

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3696227号

(P3696227)

(45) 発行日 平成17年9月14日(2005.9.14)

(24) 登録日 平成17年7月8日(2005.7.8)

(51) Int. Cl.⁷

G 1 1 B 21/10

F I

G 1 1 B 21/10

L

請求項の数 10 (全 18 頁)

(21) 出願番号	特願2004-257506 (P2004-257506)	(73) 特許権者	000005223
(22) 出願日	平成16年9月3日(2004.9.3)		富士通株式会社
(62) 分割の表示	特願平9-287325の分割		神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号
原出願日	平成9年10月20日(1997.10.20)	(74) 代理人	100094514
(65) 公開番号	特開2004-342316 (P2004-342316A)		弁理士 林 恒徳
(43) 公開日	平成16年12月2日(2004.12.2)	(74) 代理人	100094525
審査請求日	平成16年9月3日(2004.9.3)		弁理士 土井 健二
		(72) 発明者	上野 隆久
			神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内
		(72) 発明者	高石 和彦
			神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 磁気ディスク装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

サーボ情報を有し、回転中心を中心として回転する磁気ディスクと、
 前記磁気ディスクの情報を読み取る磁気ヘッドと、
 前記磁気ヘッドを前記磁気ディスクの半径方向に位置決めするための位置決め手段と、
 前記磁気ヘッドが読み取ったサーボ情報に応じて、位置誤差を計算し、前記位置誤差から制御電流値を作成して、前記位置決め手段をフィードバック制御する制御手段と、
 前記制御電流値から、測定して得た前記磁気ディスクの回転周波数成分と、前記測定された前記回転周波数成分に追従するように、前記位置決め手段を制御しながら、前記磁気ヘッドの前記サーボ情報の前記位置誤差又は前記位置誤差と前記制御電流値から、測定した前記回転周波数成分より高い周波数の高次周波数成分とを格納する補正テーブルとを有し、

前記制御手段は、前記補正テーブルの前記回転周波数成分を、前記制御電流値に加え、且つ前記補正テーブルの前記高次周波数成分を、前記位置誤差から差し引き、前記回転周波数成分に追従し、前記高次周波数成分を排除するように、前記位置決め手段をフィードフォワード制御することを

特徴とする磁気ディスク装置。

【請求項2】

サーボ情報を有し、回転中心を中心として回転する磁気ディスクと、
 前記磁気ディスクの情報を読み取る磁気ヘッドと、

10

20

前記磁気ヘッドを前記磁気ディスクの半径方向に位置決めするための位置決め手段と、前記磁気ヘッドが読み取ったサーボ情報に応じて、位置誤差を計算し、前記位置誤差から制御電流値を作成して、前記位置決め手段をフィードバック制御する制御手段とを備える磁気ヘッド位置制御方法において、

前記制御電流値から、前記磁気ディスクの回転周波数成分を測定する第1の測定ステップと、

前記第1のステップで測定された前記回転周波数成分に追従するように、前記位置決め手段を制御しながら、前記磁気ヘッドの前記サーボ情報の前記位置誤差又は前記位置誤差と前記制御電流値から、前記回転周波数成分より高い周波数の高次周波数成分とを測定する第2の測定ステップと、

前記位置誤差に応じて、前記位置決め手段をフィードバック制御しながら、前記測定した回転周波数成分を、前記制御電流値に加え、且つ前記測定した高次周波数成分を、前記位置誤差から差し引き、前記位置決め手段を前記測定した回転周波数成分に追従し、前記高次周波数成分を排除するように、前記位置決め手段をフィードフォワード制御するステップとを有することを

特徴とする磁気ヘッド位置制御方法。

【請求項3】

請求項2の磁気ヘッド位置制御方法において、

前記第1の測定ステップは、

前記位置誤差を逆ノッチフィルタを介し前記制御手段に入力し、前記制御手段により前記制御電流値に変換して、前記回転周波数成分に追従制御するステップと、

前記制御電流値を離散フーリエ変換するステップと、

前記離散フーリエ変換値から前記回転周波数成分を対象とした逆フーリエ変換を行い、前記回転周波数成分を測定するステップとを含むことを

特徴とする磁気ヘッド位置制御方法。

【請求項4】

請求項2の磁気ヘッド位置制御方法において、

前記第2の測定ステップは、

前記位置誤差に制御系の逆モデルを掛けて、前記高次周波数成分を測定するステップであることを

特徴とする磁気ヘッド位置制御方法。

【請求項5】

請求項2の磁気ヘッド位置制御方法において、

前記第2の測定ステップは、

前記制御電流値に前記位置決め手段の伝達関数を乗算した値に、前記位置誤差を加算して、前記高次周波数成分を測定するステップであることを

特徴とする磁気ヘッド位置制御方法。

【請求項6】

サーボ情報を有し、回転中心を中心として回転する磁気ディスクと、

前記磁気ディスクの情報を読み取る磁気ヘッドと、

前記磁気ヘッドを前記磁気ディスクの半径方向に位置決めするための位置決め手段と、

前記磁気ヘッドが読み取ったサーボ情報に応じて、位置誤差を計算し、前記位置誤差から制御電流値を作成して、前記位置決め手段をフィードバック制御する制御手段とを有し、

前記制御手段は、

前記制御電流値から、前記磁気ディスクの回転周波数成分を測定した後、前記測定された前記回転周波数成分に追従するように、前記位置決め手段を制御しながら、前記磁気ヘッドの前記サーボ情報の前記位置誤差又は前記位置誤差と前記制御電流値から、前記回転周波数成分より高い周波数の高次周波数成分とを測定し、且つ

前記位置誤差に応じて、前記位置決め手段をフィードバック制御しながら、前記測定し

10

20

30

40

50

た回転周波数成分を、前記制御電流値に加え、且つ前記測定した高次周波数成分を、前記位置誤差から差し引き、前記位置決め手段を前記測定した回転周波数成分に追従し、前記高次周波数成分を排除するように、前記位置決め手段をフィードフォワード制御することを

特徴とする磁気ディスク装置。

【請求項 7】

請求項 6 の磁気ディスク装置において、

前記制御手段は、

逆ノッチフィルタを介し入力された前記位置誤差を、前記制御電流値に変換して、前記回転周波数成分に追従制御するとともに、

前記制御電流値を離散フーリエ変換した後、前記離散フーリエ変換値から前記回転周波数成分を対象とした逆フーリエ変換を行い、前記回転周波数成分を測定することを

特徴とする磁気ディスク装置。

【請求項 8】

請求項 6 の磁気ディスク装置において、

前記制御手段は、

前記位置誤差に制御系の逆モデルを掛けて、前記高次周波数成分を測定することを

特徴とする磁気ディスク装置。

【請求項 9】

請求項 6 の磁気ディスク装置において、

前記制御手段は、

前記制御電流値に前記位置決め手段の伝達関数を乗算した値に、前記位置誤差を加算して、前記高次周波数成分を測定することを

特徴とする磁気ディスク装置。

【請求項 10】

サーボ情報を有し、回転中心を中心として回転する磁気ディスクと、

前記磁気ディスクの情報を読み取る磁気ヘッドと、

前記磁気ヘッドを前記磁気ディスクの半径方向に位置決めするための位置決め手段とを有する磁気ディスク装置の制御回路において、

前記磁気ヘッドが読み取ったサーボ情報に応じて、位置誤差を計算し、前記位置誤差から制御電流値を作成して、前記位置決め手段をフィードバック制御する制御演算部と、

前記制御電流値から、測定して得た前記磁気ディスクの回転周波数成分と、前記測定された前記回転周波数成分に追従するように、前記位置決め手段を制御しながら、前記磁気ヘッドの前記サーボ情報の前記位置誤差又は前記位置誤差と前記制御電流値から、測定した前記回転周波数成分より高い周波数の高次周波数成分とを格納する補正テーブルの前記回転周波数成分を、前記制御電流値に加える第 1 の演算部と、

前記補正テーブルの前記高次周波数成分を、前記位置誤差から差し引く第 2 の演算部とを有することを

特徴とする磁気ディスク装置の制御回路。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、磁気ヘッドを磁気ディスクのトラックに位置決めする磁気ディスク装置に関し、特に、磁気ディスクの回転中心を中心にした回転円に沿って磁気ヘッドを位置決めする磁気ディスク装置に関する。

【背景技術】

【0002】

磁気ディスク装置に対して、記憶容量の増大が求められている。記憶容量の増大のために、磁気ディスクのトラックピッチを小さくする必要がある。トラックピッチを小さくするには、サーボ情報を有するトラック（サーボトラック）を正確な位置に書き込むことが

10

20

30

40

50

必要となる。この正確なサーボトラックを有する磁気ディスク装置を安価に提供することが求められている。

【0003】

図13は、磁気ディスクの偏心動作の説明図、図14は、従来技術の説明図、図15は、従来技術の構成図である。サーボトラックを正確な位置に書き込むには、従来、個々の磁気ディスク装置に、サーボトラックを正確な位置に書き込む機能を付与する必要がある。しかし、個々の磁気ディスク装置に、係る機能を付与すると、個々の磁気ディスク装置の価格が高くなる。

【0004】

このため、サーボトラックライターにより、磁気ディスクに、サーボトラックを書き込んだ後、個々の装置に、サーボトラックが書き込まれた磁気ディスクを搭載することが検討されている。

【0005】

即ち、高い位置決め精度を有するサーボトラックライターにより、磁気ディスクにサーボトラックを書き込む。そして、個々の磁気ディスク装置には、サーボトラックを書き込まれた磁気ディスクを取り付ける。このようにすると、個々の磁気ディスク装置に、高い位置決め精度でサーボトラックを書き込む機能を付与する必要がないため、トラックピッチの狭いサーボトラックを有する磁気ディスク装置を、安価に提供できる。

【0006】

このように、サーボトラックを書き込んだ磁気ディスクを、個々の装置に搭載する場合には、図13に示すように、磁気ディスク14のサーボ情報が記録されたトラック円軌跡(サーボ円軌跡という)14-1は、磁気ディスク14の回転中心を中心とする回転円軌跡14-2と一致しない場合がある。即ち、サーボトラックを書き込まれた磁気ディスク14を、装置に取り付けるため、微小な取り付け誤差があっても、サーボ円軌跡14-1は、磁気ディスク14の回転円軌跡14-2と一致しない。

【0007】

この磁気ディスク14の取り付け位置誤差により、磁気ディスクの偏心が生じる。図13に示すように、アーム17に取り付けられた磁気ヘッド13は、磁気ディスク14の半径方向に移動する。磁気ディスク14の回転円軌跡14-2に沿って位置する磁気ヘッド13は、サーボトラック14-1のサーボ情報により制御され、サーボトラック14-1に沿って位置付けされる。

【0008】

このため、図14に示すように、トラック偏心を含むトラック偏差が発生する。トラック偏差は、トラック偏心成分を含むため、磁気ヘッド13の位置誤差は、大きくなる。このため、磁気ヘッド13は、振動し易くなる。

【0009】

これを防止するため、偏心制御法を適用する試みがある。図15に示すように、磁気ディスク装置12は、磁気ディスク14と、磁気ディスク14を回転するスピンドルモータ15とを有する。磁気ヘッド13は、アーム17の先端に設けられている。アーム17は、ロータリアクチュエータ(VCMという)10により、移動され、磁気ヘッド13は、磁気ディスク14の半径方向の位置に位置付けされる。

【0010】

ヘッド位置検出部20は、磁気ヘッド13の読み取り信号からヘッド位置を検出する。制御演算部25は、位置誤差に制御演算(PID演算等)を行い、制御電流を算出する。制御電流は、アンプ23で増幅され、VCM10を駆動する。

【0011】

この制御系において、アーム17を固定した状態で、磁気ヘッド13により、サーボ情報を読み取り、位置誤差を測定する。磁気ディスク14の1周分の位置誤差(トラック偏差)を読み取り、メモリ22に記憶する。このトラック偏差は、図14に示している。通常の制御時は、メモリ22のトラック偏差を、磁気ヘッド13からの位置誤差に加算して

10

20

30

40

50

、VCM10を制御する。

【0012】

このように、偏心成分(トラック偏差)を測定し、フィードフォワード制御する。このため、磁気ヘッド13は、回転円軌跡に沿って位置付けられる。従って、位置誤差を少なくすることができる。このように、従来は、トラック偏差を測定して、測定したトラック偏差をフィードフォワード制御して、回転円軌跡に沿った位置付けを行っていた(例えば、特許文献1参照)。

【0013】

図16は、従来技術の問題点説明図(その1)、図17は、従来技術の問題点(その2)である。トラックピッチを小さくした場合に、磁気ヘッドのコア幅の大きさが、復調出力に影響を与える。磁気ヘッドのコア幅を小さくするには、限界がある。このため、磁気ヘッドの検出部位の感度のバラツキが生じる。

10

【0014】

これにより、図16に示すように、磁気ヘッドの変位に対し、復調変位は、線型特性を示さない。即ち、磁気ヘッドがトラック境界に位置した時に、サーボ復調変位は、不連続となる。これは、トラックピッチを小さくした場合に、磁気ヘッドの検出部位の感度のバラツキが生じるためである。

【0015】

特に、MRヘッド等の分離されたリード・ライトヘッドを用いて、ライトヘッドとリードヘッドのコア位置ずれを補正するため、位置オフセットする場合がある。この場合には、磁気ヘッドがトラック境界に位置し易い。このサーボ復調変位の不連続部分は、高い周波数成分の位置誤差を示す。又、トラック偏心によりフィードフォワード制御する時に、図17に示すように、偏心成分は補償されるが、高周波数成分は、強調される。従って、図17に示すように、トラック中心に対し、磁気ヘッドは、振動する。これにより、磁気ヘッドが過振動し、位置決め精度を低下する原因となっていた。

20

【特許文献1】国際公開WO93/06595号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0016】

本発明の目的は、磁気ディスクの偏心を補正しつつ、位置決め精度を向上するための磁気ディスク装置を提供することにある。

30

【0017】

本発明の他の目的は、磁気ディスクの偏心を補正しつつ、磁気ヘッドの振動を防止するための磁気ディスク装置を提供することにある。

【0018】

本発明の更に他の目的は、磁気ディスクの偏心を補正しつつ、位置誤差の高次周波数成分を除去するための磁気ディスク装置を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0019】

この目的の達成のため、本発明は、サーボ情報を有し、回転中心を中心として回転する磁気ディスクと、前記磁気ディスクの情報を読み取る磁気ヘッドと、前記磁気ヘッドを前記磁気ディスクの半径方向に位置決めするための位置決め手段と、前記磁気ヘッドが読み取ったサーボ情報に応じて、位置誤差を計算し、前記位置誤差から制御電流値を作成して、前記位置決め手段をフィードバック制御する制御手段と、前記制御電流値から、測定して得た前記磁気ディスクの回転周波数成分と、前記測定された前記回転周波数成分に追従するように、前記位置決め手段を制御しながら、前記磁気ヘッドの前記サーボ情報の前記位置誤差又は前記位置誤差と前記制御電流値から、測定した前記回転周波数成分より高い周波数の高次周波数成分とを格納する補正テーブルとを有し、前記制御手段は、前記補正テーブルの前記回転周波数成分を、前記制御電流値に加え、且つ前記補正テーブルの前記高次周波数成分を、前記位置誤差から差し引き、前記回転周波数成分に追従し、前記高次

40

50

周波数成分を排除するように、前記位置決め手段をフィードフォワード制御する。

【発明の効果】

【0020】

本発明は、回転周波数成分に追従して制御するため、磁気ディスクの偏心を正確に補正できる。又、サーボ復調変位の不連続部分等で生じる高次周波数成分を排除して制御するため、トラック境界における磁気ヘッドの振動を防止することができる。

【0021】

しかも、補正テーブルは、分離して測定された回転周波数成分と高次周波数成分とを格納するため、回転周波数成分に、正確に追従し、高次周波数成分を正確に排除することができる。このため、位置決め精度を向上した偏心制御が可能となる。

10

【発明を実施するための最良の形態】

【0022】

図1は、本発明の一実施の形態の磁気ディスク装置の構成図、図2は、図1のサーボ回路の制御ブロック図、図3は、本発明の一実施の形態の動作フロー図、図4は、図2の構成の制御動作の説明図、図5は、図2の構成の高次偏心補償動作の説明図である。

【0023】

図1に示すように、磁気ディスク装置12は、磁気ディスク14と、磁気ディスク14を回転するスピンドルモータ15とを有する。スピンドルモータ15に、複数枚の磁気ディスク14が搭載されている。図4に示すように、この磁気ディスク14には、予めサーボトラックYが、書き込まれている。

20

【0024】

このトラックYは、複数(例えば、128)のセクターに分割されている。各セクターは、サーボ情報を書き込まれたサーボ領域と、データを書き込むためのデータ領域とを有する。この磁気ディスク14は、サーボ情報が書き込まれた後に、スピンドルモータ15に取り付けられる。磁気ディスク14の偏心のため、図4に示すように、サーボトラックYの円軌跡は、磁気ディスク14の回転中心Bを中心とする回転円軌跡Zと異なる。

【0025】

図1に戻り、磁気ヘッド13は、アーム17の先端に設けられている。アーム17は、ロータリアクチュエータ(VCMという)10により、移動され、磁気ヘッド13は、磁気ディスク14の半径方向の位置に位置付けされる。

30

【0026】

リード/ライトチャンネル3は、磁気ヘッド13の検出信号を読み取り信号に変換し、且つ書き込みデータを磁気ヘッド13の書き込み信号に変換する。ハードディスクコントローラ4は、ホストとのデータ転送を制御する。RAM5は、ハードディスクコントローラ4が使用するメモリである。

【0027】

マイクロプロセッサ(MPU)6は、磁気ディスク装置全体の制御を行うものである。サーボ回路7は、デジタル・シグナル・プロセッサ(DSP)と周辺回路を有する。サーボ回路7は、磁気ヘッド13からの位置信号に応じて、VCM10をサーボ制御する。サーボ回路7は、スピンドルモータ15を回転制御する。

40

【0028】

メモリ8は、磁気ディスク14の1周における各時刻の偏心データを記憶する。メモリ8の偏心データは、サーボ回路7に与えられる。

【0029】

図2に示すように、位置信号検出部20は、磁気ヘッド13の読み取り信号からヘッド位置を検出する。アンプ23は、DSP7からの制御電流を増幅して、VCM10を駆動する。

【0030】

メモリ8は、偏心成分R0と、高周波偏差成分R1とを記憶する。偏心成分は、磁気ディスクの半径方向の回転周波数成分であり、メモリ8の第1の領域81に格納される。高

50

周波偏差成分は、磁気ディスクの回転周波数より高い周波数の高次周波数成分であり、メモリ 8 の第 2 の領域 8 2 に格納される。

【 0 0 3 1 】

D S P 7 においては、第 1 の演算部 7 0 は、目標位置から検出位置を差引き、位置誤差を演算する。第 2 の演算部 7 1 は、位置誤差からメモリ 8 の高周波偏差成分 R 1 を差し引く。これにより、高周波偏差成分は、制御系から排除される。制御演算部 7 2 は、高周波偏差成分が除去された位置誤差に制御演算 (P I D 演算) を行い、制御電流を算出する。

【 0 0 3 2 】

第 3 の演算部 7 3 は、制御電流に、メモリ 8 の偏心成分 R 0 を加算する。これにより、偏心成分 R 0 に追従するように、偏心制御される。

10

【 0 0 3 3 】

測定部 7 4 は、後述するように、制御電流から偏心成分 R 0 を測定し、メモリ 8 の第 1 の領域 8 1 に格納する。又、測定部 7 4 は、位置誤差と制御電流から高周波偏差成分 R 1 を測定し、メモリ 8 の第 2 の領域 8 2 に格納する。

【 0 0 3 4 】

尚、各演算部 7 0 、 7 1 、 7 3 、制御演算部 7 2 、測定部 7 4 は、D S P 7 が行う処理をブロックで示したものである。

【 0 0 3 5 】

図 3 に従い、その動作を説明する。

【 0 0 3 6 】

(S 1) 測定部 7 4 は、制御電流から偏心成分 R 0 を測定し、メモリ 8 の第 1 の領域 8 1 に格納する。

20

【 0 0 3 7 】

(S 2) 測定部 7 4 は、位置誤差と制御電流から高周波偏差成分 R 1 を測定し、メモリ 8 の第 2 の領域 8 2 に格納する。

【 0 0 3 8 】

(S 3) D S P 7 は、偏心成分に追従し、高周波偏差成分を排除して、サーボ制御を行う。即ち、第 1 の演算部 7 0 は、目標位置から検出位置を差引き、位置誤差を演算する。

【 0 0 3 9 】

第 2 の演算部 7 1 は、位置誤差からメモリ 8 の高周波偏差成分 R 1 を差し引く。これにより、高周波偏差成分は、制御系から排除される。制御演算部 7 2 は、高周波偏差成分が除去された位置誤差に制御演算 (P I D 演算) を行い、制御電流を算出する。第 3 の演算部 7 3 は、制御電流に、メモリ 8 の偏心成分 R 0 を加算する。偏心成分 R 0 を加算された制御電流は、アンプ 2 3 に与えられ、V C M 1 0 を駆動する。

30

【 0 0 4 0 】

このように、偏心成分 R 0 に追従制御するため、図 4 に示すように、磁気ヘッド 1 3 は、回転円軌跡 Z に沿って位置制御される。従って、磁気ディスクが偏心していても、位置誤差を少なくすることができる。これにより、磁気ヘッドの位置制御を安定に保つことができる。

【 0 0 4 1 】

又、トラック境界での復調変位は、不連続であり、高次周波数成分を生じる。この高次周波数成分である高周波偏差成分を排除するため、高次周波数による過渡応答を防止することができる。又、高周波偏差成分を排除するため、制御系の高域強調を防止できる。このため、図 5 に示すように、磁気ヘッド 1 3 の軌跡の振動を防止できる。

40

【 0 0 4 2 】

この例では、制御電流に偏心成分を加えている。偏心成分を、位置誤差に加える方法も有る。しかし、位置誤差は、制御演算部 7 2 の制御演算により、圧縮されてしまう。このため、偏心成分に正確に追従できない。この例では、圧縮後の制御電流に偏心成分を加えているため、偏心成分に直接追従させることができる。又、偏心成分が大きくても、偏心成分に追従制御することができる。

50

【 0 0 4 3 】

又、測定した偏心成分に追従した状態で、高周波偏差成分を測定する。このため、偏心成分を除去された位置誤差から高周波偏差成分を測定するため、正確に高周波偏差成分を測定できる。

【 0 0 4 4 】

更に、位置誤差から高周波偏差成分を除去している。不要な高周波偏差成分を制御系の入力段階で排除するため、高周波偏差成分による制御系への悪影響を防止することができる。

【 0 0 4 5 】

図 6 は、偏心測定時のブロック図、図 7 は、図 6 の逆ノッチフィルタの特性図、図 8 は、高周波偏差測定時の制御ブロック図である。 10

【 0 0 4 6 】

図 6 及び図 7 により、偏心成分の測定処理を説明する。

【 0 0 4 7 】

図 6 に示すように、制御演算部 7 2 に直列に、逆ノッチフィルタ 7 4 - 1 を設ける。逆ノッチフィルタ 7 4 - 1 の開ループ特性は、図 7 に示すように、磁気ディスクの回転周波数（基本波周波数） f_1 で、高いゲイン g を有する。位置誤差の基本波周波数の成分のみのゲインが高いため、制御系は、偏心に追従する。

【 0 0 4 8 】

D S P 7 の平均化部 7 4 - 2 は、制御演算部 7 2 の出力である駆動電流を平均化する。 20

【 0 0 4 9 】

これにより、駆動電流の偏心成分が検出される。次に、D S P 7 のフーリエ変換部 7 4 - 3 は、駆動電流のフーリエ変換を行う。離散時間関数 $X(x)$ の離散フーリエ変換値を $Y(x)$ とすると、離散フーリエ変換値は、下記 (1) 式で示される。

【 0 0 5 0 】

【 数 1 】

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}(Y_k) &= \sum_{n=0}^{N-1} \{ \operatorname{Re}(X_n) \cos(2\pi n/N) - \operatorname{Im}(X_n) \sin(2\pi n/N) \} \\ \operatorname{Im}(Y_k) &= \sum_{n=0}^{N-1} \{ \operatorname{Re}(X_n) \sin(2\pi n/N) + \operatorname{Im}(X_n) \cos(2\pi n/N) \} \end{aligned} \quad \dots\dots(1)$$

30

【 0 0 5 1 】

尚、 $\operatorname{Re}(Y_k)$ は、離散フーリエ変換の実部、 $\operatorname{Im}(Y_k)$ は、離散フーリエ変換の虚部である。

【 0 0 5 2 】

基本波抽出部 7 4 - 5 は、離散フーリエ変換から基本波成分を取り出す。この時、制御系のサンプル周波数を F_s とし、基本波の周波数を F_1 とし、 N をセクタ数とすると、離散フーリエ変換 Y_k の周波数 F_k は、下記 (2) 式で示される。 40

【 0 0 5 3 】

$$F_k = F_s \cdot k / N = k \cdot F_1 \quad (2)$$

(2) 式によれば、 F_k は、基本波又は高調波を示している。即ち、測定周期を、磁気ディスクの一回転に設定し、サンプル数をセクタ数として、フーリエ変換を行うと、各フーリエ係数の周波数は、基本波又は高調波となる。従って、基本波周波数 F_1 のフーリエ係数 $Y_1 (Y(1))$ を用いることにより、基本波成分を抽出することができる。

【 0 0 5 4 】

次に、逆フーリエ変換部 7 4 - 6 は、基本波成分を用いて逆フーリエ変換して、偏心成分（駆動電流）を再生する。逆フーリエ変換は、下記 (3) 式により示される。 50

【 0 0 5 5 】

【 数 2 】

$$\text{Re}(X_k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \{ \text{Re}(Y_n) \cos(-2\pi n/N) - \text{Im}(Y_n) \sin(-2\pi n/N) \}$$

$$\text{Im}(X_k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \{ \text{Re}(Y_n) \sin(-2\pi n/N) + \text{Im}(Y_n) \cos(-2\pi n/N) \}$$

……(2)

10

【 0 0 5 6 】

尚、 $\text{Re}(X_k)$ は、実部、 $\text{Im}(X_k)$ は、虚部である。

【 0 0 5 7 】

各サンプル毎の逆フーリエ変換値は、メモリ 8 の第 1 の領域 8 1 に格納される。ここで、逆ノッチフィルタ 7 4 - 1、平均化部 7 4 - 2、フーリエ変換部 7 4 - 3、基本波抽出部 7 4 - 5、逆フーリエ変換部 7 4 - 6 は、DSP 7 が行う処理をブロックにしたものである。

【 0 0 5 8 】

このようにして、フーリエ変換により、駆動電流から偏心成分を抽出する。フーリエ変換により基本波の抽出を行うので、逆ノッチフィルタに、急峻な特性は要求されない。

20

【 0 0 5 9 】

次に、高周波偏差成分の測定処理を、図 8 により説明する。

【 0 0 6 0 】

制御演算部 7 2 の伝達関数を「C」とし、VCM 1 0 の伝達関数を「P」とすると、制御系の外乱圧縮特性の逆特性は、 $(1 + CP)$ である。従って、偏心成分 A は、下記 (4) 式で示される。

【 0 0 6 1 】

$$A = (1 + CP) \times \text{位置誤差} \quad (4)$$

(4) 式において、 $(C \times \text{位置誤差})$ は、駆動電流であるので、(4) 式を変形して、(5) 式を得る。

30

【 0 0 6 2 】

$$A = \text{位置誤差} + P \times \text{駆動電流} \quad (5)$$

(5) 式で演算すると、(4) 式に比し、計算量が減少し、桁落ちによる計算誤差も少ない。

【 0 0 6 3 】

図 8 に示すように、制御系は、第 1 の演算部 7 0 と、制御演算部 7 2 と、第 3 の演算部 7 3 とからなる。即ち、第 1 の演算部 7 0 で、位置誤差を演算する。制御演算部 7 2 では、位置誤差から駆動電流を演算する。第 3 の演算部 7 3 は、駆動電流に、偏心成分 R_0 を加算する。従って、VCM 1 0 は、偏心成分に追従する。

【 0 0 6 4 】

この状態で、DSP 7 の平均化部 7 5 - 1 は、制御演算部 7 2 の出力である駆動電流を平均化する。DSP 7 の平均化部 7 5 - 2 は、第 1 の演算部 7 0 の出力である位置誤差を平均化する。次に、DSP 7 のフーリエ変換部 7 5 - 3 は、駆動電流のフーリエ変換を行う。DSP 7 のフーリエ変換部 7 5 - 4 は、位置誤差のフーリエ変換を行う。

40

【 0 0 6 5 】

DSP 7 のフーリエ変換部 7 5 - 6 は、VCM 1 0 の伝達関数 (フィルタ関数) P をフーリエ変換する。DSP 7 の乗算部 7 5 - 7 は、駆動電流のフーリエ変換値に、伝達関数のフーリエ変換値を乗算する。DSP 7 の加算部 7 5 - 8 は、位置誤差のフーリエ変換値と乗算結果とを加算する。次に、逆フーリエ変換部 7 5 - 9、加算結果を逆フーリエ変換して、高周波偏差成分 (位置誤差) R_1 を再生する。

50

【 0 0 6 6 】

各サンプル毎の逆フーリエ変換値は、メモリ 8 の第 2 の領域 8 2 に格納される。ここで、平均化部 7 5 - 1、7 5 - 2、フーリエ変換部 7 5 - 3、7 5 - 4、7 5 - 6、乗算部 7 5 - 7、加算部 7 5 - 8、逆フーリエ変換部 7 5 - 9 は、D S P 7 が行う処理をブロックにしたものである。

【 0 0 6 7 】

このようにして、フーリエ変換により、駆動電流と位置誤差とから高周波偏差成分を抽出する。偏心に追従制御しながら、高次偏差成分を測定するので、偏心の影響を受けずに、高次偏差成分を測定できる。又、制御系の逆モデルを用いて、高次偏差成分を測定するので、計算により高次偏差成分を抽出することができる。

10

【 0 0 6 8 】

更に、フーリエ変換しているなので、初期値を必要としない。フーリエ変換しているなので、過渡応答の影響が少ない。このため、正確に高次偏差成分を測定できる。

【 0 0 6 9 】

この例では、前述の (5) 式から高次偏差成分を測定しているが、前述の (4) 式を用いても良い。

【 0 0 7 0 】

図 9 (A) 及び図 9 (B) は、本発明の他の態様の制御ブロック図である。

【 0 0 7 1 】

図 9 (A) に示すように、メモリ 8 には、偏心成分 R 0 から高次偏差成分 R 1 を差し引いた位置フィードフォワード値を格納する。そして、第 2 の演算部 7 1 は、第 1 の演算部 7 0 の位置誤差に、メモリ 8 の位置フィードフォワード値を加算する。制御演算部 7 2 は、この補正位置誤差を駆動電流に変換する。

20

【 0 0 7 2 】

又、図 9 (B) に示すように、メモリ 8 には、偏心成分 R 0 から高次偏差成分 R 1 を差し引いた電流フィードフォワード値を格納する。そして、第 3 の演算部 7 3 は、制御演算部 7 2 の駆動電流に、メモリ 8 の電流フィードフォワード値を加算する。

【 0 0 7 3 】

このように制御系を構成しても、偏心成分に追従し、且つ高次偏差成分を排除した位置制御が可能となる。

30

【 0 0 7 4 】

次に、この D S P では、制御系の周波数特性の測定が可能である。図 1 0 (A) 及び図 1 0 (B) は、周波数測定の制御ブロック図、図 1 1 は、周波数測定のための処理フロー図、図 1 2 は、周波数測定動作の説明図である。

【 0 0 7 5 】

図 1 0 (A) 及び図 1 0 (B) において、制御演算部 7 2 の伝達関数を「 C 」、V C M 1 0 の伝達関数(メカ特性)を「 P 」とする。制御演算部 7 2 と V C M (制御対象) 1 0 とで制御系を構成する。制御演算部 7 2 は、位置誤差 P e s を駆動電流 C u r に変換する。V C M 1 0 の位置誤差 P e s は、制御演算部 7 2 に入力する。

【 0 0 7 6 】

測定用ノイズ R は、制御系に加算される。図 1 0 (A) では、測定用ノイズ R を位置に加算している。図 1 0 (B) では、測定用ノイズ R を電流に加算している。

40

【 0 0 7 7 】

測定方法は、制御系に測定用ノイズを加算する。その時の波形を取り込む。測定波形をフーリエ変換して、複素形フーリエ係数を計算し、周波数特性を求める。

【 0 0 7 8 】

メカ特性 P、開ループ特性 Z 1、閉ループ特性 Z 2、外乱圧縮特性 Z 3 は、各波形 R、X、Y、P e s、C u r から以下の式により求められる。

【 0 0 7 9 】

$P = P e s / C u r$ $Z 1 = Y / X$ $Z 2 = Y / R$ $Z 3 = X / R$ この時、一次偏心と高次偏

50

差があると、偏心及び偏差成分も測定結果に含まれ、測定精度を低下する。測定精度を上げるためには、偏心及び偏差成分を測定結果から除去する必要がある。図 1 1 は、偏心成分を簡単に除去するための処理フロー図である。

【 0 0 8 0 】

(S 1 0) 測定周波数を初期化する。即ち、パラメータ N をセクタ数とし、周波数パラメータ k を「 1 」とする。

【 0 0 8 1 】

(S 1 1) n 番目の測定用ノイズ波形 S_n を、下記式により計算する。ノイズ波形は、図 1 2 (A) に示すように、サイン波である。

【 0 0 8 2 】

$S_n = 1/N \cdot G \cdot \sin(-2 \pi n/N)$ ここで、G は、制御系への加算振幅である。

【 0 0 8 3 】

次に、平均化用積算変数 $PesSUM_n$ 、 $CurSUM_n$ を「 0 」に初期化する。更に、測定用ノイズの位相シフト量 P_1 を「 0 」に初期化する。

【 0 0 8 4 】

(S 1 2) 測定用ノイズの位相をシフトして、制御系に加算する。即ち、加算される n 番目のノイズ波形 N_n は、m 番目のノイズ波形 S_m である。尚、 $m = n - P_1$ である。

【 0 0 8 5 】

(S 1 3) 1 周期分の測定波形を取り込む。即ち、位置 PES_n と、駆動電流 CUR_n を取り込む。

【 0 0 8 6 】

(S 1 4) 測定波形の位相を戻して積算する。即ち、n 番目の位置積算変数 $PesSUM_n$ に、m 番目の測定位置 PES_n を加算して、n 番目の位置積算変数 $PesSUM_n$ を更新する。又、n 番目の電流積算変数 $CurSUM_n$ に、m 番目の測定電流 CUR_n を加算して、n 番目の電流積算変数 $CurSUM_n$ を更新する。

【 0 0 8 7 】

(S 1 5) 測定用ノイズの位相シフト量 P_1 を、1 セクタ分シフトする。即ち、位相シフト量 P_1 を $(P_1 + 1)$ に更新する。

【 0 0 8 8 】

(S 1 6) 位相シフト量 P_1 が、セクタ数 N より小さいかを判定する。位相シフト量 P_1 が、セクタ数 N より小さい場合には、ステップ S 1 2 に戻る。

【 0 0 8 9 】

(S 1 7) 位相シフト量 P_1 が、セクタ数 N 以上のときには、その周波数において、全ての位相シフト量での測定を終了したことになる。このため、測定波形を平均化する。即ち、平均測定位置 $PesRR0_n$ を、 $PesSUM_n/N$ により求める。平均測定電流 $CurRR0_n$ を、 $CurSUM_n/N$ により求める。

【 0 0 9 0 】

(S 1 8) 測定波形をフーリエ変換する。即ち、平均測定位置 $PesRR0_n$ から測定位置のフーリエ係数の実部 $Re(PesDFT_k)$ と、虚部 $Im(PesDFT_k)$ を求める。同様に、平均測定電流 $CurRR0_n$ から測定電流のフーリエ係数の実部 $Re(CurDFT_k)$ と、虚部 $Im(CurDFT_k)$ を求める。ここで、求めるフーリエ変換は、測定周波数のみとする。

【 0 0 9 1 】

(S 1 9) 周波数特性を複素形式で求める。即ち、メカ特性 P は、位置のフーリエ係数 $PesDFT_k$ を、電流のフーリエ係数 $CurDFT_k$ で割った値で得られる。その時の測定周波数 F_k は、 $K/N \cdot F_s$ により得られる。尚、 F_s はサンプル周波数である。

【 0 0 9 2 】

(S 2 0) 測定周波数変数 k を変更する。即ち、測定周波数変数 k を $(k + 1)$ に更新する。

【 0 0 9 3 】

(S 2 1) 測定周波数変数 k とセクタ数 N とを比較する。測定周波数変数 k が、セクタ

10

20

30

40

50

数Nより小さいと、ステップS11に戻る。測定周波数変数kがセクタ数以上であると、全ての周波数の測定は終了したことになる。このため、測定を終了する。

【0094】

このように、図12(A)に示すように、測定ノイズ波として、サイン波を用いる。位相を順次シフトしたサイン波をノイズとして印加する。これらサイン波を印加した時の測定波形は、図12(B)の如くである。これらを重ね合わせると、サイン波の成分、即ち、ディスクの偏心(及び偏差)成分は除去される。即ち、測定ノイズ波を順次シフトして与えた後、測定波形をシフトする前の元の位相の測定波形に加算する。これにより、ディスクの偏心(及び偏差)成分を除去した周波数特性の測定が可能となる。

【0095】

上述の実施の態様の他に、本発明は、次のような変形が可能である。

【0096】

(1) 偏心成分と高次偏差成分とを分離して測定する方法を、実施の態様で示すもので説明したが、他の方法を用いることができる。

【0097】

(2) 又、偏心成分の測定方法として、図6の構成のもので説明したが、図8の構成のものも適用できる。

【0098】

以上、本発明の実施の形態により説明したが、本発明の主旨の範囲内で種々の変形が可能であり、これらを本発明の範囲から排除するものではない。

【産業上の利用可能性】

【0099】

本発明では、回転周波数成分に追従して制御するため、磁気ディスクの偏心を正確に補正できるとともに、サーボ復調変位の不連続部分で生じる高次周波数成分を排除して制御するため、トラック境界における磁気ヘッドの振動を防止することができ、回転周波数成分に、正確に追従し、高次周波数成分を正確に排除することができる。このため、位置決め精度を向上した偏心制御が可能となり、磁気ディスク装置の性能向上に寄与する。

【図面の簡単な説明】

【0100】

【図1】本発明の一実施の形態の磁気ディスク装置の構成図である。

【図2】図1の構成の制御ブロック図である。

【図3】図2の構成の動作フロー図である。

【図4】図2の構成の制御動作の説明図である。

【図5】図2の構成の高次偏差補償動作の説明図である。

【図6】本発明の一実施の形態の偏心測定時のブロック図である。

【図7】図6の逆ノッチフィルタの特性図である。

【図8】本発明の一実施の形態の高次偏差測定時の制御ブロック図である。

【図9】本発明の他の実施の形態の制御ブロック図である。

【図10】本発明による周波数測定の制御ブロック図である。

【図11】本発明による周波数測定の処理フロー図である。

【図12】図11の処理の動作説明図である。

【図13】偏心動作の説明図である。

【図14】従来技術の説明図である。

【図15】従来技術の構成図である。

【図16】従来技術の問題点説明図(その1)である。

【図17】従来技術の問題点説明図(その2)である。

【符号の説明】

【0101】

3 リード/ライトチャンネル

4 ハードディスクコントローラ

10

20

30

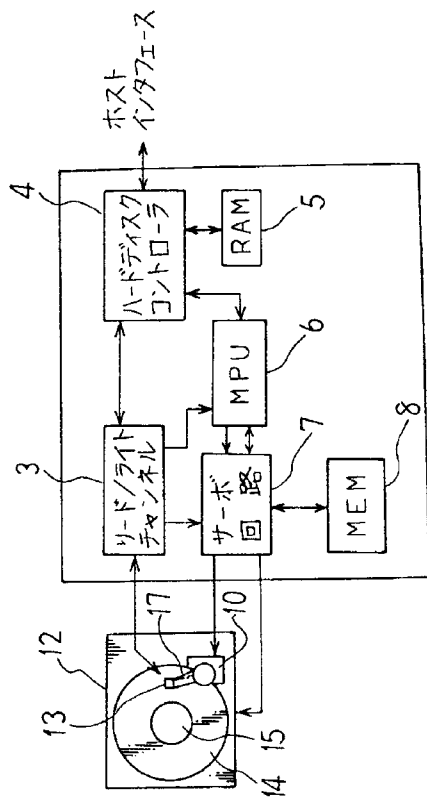
40

50

- 7 サーボ回路
- 8 メモリ
- 10 ボイスコイルモータ
- 13 磁気ヘッド
- 14 磁気ディスク
- 15 スピンドルモータ

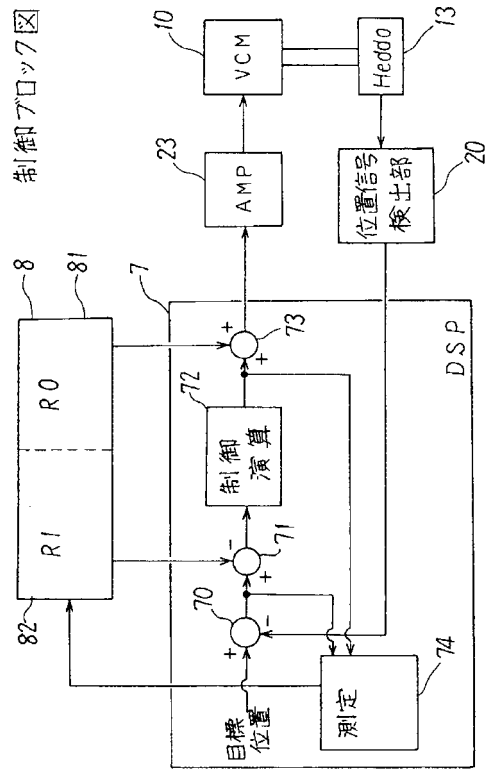
【 図 1 】

構成 図



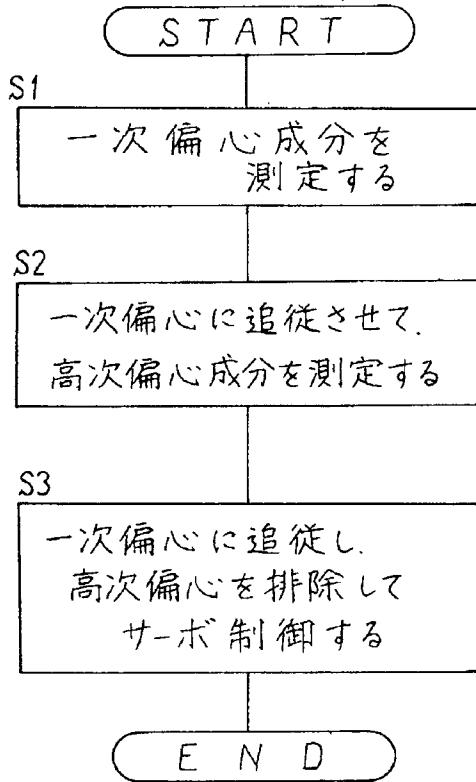
【 図 2 】

制御ブロック図



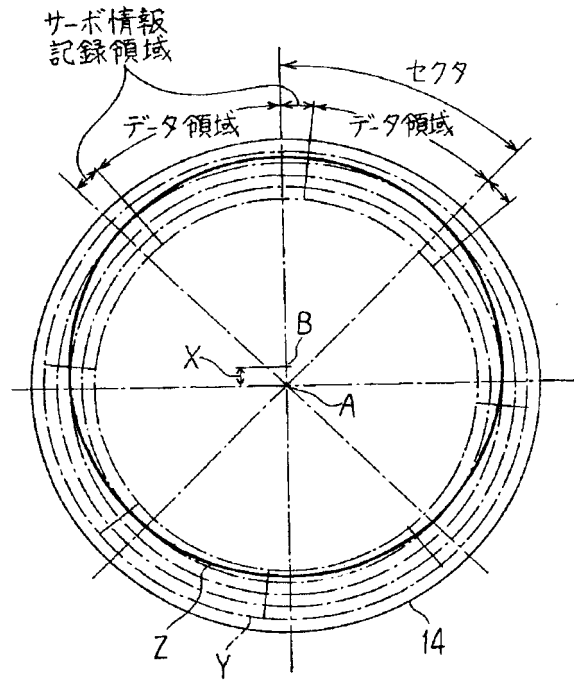
【図3】

動作フロ-図



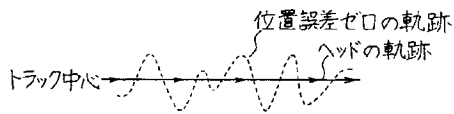
【図4】

制御動作の説明図



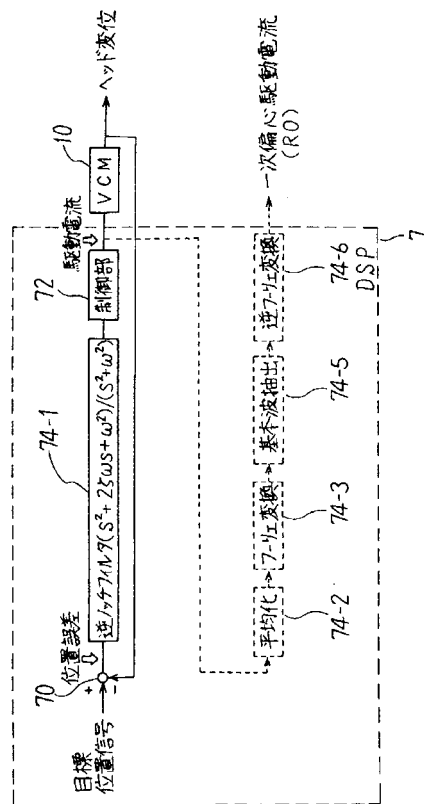
【図5】

高次偏差補償動作の説明図



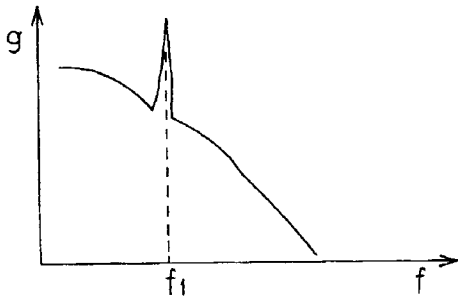
【図6】

偏し測定時のブロック図



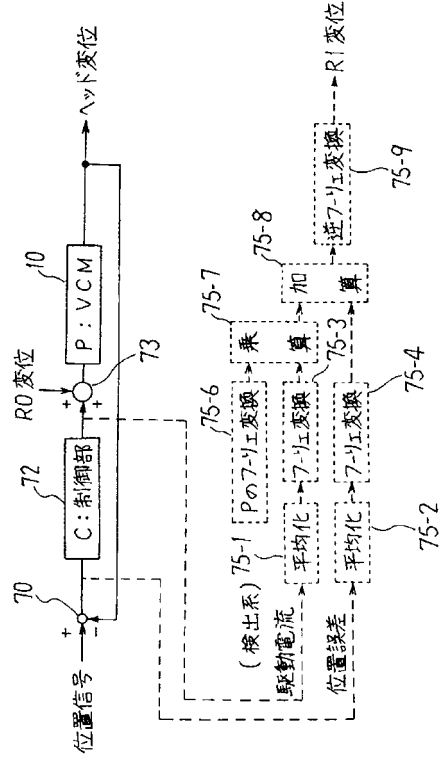
【図7】

逆ノッチフィルタの特性図



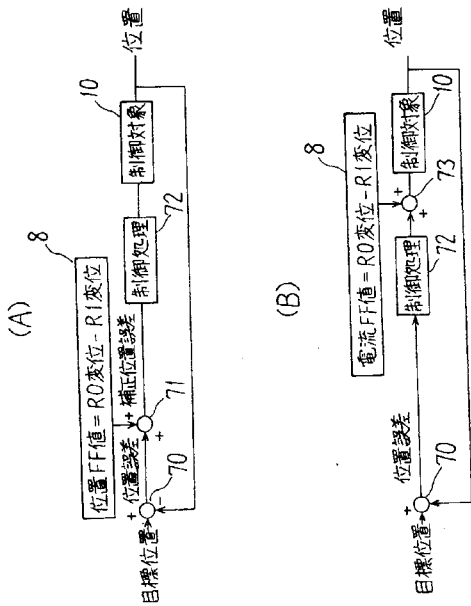
【図8】

高次偏差測定時の制御ブロック図



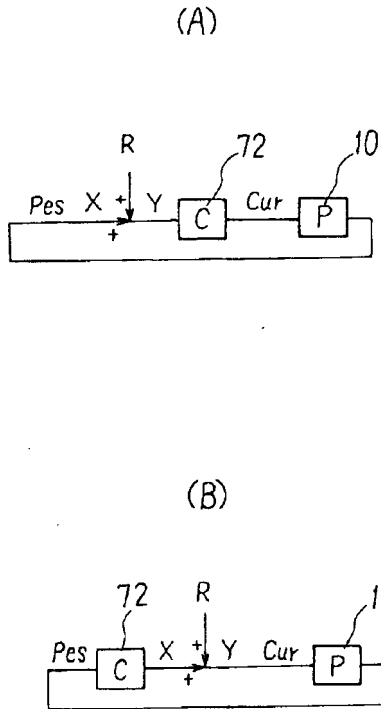
【図9】

他の実施の形態の制御ブロック図

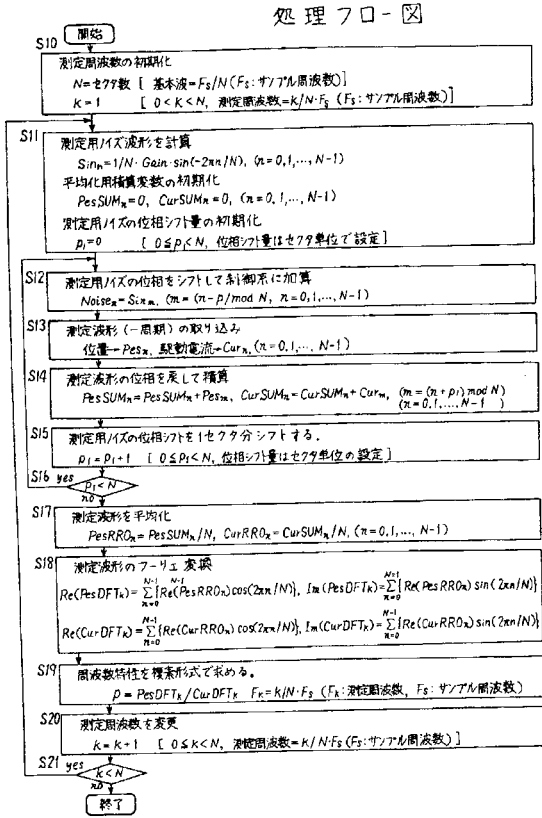


【図10】

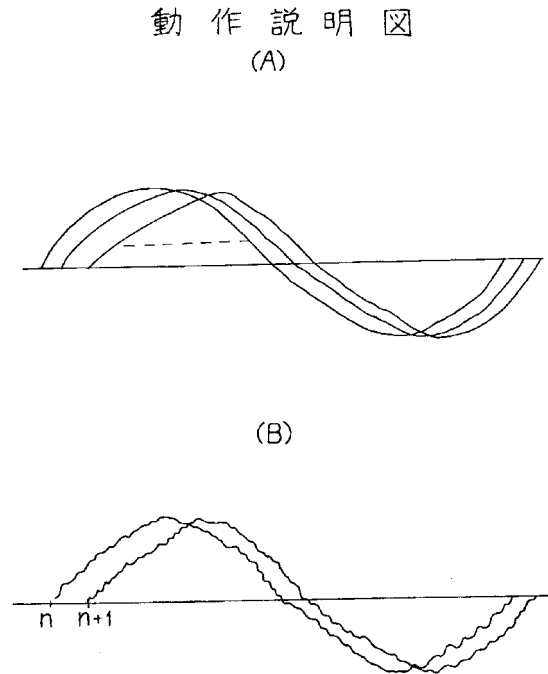
周波数測定時の制御ブロック図



【図11】

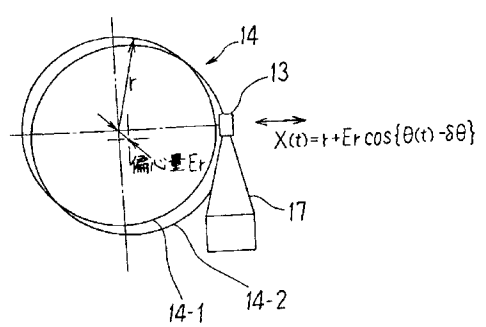


【図12】



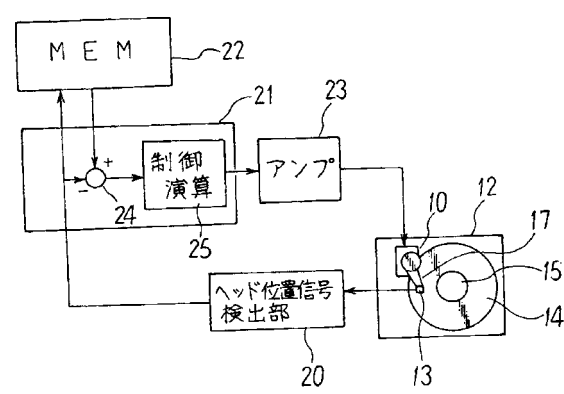
【図13】

偏心動作の説明図



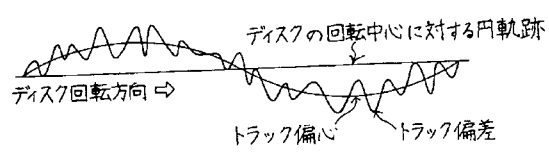
【図15】

従来技術の構成図



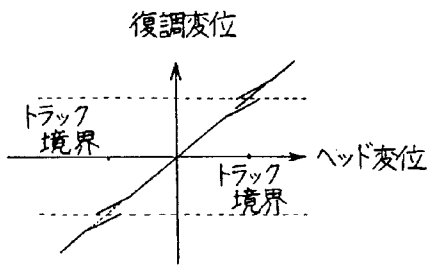
【図14】

従来技術の説明図



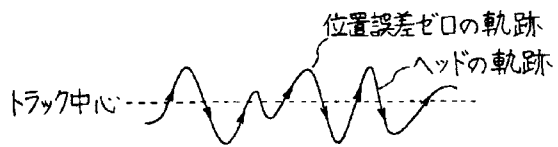
【図16】

従来技術の問題点説明図(その1)



【図17】

従来技術の問題点説明図(その2)



フロントページの続き

審査官 船越 亮

(56)参考文献 特開平11-126444(JP,A)
特開平04-038778(JP,A)
特開平01-237975(JP,A)
特開平07-050076(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl.⁷, DB名)
G11B 7/095
G11B 21/10