

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3785884号
(P3785884)

(45) 発行日 平成18年6月14日(2006.6.14)

(24) 登録日 平成18年3月31日(2006.3.31)

(51) Int. Cl.	F I
G 1 1 B 20/14 (2006.01)	G 1 1 B 20/14 3 5 1 Z
G 1 1 B 19/28 (2006.01)	G 1 1 B 19/28 B
G 1 1 B 7/004 (2006.01)	G 1 1 B 7/004 Z

請求項の数 2 (全 10 頁)

(21) 出願番号	特願2000-10769 (P2000-10769)	(73) 特許権者	000004329
(22) 出願日	平成12年1月19日(2000.1.19)		日本ビクター株式会社
(65) 公開番号	特開2001-202684 (P2001-202684A)		神奈川県横浜市神奈川区守屋町3丁目12番地
(43) 公開日	平成13年7月27日(2001.7.27)	(74) 代理人	100083806
審査請求日	平成14年9月27日(2002.9.27)		弁理士 三好 秀和
		(74) 代理人	100100712
			弁理士 岩▲崎▼ 幸邦
		(74) 代理人	100087365
			弁理士 栗原 彰
		(74) 代理人	100100929
			弁理士 川又 澄雄
		(74) 代理人	100108707
			弁理士 中村 友之

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 ディスク装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

同心円若しくはスパイラル状のトラックがディスク半径方向に対して蛇行しているディスク状記録媒体を用いるディスク装置において、
前記トラックの蛇行に応じた正弦波状の蛇行信号の周波数帯域を通過帯域とする第1の帯域通過手段と、
前記トラックの蛇行に応じた正弦波状の蛇行信号の周波数帯域を通過帯域とすると共に前記第1の帯域通過手段の出力信号に対して90度位相の異なる信号を出力する第2の帯域通過手段と、
前記第1の帯域通過手段の出力信号と第2の帯域通過手段の出力信号とから前記トラックの蛇行に応じた正弦波状の蛇行信号の位相を演算する位相演算手段と、
前記位相演算手段が演算した前記正弦波状の蛇行信号の位相に基づいて、当該位相に同期した位相同期ループを構成する位相同期手段とを有することを特徴とするディスク装置。

【請求項2】

前記位相同期ループ内から得られる周波数データから、前記蛇行信号の周波数変調データを復調する復調手段を備えることを特徴とする請求項1記載のディスク装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、交換型のディスク状記録媒体の記録及び/又は再生を行うディスク装置に関し、特に、記録時において、ディスク状記録媒体のトラック溝をトラックピッチに比べわずかに蛇行（ウォブル）させたトラックから当該ウォブル信号を再生するようなディスク装置に関する。

【0002】**【従来の技術】**

従来より、光ディスク記録再生装置では、目的のトラック中心に光ビームを追従させデータを記録再生するようになっている。記録可能な光ディスクには、トラック溝をトラックピッチに比べてわずかに蛇行するように形成されたものが存在する。このトラック溝の蛇行はウォブルと呼ばれており、そのウォブルの振幅はトラックングに影響を及ぼさない振幅に設定され、また、当該ウォブルの周波数はトラックングに影響を及ぼさないようにトラックング制御帯域に比べて十分高く設定されている。

10

【0003】

従って、光ビームは、このトラックのウォブルに追従せず、略々トラック中心をトレースできることになる。但し、当該光ビームがトラックをトレースすることにより得られる信号には、トラック溝のウォブルに起因する信号成分（ウォブル信号）が含まれる。

【0004】

ウォブル信号は、光ピックアップに設けられている2分割光電変換素子（光電センサー）のうち、ディスク半径方向の内周側に対応して配置された光電変換素子から得られた信号とディスク外周側に対応して配置された光電変換素子から得られた信号との差分をとったプッシュプル信号を、バンドパスフィルタに通すことによって検出される。

20

【0005】

光ディスク記録再生装置では、このバンドパスフィルタ出力信号に同期して発振するPLL回路（位同期ループ）の出力信号によって、記録すべきトラックアドレスの検出及びスピンドルモータをCLV（線速度一定）制御するためのスピンドル制御信号を得ようになっている。

【0006】

なお、上述したようなウォブル信号を得るためのバンドパスフィルタ（BPF）の従来技術として、特許公報第2927315号には、当該ウォブル信号抽出用のバンドパスフィルタをデジタルバンドパスフィルタ構成とし、そのデジタルバンドパスフィルタのサンプリングクロックをPLL回路の発振周波数から得ることによって、ウォブル周波数の変化に対してデジタルバンドパスフィルタの中心周波数を可変にするものが記載されている。

30

【0007】**【発明が解決しようとする課題】**

ところで、上述したようなウォブル信号抽出用のバンドパスフィルタをデジタルフィルタとする従来技術（特許公報第2927315号）によれば、バンドパスフィルタ出力信号が略々正弦波信号であるため、例えばゼロクロスコンパレータによって2値化する過程において、ウォブル信号の信号対雑音比が十分に取れない場合、当該ゼロクロス近辺におけるノイズの影響によって波形成形後のパルスエッジにジッタが生じ、最悪の場合、PLLが同期不能になる虞がある。

40

【0008】

また、バンドパスフィルタ出力に同期するPLL回路は、パルスのエッジ同士の位相ずれを検出するか、若しくは排他的論理和出力のH（ハイ）レベル時間とL（ロー）レベル時間が等しくなるように位相比較器が構成されているため、その位相比較の周期がウォブル周波数の周期でしか行えず、PLLが同期するまでの時間に限界がある。

【0009】

本発明では、上述の課題に鑑みてなされたものであり、ウォブル信号の信号対雑音比が低い場合であってもPLLの同期を取ることができ、また、位相比較の周期がウォブル周波数の周期に限定されず、PLLが同期するまでの時間を短縮する（高速化する）ことが可

50

能なディスク装置の提供を目的とする。

【0010】

【課題を解決するための手段】

請求項1記載の本発明に係るディスク装置は、上述の課題を解決するために、同心円若しくはスパイラル状のトラックがディスク半径方向に対して蛇行しているディスク状記録媒体を用いるディスク装置において、前記トラックの蛇行に応じた正弦波状の蛇行信号の周波数帯域を通過帯域とする第1の帯域通過手段と、前記トラックの蛇行に応じた正弦波状の蛇行信号の周波数帯域を通過帯域とすると共に前記第1の帯域通過手段の出力信号に対して90度位相の異なる信号を出力する第2の帯域通過手段と、前記第1の帯域通過手段の出力信号と第2の帯域通過手段の出力信号とから前記トラックの蛇行に応じた正弦波状の蛇行信号の位相を演算する位相演算手段と、前記位相演算手段が演算した前記正弦波状の蛇行信号の位相に基づいて、当該位相に同期した位相同期ループを構成する位相同期手段とを有する。

10

【0011】

請求項2に記載の本発明に係るディスク装置は、上述の課題を解決するために、前記位相同期ループ内から得られる周波数データから、前記蛇行信号の周波数変調データを復調する復調手段を備える。

【0012】

すなわち、本発明に係るディスク装置は、第1の帯域通過手段(第1のバンドパスフィルタ)と、当該第1の帯域通過手段の出力信号に対して90度位相のずれた信号を出力する第2の帯域通過手段(第2のバンドパスフィルタ)を設け、第1の帯域通過手段の出力を例えばEと表し、第2の帯域通過手段の出力を例えばFと表したとき、正弦波状の蛇行信号(正弦波状のウォブル信号)の位相量を例えば $\arctan(E/F)$ の演算により求め、その位相とVCO(電圧制御発振器)出力位相との位相比較を行う位相同期ループ(PLL)を構成するようにしている。

20

【0013】

これにより、PLLの位相比較を行う信号は2値化された信号ではなく、バンドパスフィルタ(帯域通過手段)の出力であるウォブル信号(正弦波状の蛇行信号)により行うため、位相比較を行う周期はウォブル周波数の周期より十分短く設定することができ、PLLの同期引き込みの高速化を図ることができる。また、正弦波状のウォブル信号の位相情報を、位相比較する全てのサンプリング時間において検出するため、ウォブル信号の信号対雑音比が低い状態においてもPLLを同期させることができる。

30

【0014】

【発明の実施の形態】

以下、本発明にかかるディスク装置の好ましい実施の形態について図面を参照しながら詳細に説明する。まず、図1に、本発明実施の形態のディスク記録再生装置の構成(主にウォブル信号再生系)を示す。

【0015】

この図1において、光ディスク1はスピンドルモータ2によって回転駆動される。光ディスク1表面のデータの読み書きは、光ピックアップ3によって行われ、光ピックアップ3は、図示していないピックアップ粗動モータによって目標とするトラック近傍に位置決めされている。

40

【0016】

また、光ピックアップ3内の対物レンズは、光ビームが光ディスク1上の記録再生面に焦点を結ぶように、図示していないディスク回転軸方向に移動可能なフォーカスアクチュエータによって位置決めされている。また、光ピックアップ3内の対物レンズは、光ビームが光ディスク1上の同心円状もしくはスパイラル状の記録再生トラックに追従するように、図示していないディスク半径方向に移動可能なトラッキングアクチュエータによって位置決めされている。

【0017】

50

光ピックアップ3に設けられている2分割光電センサーのうち、ディスク半径方向の内周側に対応して配置される光電センサーの出力信号(以下、内周側光電センサー信号Aとする)と、ディスク半径方向の外周側に対応して配置される光電センサーの出力信号(以下、外周側光電センサー信号Bとする)は、それぞれ各々の光電センサーへの入射光量に比例した電流信号を出力する。内周側光電センサー信号Aは電流電圧変換回路6に入力し、外周側光電センサー信号Bは電流電圧変換回路7に供給される。

【0018】

電流電圧変換回路6及び7は、それぞれ供給された電流信号である光電センサー信号を、電圧信号に変換する。これら電流電圧変換回路6及び7の出力信号は、プッシュプル信号生成回路8に供給される。

10

【0019】

プッシュプル信号生成回路は、内周側光電センサー信号Aを電流電圧変換して得られた電圧信号と、外周側光電センサー信号Bを電流電圧変換して得られた電圧信号との差信号であるプッシュプル信号Cを生成する。当該プッシュプル信号Cは、A-D(アナログ-デジタル)変換器10に供給する。

【0020】

A-D変換器10は、入力したプッシュプル信号Cをデジタル信号(以下、プッシュプルデジタルデータDとする)に変換する。このA-D変換器10から出力されたプッシュプルデジタルデータDは、第1のバンドパスフィルタ12と第2のバンドパスフィルタ13に供給される。

20

【0021】

第1のバンドパスフィルタ12は、プッシュプル信号中に含まれているウォブル信号のウォブル周波数を中心周波数とするデジタルバンドパスフィルタからなり、プッシュプル信号CをA-D変換したプッシュプルデジタルデータDからウォブル信号成分を抜き出し、第1のバンドパスフィルタ出力信号Eとして出力する。

【0022】

第2のバンドパスフィルタ13は、プッシュプル信号中に含まれるウォブル信号のウォブル周波数を中心周波数とするデジタルバンドパスフィルタからなり、プッシュプル信号CをA-D変換したプッシュプルデジタルデータDからウォブル信号成分を抜き出すと同時に、そのウォブル信号成分を、第1のバンドパスフィルタ出力信号Eに対して90度位相が進んだ第2のバンドパスフィルタ出力信号Fとして出力する。なお、このように90度位相ずれを生じさせるようなフィルタとしては、ヒルベルトフィルタ又は移相フィルタ等が知られている。これら第1のバンドパスフィルタ出力信号Eと第2のバンドパスフィルタ出力信号Fは、位相演算器16に供給される。

30

【0023】

当該位相演算器16について図2を使用して以下に説明する。なお、第1のバンドパスフィルタ出力信号Eに対し、第2のバンドパスフィルタ出力信号Fは90度位相進みの信号であるから、第1のバンドパスフィルタ出力信号Eをsin信号とした場合、第2のバンドパスフィルタ出力信号Fはcos信号と考えることができる。

【0024】

図2において、sin信号(第1のバンドパスフィルタ出力信号E)とcos信号(第2のバンドパスフィルタ出力信号F)は絶対値演算器24に供給される。

40

【0025】

絶対値演算器24は、sin信号(E)の絶対値信号Mとcos信号(F)の絶対値信号Nを演算により求め、また、sin信号(E)とcos信号(F)の大小関係から図3に示すような一周期を4つの領域(e0~e3)に分ける領域判別を行い、その領域判別信号Pを以下のように出力する。

【0026】

(1) sin 0かつcos 0ならば、領域判別信号P = e3を出力

(2) sin 0かつcos < 0ならば、領域判別信号P = e2を出力

50

(3) $\sin < 0$ かつ $\cos < 0$ ならば、領域判別信号 $P = e_0$ を出力

(4) $\sin < 0$ かつ $\cos = 0$ ならば、領域判別信号 $P = e_1$ を出力

この領域判別信号 P は、オフセット加減算器 32 に供給される。また、 \sin 信号 (E) の絶対値信号 M と \cos 信号 (F) の絶対値信号 N は、除算演算器 28 に供給される。

【0027】

除算演算器 28 は、 \sin 信号 (E) の絶対値信号 M と \cos 信号 (F) の絶対値信号 N とから、 \sin / \cos である \tan 信号 O を演算する。 \tan 信号 O は、逆 \tan テーブル参照器 30 に供給される。

【0028】

逆 \tan テーブル参照器 30 は、 \tan 信号 O より、図 4 に示すような 0 [rad] から $\pi / 2$ [rad] までを出力とする逆 \tan 関数データから、 \arctan 信号 Q を求めて出力する。 \arctan 信号 Q は、オフセット加減算器 32 に供給される。

【0029】

オフセット加減算器 32 は、絶対値演算器 24 からの領域判別信号 P により、 \arctan 信号 Q に対して以下のオフセット量を加減算し、ウォブル信号の位相を 0 [rad] から 2π [rad] で表した入力位相データ G を出力する。

【0030】

(1) 領域判別信号 $P = e_3$ ならば、入力位相データ $G = \arctan$ を出力

(2) 領域判別信号 $P = e_2$ ならば、入力位相データ $G = -\arctan$ を出力

(3) 領域判別信号 $P = e_0$ ならば、入力位相データ $G = +\arctan$ を出力

(4) 領域判別信号 $P = e_1$ ならば、入力位相データ $G = 2\pi - \arctan$ を出力

このように、位相演算器 16 では、上述したようにウォブル信号の \sin 成分と \cos 成分から位相を演算するため、ウォブル信号の振幅変動を受けることなく、正確な位相検出が可能である。また、逆 \tan テーブル参照器 30 は、領域判別信号 P により 0 [rad] から $\pi / 2$ [rad] までのテーブルで済むため、参照テーブルの規模を小さくすることができる。なお、図 4 の関数は出力値が 0 [rad] 近辺においては入力値に対して大きく変化するが、 $\pi / 2$ [rad] 近辺においては入力値に対してほとんど変化がないため、出力分解能が一定になるように参照テーブルを構成するのが望ましい。

【0031】

上述した位相演算器 16 の出力データである入力位相データ G と、後述するデジタル VCO (電圧制御発振器) 23 の出力データである VCO 位相データ J は、位相比較演算器 19 に供給される。

【0032】

位相比較演算器 19 は、入力位相データ G とデジタル VCO 位相データ J の位相差を演算し、その位相誤差データ H を出力する。位相誤差データ H は、ループフィルタ演算器 21 に供給される。

【0033】

当該ループフィルタ演算器 21 は、図 5 に示すように構成されている。この図 5 に示すループフィルタ演算器 21 において、位相誤差データ H は加算器 41 と係数乗算器 42 に供給される。

【0034】

加算器 41 の出力データは、係数乗算器 44 と遅延器 43 に供給される。遅延器 43 は、加算器 41 の出力データを 1 サンプル遅延して加算器 41 にフィードバックする。従って、加算器 41 は、供給された位相誤差データ H と、遅延器 43 により 1 サンプル遅延した加算器 41 の出力データとの加算 (積算) を行う。

【0035】

係数乗算器 44 では、加算器 41 の出力データに係数 k_i を乗算する。その乗算結果のデータは加算器 45 に供給される。また、係数乗算器 42 では、位相誤差データ H に係数 k_p を乗算する。その乗算結果のデータは、加算器 45 に供給される。

【0036】

10

20

30

40

50

加算器 4 5 は、係数乗算器 4 4 にて係数 k_i の乗算がなされたデータと、係数乗算器 4 2 にて係数 k_p の乗算がなされたデータとを加算する。この加算器 4 5 の出力データは、後段のデジタル VCO 演算器 2 3 の VCO 操作量 I として出力される。

【 0 0 3 7 】

すなわち、この図 5 に示すループフィルタ演算器 2 1 では、係数乗算器 4 2 によって位相誤差データ H に係数 k_p を乗算して得た比例操作量と、位相誤差データ H を加算器 4 1 及び遅延器 4 3 により積算した積算値に、係数乗算器 4 4 で係数 k_i を乗算した積分操作量とを、加算器 4 5 で加算することにより、VCO 操作量 I を求めている。

【 0 0 3 8 】

次に、デジタル VCO 演算器 2 3 は、図 6 に示すように構成されている。この図 6 に示すデジタル VCO 演算器 2 3 において、ループフィルタ演算器 2 1 から供給された VCO 操作量 I は、加算器 5 1 に供給される。

10

【 0 0 3 9 】

加算器 5 1 には、予め設定された VCO の自走周波数データ R も供給されており、当該加算器 5 1 は、VCO の自走周波数データ R に VCO 操作量 I を加算処理する周波数演算を行う。この周波数演算により得られるデータは、現在の発振周波数データ K であり、当該発振周波数データ K は、図 1 に示す周波数弁別器 3 5 及び加算器 5 2 に供給される。

【 0 0 4 0 】

加算器 5 2 の出力データは、 $\text{mod}(2)$ 演算器 5 4 と遅延器 5 3 に供給される。遅延器 5 3 は、加算器 5 2 の出力データを 1 サンプル遅延して加算器 5 2 にフィードバックする。加算器 5 2 は、供給された発振周波数データ 3 4 と、遅延器 5 3 により 1 サンプル遅延した加算器 5 2 の出力データとを加算(積算)処理する。

20

【 0 0 4 1 】

$\text{mod}(2)$ 演算では、加算器 5 2 の出力データに対して $\text{mod}(2)$ 演算を行い、その演算結果をデジタル VCO 位相データ J として、図 1 の位相比較演算器 1 9 に供給する。

【 0 0 4 2 】

すなわち、デジタル VCO 演算器 2 3 では、加算器 5 1 で自走周波数データ R に VCO 操作量 I を加算して発振周波数データを生成し、更に、この発振周波数データ K を加算器 5 2 及び遅延器 5 3 で積算することにより位相データを生成するが、位相データは (2) [rad] で繰り返しとなるため、当該デジタル VCO 演算器 2 3 では、さらに $\text{mod}(2)$ 演算器 5 4 にて $\text{mod}(2)$ 演算を行い、その演算結果のデータを、デジタル VCO 位相データ J として位相比較演算器 1 9 に供給する。

30

【 0 0 4 3 】

デジタル VCO 演算器 2 3 は、このような位相同期ループにより、ウォブル信号に同期して動作することになる。また、ウォブル信号が例えばトラックのアドレス情報に応じて周波数変調されているような光ディスクにおいては、デジタル VCO 演算器 2 3 が出力する発振周波数データ K を周波数弁別器 3 5 に供給し、当該周波数弁別器 3 5 にてその周波数変調されたデータを復調することにより、その復調データ L からトラックのアドレス情報を得ることができる。

40

【 0 0 4 4 】

以上の説明から明らかなように、本実施の形態の光ディスク記録再生装置は、第 1 のバンドパスフィルタ出力信号 E と、第 1 のバンドパスフィルタ出力信号 E に対して 90 度位相のずれた第 2 のバンドパスフィルタ出力信号 F とを生成し、これら第 1, 第 2 のバンドパスフィルタ出力信号 E, F を用いて $\arctan(E/F)$ の演算を行うことによりウォブル信号の位相量 ($G = \arctan(E/F)$) を求め、その位相と VCO 出力位相 (J) との位相比較を行う PLL を構成している。

【 0 0 4 5 】

すなわち、PLL の位相比較を行う信号として、2 値化された信号でなく、バンドパスフィルタにより抽出した正弦波状のウォブル信号を用いるようにしている。このため、位相

50

比較を行う周期はウォブル周波数の周期より十分短く設定することができ、PLLの同期引き込みの高速化を図ることができる。

【0046】

また、正弦波状のウォブル信号の位相情報を、位相比較する全てのサンプリング時間において検出するようにしているため、ウォブル信号の信号対雑音比が低い状態であっても、PLLを同期させることができる。

【0047】

最後に、本発明は一例として説明した上述の実施の形態に限定されることはなく、例えば、記録トラックがウォブルされているディスク状記録媒体であれば、上述した光ディスクに限らず、他のディスクであっても適用可能である等のように、上述の実施の形態以外でも、本発明に係る技術的思想を逸脱しない範囲であれば、設計等に依りて種々の変更が可能であることは勿論である。

10

【0048】

【発明の効果】

請求項1記載の本発明に係るディスク装置は、第1の帯域通過手段と第2の帯域通過手段によりトラックの蛇行に応じた正弦波状の蛇行信号とその90度位相の異なる信号とを生成し、それら第1、第2の帯域通過手段の出力信号から正弦波状の蛇行信号の位相を演算し、その正弦波状の蛇行信号の位相に基づいて当該位相に同期した位相同期ループを構成することにより、ウォブル信号の信号対雑音比が低い場合であってもPLLの同期を図ることができ、また、位相比較の周期がウォブル周波数の周期に限定されず、PLLが同期するまでの時間を短縮化(高速化)することができる。

20

【0049】

請求項2記載の本発明に係るディスク装置は、位相同期ループ内から得られる周波数データから、蛇行信号の周波数変調データを復調することにより、例えば蛇行信号としてトラックのアドレス情報が記録されている場合に、その復調データからトラックのアドレス情報を得ることができる。

【0050】

すなわち、本発明によれば、PLL(位相同期ループ)の位相比較は帯域通過手段(バンドパスフィルタ)により抽出した正弦波状の蛇行信号(正弦波状のウォブル信号)を用いて行われるため、位相比較を行う周期はウォブル周波数の周期より十分短く設定することができ、従って、PLLの同期引き込みを高速で行うことができる。

30

【0051】

また、本発明は、正弦波状のウォブル信号の位相情報を、位相比較する全てのサンプリング時間において検出するため、ウォブル信号の信号対雑音比が低い状態においてもPLLを同期させることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明に係るディスク装置の実施の形態となる光ディスク記録再生装置の概略構成(主にウォブル信号再生系)を示すブロック図である。

【図2】前記実施の形態の光ディスク記録再生装置に設けられている位相演算器の具体的構成例を示すブロック図である。

40

【図3】前記実施の形態の光ディスク記録再生装置に設けられている位相演算器の絶対値演算器の動作説明に用いる波形図である。

【図4】前記実施の形態の光ディスク記録再生装置に設けられている位相演算器の逆tanテーブル参照器の動作説明に用いる図である。

【図5】前記実施の形態の光ディスク記録再生装置に設けられているループフィルタ演算器の具体的構成例を示すブロック図である。

【図6】前記実施の形態の光ディスク記録再生装置に設けられているデジタルVCO演算器の具体的構成例を示すブロック図である。

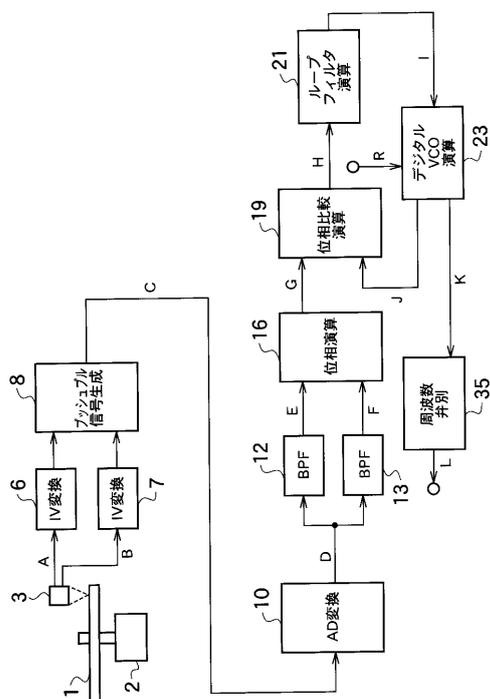
【符号の説明】

1...光ディスク、2...スピンドルモータ、3...光ピックアップ、6、7...電流電圧変換回

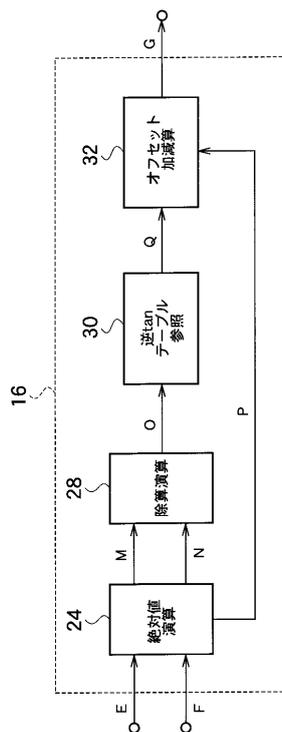
50

路、8...プッシュプル信号生成回路、10...A-D変換器、12...第1のバンドパスフィルタ、13...第2のバンドパスフィルタ、16...位相演算器、19...位相比較演算器、21...ループフィルタ演算器、23...デジタルVCO演算器、24...絶対値演算器、28...除算演算器、30...逆tanテーブル参照器、32...オフセット加減算器、35...周波数弁別器、A...内周側光電センサー信号、B...外周側光電センサー信号、C...プッシュプル信号、D...プッシュプルデジタルデータ、E...第1のバンドパスフィルタ出力信号、F...第2のバンドパスフィルタ出力信号、G...入力位相データ、H...位相誤差データ、I...VCO操作量、J...デジタルVCO位相データ、K...発振周波数データ、L...復調データ、M...sin信号の絶対値信号、N...cos信号の絶対値信号、O...tan信号、P...領域判別信号、Q...arctan信号、R...VCOの自走周波数データ

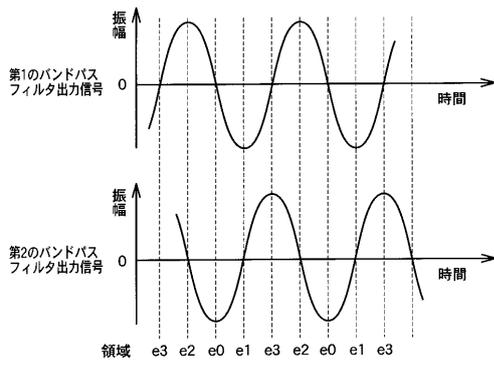
【図1】



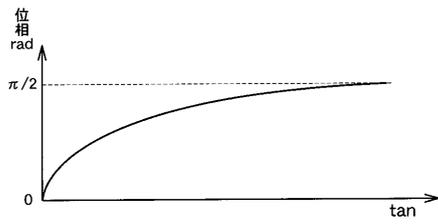
【図2】



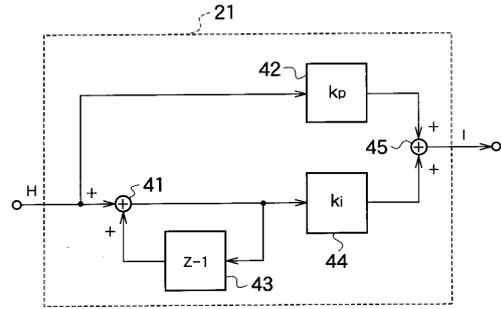
【図3】



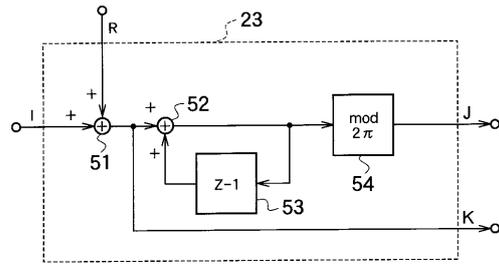
【図4】



【図5】



【図6】



フロントページの続き

(74)代理人 100095500

弁理士 伊藤 正和

(74)代理人 100101247

弁理士 高橋 俊一

(74)代理人 100098327

弁理士 高松 俊雄

(72)発明者 小笠原 文生

神奈川県横浜市神奈川区守屋町3丁目12番地 日本ビクター株式会社内

審査官 井上 信一

(56)参考文献 特開平7-73581(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

G11B 7/004-7/007

G11B 19/28

G11B 20/10-20/14