磁気ディスク装置の制振 PTC(Perfect Tracking Control)法による 1トラックシーク高速化*

中 川 真 介^{*1}, 山 口 高 司^{*1}
藤 本 博 志^{*2}, 堀 洋 一^{*3}

Fast One-Track Seeking by Using Vibration-Less PTC (Perfect Tracking Control) Algorithm for Magnetic Disk Drives

Shinsuke NAKAGAWA^{*4}, Takashi YAMAGUCHI, Hiroshi FUJIMOTO and Yoichi HORI

^{*1} Mechanical Engineering Research Laboratory, Hitachi, Ltd.,
502 Kandatsu, Tsuchiura-shi, Ibaraki, 300-0013 Japan

Fast seeking in magnetic disk drives leads to residual vibration due to the mechanical resonance of the positioning system. We have therefore developed a two-degree-of-freedom control algorithm that overcomes this problem. It has three main features. First, it generates a seeking trajectory that does not excite the primary resonance of the head actuator. Second, it calculates acceleration feed forward that assures the perfect tracking to the desired trajectory at position sampling (PTC: Perfect Tracking Control). Third, it modifies the target position trajectory, in order to reduce the modeling error, by taking into account digital control and a primary mechanical resonance. We confirmed by simulation and experiment that the control algorithm improves the track settling performance by reducing the vibration due to both the primary mechanical resonance of the head access mechanism and the slow transient response induced by tracking error in the target position trajectory. It was found that the one-track seek time of a drive controlled by the algorithm is 15% faster than the conventional time.

Key Words: Magnetic Disk Drives, Servo Mechanism, Vibration Control, Multi-Rate Control, Two-Degree-of-Freedom Control

1. はじめに

磁気ディスク装置の面記録密度は年率 100 %以上のペースで増加しており、磁気ヘッドの位置決め精度向上が重要課題となっている。特にハイエンド用途の磁気ディスク装置では耐外乱特性向上、およびアクセス高速化の重要度がますます大きくなっている。

高速アクセス制御方式として、長距離シークでは目標トラックまでの残距離に応じて、加速能力をフルに利用した速度目標値を与え速度制御により高速にヘッドを移動させるシークモードと、目標トラック近傍へ到達時に過渡応答を整形するセトリングモード、および目標到達後には追従精度を向上させるフォロイングモードに切り換えるモード切り換え制御方式を用いる場合が多い¹⁾。

一方、短距離シークでは、シーク中の目標位置の軌道を与え、逆モデルを用いて軌道に追従させる制御入力を与えるフィードフォワード制御と、ヘッドの現在位置と与えた目標位置軌道との誤差を低減するフィードバック制御の組み合わせにより、制御系を切り換えることなく目標位置に到達させる 2 自由度制御が多く用いられている^{6), 8), 9)}。

短距離シークを高速化するには、目標位置軌道と加速度フィードフォワード制御入力の与え方が適切でないと、与えた軌道に追従することができなくなり、フィードバック制御系の遅い応答が顕われ、位置の整

定性が悪化する。軌道生成には以下の 2 点に注意を払う必要があると考える。

①離散信号として与える加速度フィードフォワード制御信号により、連続時間領域の制御対象を正確に所望の位置軌道に追従させるための離散時間制御設計、
②移動時間を考慮して、必要な周波数領域まで誤差なく制御対象をモデル化すること。上記①に対して、従来から離散時間制御を前提とした加速度フィードフォワード生成法として ZPETC(Zero Phase Error Tracking Control)法が知られる^{6), 7)}。この方法は、目標の位置軌道から加速度フィードフォワードを計算するのに必要な逆伝達関数モデルを求める際に、以下の操作を行う。

- (a)制御対象の安定な零点は逆モデルの極とする。
- (b)制御対象の不安定な零点に対しては位相誤差を零にする要素を逆モデルに付加する。
- (c)制御対象の極は逆モデルの零点とする。

これにより、得られる安定な逆伝達関数モデルと制御対象モデルを結合した場合、伝達特性の位相は零となり良好であるが、ゲインはナイキスト周波数に近い領域で低下することが知られている。

これに対して藤本らの PTC (Perfect Tracking Control) 法は^{5), 8)}マルチレート制御を利用することで、例えば制御対象モデルの次数が 2 であれば、位置検出周期の 1/2 周期で制御入力を多重に出力する(マルチレート入力制御)ことで、位置の検出時毎に目標とする軌道に完全に追従させることが理論上可能なことを示している。その結果 PTC 法は、マルチレート制御を考慮しない ZPETC 法に対して、ナイキスト周波数まで正確な逆モデルが生成可能な利点がある。

* 原稿受付 2001 年 4 月 24 日。

^{*1} 正員、(株)日立製作所機械研究所 (〒300-0013 土浦市神立町 502)。

^{*2} 長岡技術科学大学工学部 (〒940-2188 長岡市富岡町 1603-1)。

^{*3} 正員、東京大学工学部電気工学科 (〒113-8656 東京都文京区本郷 7-3-1)。

E-mail: naks@merl.hitachi.co.jp

PTC 法では、制御対象を剛体モデル (2 重積分系: $1/s^2$) と位相遅れ要素で近似して十分なほど、位置決め系の共振周波数が高い場合は問題ないが、実際の磁気ディスク装置の位置決め機構系はキャリッジ曲げと軸受けの弾性変形が連成した 3 k から 5 kHz の共振モード (以後主共振と称する) を有する。一方、データアクセスの高速化の要求から、たとえば 1 トラックシークでは移動時間を周波数に換算した場合、2.5 kHz 以上の駆動周波数が要求される。そのため前記②を考慮すると、位置決め機構系の制御対象モデルを剛体モデル + 共振モデルとする必要が生じる。PTC 法で振動モデルにより計算されるマルチレート制御入力、サンプリング周期の間で共振を加振する周波数成分を除くように加速・減速を繰り返す振動的なものとなる。このような加速度フィードフォワードでは、考慮していない高次の共振振動を加振し、セトリングを悪化させる懸念がある。

そこで、本研究では PTC 法をベースにし、それに対して主共振振動に対する制振方法を新たに付加することにより、機構共振の励振と、軌道追従誤差増大による過渡応答悪化を防ぎ、残留振動の少ない高速なシークを達成することを目的とする。

本論文では 2 章では本制御系の詳細な構成を示し、3 章ではシミュレーションによる検討、4 章では実験による効果の確認結果を示す。

2. 制振 PTC 法の構成

提案する制振 PTC 法の構成を図 1 に示す。制御系の長所は図中①～③のブロックであらわされる。各ブロックは

- ①剛体モデル (2 重積分系: $1/s^2$) を仮定した時に目標位置に正確に追従させる加速度フィードフォワード補償の生成法 (PTC 法)
- ②対象とする特定振動モード周波数のパワーを低下させる目標位置軌道生成法 (制振軌道)
- ③剛体モデル + 主共振モデルで表す制御対象モデルによりフィードバック制御用目標位置軌道をフィードフォワード信号から計算することによる軌道追従誤差の低減法。(振動考慮目標位置軌道補正)

を表す。高速化を図っていくとアクチュエータ主共振周波数における加振力が増加し、主共振周波数のシーク残留振動が顕在化してくる。これを防止するため、従来手法の枠組みで剛体モデル + 主共振モデルを PTC 法の制御対象モデルとして制御することは、マルチレート制御入力が位置検出サンプル間で主共振周波数の加振成分を減じる制御入力が発生しようとするため振動的になる。

そのため提案法は制御対象モデルの次数は剛体モードの 2 次と最小限に抑え、②の制振軌道により目標軌道自身の加振成分を抑制する。しかしこれだけでは、フィードフォワード計算時の制御対象モデル (2 重積分系: $1/s^2$) と実制御対象の間に誤差が大きく、軌道追従誤差はフィードバック制御系の感度関数によって減衰するため、感度関数の制御帯域付近に誤差増大特性があれば過渡応答が悪化する。そのため、③では、与える加速度フィードフォワード入力から主共振を考慮した制御対象モデルを用いてフィードバック制御用の目標位置軌道を再計算することにより、制御対象モデルと実制御対象をマッチングさせ、軌道追従誤差を抑制する。詳細を以下、各ブロック毎に述べる。

Fig. 1 Block diagram of proposed two-degree-of-freedom control called Vibration-less PTC algorithm

2.1 PTC 法による加速度フィード・フォワードの導出①

PTC 法⁵⁾は、制御入力を位置の検出周期に対して制御対象の次数倍マルチレート出力することにより可能となる。PTC 法による加速度フィードフォワード導出を、制御対象モデルを剛体 (2 重積分系: K_I/s^2) とし、マルチレート制御入力の更新周期を位置の検出周期の 1/2 を仮定した場合について行う。図 2 にはサンプリングタイミングを示す。加速度フィードフォワード計算時には演算等による操作量の出力遅れはないものとする。位置を x 、速度を v 、操作量を u とする時、連続時間系の状態方程式は式 (1) で表される。

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{v} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ v \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ K_I \end{bmatrix} u \equiv A_c \cdot \begin{bmatrix} x \\ v \end{bmatrix} + b_c \cdot u \quad (1)$$

Fig. 2 Timing chart of multi-rate control

位置のサンプリング周期を T_y とすることで, k サンプル時点における $x(k)$, $v(k)$, から $x(k+1)$, $v(k+1)$ までの離散時間状態方程式が式 (2) のように求められる.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} x(k+1) \\ v(k+1) \end{bmatrix} &= A(T_y) \begin{bmatrix} x(k) \\ v(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} A(T_2) \cdot b(T_1) & b(T_2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u(k,0) \\ u(k,1) \end{bmatrix} \\ &\equiv A(T_y) \begin{bmatrix} x(k) \\ v(k) \end{bmatrix} + B \begin{bmatrix} u(k,0) \\ u(k,1) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2)$$

ここで $A(t) = \exp(A_c \cdot t)$, $b(t) = \int_0^t \exp(A_c \cdot \tau) \cdot b_c \cdot d\tau$, $u(k,0)$ は k サンプルにおける第 1 の制御入力で $u(k,1)$ は k サンプルにおける第 2 の制御入力である. T_1, T_2 は第 1, 第 2 の制御入力のそれぞれの持続時間で $T_y = T_1 + T_2$ を満たす. 式 (2) を u について解くことにより式 (3) が求められる.

$$\begin{bmatrix} u(k,0) \\ u(k,1) \end{bmatrix} = B^{-1} \cdot \left\{ \begin{bmatrix} x(k+1) \\ v(k+1) \end{bmatrix} - A(T) \cdot \begin{bmatrix} x(k) \\ v(k) \end{bmatrix} \right\} \quad (3)$$

式 (3) は, k サンプルの位置 x , 速度 v の値と $k+1$ サンプルの位置・速度の値を与えることにより $k+1$ サンプルで位置と速度をそれぞれ $x(k+1)$, $v(k+1)$ に到達させるマルチレート制御入力 $u(k,0)$, $u(k,1)$ を求める式となる. 式 (3) を計算するには B 行列が正則であることが必要であるが, $T_1 > 0$, $T_2 > 0$ の場合必ず満たされる.

2.2 目標位置/目標速度軌道の導出方法② 目標位置/目標速度軌道として, 主共振周波数成分に対して制振効果を得るために, 以下の方法で軌道生成を行う.

式 (4) が位置の目標値応答を決定する規範伝達関数モデルで分子に帯域除去特性を指定する. 式 (4) の伝達関数のステップ応答はオーバーシュートなく目標値に整定する. これを目標位置軌道とし, 式 (4) を 1 階微分した (式 (4) に s を乗じた) 伝達関数のステップ応答を目標速度軌道とする. この軌道から PTC 法により得られる加速度フィードフォワード制御入力は特定周波数成分のパワーを低くできることから, シーク時に指定周波数 (主共振) の振動を抑制する効果が得られる.

$$G_m(s) = \frac{\frac{1}{\omega_r^2} s^2 + \frac{2 \cdot \zeta_r}{\omega_r} s + 1}{\prod_{i=1}^n (\tau_i \cdot s + 1)^i} \quad (4)$$

ここで, τ_i は応答の時定数で, ω_r は抑制したい振動周波数, ζ_r は減衰係数である.

2.3 フィードバック制御のための主共振モデルによる目標位置軌道補正③ シーク移動時間を高速

にすると, 実制御対象の共振モード, 特に主共振のモデル化誤差が目標軌道に対する追従誤差を生じさせる. 提案手法では加速度フィードフォワード計算値からフィードバック制御のための目標位置軌道を, 主共振を含めたモデルを用いて再計算することにより軌道追従誤差の低減を図る.

軌道再計算に用いる制御対象モデルの連続時間領域での表現を式 (5) に示す. これは主共振を考慮した 4 次のモデルで, K は制御入力から制御量までのゲインを表す. 式 (5) のモデルに, 演算時間遅れや VCM パワーアンプの位相遅れ特性を近似した等価時間遅れを加え, 2 倍マルチレート入力制御を考慮して離散化し, 図 1 の③ブロックの伝達関数を求める. 伝達関数に基づいて加速度フィードフォワード計算値から, 与える目標位置を位置サンプル周期毎に計算し, フィードバック制御のための目標位置軌道を生成する.

$$P(s) = K \cdot \left(\frac{1}{s^2} + \frac{a_r}{s^2 + 2 \cdot \zeta_r \cdot \omega_r \cdot s + \omega_r^2} \right) \quad (5)$$

3. シミュレーション結果

3.1 磁気ディスク装置ヘッド位置決め系 図 3

に磁気ディスク装置の構成を示す. 装置は磁気ディスク装置機構部と, ヘッドの位置制御を行うデジタル補償器からなる. 磁気ディスク装置機構部はデータの記録されている円板がモータにより回転する回転系, 磁気ヘッドとその支持機構系, およびボイスコイルモータからなる駆動系より構成される. 磁気ディスク装置では, 位置信号がデータ領域の中に間欠的に記録されており, ヘッドが一定周期でこの位置信号を検出するデータ面サーボ方式をとっている.

本シミュレーションおよび実験において評価する磁気ディスク装置の制御対象モデルを図 4 のブロック図に示す. モデルはボイスコイルモータ (VCM) よりなる駆動部とアクセス機構からなる. アクセス機構はつぎのような伝達関数 $G_p(s)$ で表される.

$$G_p(s) = \frac{1}{m} \left(\frac{1}{s^2} + \sum_{i=1}^n \frac{a_i}{s^2 + 2 \cdot \zeta_i \cdot \omega_i \cdot s + \omega_i^2} \right) \quad (6)$$

ここで, m はヘッド位置換算質量, ζ_i は i 次モードの減衰係数, ω_i は i 次モードの固有振動数, a_i はゲインを示す. 第 1 項は剛体モード, 第 2 項は複数の振動モードからなる共振モデルである.

3.2 フィードバック制御系の設計 本シミュレーション評価では式 (6) のアクセス機構モデル $G_p(s)$ を

図 5 の実線で表されるような周波数特性を有するものに定め、フィードバック用目標位置軌道を計算するための式 (5) のモデルは図 5 の破線で示すもので与える。(図 5 では式 (5) の K を $1/m$ としている) また、シミュレーションと実験でサーボ周期 (位置検出周期) は $T_y=50\mu\text{s}$ とする。また操作量の更新周期 T_u は T_y の $1/2$ とする。これに対して適切な位相進み遅れ補償器を求めるため図 1 の制御系ブロック図におけるオープンループ特性の $G_{op}(z)=P(z)\cdot C(z)$ を評価しながら試行錯誤を行った。その結果オープンループ特性を、図 6 のようなボード線図およびナイキスト線図で表される周波数特性を有するように補償器 $C(z)$ を設計した。得られるフィードバック制御系の閉ループ感度関数は図 7 のような誤差圧縮特性 ($G_s(z)=1/(1+P(z)\cdot C(z))$) を有する。

Fig. 3 Basic schematic of head disk assembly

Fig. 4 Block diagram of controlled object

Fig. 5 Frequency response of access mechanism

Fig. 6 Open loop characteristics of control system

Fig. 7 Sensitivity function of control system

3.3 フィードフォワード制御の評価 2 自由度制御において、フィードフォワード制御は制御対象を残留振動を抑制しつつ、正確に目標位置に整定させるものでなくてはならない。ここではフィードフォワード制御の性能を評価するため、フィードバック制御を行わない条件 (図 1 のコントローラ $C(z)$ の演算結果を制御入力として出力しない条件) で 1 トラックシークシミュレーションを行う。

比較は従来から知られる目標軌道として、(I)溝下ら³⁾によるジャーク最小化軌道を用いた PTC 法によるフィードフォワード制御、(II)Miu ら⁴⁾による柔軟構造に対するジャーク最小化軌道を用いた PTC 法によるフィードフォワード制御と、(III)提案する制振軌道を用いた PTC 法によるフィードフォワード制御について行う。フィードフォワード演算の正確さについても評価するため、(III)の制振軌道については ZPETC 法でのフィードフォワード制御結果についても比較して示す。

(I)溝下ら³⁾によるジャーク最小化軌道は静止している慣性質量を所定の時間で一定距離移動させ静止させる過程に生じる加速度の微分値の時間積分を最小化する軌道である。これによれば加速度軌道は時間に関する 3 次関数となり、位置の軌道は時間に対する 5 次関数となる。ここでは、ジャーク最小化軌道を目標軌道に用い、PTC 法によりフィードフォワード制御入力を求める。ただし目標軌道は位置検出周期で 16 サンプル ($=0.8\text{ ms}$) で目標位置への移動を完了するように与える。

図 8 (a) はヘッドの実応答 (最終到達位置に対する位置誤差) とサンプリングされた応答をトラックピッチで正規化して示す。また電流波形をあわせて示す。残留振動は小さく整定性がよい、PTC 法によりフィードフォワード制御のみで目標位置に到達可能であることがわかる。

図 8 (a) では残留振動が小さいことから、さらに高速化が可能と予想される。そこでジャーク最小化軌道で、9 サンプル ($=0.45\text{ ms}$) で目標位置への移動を完了するように目標軌道を与える。図 8 (b) はこのときのヘッドの実応答とサンプリングされた位置の応答、および電流波形を示す。16 サンプルの応答に比較して、主共

振周波数の残留振動が大きい。

Fig. 8 PTC algorithm by minimum jerk trajectory for an inertia model (I) without feedback control

(Ⅱ)Miu ら⁴⁾の柔軟構造に対するジャーク最小化軌道は溝下らと同様の評価関数を用いるものであるが、制御対象を規定する拘束条件に剛体モードと主共振モードに相当する 2 慣性系の振動モデルを用いるもので、得られる軌道は剛体モードを目標到達後残留振動なく静止させる軌道となる。

ここでは振動モデルに対するジャーク最小化軌道と呼び、9 サンプル (=0.45 ms) で移動を完了するように目標軌道を与え、PTC 法によりフィードフォワード制御を行う場合を示す。図 9 にヘッドの実応答とサンプリングされた応答、および電流波形を示す。同じ 9 サンプルでの移動である図 8(b) に比較して、実ヘッド応答の主共振周波数での残留振動が低減している。また、フィードフォワード制御のみで目標位置に到達可能である。しかし目標位置に到達時点において、電流変化が急激であり実ヘッドの応答がややオーバーシュートする。

Fig. 9 PTC algorithm by minimum jerk trajectory for a flexible structure (II) without feedback control (9 samples)

(Ⅲ)式(4)の制振軌道について 9 サンプル (=0.45 ms) で 97.5 % までの移動を完了する目標軌道を用いて、PTC 法によりフィードフォワード制御を行う。図 10(a) にヘッドの実応答とサンプリングされた応答、および電流波形を示す。実ヘッド応答は残留振動が小さく、フィードフォワード制御のみで目標位置に到達可能である。また、オーバーシュートは小さく良好な整定性を示す。

次に PTC 法と ZPETC 法の時間応答での差異をみるため、図 10(a) と同じ制振軌道为目标軌道として、ZPETC 法によりフィードフォワード制御を行う。加速

度フィードフォワード操作量の更新周期 T_u は PTC 法の場合に一致させる。

図 10(b) にヘッドの実応答とサンプリングされた応答、および電流波形を示す。移動時間が速いため、ZPETC 法のデメリットである高周波数領域のフィードフォワードゲイン低下の影響が顕れ、フィードフォワード制御だけでは目標位置に到達しないことがわかる。

Fig. 10 Vibration suppression trajectory (III) without feedback control (9 samples)

PTC 法により得られたフィードフォワード制御による電流波形と電流波形のスペクトル計算結果の比較を図 11 に示す。図中(Ⅰ)はジャーク最小化軌道、(Ⅱ)は振動モデルに対するジャーク最小化軌道、(Ⅲ)は制振軌道である。約 3.6 kHz の主共振周波数におけるジャーク最小化軌道の加振力に比較し、振動モデルに対するジャーク最小化軌道と制振軌道では、主共振周波数の加振力が小さい。また制振軌道は 5 kHz 以下においては、駆動力がもっとも小さい代わりに 5 kHz 以上での加振力が他に比較して大きくなる。

Fig. 11 Comparison of VCM currents for different target trajectories

本節での検討から、高速化を図る場合は残留振動低減の観点から振動を考慮した軌道設計が必須である。この点から(Ⅱ)の振動モデルに対するジャーク最小化軌道、および(Ⅲ)の制振軌道がよいが、(Ⅱ)では目標位置到達時における加速度の変化が急激な点で、ややオーバーシュートを生じさせるデメリットが観測された。さらに、PTC 法により生成されるフィードフォワード制御入力、共振をモデル化した制御対象に対しても目標位置に到達可能にする点で、ZPETC 法に対して優れていることがシミュレーションで確認できた。

3.4 振動を考慮した目標位置軌道の補正による安定性の改善

次にフィードバック制御を動作させた条件 (図 1 のコントローラ $C(z)$ の出力をフィードフォワード制御に加算し制御入力とする条件) で、従来の (I) ジャーク最小化制御, (II) 振動モデルに対するジャーク最小化制御の軌道と, 提案する (III) 制振軌道に対して PTC 法による 1 トラックシークの制御性能比較を行う。ここでは, 各軌道に対して 2.3 節のフィードバック用の振動考慮目標位置軌道を用いた時のセトリング性能改善に着目して評価する。また, 目標位置軌道の補正を行わない場合の検討においても, 演算時間や VCM パワーアンプの位相遅れ分は, 等価時間遅れとして考慮し, 位置の軌道を等価時間遅れ分過去の値を与えるようにする。

(I) ジャーク最小化軌道について移動時間 9 サンプル (=0.45 ms) の目標軌道を設定する場合の 1 トラックシーク波形を示す。与える目標位置軌道は 2.3 節の補正は行わず, 位置の軌道は等価時間遅れ分過去の値を与える。

図 12(a) にヘッドの実応答 (最終到達位置に対する位置誤差) とサンプリングされた応答, 目標位置軌道, および電流波形を示し, 図 12(b) に目標位置軌道に対する追従誤差を示す。オーバーシュートとアンダーシュートが大きく安定性が悪い。これは図 12(b) に示す追従誤差がフィードバックされることに起因する制御系の遅い応答が顕われるためと考える。

Fig. 12 PTC algorithm by minimum jerk trajectory for an inertia model (I) without position trajectory compensation for feedback control

上記, 図 12 の制御系に対して, 目標位置軌道を 2.3 節の方法により補正した場合を検討する。図 13(a) にヘッドの実応答とサンプリングされた応答, 振動考慮目標位置軌道, および電流波形を示し, 図 13(b) に振動考慮目標位置軌道に対する追従誤差を示す。加速度フィードフォワード入力に主共振加振力が大きいため, 補正後の目標位置軌道そのものが振動し, 実ヘッドの応答も振動する。しかし, 追従誤差は改善しており, セトリング性能改善には目標軌道の主共振周波数の加振成分を低減することが必要であることが予想される。

(a) Transient response of position and VCM current (b) Tracking error for target position trajectory

Fig. 13 PTC by minimum jerk trajectory for an inertia model (I) with position trajectory compensation for feedback control

(II) 振動モデルに対するジャーク最小化軌道で移動時間を 9 サンプル (=0.45 ms) としたものに対して, 2.3 節の補正は行わず, 位置の軌道を等価時間遅れ分過去の値を与える。図 14(a) にヘッドの実応答とサンプリングされた応答, 目標位置軌道, および電流波形を示し, 図 14(b) に目標位置軌道に対する追従誤差を示す。図 12(a) に比較してオーバーシュート量は小さいが, 安定性は悪い。これは図 12 の場合と同様, 軌道追従誤差がフィードバック制御系の遅い応答を生じさせるためと考えられる。

(a) Transient response of position and VCM current (b) Tracking error for target position trajectory

Fig. 14 PTC algorithm by minimum jerk trajectory for a flexible structure (II) without position trajectory compensation for feedback control

上記, 図 14 で評価した制御系に対して, 目標位置軌道を 2.3 節の方法で補正するようにした場合を検討する。図 15(a) にヘッドの実応答とサンプリングされた応答, 振動考慮目標位置軌道, および電流波形を示し, 図 15(b) に振動考慮目標位置軌道に対する追従誤差を示す。主共振周波数の加振力を低減しているため目標位置軌道はオーバーシュートしない。また追従誤差低減により過渡応答も改善し, 若干のオーバーシュートが観測されるが, 良好な応答が得られる。

(III) 制振軌道は 9 サンプル (=0.45ms) で 97.5 % の移動が完了するように与え, 目標位置軌道は 2.3 節の補正を行わず, 等価時間遅れ分過去の値を与える。図 16(a) にヘッドの実応答とサンプリングされた応答, 目標位置軌道, および電流波形を示す。図 16(b) に目標位置軌道に対する追従誤差を示す。

Fig.15 PTC algorithm by minimum jerk trajectory for a flexible structure (II) with position trajectory compensation for feedback control

フィードフォワード制御のみの場合と比較してオーバーシュートがあり、安定性の悪化がみられるのは振動モデルに対するジャーク最小化軌道と同様である。しかし、オーバーシュート、およびアンダーシュート量は図 14 に比較して小さくなっている。これは目標トラック到達時における電流の大きさおよび電流の変化率が小さく、位置が緩やかに収束するためと予想される。

Fig.16 PTC algorithm by vibration suppression trajectory (III) without position trajectory compensation for feedback control

上記、図 16 の制御系に対して、目標位置軌道を 2.3 節の方法により補正した場合を検討する。図 17(a) にヘッドの実応答とサンプリングされた応答、振動考慮目標位置軌道、および電流波形を示し、図 17(b) に振動考慮目標軌道に対する追従誤差を示す。軌道の主共振周波数の加振力を低減しているため補正後の目標位置軌道にオーバーシュートはなく、追従誤差低減により過渡応答も改善していることがわかる。オーバーシュート量は小さく、前記までの方式と比較して安定性にもっとも優れる。

以上から、どの目標軌道に対してもフィードバック制御のために主共振を考慮した目標位置軌道の補正を行うことにより軌道追従誤差の低減が得られ、セトリング時の安定性改善に有効であるという見通しが得られた。また、主共振モデルによる目標位置軌道の補正時には、目標軌道における主共振周波数の加振成分を小さく抑えることが必須なことがわかる。

Fig.17 PTC algorithm by vibration suppression trajectory (III) with position trajectory compensation for feedback control

4. 実験結果

実験により本提案手法の有効性を確認する。対象は本実験のために試作した磁気ディスク装置で、アクセス機構の周波数特性測定結果は図 18 に示す。また、式(5)で表す目標位置軌道補正のための制御対象モデルを図 18 の破線に示す。

Fig. 18 Frequency responses from driving current to detected position of a experimental setup of head actuator.

従来技術として ZPETC+台形加速度軌道^{6),2)}で得られたシーク波形を図 19 に示す。加速度フィードフォワード制御は位置検出周期の 1/2 周期で出力している。図は 1000 回シークの露光波形であり、位置誤差(PES)および VCM 電流を示している。図 19(a)は通常の 1 トラックシーク波形で、図 19(b)は移動時間を速く設定した場合の波形である。移動時間を速くすることにより、主共振に起因したオーバーシュートと追従誤差に起因した遅い過渡応答が顕われる。

図 20 には制振 PTC の実験結果を示す。加速度フィードフォワード制御は位置検出周期の 1/2 周期で出力している。移動時間を図 19(b)の場合と同等に設定することで比較を行う。図 20(a)は 2 節で示した① PTC 法と②制振軌道を組み合わせた制御系による 1 トラックシーク波形である。③の目標位置軌道の補正は行わないが、演算時間や VCM パワーアンプの位相遅れ分を考慮して、位置の軌道を等価時間遅れ分過去の値を与えるようにする。図は 1000 回シークの露光波形であり、位置誤差および電流を示している。制振軌道によりオーバーシュートが減じているが、過渡応答の整定が十分でない。これに対して図 20(b)は 2 節の① PTC 法と②制振軌道に、③振動考慮位置軌道補正を組

み合わせたもので、オーバーシュートがなく図 20(a)の過渡応答にみられた遅い応答も改善し、良好なセトリング応答を示している。図 19(a)と図 20(b)の比較から、本提案法により同等のセトリング安定性を確保しつつシークタイムを約 15 %改善可能なことが実験で確かめられた。

図 21 には制振 PTC 法によるシーク時の目標軌道追従誤差を示す。図は 1000 回シークの露光波形である。図 21(a)は① PTC 法と②制振軌道適用時であり、図 21(b)は① PTC 法、②制振軌道、③振動考慮位置軌道補正を組み合わせたものである。主共振モデルを考慮した位置軌道の補正を行うことにより追従誤差を 1/2 程度に低減していることが確認できる。

Fig. 19 Experimental results of 1 track seek of conventional method⁶⁾

Fig. 20 Experimental results of 1 track seek of proposed control :
(a) PTC algorithm by vibration suppression trajectory (III) without position trajectory compensation for feedback control, (b) PTC algorithm by vibration suppression trajectory (III) with position trajectory compensation for feedback control

Fig. 21 Waveforms of tracking error to target position trajectory of one track seek: (a) PTC algorithm by vibration suppression trajectory (III) without position trajectory compensation for feedback control, (b) PTC algorithm by vibration suppression trajectory (III) with position trajectory compensation for feedback control

5. おわりに

磁気ディスク装置ヘッド位置決め機構系の短距離シークは移動時間が短いため、機構共振の励振と、軌道追従誤差増大による過渡応答悪化が高速化の阻害要因となる。本研究では、短距離シークの高速化を目

的とし、PTC(Perfect Tracking Control)法をベースにして、主共振振動に対する制振効果を付加した制御系を提案した。

制御系は、①剛体モデルを仮定した時に目標位置に正確に追従させる加速度フィードフォワード補償の生成法 (PTC 法)、②特定振動周波数の加振力を低下させる目標位置軌道生成法 (制振軌道)、および③剛体モデル (2 重積分系: $1/s^2$) + 主共振でモデル化した制御対象モデルによる目標位置軌道の再計算法 (振動考慮位置軌道補正) からなる。

① (PTC 法) に対して、② (制振軌道) を導入することにより高速化に伴う主共振周波数の加振力増加を防ぐことが可能となった。さらに③ (振動考慮位置軌道補正) を導入することによりモデル誤差による軌道追従誤差を抑制し、制御系の遅い応答による過渡応答の悪化を防ぐことが可能となった。

本方式により、シーク高速化時の機構系主共振の励振を抑制し、1 トラックシークで従来法に対して 15% シークタイムを改善可能なことを実験により確認した。

参考文献

- (1) 山口・宍田・遠山・平井, モード切り換え型制御系の初期値補償設計と磁気ディスク装置ヘッド位置決めサーボ系への適用, 計測自動制御学会論文集, 31-6, (1995), 780-788.
- (2) Mizukami, M., Mechanical interaction suppression in a dual-actuator by trapezoidal driving, Proc. of 16th Annual Symposium IMCSS, (1987) 321-323.
- (3) Mizoshita, Y., Hasegawa, S. and Takaishi, K., Vibration minimized access control for disk drives, *IEEE Trans. Mag.*, Vol. 32, (1996) 1793-1798.
- (4) Miu, D. K. and Bhat, S. P., Minimum power and minimum jerk position control and its applications in computer disk drives, *IEEE Trans. Mag.*, Vol. 27, No. 6, (1991) 4471-4475.
- (5) 藤本・堀・河村, マルチレートフィードフォワード制御を用いた完全追従制御法, 計測自動制御学会論文集, 36-9, (2000) 766-772.
- (6) 小林・山口・押見・曾山・秦・平井, 磁気ディスク装置のマルチレート零位相差制御, 日本機械学会, 情報・知能・精密機器部門講演会, *JSME Publication No.* 98-26, (1998) 21-22.
- (7) Tomizuka, M., Zero phase error tracking algorithm for digital control, *Trans. of ASME, Journal of Dynamic Systems, Measurements and Control*, Vol. 109, (1987) 65-68.
- (8) 藤本・堀・山口・中川, マルチレートサンプリングを用いた完全追従制御法による磁気ディスク装置のシーク制御, 電気学会論文集 D, 120-10, (2000) 1157-1164.
- (9) 高倉, N-delay 2 自由度制御による目標値追従システムの構成と磁気ディスク装置への応用, 電学論 D, 119-5, (1999) 728-734.