

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4287697号
(P4287697)

(45) 発行日 平成21年7月1日(2009.7.1)

(24) 登録日 平成21年4月3日(2009.4.3)

(51) Int.Cl. F I
G 1 1 B 21/10 (2006.01)
 G 1 1 B 21/10 V
 G 1 1 B 21/10 L

請求項の数 20 (全 19 頁)

(21) 出願番号	特願2003-144687 (P2003-144687)	(73) 特許権者	503116280
(22) 出願日	平成15年5月22日 (2003.5.22)		ヒタチグローバルストレージテクノロジー
(65) 公開番号	特開2003-346441 (P2003-346441A)		ズネザーランドビービー
(43) 公開日	平成15年12月5日 (2003.12.5)		オランダ国 アムステルダム 1076
審査請求日	平成18年5月19日 (2006.5.19)		エイズィ パルナスストーレン ロカテリ
(31) 優先権主張番号	10/153684		ケード 1
(32) 優先日	平成14年5月24日 (2002.5.24)	(74) 代理人	110000350
(33) 優先権主張国	米国 (US)		ポレール特許業務法人
		(74) 代理人	100068504
			弁理士 小川 勝男
		(74) 代理人	100095876
			弁理士 木崎 邦彦

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 ディスクドライブの振動を回転速度をもとに計算して補償する方法とシステム

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

回転方向振動の予め定められた周波数帯域の回転速度成分を検出する逆 - 起電力 (EMF) 検出器と、

前記逆 - 起電力 (EMF) 検出器に接続されこの検出器の出力を受信するハイパス (HP) フィルタとローパス (LP) フィルタと帯域制限微分器 (BLDIF) とからなるフィルタの組み合わせとを備え、

前記HPフィルタと前記LPフィルタと前記BLDIFとがそれぞれ互いに異なる周波数で選択的にサンプリングされているディスクドライブ (HDD)。

【請求項 2】

前記逆 - 起電力 (EMF) 検出器に接続している回転方向振動 (RV) 速度制御器をさらに備えた請求項1に記載のディスクドライブ。

【請求項 3】

前記RV速度制御器が完全なデジタル回路と完全なアナログ回路のうち少なくとも1つを有している請求項2に記載のディスクドライブ。

【請求項 4】

前記RV速度制御器が振動レベルが予め設定された限界を超えたときのみ動作し、不必要な電子雑音がセンサ回路を通して入る可能性を減少させる請求項1に記載のディスクドライブ。

【請求項 5】

10

20

R V速度センサを更に備え、このR V速度センサの感度が直線方向振動に対して最小化されており、そこからの出力信号がR V加振の結果として扱われる請求項1に記載のディスクドライブ。

【請求項6】

回転方向振動の予め定められた周波数帯域の回転速度成分を検出する独立した検出器と、この独立検出器の出力を受信する最適なフィルタの組み合わせを備え、前記最適なフィルタの組み合わせはハイパスフィルタ、ローパスフィルタ及び帯域制限微分器からなる5次の多項式を有するフィルタシステムからなるディスクドライブ。

【請求項7】

前記ハイパスフィルタと、前記ローパスフィルタとは、それぞれ2次のフィルタブロックからなる請求項6に記載のディスクドライブ。

10

【請求項8】

前記ハイパスフィルタと、前記ローパスフィルタと、前記帯域制限微分器とは3つの別々なフィルターステージからなる請求項6に記載のディスクドライブ。

【請求項9】

前記ハイパスフィルタと、前記ローパスフィルタと、前記帯域制限微分器とが1つのブロックに結合されている請求項6に記載のディスクドライブ。

【請求項10】

前記1つのブロックが5次の多項式からなる請求項9に記載のディスクドライブ。

【請求項11】

20

中周波数帯域の角速度成分を抽出し、

この速度成分に、それぞれ互いに異なるサンプリング値でサンプリングされた、ハイパスフィルタ動作と、ローパスフィルタ動作と、帯域制限微分動作とを行い、

トラック追従誤差を減少させる制御信号を発生するディスクドライブの振動補償方法。

【請求項12】

前記角速度成分は逆 - 起電力 (E M F) 検出器から抽出される請求項11に記載の方法。

【請求項13】

前記中周波数帯域が約100Hzから約1000Hzの帯域を含む請求項11に記載の方法。

【請求項14】

30

前記ディスクドライブが逆 - 起電力 (E M F) 検出器を有しており、

振動レベルが予め定めた限界を超えた時のみ回転方向振動 (R V) 制御器を動作させ、これにより不必要な電気雑音が前記逆 - E M F 検出器を通して侵入する可能性を減らす請求項11に記載の方法。

【請求項15】

回転方向振動 (R V) 速度検出器の直線方向振動への感度を最小にし、

その出力信号を全てR V加振の結果とする請求項11に記載の方法。

【請求項16】

前記ディスクドライブの主ボイスコイルモータ (V C M) の逆 - 起電力 (E M F) を、前記主VCMの安定性フィードバックを考慮しながら使用する請求項11に記載の方法。

40

【請求項17】

前記抽出された角速度成分を最適にフィルタリングする請求項11に記載の方法。

【請求項18】

前記最適なフィルタリングに5次の多項式が使用される請求項17に記載の方法。

【請求項19】

ベースプレートを有するディスクドライブシステムの振動を測定する方法であって、

センサから発する逆 - 起電力 (E M F) の電圧であって、センサからの前記ベースプレートの角速度成分に比例する逆 - E M F を伝達する電圧を取得し、

センサの電圧を、デジタル信号を形成するためアナログーデジタル変換するのに十分増幅し、

50

前記デジタル信号を特定の形態を有する5次の多項式を実現しているハイパスフィルタ、ローパスフィルタ及び帯域制限微分器からなる最適なフィルタの組み合わせに提供することを含む。

【請求項20】

前記多項式が複数の低次のフィルタで実現されている請求項19に記載の方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、全体としてはディスクドライブに関し、より詳細には、シータダイナミックスによるトラックずれ(TMR)を最新のアルゴリズムにより回転速度センサを用いて最小にしたディスクドライブに関する。

10

【0002】

【従来の技術】

トラック密度が増大し続けて、振動に起因するトラック追従誤差がディスクドライブの動作において極めて重大な問題になってきた。実効データ転送速度及び処理能力は回転振動により低下する。高密度(1インチあたりの高トラック数(TPI))ではディスクドライブの面内の回転振動(例えば、シータ軸)、“シータダイナミックス”と呼ぶ、は直接にトラックずれ(TMR)要因に影響を与える。

【0003】

本振動問題の対策は最新の搭載方式から精巧なセンサとサーボアルゴリズムまでのさまざまな方法で検討することが可能である。

20

【0004】

コンピュータシステムには1台以上のディスクドライブが搭載されている場合があり、各ドライブが全体としての振動環境の原因となっている。さらに、コンピュータシステム自体が外部から地震で加振されることもある。ディスクドライブのヘッド位置決め精度は自分の発する振動と近傍のディスクドライブあるいは同一筐体に組み付けられている他の周辺機器の振動の影響を受けやすい。

【0005】

1.0、2.5及び3.5型の現世代のハードディスクドライブ(HDD)は携帯環境とデスクトップ/サーバ環境で動作するようにそれぞれ設計されている。コンピュータシステムのコストと重量を下げるため、製造者は一般にHDD搭載筐体を薄板構造材で作成する。従って、コンピュータ筐体は柔構造体で振動の影響を受けやすい。このような搭載構造のためディスクドライブは内部あるいは外部から発生する振動に対して不安定なものとなっている。ロータリーアクチュエータ型のHDDはとりわけベースプレートの面内振動から影響を受けやすい。

30

【0006】

HDDのヘッド位置決めサーボシステムは3つの重要な働きをしている。最初にサーボシステムがヘッドをシークモードで速度サーボにより目標の近傍へ最短時間で移動させる。次に、ヘッドを目標トラックに積分項(例えばケイパビリティ)を有しない位置制御を用いて最小のセtring時間で位置づける。最後にサーボシステムは比例-積分-微分(PID)型位置制御のトラックフォロウモードに入る。

40

【0007】

しかしながら、シークモード中に、最大回転加速トルクに続いて減速トルクがボイスコイルモータ(VCM)式のアクチュエータから発生する。反発トルクによりベースプレートに過渡回転振動が発生し、これは読み出し/書き込みヘッドの位置決め精度に悪影響を及ぼしうるものである。しかしながら、ランダムに発生する振動はトラック追従精度に重大な影響を与える(そして若干はセtring性能にも)。本発明の以前には、HDDのアクチュエータシステムのトラック追従精度に甚大な影響を及ぼすランダム振動の問題を適切に指摘したものはない。

【0008】

50

今日の3.5型ディスクドライブは40 k T P I に達しており、2001年以後は50 k T P I を超えることが予測されている。トラック密度を上げる上での大きな問題は、振動の外乱によりヘッド位置決め精度が落ちることである。T P I の指数関数的な伸びにより、読み出し/書き込み部品のトラック位置決めが大きな課題になった。現存のサーボシステムはますます困難な動作条件下で機能を果たすため継続的な技術革新を求められている。

【 0 0 0 9 】

スピンドルモータなどの機構部品は完全には質量バランスがとれていないので、動作中に調和振動を発生する。調和振動はH D D システム全体に対して直線方向と回転方向に振動を起こす。補償がなければトラック追従誤差はトラックピッチの15%にもなってディスクドライブの“ソフト”“ハード”両方の障害発生率に悪影響を及ぼす可能性がある。この内部で発生する周期的な振動による位置決め誤差は、参考のためここに掲載する特許文献1に開示されているサーボ法により解決することができる。

10

【 0 0 1 0 】

特殊な衝撃と振動を吸収する搭載設計により、内蔵スピンドルの加振による回転振動成分は、参考としてここに掲載する特許文献2の教えるとおり、最小化される。しかしながら、内蔵スピンドルの振動を分離するのに最適化した特許文献2の搭載方法では、依然として外部から来る振動の影響を受けやすい。特許文献3で定義している基準に従った多角形に沿って防振脚を設置することによりHDDの回転振動を生ずる外部の振動の侵入が最小化される。

20

【 0 0 1 1 】

同じく参考としてここに掲載した特許文献4に第二のアクチュエータを設けて打ち消しトルクを発生させ、反撥を中和する方法が提案されている。最新のセンサと制御方式を備えたHDDでは、ランダム振動問題の対策を強化することができる。

【 0 0 1 2 】

図1に示すように、2式のPZTセンサ101、102と信号処理方式を用いて、従来のシステム100(例えば、参考のためにここに掲載しているA. Jinzenji他の「ハードディスクドライブの回転方向外乱に対する加速度フィードフォワード制御」APMRC - Nov. 6-8, 2000、TA6-01-TA6-02、特許文献5、Sidman他を参照)は、ランダム振動に対してフィードフォワード方式の対策を実施している。PZTセンサ101、102は他の技術革新なしに、それ自体で高品質の出力を発生するわけではない。図1はまたフィードフォワード補償器103と従来技術のサーボ104を示している。

30

【 0 0 1 3 】

図2A - 2Cに示すように、参考のためにここに掲載している特許文献6ではディスクドライブに2式のPZT構成システム201、202を設置しディスクドライブの質量と慣性を振動体として利用しかなりの感度で回転加速度と直線加速度を測定している。

【 0 0 1 4 】

図2(a)はヘッドディスクアセンブリ200を示し、図2(b)は加速度測定用ピエゾエレクトリック歪計201,202を詳細に示し、図2(c)は衝撃と振動を受けるユーザ筐体204に搭載されたヘッドディスクアセンブリ200を示し、2式のP Z T 201,202が角加速度と直線加速度の信号を書き込み禁止信号が発行されるコンポーネント205に入力する。

40

【 0 0 1 5 】

P Z Tを使用する上で他の問題は、P Z Tは複数の軸方向の歪に対して感度があり、シータダイナミックス以外の振動に対しても反応してしまうことである。100 - 1000 H z の帯域で忠実度の高い信号を発生するためには、P Z Tシステムは大きくなるが、その大きさは電子基板高さとディスクドライブ製造上の制約に合致しない。一方、P Z Tの寸法を小さくすると、信号品質が低下する(すなわち、特に低周波(100 H z 以下)での信号ドリフトを容易に安定化することができない)。

【 0 0 1 6 】

本発明者たちの実験の経験では、コンパクトなP Z T構成体を使用する上で重要な問題は信号の安定化とノイズである。P Z T信号が突然ドリフトすると不必要な書き込み中断が

50

発生する。2式のP Z Tを使用することにより、各P Z Tのゲインと熱感度を合わせる必要が生じ、さらに問題が複雑になる。最新の機構を採用することにより、P Z Tの所期の方向での感度を向上し他の方向での感度を最小化することができる。しかしながら、センサのコストが上がりディスクドライブ用には使用するのが困難になる。

【0017】

他の方法では、小型機構静電容量検出器（例えば、C.Hernden「回転加速度計フィードフォワードを用いてHDDの振動を打ち消す」Data Storage, November, 2000, pp.22- 28を参照）を使用して高品質のシータ加速度検出器の作成を試みている。しかしながら、センサの大きさと帯域幅とコストの点が小型電子機構センサ（MEMS）の制約になると考えられる。

10

【0018】

【特許文献1】

米国特許第5608586号明細書

【特許文献2】

米国特許第5400196号明細書

【特許文献3】

特許第2565637号公報

【特許文献4】

米国特許第6122139号明細書

【特許文献5】

米国特許第5426545号明細書

【特許文献6】

米国特許第5721457号明細書

20

【0019】

【発明が解決しようとする課題】

このように、ランダム振動の問題はHDDのアクチュエータ系のトラック位置決め精度に極めて重大な影響を与えており、従来技術では適切に解決することは不可能である。さらに、シータダイナミックスにより発生するトラックはずれ誤差を回転速度センサを用いて最小化する方法またはシステムは知られていない。

【0020】

30

従来の方法及び装置の、前述の及び他の問題点、欠点及び不利な点に鑑みて、本発明の目的はHDDのアクチュエータ系のトラック追従精度に重大な影響を及ぼすランダム振動の問題に対する方法と構造の提供に取り組むことにある。

【0021】

本発明のもう1つの目的は、シータダイナミックスによるTMR誤差を回転速度センサを用いたアルゴリズムで最小化することにある。

【0022】

【課題を解決するための手段】

本発明の第一の特徴は、直線方向及び回転方向の振動にさらされるディスクドライブ（HDD）に回転方向振動のあらかじめ定めた周波数域の回転速度成分を検出する独立センサ部と、該独立センサ部の出力を受信するため最適化されたフィルタの組み合わせを有していることである。

40

【0023】

本発明の第二の特徴は、ディスクドライブの振動補償手段が中周波域の速度成分の抽出と、トラック追従誤差を減少させる制御信号を発生することを有していることである。

【0024】

本発明の第三の特徴は、ベースプレートに有するディスクドライブシステムの振動を測定する方法において、該ベースプレートの角速度成分に比例する逆起電力（EMF）電圧を発生するセンサから出力される逆起電力電圧をセンサから得ていることである。

【0025】

50

本発明の第四の特徴はディスクドライブシステムがメインボイスコイルモータと点中心に回転可能で直線方向振動には殆ど感度を有せずメインボイスコイルモータ(VCM)の磁束を選択的に検出する逆 - 起電力 (EMF) センサを有していることである。

【 0 0 2 6 】

発明ではディスクドライブのベースプレートの剛体運動は3直線軸方向 (X、Y、Z) および3回転軸まわり (、 、) で発生すると考えている。ベースプレートのシータ面内での回転振動は、ディスクドライブで実現できるフィードバックサーボのゲインが有限であるため、トラッキング誤差の原因となる。

【 0 0 2 7 】

一式に統合された電磁起電力 (EMF) センサによりベースプレートの角速度を検出し、検出された速度を帯域制限微分器 (BLDIF) を通すことにより、フィードフォワード制御アルゴリズムを形成しトラッキング誤差を相当に減らすことが可能である。

【 0 0 2 8 】

従来システムの圧電 (PZT) センサを用いた加速度フィードフォワード方式に対して、本発明の磁気方式速度検出ではHDDの直線方向の振動など不必要な振動の検出が比較的少ない。

【 0 0 2 9 】

さらに、センサは実質的に電流ゼロの電圧検出モードで動作しているので、信号処理の条件は比較的厳しくなく、温度変動に伴う抵抗変化からの影響も少なく、電荷生成を用いたPZTセンサ法に比べ安価である。

【 0 0 3 0 】

以上、本発明の回転振動 (RV) 速度を用いたサーボ補償法は従来の方法よりも有利であることが分かる。

【 0 0 3 1 】

【発明の実施の形態】

上記の及びその他の目的、特徴及び利点は、以下の本発明の実施例の図を用いた詳細な説明からよく理解できる。図3 - 図14 (d) に本発明の方法と構造の実施例を示す。

【 0 0 3 2 】

図3では、ディスクドライブのアクチュエータがシーク中に反作用トルクを発生している。複数のドライブがアレイを形成して搭載されているコンピュータの構成では、ドライブから発生する複数の反作用が振動スペクトラムを生成する。

【 0 0 3 3 】

振動スペクトラムの形と大きさ (例えば、直線方向および回転方向の両方) はシステムに固有であるが、有限な数の高調波に分散される帯域の限定されたパワースペクトラムであることが多い。ベース板振動の特にX,Y方向およびZまわり (例えばシータ軸) の振動がTMRに影響し得る。

【 0 0 3 4 】

上記のようにTMRに大きく影響するのはシータダイナミクスである。アクチュエータの質量アンバランスはアクチュエータのピボットの直線方向振動からトルクを生じてTMRに影響するが、普通はアンバランス量は無視可能である。

【 0 0 3 5 】

スピンドルモータ軸受けの弾性もまた、回転軸のX,Y振動により望ましくないTMRの原因となる。スピンドル軸受けがボールベアリングの場合より、流体軸受けの場合はより悪化すると考えられる。

【 0 0 3 6 】

本発明はシータダイナミクスに起因するTMR誤差を回転速度センサを使用したアルゴリズムにより最小とすることを目指している。図3(a)に示すように回転検出逆 - EMFセンサ300がアルゴリズムを開発し有効性を実証するために使用されている。(低価格ディスクドライブに使用できるこのようなセンサを作成するのに要するイノベーションは上記の、参考のためここに記載するとともに出願中の米国特許No.10/153687によって実現されたことを記

10

20

30

40

50

載しておく。)

「フィードバック」と「フィードフォワード」は制御システムの分野では知られている一般的な原理である。従来システム(例えば特許文献2と特許文献3に開示されるような)はベースプレートの角加速度を測定し、同じ角加速度をアクチュエータアームに加えて対応するTMR成分を減少または除去するフィードフォワード法を採用している。測定されたRV加速度はゲインパラメータ(ノイズ削減処理とともに)により補正されてVCMアクチュエータに適用される。

【0037】

対策を実現するためには高品質のRV加速度検出技術が必要である。アルゴリズム自体は単純にゲイン調整処理である。しかしながら、信号処理の必要から、例えば信号ノイズの削減でフィードフォワードアルゴリズムを強化するイノベーションが行われ得る。

10

【0038】

本発明では開発が容易で低コストで作成できる、逆-EMFに基づくRV速度センサを使用することが望ましい。本発明の発明者たちは加速度センサの有するいかなる制約もRV速度センサを活用するアルゴリズム(例えば、方法)が見つければ解決されると認識している。

【0039】

ディスクドライブの主VCMアクチュエータの設計で同じ経験をしているのでこれに基づいてシータ軸の角運動のみを検出する速度センサを設計することができる。従って、本発明ではアルゴリズム解(逆-EMFセンサなどが使用できると仮定して)を追及している。

20

【0040】

実用レベルのコンピュータ筐体はTMRを起こす共振点を約100から約1000Hzの帯域に有している。ストレージ業界はフルシークタイム10ms以下、1/3シークタイム5ms以下のディスクドライブを作成するのが一般になっている。この特性の傾向はランダム加振周波数が100Hz以下にはないと考えられることを意味する。最高周波数帯域では、1msのシングルトラックシークが1kHzに対応する(シークパルス強度はフルシークほど厳しくはない)。

【0041】

従って、コンピュータ筐体の任意の点でのランダム加振は約100Hzから約1000Hzの間に限られる。ファンなどの冷却系は60Hzの振動を生ずるがこれは現状のサーボループで処理される。従って、最悪の場合の加振は100-1000Hzの間にあり、最も発生の可能性の高いのは1/3またはそれ以下のシーク長に起因する200-800Hz帯域である。

30

【0042】

このように、本発明はフィードフォワードモード(例えば、100-1000Hz領域が望ましい)で有効なアルゴリズムを開発することを目指としている。アルゴリズム解を低周波(<100Hz)及び高周波(>1000Hz)領域で有効である必要がないと分かれば、RVを利用したHDDのアルゴリズム解が実現可能になる。この自明ではない仕様により解の現実的な実現が容易になる。本発明で中周波帯とは100-1000Hzを意味する。

【0043】

図3のディスクシステム300に示すように、ベースプレート301のRV速度は逆-EMFセンサ302で測定され、センサ302が出力した電圧は増幅され(例えば高ゲインアンプ351で)デジタル化され(例えば、デジタル帯域制限微分器352で)内蔵アルゴリズムの動作に使用される。位置誤差信号(PES)を受信し、アンプ(積分器)354に結合している通常のサーボ353がまた表示されている。図3のセンサ構成は単に1例であり、本発明はそれに限定されるものではないことを指摘しておく。

40

【0044】

このように、図3の構成は、動きが平面内運動だけでなく、同時に多くの軸に沿った直線運動の形を取りうるので、角加速度を検出/測定するのは高価であり、場合によっては適当でないことを考慮にいれている。それゆえ従来技術のPZTセンサを使用した場合クロスカップリングが起こり得る。

【0045】

50

発明者たちは従来技術のP Z Tセンサにはそのような問題があることを認識しており、P Z Tセンサとは異なる原理で機能する逆 - E M Fセンサを用いる技術を以下のように開発した。創意に満ちた逆 - E M Fセンサの構造は前述の共出願の米国特許No.10/153687に記載されている。

【0046】

逆 - E M Fセンサの構造と磁場中でコイル動作させて逆 - E M Fを検出することは（例えば物理の基礎原理である）一般に知られているが、ディスクドライブの角加速度/運動の検出に逆 - E M Fセンサを使用した例は知られていないことを指摘しておく。

【0047】

逆 - E M Fを本用途/問題点（例えば、ディスクドライブの角運動/回転の検出）を目的として使用するの、新しくかつ例がない。実際に、アクチュエータ自体が点中心に回転支持されており、アクチュエータを動かして、そこで電圧計を使用すると電圧信号が生成される。しかしながら、アクチュエータの視点からそのような形でそのような構成が使われたことはない（あるいは以前に採用されたことも）。共出願にて説明しているように、逆 - E M Fセンサは逆 - E M F検出用のコイル、空隙に磁束を発生する磁石、低摩擦ピボット、バランス用の質量などで構成することができる。

【0048】

図4(a) - 4(d)の説明を見ると、これらの図で、方法とアルゴリズムを形成する方法を体系的に説明しており、特にディスクドライブの回転運動学の洞察に基づいて、低周波（例えば25Hzなどの周波数以下）の要素は、従来技術のサーボでそれらの周波数の誤差と振動を扱うのに十分なゲインと能力があるので、興味の対象外である。

【0049】

低周波帯域と高周波帯域は振動対策に重大な問題ではないので、ハイパス（HP）フィルタ（例えば図4(a)の説明に示す）とローパス（LP）フィルタ（例えば図4(b)の説明に示す）を使用して、電圧のデジタル化の準備を行い、その後の処理に供する。フィルタは2次のタイプの25Hzのハイパス（HP）と7kHzのローパス（LP）のフィルタ機能のものが望ましい。このように信号はハイパスフィルタとローパスフィルタを順に通る。

【0050】

LP/HPフィルタ系の出力は次に補正されて「等価加速度」の情報が抽出される。しかしながら、測定された逆 - E M F信号を単に微分しただけでは高周波（約>5kHz）の高レベルの雑音を生じやすい。理想的な微分器の伝達関数は90度の位相と周波数領域でデカードあたり20dBのゲインを有している。

【0051】

しかしながら、そのような微分器はセンサーノイズを高周波域で過剰に増幅し、ヘッド位置決めアクチュエータに好ましくない外乱を与える。したがって、最適な微分動作を行うアルゴリズムが絶対に必要である。

【0052】

中周波領域で微分機能を有する帯域制限微分器（例えば図3の352）が発明アルゴリズムの目標である。15Hzを「ゼロ」とし、7.5kHzを「極」とする一次のフィルタを選択することにより、効果的な帯域制限微分器352が設計され、特性を図4(c)に示す。

【0053】

この場合、帯域制限微分により、1kHzから7kHzの領域では微分は行われず、雑音が増幅されることも（信号の劣化も）避けられ、振動に起因する周波数から起こる同様の現象も避けられ、それゆえエラーの発生も避けられる。

【0054】

一方、300Hzから1kHzの間での同等な微分処理を得るために、微分は帯域制限微分器（図4(c)の上側の図）からの出力信号の90度位相を意味し、そして図4(c)の下側のボックスに示すように（位相プロットを示す）100Hz以下での位相は図示のように20度から60度で、そして80度に向かって上昇しその後90度に漸近していく。しかしながら、高周波の信号は制限されることが望ましく、かなり高い周波数（例えば8-9kHz）では位相は0

10

20

30

40

50

度に落ちる。

【 0 0 5 5 】

このように、100-1000Hz域で意味のある微分器を提供することが望まれる（例えば、他のどこでもハイパスとローパスフィルタリング処理による信号の位相変化と信号振幅の制限のため信号が歪んでおり、他のどこでも信号が実際に崩れている）

図 4 (d) は図 4 (a) - 4 (c) に示すハイパス、ローパス及び帯域制限微分処理の結果（スペクトラム）を示す。明らかに、100Hzで約90度の位相が示され、これに対し約1000Hzでは80度より若干下にある。このように、本発明は ± 10 度の位相進みで所期の周波数帯域（例えば100から約1000Hz）を得ることができる。よって、約90度位相の十分な位相進みをもって十分な微分処理を得ることができる。

10

【 0 0 5 6 】

このように、中周波数帯域での位相進みは75度から95度であることが分かる。中周波数帯を超えると発明のアルゴリズムは位相仕様を逸脱する。しかしながら、想定されるRVスペクトラムはこの帯域を超えてアルゴリズムの有効性を求めてはいない。25Hzのハイパスフィルタは信号の低周波ドリフトを除去するが、ローパス周波数の選択は使用するセンサーシステムに応じてある程度柔軟に選択することができる。さらにローパス周波数に関しても同じことが言える。

【 0 0 5 7 】

図 4 (a) - 4 (d) に示すように本発明の重要な特徴はハイパスとローパスフィルタが2次のフィルタブロックであることが推奨され、これに対して帯域制限微分器は1次のフィルタ

20

【 0 0 5 8 】

このように3ブロックは個別のフィルターステージと理解することができる。あるいは、3ステージを1次の（例えば、5次（ 5^{th} ）の多項式）ブロックに結合することもできる。3ステージが望ましい場合は、ステージの組み合わせが5次に等価であれば、HP, LP及びBLDIFのどのような組み合わせを選ぶことも可能である。ハイパスフィルタ（あるいはローパスフィルタ）のいずれかが望ましくない場合は4次のブロック及び1次のブロックを採用することが可能であることも確認しておく。

【 0 0 5 9 】

しかしながら、好ましい多項式は5次のフィルタを最適に実現した図 4 (d) の形をとり、少し低いあるいは少し高い次数のモデルで実現されるであろうことさらに確認しておく。すなわち、モデルは図 4 (d) に示す形より少し高いあるいは少し低い次数に適合でき、同じレベルの機能を果たすことができる。

30

【 0 0 6 0 】

以下にフィルタを相互に順番付ける方法及びフィルターステージのサンプルレートの選定法を説明する。デジタルフィルターを実用的に作成する場合、従来のコントローラとは異なるサンプルレートを選択する必要がある場合がある。

【 0 0 6 1 】

図 5 に本発明によるシステム500の実験（研究）装置を図示する。円形の台は電流ドライバー502 / テーブル - アクチュエータ系（テ - ブル、アクチュエータは図示していない）に駆動されるRVテーブル501を有している。評価中のHDD503はドライブの電子回路にアクセスできるようベースプレートを上に向けてテーブル501上に設置されている。

40

【 0 0 6 2 】

図 5 に示すように、ヘッド信号（図示されていない）が電子回路504から抽出され、特製のPES解読回路504により要求されるPESが解読される。

【 0 0 6 3 】

HDD503のボード上のコントローラは実験のため作用を停止し、外部の信号処理システムがコントローラとして使用される。外部コントローラはトラック追従モードで従来技術のPIDと同様のコントローラの機能を実行する。アンプ511への入力を通常のサーボ510から出力しているのが示されている。信号Cはヘッドとトラックとの誤差を示す誤差信号を表す

50

。

【 0 0 6 4 】

ディジタル帯域制限微分器507からもう1つの信号がアンプ511へ入力され、比較処理が行われVCM/アクチュエータ（図示せず）に駆動信号が送られる。

【 0 0 6 5 】

逆 - E M F センサ505（例えば図3(a)に示す302と同様）が作成されテーブル501上にRVテーブル501の回転中心（円の中心）から離れて設置されRVにより生成された電圧は高ゲイン（-1000）回路506で増幅される。

【 0 0 6 6 】

RV逆 - E M F 出力は高ゲインアンプ506を通して帯域制限微分器507が組み込まれているディジタル信号処理システム（例えば、トラック追従コントローラを実現したものと同じ）へ送られる。

【 0 0 6 7 】

振動検出の参照とするため、1式の高品質のPZT加速度計508が使用され、アンプ512を通して信号が送られる。

【 0 0 6 8 】

ダイナミック信号解析器（DSA）509が伝達関数測定機能を果たす。多様な点（A、B、C及びD）がDSA509に接続されデータが解析される。すなわち、信号Cと信号Dの比、信号Bと信号Aの比など多様な伝達関数の形態が調査されることができる。

【 0 0 6 9 】

図6(a) - 6(b)にRV速度センサを用いたコントローラの伝達関数（周波数領域でのB点とA点の比）の測定結果を示す。このように、コントローラは図4(d)（図4(d)の上下の線）の伝達関数計算結果（多項式）と対応している。

【 0 0 7 0 】

$v(n)$ をコントローラへの入力（図5のA点）とし、 $y(n)$ をコントローラの出力（図5のB点）とすると、この場合の有効な時間領域での計算式は（例えば、5次の多項式）は次の（1）式ようになる。

【 0 0 7 1 】

【 数 1 】

【 数 1 】

$$y(n) = k1 v(n) + k2 v(n-1) + k3 v(n-2) + k4 v(n-3) + k5 v(n-4) - k6 y(n-1) \\ - k7 y(n-2) - k8 y(n-3) - k9 y(n-4) \quad (1)$$

【 0 0 7 2 】

ここで、 n 、 $n-1$ 、・・・はそれぞれの変数の時間遅れサンプルに対応し、 $k1$ 、・・・、 $k9$ は本発明に基づく所期の特性を得るために選択されたゲインに対応する。

【 0 0 7 3 】

ゲインは一般には定数であるが、アルゴリズムの効果を向上するために、ドライブシステム特性あるいは振動環境に応じて更新することが可能である。

【 0 0 7 4 】

上記の計算式はHP、LP及びBLDIFフィルタの合成と等価である。浮動小数点演算器を有するHDDシステムでは本計算式は直接実行することができる。低パワーの整数計算プロセッサのHDDの場合は、以下に説明するように、各フィルタ機能を独立した信号処理ブロックとして有することが必要と考えられる。

【 0 0 7 5 】

図7(a)と7(b)にRVコントローラアルゴリズム作成時に使用した逆 - E M F センサ（例

10

20

30

40

50

えば図5の505)の伝達関数測定結果を示す(出力としてA点、入力としてD点の信号の比)。速度/角加速は周波数領域で測定される。

【0076】

出力は逆-E M F センサ505の電圧(増幅後)であり、入力は R V テーブル上に設置された(例えば図5の501)高品質直線方向加速度計508で測定されたセンサ505に加わる回転加速度に対応する電圧である。

【0077】

約40 Hz 以下の周波数ではセンサ特性はピボット剛性で支配されることが分かる。約40 Hz を超えるとセンサ特性はその慣性に支配される。

【0078】

図7(b)に示す位相特性はピボットに起因する減衰効果を示している。理想的には、搭載されている台の回転速度を抽出するため、センサは90度の位相ずれとデカードあたり20 dB の減衰を有することが必要である。100Hzから800Hzの中周波数ではセンサ特性は本仕様にほぼ合致するが、完璧にはない。このように、センサ/コントローラの構成の自明ではないが有している潜在特性を明らかにするためにはさらに実験的評価が必要である。

【0079】

図7(a) - 7(b)に示すように、発明の最も関心のある周波数帯域は約100から約1000Hzであることを再度確認しておく。すなわち、本発明が関心を有する主たる活動はこの領域の中にある。

【0080】

例えば、一般的なディスクハウジングのトラック追従誤差(TMR)共振周波数は約100から約1000Hzの帯域にある。一般的に、5 ms シーク(5 ms の方形なパルス生成する、現在の平均シークタイム)は200Hzに対応し、10 ms シークは100Hzに対応する。他の使用されるパルスは1 ms から3 ms の間にある。2 ms パルスは約500Hzに対応する。一般に1 ms より短いシーク(1 kHzに対応する)は存在しない。

【0081】

このように、センサの有効な部分は約10 - 1000Hzの帯域で動作する。従って、創意に富む方法を使用している本発明のセンサは独立のセンサとして使用することができる。

【0082】

図8に3つの条件下でのR V のP E S への効果を示す。すなわち、図8に出力P E S (例えば、図5の信号C)と入力R V (例えば、P Z T 出力で測定された信号B)との比を示す。

【0083】

従来技術の場合の801は補償制御(例えばフィードフォワード)のためのR V 加速度あるいは速度検出がないときの波形である(補償制御はフィードフォワードなし)。このように、1単位G入力(例えば、100 Hz で40 dB)に対して、位置誤差信号(P E S - 信号C)の1トラック幅の誤差は256ビットに相当する。従って、100ビットは約半トラック幅に相当する。このように、従来技術の場合40 dB (1 G)は100ビットに相当し、従来技術のサーボループの構造では問題を解決することはできない。

【0084】

つぎのケース802では、高感度P Z T (例えば、高価な2重P Z T センサ)を有する最善の構成で、P Z T 信号はL P、H P フィルターされアクチュエータにフィードフォワードされる。このようにP Z T 加速度法に示すように性能は良いが、コストが極めて高くなりさらにサイズも大きくなる。

【0085】

802の波形に示される興味あるケースはR V 速度基準の制御である。両方のセンサは類似の振動除去特性を有するが、逆-E M F センサ(例えば曲線803で示される)はP Z T 基準の制御より減衰が小さい(8 - 10 dB)。さらに逆-E M F センサはP Z T 法より大幅に安価でサイズも小さくディスクドライブの機構部品の中に使えるスペースを確保することが可能である。

10

20

30

40

50

【 0 0 8 6 】

最良の P Z T システムに比較する性能を出せるように逆 - E M F センサを最適設計できることが分かった。実際、150 H z 以下の低周波数では逆 - E M F に基づく構成で改善された補償が施される。検出と制御の方法が基本的に異なるので伝達関数 (T F) も相違する。 T F は正弦波掃引法で求められる。

【 0 0 8 7 】

図 9 (a) - 9 (b) にランダム回転方向振動に対する動作特性を示す。図 9 (a) は実験的に生成したランダム R V のスペクトラムである。スペクトル特性は特別なプログラム可能な波形発生器を用いて生成され、サーバーシステムで一般的に見られる R V 特性を模擬している。図に示すように振動スペクトラムには実験テーブルの加振により発生する約 300 H z と約 600 H z に山がある。

10

【 0 0 8 8 】

図 9 (b) はランダム回転方向振動に対する動作特性を示し、より詳細には入力 RV 値 22.8 r/s^2 に対応する PES (1 シグマ) 値を示す。従来技術の制御では PES 値は 21 あるいは 22 - ビット (1 シグマ) と 4 倍になることが示されている。

【 0 0 8 9 】

RV 速度センサに基づく制御では、PES 値は、12 から 13 ビット (13 dB) に低下し、ほぼ理想的な P Z T (例えば高品質、高価な 2 重 P Z T センサ構成) では、さらに 11 ビット (11 dB) まで改善される。振動がないときには、6 ビットが観測されるだろう (例えば、従来技術のサーボ制御での静止状態で) 。

20

【 0 0 9 0 】

図 10 (a) は対応する PES のパワースペクトラム (例えば、サーバのランダム振動 PES のスペクトラム) を示す。RV センサーに基づく制御の約 60 Hz から 100 Hz での有効性が見える。

【 0 0 9 1 】

350 Hz から 525 Hz 間の帯域でのランダム RV に基づく PES の詳細を図 10 (b) に示す。各構成 (従来技術、R V 速度及び P Z T 加速度) で PES パワー密度が段階的に減少するのが見える。すなわち、静止状態と補償状態の阻止特性から 200 - 300 H z 領域での優位性が示されている。さらに、「山」の部分に振幅の減少が示されている (図 9 (b) の 1 シグマ値の山を参照) 。

図 11 (a) - 11 (c) に R V 速度センサに基準のコントローラの有無での一定正弦波 R V 加振 (例えば 100 Hz、 18.6 rad/s^2 の正弦波角度振動) の結果を示す。図 11 (a) では、速度センサが振動入力を受信し、さらに信号を出力する。

30

【 0 0 9 2 】

実質的な PES 振幅の減少は従来技術のサーボでのトラック追従状態を示す図 11 (b) と速度検出トラック追従状態 (フィードフォワードによる) を示す図 11 (c) を比較すると見ることができる。

【 0 0 9 3 】

図 12 にシステム 1200 に、逆 - E M F センサ 1201 と LP 1202、HP 1203 及び B L D I F 1204 を有する対応フィルタ列を実際に適用した例を示す。LP 1201 を第一ステージとして使用すると高周波成分が直ちに除去される。サンプリング周波数 f_2 は従来技術のコントローラの周波数 f_1 に等しくても異なっても良い。高サンプリング周波数の方が中周波数帯域で位相ロスが減少するので望ましい。

40

【 0 0 9 4 】

しかしながら、トレードオフとして、サンプリング周波数とコーナー周波数 (例えば、B L D I F の 15 H z と HP の 25 H z) の差が大きくなると、HP 及び B L D I F フィルタの定数 (A、B 及び C) が大きくなってしまふことがある。大きな定数を有限の整数語長のプロセスで保持するのは困難である。従って、実施条件に合うように f_2 を選択できることが重要である。フィルタ周波数の選択において、有限語長の制約を満たすため、各フィルタ HP、LP 及び B L D I F が異なる周波数で動作することを選択することが必要となることもありうる。

50

【0095】

図12に示すフィルタ後のゲイン「 k 」は振動補償が必要でないとき、スイッチ（例えば「 $k=0$ 」はフィードフォワード制御なし）として使用することができる。HDDが1台のみ使用されているとき、ランダム振動は殆ど発生せず、RV速度センサを読める管理コントローラがゲイン k をゼロに設定してフィードフォワード処理を無効にすることができる。

【0096】

図12はまたアナログアンプ1205、管理コントローラ1206、トラック追従回路1207、さらに各種サンプル回路1208A、1208B及び1208C、足し算回路1209、アクチュエータ電流ドライバ1210及びアクチュエータVCM1211を示している。

【0097】

本発明は、全てアナログ電子回路で実施することも、全てデジタル電子回路で実施することも、その組み合わせで実施することも可能であることを図12は示していることを指摘しておく。装置をプログラミングできる（例えば製造後に）ことからデジタル電子回路の方が望ましい。

【0098】

図12に示すフィルタリングの適用は単なる代表例であることをさらに加えておく。すなわち、上述のように、LP、HP及び/またはDIFの組み合わせは単に「ブラックボックス」で5次の多項式（例えば上記の方程式による）のフィルタ1212を表しており、含まれるコンポーネントは上記のように低次のフィルタステージ1、ステージ2及びステージ3コンポーネントであると考えることができる。

【0099】

上記のように、本発明は他に類例がなく、自明ではない特徴を有しており、独立したセンサから得られる逆-EMF信号に基づいて動作する1つの方法（アルゴリズム）が開発された。主アクチュエータVCMも逆-EMFを発生するが、トラック追従制御動作の影響に支配される。インテリジェント電子回路を通して2つの逆-EMF（すなわちトラック追従とRV）の成分は分離される。このように主アクチュエータの逆-EMFを制御の向上あるいはRV推定に活用することができる。

【0100】

図13に主アクチュエータの逆-EMFがRV制御に利用されているシステム1300の構成を示す。図13では、逆-EMF推算器1301が総合アクチュエータ電流コマンド、トラック追従電流コマンドおよびHDD温度（センサ1304が使えれば）情報を選択したサンプリング周波数で受信する。このブロックの出力は、ベースプレート1305と主アクチュエータVCM1306の相対運動に対応する逆-EMFの推定値である。BLDIF1302と安定補償器1303は、この第二のフィードバックループを完成している。アンプ1307と通常のサーボ1308も示されている。

【0101】

トラック追従コマンドに基づくアクチュエータの動作がこの第二の制御ループ（要素1301、1302及び1303）の影響を受けてはならないことが示されている。図13に示す方法に対する制約は同じ主VCMから得られるPESと逆-EMFが独立ではないことで、逆-EMFを従来技術のフィードバックに加えて第二のフィードバックループとして使用すると制御を混乱させ、不安定になる場合までである。しかしながら、新しいアルゴリズムの開発でRVの強化が可能になった。

【0102】

図14(a) - 14(d)に本発明に使用する速度センサの応答した過渡振動のパターンへの効果を示す。詳細には、図14(a)は従来技術のPZTセンサの応答を示し、図14(b)は本発明による速度センサの応答を示す。図14(c)はフィードフォワード補償のないときのアクチュエータ位置誤差(PES)を時間軸上で示し、図14(d)はフィードフォワード補償により改善したPESを示す。

【0103】

上記のハードウェア/ソフトウェア環境に加えて、本発明の別の方式ではコンピュータに

10

20

30

40

50

より上記の方法を実現することができる。例えば、この方法は上記で説明した環境で実現することができる。

【0104】

この方法は、例えば、機械で読み取り可能な命令の連続を実行するデジタルデータ処理機器として実現されるコンピュータを操作することにより実現可能である。これらの命令は各種の信号保持媒体に保存可能である。

【0105】

信号を保存する媒体としては、例えば高速アクセスストレージであるCPU内のRAMが挙げられる。あるいは、CPUから直接または間接にアクセスされる磁気データ保存ディスクなど、他の信号保存媒体に命令を保存することも可能である。

10

【0106】

ディスク、コンピュータ/CPUあるいは他のどこであったとしても、命令を機械で読み取り可能な、DASDストレージ（通常の「ハードドライブ」またはRAIDアレイ）、磁気テープ、電子的読み取り専用メモリ（例えば、ROM、EPROMまたはEEPROM）、光ストレージ装置（例えばCD-ROM、WORM、DVD、デジタル光テープなど）紙「パンチ」カード、あるいは他の、デジタル及びアナログ通信回線及び無線などの通信媒体も含めて、適当な信号保存媒体などの多様なデータ保存媒体に保存することができる。本発明の実施例の説明図では機械読み取り可能命令は「C」言語などからコンパイルされたソフトウェアのオブジェクトコードとなっている。

【0107】

本発明をいくつかの好適な実施例を用いて記述したが、本技術分野に習熟した人には、発明の趣旨と特許請求項の範囲で修正して発明を実施することが可能であることが理解される。

20

【0108】

【発明の効果】

本発明によれば、HDDのアクチュエータ系のトラック追従精度に重大な影響を及ぼすランダム振動の問題に対する方法と構造を提供することができる。また、シータダイナミクスによるTMR誤差を回転速度センサを用いたアルゴリズムで最小化することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】従来手法によるPZTセンサ101,102を用いた加速度フィードフォワード制御を示す図である。

30

【図2】従来手法の角加速度の検出におけるPZTセンサ2式201,202の使用法を示す図である。

【図3】ディスクドライブ300の逆起電力（EMF）検出法とフィードフォワードループ（アルゴリズム）を示す図である。

【図4】図3のフィードフォワードループ（アルゴリズム）の要素、ハイパスフィルタ（図4(a)）、ローパスフィルタ（図4(b)）、帯域制限微分操作（図4(c)）、及び図4(a) - 4(c)の合成伝達関数（図4(d)）をそれぞれ示す図である。

【図5】RV制御とセンサの利点を評価するための実験装置を示す図である。

【図6】帯域制限微分方式のRV制御器の伝達関数の測定結果を示す図である。

40

【図7】逆EMFセンサ（入力：RV加速度、出力：逆EMF）の伝達関数の測定結果を示す図である。

【図8】さまざまな制御条件におけるRV加速度の入力に対応する位置誤差信号（PES）の伝達関数の測定結果を示す図である。

【図9】それぞれRV振動入力と対応するPES（1シグマ）特性の周波数スペクトラムを示す図である。

【図10】コントローラとセンサの各構成でのPESの周波数スペクトラムを示す図である。

。

【図11】固定周波数での正弦波加振に対する応答を示す図であり、より詳細には図11(a)は正弦波角方向振動入力を示し、図11(b)は従来技術のトラック追従状態を示し、そ

50

して図 1 1 (c) は速度検出方式のトラック追従状態を示す。

【図 1 2】本発明のRV速度フィードフォワードアルゴリズムの方式を示す図である。

【図 1 3】逆 - E M F 生成装置として作用する主アクチュエータボイスコイルモータ (V C M) を示す図である。

【図 1 4】過渡振動への従来技術のPZTセンサ (図 1 4 (a)) と本発明に使用する速度センサ (図 1 4 (b)) の応答、及びフィードフォワード補償のない場合のアクチュエータの位置決め誤差と時間経過後の位置決め誤差 (PES) (図 1 4 (c)) とフィードフォワード補償によるPESの改善結果 (図 1 4 (d)) を対応して示す図である。

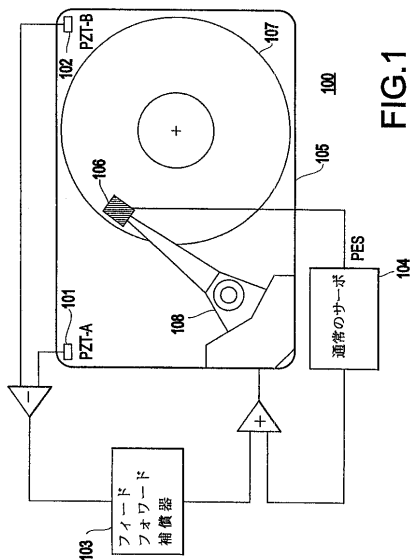
【符号の説明】

300,503... ディスクシステム、
301... ベースプレート、
302,505,1201... 逆 E M F センサ、
351,506,1205... 高ゲインアンプ、
352,507... デジタル帯域制限微分器、
354,511... アンプ (積分器) 、
1202... ローパスフィルタ (L P) 、
1203... ハイパスフィルタ (H P) 、
1204... 微分器 (D I F) 、
1206... 管理コントローラ、
1207... トラック追従回路、
1208A,1208B,1208C... サンプル回路、
1209... 足し算回路、
1210... 電流ドライバー、
1211... アクチュエータ V C M 。

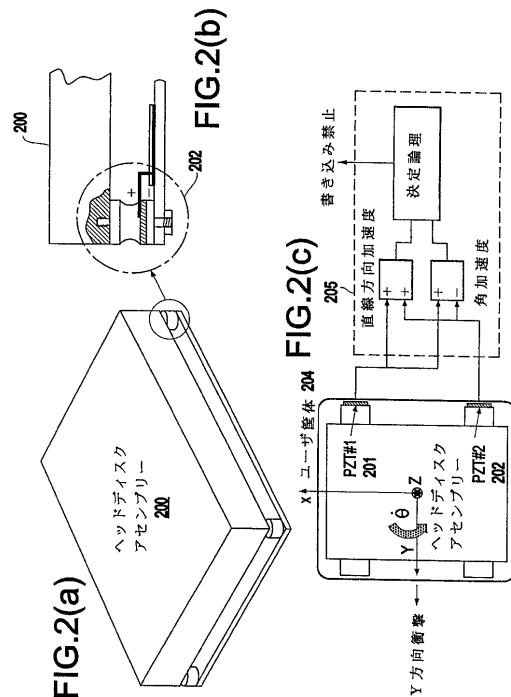
10

20

【図 1】



【図 2】



【図 3】

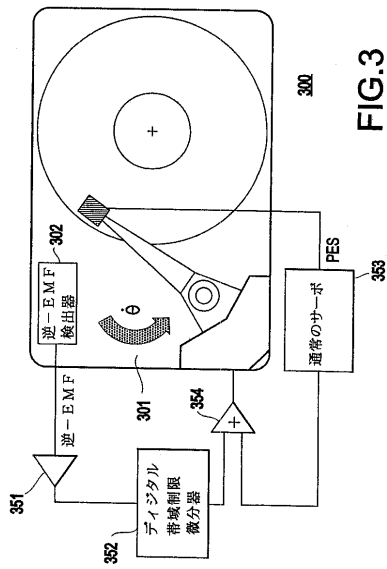
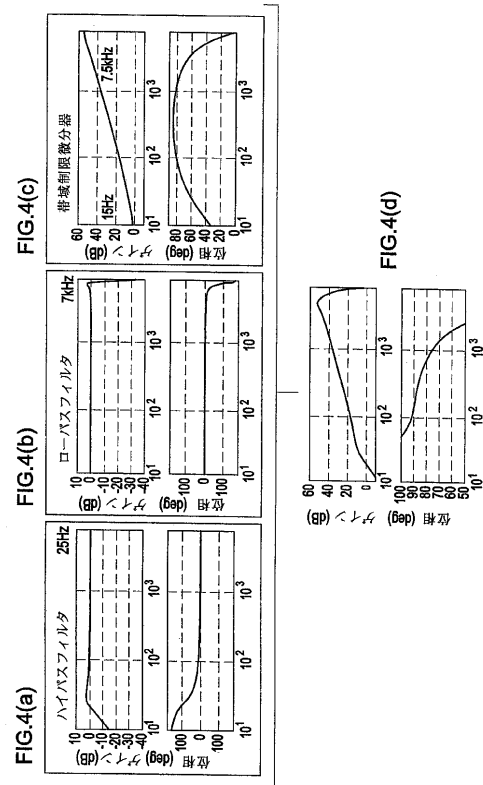


FIG.3

【図 4】



【図 5】

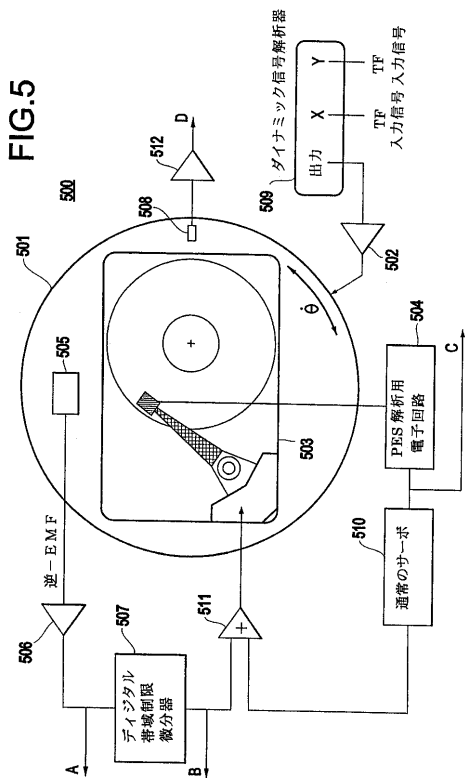


FIG.5

【図 6】

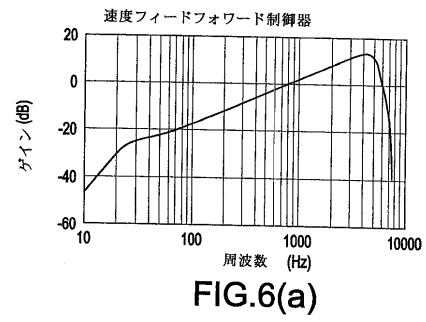


FIG.6(a)

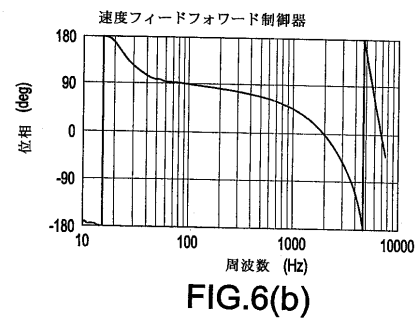


FIG.6(b)

【図 7】

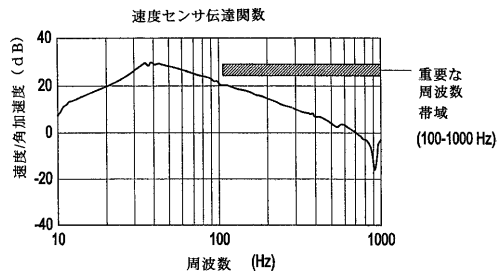


FIG.7(a)

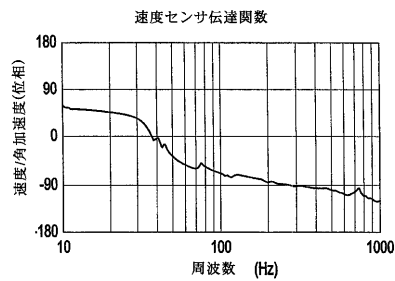


FIG.7(b)

【図 8】

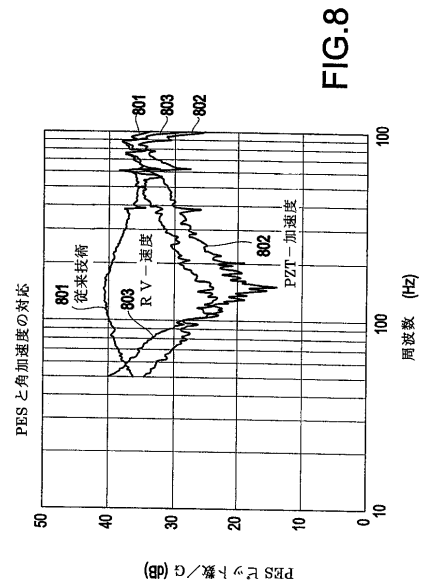


FIG.8

【図 9】

- サーバ筐体で実験的に発生させたランダム回転方向振動スペクトラム
- 入力 RV = 22.8 dB / s² での 1 シグマ値

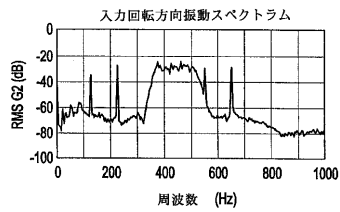


FIG.9(a)

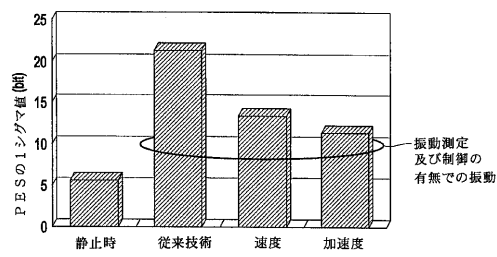
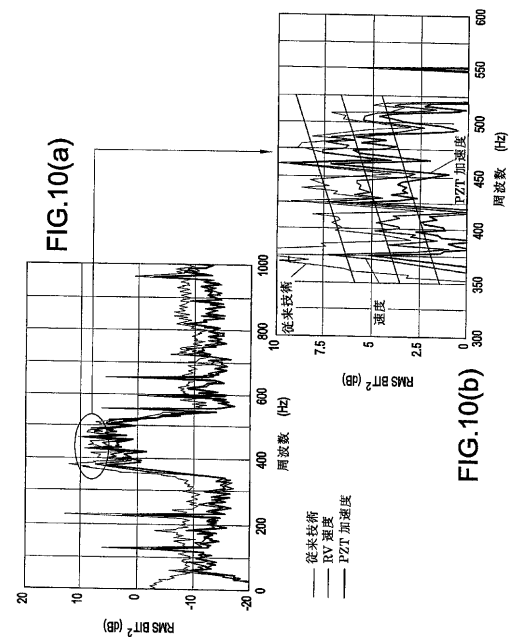
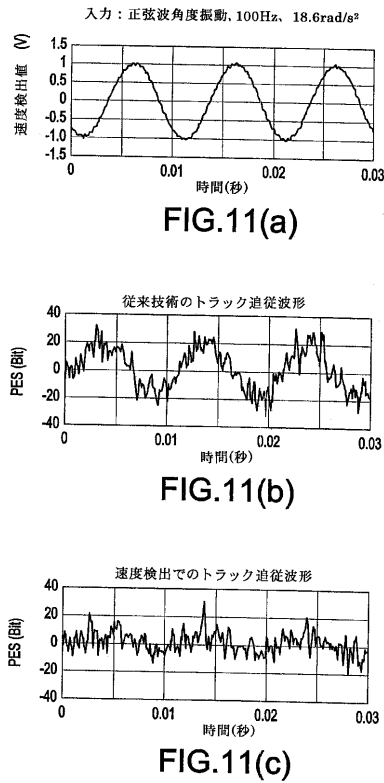


FIG.9(b)

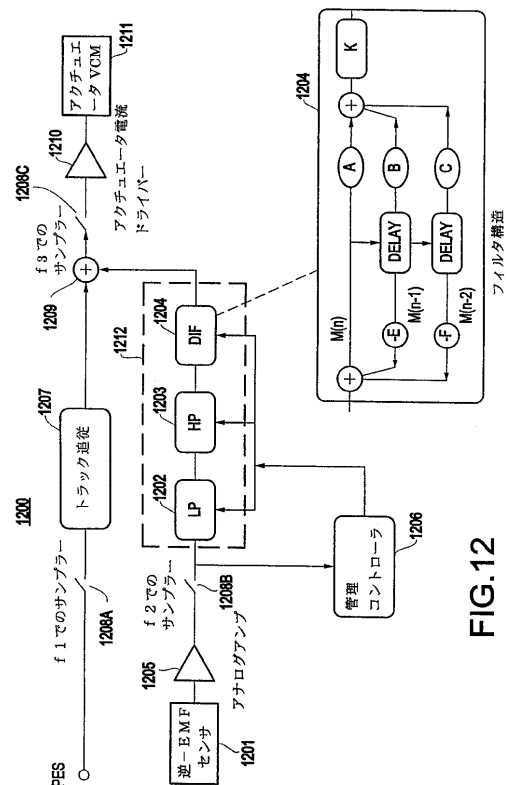
【図 10】



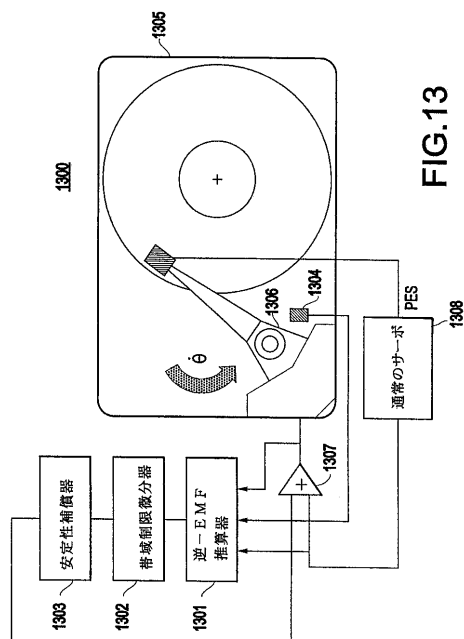
【図 1 1】



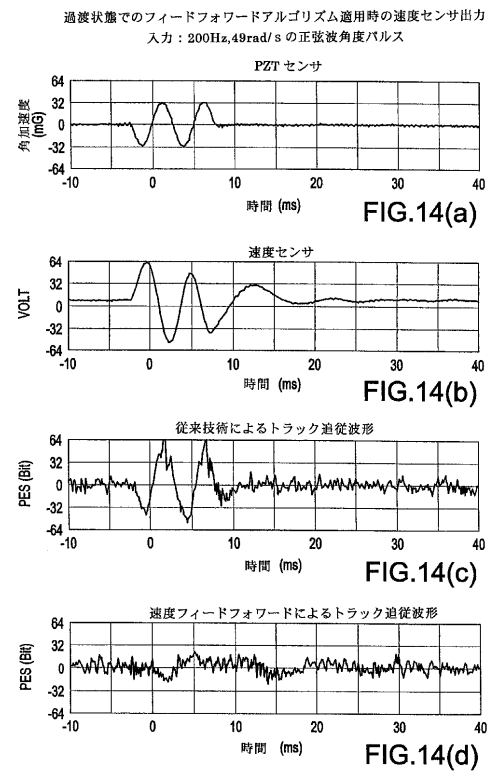
【図 1 2】



【図 1 3】



【図 1 4】



フロントページの続き

- (72)発明者 スリ・エム・スリ・ジャヤンタ
アメリカ合衆国10562 ニューヨーク州オッシニング シアウッドアベニュー32
- (72)発明者 ハイエン・ダン
アメリカ合衆国10954 ニューヨーク州ネイヌエット フェアビューアベニュー5
- (72)発明者 アルン・スパーマ
アメリカ合衆国10804 ニューヨーク州ニューロッチェル ワインディングブルックロード51
- (72)発明者 米田 勲
神奈川県小田原市国府津2880番地 株式会社日立グローバルストレージテクノロジーズ内

審査官 井上 和俊

- (56)参考文献 国際公開第99/063537(WO, A1)
特開平03-102683(JP, A)
特開2001-344881(JP, A)
特開昭63-204303(JP, A)
特開平08-329633(JP, A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
G11B 21/10