

磁気ディスク装置2ステージアクセス機構系の追従制御

Track-Following Control of a Dual Stage Hard Disk Drive

○佐々木実*, 藤澤二三夫***, 鈴木稔也*, 臼井孝正*

○Minoru Sasaki*, Fumio Fujisawa**, Toshiya Suzuki* and Takamasa Usui*

* 岐阜大学, **八戸工業大学

*Department of Mechanical Engineering Faculty of Engineering, Gifu University

**Department of Mechanical Engineering, Hachinohe Institute of Technology

キーワード: 磁気ディスク装置 (magnetic disk drive), 2ステージアクセス機構 (dual stage access mechanism),
トラック追従制御 (Track following control), ロバスト制御 (robust control)

連絡先: 〒501-11 岐阜市柳戸1-1 岐阜大学工学部機械システム工学科 堀・佐々木研究室
佐々木実, Tel.: 058-293-2541, Fax.: 058-230-1892, E-mail: sasaki@cc.gifu-u.ac.jp

1. 緒言

現在, 磁気ディスク装置は情報記憶装置として広く普及している. 近年, マルチメディア化による情報の多量化に伴い, さらに小型大容量化する傾向にあり, ますます高密度記録化が要求されている. 磁気ディスクの面記録密度は, 線記録密度 BPI(Bits Per Inch)とトラック密度 TPI(Tracks Per Inch)によって決定付けられる. 前者の BPI は, ヘッド浮上量, ヘッド性能及び媒体性能に依存しており, 現段階でも 92.5kBPI と非常に高密度を実現している. 後者の TPI は, ヘッド位置決め精度に依存しており, 現段階において 4kTPI と BPI と比較すると低い水準であり, まだかなりの高密度化の余地が残されている. つまり, 高 TPI 化を推進することで面記録密度を高めることが可能である. その実現のためには, 磁気ヘッドのトラック追従精度のさらなる向上が必要不可欠である. しかし, 磁気ディスク装置には, ディスク回転数(3600rpm)に同期した周波数成分(回転同期成分)や, 非周期

性の振れ回り(NRRO)などが存在し, トラック追従精度に悪影響を与える. これらの外乱を抑圧するためには, 高周波数域まで感度関数を小さくすることが有効である. そしてヘッド位置決め機構及び制御系の高帯域化が重要となる. しかし, Fig.1 に示すような従来の VCM(Voice Coil Motor)単体で位置決めを行うシングルステージアクセスサーボ機構では, これらの仕様を満たすことはおのずと限界があり, ほとんど不可能である. 故に, 大容量磁気ディスク装置の位置

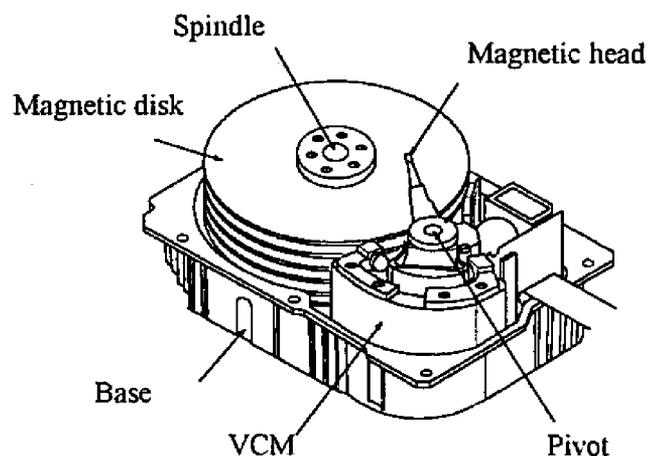


Fig.1 Basic schematic diagram of magnetic hard disk drive

決め機構系には光ディスク装置の位置決め機構系で既に実用化されているような粗動アクチュエータに何らかの微動アクチュエータを付加した2ステージアクセスサーボ機構系の開発が有力な手段と考えられる。

そこで、本研究においては、VCM及びヘッド部に付加された積層型圧電素子(PZT)アクチュエータを協調動作させることによりヘッド位置決めを行う2ステージアクセスサーボ機構系を取り扱う。また、この2ステージアクセスサーボ機構系は、冗長自由度系であり、その制御系の設計手法には様々なものが考えられる。ここでは、制御対象の特性ばらつきに対するロバスト性が確保できるLQG制御、LQG/LTR制御、 H_∞ 周波数分離制御、 H_∞ 制御混合感度問題の適用を試み、それらの制御性能について比較検討した。

2.2 ステージアクセスサーボ機構系の構成

従来の磁気ディスクアクセスサーボ機構系は、VCM単体でトラック追従制御を行ってきたが、さらなる高速・高精度化の実現は構造的に非常に困難である。そこで本研究においては、Fig.2に示すようにヘッドアーム部に新たにPZTを用いた微動アクチュエータを設け、VCMと合わせて2つのアクチュエータによりアクセスサーボ機構の2ステージ化を図った。圧電素子の支持部分は、平行板バネ機構となっており、印加

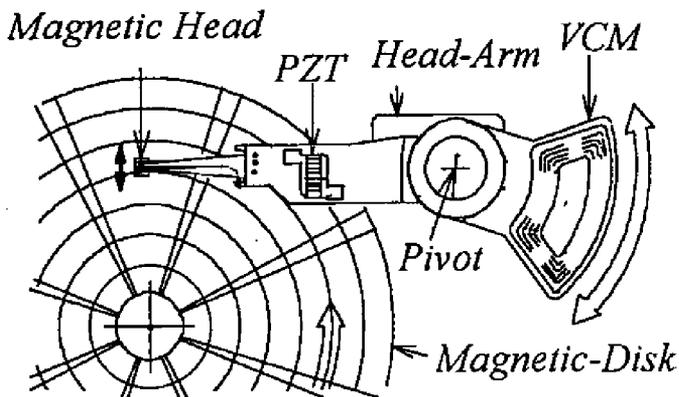


Fig. 2 Dual stage access servo mechanism

電圧100[V]において、約4.5[μ m]程度の動作が可能である。これにより、ディスク面上の全ストロークを可動できるが応答周波数の低いVCMと、変位量は小さいが高い周波数域まで応答することが可能なPZTを協調動作させることにより、広い周波数域で高速・高精度が得られるようにアクセスサーボ機構系を設計した。

3.2 ステージアクチュエータの数値モデル化

この2ステージアクチュエータの可動部は直線上の運動に置き換えることにより、ばね-質量-減衰器系によって連結されたFig.3のようにモデル化できる。

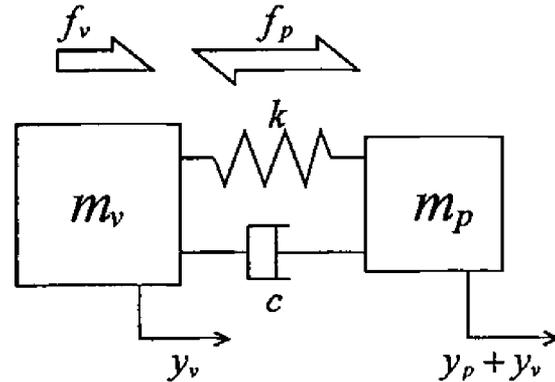


Fig.3 Dynamical model of the dual stage actuator

この図で、 $y_v + y_p$ は先端の絶対的な位置、 y_v はVCMの相対的な位置である。また、 m_p はPZTアクチュエータによる可動質量、 m_v は可動部全体の質量から m_p を除いたVCMによる可動質量である。 k をばね定数、 c を粘性抵抗係数、 f_v をVCM推力、 f_p をPZTアクチュエータ伸張力とすると、次の運動方程式を得る。

$$\begin{aligned} m_p \cdot (\ddot{y}_p + \ddot{y}_v) + c \cdot \dot{y}_p + k \cdot y_p &= f_p \\ m_v \cdot \ddot{y}_v - c \cdot \dot{y}_p - k \cdot y_p &= f_v - f_p \end{aligned} \quad (1)$$

この式をラプラス変換して変形し、二つのアクチュエータの力と変位の関係を求めると、次式のようなになる。

$$\begin{pmatrix} Y_p \\ Y_v \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} g_{11} & 0 \\ 0 & g_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_p \\ F_v \end{pmatrix} \quad (2)$$

m_p は m_v に比べ十分小さいので、

$$g_{11} = \frac{1}{k} \frac{\omega^2}{s^2 + 2\zeta \cdot \omega \cdot s + \omega^2} \quad (3)$$

$$g_{22} = \frac{1}{m_v \cdot s^2} \quad (4)$$

ただし,

$$\omega = \sqrt{k/m_p}, \zeta = c / (2\sqrt{k \cdot m_p}) \quad (5)$$

PZTの可動質量は、VCMの可動質量に比べて極めて小さいため、VCMとPZT間の相互干渉は無視できるものと考えられる。

VCMの伝達関数は次式で表される。

$$G_v(s) = \frac{1}{M_v} \left(\frac{\tau_{v1}s + 1}{s^2 + 2\zeta_{v1}\omega_{v1}s + \omega_{v1}^2} - \frac{1}{s^2 + 2\zeta_{v2}\omega_{v2}s + \omega_{v2}^2} - \frac{\tau_{v3}s + 1}{s^2 + 2\zeta_{v3}\omega_{v3}s + \omega_{v3}^2} - \frac{\tau_{v4}s + 1}{s^2 + 2\zeta_{v4}\omega_{v4}s + \omega_{v4}^2} \right) \quad (6)$$

ここで、 M_v はVCMの可動質量、 τ_w は時定数($i=1,3,4$)、 ζ_w は減衰比($i=1,2,3,4$)、 ω_w は固有角振動数($i=1,2,3,4$)である。

VCM単体で可動させたときの周波数特性をFFTアナライザにより測定した。このVCM機構系の閉ループ周波数特性の測定結果をFig.4に示す。また、Fig.5に式(6)に対応する数値シミュレーション結果を示す。30[Hz]以下の周波数領域を除けば、全域にわたって実際の機構系とほぼ一致したゲイン曲線が得られており、妥当な数値モデル化が行われていると考えられる。

一方、PZTの伝達関数は、

$$G_p(s) = \left(\frac{k_{g1}}{s^2 + 2\zeta_{p1}\omega_{p1}s + \omega_{p1}^2} + \frac{2\xi_{p2}\omega_{p2}s + k_{g2}}{s^2 + 2\zeta_{p2}\omega_{p2}s + \omega_{p2}^2} \right) \quad (7)$$

ここで、 k_{gi} は比例ゲイン($i=1,2$)、 ζ_{pi} は減衰比($i=1,2$)、 ξ_{pi} は減衰比($i=2$)、 ω_{pi} は固有角周波数($i=1,2$)である。

磁気ヘッドのみを取り出しヘッド部を固定して、VCMは動作させずにPZT単体で動作させ、その周波数特性をFFTアナライザにより測定した。PZTの周波数特性の測定結果をFig.6に示す。一方で、Fig.7に式(7)に対応する数値シミュレーション結果を示す。7[kHz]以上の高周波数領域に差異が見られるものの、ほぼ一致したゲイン曲線が得られており、妥当な数値モデル化がなされているものと考えられる。

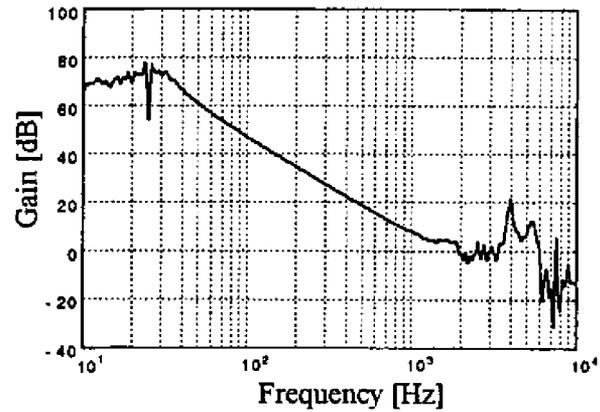


Fig. 4 Gain diagram of the VCM mechanism (Experimental result)

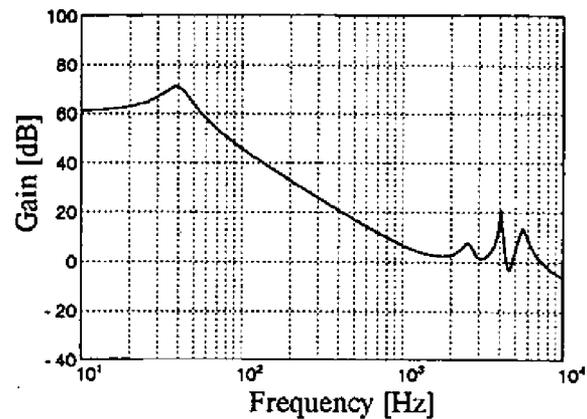


Fig. 5 Gain diagram of the VCM mechanism (Simulation result)

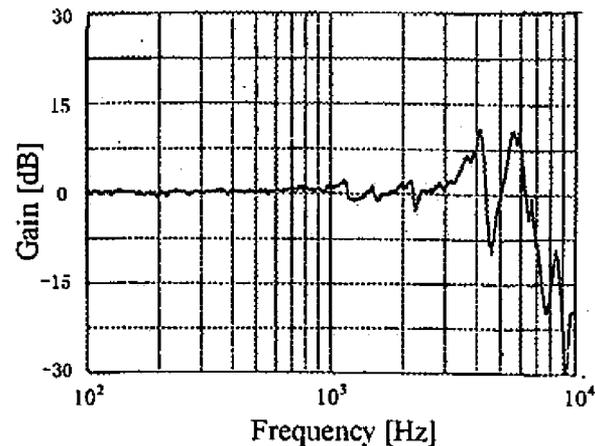


Fig. 6 Gain diagram of the PZT mechanism (Experimental result)

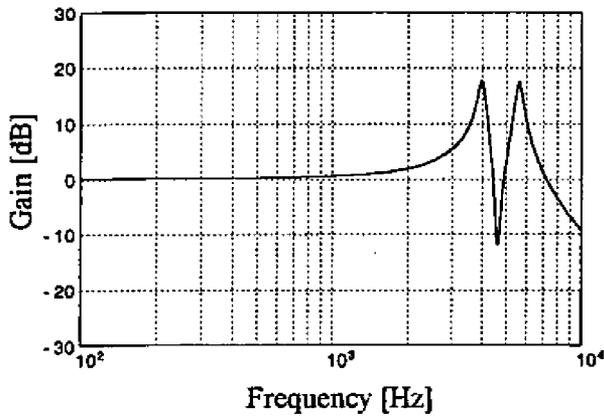


Fig.7 Gain diagram of the PZT mechanism (Simulation result)

4. 制御システム構成

制御システムの構成には、様々なものが考えられるが、本研究では、以下に示すような3つのタイプの制御システムの構成について検討した。

Type1は、Fig.8に示されるような構成になっている。この制御システムは、粗動部と微動部が並列に結合されているというシンプルな構成になっている。このような構成の2ステージ系の制御システムは、光ディスクの位置決め機構系において既に実用化されている。この制御機構系モデルにおいては、粗動部 VCM と微動部 PZT とが、同位相で協調動作するようになっている。

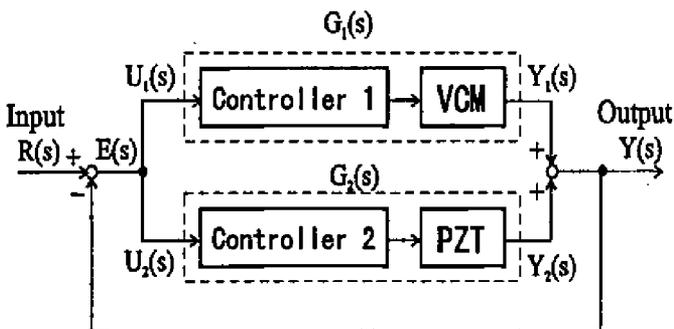


Fig.8 Control system architecture (Type 1)

Type2は、Fig.9に示されるような構成になっている。この制御システムにおいては、VCMとPZTの可動範囲の相違に注目し、VCMのサーボ系が目標値に追従する一方、応答しきれずに残った偏差分をPZTの応答によって補正するよ

うな構成となっている。この2ステージアクセスサーボ機構系の安定性は、閉ループ制御システムの特方程式から、VCMとPZTのそれぞれのサーボシステムの安定性により実現される。また同様に、VCMとPZTのそれぞれの感度関数を整形することにより、2ステージ系の感度関数を整形でき、低感度化を実現することが可能である。

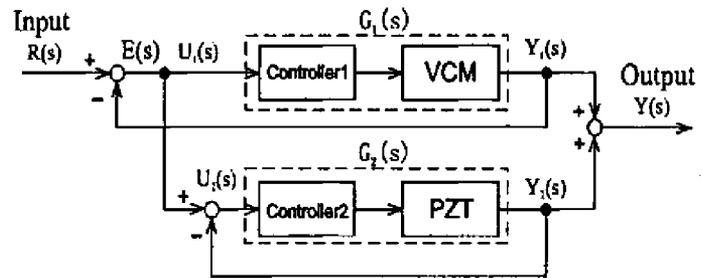


Fig.9 Control system architecture (Type 2)

Type3は、Fig.10に示すような構成になっている。ここで、 $G(s)$ はプラント伝達関数で、 $K(s)$ はコントローラ、 $W_i(s)$ は重み関数である。 H_∞ 標準問題を用いることによって、拡大プラントの伝達関数 T_{zw} のノルムを最小化するようなコントローラ $K(s)$ を求めることができる。この制御システムにおいては、VCMとPZTの可動周波数の相違に着目し、VCMとPZTの可動周波数帯域を分けるような周波数分離制御を試みた。低周波数領域では、可動範囲の広いVCMを主に動作させ、高周波数領域では、可動範囲は狭いが、高速・高精度応答が可能なPZTを主に動作させるように設計されている。

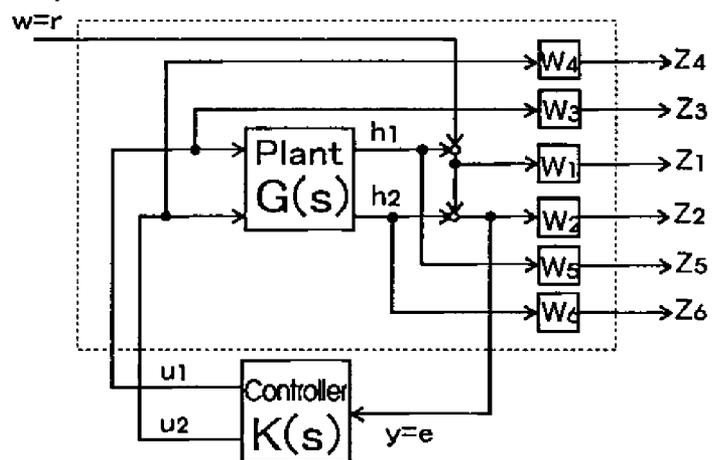


Fig.10 Control system architecture (Type 3)

5. ロバスト制御

これまでの多くの制御系設計手法は、制御対象のモデルが正確であるという前提の上に成り立っている。しかし実際には完全なモデルを得ることは不可能である。これはモデル化における誤差や制御系動作時のシステム自身の変化、環境の変化等が存在するためである。よって、ある程度のモデル化誤差が存在しても良好な制御性能を保つロバスト性の付与が必要になる。また、様々な外乱の影響を抑圧する低感度化も重要である。

本研究では、ロバスト制御である LQG 制御、LQG/LTR 制御、 H_∞ 周波数分離制御、 H_∞ 制御混合感度問題を磁気ディスク装置 2 ステージアクセス機構系に適用する。

LQG(Linear Quadratic Gaussian)制御は、状態と制御入力に関する 2 次形式評価関数を最小にする入力を求める LQ 制御で、Kalman フィルタやオブザーバを用いて内部推定したものである。この LQG 制御問題は分離定理により、LQ 制御問題と Kalman フィルタ問題に分けることができる。

LQ 制御は優れたロバスト性を有している。ただし、ロバスト安定性が保証されるのは、完全な状態フィードバックが制御系で実現された場合に限られる。つまり、Kalman フィルタやオブザーバを用いて擬似的に状態フィードバックされた LQG 制御系の場合は、ロバスト安定性が保証されずに、かえって劣化してしまう。これは、制御システムに不確かさが存在すると LQG 補償器内で正確な状態推定を行うことができないためである。そのため、LQG 制御系は少しの変動でも不安定になるという恐れがある。

そこで、状態量と推定量間の差がなくなるように Kalman フィルタのゲインを再設計することでロバスト安定性の劣化を回復させる手法が LQG/LTR(LQG with Loop Transfer Recovery)であ

る。

H_∞ 制御では、実際の制御対象と数値モデルが異なっても、その誤差に関する情報も利用することで実際の制御対象をロバスト安定化するコントローラを設計することができる。また、一般に制御において目標追従性、ロバスト安定化ともに重要な特性であり、双方を考慮して制御系を設計することが望まれる。目標追従性は感度関数 $S(j\omega)$ を小さくすることで向上でき、ロバスト安定性は相補感度関数 $T(j\omega)$ を小さくすることで向上できる。しかし、これらを個別に満たすコントローラを求めることは困難であるため、次の混合感度問題を考える。評価関数 T_{yu} は次式で定義される。

$$T_{yu} = \begin{bmatrix} W_1 S \\ W_2 KS \\ W_3 T \end{bmatrix} \quad (8)$$

ここで、

$$S = (I + GK)^{-1} \quad (9)$$

$$T = GF(I + GK)^{-1} \quad (10)$$

この問題は T_{yu} の H_∞ ノルムを最小にする安定なコントローラ K を求めるものである。しかし、 $S(j\omega)$ と $T(j\omega)$ を同じ周波数帯で同時に小さくすることはできない。一般にモデル化誤差は高周波数領域に多くの成分を持つので、高周波数領域では $T(j\omega)$ を小さくし、逆に低周波数領域では $S(j\omega)$ を小さくする。

6. 数値計算による比較検討

LQG 制御、LQG/LTR 制御、 H_∞ 制御混合感度問題を磁気ディスク装置 2 ステージアクセス機構系の制御システムモデル Type1 及び Type2 に適用する。

Fig.11 に Type1 の閉ループのゲイン特性を示す。また、Fig.12 に感度関数の周波数特性を示す。

LQG 制御のサーボ帯域は約 1.8[kHz]であり、

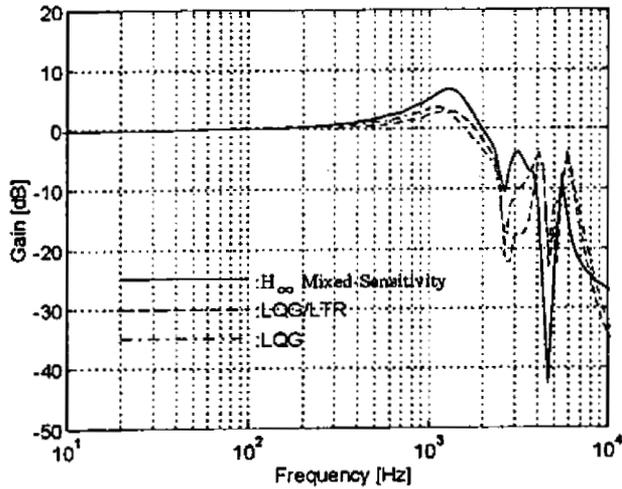


Fig. 11 Frequency response for designed control systems (Type 1)

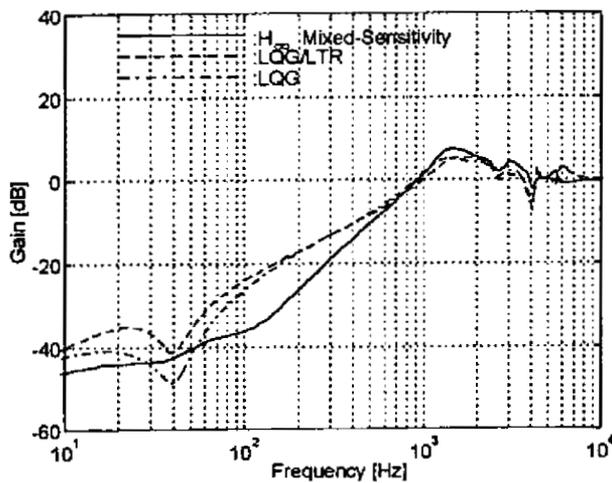


Fig. 12 Frequency response for sensitivity functions of designed control systems (Type 1)

LQG/LTR 制御は約 2.0[Hz], H_{∞} 制御混合感度問題では約 2.5[Hz]となっている。したがって、ゲインピークを除くと、サーボ帯域自体は、 H_{∞} 混合感度問題を用いた場合が最も高帯域の結果が得られている。共振点のゲインも H_{∞} 混合感度問題を用いたときが最も効果的に抑圧されている。また、感度特性では、0[dB]以下に抑圧されている周波数帯域は LQG 制御と H_{∞} 制御混合感度問題は約 950[Hz]までであり、LQG/LTR 制御では約 1[kHz]までである。LQG/LTR 制御を用いたときのものが僅かながら H_{∞} 混合感度問題を用いたものよりも優れている。また、低周波数領域での感度の抑圧性能という点において、 H_{∞} 混合感度問題の場合が最も効果的であり、高い外乱抑圧性能が期待できる。

以上を総合すると、Type 1 においては、 H_{∞} 混合感度問題を用いて設計されたコントローラを用いた制御システムの場合が最も高い制御性能を実現できるものと思われる。

次に、Fig. 13 に Type 2 の閉ループのゲイン特性を、Fig. 14 に感度関数の周波数特性を示す。

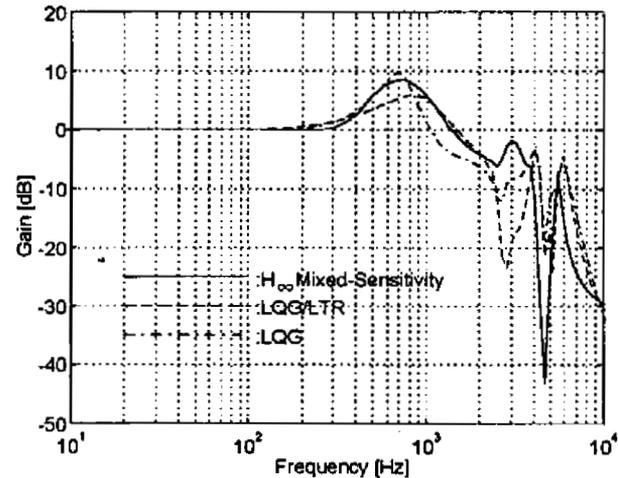


Fig. 13 Frequency response for designed control systems (Type 2)

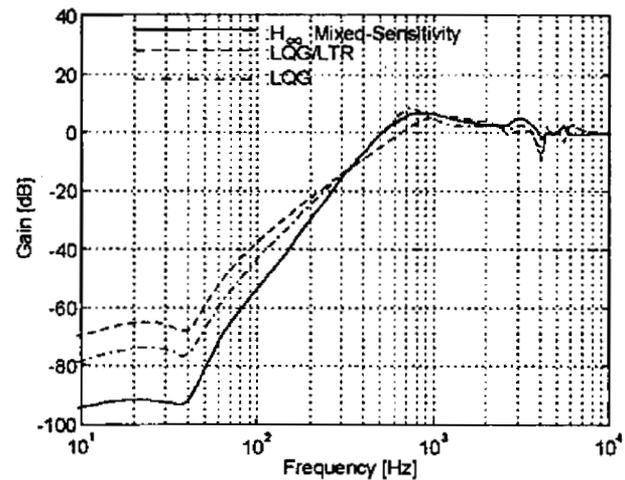


Fig. 14 Frequency response for sensitivity functions of designed control systems (Type 2)

LQG 制御の場合のサーボ帯域は約 1.4[kHz]であり、LQG/LTR 制御の場合は約 2.1[kHz]、 H_{∞} 制御混合感度問題の場合では約 2.0[kHz]となっている。したがって、ゲインピークを除くと、サーボ帯域自体は、LQG/LTR 制御と H_{∞} 混合感度問題を用いた場合が最も高帯域の結果が得られている。共振点のゲインも H_{∞} 混合感度問題を用いたときが最も効果的に抑圧されている。また、感度特性では、0[dB]以下に抑圧されている周波数帯域は LQG 制御と H_{∞} 制御混合感度問

題は約 500[Hz]であり、LQG/LTR 制御では約 600[Hz]である。LQG/LTR 制御を用いたときのものが H_{∞} 混合感度問題を用いたものよりも優れているが、感度関数のゲイン上昇、低周波数領域での感度の抑圧の点において、 H_{∞} 混合感度問題の場合が -90 [dB]と最も効果的で高い外乱抑圧性能が期待できる。

故に、Type2 においては、 H_{∞} 混合感度問題を用いて設計されたコントローラを用いた場合が最も高い制御性能を実現することができるものと思われる。

これまで各モデルの中で最も妥当な制御系設計法について検討してきた。ここでは、各モデルにおいて最も制御性能が優れたものを用いて、Type1, Type2 及び H_{∞} 周波数分離制御を適用した Type3 の各制御システムモデルの制御性能について比較検討する。ただし、Type1, Type2 に対しては前述の比較結果より H_{∞} 混合感度問題を用いて設計したコントローラを用いる。

Fig.15, Fig.16 に Type1, Type2, Type3 の閉ループ周波数特性、及び感度関数の周波数特性を示す。

閉ループ特性において、共振点のゲインは Type1, ついで Type2 が良く抑圧されている。一方、サーボ帯域に着目すると、Type1 は約 2.5[kHz], Type2 は約 2.0[kHz], Type3 は約 3.0[kHz] であり、Type3 が非常に良好な制御効果を発揮している。

感度関数の周波数特性において、0[dB]以下に抑えられている周波数帯域については、Type1 は約 950[Hz] Type2 は約 500[Hz], Type3 は約 1[kHz]である。Type3 が、ついで Type1 が 1[kHz] 近くまで広い領域で低感度化が達成されているので様々な周波数の外乱を抑圧できる。しかし、Type2 は 0 クロス周波数は低いものの、低周波数領域で約 -90 [dB]と他の方式よりも極めて低ゲインに感度関数を抑え込み、ゲイン上昇も大きいので、高周波数領域まで低感度化が図られ

非常に大きな外乱抑圧性が期待できる。

よって、サーボ帯域を向上させることを目的にすると、Type1 と Type3 は優れた効果が期待できる。しかし、低域における回転同期成分などの外乱の影響が大きい場合は Type2 を用いることによって、これらを抑圧することが可能である。

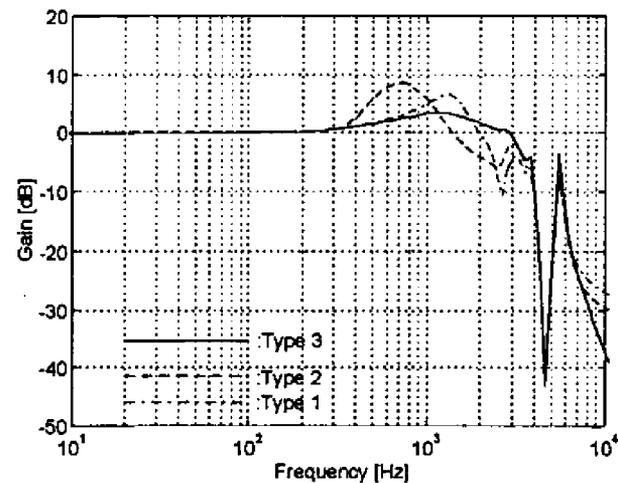


Fig.15 Frequency response for designed control systems

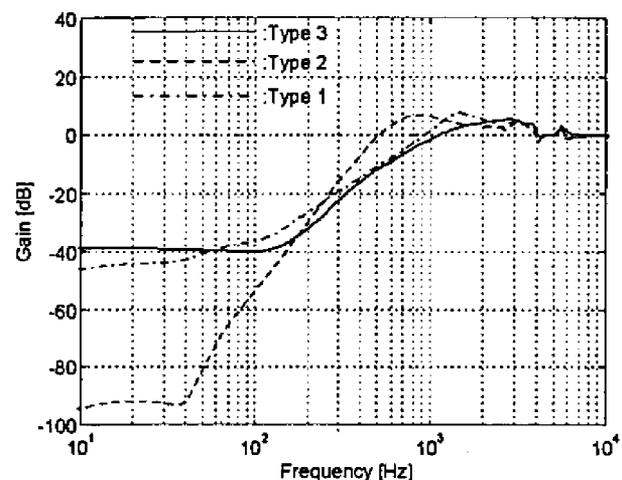


Fig.16 Frequency response for sensitivity functions of designed control systems

7. 各種制御方式におけるロバスト安定性解析

前節までにおいて、Type1, Type2 の LQG 制御, LQG/LTR 制御, H_{∞} 混合感度問題, および Type3 の H_{∞} 周波数分離制御の数値シミュレーション結果を示した。ここでは、それらのロバスト安定性について検討する。制御プラントに含まれる不確かさが実際にどの程度変動するか、

またどのシステムマトリクスにモデル化誤差等が存在するかなどを定量的に検討するのはかなり困難である。そこで、ロバスト安定性の評価を、まず、古典制御理論におけるゲイン余裕・位相余裕により評価する。ゲイン余裕はゲイン変動の安定限界を示し、位相余裕は位相変動の安定限界を示す。その数値シミュレーション結果を Table1 に示す。

Table.1 Gain and phase margin

	Gain margin [dB]	Phase margin [deg]
LQG (Type 1)	6.116 (2.30 kHz)	58.46 (1.582 kHz)
LQG/LTR (Type 1)	3.709 (2.21 kHz)	44.15 (1.79 kHz)
Mixed H_{∞} (Type 1)	3.765 (3.15 kHz)	32.94 (1.99 kHz)
LQG (Type 2)	4.321 (2.17 kHz)	36.13 (1.74 kHz)
LQG/LTR (Type 2)	7.701 (6.32 kHz)	70.62 (1.05 kHz)
Mixed H_{∞} (Type 2)	11.16 (3.22 kHz)	74.07 (1.38 kHz)
Standard H_{∞} (Type 3)	2.469 (5.67 kHz)	30.73 (2.92 kHz)

制御プラントの状態方程式(11)を伝達関数表現すると式(12)のようになる。

$$\begin{cases} \dot{x} = \mathbf{A}x + \mathbf{B}u \\ y = \mathbf{C}x + \mathbf{D}u \end{cases} \quad (11)$$

$$G(s) = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B} + \mathbf{D} \quad (12)$$

このプラントにおいて、A,B,C,D 行列がそれぞれ変動する場合を考える。ただし、これらのシステムマトリクスの変動はマトリクス中のある成分が変動すると考えられるが、その成分を正確に把握するのは難しい。そこで、システムマトリクスが乗法的に変動すると考え、プラントの状態方程式を式(13)のように仮定する。ただし、 Δ_A , Δ_B , Δ_C , Δ_D は定数とする。

$$\begin{cases} \dot{x} = \Delta_A \mathbf{A}x + \Delta_B \mathbf{B}u \\ y = \Delta_C \mathbf{C}x + \Delta_D \mathbf{D}u \end{cases} \quad (13)$$

ここで、A 行列の変動はシステムの同定パラメータ変動を表す。また、B 行列の変動は制御入力の変動を表し、2 ステージ磁気ディスクの

場合、PZT のヒステリシス特性や VCM の NRRO などの影響が考えられる。C 行列の変動は磁気ディスク装置における位置検出センサのセンサ不良、センサ誤差などの影響を表すものと考えられる。また、D 行列は零行列あるので、その変動分は無視できる。そして、システム行列 A,B,C それぞれの変動が系が不安定にならぬまで、どの程度まで許容できるのかを数値シミュレーションにより検討する。Table2 にその結果を示す。

Table.2 Influence of matrix variations

	A Matrix	B Matrix	C Matrix
LQG (Type 1)	1.78	1.42	1.42
LQG/LTR (Type 1)	3.35	1.96	1.96
Mixed H_{∞} (Type 1)	3.09	2.52	2.52
LQG (Type 2)	1.78	1.42	1.42
LQG/LTR (Type 2)	4.23	2.01	2.01
Mixed H_{∞} (Type 2)	2.91	2.42	2.45
Standard H_{∞} (Type 3)	3.52	4.00	4.00

Type1 において、LQG 制御ではゲイン余裕は 6.116[dB] で、ループゲインを回復させる LQG/LTR 制御ではかえって 3.709[dB] と悪くなってしまう。しかし、実際にシステム行列を変動させたとき、どのマトリクス変動に対しても LQG/LTR の方が変動に対して高い安定性を示した。また、 H_{∞} 混合感度問題の場合は、ゲイン余裕は LQG/LTR とあまり変わらないが、マトリクス変動の特に B, C 行列の変動、つまり、入力及びセンサの変動に対して高い安定性があることが分かる。

次に、Type2 において、ゲイン余裕は、LQG 制御に対して、LQG/LTR では 4.321[dB] から 7.701[dB] に増加した。さらに、 H_{∞} 混合感度問題を用いることにより 11.16[dB] に増大した。また、システムマトリクスの変動に対しては、LQG

制御では、どのマトリクス変動に対しても弱い
が、LQG/LTR 制御により、A 行列の変動、すな
わちシステムのパラメータ変動に対しては、全
制御方式の中で最も高い安定性を示した。しか
し、 H_{∞} 混合感度問題を用いた場合はどのマト
リクス変動に対しても平均的に高い安定性を示
している。

また、Type3 の H_{∞} 周波数分離制御は、ゲイ
ン余裕、位相余裕とも前述の Type1, Type2 に対
して低い結果となった。しかし、システムマト
リクスの変動に対しては、VCM と PZT の可動
周波数をずらすことにより VCM のプラントの
変動分も PZT が補うような形になっているため、
その PZT の働きにより他の制御方式よりもパラ
メータ変動に強くなっている。また、その結果、
PZT への操作量は高ゲインになる傾向にある。

全制御方式の中で H_{∞} 混合感度問題を Type2
に適用した場合が、ゲイン余裕、位相余裕とい
った古典制御的評価法において優れている。ま
た、システムマトリクス変動に対しても優れた
結果を示している。以上の検討結果を総合する
と、これらの方式の中では、 H_{∞} 混合感度問題
を Type2 に適用した場合がロバスト安定性に最
も優れている。しかし、パラメータ変動に関し
てだけに着目すれば H_{∞} 周波数分離制御が突出
して優れている。

8. 結論

本研究では、高速・大容量化を目指した磁気
ディスク装置 2 ステージアクセスサーボ機構に
対して 3 タイプの制御システムを提案した。さ
らにこれらの制御システムにおいて用いられる
コントローラ的设计手法に、LQG 制御、
LQG/LTR 制御、 H_{∞} 周波数分離制御、 H_{∞} 制御
混合感度問題を適用した。そして、制御システ
ムの構成、コントローラ的设计手法がトラック
追従性などの制御性能及びロバスト安定性にど
のような影響を与えるかを検討した。

その結果、制御性能の面から判断すれば H_{∞}
周波数分離制御を用いた Type3 が最も良好な結
果を示した。この制御方式のパラメータ変動に
対する安定性は突出して優れている。しかし、
実際にコントローラに実装する場合を考えると、
DSP の演算時間などの制約が存在する。このた
め、コントローラの次数が非常に高い Type3 の
実装はかなり困難である。

一方で、低周波数領域で回転同期成分などの
外乱が大きい場合は、 H_{∞} 混合感度問題を Type2
に適用したものが、低周波数領域で非常に大き
な外乱抑圧性能が期待できる。また、古典制御
的評価法のゲイン余裕、位相余裕、及びシステ
ムマトリクス変動に対して優れた安定性を有し
ている。

参考文献

- 1) M. Sasaki, M. Setta, K. Satoh and F. Fujisawa, :
Positioning Control of a Redundant Actuator,
*Proceedings of the 1994 Korean Automatic Control
Conference*, 605-610(1994)
- 4) M. Sasaki, E. Ida, A. Yokoi, F. Fujisawa, K. Mori
and H. Hirai, : TRACK-FOLLOWING CONTROL
OF DUAL STAGE HARD DISK DRIVE USING
NEURO - CONTROL SYSTEM, Third
International Conference on Motion and Vibration
Control, 136-141(1996)
- 5) R.Y. Chiang, M.G. Safonov, : Robust Control
TOOLBOX, The Math Works Inc.(1992)
- 6) 佐藤, 鈴木, 佐々木, 藤澤, 他: 磁気ディス
ク装置 2 ステージアクセス機構の H_{∞} 制御, 日本
機械学会東海支部第 4 5 期総会講演会講演論文
集, No.963-1, 287-288, (1996)
- 7) M. Sasaki, M. Setta, K. Satoh, and F. Fujisawa:
Positioning Control of Redundant Actuator,
*Proceeding of the 1994 Korean Automatic Control
Conference*, 605-610(1994)