Long-Span Seek Control System for Hard Disk Drive without Mode-Switching

Shinji Takakura Member (TOSHIBA Research and Development Center)

Keywords: hard disk drive, long span seek, observer, multi-rate control

In a Hard Disk Drive (HDD), there are plural control systems, and the head is moved to the target position while changing the control systems. However, the changing of the control system causes a discontinuous control signal, which activates the resonance mode of an actuator. Therefore, a single control system that can be used for both a seek control mode and a head positioning control mode is necessary for narrow track pitch. The proposed control system is shown in Fig. 1.

In the proposed method, the feedback controller is decomposed to an integrator $C_1(z)$ and a phase compensator $C_2(z)$. The VCM model is updated by the output of the phase compensator through K, and the VCM is controlled by the output of the integrator and the velocity feedback controller. In this method, the velocity feedback gain G_v is set so that $(\mathbf{A} + \mathbf{BL})$ has 0 eigenvalue, and the eigenvector is selected as K. The frequency characteristic of the proposed method in the tracking mode is the same as in the conventional method by using these K and G_v . Here, L is the state feedback gain that is determined by G_v and the inclination of the target velocity near target position. However, if this feedback gain G_v is used in the seek mode too, the control signal is strongly influenced by the position noise, and the change from acceleration to deceleration is steep. Therefore, the resonance modes of an actuator are activated in the seek mode. Thus, in the seek mode, the velocity feedback gain αG_v is used in order to decrease the influence of the position noise and smooth the current shape. Here, α is changed step by step as shown in Fig. 2. An α is small when the head is far from the target position, and is 1 when the head is close to the target position.

In order to evaluate the proposed method, three methods are



Fig. 1. Proposed seek control system

examined. The experimental results are shown in Fig. 3. The evenness of the control signal in the conventional method is improved in comparison with that of a 2DOF control system. However, the conventional method has discontinuous control signal when the control system is changed from the seek mode to the tracking mode. In the proposed method, the evenness of the control signal is the same as that of the conventional method, and the control signal is smooth, because the proposed method does not have the mode-switching.

In this paper, the control system that can be applied to both the seek mode and the tracking mode is proposed. The validity of the proposed method is confirmed by numerical and experimental results using a miniature 2.5-inch HDD.



磁気ディスク装置におけるモード切り替えの無い 長距離シーク制御

正員高倉 晋司*

Long-Span Seek Control System for Hard Disk Drive without Mode-Switching

Shinji Takakura*, Member

In Hard Disk Drive (HDD), there are two control modes. One is a head positioning control mode, the other is a seek control mode. In the head positioning control mode, a feedback controller is optimally designed to suppress a disturbance. In the long span seek mode, a velocity feedback control system is applied in order to move a head fast. Thus, a HDD has plural control systems, and the head is moved to the target position while changing from one control system to the other. However, the changing of the control system causes a discontinuous control signal, which activates the resonance mode of an actuator. The past methods only can decrease the discontinuous control. Therefore, a single control system that can be used for both a seek control mode and a head positioning control mode is necessary for narrow track pitch. In the proposed method, the feedback controller is decomposed to an integrator and a phase compensator. The VCM model is updated by the output of the phase compensator, and the integrator and the output of the velocity feedback controller control the VCM. The validity of the proposed method was confirmed by numerical and experimental results using a miniature 2.5-inch Hard Disk Drive.

キーワード:磁気ディスク装置,ロングスパンシーク,観測器,マルチレート制御 **Keywords:** hard disk drive, long span seek, observer, multi-rate control

1. はじめに

磁気ディスク装置 (HDD) において大容量・高速化を実現 するにはヘッド位置決め制御系の構成が非常に重要となっ てくる。HDD のヘッド位置決め制御においては、大きく分 けて2つの制御系がある。一つはヘッドを高精度にトラッ ク中心に位置決めする位置決め制御系であり、もう一つは、 ヘッドを所望とするトラックまで移動させるシーク制御系 である。位置決め制御系においては、高精度な位置決め制 御が必要とされることから,フィードバック制御器は位置 決め時の外乱の周波数特性に対して最適に設計されている。 一方,長距離シーク制御系においては、ヘッドの高速移動 を実現するために速度フィードバック制御系が構成されて いる。このように, HDD の制御系には複数の制御構造が存 在しており,これらの制御構造を切り換えながらヘッドを 所望とするトラックに高速に移動させ,高精度な位置決め を実現している。しかしながら、このような制御系の切り 換えがある場合、切り換え時の制御指令の過渡応答をどの

* (株) 東芝 研究開発センター 〒 212-8582 川崎市幸区小向東芝町 1 Research and Development Center, Toshiba Co., Ltd. 1, Komukai Toshiba-cho, Saiwai-ku, Kawasaki 212-8582

ようにして小さくするかが大きな問題となる。特に、シー ク制御から位置決め制御に切り換わる際の制御指令の過渡 応答は HDD のパフォーマンスを劣化させてしまう。この 問題に対して、フィードバック制御器の初期値を最適に設 定することにより切り換え時の過渡応答を小さくする方法 が提案されている(1)~(3)。また、シーク時にフィードバック 制御器の出力を用いて, ヘッド速度推定と規範位置指令の 生成に用いるモデルを修正することにより切り換え時の過 渡応答を小さくする方法も提案されている®。しかしなが ら,位置決め精度が厳しくなるにつれて、制御構造切り換 えに伴う過渡応答による残留振動は今後問題となってくる と考えられる。このような問題を回避する方法として,同 一な制御構造を用いてシーク制御と位置決め制御を行う方 法が提案されている⁽⁴⁾。この方法は、位置決め時において は、目標速度曲線の傾きが一定になることから、推定した 外乱,位置,速度,電流を状態フィードバックする方法で ある。この方法は、切り換え動作が無い点では優れている が、 位置決め時において所望とする周波数特性を実現する 事が困難と考えられる。そこで、本論文では、位置決め制 御を考慮した新たな長距離シーク制御系を提案し、実験と シミュレーションによりその効果を確認する。



Fig. 1. Head positioning control system

2. 磁気ディスクの構造

HDD は Fig.1 に示すようにアーム, ヘッド, ディスク, ボイスコイルモータ (VCM) から構成されている。また, HDD はディスク上をセクタと呼ばれる複数のエリアに分 割し、このセクタの一部にサーボ情報を離散的に予め記録 しておき、ヘッドがこのサーボ情報を読むことによりヘッ ド位置が検出される。サーボ情報にはヘッド位置を検出す るためのアドレスデータとバースト信号が記録されている。 アドレスデータを読むことによりトラック番号を検出し、 また,バースト信号の出力からトラック内でのヘッド位置 を高精度に検出することが出来る。制御系は、セクタ数と 回転数から決まるサンプリング周期で検出されるヘッド位 置から VCM に与える制御指令を演算し、アームをディス ク半径方向に移動させる。ヘッドを支持するアームは高周 波帯域に多くの機械共振を持っており,これらの機械共振 を励起しない高速・高精度なヘッド位置決め制御系が要求 される。

3. 従来長距離シーク制御系

ヘッドを目標トラックまでオーバーシュートさせること なく高速に移動させるためには、Fig.2に示すような2自由 度制御系を構成する事が一般的に考えられる。なお、C(z)は位置誤差フィードバック制御器、ZOHはゼロ次ホールダ、 T_s はヘッド位置が観測されるサンプル周期を表し、フィー ドフォワード制御器は1サンプルにr回計算される。

HDDにおける短距離シークでは、Fig.2の制御系が構成 され、加速度指令と目標位置指令を予め計算(5)~(7)しておき テーブル参照として用いられている。一方、長距離シーク においては、全シーク距離の加速度指令と目標位置指令を テーブルとして持っていることは不可能であるため、フィー ドフォワード制御器内にVCM モデルに対して速度フィー ドバック制御系を構成し、Fig.2に示す2自由度制御系を 構成する事が考えられる⁽⁹⁾。しかしながら、HDDの長距離 シーク制御において、このような2自由度制御系を構成す る事は困難な場合がある。この理由として、長距離シーク では短距離シークに比べてヘッドを高速に移動させている 事が挙げられる。Fig.3に示すように、ヘッド移動速度が



Fig. 4. Model following control system

遅い場合は、ヘッドはサーボ情報を全て読み取る事が出来、 正しいヘッド位置を検出する事が出来る。しかしながら、 ヘッド移動速度が速くなるにつれてヘッドはサーボ情報を 斜めに横切ることになり、一部のサーボ情報しか読み取れ なくなる。すなわち、ヘッド移動速度が速い場合はノイズ を多く含んだ位置情報しか検出できない事になる。

C(z) は高精度な位置決め精度を実現させるために制御帯 域が高くなるように設計されている。そのため,長距離シー クにおいて通常の2自由度制御系を構成した場合,位置検 出誤差により C(z) は振動的な制御指令を出力することにな る。これは、シーク時の騒音や機械共振励起による残留振 動の原因となってしまう。そこで、このような問題を回避 するために、Fig.4 に示すような制御系が既に提案されて いる⁽⁸⁾。なお, (A, B, C) は VCM モデルを表し, モデルは 1 サンプル間に r 回計算される。この制御系では, C(z) の 出力を零次ホールド型アップサンプラを通してモデル入力 端にあるリミッタの後に加えることによりモデルを制御対 象に近づけている (sw1 を2 に接続)。すなわち、観測器を 構成している事になる。そして,残り距離が短くなった時 に通常の2自由度制御系に戻している(sw1を1に接続)。 なお, sw1 を 1 に接続した状態は Fig. 2 の 2 自由度制御系 と同じになり、 点線で囲まれた部分がフィードフォワード 制御器になる。このようにすることにより、一般的に知ら れているモード切り換え制御(1)(2)における制御器の初期値 設定問題を回避している。

この手法は、モデルとして2重積分が用いられる事から、 *C*(*z*)の出力は積分器を通ってからモデルの位置と速度に影 響を与える事になる。そのため、位置検出誤差による制御 指令への影響を低減する事が出来ている。しかしながら、 *sw*1により制御構造を切り換えているため、切り換え時に おける制御指令の過渡応答を無くす事は難しい。そのため、 位置決め精度が厳しくなるにつれて、制御構造切り換えに 伴う過渡応答による残留振動が問題となってくる。そこで、 新たな長距離シーク制御系を構成する必要がある。

4. 長距離シーク制御

磁気ディスク装置における位置決め制御器 C(z) は積分器 と位相進み補償器から一般的に成り立っている。Fig.4 に 示す従来制御系では,残り距離が長い時は C(z) の出力をモ デルに加えているが,シーク中における外力に対するロバ スト性を向上させるためには,積分器の出力をシーク中に おいても VCM に加えておくことが必要と考えられる。そ こで,位置決め精度を満たすように予め設計されている制 御器 C(z) を部分分数展開することにより(1)式のように積 分器 $C_1(z)$ と位相進み補償器 $C_2(z)$ に分解し,位置検出誤 差の影響が小さい $C_1(z)$ の出力はシーク中においても VCM に与え, $C_2(z)$ の出力はシーク中の位置検出誤差の影響が大 きいことからモデルに加えるようにする。なお、シーク中 において制御指令が飽和している時は $C_1(z)$ の更新は止め、 ワインドアップを抑えるようにする。

 $C(z) = C_1(z) + C_2(z) \cdots (1)$

ここで, $C_2(z)$ の出力のモデルへの与え方が問題となってくる。 $C_2(z)$ の出力を従来のようにモデルの入力端に加えた場合,切り替え動作を無くすためにシーク時と同じ制御系を用いて位置決め制御を行うと,位置決め時のフィードバック特性がC(z)を用いた時と異なってしまい,所望とする位置決め精度を達成するために速度制御系と $C_2(z)$ を再設計する必要が出てくる。そこで,Fig.5に示すように $C_2(z)$ の出力を新たに設定する Kを通してモデルの状態変数に加え,Kと位置決め時の速度フィードバックゲインの設定により,位置決めフィードバック特性がC(z)を用いた時と同じになるようにする。

なお,モデルは(2)式で表される2重積分であり,ヘッ



Fig. 5. Proposed seek control system

ド位置が検出される1サンプル間にr回演算されるとする。 \bar{x}_1 はヘッド位置, \bar{x}_2 は T_s/r 間にヘッドが移動する距離を表 し, B_{21} はシングルレート時のモデルゲインを表している。

$$\boldsymbol{A} = \begin{bmatrix} 1 & 2 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \boldsymbol{B} = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{B_{21}}{r^2} \end{bmatrix}, \quad \boldsymbol{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}$$
....(2)

〈4・1〉 位置決め状態 モデル位置 \hat{x}_1 と速度 \hat{x}_2 を用 いた速度フィードバック制御系としては Fig. 6 に示す制御 系を構成する⁽¹⁰⁾。なお,シングルレート時の目標速度曲線 v_{ref} を (3) 式で表し,速度は 1 サンプルに進む距離で表し ている。そのため, b_1/T_s の単位は 1/s になる。

$$v_{ref}(\hat{x}_1) = \begin{cases} -S gn(\hat{x}_1)a_1 \sqrt{|\hat{x}_1| - a_2} \\ \text{for } |\hat{x}_1| > a_3 \\ -b_1 \hat{x}_1 \\ \text{for } |\hat{x}_1| \le a_3 \end{cases} \dots \dots \dots \dots \dots (3)$$

(3) 式から,速度フィードバック制御は残り距離が多い時 は非線形制御であるが,目標位置近傍においては線形状態 フィードバックになっている事が分かる。そこで,位置決 め時におけるヘッド位置から速度フィードバック制御指令 までは Fig.7 のように表される。ここで,L は目標速度曲 線の傾き b₁ と速度フィードバックゲイン G_v から求まる状 態フィードバックゲインであり,(4)式で表される。

このシステムは複数のサンプル周期から成り立つため,離 散時間リフティング⁽¹¹⁾を行い,ヘッド位置 $y_p(k,0)$ から速 度フィードバック制御出力までのシステムを計算すると(5) 式のように求まる。なお, $C_2(z)$ は(6)式で表され,(5)式 中の H_r は(7)式で表される。



Fig. 6. Velocity feedback control system



Fig. 7. Control system in tracking mode

ここで,位置決め制御時において,以下の条件が成り立つ ことを考えてみる。

(A + BL)K = 0LK = -1 (8)

一番目の条件が成り立てば、(9)式が成り立つ。また、二番目の条件も同時に成り立てば、(5)式は(10)式のようになる。

$$H_{r} = \sum_{i=1}^{r} (\mathbf{A} + \mathbf{BL})^{i} \mathbf{K} = \mathbf{0} \cdots \cdots \cdots (9)$$

$$\begin{bmatrix} \bar{\mathbf{x}}(k+1,0) \\ \mathbf{x}_{c}(k+1,0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (\mathbf{A} + \mathbf{BL})^{r} & \mathbf{0} \\ -\mathbf{B}_{c}\mathbf{C} & \mathbf{A}_{c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{x}}(k,0) \\ \mathbf{x}_{c}(k,0) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{B}_{c} \end{bmatrix} y_{p}(k,0)$$

$$\begin{bmatrix} u(k,0) \\ u(k,1) \\ \vdots \\ u(k,r-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{L} - D_{c}\mathbf{C} & -\mathbf{C}_{c} \\ \mathbf{L}(\mathbf{A} + \mathbf{BL}) - D_{c}\mathbf{C} & -\mathbf{C}_{c} \\ \vdots \\ \mathbf{L}(\mathbf{A} + \mathbf{BL})^{r-1} - D_{c}\mathbf{C} & -\mathbf{C}_{c} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{x}}(k,0) \\ \mathbf{x}_{c}(k,0) \end{bmatrix}$$

$$+ \begin{bmatrix} -D_{c} \\ -D_{c} \\ \vdots \\ -D_{c} \end{bmatrix} y_{p}(k,0) \cdots \cdots \cdots (10)$$

これから, (8) 式の条件が成り立てば, 位置決め時においては, $\bar{x}(k,0)$ は状態フィードバックにより0に漸近し, $\bar{x}(k,0) \approx 0$ となる。そして, ヘッド位置 $y_p(k,0)$ から $u(k,0) \cdots u(k,r-1)$ の特性は $-C_2(z)$ と同じになる。そこで, (A + BL) の 2 つ の固有値の内一つが 0 になるように G_v を選び, 固有値 0 に対する固有ベクトルを K として選ぶ。そして, LK = -1となるように K のゲインを設定することにする。(4) 式と (2) 式から, (A + BL) は以下のようになる。

$$A + BL = \begin{bmatrix} 1 & 2 \\ -B_{21}b_1G_v & 1 + \frac{(-B_{21}G_v - 2b_1)}{r} \end{bmatrix}$$
.....(11)

これから, G_v を以下のように選べば0を固有値として持つ 事が分かる。

また, **A**+**BL**のもう一つの固有値の絶対値が1未満でなけ ればならないことから,次式が成り立たなければならない。

 G_v に (12) 式の関係を代入すると、 b_1 は以下の範囲でなければならないことになる。

これから, b_1 が (14) 式の条件を満たすように選ばれてい れば, 位置決め時の周波数特性を従来と同じものにする G_v と K を求める事が出来る。一方, シーク中に関しては 2 つ に分けて考える。一つは加速時において制御指令が飽和し ている区間。もう一つは減速区間である。

〈4・2〉 飽和区間 Fig.6に示す速度制御系を用いた場合,加速時においてはモデル速度が目標速度から離れており,速度制御系からの出力がリミッタを越すことにより飽和区間となる。そして,モデル速度が目標速度に近くなり,制御指令がリミッタを越さなくなった時点で飽和区間が終わることになる。そのため,制御指令が飽和している加速時においては,(8)式の条件が成り立つように K が設定されていることから Fig.5 のヘッド位置 y_p(k,0) から速度フィードバック制御指令までは Fig.8 のように表される。

これは, Fig.4 に示す従来方法において *sw1* が 2 に接続 した状態で *C*(*z*) が *C*₂(*z*) になったものと同じになっている。 これから, Fig.5 に示す制御系を用いた場合, 飽和時におい ては従来方法と同じ構造の観測器が構成され, モデルの状 態を *VCM* の状態に近づけている事が分かる。この時, *K*



Fig. 8. Equivalent control system in saturation mode



Fig. 9. Feedback control system

は (8) 式の条件が成り立つように選ばれているので, 観測 器の誤差方程式は (15) 式のようになる。ただし, *x*(*k*,0) は *VCM* の状態を表す。

ここで, Fig.9 に示すフィードバック制御系を考える。

このフィードバック系の状態方程式を計算すると,次式 のようになる。

モデルは VCM 特性に近く設定されており, また, $C_2(z)$ は VCM を安定にするよう設計されていることから, Fig.9の フィードバック系は安定である。そして, $A_1 = A_2$ となっ ていることから, Fig.8 で表される観測器は安定である事 が分かる。さらに, K は (8) 式を満たすように設定されて いるため, 観測器の極は位相進み補償器 $C_2(z)$ のみによっ て決まっている事が (15) 式から分かる。

〈4・3〉 減速区間 残り距離が多い時の目標速度曲線の傾き $b(= dv_{ref}(x_1)/dx_1)$ は、減速時の制御指令の飽和を 避ける為に、一般的に以下の条件を満たしている。

しかしながら, *K* は (8) 式が成り立つように選ばれているの で, $b \neq b_1$ の場合でも, *LK* = -1 となり, (*A* + *BL*)*K* = 0 となる。そのため, 求めた G_{vopt} と *K* をシークの始めから 終わりまで用いると, 通常の2自由度制御系と同じになっ てしまう事が分かる。そこで, シーク中は G_v を (18) 式の ようにし, $\alpha \ge 0$ から 1 の間で残り距離に応じて段階的に 変化させて用いるようにする。

 $G_v = \alpha G_{vopt}$ $0 < \alpha \le 1$ (18)

減速制御は,非線形な速度フィードバック制御系が構成されているため,目標速度を(19)式に示すように線形近似し



Fig. 10. Approximate control system

て減速時の解析を行うことにする。

これから, Fig. 5 のヘッド位置から速度フィードバック制御 指令までは近似的に Fig. 10 のように表される。なお, v_0 の 項は定数であることから省略し, L_{de} は (20) 式で表される。

ここで, *L_{de}K* は (2) 式と (8) 式から以下のようになる。

また, $C_2(z)$ への入力が $y_p(k,0) - y_m(k,0)$ であることから, $L_{de}K < 0$ であり,且つ, $1 + L_{de}K > 0$ でなければならな い。これから, b は以下の条件を満たさなければならない 事になる。

ただし、bがr/2に近いほど α の値に関係なく $L_{de}K$ が-1に近くなるので、残り距離が多いときのbがr/2より十分小さい値になるように目標速度を設定する必要がある。また、減速時において α の値を小さくすると、Fig.5 は Fig.4においてsw1を2に接続した状態に近くなり、位置検出誤差の影響が低減出来る事が分かる。また、 α が1に近くなると、通常の2自由度制御系に近くなる。これから、残り距離が多い時は α を小さくし、目標位置に近くなるにつれて α を1に近づければ良いことが分かる。ただし、 α を小さくすると目標速度への追従性能が劣化するので、位置検出誤差の影響低減と目標速度曲線への追従性能の間にはトレードオフが存在する。そのため、 α の値と α の値を変化させる条件はシミュレーションと実験により決める事になる。

5. 設計例とシミュレーション

シミュレーションでは,実験に用いるドライブの特性を モデル化し, Fig. 11 に示す VCM の高次モデルを用いる。 また,サンプリング周波数は 11.88 kHz である。

ここでは, r = 2 とした設計例とシミュレーション結果 を示す。シングルレート時のモデルゲインは $B_{21} = 3.56$ と なっており,速度フィードバックゲイン G_{vopt} は 5.61×10^{-1}



Fig. 11. VCM model used in simulation



Fig. 12. Differential of target velocity

となる。また、目標速度曲線の傾き b は残り距離に対して Fig. 12 のようになっており,残り距離が多いところではr/2 よりも十分小さい値になっている。L は位置決め時の目標 速度曲線の傾き b1 から(23)式のようになる。

これから、(A + BL)の固有値は以下のようになる。

この時, λ1 に対する固有ベクトルは以下のようになる。

この G_{vort} とKを用いることにより、位置決め時のフィー ドバック特性は従来と同じ周波数特性を示す事が出来る。 ここでは,通常2自由度制御系,従来方法,提案手法の3つ のシミュレーションを行う。シミュレーションでは3手法 とも α を Fig. 13 に示すように段階的に変化させた同じ速 度フィードバック系を用い,同じ距離をシークさせる。ま た、外乱は実験に用いるドライブで測定した外力をモデル 化して加え,位置検出誤差として速度に比例したノイズを ヘッド位置に加えている。

〈5・1〉 位置検出誤差による影響 Fig. 14 から Fig. 16 にシーク時の位置検出誤差の有無による制御指令の変化を 示す。なお、シーク開始時においては、機械共振の励起を 避けるために最大制御指令値がいきなり出ないように,0





Fig. 15. Control signal of conventional method with disturbance



Fig. 16. Control signal of proposed method with disturbance

から1まで滑らかに変化する20ステップのテーブルを最 大制御指令値に掛けている。

通常の2自由度制御を用いた場合、位置検出誤差が存在 する時はフィードバック制御器により制御指令が振動的に なっているが, 位置検出誤差が無い場合は制御指令には振 動は見られない。これから、通常の2自由度制御は、シー ク時の位置検出誤差が位置決め制御時と同等に小さければ 問題が無い事が分かる。また, Fig.4 に示す従来方法を用い た場合, ヘッド移動速度が速いシーク前半において制御指 令をモデルに加えているため,位置検出誤差の影響を小さ く出来ている。しかしながら、外力を補償する C(z)の出力 が瞬間的にモデル側入力から無くなる為に、制御構造切り



Fig. 17. Control signal without disturbance and noise

換え時において過渡応答が制御指令に見られる。一方,提 案手法は,速度フィードバックゲインを段階的に変化させ ることにより,位置検出誤差の影響を従来方法と同様に抑 える事が出来,また,制御指令に過渡応答もみられない。

〈5・2〉 外乱による影響 Fig. 17 に外乱が無い時の従 来方法と提案手法の制御指令を示す。

アームに作用する外乱が非常に小さい場合, Fig.4 に示 す従来方法を用いても制御構造切り換えによる過渡応答は 制御指令に殆ど見られない事が分かる。また提案手法の場 合, Fig.16と同様に制御指令に過渡応答が見られない。こ れらのシミュレーション結果から,シーク時の位置検出誤 差とアームに作用する外乱が非常に小さい状況であれば、3 つの手法のどれも長距離シーク制御に適用出来る事が分か る。しかしながら,そのようなドライブを作製することは 実際には非常に困難であり,制御手法で改善できる本手法 が有効であると考えられる。

6. 実験結果

実験に用いるドライブは、外周側でマグネットラッチに よる外力が大きく作用しており、外周方向へシークさせた 時の制御指令とヘッド位置を測定する。なお、実験ではシ ミュレーションと同じパラメータを用いてシークさせ、100 回の平均、最大、最小を示す。

(6・1) 制御指令 外力の大きい方向にシークさせた 時の制御指令を Fig. 18 に示す。

通常の2自由度制御系を構成した場合,位置検出誤差に より制御指令のバラツキが非常に大きい事が分かる。従来 方法を用いた場合は、フィードバック制御器の出力をモデ ルに加える事により位置検出誤差による制御指令のバラツ キを大幅に減らす事は出来ているが、アームに作用する外 力が大きいために、シミュレーションと同様に sw1 の切り 換え時に過渡応答が制御指令に見えている。提案方法を用 いた場合は、位置検出誤差による制御指令のバラツキは従 来方法と同じように減らす事が出来、且つ、過渡応答の無 い滑らかな制御指令が生成されている事が確認出来る。

〈6・2〉 セトリング波形 次に,セトリング時のヘッド位置を Fig. 19 に示す。

通常の2自由度制御系を構成した場合,制御指令が位置 検出誤差によりばらつくため,セトリング時のヘッド位置 も大きくばらついている。また,従来方法では制御構造切



り換えによる過渡応答により機械共振が励起され,残留振動が見られる。一方,提案方法を用いた場合,位置検出誤差の影響が小さく,制御指令に過渡応答が無いため,セトリング波形の残留振動を従来方法よりも小さく出来ている。

〈6・3〉 位置決め特性 Fig. 20 と Fig. 21 に, 従来方法 と提案手法を用いた時の位置決め時のオープンループ特性 と位置誤差のパワースペクトラム密度を示す。なお, 位相 進み補償器 $C_2(z)$ は高周波帯域の特性を決め, また, 位置 決め精度に影響を及ぼすのはクロス周波数近傍の特性であ ることから, オープンループ特性は 700 Hz からナイキスト 周波数までの測定を行った。

Fig. 20 から,計算した G_{vopt} と K を用いる事により,提 案手法を用いた時の位置決め時のオープンループ特性を従 来方法と同じに出来ている事が確認出来る。また,Fig. 21 からは,低周波領域においても従来方法と同じ位置誤差の 周波数特性が実現できており,従来と同等な位置決め精度 が達成出来ている事が確認出来る。



Fig. 20. Open loop characteristic



7. まとめ

本論文では、長距離シークと位置決め制御の両方で用い る事が出来,モード切り替えの無い制御構造を提案した。提 案手法では、要求される位置決め精度を満たすように予め 設計されたフィードバック制御器を, 位相進み補償器と積 分器に分解し,位相進み補償器の出力をモデルの状態変数 に最適なゲインKを通して加え、また、積分器の出力はロ バスト性のために制御対象に加えるようにしている。そし て,速度フィードバックゲインG_vとKを最適に設定するこ とにより,位置決め制御時においては従来と同じフィード バックループ特性を実現出来,従来と同じ位置決め精度を 達成出来る事を実験により確認した。また、シーク時にお いては、 G_v をシーク中に段階的に変えることにより、位置 検出誤差の影響を小さくすると共に、制御指令の加速から 減速への形状を滑らかに出来,外乱の有無に因らず残留振 動の少ないシークが実現出来る事を実験とシミュレーショ ンにより確認した。

(平成19年10月26日受付,平成20年1月15日再受付)

文 献

- (1) T. Yamaguchi, K. Shishida, S. Tohyama, and H. Hirai: "Mode Switching Control Design with Initial Value Compensation and Its Application to Head Positionning Control on Magnetic Disk Drives", Industrial Electronics, IEEE Trans., Vol.43, No.1, pp.65–73 (1996)
- (2) T. Yamaguchi, H. Numasato, and H. Hirai: "A mode-switching control for motion control and its application to disk drives: design of optimal modeswitching conditions", Mechatronics, IEEE/ASME Trans., Vol.3, No.3, pp.202–209 (1998)
- (3) R. Oboe and M. Federico: "Initial value compensation applied to disturbance observer-based servo control in HDD", Advanced Motion Control, 2002, 7th International Workshop, pp.34–39 (2002)
- (4) T. Yamaguchi: "Modelling and control of a disk file head-positioning system", Proc. Instn. Mech. Engrs., Vol.215, Part I, pp.549–568 (2001)
- (5) M. Hirata, T. Hasegawa, and K. Nonami: "Seek Control of Hard Disk Drives Based on Final-State Control Taking Account of the Frequency Components and the Magnitude of control input", Advanced Motion Control, 2002, 7th International Workshop, pp.40–45 (2002)
- (6) H. Fujimoto, Y. Hori, T. Yamaguchi, and S. Nakagawa: "Proposal of Seeking Control of Hard Disk Drives based on Perfect Tracking Control using Multirate Feedforward Control", Advanced Motion Control, 2000, 6th International Workshop, pp.74–79 (2000)
- (7) S. Takakura: "Design of a Tracking System using N-delay Two-degree-of-Freedom Control and its Application to Hard Disk Drives", Control Applications, 1999, Vol.1, pp.170–175
- (8) M. Yatsu and H. Suzuki: "Seek Control Method of Hard Disk Drives Using Model Following Control", The 74th JSME Spring Annual Meeting, Vol.4, pp.410-411 (1997) (in Japanese) 谷津正英・鈴木 博:「モデル追従制御による HDD のシーク方式」,
- 日本機械学会第 74 期通常総会講演論文集, Vol.4, pp.410-411 (1997) (9) H. Shaohua and G. Zhiqiang: "A time-optimal unified servo control method with a two-degree-of- freedom structure for a hard disk drive", American Control Conference, Vol.5, pp.3204-3209 (2005)
- (10) S. Takakura: "Design of a Seek Control Method using Virtual Velocity Curve in Hard Disk Drives", Japan Industry Application Society Conference 2006, Vol.2, pp.417–422 (2006) (in Japanese) 高倉晋司:「仮想目標速度曲線を用いた磁気ディスクにおけるシーク 制御」,電気学会産業応用部門大会講演論文集, Vol.2, pp.417–422 (2006)
- T. Chen and B. Francis: Optimal Sampled-Data Control Systems, New York: Springer-Verlag (1995)



高

倉 晋 司 (正員) 1991 年 3 月慶應大学大学院修士課程修 了。同年,(株)東芝入社,以来,磁気ディスク装 置のヘッド位置決め制御系の研究・開発に従事。