

【0070】

この閾値決定回路312は、3サンプル時刻前の判定レベル $g(n-3)$ を入力し、その値が $+1$ の場合は $+\eta$ という値を、 -1 の場合は $-\eta$ という値を、 0 のときには 0 を出力する。 10

【0071】

そして、閾値判定回路308は、 $g(n-3)$ が $+1$ の場合には、 $y(n)$ が $+\varepsilon - \delta$ 以下になった場合に $g(n)$ として -1 、 $+\varepsilon \pm \delta$ の範囲では 0 、 $+\varepsilon + \delta$ 以上では $+1$ を出力する。また、閾値判定回路308は、 $g(n-3)$ が 0 の場合には、 $y(n)$ が $-\delta$ 以下になった場合に $g(n)$ として -1 、 $\pm \delta$ の範囲では 0 、 $+\delta$ 以上では $+1$ を出力する。さらに、閾値判定回路308は、 $g(n-3)$ が -1 の場合には、 $y(n)$ が $-\varepsilon + \delta$ 以上になった場合に $g(n)$ として $+1$ 、 $-\varepsilon \pm \delta$ の範囲では 0 、 $-\varepsilon + \delta$ 以下では -1 を出力する。

【0072】

位相誤差勾配 $\Delta \tau 107$ は、選択回路330が比較器331、332の比較結果を基に選択した位相誤差勾配の値として出力される。すなわち、 $g(n)$ と $g(n-1)$ とが等しくなく、かつ、 $g(n)$ と $g(n-3)$ とが等しくない場合には、加算回路329及び乗算回路327、328により計算された 20

$$(-1) \times y(n) \times g(n-2) + y(n-2) \times g(n)$$

の値が出力される。

【0073】

また、 $g(n) = g(n-1)$ で、かつ、 $g(n)$ と $g(n-3)$ とが等しくない場合には、加算回路326及び乗算回路324、325により計算された 30

$$(-1) \times y(n) \times g(n-1) + y(n-1) \times g(n)$$

の値が出力される。さらに、 $g(n) = g(n-3)$ の場合には、加算回路322及び乗算回路323により計算された

$$g(n-1) \times [-y(n) + y(n-3)]$$

の値が出力される。

【0074】

図9(a)、(b)及び図10を用いて、より具体的に動作を説明する。まず、図9(a)において、 $y(n)$ が、位相が合っていた場合の振幅値203に対して、実際のサンプル値204は、位相誤差 $\tau 2$ のために振幅値が $+2 + \gamma$ であるとする。この場合、 $g(n) = +1$ 、 $g(n-1) = 0$ 、 $g(n-2) = -1$ 、 $g(n-3) = -1$ であるから、位相誤差勾配として選択される計算値は、 40

$$(-1) \times y(n) \times g(n-2) + y(n-2) \times g(n)$$

である。

【0075】

$y(n-2)$ が、位相が合っていた場合の振幅値201に対して、実際のサンプル値202は、位相誤差 $\tau 1$ のために振幅値が $-2 + \beta$ であるとする。このため、

$$(-1) \times (+2 + \gamma) \times (-1) + (-2 + \beta) \times (+1) = +\gamma + \beta$$

となる。PR等化基準値とのずれ、つまり、 γ と β との和が位相誤差勾配として出力される。

【0076】

図9(b)において、 $y(n)$ が、位相が合っていた場合の振幅値207に対して、実際 50

のサンプル値 208 は、位相誤差 $\tau 4$ のために振幅値が $+2 - \gamma$ であるとする。この場合、 $g(n) = +1$ 、 $g(n-1) = +1$ 、 $g(n-2) = 0$ 、 $g(n-3) = -1$ であるから、位相誤差勾配として選択される計算値は、

$$(-1) \times y(n) \times g(n-1) + y(n-1) \times g(n)$$

である。

【0077】

$y(n-1)$ が、位相が合っていた場合の振幅値 205 に対して、実際のサンプル値 206 は、位相誤差 $\tau 3$ のために振幅値が $+2 + \beta$ であるとする。このため、

$$(-1) \times (+2 - \gamma) \times (+1) + (+2 + \beta) \times (+1) = +\gamma + \beta$$

となる。PR 等化基準値とのずれ、つまり、 γ と β との和が位相誤差勾配として出力される。 10

【0078】

図 10 において、 $y(n)$ が、位相が合っていた場合の振幅値 212 に対して、実際のサンプル値 211 は、位相誤差 $\tau 6$ のために振幅値が $-\gamma$ であるとする。この場合、 $g(n) = 0$ 、 $g(n-1) = +1$ 、 $g(n-2) = +1$ 、 $g(n-3) = 0$ であるから、位相誤差勾配として選択される計算値は、

$$g(n-1) \times [-y(n) + y(n-3)]$$

である。

【0079】

$y(n-3)$ が、位相が合っていた場合の振幅値 209 に対して、実際のサンプル値 210 は、位相誤差 $\tau 5$ のために振幅値が $+\beta$ であるとする。すると、 20

$$(+1) \times (-1) \times (-\gamma + \beta) = +\gamma + \beta$$

となる。PR 等化基準値とのずれ、つまり、 γ と β との和が位相誤差勾配として出力される。

【0080】

図 11 に、この第 2 の実施の形態における動作をまとめたフローチャートを示している。

【0081】

この第 2 の実施の形態によれば、推定される振幅レベルと推定された振幅レベルの履歴を基に位相誤差勾配の計算方法を切り替えることで、位相誤差勾配の検出を効率よく行なうことができる。 30

【0082】

以上の第 1 及び第 2 の実施の形態は、単一周波数の VFO パターン部分に対する位相誤差勾配を求めるものであったが、VFO パターン部分で位相を引き込んだ後も、回転変動等の比較的緩やかな位相の変動にもクロックを追従させなければならない。ユーザデータ部分はランダムなデータ系列による信号であるから、上記の VFO 部分と同様の方法では位相誤差勾配を求めることができない。

【0083】

図 12 (a)、(b)、(c) は、データ系列によって、PR (1, 2, 2, 1) 等化信号の振幅値がどのように変化し得るかを説明するための状態遷移図を示している。

【0084】

図 12 (a)、(b)、(c) は、それぞれ、d 制約が 0、1、2 の場合である。d 制約とは、変調符号における制約の 1 つで、変調後の符号の 1 と 1 との間に最低 0 がいくつ入らなければならないかという制約である。すなわち、 $d = 0$ の場合には、図 27 (a) に示した RLL 符号に 1 が連続する 40

111001101001

というようなパターンがあってもかまわないが、 $d = 1$ の場合には、1 が連続することは許されないで、

1010001010100

というように、1 と 1 との間には、必ず 1 個以上の 0 が入る。さらに、 $d = 2$ の場合は、

100100010010

というように、1と1との間には、必ず2個以上の0が入る。

【0085】

図12(a), (b), (c)の状態遷移図において、丸の中のS x x xは、3つ連続する書き込みビット列により状態を表わしている。書き込みビット列とは、図27(c)に示したように、R L L符号列をN R Z I形式に変換した離散時間で表わされた書き込み電流である。d=0の場合には、書き込みビット列は0と1の任意の値に変化し得る。例えば、001という系列の次の状態として、010も011も取り得る。

【0086】

R L L符号 書き込みビット列

001111 001010

001011 001101

d=0の場合には、R L L符号の1と1との間には0が最低1個入るので、例えば、書き込みビット列001の次には011しか取り得ない。

【0087】

R L L符号 書き込みビット列

00101001 00110001

00100101 00111001

さらに、d=2の場合には、R L L符号の1と1との間には0が最低2個入るので、例えば、011という状態の次には111しか取り得ない。

【0088】

R L L符号 書き込みビット列

001001001 001110001

001001000 001110000

図12(a), (b), (c)の状態遷移図において、矢印についている数字は、状態が変化するときの振幅値である。ここでは、振幅値は、0~6までの値を取るとする。図13(a), (b)及び図14は、それぞれ、状態遷移図を基に、d=0、d=1、d=2の場合の波形の立ち上がりで取り得る振幅パターンを示したものである。

【0089】

P R等化基準値(理想値)と実際の振幅値とから位相誤差を求めるには、その時点の基準値がどの値であるかを知る必要があるが、その値を正確に知ることができるならば、後段の検出器は必要ないわけで、この時点では、予測値が多少不正確になるのは仕方がないとして、なるべく間違わないような方法を取らざるを得ない。また、全てのサンプル点から誤差信号を得る必要もなく、緩やかな位相ずれを補正できるだけの検出感度が稼げれば良い。

【0090】

以上の状況を考慮して、上記した第1及び第2の実施の形態では、P R等化後の振幅の遷移のうち、波形振幅の勾配が大きい部分からだけ位相誤差情報を抽出し、雑音により値の判定を誤り易くなる振幅の変化の少ない部分では位相誤差を検出しないことで、位相誤差勾配の検出精度を向上させて安定なクロックタイミングのリカバリを実現する。

【0091】

図15は、この発明の第3の実施の形態を示すもので、ランダムデータ系列波形に対応する位相誤差勾配検出回路18を示している。P Rクラスは、(1, 2, 2, 1)とし、d制約は1以上であるとする。また、以後の説明では、再び振幅値は-3~+3までの値を取ることにする。

【0092】

図15の符号100~102は、図3と同様に、入力したサンプル値を1サンプリング周期遅らせて出力する遅延回路であり、遅延回路100の入力がy(n)の場合、各遅延回路100~102の出力は、y(n-1)、y(n-2)、y(n-3)となる。

【0093】

また、符号109, 110も同様に、入力したサンプル値を1サンプリング周期遅らせて

10

20

30

40

50

出力する遅延回路であり、遅延回路 109 の入力 $g(n)$ の場合、各遅延回路 109, 110 の出力は、 $g(n-1)$ 、 $g(n-2)$ となる。

【0094】

ここで、 $g(n)$ は、 n 番目のサンプリング周期においてサンプルされた再生信号の振幅値 $y(n)$ のレベルが、PR 等化後の基準値 +2 以上、+1、0、-1、-2 以下のいずれと見なされるべきかを表わす値で、振幅値が +2 以上であると見なされるべきときには +1、振幅値が +1、0、-1 であると見なされるべきときには 0、振幅値が -2 以下であると見なされるべきときには -1 を取るものとする。便宜的に、以下では、この $g(n)$ を判定レベルと称することにする。

【0095】

この第 3 の実施の形態では、判定レベルのサンプリング時点の前後の振幅判定値が、振幅の勾配が大きくなる判定値 -1 または +1 であるかどうかを調べ、条件が合致する場合に位相誤差勾配の計算式を条件に応じて切り替えて値を算出する。より具体的には、 $g(n)$ 、 $g(n-1)$ 、 $g(n-2)$ の組み合わせが、

$$\begin{array}{ll} (-1 & 0 & 0) & (+1 & 0 & 0) \\ (-1 & 0 & +1) & (+1 & 0 & -1) \\ (0 & 0 & +1) & (0 & 0 & -1) \end{array}$$

であるような場合に、位相誤差勾配の計算式を条件に応じて切り替えて値を算出する。

【0096】

符号 353 は閾値判定回路で、選択回路 352 の出力の値から $g(n)$ の取るべき値を判定する。選択回路 352 は、 $g(n-1)$ の値が 0 の場合には、加算回路 350 の出力である $y(n+1) + y(n)$ を選択し、 $g(n-1)$ の値が 0 以外の場合には、加算回路 351 の出力である $y(n) + y(n-1)$ を選択する。

【0097】

図 16 (a) ~ (f) に、 $g(n-1)$ の値が 0 以外の場合の波形の遷移の様子を示している。図 16 (a), (b) の場合は、 $g(n-1) = -1$ で、 $y(n-1)$ と $y(n)$ はともに -2 以下であり、図 16 (c) の場合は、 $g(n-1) = -1$ で、 $y(n-1)$ と $y(n)$ は 0 と -2 であるから、例えば閾値判定回路 353 の $-\varepsilon = -2.5$ とすれば、図 16 (a), (b) の場合を判定レベル -1、図 16 (c) の場合を判定レベル 0 と判定することができる。同様に波形の立ち下がりでも、図 16 (d), (e) の場合は判定レベル +1、図 16 (f) の場合は判定レベル 0 とすることができる。

【0098】

図 17 (a) ~ (f) に、 $g(n-1)$ の値が 0 の場合の波形の遷移の様子を示している。図 17 (a), (b) の場合は、 $g(n-1) = 0$ で、 $y(n)$ と $y(n+1)$ はともに +2 以上であり、図 17 (c) の場合は、 $g(n-1) = 0$ で、 $y(n)$ と $y(n+1)$ は +1 と 0 であるから、例えば閾値判定回路 353 の $\varepsilon = 2.5$ とすれば、図 17 (a), (b) の場合を判定レベル +1、図 17 (c) の場合を判定レベル 0 と判定することができる。同様に、波形の立ち下がりでも、図 17 (d), (e) の場合は判定レベル -1、図 17 (f) の場合は判定レベル 0 とすることができる。

【0099】

位相誤差勾配 $\Delta\tau 107$ は、加算回路 356 によって、乗算回路 363, 360, 357 の出力を合算した結果を $g(n-1)$ が 0 の場合だけ出力する。乗算回路 363 は、 $y(n-1)$ と係数決定回路 364 の出力との積を出力する。乗算回路 360 は、係数決定回路 365 の出力と加算回路 361 の出力との積を出力する。加算回路 361 は、係数決定回路 365 の出力と係数 α とを乗算回路 362 で乗算した結果と、 $y(n-2)$ との和を出力する。乗算回路 357 は、係数決定回路 366 の出力と加算回路 358 の出力との積を出力する。加算回路 358 は、係数決定回路 366 の出力と係数 α とを乗算回路 359 で乗算した結果と、 $y(n)$ との和を出力する。

【0100】

図 18 (a) ~ (f) を用いて、より具体的に動作を説明する。図 18 (a) の場合、 g

10

20

30

40

50

$g(n) = 0$ 、 $g(n-1) = 0$ 、 $g(n-2) = -1$ であるから、比較器 369 の出力は 1、比較器 370 の出力は 0、比較器 371 の出力は 0、比較器 372 の出力は 0 となり、位相誤差勾配は、

$$y(n-1) + [y(n-2) + 1 \times \alpha] \times 1$$

から求める。

【0101】

今、係数 $\alpha = 2$ とし、 $y(n-1)$ が、位相が合っていた場合の振幅値 203 に対して、実際のサンプル値 204 は、位相誤差 τ_2 のために振幅値が $+\gamma$ であるとする。また、 $y(n-2)$ が、位相が合っていた場合の振幅値 201 に対して、実際のサンプル値 202 は、位相誤差 τ_1 のために振幅値が $-2 + \beta$ であるとする、

10

$$+\gamma + (-2 + \beta + 2) = +\gamma + \beta$$

となる。PR 等化基準値とのずれ、つまり、 γ と β との和が、位相誤差勾配として出力される。

【0102】

図 18 (b) の場合、 $g(n) = +1$ 、 $g(n-1) = 0$ 、 $g(n-2) = -1$ であるから、比較器 369 の出力は 1、比較器 370 の出力は 1、比較器 371 の出力は 0、比較器 372 の出力は 0 となり、位相誤差勾配は、

$$y(n-1) + [y(n-2) + 1 \times \alpha] \times 1$$

$$+ [y(n) + (-1) \times \alpha] \times 1$$

から求める。

20

【0103】

今、係数 $\alpha = 2$ とし、 $y(n-1)$ が、位相が合っていた場合の振幅値 203 に対して、実際のサンプル値 204 は、位相誤差 τ_2 のために振幅値が $+\gamma$ であるとする。また、 $y(n-2)$ が、位相が合っていた場合の振幅値 201 に対して、実際のサンプル値 202 は、位相誤差 τ_1 のために振幅値が $-2 + \beta$ であるとする。さらに、 $y(n)$ が、位相が合っていた場合の振幅値 205 に対して、実際のサンプル値 206 は、位相誤差 τ_3 のために振幅値が $+2 + \delta$ であるとする、

$$+\gamma + (-2 + \beta + 2) + (+2 + \delta - 2) = +\gamma + \beta + \delta$$

となる。PR 等化基準値とのずれ、つまり、 γ と β と δ との和が、位相誤差勾配として出力される。

30

【0104】

図 18 (c) の場合、 $g(n) = +1$ 、 $g(n-1) = 0$ 、 $g(n-2) = 0$ であるから、比較器 369 の出力は 0、比較器 370 の出力は 1、比較器 371 の出力は 0、比較器 372 の出力は 0 となり、位相誤差勾配は、

$$y(n-1) + [y(n) + (-1) \times \alpha] \times 1$$

から求める。

【0105】

今、係数 $\alpha = 2$ とし、 $y(n-1)$ が、位相が合っていた場合の振幅値 203 に対して、実際のサンプル値 204 は、位相誤差 τ_2 のために振幅値が $+\gamma$ であるとする。また、 $y(n)$ が、位相が合っていた場合の振幅値 205 に対して、実際のサンプル値 206 は、

40

$$+\gamma + (+2 + \delta - 2) = +\gamma + \delta$$

となる。PR 等化基準値とのずれ、つまり、 γ と δ との和が、位相誤差勾配として出力される。

【0106】

図 18 (d) の場合、 $g(n) = 0$ 、 $g(n-1) = 0$ 、 $g(n-2) = +1$ であるから、比較器 369 の出力は 0、比較器 370 の出力は 0、比較器 371 の出力は 1、比較器 372 の出力は 0 となり、位相誤差勾配は、

$$y(n-1) \times (-1) + [y(n-2) + (-1) \times \alpha] \times (-1)$$

から求める。

50

【0107】

今、係数 $\alpha = 2$ とし、 $y(n-1)$ が、位相が合っていた場合の振幅値 203 に対して、実際のサンプル値 204 は、位相誤差 τ_2 のために振幅値が $-\gamma$ であるとする。また、 $y(n-2)$ が、位相が合っていた場合の振幅値 201 に対して、実際のサンプル値 202 は、位相誤差 τ_1 のために振幅値が $+2 - \beta$ であるとする、
 $-\gamma \times (-1) + (+2 - \beta - 2) \times (-1) = +\gamma + \beta$
 となる。PR 等化基準値とのずれ、つまり、 γ と β との和が、位相誤差勾配として出力される。

【0108】

図 18 (e) の場合、 $g(n) = -1$ 、 $g(n-1) = 0$ 、 $g(n-2) = +1$ であるから、比較器 369 の出力は 0、比較器 370 の出力は 0、比較器 371 の出力は 1、比較器 372 の出力は 1 となり、位相誤差勾配は、

$$y(n-1) \times (-1) + [y(n-2) + (-1) \times \alpha] \times (-1) + [y(n) + (+1) \times \alpha] \times (-1)$$

から求める。

【0109】

今、係数 $\alpha = 2$ とし、 $y(n-1)$ が、位相が合っていた場合の振幅値 203 に対して、実際のサンプル値 204 は、位相誤差 τ_2 のために振幅値が $-\gamma$ であるとする。また、 $y(n-2)$ が、位相が合っていた場合の振幅値 201 に対して、実際のサンプル値 202 は、位相誤差 τ_1 のために振幅値が $+2 - \beta$ であるとする。さらに、 $y(n)$ が、位相が合っていた場合の振幅値 205 に対して、実際のサンプル値 206 は、位相誤差 τ_3 のために振幅値が $-2 - \delta$ であるとする、

$$-\gamma \times (-1) + (+2 - \beta - 2) + (-2 - \delta + 2) \times (-1) = +\gamma + \beta + \delta$$

となる。PR 等化基準値とのずれ、つまり、 γ と β と δ との和が、位相誤差勾配として出力される。

【0110】

図 18 (f) の場合、 $g(n) = -1$ 、 $g(n-1) = 0$ 、 $g(n-2) = 0$ であるから、比較器 369 の出力は 0、比較器 370 の出力は 0、比較器 371 の出力は 0、比較器 372 の出力は 1 となり、位相誤差勾配は、

$$y(n-1) \times (-1) + [y(n) + (+1) \times \alpha] \times (-1)$$

から求める。

【0111】

今、係数 $\alpha = 2$ とし、 $y(n-1)$ が、位相が合っていた場合の振幅値 203 に対して、実際のサンプル値 204 は、位相誤差 τ_2 のために振幅値が $-\gamma$ であるとする。また、 $y(n)$ が、位相が合っていた場合の振幅値 205 に対して、実際のサンプル値 206 は、位相誤差 τ_3 のために振幅値が $-2 - \delta$ であるとする、

$$-\gamma \times (-1) + (-2 - \delta + 2) \times (-1) = +\gamma + \delta$$

となる。PR 等化基準値とのずれ、つまり、 γ と δ との和が、位相誤差勾配として出力される。

【0112】

図 19 に、この第 3 の実施の形態における動作をまとめたフローチャートを示している。

【0113】

書き込まれるデータ系列がランダムである場合、再生波形の各サンプル点における振幅値は、その前後のサンプル値と比較して、変化がなくて位相誤差を検出できないか、変化が少ないため雑音の影響で検出が困難か、あるいは検出精度が悪くなる場合が多い。

【0114】

この第 3 の実施の形態では、判定レベル 0 のサンプリング時点の前後の振幅判定値が、振幅の勾配が大きくなる判定値 -1 または $+1$ であるかどうかを調べ、条件が合致する場合に位相誤差勾配の計算式を条件に応じて切り替えて値を算出する。すなわち、振幅値の変

10

20

30

40

50

化がPR等化後の基準値にして2レベルであるサンプル点を判別し、過去及び現在のサンプル点の判定値を基に位相誤差勾配の算出方法を選択することにより、雑音の影響の少ないサンプル点でのみ位相誤差勾配を算出しているので、検出精度／品位が向上する。

【0115】

図20は、この発明の第4の実施の形態を示すもので、ランダムデータ系列波形に対応する位相誤差勾配検出回路18を示している。図15と同様に、PRクラスは、(1, 2, 2, 1)とし、d制約は1以上であるとする。また、以後の説明では、振幅値は-3～+3までの値を取るものとする。

【0116】

先の図15の例では、判定レベル-1、+1における位相誤差勾配を求めるのに、PR等化基準値を相殺するための係数 α を用いている。この α を信号レベルに応じて能動的に調整できることが理想であるが、これを固定値とした場合には振幅変動に弱くなる。図20に示す第4の実施の形態では、判定レベルに+1と-1との両方を用いて位相誤差勾配を求めることで基準レベルの振幅値を係数を用いずに相殺するので、振幅変動の影響を受け難くなる。

【0117】

図20において、符号100～102は、図3同様に、入力したサンプル値を1サンプリング周期遅らせて出力する遅延回路であり、遅延回路100の入力が $y(n)$ の場合、各遅延回路100～102の出力は、 $y(n-1)$ 、 $y(n-2)$ 、 $y(n-3)$ となる。

【0118】

また、符号109、110も同様に、入力したサンプル値を1サンプリング周期遅らせて出力する遅延回路であり、遅延回路109の入力が $g(n)$ の場合、各遅延回路109、110の出力は、 $g(n-1)$ 、 $g(n-2)$ となる。

【0119】

ここで、 $g(n)$ は、 n 番目のサンプリング周期においてサンプルされた再生信号の振幅値 $y(n)$ のレベルが、PR等化後の基準値+2以上、+1、0、-1、-2以下のいずれと見なされるべきかを表わす値で、振幅値が+2以上であると見なされるべきときには+1、振幅値が-1、0、+1であると見なされるべきときには0、振幅値が-2以下であると見なされるべきときには-1を取るものとする。この $g(n)$ を判定レベルと称することにする。

【0120】

この第4の実施の形態では、判定レベル0のサンプリング時点の前後の振幅判定値が、振幅の勾配が大きくなる判定値-1または+1であるかどうかを調べ、条件が合致する場合に、位相誤差勾配の計算式を条件に応じて切り替えて値を算出する。より具体的に言えば、 $g(n)$ 、 $g(n-1)$ 、 $g(n-2)$ の組み合わせが、

$$\begin{array}{ll} (-1 & 0 & 0) & (+1 & 0 & 0) \\ (-1 & 0 & +1) & (+1 & 0 & -1) \\ (0 & 0 & +1) & (0 & 0 & -1) \end{array}$$

であるような場合に、位相誤差勾配の計算式を条件に応じて切り替えて値を算出する。

【0121】

符号353は閾値判定回路で、選択回路352の出力の値から $g(n)$ の取るべき値を判定する。選択回路352は、 $g(n-1)$ の値が0の場合には、加算回路350の出力である $y(n+1) + y(n)$ を選択し、 $g(n-1)$ の値が0以外の場合には、加算回路351の出力である $y(n) + y(n-1)$ を選択する。波形振幅の変化に応じて判定レベルを決定する方法は、図16及び図17を用いた先の図15に示す第3の実施の形態と同じである。

【0122】

位相誤差勾配 $\Delta\tau$ 107は、加算回路380によって、乗算回路363、381の出力を合算した結果を $g(n-1)$ が0の場合だけ出力する。乗算回路363は、 $y(n-1)$

10

20

30

40

50

と係数決定回路 364 の出力との積を出力する。乗算回路 381 は、係数決定回路 383 の出力と加算回路 382 の出力との積を出力する。加算回路 382 は、 $y(n)$ と $y(n-2)$ との和を出力する。

【0123】

図 21 (a) ~ (f) を用いて、より具体的に動作を説明する。図 21 (a) の場合、 $g(n) = 0$ 、 $g(n-1) = 0$ 、 $g(n-2) = -1$ であるから、比較器 369 の出力は 1、比較器 370 の出力は 0、比較器 371 の出力は 0、比較器 372 の出力は 0 となり、位相誤差勾配は、

$$y(n-1) \times (+1) + [y(n) + y(n-2)] \times 0$$

から求める。

10

【0124】

$y(n-1)$ が、位相が合っていた場合の振幅値 203 に対して、実際のサンプル値 204 は、位相誤差 τ_2 のために振幅値が $+\gamma$ であるとする、

$$y(n-1) \times (+1) = +\gamma$$

となる。PR 等化基準値とのずれ γ が位相誤差勾配として出力される。

【0125】

図 21 (b) の場合、 $g(n) = +1$ 、 $g(n-1) = 0$ 、 $g(n-2) = -1$ であるから、比較器 369 の出力は 1、比較器 370 の出力は 1、比較器 371 の出力は 0、比較器 372 の出力は 0 となり、位相誤差勾配は、

$$y(n-1) \times (+1) + [y(n) + y(n-2)] \times 1$$

から求める。

20

【0126】

$y(n-1)$ が、位相が合っていた場合の振幅値 203 に対して、実際のサンプル値 204 は、位相誤差 τ_2 のために振幅値が $+\gamma$ であるとする。また、 $y(n-2)$ が、位相が合っていた場合の振幅値 201 に対して、実際のサンプル値 202 は、位相誤差 τ_1 のために振幅値が $-2 + \beta$ であるとする。さらに、 $y(n)$ が、位相が合っていた場合の振幅値 205 に対して、実際のサンプル値 206 は、位相誤差 τ_3 のために振幅値が $+2 + \delta$ であるとする、

$$+\gamma + (+2 + \delta) + (-2 + \beta) = +\gamma + \beta + \delta$$

となる。PR 等化基準値とのずれ、つまり、 γ と β と δ との和が、位相誤差勾配として出力される。

30

【0127】

図 21 (c) の場合、 $g(n) = +1$ 、 $g(n-1) = 0$ 、 $g(n-2) = 0$ であるから、比較器 369 の出力は 0、比較器 370 の出力は 1、比較器 371 の出力は 0、比較器 372 の出力は 0 となり、位相誤差勾配は、

$$y(n-1) \times (+1) + [y(n) + y(n-2)] \times 0$$

から求める。

【0128】

$y(n-1)$ が、位相が合っていた場合の振幅値 203 に対して、実際のサンプル値 204 は、位相誤差 τ_2 のために振幅値が $+\gamma$ であるとする、

$$y(n-1) \times (+1) = +\gamma$$

となる。PR 等化基準値とのずれ γ が位相誤差勾配として出力される。

40

【0129】

図 21 (d) の場合、 $g(n) = 0$ 、 $g(n-1) = 0$ 、 $g(n-2) = +1$ であるから、比較器 369 の出力は 0、比較器 370 の出力は 0、比較器 371 の出力は 1、比較器 372 の出力は 0 となり、位相誤差勾配は、

$$y(n-1) \times (-1) + [y(n) + y(n-2)] \times 0$$

から求める。

【0130】

$y(n-1)$ が、位相が合っていた場合の振幅値 203 に対して、実際のサンプル値 20

50

4 は、位相誤差 τ_2 のために振幅値が $-\gamma$ であるとする、
 $y(n-1) \times (-1) = -\gamma \times (-1) = +\gamma$
 となる。PR 等化基準値とのずれ γ が位相誤差勾配として出力される。

【0131】

図 21 (e) の場合、 $g(n) = -1$ 、 $g(n-1) = 0$ 、 $g(n-2) = +1$ であるから、比較器 369 の出力は 0、比較器 370 の出力は 0、比較器 371 の出力は 1、比較器 372 の出力は 1 となり、位相誤差勾配は、

$y(n-1) \times (-1) + [y(n) + y(n-2)] \times (-1)$
 から求める。

【0132】

$y(n-1)$ が、位相が合っていた場合の振幅値 203 に対して、実際のサンプル値 204 は、位相誤差 τ_2 のために振幅値が $-\gamma$ であるとする。また、 $y(n-2)$ が、位相が合っていた場合の振幅値 201 に対して、実際のサンプル値 202 は、位相誤差 τ_1 のために振幅値が $+2-\beta$ であるとする。さらに、 $y(n)$ が、位相が合っていた場合の振幅値 205 に対して、実際のサンプル値 206 は、位相誤差 τ_3 のために振幅値が $-2-\delta$ であるとする、

$-\gamma \times (-1) + [(-2-\delta) + (+2-\beta)] \times (-1) = +\gamma + \beta + \delta$

となる。PR 等化基準値とのずれ、つまり、 γ と β と δ との和が、位相誤差勾配として出力される。

【0133】

図 21 (f) の場合、 $g(n) = -1$ 、 $g(n-1) = 0$ 、 $g(n-2) = 0$ であるから、比較器 369 の出力は 0、比較器 370 の出力は 0、比較器 371 の出力は 0、比較器 372 の出力は 1 となり、位相誤差勾配は、

$y(n-1) \times (-1) + [y(n) + y(n-2)] \times 0$

から求める。

【0134】

$y(n-1)$ が、位相が合っていた場合の振幅値 203 に対して、実際のサンプル値 204 は、位相誤差 τ_2 のために振幅値が $-\gamma$ であるとする、

$y(n-1) \times (-1) = -\gamma \times (-1) = +\gamma$

となる。PR 等化基準値とのずれ γ が位相誤差勾配として出力される。

【0135】

図 22 に、この第 4 の実施の形態における動作をまとめたフローチャートを示している。

【0136】

この第 4 の実施の形態では、論理積回路 384、385 により、再生波形の振幅値が振幅の中心地に対して、連続した 2 サンプル点でマイナスの振幅からプラスの振幅に PR 基準レベルで 2 レベルずつ変化している点を選択している。先の $g(n)$ の判定値による表記では、 $g(n)$ 、 $g(n-1)$ 、 $g(n-2)$ の組み合わせが、 $(-1 \ 0 \ +1)$ と $(+1 \ 0 \ -1)$ の点を選択していることになる。

【0137】

このように、ランダム信号系列に対応した波形から振幅の変化量の特に大きな部分を選択して位相誤差勾配を求めると、位相ずれによる振幅変化量も大きくなるので、雑音の影響を少なくできるとともに、ずれを測るための PR 等化後の基準値をプラス方向の振幅値とマイナス方向の振幅値とで容易に相殺できるので、振幅変動による PR 基準値からのずれによる影響も受け難くなる。

【0138】

再生波形の振幅値が、振幅の中心地に対して、連続したサンプル点でマイナスの振幅からプラスの振幅に大きく変化する部分とは、少なくとも（パーシャルレスポンスのクラスの拘束長-1）チャンネルクロック分の連続した“0”と、少なくとも（パーシャルレスポンスのクラスの拘束長-1）チャンネルクロック分の連続した“1”とが隣り合っている書き込み電流パターンにより形成された記録媒体上のビットまたはマークを読み出した場合に

10

20

30

40

50

得られる。

【0 1 3 9】

具体的には、PR (1, 2, 2, 1) クラスの場合、拘束長は4であるから、図27 (c) に示したような書き込み電流波形が“0 0 0 1 1 1”ならば、図27 (e), (f) で示したように、再生波形は、

$$\begin{array}{r} 0001221 \\ + \quad 1221 \\ + \quad 1221 \\ \hline 000135531 \end{array}$$

10

となり、PR等化レベル1>レベル3>レベル5と再生波形振幅に大きな変化が表われる。

【0 1 4 0】

同様に、PR (1, 2, 1) クラスの場合、拘束長は3であるから、図27 (c) に示したような書き込み電流波形が“0 0 1 1”ならば、

$$\begin{array}{r} 00121 \\ + \quad 121 \\ + \quad 121 \\ \hline 0013431 \end{array}$$

20

となり、PR等化レベル1>レベル3と再生波形振幅に大きな変化が表われる。PR (1, 2, 1) クラスの場合、PR等化レベルは0～4までの5値しか取らないので、レベル1>レベル3の変化が表われ得る最大の変化になる。

【0 1 4 1】

上記の説明では、0の連続の後に1の連続が続く立ち上がりエッジについて説明したが、1の連続の後に0の連続が続く立ち下がりエッジについても同様である。

【0 1 4 2】

図23は、この発明の第5の実施の形態を示すもので、ランダムデータ系列波形に対応する位相誤差勾配検出回路18を示している。図15と同様に、PRクラスは、(1, 2, 2, 1)とし、d制約は1以上であるとする。また、以後の説明では、振幅値は-3～+3までの値を取るものとする。

30

【0 1 4 3】

先の図20の例との相違点は、係数決定回路364の入力Aが、比較器369, 370の出力の論理和でなく論理積になり、同じく入力Bも、比較器371, 372の出力の論理和でなく論理積になっている点である。

【0 1 4 4】

この変更により、図21 (a), (c), (d), (f) の振幅パターンでは位相誤差勾配の検出が行なわれず、振幅の傾きが大きい図21 (b) と (e) のパターンの場合にのみ位相誤差勾配の検出が行なわれる。

40

【0 1 4 5】

すなわち、g (n)、g (n-1)、g (n-2) の組み合わせが、(-1 0 +1) と (+1 0 -1) の点のみを選択していることになる。再生波形の振幅値が、振幅の中心地に対して、連続したサンプル点でマイナスの振幅からプラスの振幅に大きく変化する部分、先に述べたように、少なくとも(パーシャルレスポンスのクラスの拘束長-1) チャネルクロック分の連続した“0”と、少なくとも(パーシャルレスポンスのクラスの拘束長-1) チャネルクロック分の連続した“1”とが隣り合っている書き込み電流パターンにより形成された記録媒体上のピットまたはマークを読み出した場合にだけ、位相誤差勾配の検出が行なわれる。

50

【0146】

図24に、この第5の実施の形態における動作をまとめたフローチャートを示している。

【0147】

なお、この発明は上記した各実施の形態に限定されるものではなく、この外その要旨を逸脱しない範囲で種々変形して実施することができる。

【0148】

【発明の効果】

以上詳述したようにこの発明によれば、等化後の振幅レベルが5～7値になるPRクラスにおいても、離散時間でサンプルされた振幅値から位相誤差勾配を検出することができるため、タイミングリカバリのためにデータ検出系と別の回路を設けることなく、データ検出系のPR等化器の出力でPLLを駆動することができる。

10

【0149】

したがって、波形干渉が大きく表われるような高記録密度で記録を行なう記憶装置において、より干渉量の大きなPRクラスを使用しても、データに安定に同期したクロックが供給されることにより、データ検出誤り率を低く抑え、大容量で高い信頼性が得られる記憶装置を提供することが可能となる。

【0150】

さらに、この発明の位相誤差の勾配を検出する手段によれば、振幅の変化の方向の判定に、現在のサンプル値と1サンプル時刻前の値とを用いているため、平均化により雑音の影響を除去する効果が大きいので、位相勾配の算出を正確に行なうことができる。

20

【0151】

また、この発明の位相誤差の勾配を検出する手段によれば、推定される振幅レベルと推定された振幅レベルの履歴とを基に位相誤差勾配の計算方法を切り替えるので、位相誤差勾配の検出を効率よく行なうことができる。

【0152】

さらに、この発明の位相誤差の勾配を検出する手段によれば、少なくとも（パーシャルレスポンスのクラスの拘束長－1）チャンネルクロック分の連続した“0”と、少なくとも（パーシャルレスポンスのクラスの拘束長－1）チャンネルクロック分の連続した“1”とが隣り合っている書き込み電流パターンにより形成された記録媒体上のピットまたはマークを読み出した場合に得られる振幅の変化量の特に大きな部分を選択して位相誤差勾配を求めるので、位相ずれによる振幅変化量が大きくなって雑音の影響を少なくできるとともに、ずれを測るためのPR等化後の基準値をプラス方向の振幅値とマイナス方向の振幅値とで容易に相殺できるので、振幅変動によるPR基準値からのずれによる影響も受け難くなる。

30

【0153】

以上の説明では、d制約が0または1のとき、PR等化レベルが0～6の7値となるPR（1，2，2，1）クラスについて説明してきたが、PR（1，2，2，1）においても、先に述べたように、d制約が2の場合にはPR等化レベル2と4の値は取り得ないので、振幅マージン及び閾値の細かな設定を除けば5値であると見なすことができる。

【0154】

40

この発明の各実施の形態では、振幅の変化の少ないレベル2とレベル4（実施の形態中ではレベル3を中心としているので振幅値－1と＋1）は位相誤差勾配の計算には用いていない。このため、この発明の方式は、7値のPRクラスのみならず、d制約が2のときのPR（1，2，2，1）の場合と対応付けることにより、5値のPRクラスにも容易に適用が可能である。

【図面の簡単な説明】

【図1】この発明の第1の実施の形態を示すもので、光ディスク装置の概略を説明するために示すブロック構成図。

【図2】同第1の実施の形態における読み出しクロックと再生信号とを同期させる他の例を説明するために示すブロック構成図。

50

【図 3】同第 1 の実施の形態における位相誤差勾配検出回路の詳細を説明するために示すブロック構成図。

【図 4】同第 1 の実施の形態における位相誤差勾配を検出するための V F O パターンを説明するために示す図。

【図 5】同第 1 の実施の形態における位相誤差勾配を検出する動作を具体的に説明するために示す図。

【図 6】同第 1 の実施の形態における位相誤差勾配を検出する動作を具体的に説明するために示す図。

【図 7】同第 1 の実施の形態における位相誤差勾配を検出する動作をまとめて説明するために示すフローチャート。

10

【図 8】この発明の第 2 の実施の形態を示すもので、位相誤差勾配検出回路の詳細を説明するために示すブロック構成図。

【図 9】同第 2 の実施の形態における位相誤差勾配を検出する動作を具体的に説明するために示す図。

【図 10】同第 2 の実施の形態における位相誤差勾配を検出する動作を具体的に説明するために示す図。

【図 11】同第 2 の実施の形態における位相誤差勾配を検出する動作をまとめて説明するために示すフローチャート。

【図 12】同第 2 の実施の形態におけるデータ系列によって P R 等化信号の振幅値がどのように変化するのかを説明するために示す状態遷移図。

20

【図 13】同第 2 の実施の形態における $d = 0, 1, 2$ の場合の波形の立ち上がりで取り得る振幅パターンを説明するために示す図。

【図 14】同第 2 の実施の形態における $d = 0, 1, 2$ の場合の波形の立ち上がりで取り得る振幅パターンを説明するために示す図。

【図 15】この発明の第 3 の実施の形態を示すもので、位相誤差勾配検出回路の詳細を説明するために示すブロック構成図。

【図 16】同第 3 の実施の形態における $g(n-1)$ が 0 以外の場合の波形の遷移の状態を説明するために示す図。

【図 17】同第 3 の実施の形態における $g(n-1)$ が 0 の場合の波形の遷移の状態を説明するために示す図。

30

【図 18】同第 3 の実施の形態における位相誤差勾配を検出する動作を具体的に説明するために示す図。

【図 19】同第 3 の実施の形態における位相誤差勾配を検出する動作をまとめて説明するために示すフローチャート。

【図 20】この発明の第 4 の実施の形態を示すもので、位相誤差勾配検出回路の詳細を説明するために示すブロック構成図。

【図 21】同第 4 の実施の形態における位相誤差勾配を検出する動作を具体的に説明するために示す図。

【図 22】同第 4 の実施の形態における位相誤差勾配を検出する動作をまとめて説明するために示すフローチャート。

40

【図 23】この発明の第 5 の実施の形態を示すもので、位相誤差勾配検出回路の詳細を説明するために示すブロック構成図。

【図 24】同第 5 の実施の形態における位相誤差勾配を検出する動作をまとめて説明するために示すフローチャート。

【図 25】光ディスク装置に対する書き込み信号と読み出し信号とのタイミング関係を説明するために示す図。

【図 26】光ディスク装置における再生信号の位相とチャネルクロックの位相とを一致させる PLL を説明するために示すブロック構成図。

【図 27】光ディスク装置における P R M L 方式に基づいた書き込み信号と読み出し信号とのタイミング関係を説明するために示す図。

50

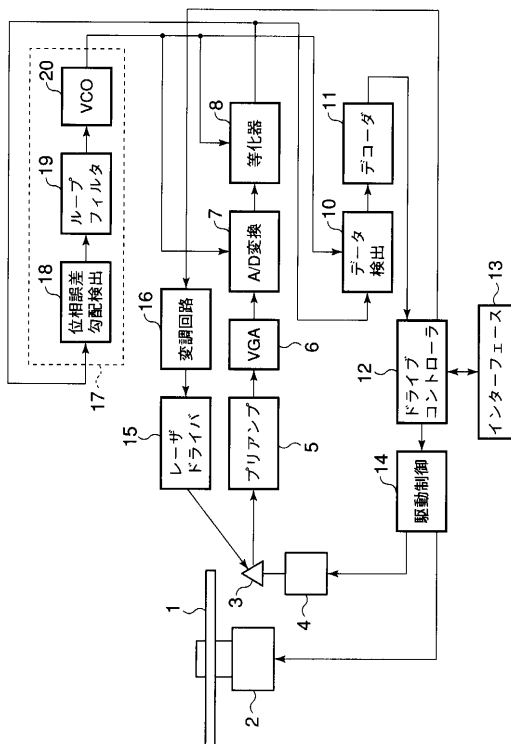
【符号の説明】

- 1 … 光ディスク、
 2 … スピンドルモータ、
 3 … 光ヘッド、
 4 … サーボモータ、
 5 … プリアンプ、
 6 … V G A、
 7 … A / D 変換回路、
 8 … 等化器、
 10 … データ検出回路、
 11 … デコーダ、
 12 … ドライブコントローラ、
 13 … インターフェース、
 14 … 駆動制御回路、
 15 … レーザドライバ、
 16 … 変調回路、
 17 … タイミング制御回路、
 18 … 位相誤差勾配検出回路、
 19 … ループフィルタ、
 20 … V C O。

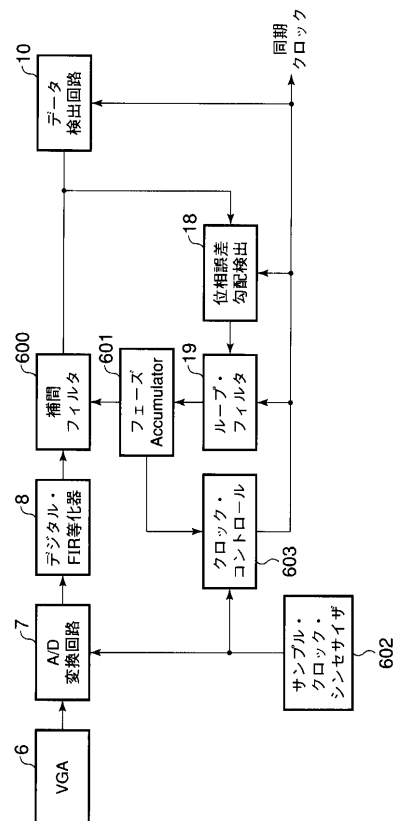
10

20

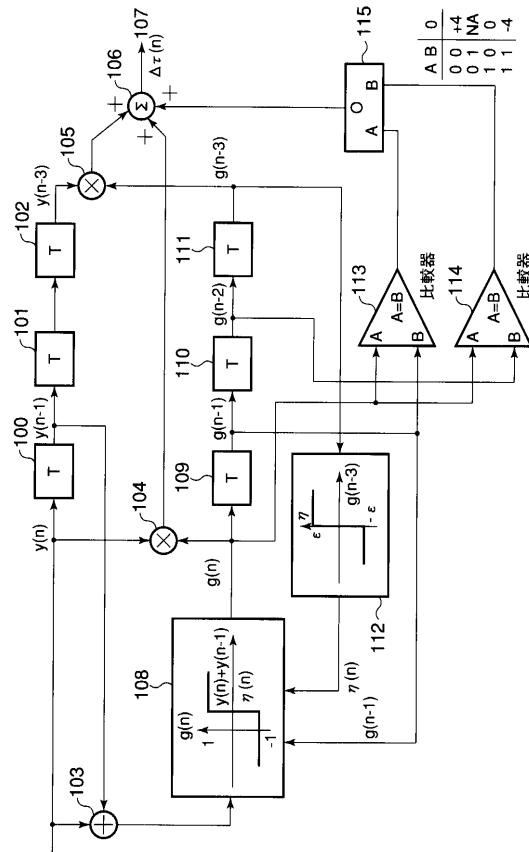
【図 1】



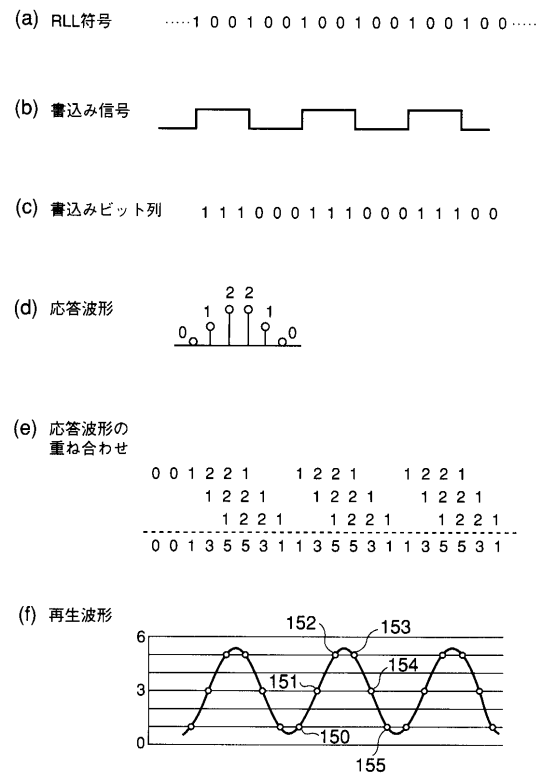
【図 2】



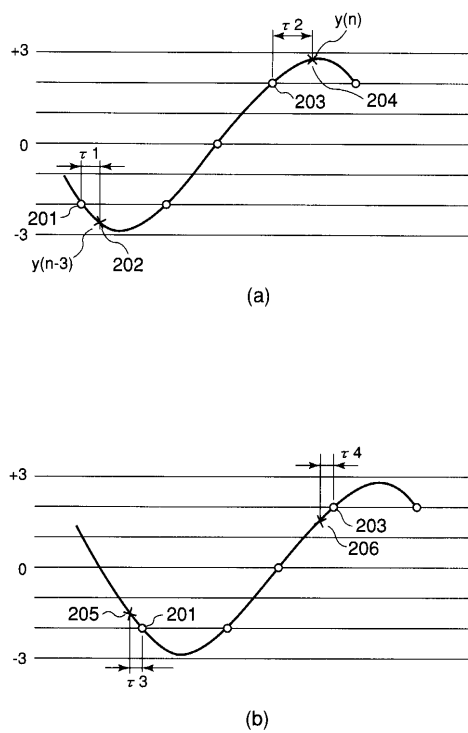
【図 3】



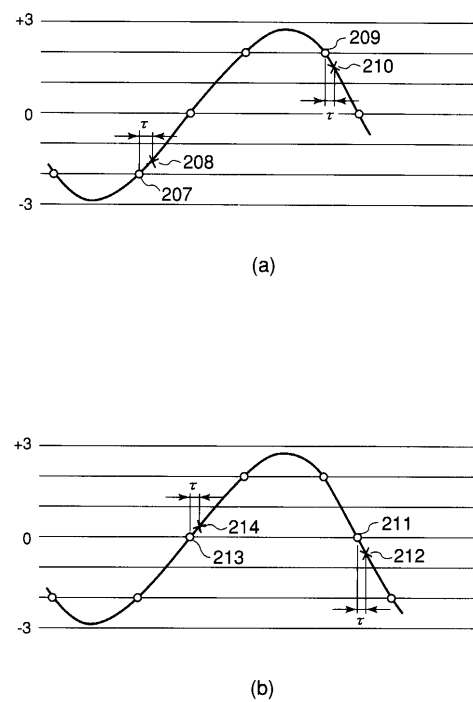
【図 4】



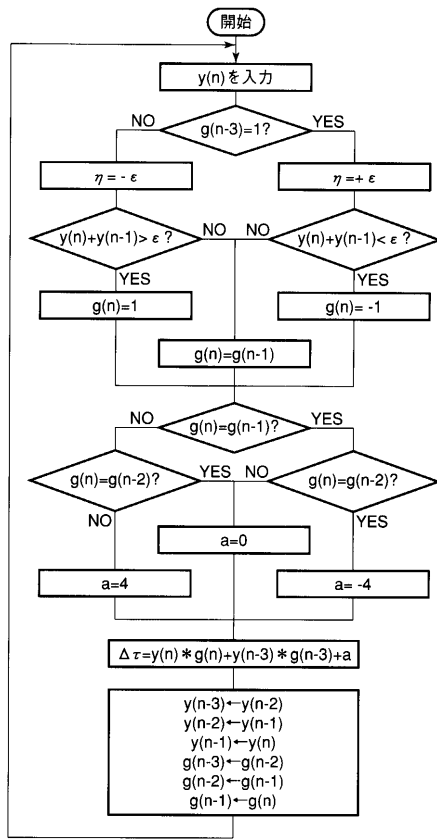
【図 5】



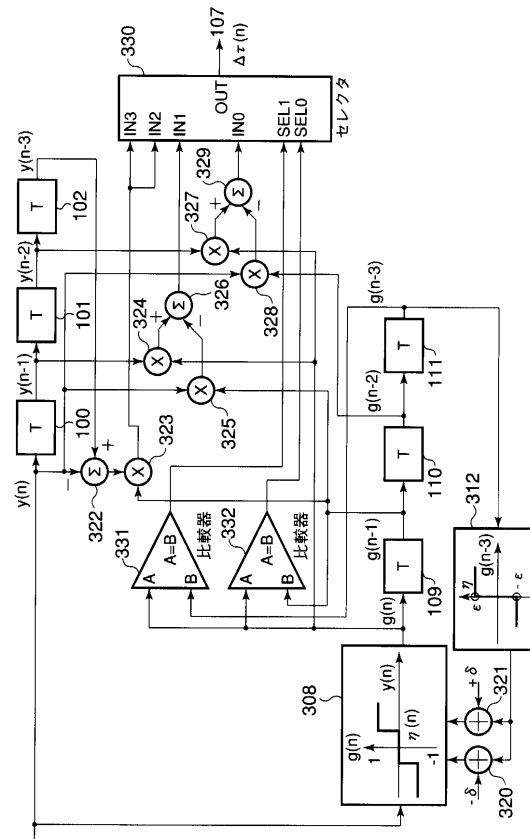
【図 6】



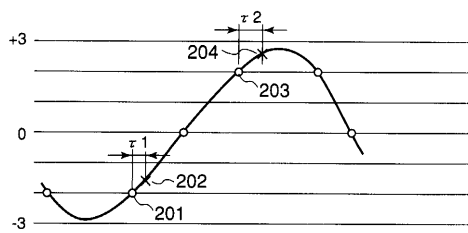
【図 7】



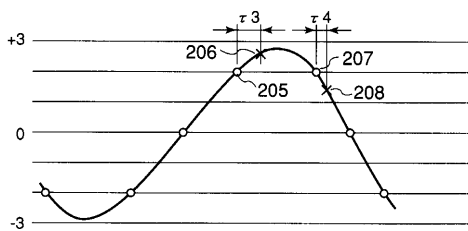
【図 8】



【図 9】

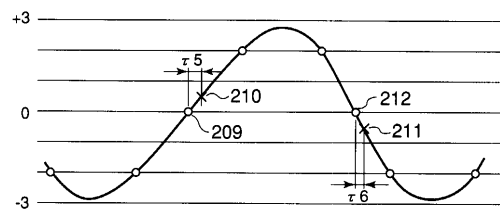


(a)

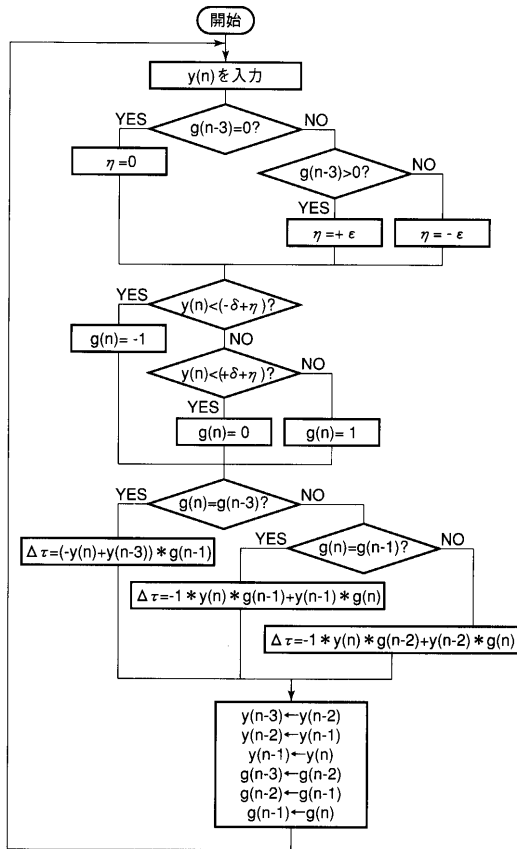


(b)

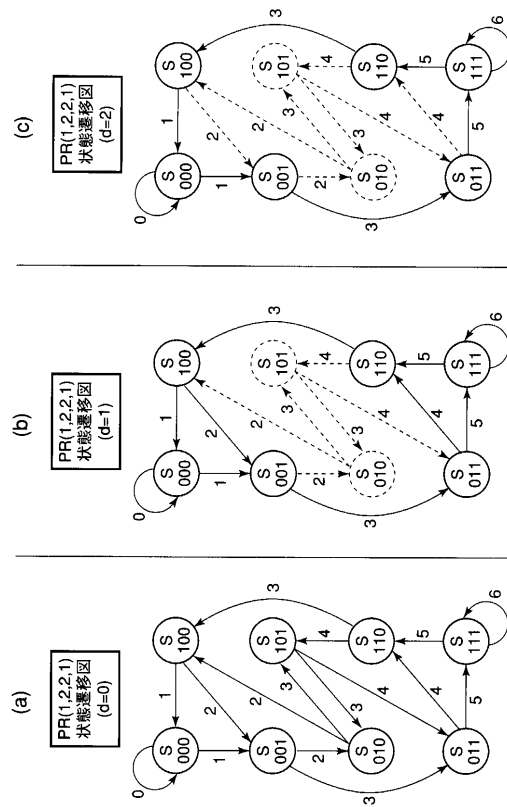
【図 10】



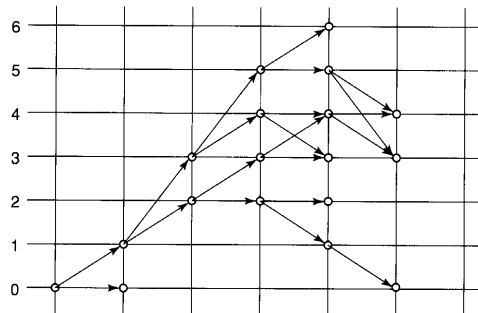
【図 1 1】



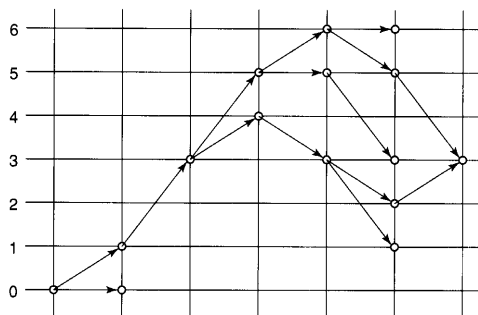
【図 1 2】



【図 1 3】

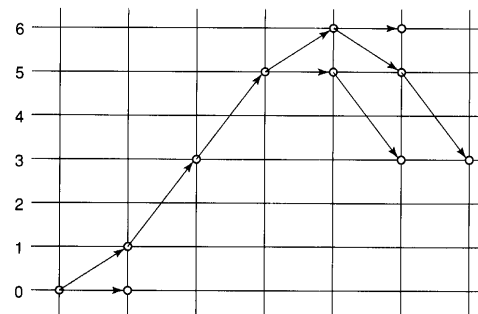


(a)

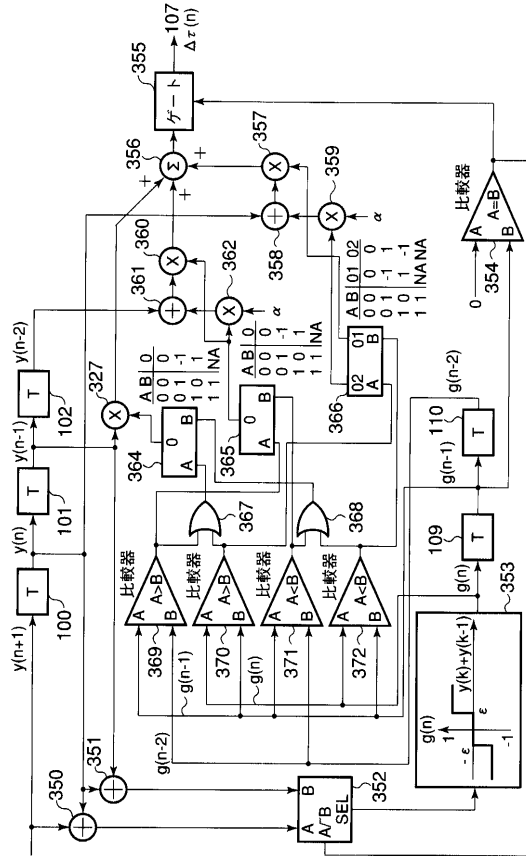


(b)

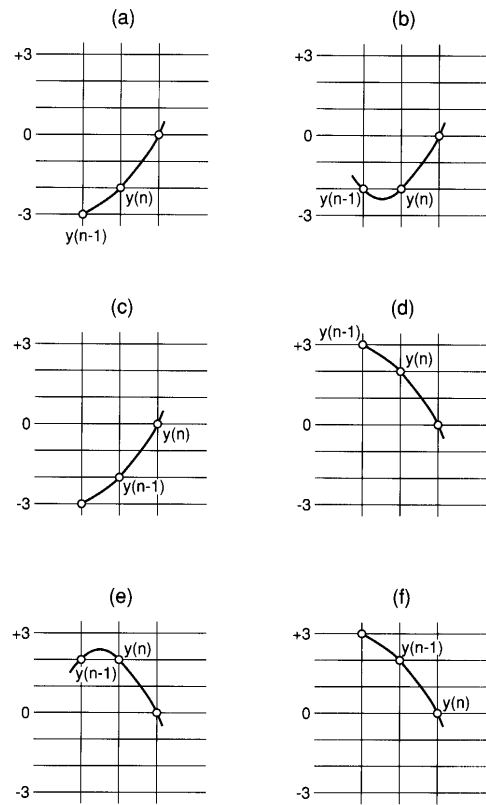
【図 1 4】



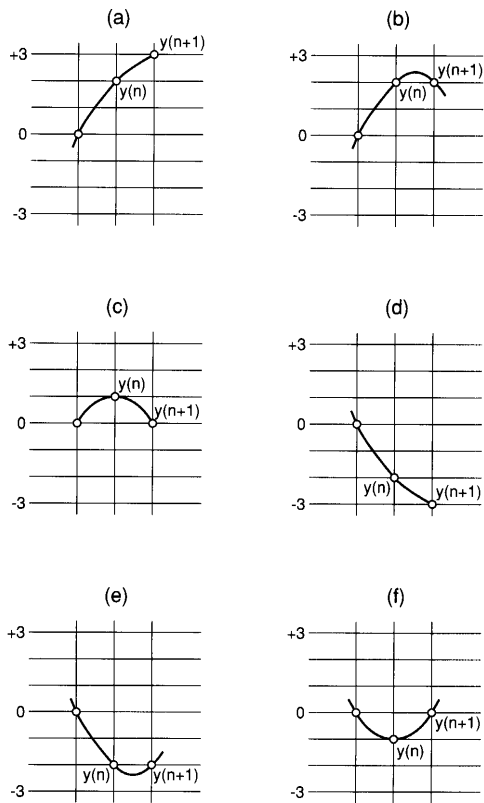
【図 15】



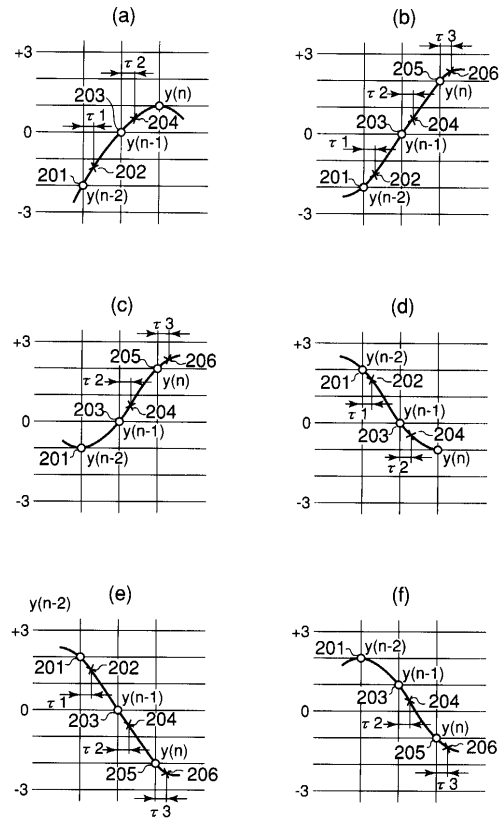
【図 16】



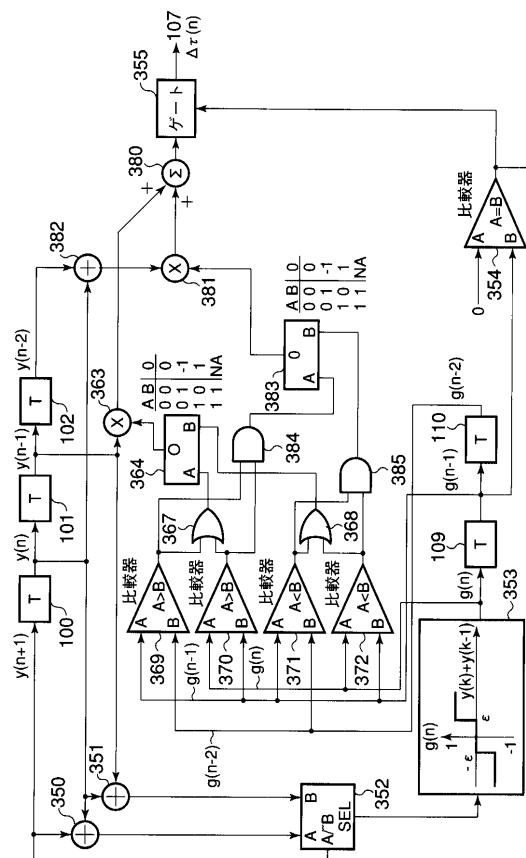
【図 17】



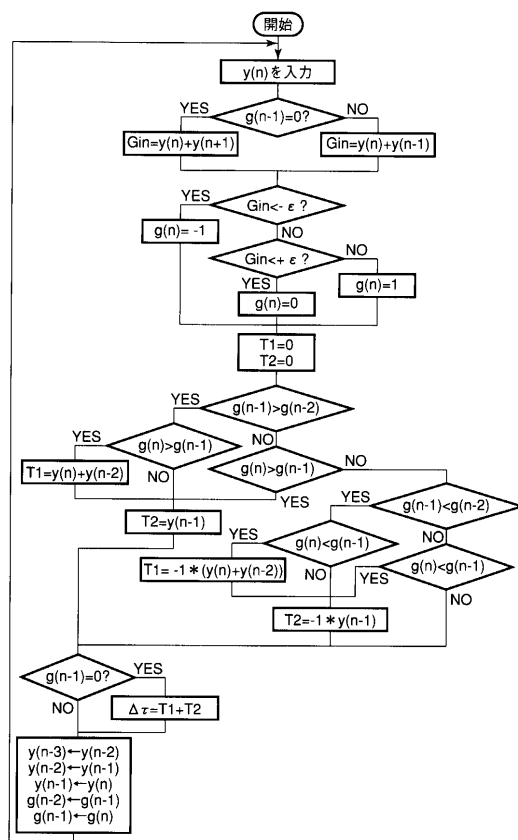
【図 18】



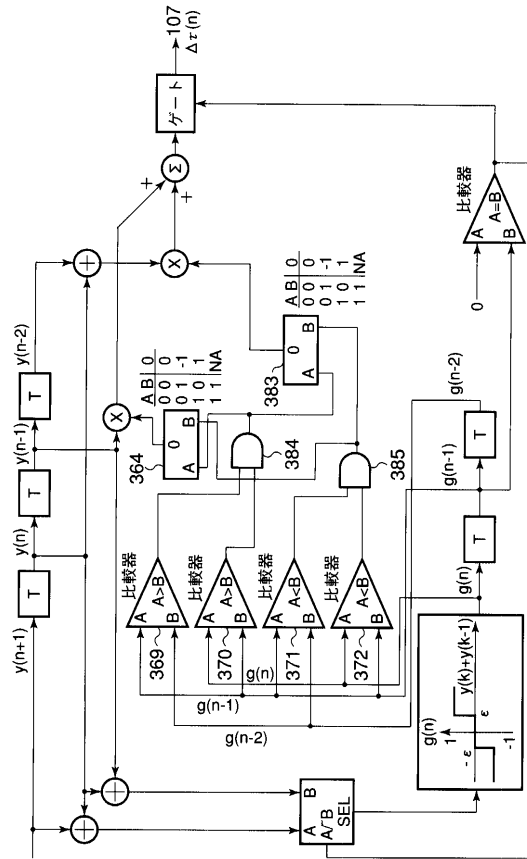
【 図 2 0 】



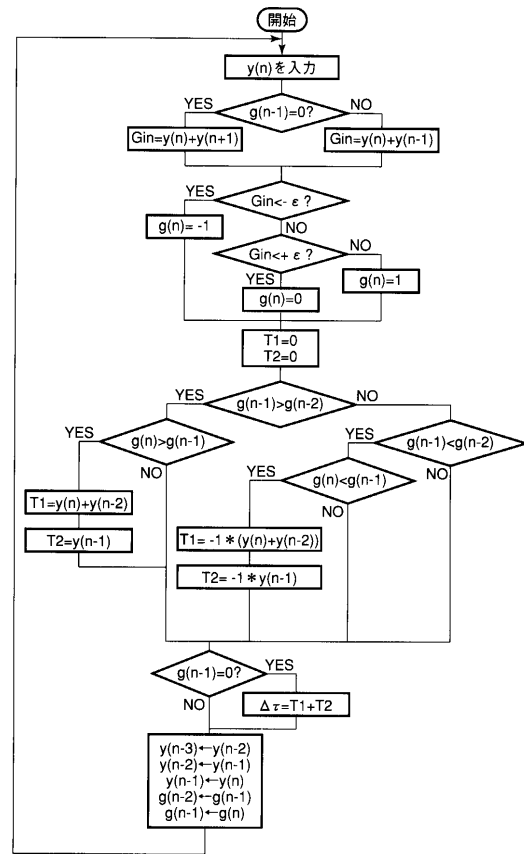
【 図 2 2 】



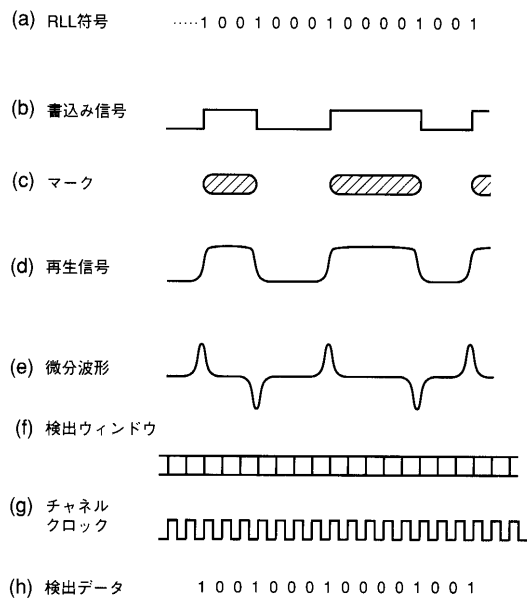
【図 2 3】



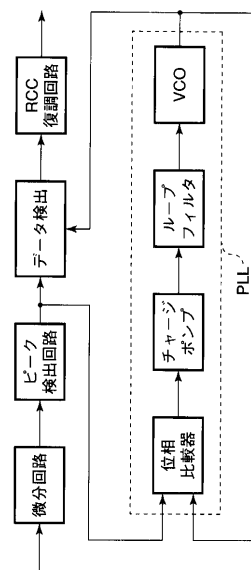
【図 2 4】



【図 2 5】



【図 2 6】



【図 27】

(a) RLL符号1 0 0 1 0 0 0 1 0 0 0 0 1 0 0 1 0
(b) 書き込み信号
(c) 書き込みビット列
 0 0 1 1 1 0 0 0 0 1 1 1 1 1 0 0 0 1 1(d) 応答波形
(e) 応答波形の重ね合わせ

0	0	1	2	2	1	1	2	2	1	1	2	2	1					
			1	2	2	1		1	2	2	1		1	2	2	1		
				1	2	2	1			1	2	2	1					
					0			1	2	2	1							
									1	2	2	1						

0	0	1	3	5	5	3	1	0	1	3	5	6	6	5	3	1	1	3

(f) 再生波形

フロントページの続き

(74)代理人 100070437

弁理士 河井 将次

(72)発明者 岡本 豊

神奈川県川崎市幸区柳町70番地 株式会社東芝柳町事業所内

審査官 小林 大介

(56)参考文献 特開2000-021096 (JP, A)

特開平8-046606 (JP, A)

特開2000-195191 (JP, A)

特開平11-339401 (JP, A)

特開平6-084290 (JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl.⁷, DB名)

G11B 20/10

G11B 20/14