アクティブエアベアリングの動剛性制御*

オズワルド ホリカワ** 安原健次*** 長田秀治† 下河辺 明†

Dynamic Stiffness Control of Active Air Bearing

Oswaldo HORIKAWA, Kenji YASUHARA, Hideharu OSADA and Akira SHIMOKOBE

In order to improve the defects of conventional air bearings; the low stiffness and the low damping capability, the authors have proposed an "Active Air Bearing" (AAB). The AAB is composed of an ordinary air bearing, a sensor to detect the position and orientation of an axis, and an actuator to correct position and orientation errors of the axis. The AAB is a kind of a mechatronics bearing in which the axis position is controlled precisely and its vibration is damped actively. This report introduces a method of controlling the dynamic stiffness of AABs as well as the static stiffness and the position of the axis. In the method, an ordinary PID-PDD² controller is used for the static stiffness and position control, and a band pass filter is added to increase or decrease the dynamic stiffness at a certain frequency. Some controllers are designed, simulated and experimented with a prototype AAB. It is shown that the dynamic stiffness at the bearing resonance frequency became 10 times larger than that by PID-PDD² controller without any deterioration of the positioning performance.

Key words: air bearing, mechatronics, active air bearing, vibration control, position control, active damping, dynamic stiffness control

1. 緒 言

先に空気静圧機構と直列に高速・高精度変位アクチュエータを挿入した制御型の軸受“能動空気軸受”(アクティブエアベアリング:以下AABと略す)を提案した¹⁾。この機構は空気静圧保持の長所である非接触性を損なうことなく、(a)空気軸受の最大の弱点である軸受剛性の不足、(b)空気膜の低粘性による振動減衰性の不足を改善し、(c)保持対象物の高速・超精密な位置決め動作を可能にするものであり、静圧直線案内に応用することにより、案内面の形状誤差、あるいは外力等による運動誤差の補正を可能にするものであった²⁾。

このようなAABを回転空気軸受に応用すれば、軸および軸受の形状誤差に起因する回転運動誤差あるいは偏心負荷や切削力等の周期的な外乱力によって生じる誤差と振動を低減、減衰することができるだけでなく、回転中の軸の位置、姿勢を制御することも可能になる。つまり高精度、高剛性、多機能な回転軸受の実現が可能となる。

従来このような制御型軸受に関しては幾つかの報告がある。これらは球軸受の外輪をアクチュエータで駆動し、回転運動精度を制御する方式³⁾、あるいは油静圧軸受の供給圧を制御し静圧すきまを制御する方式⁴⁾等である。しかし、前者は接触式であるため高精度化が望めないこと、後者は応答が遅いことなどが問題としてあげられる。また、磁気軸受も本来制御型であるが、多くの研究は高速化を目的とするものであり精度の観点から行われた研究は見られない。

本研究は上述した高精度、高剛性、高振動減衰性、多機能を特徴とする回転型AABの開発を目的とするものである。本論文ではそのための第一歩として、磁気軸受で行われているように⁵⁾、任意の周波数において軸受剛性の増大および低減を行うこと(ここでは動剛性制御と呼ぶ)について検討する。

* 原稿受付 昭和63年7月4日。昭和62年度精密工学会春季大会学術講演会(昭和62年10月13日)にて発表

** 学生会員 東京工業大学(横浜市緑区長津田町4259)

*** 正会員 リクルート(株)(東京都千代田区丸の内1-1-2)

† 正会員 東京工業大学精密工学研究所(横浜市緑区長津田町4259)

Fig. 1 Scheme of an AAB prototype

2. 構成と原理

2. 1 構 成

図1に本論文で用いるAABの構成を示す。軸を想定する鋼製立方体ブロックは空気静圧で非接触に浮上保持されている。下部の静圧パッドと直列に圧電素子(PZT)が挿入してあり、上部にはブロックの上下変位を検出する静電容量形変位計(マイクロセンサ)が配置してある。このシステムを図2のようにモデル化する。図中各記号の意味は、

M : ブロックの質量 m : 静圧パッドの質量
 C : 空気膜の減衰係数 c : 圧電素子の減衰係数
 K : 空気膜のばね係数 k : 圧電素子のばね係数
 x : ブロックの変位 u : 圧電素子の変位
 k_s : 変位計ゲイン u_p : 圧電素子の理論的変位
 d : 外乱力 x_r : ブロック位置決め用の目標値
 k_s' : 変位 x_r を電圧に変換する係数 (k_s' = k_s)
 e : 圧電素子駆動アンプへの入力電圧
 C_p, R_p, k_p, L, T : 圧電素子およびアンプの電気的特性

図3にはAABのブロック線図を示す。コントローラはF₁, F₂, F_bにより構成されている。図2に示したeからxまでの伝達関数は外乱力の入力点で分離し、G₁(s), G₂(s)¹⁾によって次のように表している。

$$G_1(s) = G_p(s) \cdot (Cs + K) \quad (1)$$

$$G_2(s) = \frac{1}{Ms^2 + Cs + K} \quad (2)$$

ただし、G_p(s) = U(s)/E(s) は空気静圧パッドまでも含めたアクチュエータ動特性であり、これについては後に3.1節で詳しく述べる。

Fig. 2 Model of the AAB

Fig. 3 Block diagram of the AAB system

2. 2 コントローラ

本報では、より優れたコンプライアンス特性(ブロックに作用する外乱力D(s)からブロックの変位X(s)までの特性、剛性の逆数である)と目標値特性(目標値X_r(s)からブロック変位X(s)までの特性)を得るため、図3に示したF₁(s)をPID形にし、F₂(s)をPDD²形にしたPID-PDD²コントローラ¹⁾をコントローラの基本形(以後基本コントローラと呼ぶ)とする。

さらに動剛性制御のため、PID-PDD²コントローラの出力に、次式で表される通過周波数f_cのバンドパスフィルタF_b(s)を並列に追加したコントローラを考える。

$$F_b(s) = k_b \cdot \frac{2\pi f_c s}{s^2 + \frac{2\pi f_c}{Q}s + (2\pi f_c)^2} \quad (3)$$

このようなコントローラの場合、コンプライアンス特性と目標値特性は次のようになる。

$$\frac{X(s)}{D(s)} = \frac{G_2(s)}{1 + G_1(s) \cdot G_2(s) \cdot k_s \cdot F(s) \cdot (1 + F_b(s))} \quad (4)$$

$$\frac{X(s)}{X_r(s)} = \frac{G_1(s) \cdot G_2(s) \cdot k_s \cdot F_1(s) \cdot (1 + F_b(s))}{1 + G_1(s) \cdot G_2(s) \cdot k_s \cdot F(s) \cdot (1 + F_b(s))} \quad (5)$$

ただし、 $F(s) = F_1(s) + F_2(s)$

2.3 動剛性制御の原理

式(3)で $k_b > 0$ とした場合(この場合を“(PID-PDD²)(1+B)コントローラ”, 略して“(1+B)コントローラ”と呼ぶ), バンドパスフィルタの中心周波数 f_c 付近で式(4)の分母が増大するためコンプライアンスは低下し, 動剛性は高くなる. またバンドパスフィルタの出力を反転し $-1 < k_b < 0$ とした場合(“(PID-PDD²)(1-B)コントローラ”, 以後“(1-B)コントローラ”と称する), 逆に動剛性の低減も可能となる. いずれの場合も, f_c に比べて十分低い, あるいは十分高い周波数で $F_b(s)$ の絶対値は零に近くなるため, これらの領域では基本コントローラのみによる特性がそのまま保たれ, 動剛性制御の効果が部分的であることが保証される.

さらに, 系が不安定にならない程度に $F(s)$ が十分大きく, 次式のフィードバック制御系の基本条件が満たされる場合,

$$|G_1(s) \cdot G_2(s) \cdot k_s \cdot F(s) \cdot (1 + F_b(s))| \gg 1 \quad (6)$$

式(5)は式(7)のようになり, 目標値特性には動剛性制御の効果は現れない.

$$\frac{X(s)}{X_r(s)} = \frac{k_s \cdot F_1(s) \cdot (1 + F_b(s))}{k_s \cdot F(s) \cdot (1 + F_b(s))} = \frac{F_1(s)}{F(s)} \quad (7)$$

以上が(1+B)および(1-B)コントローラによる動剛性制御の原理である.

3. 基本コントローラ的设计

3.1 システムの特性

コントローラ的设计のため, $E(s)$ から $X(s)$ までの動特性, つまり $G_1(s) \cdot G_2(s)$ の測定を行った. その結果は図4に示す. ここで110Hzを中心に見られる大きなゲインのピークが空気膜の剛性とブロックの質量による共振点である. 同図の実線は式(1), (2)による計算値である. ただし, $M=9\text{kg}$, $C=888\text{Ns/m}$, $K=4.2 \times 10^6\text{N/m}$. また, $G_p(s)$ は式(8)のように近

Fig. 4 $X(j\omega)/E(j\omega)$ of the AAB

似できるが¹⁾, 本論文では実験値に現れている2~4kHzの三つのピークを近似するため式(9)のように改良する.

$$G_p(s) = \frac{k_p}{1 + Ts} \cdot \frac{cs + k}{ms^2 + cs + k} \cdot e^{-Ls} \\ \approx \frac{k_p}{1 + Ts} \cdot \frac{\omega_{n1}^2}{s^2 + 2\zeta_1\omega_{n1}s + \omega_{n1}^2} \quad (8)$$

$$G_p(s) = \frac{k_p}{1 + Ts} \cdot \frac{\omega_{n1}^2}{s^2 + 2\zeta_1\omega_{n1}s + \omega_{n1}^2} \cdot \frac{\omega_{n2}^2}{s^2 + 2\zeta_2\omega_{n2}s + \omega_{n2}^2} \quad (9)$$

ここで: $k_p=1.29\mu\text{m/V}$, $T=1.326 \times 10^{-4}\text{s}$, $\omega_{n1}=16336.3\text{rad/s}$, $\zeta_1=0.005$, $\omega_{n2}=10053.1\text{rad/s}$, $\zeta_2=0.300$. なお図4では計算と実験結果の低域ゲインを0dBに一致させて示してある. また, 1.6kHzのピークは図1に示したPZT下部のボールジョイント部による振動であり, 2.2kHzと2.7kHzのピークはPZTによる振動であることを確認している.

3.2 コントローラ的设计

基本コントローラを構成する $F_1(s)$, $F_2(s)$ は次のように表される.

$$F_1(s) = \beta_1 + \frac{\gamma}{s} + \frac{\alpha_1 s}{(1 + T_\alpha s)} \quad (10)$$

$$F_2(s) = \beta_2 + \frac{\alpha_2 s}{(1 + T_\alpha s)} + \frac{\xi s^2}{(1 + T_\xi s)^2} \quad (11)$$

ただし, T_α , T_ξ は擬似微分の時定数である.

フィードバックセンサゲインは $k_s=2V/\mu m$ とし、上に述べたモデルにより、各特性の計算を行った。システムの安定性が損なわれない限りコンプライアンス特性のゲインを下げ、同時に目標値特性ではできるだけ高速な応答が得られるように基本コントローラのパラメータ設計を行った。その結果を表1に示す。

Table 1 Controller parameters

$\beta_1 = 1.65$	$\alpha_1 = 1.12 \times 10^{-3}$
P: $\beta_2 = 2.15$	D: $\alpha_2 = 1.18 \times 10^{-3}$
$\beta = 3.80$	$\alpha = 2.30 \times 10^{-3}$
I: $\gamma = 6 \times 10^{-3}$	D ² : $\xi = 8.00 \times 10^{-8}$
$T_\alpha = 2.22 \times 10^{-4} s$	$T_\xi = 7.00 \times 10^{-5} s$

4. 実験

表1のコントローラパラメータにより基本コントローラを構成し、さらに $k_b=10$ として $(1+B)$ コントローラを、また $k_b=-0.75$ として $(1-B)$ コントローラを構成し、以下の実験を行った。

4.1 コンプライアンス特性

図5には制御しない時と、基本コントローラによって制御した時のコンプライアンス特性の実験および計算結果を示す。制御しない時に見られる110Hz近辺のピークは空気膜の剛性とブロックの質量による共振点である。しかし、制御によってコンプライアンスゲインは全体的に大幅に下げられ、特に110Hzにおけるゲインは40dB以上も低減され、動剛性が100倍以上も増大されていることがわかる。

さらに動剛性制御を行った場合のコンプライアンス特性を図6に示す。図6(a)、および(b)はそれぞれ $(1+B)$ コントローラによって $f_c=110, 300Hz$ で基本コントローラによる動剛性をさらに10, 24倍増大させた場合である。また、図6(c)は $(1-B)$ コントローラによって $f_c=110Hz$ における動剛性を基本コントローラによるものに比べて約 $1/2$ に低減させた場合である。いずれの場合でも、動剛性制御の効果は正確に f_c を中心として現れ、 f_c 付近以外では基本コントローラによるコンプライアンス特性(図5)の形がよく保たれていることがわかる。

図6(b)、 $(1+B)$ コントローラで高周波数領域の $f_c=300Hz$ で動剛性制御を行う場合、 f_c 直後にコンプライアンスゲインの増大が見られる。 $(1-B)$ コントローラの $f_c=300Hz$ の場合はここでは省略したが、逆に f_c 直後でコンプライアンスゲインが低下した。

Fig. 5 Compliance characteristics

Fig. 6 Compliance characteristics

このような現象は、4.2節においても示すように目標値特性にも表れている。この原因については後に検討する。

図7には保持されているブロックの振動の様子を示す。ブロックは静圧パッドより流出する空気によって常に振動するが、制御しない場合、振幅は同図(a)のように100nm程度である。この振動は基本コントローラによって制御を行うことにより、図7(b)で示すように10nm以下の振幅まで低減され、振動減衰性が改善されている。図7(c)、および(d)はそれぞれ、110Hzで動剛性を増大した場合と、低減した場合であり、(b)の基本コントローラの場合に比べて振

Fig. 7 Vibrations of the block

動振幅が大きくなることはなく、サブミクロンオーダの保持精度は維持されている。

4. 2 目標値特性

図8には、基本コントローラによる50nm目標値入力に対する応答の計算と実験結果を示す。設計通りに超精密・高速な位置決めが実現され、その特性は動剛性制御を行っても変わらないことがわかる。また、図9に示す10nm刻みの50nmにわたる位置決め動作より、本AABの分解能が10nm以下であることがわかる。

図10には目標値特性のボード線図を示す。同図(a), (b)は $(1+B)$ コントローラによって $f_c=110, 300\text{Hz}$ で動剛性を増大した場合であり、(c)は $(1-B)$ コントローラによって $f_c=110\text{Hz}$ で動剛性を低減した場合である。いずれの場合にも1kHz近くのバンド幅が保たれて、また110Hzにおける動剛性制御を行ってもフラットなゲイン特性が保たれている。

問題点としては、 $f_c=300\text{Hz}$ とした $(1+B)$ コントローラの場合、 f_c 近辺における目標値特性に変化が生じることである。同じような変化は4.1節で述べたとおり、コンプライアンス特性にも生じている。

このような特性の低下は、特性の一巡伝達関数の位相が、 $(1+F_b(s))$ によって f_c 前が進み、 f_c 後で遅れるという影響を受けることによるものである。

Fig. 8 Calculated (left) and experimental (right) system responses to a 50nm step input

Fig. 9 Positioning resolution

$(1-B)$ コントローラの場合には $F_b(s)$ のゲインが負になるため、 $(1+F_b(s))$ による位相の変化は逆転し、一般に f_c 付近でゲインが高まり、 f_c 後で低下する傾向が生じる。

以上の問題は一巡伝達関数ゲインが大きく、位相遅れの小さな低周波領域では全く生じないが、ゲインが1に近く遅れが大きい領域、つまり式(6)が成立しなくなる高域（一般に空気膜の共振周波数以降）では目立つようになる。特に300Hz以上で動剛性制御を行

Fig.10 Reference characteristics

う場合には $(1 + F_b(s))$ による位相遅れによってゲインが大きくなり、系は不安定になりやすくなる。このような理由により、ここでの A A B の動剛性制御は 300Hz 以下の範囲にとどまっている。なおこの状況は k_b の値によっても変化する。 $|k_b|$ を小さくし、効果を犠牲にすれば、より高い周波数まで動剛性制御を行うことができる。

5. 結 言

先に提案した A A B の制御能力をさらに拡大し、動剛性制御を行う方法を検討した本論文をまとめると以

下のとおりである。

- (1) 動剛性制御のために、従来 A A B に用いられてきたコントローラにバンドパスフィルタを接続した簡単な形のコントローラを検討した。特定の周波数で動剛性を増大するためにはバンドパスフィルタのゲインを正とし、動剛性を低減させるためには負のゲインとする方法である。
- (2) コントローラの効果の確認のため、まず基本形である P I D - P D D² コントローラの設計を行い、これによる A A B の特性の計算値と実験値がよく一致することを示した。
- (3) さらに、A A B の動剛性制御に関する計算と実験の結果を示し、両結果がよく一致することをはじめ、提案したコントローラによって 300Hz までの動剛性制御が可能であることを示した。なお、300Hz までの動剛性制御では、(2) で示した基本コントローラによる A A B の動剛性以外の特性はほぼそのまま保たれた。

以上本論文により、周期的な外乱力や自己の回転数に同期した振動に対処できる軸受の可能性を示すことができた。今後は回転型の A A B を実現することを目的として、軸の半径方向の 2 自由度についての制御を試みる予定である。また、本研究のような制御系ではシステム内の特性変動の影響を受けやすい。本論文で行った実験の範囲では問題は見られなかったが、今後は適応制御の実施も考えていく。

なお、本研究の一部は昭和 63 年度文部省科学研究費試験研究(1)(63850030)の補助を受けて行われた。

参 考 文 献

- 1) 渡辺一郎, 青山尚之, 下河辺 明: 能動空気軸受 - 浮上方向の位置と振動の超精密制御, 精密工学会誌, 54, 2 (1988)329.
- 2) 青山尚之, 渡辺一郎, 下河辺 明: 超高精度直線運動機構(第1報) - 機構の試作と2自由度の制御, 精密工学会誌, 54, 3 (1988)558.
- 3) T.G Bifano & T.A.Dow: Real Time Control of Spindle Runout, Opt. Eng., 24, 5 (1985)888.
- 4) 野村武彦, 金井 彰, 宮下政和: 静圧支持回転軸系の回転振れ自動補正機構 - 提案と基本動作特性, 精密工学会誌, 53, 7 (1987)1104.
- 5) 樋口俊郎, 水野 毅: ユニット型磁気軸受装置の試作と不釣り合い補償実験, 精密工学会誌, 53, 6 (1987)908.