弾性ロータ・磁気軸受系の H^∞ 制御*崔 衛 民^{*1}, 野 波 健 蔵^{*2} H^∞ Control of Flexible Rotor-Magnetic Bearing Systems

Weimin CUI and Kenzo NONAMI

This paper deals with a flexible rotor-magnetic bearing system which has three concentrated masses. A mathematical model of the flexible rotor in the case of the free-free condition is derived using the finite-element method. Then we derive the reduced order model for control system design by eliminating higher order modes of the mechanical and electromagnetic interaction system (full-order model) beyond the first flexible mode. With the use of the solution of H^∞ output feedback control, the H^∞ central controller is designed. Control performance based on the mixed sensitivity problem is compared with that based on the robust stability. Simulations are performed on the calculating model. The two unstable rigid modes can easily be controlled as stable and the first flexible mode is better controlled than before control by the H^∞ controller. The spillover phenomena of the higher order modes are not generated. Also, it is clear that the H^∞ control design is robust to the variation in the parameters of the model.

Key Words: Magnetic Bearing, H^∞ Control, Flexible Rotor, Robust Control, Electromagnetic Force, Flexible Mode, Reduced Order Model, Spillover, Robust Stability, Mixed Sensitivity

1. はじめに

磁気軸受で支持された回転機械に関する研究はその優れた特性が一層明らかになり、かつコスト的に十分耐える時期を迎えて、益々活発化している。とくに弾性ロータ・磁気軸受系の振動抑制や安定化を行う研究に関心が高まり、多くの論文が発表されている。

弾性ロータは無数の固有振動数を有しているが、磁気軸受を用いて支持する場合、従来の制御手法により制御系設計を行うと、スピルオーバーの問題が重要な問題となる。 H^∞ 制御理論は不確定性を有するモデルを積極的に取り扱う強力なロバスト制御理論である。 H^∞ 制御理論を用いた低次元化モデルによるロバスト安定な制御系の設計^[1]、制振制御の設計^{[2][3][4]}がすでに提案されている。また、磁気軸受系に H^∞ 制御を適用することによる制御系の設計^{[5][6][7]}もいくつか発表されている。しかし、これらの研究は剛性モードのみの制御を扱っており、また低次元化モデルについての検討もなされていない。

本研究では、有限要素法によって連続体としての弾性ロータを離散化してモデリングし^[8]、剛性モードのみを含む低次元化モデルと弾性1次モードまでを含む低次元化モデルの2つのモデルについて、 H^∞ ロバスト安定問題と H^∞ 混合感度問題の2つの立場から制御系の設計を行い両者を比較する。シミュレーションによる結果から、混合感度問題による制御系の設計はスピルオーバーを起こさず、かつ低次元化モデルに含まれるすべてのモードを安定かつ高減衰に制御することができることがわかった。また、 H^∞ 制御のロバスト安定問題と混合感度問題の制御効果の比較から、後者が剛性モードのみの制御系設計において積分特性を有するコントローラの設計を行うこと、さらに、 H^∞ 制御によればパラメータ変動に対して強いロバスト性を有することがわかった。

2. 弾性ロータ・磁気軸受系のモデリング

図1にラジアル形弾性ロータ・磁気軸受系を示す。弾性ロータの両端は磁気軸受によって支持される。磁気軸受電磁石について以下の仮定をおく。(1)吸引力はコイル電流の二乗に比例し、ギャップ長の二乗に反

* 原稿受付 平成3年12月20日。

^{*1} 准員、千葉大学大学院。^{*2} 正員、千葉大学工学部(〒263 千葉市稲毛区弥生町1-33)。

比例する。(2)電磁石はすべて等しい特性を持つ。(3)速度に比例する逆起電圧は発生しない。(4)コイルのインダクタンスは周波数、ギャップ長によらず一定である。(5) x 方向と y 方向に連成がない。(6)平衡点付近の微小振動を扱う。また、簡単のため水平 x 方向のみについて解析する。以上の条件で弾性ロータ・磁気軸受系をモデリングする。

2-1 弾性ロータのモデリング 図1(a)の弾性ロータのみのモデルに対して、有限要素法(FEM)を適用することによって、フリー・フリー型弾性ロータの運動方程式が得られる。

$$M_0 \ddot{q} + K_0 q = 0 \quad (1)$$

ここで、

$$q = [x_1 \ \theta_1 \ x_2 \ \theta_2 \ x_3 \ \theta_3]^T$$

である。 M_0 は質量行列、 K_0 は剛性行列である。この場合のモードシェイプを図2に示す。

ただし、図2のモードシェイプは8分割FEMモデルで計算しているため、固有振動数(2分割FEMモデル)とモードシェイプは厳密には対応していない。

2-2 磁気軸受系のモデリング 図1(b)のユニット化した磁気軸受電磁石のモデルについて次式が成立する。

$$V = L \frac{di}{dt} + Ri \quad (2)$$

ここで、 V :コイル入力電圧、 L :コイルのインダクタ

ンス、 R :コイル抵抗、 i :コイル電流である。

電磁石の吸引力には一般に次の関係がある。

$$P = \frac{\mu_0 A N^2 I^2}{H^2} \quad (3)$$

ただし、 P :吸引力、 μ_0 :透磁率、 A :対向面積、 N :コイル巻数、 H :ギャップ長である。平衡点での微小振動の立場から、 P, I, H を次のようにおく。

$$P = p_0 + p, \quad I = i_0 + i, \quad H = h_0 + h \quad (4)$$

ここで、 p_0, i_0, h_0 はそれぞれ定常吸引力、電流、とギャップ長、 p, i, h はそれぞれ制御吸引力、電流とギャップ長である。式(4)を i, h についてテーラ展開し、 $i_0 \gg i, h_0 \gg h$ の仮定の元で線形項のみを取り出すと制御吸引力は次式となる。

$$p = 2p_0 \left(\frac{i}{i_0} - \frac{h}{h_0} \right) = 2p_0 \frac{i}{i_0} - 2p_0 \frac{h}{h_0} \quad (5)$$

ここで、第1項は制御吸引力、第2項はバイアス吸引力を示す。

2-3 弾性ロータ・磁気軸受系モデリング 図1モデルの場合式(1)の弾性ロータが式(5)の吸引力によって制御され拘束されるので次式が得られる。

$$M_0 \ddot{q} + K_0 q = Fp \quad (6)$$

ここで、

$$F = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}^T \quad p = \begin{bmatrix} p_l \\ p_r \end{bmatrix}$$

$$p_l = -4p_0 \left(\frac{i_l}{i_0} - \frac{x_1}{h_0} \right): \text{AMB-Lの吸引力,}$$

$$p_r = -4p_0 \left(\frac{i_r}{i_0} - \frac{x_3}{h_0} \right): \text{AMB-Rの吸引力である.}$$

(a) Flexible rotor model

(b) Model of magnetic bearing unit

Fig.1 Model of flexible rotor-magnetic bearing system

Fig.2 Mode shapes of flexible rotor

式(6)をバイアス吸引力と制御吸引力に分けて整理すれば,

$$M_0 \ddot{q} + K q = F_i i \quad (7)$$

となる。ここで,

$$i = \begin{bmatrix} i_l & i_r \end{bmatrix}^T, \quad K = K_0 + K_i$$

$$K_i = \text{diag} \left(-4 \frac{p_0}{h_0}, 0, 0, 0, -4 \frac{p_0}{h_0}, 0 \right)$$

$$F_i = \begin{bmatrix} -4 \frac{p_0}{i_0} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -4 \frac{p_0}{i_0} & 0 \end{bmatrix}^T$$

モード解析の方法を適用し、正規化されたモード行列 Φ を用いて,

$$q = \Phi \xi \quad (8)$$

とすれば、式(7)は次のモード座標系での変位ベクトル ξ により次式となる。

$$\ddot{\xi} + \Lambda \dot{\xi} + \Omega^2 \xi = f_i i \quad (9)$$

ここで,

$$I = \Phi^T M \Phi, \quad \Omega^2 = \Phi^T K \Phi$$

$$\Lambda = 2 \xi \Omega, \quad f_i = \Phi^T F_i$$

さらに、式(2)を入れて、定常の電圧と電流の関係を考慮し、連成系の状態方程式は次式となる。

$$\dot{x}_f = A_f x_f + B_f u \quad (10)$$

ここで,

$$x_f = \begin{bmatrix} \xi & \dot{\xi} & i \end{bmatrix}^T, \quad u = \begin{bmatrix} v_l & v_r \end{bmatrix}^T$$

$$A_f = \begin{bmatrix} 0 & I & 0 \\ -\Omega^2 & -\Lambda & f_i \\ 0 & 0 & E_i \end{bmatrix}, \quad B_f = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ E_v \end{bmatrix}$$

$$E_i = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix}, \quad E_v = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} \end{bmatrix}$$

磁気軸受位置のロータ変位を測定できることとすると、出力方程式は次のようになる。

$$y = C_f x_f = \begin{bmatrix} x_1 & x_3 \end{bmatrix}^T \quad (11)$$

2-4 弾性ロータ・磁気軸受系の低次元化モデル

両端フリーの弾性ロータは一般に無数の振動モードを有している。この弾性ロータを簡単のため有限要素法により2分割すると、最高次6次の離散モデルが得られる。弾性ロータ・磁気軸受系が本来不安定系であるためまず安定化制御が必要となる。この場合、厳密に言えば、不安定モードは2つの剛性モードのみで、弾性モードは減衰性が悪いが、本質的に安定なモードである。そこで、低次元化モデルの作成にあたっては2つの剛性モードの安定化と何次までの弾性モードを制振するかという立場で考えることにする。

低次元化モデルはモード座標系において、高次振動モードを切り捨てることによって作成される。ここで、 k 次モードまでを含む低次元化モデルの状態方程式を記述すると次式となる。

$$\begin{aligned} \dot{x}_r &= A_r x_r + B_r u + D_r w \\ y &= C_r x_r \end{aligned} \quad (12)$$

式(12)の低次元化モデルについて、ここでは、2通りの制御系設計を行う。

- $k = 2$: 剛性モードのみを制御する。
 - $k = 3$: 剛性モードと弾性1次モードを制御する。
- ただし、 a と b について、無視された高次モードはスピルオーバーを起こさないことを条件とする。

3. H^∞ 制御系の設計

H^∞ 制御とは周波数領域で、定義されたある評価関数を最小(またはある値 γ 以下)にする制御手法である。この評価関数は次の H^∞ ノルムで記述されている。

$$\|G(s)\|_\infty = \sup \sigma \{G(j\omega)\} \quad (13)$$

ここで、 $\sigma \{G(j\omega)\}$ は $G(j\omega)$ の最大特異値、つまり $G^*(j\omega) G(j\omega)$ の最大固有値の平方根をあらわしている ($G^*(j\omega)$ は $G(j\omega)$ の共役転置を示す)。

式(12)の低次元化モデルについて H^∞ 制御系の設計を考えると、 H^∞ コントローラを含む閉ループ系は図3のブロック線図となる。

ここで、 A_r , B_r , C_r は低次元化された制御対象である。 u は制御入力、 y は実際の観測出力; z_1 と z_2 は制御量である。 $W_1(s)$ と $W_2(s)$ は重み関数行列である。また、 $H(s)$ は次式のような H^∞ コントローラである。

$$H(s) = C_H (sI - A_H)^{-1} B_H \quad (14)$$

設計仕様は低次元化モデルに基づいて、 H^∞ 制御系を構成することである。すなわち、コントローラ $H(s)$ を設計し、設計したコントローラ $H(s)$ が低次元化モデル及び実際のフルオーダーモデルの閉ループ系において、スピルオーバー現象を起こさず(ロバスト安定)、かつ k 次モードまでを制振する(高減衰化)ことである。

本研究では、弾性ロータ・磁気軸受系の制御系設計に対して、ロバスト安定問題と混合感度問題の二つ方

Fig.3 Block diagram of closed loop system with H^∞ controller (for reduced order and generalized system)

法を用いて制御系設計を行い、両者を比較することによって両者の制御効果の特徴を明らかにする。

3-1 剛性モードのみの制御系設計 式(12)の低次元化モデルについて、 $k=2$ とすれば剛性モードのみを含む制御系設計モデルとなる。

a. ロバスト安定問題に対する制御系設計 ロバスト安定問題とはフルオーダーモデルの実プラントと低次元化された設計モデルとの間の不確かさ(誤差)に対してロバストなコントローラを設計することである。すなわち、モデル誤差があっても安定化できるコントローラを設計する。

図3において、 $W_2(s)=0$ とすると、ロバスト安定問題に対するブロック線図となる。いま次式を考える。

$$T(s) = H(s) [I - P_r(s) H(s)]^{-1} P_r(s) \quad (15)$$

ここで

$$P_r(s) = C_r (sI - A_r)^{-1} B_r \quad (16)$$

この $T(s)$ は相補感度関数と呼ばれるものであって、制御対象のモデリング誤差に対する閉ループ系のロバスト安定余裕を評価するために用いられる。ロバスト安定化の基本的条件は相補感度関数の H^∞ ノルムをできるだけ小さくする問題である。モデル誤差を有するとき、ロバスト安定条件はスモールゲイン定理から次式と定義される。

$$\|\Delta(s) T(s)\|_\infty < 1 \quad (17)$$

誤差 $\Delta(s)$ が次式を満たす重み関数行列 $W_1(s)$ で誤差の上限を以下のように決める。

$$\sigma \{ \Delta(j\omega) \} \leq W_1(s) \quad (18)$$

式(18)を満たすすべての $\Delta(j\omega)$ に対して閉ループ系がロバスト安定となるための必要十分条件は、

- i) H^∞ コントローラ $H(s)$ が $P_r(s)$ を安定化する
- ii) $\|W_1(s) T(s)\|_\infty < 1$ (19)

が成立することである。

b. 混合感度問題に対する制御系設計^[3] 図3において、さらに感度低減($W_2(s) \neq 0$)を考慮に入れると、混合感度問題の定式化は次のようになる。

$$\left\| \frac{W_1(s) T(s)}{W_2(s) M(s)} \right\|_\infty < 1 \quad (20)$$

ここで、

$$M(s) = [I - P_r(s) H(s)]^{-1} P_r(s) \quad (21)$$

は整定関数と呼ばれる。整定関数を低周波数域で小さくすれば、その周波数域の極が左半平面遠くに移動し、速応性があるレギュレータが設計できることが知られている。

3-2 弾性1次モードまでを含む制御系設計モデル 式(12)の低次元化モデルにおいて、 $k=3$ とすると、剛性モードと弾性1次モードを含む制御モデルとなる。制御系設計の定式化は3-1と同じになる。

4. シミュレーションによる考察

表1に数値計算モデルに用いたパラメータを示す。シミュレーションは設計モデルが剛性モードのみの制御系設計と弾性1次モードを含む制御系設計について行う。

4-1 3-1に対するシミュレーション 図4に弾性ロータの剛性モードのみを制御するための重み関数を示す。制御の目的は不安定な剛性モードを安定化することである。すなわち、弾性ロータを剛性ロータとみなして安定に浮上させることである。剛性モードを安定化する方法について、 H^∞ 制御ではロバスト安定問題と混合感度問題の二つの設計方法が用いられる。表2はロバスト安定問題と混合感度問題によって制御系設計を行った場合の閉ループ系の制御対象の極を示す。二つの不安定な剛性モードが共に安定化され、制

Table 1. Specification of simulation model

Parameter		Value	Unit
Mass	m_1	1.50	kg
	m_2	0.80	kg
	m_3	1.50	kg
Length	$l_l = l_r$	0.50	m
Diameter	d	0.02	m
Modulus of elasticity	E	2.10×10^{11}	N/m ²
Density	ρ	7.80×10^3	kg/m ³
Damping ratio	ξ_i	0.001	
	($i=1, \dots, 4$)		
Gap	h_0	0.001	m
Bias current	i_0	1.0	A
Bias attractive force	p_0	50.0	N
Coil inductance	L	0.33	H
Coil resistance	R	23.6	Ω
Frequency of flexible modes	ω_1	256.8	rad/sec
	ω_2	1139.9	rad/sec
	ω_3	2446.2	rad/sec
	ω_4	4944.4	rad/sec

Fig.4 Singular values of system uncertainty and weighting functions

御系設計において無視された弾性モードのスピルオーバーを発生しないことが分かる。また、両者の制御性能はほぼ一致していることが分かる。

表3にコントローラの極を示している。図5はロバスト安定問題のコントローラの周波数特性を示す。図6は混合感度問題のコントローラの周波数特性を示す。図5と図6を比較すると 1rad/sec 以下の周波数域において、特性が大きく異なっていることが分かる。すなわち、図6では $0.01 \sim 1\text{rad/sec}$ の範囲で積分特性を有している。ロータを磁気軸受で浮上しかつ回転させる場合に必要

な静剛性は一般にこの積分特性によっており、ロータに加わる種々の直流成分の外乱に対して強い剛性を保つことは必須である。従来の PID コントローラもほぼ図6のような特性を有しており、この意味からすれば磁気軸受系の制御系設計は混合感度問題と考える設計の方が望ましいということになる。言うまでもなく、従来の PID コントローラではスピルオーバー問題は考慮されていない。

4-2 3-2に対するシミュレーション 図7に弾性モード1次を含むモデルに対する周波数重み関数を示す。表4はロバスト安定問題と混合感度問題の閉ル

Fig.5 Singular values of H^∞ controller of robust stability

Fig.6 Singular values of H^∞ controller of mixed sensitivity

Table 2. Poles of closed loop system

mode	without control	robust stability	mixed sensitivity
R-1	$\pm 34856 \pm 0.0j$	$-41835 + 0.0j$ $-41640 + 0.0j$	$-41835 + 0.0j$ $-41640 + 0.0j$
R-2	$\pm 35052 \pm 0.0j$	$-34856 \pm 1.4j$	$-34856 \pm 1.4j$
F-1	$-0.19 \pm 189.2j$	$-0.26 \pm 189.2j$	$-0.25 \pm 189.2j$
F-2	$-1.05 \pm 1052.2j$	$-1.36 \pm 1051.8j$	$-1.36 \pm 1051.8j$
F-3	$-2.32 \pm 2321.1j$	$-3.10 \pm 2318.2j$	$-3.08 \pm 2318.2j$
F-4	$-4.82 \pm 4823.5j$	$-6.86 \pm 4809.7j$	$-6.83 \pm 4809.7j$
current	$-71.52 \pm 0.0j$	$-85.30 \pm 0.0j$	$-85.35 \pm 0.0j$

R-i: rigid mode for i th order; F-i: flexible mode for i th order

Table 3. Poles of H^∞ controller

robust stability	mixed sensitivity
$-88122 + 0j$ $-87687 + 0j$	$-88129 + 0j$ $-87694 + 0j$
$-21258 \pm 68426j$	$-21366 \pm 68748j$
$-21363 \pm 68743j$	$-21261 \pm 68432j$
$-3459 \pm 0j$	$-3462 \pm 0j$
$-1090 \pm 0j$	$-1086 \pm 0j$
$-155.4 \pm 0j$	$-155.7 \pm 0j$
	$-2.00 \pm 0j$ $-0.01 \pm 0j$

ブ系の制御対象の極を示す。ロバスト安定問題の場合の設計は不安定な剛性モードを安定化できるが、弾性1次モードを制御することはできない。バンドパス型の重み関数 $W_2(s)$ を用いて、混合感度問題によって、弾性1次振動モードの減衰比が制御前の1000分の1から27分の1になり、弾性1次モードの振動はかなり制御されている。表5にコントローラの極を示す。

図8に弾性ロータを安定に浮上させた状態で中央のディスクに $0.5g \cdot mm$ の不釣り合いを有するときの不釣り合い応答を示す。

図9は各質点の浮上時の初期値応答を示しているが、安定に浮上できていることがわかる。この場合、各変位の初期値は $x_1 = 0.001 m$, $x_2 = x_3 = 0$ である。

4-3 パラメータ変動に対するロバスト性 以上の結果から、高次モードのスピルオーバーに対するロバスト安定性は十分保証されていることが明らかとなった。これから、弾性ロータ・磁気軸受系の制御系設計に H^∞ 制御が有効であることが示された。実際の回転機械においては、パラメータ変動および製造上の誤差

Fig.7 Singular values of system uncertainty and weighting functions

などによって、制御系の特性が悪くなることも重大な問題である。図10は中央の質量を2倍増加した場合、各質点の浮上時の初期値応答を示している。図11は磁気軸受のバイアス吸引力が設計値の50%に変動した場合の各質点の浮上時の初期値応答を示している。図10, 11と図9を比べると、制御系の特性がほとんど変わっておらず、 H^∞ 制御はパラメータ変動に対して強いロバスト性を有することが分かる。

Fig.8 Frequency responses of flexible rotor to unbalanced force

Table 4. Poles of closed loop system

mode	without control	robust stability	mixed sensitivity
R-1	$\pm 34856 \pm 0.0j$	$-34856 \pm 0.14j$	$-34856 \pm 0.14j$
R-2	$\pm 35052 \pm 0.0j$	$-35052 \pm 0.14j$	$-35052 \pm 0.14j$
F-1	$-0.19 \pm 189.2j$	$-0.22 \pm 189.2j$	$-7.14 \pm 191.6j$
F-2	$-1.05 \pm 1052.2j$	$-3.23 \pm 1054.5j$	$-3.25 \pm 1054.5j$
F-3	$-2.32 \pm 2321.1j$	$-8.27 \pm 2321.4j$	$-8.28 \pm 2321.4j$
F-4	$-4.82 \pm 4823.5j$	$-19.68 \pm 4813.6j$	$-19.67 \pm 4813.6j$
current	$-71.52 \pm 0.0j$	$-130.45 \pm 0.0j$ $-202.44 \pm 0.0j$	$-127.74 \pm 0.0j$ $-201.11 \pm 0.0j$

R-i: rigid mode for i th order; F-i: flexible mode for i th order

Table 5. Poles of H^∞ controller

robust stability	mixed sensitivity
$-84393 + 0j$	$-84397 + 0j$
$-83956 + 0j$	$-83961 + 0j$
$-19811 \pm 66076j$	$-19707 \pm 65764j$
$-19705 \pm 65761j$	$-19812 \pm 66079j$
$-1810 \pm 1621j$	$-1809 \pm 1621j$
$-1809 \pm 1621j$	$-1809 \pm 1621j$
$-0.19 \pm 189.2j$	$-94.60 \pm 163.9j$
	$-13.48 \pm 183.3j$
	$-13.47 \pm 183.3j$
	$-11.53 \pm 136.9j$
	$-11.52 \pm 136.9j$

Fig.9 Time history responses at lift off

Fig.10 Time history responses at lift off
(case of $m_2' = 2m_2$)Fig.11 Time history responses at lift off
(case of $p_0' = 0.5p_0$)

5. まとめ

弾性ロータ・磁気軸受系に H^∞ 制御理論を適用して、ロバスト安定問題と混合感度問題の2つの立場から、シミュレーションを行った。結果をまとめると次のようになる。

(1) 多数のモードを有する弾性ロータ・磁気軸受系の低次元化モデルを用いて、 H^∞ 制御理論により安定に浮上できる制御系が設計できた。

(2) 剛性モードのみを含む低次元化モデルに対して、ロバスト安定問題と考えると H^∞ 制御系を設計すると H^∞ コントローラは積分特性を有しない。

(3) 上と同じ低次元化モデルに対して、混合感度問題と考えると H^∞ 制御系を設計すると H^∞ コントローラは従来の PID コントローラと同様に強い積分特性を有する。

(4) 弾性モードを含む低次元化モデルに対して H^∞ 制御系を設計する場合は弾性モードの制振のために混合感度問題により設計しなければならない。

(5) スピルオーバー防止、パラメータ変動に対するロバスト性の観点から、 H^∞ 制御が弾性ロータ・磁気軸受系の制御法として有効である。

文 献

- (1) 野波・王・山崎, H^∞ 制御法を用いた磁気浮上システムのスピルオーバー対策, 機論, 57-534, C(1991), 568.
- (2) 王・野波・三平・美多, H^∞ 制御によるフレキシブルロータの制振制御, 機論, 57-533, C(1991), 196.
- (3) 崔・野波・西村, H^∞ 最適制御による多自由度構造物のアクティブ振動制御 (H^∞ 最適制御と周波数成形 LQG 制御の比較), 機論, 58-553, C(1992), 2859.
- (4) 野波・西村・崔, H^∞ 最適制御によるアクティブ動吸振器を用いた多自由度構造物の振動制御 (周波数重み関数の設計指針について), 機論, 58-548, C(1992), 1311.
- (5) 藤田・清水・松村, 柔軟ビーム磁気浮上のロバスト制御について, 第1回ロバスト制御研究会, (1989), 121.
- (6) 三浦・池田・木村, 柔軟な磁気浮上系のロバスト制御, 第20回制御理論シンポジウム講演論文集, (1991), 265.
- (7) 島・藤田・松村, H^∞ 制御理論による磁気軸受の制御の試み, 第3回電磁力関連のダイナミクスシンポジウム講演論文集, (1991), 54.
- (8) 野波・山中・富永, 磁気軸受で支持された弾性ロータの振動と制御, 機論C, 54-507, (1988), 2661.