

磁気記録評価装置用変位拡大位置決め機構の  
構造系と制御系の統合化設計\*安藤 大樹<sup>\*1</sup>, 大日方 五郎<sup>\*2</sup>, 宮垣 絢一郎<sup>\*3</sup>Integrated Design of Structure/Controller  
for Head Gimbals Assembly of Magnetic Recording Test StandHiroki ANDO<sup>\*4</sup>, Goro OBINATA and Junichiro MIYAGAKI<sup>\*4</sup> Graduate School of Engineering, Nagoya University,  
Furo-cho, Chikusa-ku, Nagoya-shi, Aichi, 464-8603 Japan

The integrated design of structure/control systems for high-speed positioning control of a head gimbal assembly (HGA) in spin stands is considered in this paper. A diamond shape structure, which is axisymmetrical to two orthogonal axes, is adopted for the displacement amplifier of a HGA. Two PZT linear actuators are built in the structure to control the position of the HGA. If the generated forces of the two actuators are acted symmetrically to the two axes and there is no disturbance force acting on the structure, non-symmetrical vibration modes to the two orthogonal axes will not be activated in the structure; moreover, only one symmetrical mode will come out. Since the natural frequency of the mode which can be excited by the symmetrical operation of the two actuators is very high, there is a possibility to achieve a much higher bandwidth of the HGA positioning control system in comparison with conventional structures of displacement amplifiers. The simultaneous optimization on these parameters of the structure and the controller has been conducted, and then the effectiveness of the design result has been verified in the frequency responses. Moreover, the robustness properties against the worked accuracy on the structure and the imbalances in the generated forces of the actuators and/or the masses of suspended loads have been tested to ensure the performance.

**Key Words:** Integrated Design, Simultaneous Optimization, Robust Performance, Displacement Amplifier

## 1. はじめに

ハードディスクドライブは、近い将来、狭トラック・ヘッドにより隣接するトラック間距離は 50nm 以下となり、面記録密度は 1Tbit/in<sup>2</sup> に達することが期待されている。そのようなトラック上へのドライブ装置による磁気ヘッドの位置決め許容される位置誤差は、その 10% の 5nm 以内となることが予想されている。このため、そのような磁気ヘッドと高密度磁気記録メディアを組み合わせた記録再生特性の測定評価を行うスピンドルスタンドでは、分解能がドライブ装置に許容される位置誤差のさらに 10% の 0.5nm 程度となる磁気ヘッドの高速・高精度な位置決め技術が要求されている。しかし、このような磁気ヘッドの位置決めを困難にする

る要因として、温度ドリフト、スピンドルモータの回転振れ、メディアの回転により発生する気流などがある。磁気ヘッドの位置決め技術として、HGA (Head Gimbal Assembly) のサスペンションに PZT (Pb(Zr,Ti)O<sub>3</sub>) を二枚配置し、制御帯域を上げることによって、トラック追従性を向上させる研究が行われている<sup>①②</sup>。しかし、現状のスピンドルスタンドは、多様な HGA に対応するように、装置本体の直動ステージが設計されているが、大きなシーク動作は必要とされていない。高速・高精度であるが大きな移動を必要としないという要求に対し、直動ステージのアライメント機構に積層型 PZT と変位拡大機構で構成される PZT 微動アクチュエータを搭載し、制御帯域を上げることによって、トラック追従性を向上させる方式が有効であると考えられている<sup>③④</sup>。

本論文では、従来の PZT 微動アクチュエータの機構上の問題点を解決し、特性を大幅に改善する新しい機構を提案する。そして、新しく提案する PZT 微動アクチュエータの最適設計に、構造系と制御系の統合

\* 原稿受付 2004 年 4 月 20 日。

<sup>\*1</sup> 正員, 名古屋大学大学院工学研究科 (〒464-8603 名古屋市千種区不老町)。<sup>\*2</sup> 正員, フェロー, 名古屋大学エコトピア科学研究機構先端技術共同研究センター。<sup>\*3</sup> 三菱重工業(株) (〒455-8515 名古屋市港区大江町 10)。

E-mail: ando@ynamics.mech.nagoya-u.ac.jp

化設計<sup>6)</sup>の手法を適用する。本手法は、従来からの構造系の設計終了後に制御系の設計を行う二段階手法に対して、構造系と制御系を統合的に最適設計する手法である。しかし、構造系と制御系の同時最適化問題は、一般的には凸な問題とはならず、大域的な最適解を確実に求める方法は知られていない<sup>6)</sup>。本論文では、実制御システムの性能向上のためには、局所的な最適解であるとしても同時に最適化しない場合より性能の高い設計が可能となるということに着眼して設計するという立場をとる。本論文の構成を以下に示す。2章では新しく提案する PZT 微動アクチュエータの機構について述べ、その基本特性を有限要素解析により示す。3章では本論文で考える統合化設計問題を定義する。4章では設計例を示し、統合化設計により設計されたシステムの制御対象の不確定性に対するコントローラのロバスト性の検証を行う。5章でまとめを行う。なお、以下、 $t, s$  をそれぞれ時間および Laplace 演算子とし、 $\mathbf{R}^n$  を  $n$  次元実数ベクトル空間とする。

## 2. PZT 微動アクチュエータ

PZT 微動アクチュエータは、最大変位は小さいが高い応答性を有する積層型 PZT と PZT の変位を拡大する機構とで構成される。HGA は PZT 微動アクチュエータに支持される。PZT 微動アクチュエータは装置本体の直動ステージに取り付けられ、直動ステージと同じ軸方向に HGA を微調整移動する。スピンドルでは、PZT 微動アクチュエータの動作時は直動ステージは固定され、二つのアクチュエータが同時に制御され協調動作するような方式は採用されていない。

従来の PZT 微動アクチュエータは、平行リンク機構を採用したものである。しかし、平行リンク機構には、PZT の発生力を直接受ける部分の剛性が低いため弾性変形し、変位拡大率が想定した値より小さくなってしまい、また、HGA の運動による慣性力が装置本体の直動ステージへの取り付け部を加振してしまうといった問題がある。さらに、変位拡大率と共振周波数がトレードオフの関係にあり、共振周波数の飛躍的向上が望めないといった問題がある<sup>9), 10)</sup>。これらの問題を解決し、特性を大幅に改善するには、新しい変位拡大機構の提案が必要である。

**2.1 菱形変位拡大機構** 本論文で PZT 微動アクチュエータの新しい機構として提案する菱形変位拡大機構の構造を図 1 に示す。提案した機構は、装置本体の直動ステージへの取り付け部 a、特性の等しい二つの積層型 PZT、菱形の変位拡大部 b から構成される。本アクチュエータの固定は、a の二つの円形の穴

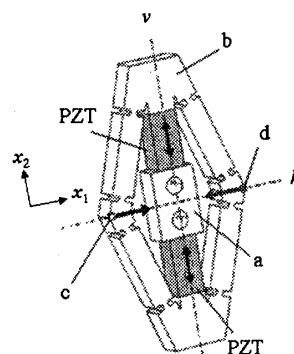


Fig. 1 Structure of Micro-Piezo Actuator

にボルト等を用いて行う。HGA は b の HGA 支持部 c に取り付けられる。PZT は  $x_2$  方向に伸縮する。PZT の変位に対する HGA の変位は、弾性変形を応用したヒンジを採用した変位拡大部 b により拡大される。本アクチュエータは、特性の等しい二つの PZT が a を挟んで直列に配置され、一点鎖線で示した  $v, h$  軸に対して対称な機構となっている。c に HGA を取り付ける際には、 $v$  軸に対して質量の対称性を保つため、カウンターウェイトを d に取り付ける。

菱形変位拡大機構は、PZT の発生力を直接受ける部分に十分な剛性をもたせることができ、弾性変形による変位拡大率の減少を及ぼし難い機構となっている。また、PZT の配置を含む機構全体および PZT の発生力が、 $v, h$  軸に対して完全に対称となる場合、PZT の入力に対して機構各部の変位は  $v, h$  軸に対して対称となり、 $v$  軸上の機構各部の  $x_1$  方向変位および  $h$  軸上の機構各部の  $x_2$  方向変位はそれぞれ振動の節となる。

これにより、 $h$  軸上に取り付けられる HGA は  $x_1$  方向にのみ変位し、PZT の発生力や機構各部が発生する慣性力は相殺され、装置本体の直動ステージへの取り付け部 a に力を及ぼし難い機構となっている。したがって、新しく提案した菱形変位拡大機構は、先に述べた従来の PZT 微動アクチュエータにおける問題を回避した機構となっている。

**2.2 菱形変位拡大機構の静特性** 菱形変位拡大機構の基本特性を有限要素法により解析する。初期設計として、本アクチュエータの寸法を図 2 に示すように与える。そして有限要素解析ソフト COMSOL を用いて、a の二つの円形の穴を固定とし、特性の等しい二つの PZT の両端に  $f_i$  [ $\text{N}/\text{m}^2$ ] ( $i=1, 2$ ) の単位面積辺りの力入力を定義し、三角要素を用いて 2 562 接点 4 556 要素に分割し、二次元有限要素解析により本アクチュエータの有限要素モデルを得る。使用する PZT については、市販の NEC/TOKIN : AE0505D08

( $6.1\mu\text{m}/100\text{V}$ , ヤング率  $44 \times 10^9 \text{N/m}^2$ , 密度  $7540 \text{kg/m}^3$ ) を想定した.  $a, b$  については, 超々ジュラルミン (A7075, ヤング率  $72 \times 10^9 \text{N/m}^2$ , 密度  $2800 \text{kg/m}^3$ ) を用いることを想定した. 解析において二つの PZT の発生力  $f_i [\text{Nm}^2] (i=1, 2)$  と二つの PZT への入力電圧  $u [\text{V}]$  は, 次式に示す比例関係にあると仮定した.

$$f_i = k_{ai} u, \quad i=1, 2 \quad (1)$$

ここで,  $k_{ai} (i=1, 2)$  は比例定数である. さらに,

$$k_d = k_{d1} = k_{d2} \quad (2)$$

と仮定し, 二つの PZT の発生力は等しいものとし,  $k_d = 176800 [\text{N}(\text{m}^2\text{V})]$  とした. この条件を PZT の発生力の対称性と呼ぶ.

初期設計では, 変位拡大率を式(2)の仮定の下で以下のように想定して設計した. 図3に四つの回転関節  $j_1, j_2, j_3, j_4$  で接続された  $h$  軸及び  $v$  軸に対称な四本の剛体リンクから成る菱形のリンク機構を示す. いま, 回転関節  $j_1, j_2$  が同時に  $v$  軸上を  $x_2$  方向にそれぞれ  $dx_2, -dx_2$  だけ微小変位したとすると, 回転関節  $j_3, j_4$  は  $h$  軸上を  $x_1$  方向にそれぞれ  $dx_1, -dx_1$  だけ微小変位し,  $l_v = l \sin \varphi + dx_2, l_h = l \cos \varphi - dx_1$  となる.  $l_v^2 + l_h^2 = l^2$  より, 微小変位の 2 次の項をそれぞれ  $dx_1^2 = 0, dx_2^2 = 0$  とすると, 回転関節  $j_1$  の微小変位  $dx_2$  に対する回転関節  $j_3$  の微小変位  $dx_1$  の変位拡大率は  $E_0 = dx_1 / dx_2 = \tan \varphi$  で与えられる. このことから, 図3中のリンク部の傾き  $\varphi$  に対応する図2中のリンク部の傾き  $71.6^\circ$  は, 変位拡大率を

$$E_0 = \tan \varphi = 3.0 \quad (3)$$

と想定することにより決定した.

静特性として, 二つの PZT に電圧  $u = 75 [\text{V}]$  を印加した時の実際の変位拡大率を有限要素法を用いて解析した. 図2に示した PZT の発生力を直接受ける部分  $e$  の  $x_2$  方向変位  $z [\mu\text{m}]$  は  $z = 285$  となり, HGA 支持部  $c$  の  $x_1$  方向変位  $y [\mu\text{m}]$  は  $y = 795$  となった. 実際の変位拡大率  $E = y/z$  は 2.79 である.

### 2.3 菱形変位拡大機構の動特性と可制御性

動特性を解析するため, 有限要素モデルから, 入力を二つの PZT への入力電圧  $u [\text{V}]$ , 出力を HGA 支持部  $c$  の  $x_1$  方向変位  $y [\mu\text{m}]$  とした次式に示す  $n$  次までの振動モードを含む状態空間モデルを得る.

$$\begin{cases} \dot{q} = Aq + Bu \\ y = Cq \end{cases} \quad (4)$$

ここで,  $q \in \mathbf{R}^n, A \in \mathbf{R}^{n \times n}, B \in \mathbf{R}^{n \times 1}, C \in \mathbf{R}^{1 \times n}$  はそれぞれは状態ベクトル, システム行列, 制御入力行

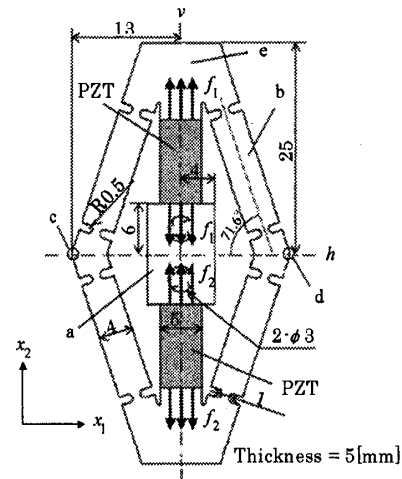


Fig. 2 Preliminary Design of Micro-Piezo Actuator

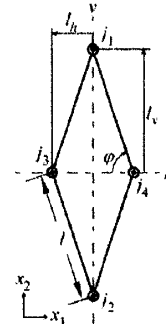


Fig. 3 Diamond-shaped link mechanism

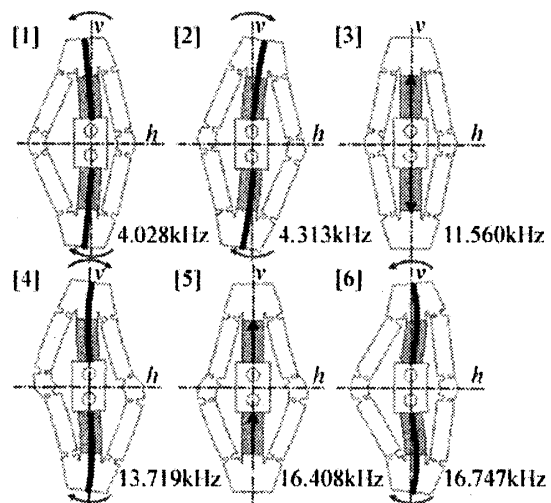


Fig. 4 Vibration modes of Micro-Piezo Actuator

列, 観測出力行列である. 図4に初期設計時の有限要素モデルにより得られた六つの振動モードと, 対応する固有周波数を示す. 各振動モードは以下になった.

- (a)  $h$  軸に対称な曲げモード (1次: [1], 2次: [6])
- (b)  $h$  軸に非対称な曲げモード (1次: [2], 2次: [4])
- (c)  $v$  軸に対称な伸縮モード (1次: [3], 2次: [5])

なお、図4中の太線および矢印は、振動モードの様子を分かり易くするために引いたものであり、機構中央の二つの円形の穴は固定されている。ここで、式(2)の仮定が成立し、PZTの配置を含む機構全体が完全に二つの直交軸  $h, v$  に対称であるとき、図4中の[3]に示した  $h, v$  軸に対称なモードのみ可制御となり、残りの非対称モードは不可制御となる。本アクチュエータの位置決め制御では、式(2)が成立するという仮定でノミナルな設計を行うので、図4中の[3]の対称モードだけについての動特性をノミナルな制御対象の数学モデルとする。当然のことではあるが、式(2)の仮定および二つの直交軸  $h, v$  に対する機構の対称性が実際において成立しないときには、非対称モードは可制御となって現れる可能性があることに注意しなければならない。非対称モードに対してロバスト性を確保できるかどうかについては、本論文の4章5節で記述するロバスト性の検証の主要な課題である。

式(2)が成立する条件で、六つの振動モードを含む式(4)に示した状態空間モデルの周波数特性を図5に示す。すなわち、共振周波数が12kHz付近となる典型的な1自由度2次遅れ系の特性となっている。

### 3. 統合化設計法

本論文では、PZT微動アクチュエータの構造系と制御系の統合化設計問題として、「閉ループ系の評価関数を最小とする構造系と制御系の設計変数を求める」問題を考える。

コントローラ設計には、McFarlane & Gloverらによって提案された正規化既約分解によるループ整形設計法<sup>6)</sup>を適用する。この手法は、 $\gamma$ -反復せずに解が得られるといった計算上の利点がある。

【設計アルゴリズム】 本論文で考える統合化設計問題の設計アルゴリズムを以下に示す。

Step 1: 構造系の設計変数の初期値を与える。

Step 2: 有限要素モデルから状態空間モデルを導出し、制御対象の数学モデルを得る。

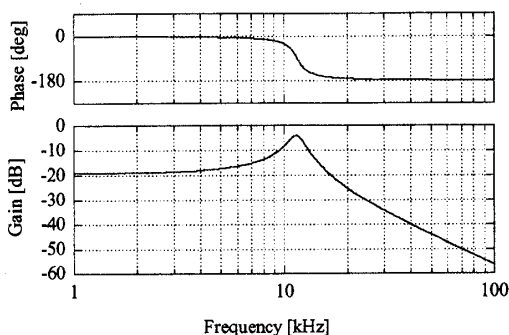


Fig. 5 Bode diagram of Micro-Piezo Actuator

Step 3: 得られた制御対象の数学モデルに対し、設計仕様を満たす制御系の設計変数を求め、コントローラを得る。

Step 4: 閉ループ系の評価関数の値を求める。

Step 5: 評価関数に対する構造系の設計変数のパラメータ感度を求める。

Step 6: 求めた感度を用いて、最急降下法<sup>6)</sup>により評価関数の値が減少するよう構造系の設計変数の値を更新する。

Step 4 における評価関数の値が収束するまで、Step 2~6の手順を繰り返し、設計変数を得る。

### 4. 設計

本章ではPZT微動アクチュエータの構造系と制御系の統合化設計を具体的に示す。そして、統合化設計により設計されたシステムの制御対象の不確定性に対するコントローラのロバスト性の検証を行う。

**4.1 構造系の設計変数と制御対象** 構造系の設計変数を図6に示すように決めた。ただし、 $r_3, r_4$ の値については、過度の応力集中を避けるため0.50mmの下限を設けた。図6に示した部分は機構全体の1/4であり、軸対称となる残りの三つの部分についても、五つの構造系の設計変数はそれぞれ軸対称となるよう同じ値とする。

制御対象の数学モデルは、有限要素モデルから4番目までの振動モードを含む式(4)に示した状態空間モデルを平衡実現<sup>6)</sup>により低次元化し、機構が完全に軸対称となる場合にPZTの入力から可制御となる図4中の[3]に示した対称モードのみからなる1自由度2次遅れ系とした。制御対象の伝達関数は次式で与えられる。

$$P(s) = \frac{k\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta_n\omega_n s + \omega_n^2} \quad (5)$$

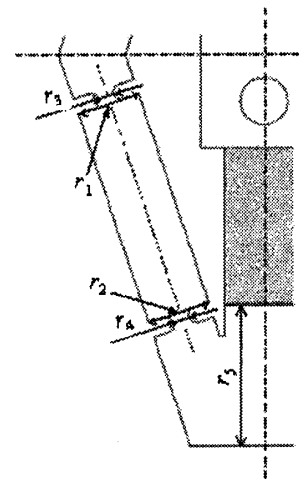


Fig. 6 Parameters of the structure system

ここで、 $\omega_n, \zeta_n, k$  は固有振動数、減衰率、静ゲインである。初期設計時のこれらの値は、 $\omega_n = 726 \times 10^4$ ,  $\zeta_n = 8.71 \times 10^2$ ,  $k = 1.10 \times 10^1$  であった。

#### 4.2 制御系の設計変数とコントローラ

$H_\infty$  準最適制御問題の指標は次式で与えられる<sup>7)</sup>。

$$\left\| \begin{bmatrix} H(s) \\ I \end{bmatrix} (I + G(s)H(s))^{-1} \begin{bmatrix} I & G(s) \end{bmatrix} \right\|_\infty < \gamma \quad (6)$$

ここで、 $\gamma = \kappa \gamma_{\min}$ ,  $G(s) = V(s)P(s)W(s)$ ,  $K(s) = W(s)H(s)V(s)$  であり、 $\gamma_{\min}, P(s), K(s)$  は、それぞれ式(6)の左辺の  $H_\infty$  ノルムの最小値、制御対象の数学モデル、ロバストコントローラであり、 $V(s), W(s)$  は重み関数、 $I$  は適当な次元の単位行列である。本設計では  $\kappa = 1.2$  とする。

PZT 微動アクチュエータには、高速・高精度なトラック追従性が求められ、ステップ目標値に定常偏差なく追従しなければならない。そこで、重み関数  $W(s)$  に積分器を持たせ、

$$W(s) = \frac{\hat{W}(s)}{s} \quad (7)$$

とした。なお、 $V(s) = I$  とする。式(7)中の重み  $\hat{W}(s)$  については、共振点付近の不確定性に対応するため次式のように決定した。

$$\hat{W}(s) = K_p \cdot \frac{s^2 + 2\zeta_n \omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta \omega_n s + \omega_n^2} \quad (8)$$

ここで、 $K_p$  はスカラー重みとし、 $\zeta = 0.9$  とした。重み関数  $W(s)$  は、ループ整形のために導入したものである。整形の際に、制御対象  $P(s)$  の共振周波数  $f_r = \omega_n \sqrt{1 - 2\zeta_n^2} / (2\pi)$  付近の情報を  $\zeta = \zeta_n$  としてそのまま使用すると、制御対象の特性がわずかに変化した場合でも、その変化が一巡伝達関数  $P(s)K(s)$  に直接現れてしまいロバスト性が確保できない。このため、 $\zeta$  を  $\zeta_n$  より大きな値とすることにより、共振点周りにより裾野の広い領域でループ整形を行うこととなり、 $\omega_n$  の変化に対してロバストとなる。

式(8)中のスカラー重み  $K_p$  を制御系の設計変数とする。重み関数  $W(s)$  はコントローラに組み入れられることになるので、 $K_p$  に大きな値を与えることはフィードバックの効果を大きくすることになる。

**4.3 統合化設計における設計仕様** 本設計では、位置決め機構の整定時間

$$T_s \leq 0.06 \text{ [ms]} \quad (9.1)$$

を要求し、 $10 \mu\text{m}$  のステップ目標値に対して評価関数

$$J = \int_0^T |u| dt, \quad T = 0.2 \text{ [ms]} \quad (9.2)$$

を最小とする設計を試みる。

**4.4 設計結果** 3章で示した設計アルゴリズムの中で、構造系の設計変数のパラメータ探索に用いた最急降下法は、初期値に依存した局所最適解に収束する性質があるため、三つの初期値について探索を行い、それぞれの局所最適解からなる準最適システムを比較する。これらの初期値は、弾性ヒンジ部の柔らかさ、斜めに HGA 取り付け部に結合されるリンク部の剛性、PZT の発生力を直接受ける上下端部の剛性の3つに着目し、それらに影響を与える設計変数の異なる組み合わせを選択した。それぞれの初期値から計算して収束したパラメータの値を表1に、またその際的评价関数の値  $J$ , 変位拡大率  $E$ , 制御対象の静ゲイン  $k$  と共振周波数  $f_r$  を初期値と収束した準最適値とで比較したものを表2に与える。Case 1, 2, 3における収束までのステップ数は、それぞれ 30, 170, 70 であった。これらから、弾性ヒンジ部は柔らかいものが選ばれる傾向にあり、リンク部の幅と上下端部の長さは大き過ぎずかつ小さ過ぎないような値が選択される結果となった。Case 1から計算した準最適解がもっとも小さな評価値となったが、これが大域的な最適解を表している保証はない。三つの初期値から異なる値に収束した理由としては、評価関数と拘束条件が制御系の応答性とその際に使用される PZT への投入エネルギーのバランスに配慮したものであるために、制御対象である機構の静特性と考えられる変位拡大率や動特性を特徴づける共振周波数といった機械的性質とは必ずしも直結

Table 1 Designed values for initial/optimized systems

		$r_1$	$r_2$	$r_3$	$r_4$	$r_5$	$K_p$
		[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	[mm]	
Case 1	initial	4.00	4.00	1.00	1.00	9.00	557 500
	optimized	3.99	4.04	0.610	0.516	8.98	525 000
Case 2	initial	2.20	2.20	1.00	1.00	4.00	560 000
	optimized	2.39	2.65	0.581	0.501	4.21	525 000
Case 3	initial	4.40	4.40	1.00	1.00	9.00	560 000
	optimized	4.37	4.36	0.608	0.502	8.88	532 500

Table 2  $J, E, k$  and  $f_r$  for initial/optimized systems

		$J$	$E$	$k$	$f_r$ [kHz]
Case 1	initial	15220	2.787	0.1103	11.5
	optimized	14140	2.916	0.1185	10.6
Case 2	initial	15771	2.687	0.1064	12.5
	optimized	14434	2.895	0.1161	11.4
Case 3	initial	15209	2.786	0.1104	11.2
	optimized	14156	2.927	0.1185	10.3

しないことや制御系の動特性への影響の大きい質量の分布などが、評価値に影響するためと考えられる。求められた解は、いずれも評価値の7%以上の減少を与えており、大域的最適解であるかどうかにかかわらず、統合的な設計の効果を示している。

表2より、それぞれのCaseの最適化されたシステムの変位拡大率 $E$ と共振周波数 $f_r$ を比較すると、変位拡大率 $E$ の増加にともない共振周波数 $f_r$ が減少する結果となっており、これは従来の変位拡大機構と同じ関係が成り立つことを示唆している。ところが、最も評価値 $J$ を小さくするCase1の準最適システムの制御対象で共振周波数は10.6kHzとなり、従来のPZT微動アクチュエータ機構の共振周波数33kHzと比較して、32倍程度と飛躍的に向上した<sup>4)</sup>。また、この準最適システムの変位拡大率 $E$ の値は、式(3)で想定した値30に近い値2916となった。従来のPZT微動アクチュエータの変位拡大率3.89と比較すると0.75倍であるが、共振周波数が従来より飛躍的に向上したのは、トレードオフの関係にある変位拡大率が従来より減少したことが主たる原因ではなく、本機構の特長によるものである。すなわち、従来の変位拡大機構が制御に最も周波数の低い1次の振動モードを利用しているのに対し、本機構は機構の対称性を利用して周波数の低い二つの非対称な振動モードを不可制御とし、位置制御に3番目に低い周波数の振動モードを利用しているためである。

Case1の初期システムと準最適システムに10 $\mu\text{m}$ のステップ目標値を入力したときのステップ応答と、そのときのPZTへの入力電圧の時間応答を図7に示す。図7から、整定時間 $T_s \leq 0.06$  [ms]を達成していることが確認できる。PZTへの入力電圧は、初期システム

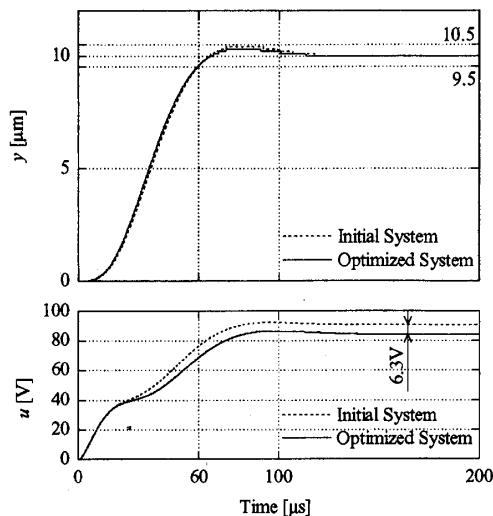


Fig. 7 Step responses for initial/optimized designs

と比較して準最適システムの方が6V程度小さくなった。また、この準最適システムは10kHzのサーボ帯域を達成し、制御系におけるゲイン余裕は10.5dB (位相交差周波数13.5kHz)、位相余裕は62.3deg (ゲイン交差周波数45kHz)となった。従来のPZT微動アクチュエータのゲイン交差周波数589Hzと比較して、7.6倍程度と飛躍的に向上した<sup>4)</sup>。

**4.5 ロバスト性の検証** 2章3節で述べた通り、製作した機構の二つの直交軸に対する対称性が失われた場合や、二つのPZTの発生力や取り付けが完全に対称でない場合には、不可制御であった非対称モードが励振され、位置決め制御の性能に大きな影響を与える可能性がある。このため、これらの点を考慮したロバスト性の検証を行う必要がある。検証は、前節で示したCase1の準最適システムに対して行い、制御対象には、六つの振動モードを含む式(4)に示した状態空間モデルを用いる。

(i)組付け誤差、(ii)二つのPZTの特性のバラツキ、(iii)HGA取り付け時の質量のアンバランスのそれぞれについて、制御対象の振動に対する閉ループ系の安定性および性能との関係を検討する。閉ループ系の性能の指標には、10 $\mu\text{m}$ のステップ目標値を入力した時の整定時間 $T_s$ および式(9.2)に示した評価値 $J$ を用いた。

**4.5.1 組付け誤差** PZTが傾いて組付けられた場合を想定し、これを図8に示すように、二つのPZTのうちの一つの片端の発生力が $\theta$  [deg]だけ傾いたと仮定した。図9に傾き $\theta$ の変動に対する整定時間 $T_s$ と評価値 $J$ との関係を示す。 $-0.5 \leq \theta \leq 0.5$ の範囲で閉ループ系は安定となった。 $-0.1 \leq \theta \leq 0.4$ の変動では性能の劣化はほとんど起きないことがわかる。

**4.5.2 二つのPZTの特性のバラツキ** 二つのPZTの特性にバラツキがある場合を想定した。これをPZTの発生力 $f_1, f_2$ において、式(1),(2)の仮定のうち、式(2)が

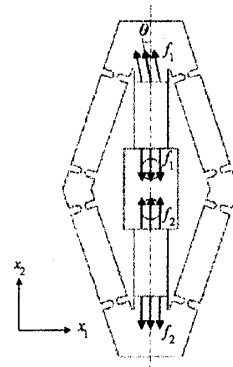


Fig. 8 Setting Error

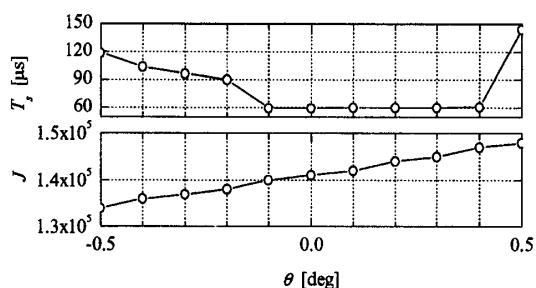


Fig. 9  $\theta-T_s, \theta-J$  diagrams

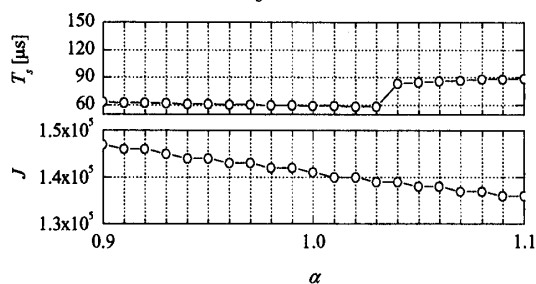


Fig. 10  $\alpha-T_s, \alpha-J$  diagrams

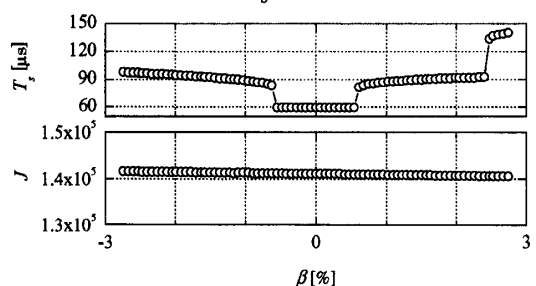


Fig. 11  $\beta-T_s, \beta-J$  diagrams

$$k_{d1} = \alpha k_d, \quad k_{d2} = k_d \quad (10)$$

となったと仮定した。図 10 に  $\alpha$  の変動に対する整定時間  $T_s$  と評価値  $J$  との関係を示す。  $0.90 \leq \alpha \leq 1.10$  の範囲で閉ループ系は安定となった。  $0.90 \leq \alpha \leq 1.03$  の範囲では、PZT の発生力の非対称の影響は小さい。

**4.5.3 HGA 取り付け時の質量のアンバランス**  
 多様な HGA の取り付けにより、左右のヘッド部質量の対称性が損なわれる場合を想定した。HGA 支持部とカウンターウェイト取り付け部に錘を付加し、これらの質量が等しくないことを想定した。そのアンバランスは次式の  $\beta$  [%] で定義する。

$$\beta = \begin{cases} -\frac{m_{\text{HGA}}}{M/2} \times 100 & (m_{\text{counterweight}} = 0) \\ \frac{m_{\text{counterweight}}}{M/2} \times 100 & (m_{\text{HGA}} = 0) \end{cases} \quad (11)$$

ここで、 $M, m_{\text{HGA}}, m_{\text{counterweight}}$  はそれぞれ変位拡大部の質量、HGA 支持部に付加する錘の質量、カウン

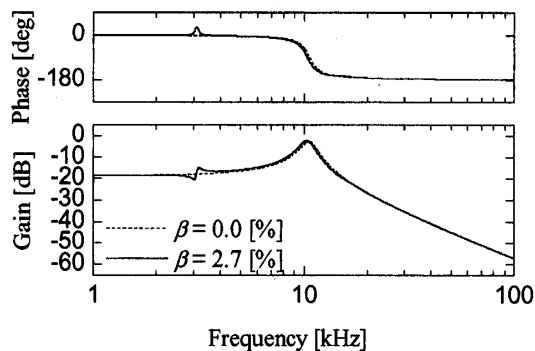


Fig. 12 Frequency responses of Plants

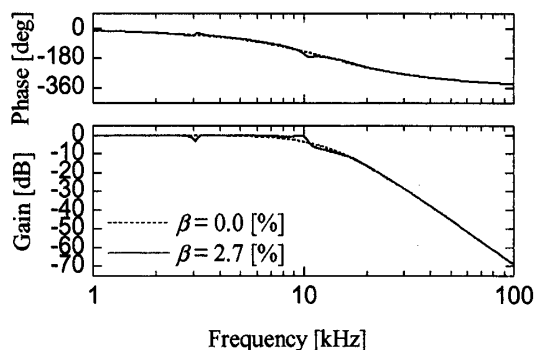


Fig. 13 Frequency responses of Closed loop systems

ターウェイト取り付け部に付加する錘の質量であり、 $M = 65[\text{g}]$ である。図 11 に  $\beta$  の変動に対する整定時間  $T_s$  と評価値  $J$  との関係を示す。  $-2.7 \leq \beta \leq 2.7$  の範囲で閉ループ系は安定となった。  $|\beta| \leq 0.6$  でアンバランスの影響は小さく、また、操作量の評価に対する影響は比較的小さいことがわかった。

また、質量のアンバランスにより整定時間が最も長くなった  $\beta = 2.7$  のときと、バランスしている  $\beta = 0.0$  のときの制御対象の周波数応答を図 12 に、閉ループ系の周波数応答を図 13 に示す。図 12 に示した制御対象の周波数応答において、3kHz 付近に制御対象の振動の影響が確認できる。これは図 4 中の [1] に示した非対称モードの影響である。図 13 に示した閉ループ系の周波数応答において 3kHz 付近および 10kHz 付近に制御対象の振動の影響が見られるが、性能を大きく損ねるものではないことが確認できる。これらは、それぞれ図 4 中の [1] および [4] に示した非対称モードの影響である。

評価関数に含まれない制御対象の振動に対する非対称モードの影響が、最適化されたシステムでは初期システムより悪化しているのではないかとこの恐れがある。この点について、Case 1 において比較したところ、最適化されたシステムにおける非対称モードの影響は初期システムよりわずかながら悪化していた。し

かしながら、図9~11で確認したように、制御対象の摂動をある範囲に抑えることによって所望の性能は達成できる。摂動の範囲についての要求は、実際上問題なく満足させることのできるものである。

### 5. おわりに

本論文では、従来の問題点を解決した PZT 微動アクチュエータの新しい機構として、菱形変位拡大機構を提案した。そして、このアクチュエータのシステムの最適設計に、構造系と制御系の統合化設計法を適用した。本論文で提案した PZT 微動アクチュエータは、機構の対称性を利用し、周波数の低い二つの非対称な振動モードを不可制御とすることにより、共振周波数を従来の 32 倍程度となる 106 kHz にまで向上させ、統合化設計により最適化されたシステムは 10kHz のサーボ帯域を達成した（このシステムの制御系におけるゲイン交差周波数は、従来の 76 倍程度となる 4.5 kHz となった）。また、製作した機構の対称性および二つの PZT の発生力の対称性が失われた場合について、ロバスト性の検証を行った。PZT の取り付けや出力のバラツキ、カウンターウェイトの質量精度をある範囲内に抑えることによって、所望の性能が達成できる

ことを確認した。この範囲についての要求は、実際上問題なく満足させることのできるものである。

今後の課題として、本論文でのシミュレーション精度の実験による検証および位相最適化による機構の形状の最適化を設計アルゴリズムに盛り込んだ構造系と制御系の統合化設計があげられる。

なお、本研究は、科学技術振興事業団、秋田県地域結集型共同研究事業「次世代磁気記録技術と脳医療応用技術開発」の一環として行われたものである。関係者各位に謝意を表す。

### 文献

- (1) Koganezawa, S., Hara, T., Uematsu, Y. and Yamada, T., IEEE Trans. Magn., **37-2**, (2001), 955-958
- (2) Li, Y., Horowitz, R. and Evans, R., IEEE Trans. Magn., **39-2**, (2003), 932-937.
- (3) 森英季, 畠野衛, 相川進一, 高木均, 渋谷嗣, 大内一弘, 電子情報通信学会技術研究報告, MR2001-104, (2002), 23-28
- (4) 竹屋和人, 森英季, 長縄明大, 渋谷嗣, 大日方五郎, 大内一弘, 機構論, No. **02-13**, (2002), 209-212
- (5) 大日方五郎, 電気学会誌, **117-10** (1997), 683-686
- (6) 鄒立勇, 大日方五郎, 機論, **64-626, C** (1998), 3790-3797
- (7) 細江, 荒木, 制御系設計—H<sub>∞</sub>制御とその応用—, (1994), 朝倉書店
- (8) 山川, 最適化デザイン, (1993), 培風館
- (9) Zhou, K., Doyle, J., Glover, K. 著, 劉, 羅訳, ロバスト最適制御, (1997), コロナ社