ループ整形設計手法を用いた磁気ディスク装置のヘッド位置決め制御*

奥山 淳^{*1}, 濱田 洋介^{*2}Designing the Head-Positioning Servo System of a Magnetic Disk Drive
by Using the Loop Shaping Design ProcedureAtsushi OKUYAMA^{*3} and Yosuke HAMADA^{*3} Mechanical Engineering Research Laboratory, Hitachi, Ltd.,
502 Kandatsu-machi, Tsuchiura-shi, Ibaraki, 300-0013 Japan

We applied H_∞ control theory to design a head-positioning servo system of a magnetic disk drive from the point of view of loop shaping. This H_∞ control theory, called "Loop Shaping Design Procedure (LSDP)", was used to shape the transfer function of this closed-loop system. And, to obtain a good transient response characteristics after it switches the servo system to following mode from seek mode, we applied initial value compensation (IVC) to the servo system. We also measured closed-loop frequency characteristics and track seek response experimentally, and these measurements show that LSDP can provide a good system design with adequately balanced robust stability and disturbance suppression characteristics. Moreover, IVC can produce good transient response characteristics with less overshoot after mode switching.

Key Words: Positioning, Robust Control, Information Processing Equipment

1. ま え が き

近年、磁気ディスク装置のデータアクセス性能向上および記録密度向上のニーズがますます高まってきている。このため、磁気ディスク装置のヘッド位置決め制御系に対する高速アクセス化および高精度化の要求はますます厳しいものとなってきた。この要求を実現するために、磁気ディスク装置のヘッド位置決め制御系は、構造の異なる複数の制御モード(制御系)を用意し、これらを制御目的に応じて順次切り換えるモード切り換え制御(Mode Switching Control; 以下、MSC)を採用している場合が多い。用意される制御モードとしては、例えばヘッドを目標トラック近傍まで高速移動させるシークモード、ヘッドを目標トラックに安定に引き込み素早く整定させるセトリングモード、ヘッドを目標トラックに高精度に追従させるフォロイングモードなどであり、これらはそれぞれの制御目的に適するように独立に設計されている。

ここで、フォロイング制御系の設計では、ディスク回転同期振動、機構系振動、フラッタ振動、復調ノイズ、力外乱などを留意する必要がある。これらをすべて考慮し、体系的な設計を行う設計法の一つとして H_∞ 制御が挙げられる。磁気ディスク装置のフォロイング制御系の設計に H_∞ 制御を適用した例としては、混合感度法によるもの、正規化既約分解法によるものなどが報告されている⁽¹⁾⁽²⁾。ところで、 H_∞ 制御は、定常特性に関してはロバスト性を有して十分良好な結果を得ることができるが、過渡特性の改善に課題が残る。この課題に関してこれらの報告では、ヘッド位置決め制御系をMSCではなく二自由度制御系として、 H_∞ 補償器を用いた場合の過渡特性を改善している。二自由度制御系の特徴は、目標値に対する応答特性と、フィードバック系の安定性やロバスト性を個別に設計できることである。しかしながら、ヘッド位置決め制御系を二自由度制御系にした場合、すべての制御モードで同一のフィードバック補償器を用いることになる。外乱の大きさや種類は制御モードごとに異なっており、また一般に、多くの外乱要因を考慮する程、補償器の設計は保守的にならざるを得ない。これらを考慮すると、制御モードごとに最適化した補償器を切り換えて用いるMSCの考え方は合理的と思われる。

* 原稿受付 2000年3月29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} (株)日立製作所ストレージシステム事業部(☎256-8510 小田原市国府津2880)。

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

そこで、本論文では、ヘッド位置決め制御系はMSCとし、 H_∞ 制御の一つであるループ整形設計手法(Loop Shaping Design Procedure; 以下, LSDP)を用いて周波数整形の観点からフォロイング制御系の設計を行う。さらに、制御モード切り換え時に補償器の内部変数を再設定する初期値補償(Initial Value Compensation; 以下, IVC)の考え方を適用し、制御モード切り換え後の過渡特性の改善を図る。

2. ヘッド位置決め制御系

2.1 制御系の構成 図1は、磁気ディスク装置のヘッド位置決め制御系のブロック線図である。MSC構造のヘッド位置決め制御系では、構造の異なる複数の制御モードが用意され、ある条件に従い順次切り換えられる。ただし、このMSCでは、スライディングモード制御や、より一般的な意味の可変構造制御と異なり、モード切り換えは一方のみ、すなわち、シークモード、セtringモード、フォロイングモードを順送りに切り換えていくことが特徴である。

図2に、文献(3)で示されているフォロイング制御系のブロック線図を示す。目標位置 ref は、目標トラック(一定値)とディスク振動に伴う変動 d_r からなる。真の位置誤差 PE に位置外乱 d_p が加わり、それにポジション感度 K_p が掛かって位置誤差信号 PES となる。位置外乱 d_p は位置信号の復調ノイズなどを表している。補償器 $C(z)$ は位置誤差信号 PES に基づいて操作量 u を算出し、D/A変換器(零次ホールド)を介して出力する。駆動アンプノイズ、D/A変換量子化ノイズなどを表す力外乱 d_f が操作量 u に加わって、制御対象 $P(z)$ に入力される。 d_m はモデル化されていない機構系振動を表しており、制御対象 $P(z)$

の出力に d_m が加算されてヘッド変位 POS となる。ここで、直接観測可能なものは位置誤差信号 PES と操作量 u である。また、制御対象 $P(z)$ は連続時間系で表現された制御対象モデル $P(s)$ (後述)を零次ホールドとあわせて離散化(サンプリング周期 T_s)した離散時間モデルである。なお、 s はラプラス演算子、 z は z 変換演算子である。

図2において、各外乱から位置誤差信号 PES への伝達関数は次式となる。

$$PES = \frac{1}{1+PC} ref + \frac{1}{1+PC} d_p - \frac{P}{1+PC} d_f - \frac{1}{1+PC} d_m - \frac{N}{1+PC} X(0) \quad \dots\dots\dots (1)$$

ここで、ポジション感度 K_p は1としている。 $X(0)$ はモード切り換え時の制御対象と補償器の状態変数から構成される列ベクトル、 N は適当な次数の多項式から構成される行ベクトルである(詳細は5章参照)。制御系の設計では、制御対象の特性ばらつきや変動分に対するロバスト安定性を確保し、外乱に対して最も適するように閉ループ特性を周波数整形する必要がある。もしこのような閉ループ特性が得られない場合には、目標仕様を満たすために機構系、外乱自体の仕様を再設定する必要がある。このような仕様の配分を行うためには、周波数領域で外乱抑圧特性やロバスト安定性をあらかじめ定量的に見積もることが必要であり、その設計手法として H_∞ 制御が有効である。

2.2 制御対象のモデル化 制御対象 $P(s)$ は高周波数域で複数の機構共振モードを有するが、それらを見捨て理想的な慣性体としてモデル化した。次式に制御対象 $P(s)$ のノミナルモデル $P_N(s)$ を示す。

$$P_N(s) = \frac{K_1 K_2}{s^2} \quad \dots\dots\dots (2)$$

ここで、 $K_1 = 97.310 \text{ 1 m/s}^2/\text{V}$ 、 $K_2 = 1.8824 \times 10^5 \text{ V/m}$ である。 K_1 は操作量の入力電圧を加速度に変換する入力ゲイン、 K_2 は制御対象の出力位置を電圧に変換する出力ゲインである。

無視した高域共振モードなどのモデル化誤差は次式の乗法的誤差 Δ_m として考慮した。

$$P = P_N(1 + \Delta_m) \quad \dots\dots\dots (3)$$

図3に、乗法的誤差 Δ_m のゲイン特性を示す。ヘッドとトラック位置を変えながら複数回測定して乗法的誤差を求め、各周波数ごとに最大値を求めたものである。

Fig. 1 Block diagram of head-positioning control system

Fig. 2 Block diagram of following control system

Fig. 3 Gain characteristic of Δ_m

3. ループ整形設計手法

LSDP は, McFarlane と Glover によって提案された設計法で, 後述するいくつかの特徴から, 有望な設計手法の一つであると考えられる^{(5)~(7)}. LSDP は, 次の三つのステップからなる.

[Step 1] 適当な周波数整形重み伝達行列 $W_1(s)$, $W_2(s)$ を用いて, 設計モデル $P_N(s)$ の整形を行い拡大モデル $P_S(s)$ を求める.

$$P_S(s) = W_2(s)P_N(s)W_1(s) \quad \dots\dots\dots (4)$$

[Step 2] 次式の評価関数を最小にする H_∞ 制御問題を解き, 安定化補償器 $K_S(s)$ を求める.

$$\left\| \begin{bmatrix} I \\ K_S \end{bmatrix} (I + P_S K_S)^{-1} \begin{bmatrix} I & P_S \end{bmatrix} \right\|_\infty < \gamma \quad \dots\dots\dots (5)$$

ここで, $\|P\|_\infty$ は伝達行列 P の H_∞ ノルムである. γ は左辺の H_∞ ノルムの最小値 $\gamma_{\min}$ より大きな値を指定する.

[Step 3] Step 2 で設計された安定化補償器 $K_S(s)$ と重み伝達行列 $W_1(s)$, $W_2(s)$ を用いて, H_∞ 補償器 $K_\infty(s)$ が次式のように得られる.

$$K_\infty(s) = W_1(s)K_S(s)W_2(s) \quad \dots\dots\dots (6)$$

制御対象が一入力一出力系の場合, $W_1(s)$, $W_2(s)$ をまとめて重み関数 $W(s)$ とすることができる. このとき, 式(5)から次式の関係式が導出される.

$$\left| \frac{1}{1 + P_N K_\infty} \right| \leq \frac{\gamma}{|P_N| |W|} \quad \dots\dots\dots (7)$$

$$\left| \frac{P_N}{1 + P_N K_\infty} \right| \leq \frac{\gamma}{|W|} \quad \dots\dots\dots (8)$$

$$\left| \frac{K_\infty}{1 + P_N K_\infty} \right| \leq \gamma |W| \quad \dots\dots\dots (9)$$

$$\left| \frac{P_N K_\infty}{1 + P_N K_\infty} \right| \leq \gamma |P_N| |W| \quad \dots\dots\dots (10)$$

ここで, $|P|$ は伝達関数 P のゲインである. これらの関係を利用して, 重み関数 $W(s)$ の選定を行えばよい.

LSDP の特徴として, 式(5)の不等式の左辺の H_∞

ノルムの最小値 $\gamma_{\min}$ を繰返し計算することなく求めることができることと, 設計モデル $P_N(s)$ が虚軸上に極や零点を持つ場合でも容易に設計することができることが挙げられる.

4. フォロイング補償器の設計

4.1 設計指針 3章で述べた LSDP を磁気ディスク装置のフォロイング補償器の設計に適用する. まず, フォロイング制御系に加わる外乱の周波数範囲について考察し, 設計指針を明確にする.

図2において, 目標位置 ref の変動は, ディスクの回転に同期する同期振動と同期しない非同期振動に大別される. 同期振動の要因としては, ディスクの偏心やあらかじめディスク上に記録される位置信号の書き込み時の振動(サーボパターン振れ)などが考えられる. この同期振動は, 位置誤差信号 PES の周波数スペクトルにおいて, ディスク回転周波数およびその整数倍ごとに現れる線スペクトルとして観測される. 非同期振動の要因としては, ディスクのフラッタ振動・ベアリング振動・風乱振動 d_m , 位置外乱 d_p , 力外乱 d_f などが考えられる. フラッタ振動と風乱振動は, 位置誤差信号 PES の周波数スペクトルにおいて, ある特定の周波数範囲内にブロードなスペクトルとして観測される. ベアリング振動は, 位置誤差信号 PES の周波数スペクトルにおいて, 線スペクトルとして観測される. 位置外乱 d_p と力外乱 d_f は, 位置誤差信号 PES の周波数スペクトルにおいて, ベースラインレベルとしてホワイトノイズ的に観測される⁽³⁾⁽⁴⁾.

これらの振動はその多くが 1 000 Hz 以下の周波数範囲に存在する. そのため, 式(1)の閉ループ伝達関数の周波数整形においては, 特に 1 000 Hz 以下の周波数範囲における感度関数

$$S(s) = \frac{1}{1 + P(s)C(s)} \quad \dots\dots\dots (11)$$

の周波数整形が重要となり, 感度関数のゲインを少しでも低減するほど位置決め精度の向上が期待できる.

また, 外部からの予測できない衝撃などの外乱に対する耐力の向上にも寄与できる.

4.2 古典制御理論による設計 従来から一般的に用いられているフォロイング補償器は, PI 補償器 + 位相進み補償器 + ノッチフィルタ(以下, PI 型補償器)である. 1 000 Hz 以下の感度関数のゲインを低減するために, この PI 型補償器に対して積分器を一つ追加した補償器(以下, PII 型補償器)を古典制御理論により設計した. 試行錯誤を繰返し, 位相余有とゲイン余有は PI 型補償器の場合と同程度の値を確保し,

感度関数のゲインの低減を図った。

図4に感度関数 $S(s)$ のゲイン特性(数値計算結果)を示す。破線と実線は、それぞれPI型補償器とPII型補償器を用いた場合である。PII型補償器はPI型補償器を用いた場合に比べて、80 Hz以下の感度関数のゲイン特性の低減に優れた効果が見られる。しかしながら、80~400 Hz付近のゲイン特性を増加している。

4.3 LSDPによる設計 LSDPにより、PI型補償器におけるPI補償器+位相進み補償器に代わる H_∞ 補償器の設計を行う。ノッチフィルタはPI型補償器と同じものを使用し、設計した H_∞ 補償器に後から追加する。

図4において、80 Hz以下ではPII型補償器の特性を持ち、80~400 Hz付近はPI型補償器の特性をもつような感度関数を周波数整形の設計目標とした。この設計目標を実現するように、重み関数 $W(s)$ は次式のように選定した。

$$W(s) = 12.994 \frac{\prod_{n=1}^4 (s + z_n)}{\prod_{n=1}^4 (s + p_n)} \quad \text{..... (12)}$$

ここで、

$$W(s) \text{ の零点: } \{-2\pi \times 50, -2\pi \times 90, -2\pi \times 130, -2\pi \times 200\}$$

$$W(s) \text{ の極: } \{0, 0, 0, -2\pi \times 10\,000\}$$

重み関数 $W(s)$ の選定の考え方は、式(7)、(10)の関係から、低周波数域では感度関数の設計目標を満たすように $|P_N||W|$ が大きくなるようにし、高周波数域ではロバスト安定性を確保するように $|P_N||W|$ が小さくなるようにした。この重み関数を用いてLSDPにより H_∞ 補償器の設計を行うと、 $\gamma_{\min} = 1.9208$ が得られた。そこで、 $\gamma = 1.921$ として設計を行った。ただし、得られる補償器の次数が(設計モデルの次数+重み関数の次数 $\times 2$) = 10 次という高い次数になるため、実現上は低次元化が必要である。そこで、周波数特性を比較しながら補償器の極零相殺を行い、低次元化を図った。

Fig. 4 Gain characteristics of S

た。低次元化を行った後の H_∞ 補償器 $K_\infty(s)$ を次式に示す。

$$K_\infty(s) = 11.2889 \frac{\prod_{n=1}^4 (s + z_n)}{\prod_{n=1}^4 (s + p_n)} \quad \text{..... (13)}$$

ここで、

$$K_\infty(s) \text{ の零点: } \{-2\pi \times (83.2476 \pm 88.3712j), -2\pi \times (56.7795 \pm 2.5728j)\}$$

$$K_\infty(s) \text{ の極: } \{0, 0, 0, -2\pi \times 1.1279 \times 10^4\}$$

なお、最終的な H_∞ 補償器 $K_\infty(s)$ は、式(13)にPI型補償器で用いられているノッチフィルタを追加したものとなる。

図4に感度関数 $S(s)$ のゲイン特性(数値計算結果)を示す。破線はPI型補償器を用いた場合、細線はPII型補償器を用いた場合、太線は H_∞ 補償器を用いた場合である。また、図5に相補感度関数 $T(s) = 1 - S(s)$ (数値計算結果)と Δ_m^{-1} のゲイン特性を示す。太線が $T(s)$ 、細線が Δ_m^{-1} である。

図4より、100~400 Hz付近で設計目標を満たしていないところが若干あるものの、その他の領域では周波数整形が設計目標どおり行われていることがわかる。また図5より、乗法的誤差 Δ_m に対するロバスト安定性が確保されていることがわかる。

4.4 実験結果 得られた H_∞ 補償器 $K_\infty(s)$ を磁気ディスク装置に適用した際の実験結果について示す。補償器はサンプリング時間 50 μ s で離散化し、DSP(Digital Signal Processor)にアセンブリ言語で記述した。次式に離散化した H_∞ 補償器 $K_g(z)$ を示す。なお、離散化は双一次変換で行った。

$$K_g(z) = 3.1366 \frac{\prod_{n=1}^6 (z + z_n)}{\prod_{n=1}^6 (z + p_n)} \quad \text{..... (14)}$$

ここで、

$$K_g(z) \text{ の零点: } \{0.3084 \pm 0.9512j, 0.9738 \pm 2.7045 \times 10^{-2}j, 0.9823 \pm 7.9406 \times 10^{-4}j\}$$

Fig. 5 Gain characteristics of T and Δ_m^{-1} (H_∞ controller designed by LSDP)

Fig. 6 Gain characteristics of S (Experimental results)

$$K_{\infty}(z) \text{ の極: } \{1, 1, 1, -0.2784, \\ 0.2273 \pm 0.6499j\}$$

図6にスペクトルアナライザを用いて測定した感度関数 $S(s)$ のゲイン特性を示す。破線はPI型補償器を用いた場合、細線はPII型補償器を用いた場合、太線は H_{∞} 補償器を用いた場合である。図6より、数値計算結果と同様な結果が得られており、周波数整形が設計目標どおり行われていることがわかる。

5. モード切り換え後の過渡特性の改善

5.1 IVC の考え方 H_{∞} 補償器は、定常特性に関してはロバスト性を有して十分良好な結果を得ることができる。しかしながら、過渡特性の改善に課題が残る。MSC構造のヘッド位置決め制御系では、シークモードからフォロイングモードに切り換え後の過渡特性に H_{∞} 補償器を用いた場合の影響が現れるので改善が必要である。

ところで、MSCでは、モード切り換えの瞬間は制御系が不連続な動作を起こすことになるが、それ以外はそれぞれの制御則に従っている。また、2章で説明したように、モード切り換えは一方のみである。そこで、モード切り換え時を初期時刻としたときの初期値応答を考慮して制御系を設計すれば、過渡特性の改善が期待できる。IVCは、モード切り換え時にフォロイング補償器の内部変数に新たな値を再設定する設計法で、これによりフォロイング制御系の特性とは独立に過渡特性の改善が可能となる^{(8)~(10)}。このIVCの考え方を適用し、モード切り換え後の過渡特性の改善を図る。

式(1)において、フォロイングモードに切り換えたときの状態変数ベクトル $X(0)$ を次のように分割する。ただし、フォロイングモードに切り換えた時刻を零とする。

$$X(0) = \begin{bmatrix} X_p(0) \\ X_c(0) \end{bmatrix} \quad (15)$$

ここで、 $X_p(0)$ は制御対象の状態変数から構成される列ベクトル、 $X_c(0)$ は補償器の状態変数から構成される列ベクトルである。 $X_p(0)$ 、 $X_c(0)$ から位置誤差信号 PES までの伝達関数は次式となる。

$$PES = -\frac{N_p(z)}{1+P(z)C(z)}X_p(0) - \frac{N_c(z)}{1+P(z)C(z)}X_c(0) \quad (16)$$

ここで、 $N_p(z)$ と $N_c(z)$ は、それぞれ適当な次数の多項式から構成される行ベクトルである。

フォロイングモード切り換え時に $X_p(0)$ が測定できるとする。このとき、適当な次数の実係数行列 K を用いて

$$X_c(0) = KX_p(0) \quad (17)$$

とすれば、式(16)は次式となる。

$$PES = -\frac{N_p(z) + N_c(z)K}{1+P(z)C(z)}X_p(0) \quad (18)$$

式(18)より、 $X_p(0)$ から PES までの伝達関数の零点の位置を、実係数行列 K により任意に配置できることがわかる。このように、IVCでは過渡特性に望ましくない極を零点により相殺できるので、過渡特性の改善が可能となる。

5.2 実係数行列 K の設計 まず、制御対象を離散化する。IVCの設計では、式(2)の設計モデル $P_N(s)$ に対して、過渡特性に影響する演算時間遅れなどのむだ時間を1次のパデ近似でモデル化して直列に加え、零次ホールドを付けてサンプリング時間 $50\mu s$ で離散化した。次式に離散化した制御対象 $P_N(z)$ を示す。

$$P_N(z) = 3.1215 \times 10^{-3} \frac{\prod_{n=1}^2 (z + z_n)}{\prod_{n=1}^3 (z + p_n)} \quad (19)$$

ここで、

$$P_N(z) \text{ の零点: } \{-0.1853, -10.9048\}$$

$$P_N(z) \text{ の極: } \{1.0, 1.0, 3.8071 \times 10^{-2}\}$$

式(14)、(19)より、閉ループ系の極は次のようになる。

$$\begin{aligned} \text{閉ループ系の極: } \{ & 0.1731 \pm 0.6105j, -0.2468, \\ & 0.2754, \\ & 0.9481 \pm 7.1909 \times 10^{-2}j, \\ & 0.9743 \pm 8.9750 \times 10^{-3}j, \\ & 0.9847 \} \end{aligned}$$

これより、応答の遅い極が5個あることがわかる。IVCでは、指定する零点の数を5個とした場合、初期値を設定する補償器の次数も5としなければならない。式(14)の H_{∞} 補償器 $K_{\infty}(z)$ は6次なので、残りの状態変数には0の初期値を設定する。次に、制御対象

Fig. 7 Settling waveforms compensated by IVC (Experimental results)

の状態変数のうち初期変位 $x_{pos}(0)$ と初期速度 $x_{vel}(0)$ がモード切り換え時にばらつくので、これらから位置誤差信号 PES までの伝達関数に対して IVC による零点配置を行う。

以上より、IVC の計算式は次式となる。

$$X_c(0) = K \begin{bmatrix} x_{pos}(0) \\ x_{vel}(0) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (20)$$

ここで、

$$K = \begin{bmatrix} -1.3131 \times 10^5 & -5.7874 \\ 1.2768 \times 10^5 & 5.6284 \\ -1.8997 \times 10^5 & 2.5431 \times 10^2 \\ 1.8828 \times 10^5 & -2.5439 \times 10^2 \\ 1.0219 \times 10^6 & 5.4883 \times 10^1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (21)$$

このとき、 $x_{pos}(0)$ と $x_{vel}(0)$ から位置誤差信号 PES までの伝達関数の零点はそれぞれ次のように配置される。

$$x_{pos}(0) \text{ から零点: } \{-5.5265 \pm 0.1733j, \\ -0.4406, \\ 0.9481 \pm 7.1909 \times 10^{-2}j,$$

$$0.9743 \pm 8.9750 \times 10^{-3}j, \\ 0.9847\}$$

$$x_{vel}(0) \text{ から零点: } \{-0.2011,$$

$$0.5730,$$

$$0.9481 \pm 7.1880 \times 10^{-2}j,$$

$$0.9736 \pm 9.9641 \times 10^{-3}j,$$

$$0.9860, 1.5807 \times 10^{10}\}$$

いずれも、相殺したい応答の遅い 5 個の極とほぼ等しい値の零点を含んでいることがわかる。

5.3 実験結果 図 7 に、 H_∞ 補償器 $K_\infty(z)$ に IVC を適用した際の実験結果について示す。図 7 の (a) から (c) は、それぞれ 4、256 トラック、フルストロークのシークを行ったときのモード切り換え時の位置誤差信号 PES の時間応答を多重露光した写真である。縦軸の零が目標トラック位置を現している。なお、モード切り換え時の初期変位 $x_{pos}(0)$ は DSP 内で位置誤差信号 PES の符号を反転して求め、初期速度 $x_{vel}(0)$ は DSP 内で位置誤差信号 PES を差分して求めた。図 7 より、各ストロークのシークにおいて、オーバーシュートが抑制され、かつ安定に目標トラックに整定していることがわかる。

6. む す び

磁気ディスク装置のフォロイング制御系の設計に LSDP を適用した。フォロイング制御系に加わる外乱の周波数範囲について考察し、ロバスト安定性を確保しながら感度関数の周波数整形を行った。その結果、外乱に対する耐力を向上し、良好な定常特性を有するフォロイング制御系を得ることができた。

また、設計した H_∞ 補償器に IVC を適用した。シークモードからフォロイングモードに切り換えた後の過渡特性の改善を図り、各ストロークのシークでオーバーシュートを生じない良好な過渡特性を有するヘッド位置決め制御系を得ることができた。

文 献

- (1) 平田光男・劉康志・美多勉・山口高司, H_∞ 制御理論を用いたハードディスクのヘッド位置決め制御, 計測自動制御学会論文集, 29-1(1993), 71-77.
- (2) 谷川民生・佐伯正美, ハードディスクの位置決め制御に対する可調整パラメータを含む H_∞ 制御器の適用, 計測自動制御学会論文集, 31-12(1995), 1962-1969.
- (3) 沼里英彦・薄井和明・濱田洋介・山口高司, 磁気ディスク装置におけるヘッド位置決め誤差の解析手法(フォロイング時の位置誤差信号解析手法), 機論, 65-636, C(1999), 3245-3251.
- (4) 今井郷充・沼里英彦, ディスクフラッタに起因するヘッド位置決め誤差の推定法, 機論, 65-636, C(1999), 3075-3081.

- (5) McFarlane, D. and Glover, K., A Loop Shaping Design Procedure Using H_∞ Synthesis, *IEEE Trans. on Automatic Control*, **37**-6(1992), 759-769.
 - (6) 川谷亮治, ループ整形手法を用いたロバスト制御系の設計, システム/制御/情報, **36** 12(1992), 776-783.
 - (7) 松村文夫・藤田政之・畠一尋, Loop Shaping による横軸形磁気軸受の H_∞ ロバスト制御, 電気学会論文誌, **116**-12, D (1992), 1200-1206.
 - (8) 山口高司・宍田和久・平井洋武, 磁気ディスク装置ヘッド位置決めサーボ系におけるサーボモード切り換え時の初期値補償問題の基礎検討, 計測自動制御学会論文集, **29**-7(1993), 792-799.
 - (9) 山口高司・宍田和久・遠山聡一・平井洋武, 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.
 - (10) 山口高司, 情報機器における機構制御とモデリング, 計測と制御, **37**-4(1998), 272-275.
-