

ハイブリッド磁気軸受の開発

松原十三生, 村上 新

機械工学科

(1995年9月1日受理)

Development of Hybrid Magnetic Spindle

Tomio MATSUBARA and Shin MURAKAMI

Department of Mechanical Engineering

(Received September 1, 1995)

The hybrid magnetic spindle has been developed as a main spindle of high speed machining centers. In order to obtain high rotating speed and high stiffness, two kinds of non-contact bearings are used in this system. They are a 5-axis controlled magnetic bearing system and two radial hydrostatic air bearings. The magnetic bearing system is controlled by analog PID control circuits.

By experiments and numerical simulations, the relationships between the characteristics of this system and each feedback coefficient of PID control, as well as the charging pressure of the air bearing, is investigated. The stability of the system is also analysed with the root locus of state equation.

As a result, the following characteristics are clarified: (1) The stiffness of the hybrid magnetic spindle can be larger than that of the air spindle and the magnetic spindle. Especially, the static stiffness is very large because of the integral feedback control of the PID controller. (2) Too much proportional feedback makes the system unstable due to phase lags of the circuits. (3) Large differential feedback causes the spillover phenomenon, that is the excitation of bending mode resonance of the spindle.

1. 緒 言

近年, CBN 工具などの発達に伴い, 機械加工の高速化・高能率化への要求が高まっている。この高速加工を実現するには, 工作機械の主軸速度が数万 rpm 以上となることが望まれ, 従来の接触型の軸受では, 発熱やそれに伴う精度低下, 寿命, 保守管理など多くの問題が残されている。

一方, 非接触型の軸受としては, 空気軸受と磁気軸受が挙げられる。前者の空気軸受では, 工作機械の主軸軸受として十分な剛性を得るには, 軸受ギャップを数 μm 以下にする必要がある。しかし, 1 万 rpm を越えるような高速回転時には, 遠心力による軸の膨張が原因となって摩擦や発熱が起り, 十分な性能が得られない。後者の磁気軸受は, 0.5mm 程度の大きな軸受ギャップを取ることが可能であり, 回転による動力損失も少ないが, 必ず何らかの制御を施さないと安定しないという欠点があ

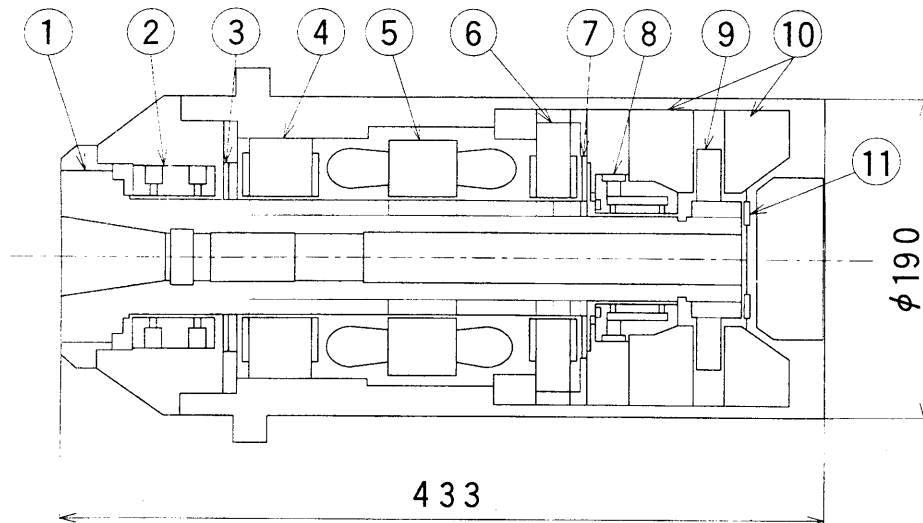
る。また, 工作機械のような高負荷に耐えるには電磁石や電源の大型化も問題となる。

そこで, 筆者らは比較的大きな $30\mu\text{m}$ のギャップを持つ空気軸受と, 5 軸能動型磁気軸受を併用し, 両者の欠点を補いあうようなマシニングセンタ用ハイブリッド磁気軸受を提案し開発および試作した。本報告ではその試作スピンドルの特性を詳しく調べ, 本軸受の有用性を検証する。

2. 試作スピンドル概要

開発設計に際して以下の点を考慮し, 軸受メーカー(光洋精工株式会社)に依頼して試作スピンドルを作成した。

- ・マシニングセンタに内蔵可能なコンパクトな形態。
- ・水冷式ビルトインモータの採用。
- ・磁気軸受部は 5 軸アナログ制御磁気軸受を採用。
- ・空気軸受は複列自成絞りラジアル空気軸受を採用。



- | | | | |
|-------------------|---------------------------|-----------------|--------------------------|
| 1 Rotor | 2 Front Air Bearing | 3 Front Sensor | 4 Front Magnetic Bearing |
| 5 Induction Motor | 6 Rear Magnetic Bearing | 7 Rear Sensor | 8 Rear Air Bearing |
| 9 Rotor Disk | 10 Axial Magnetic Bearing | 11 Axial Sensor | |

Fig. 1 Hybrid Magnetic Spindle

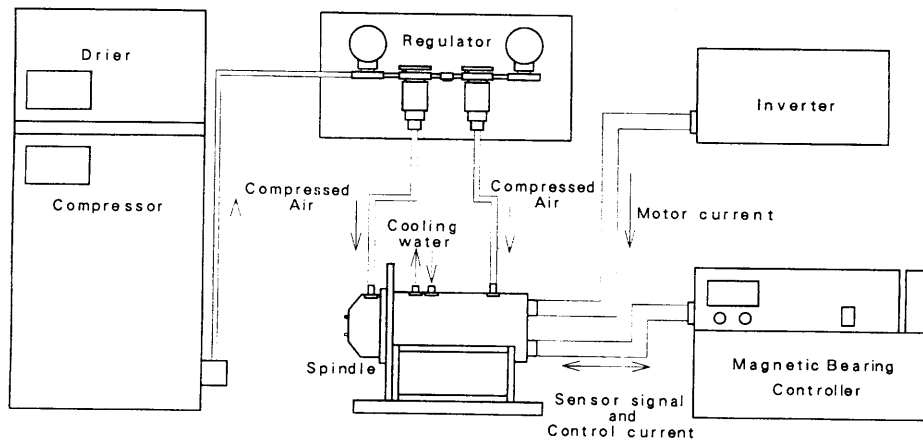


Fig. 2 All Device of Experiment

- ・ ATCが使用可能な中空軸の採用。
- ・ 設計目標：最高回転数50000rpm，スラスト負荷能力5000N，ラジアル負荷能力1000N，ラジアル剛性100 N/ μ m

Fig.1とFig.2に試作スピンドルの構成および周辺装置を示す。ロータは長さ約398mm，軸受部の外径約68mm，質量約9kgである。空気軸受のギャップはフロント，リアとも35 μ m，ラジアル磁気軸受のギャップは同じく0.3mm，オフセット電流は0.5Aである。また，ロータ中央には5.5kWの負荷容量をもつ高周波モータが組み込まれている。なお，空気軸受はラジアル方向のみに働き，アキシャル方向は磁気軸受のみにより支持している。これらが全体として，長さ約433mm，直径190mmのコンパクトなケーシングに収まっている。

Fig.2中の左端に示された空気軸受駆動用コンプレッサは，定格圧力が8 kgf/cm²であるが，同図の中央上側に示されたレギュレータによって，給気圧力を0～8 kgf/cm²の範囲で変化させることができる。右下に示された磁気軸受コントローラは，スピンドルの浮上制御だけでなく，高周波インバータによるロータ回転速度の制御に関する機能も備えられている。さらに，このコントローラはモードスイッチによって，ラジアル方向に関して静圧空気軸受のみの場合とハイブリッド磁気軸受の場合に切り替えることが可能である。

ラジアル方向のコントローラ回路をFig.3に示す。この回路はオペアンプ等によるアナログ回路であり，変位センサからの高周波ノイズを低減するローパスフィルタ，センサ駆動信号の除去や，ロータの曲げ振動を回避する

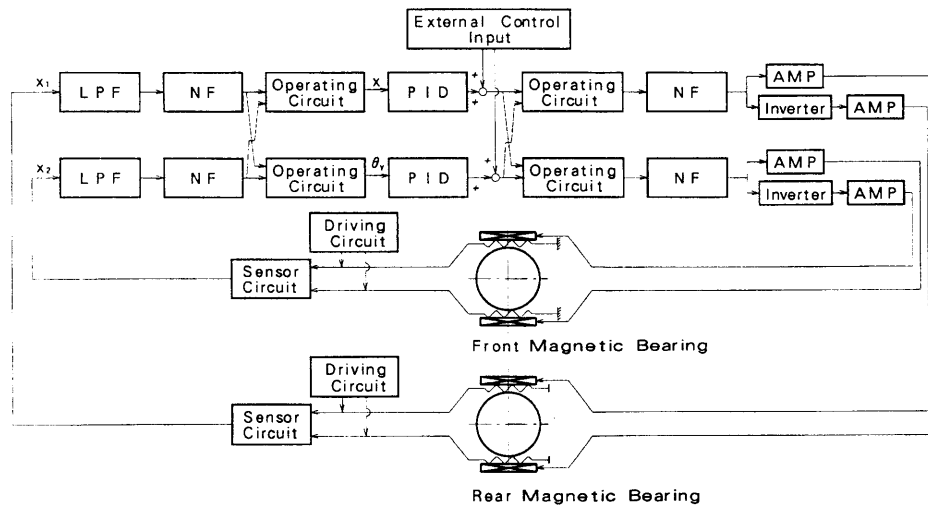


Fig. 3 Control Circuit of Radial Bearing

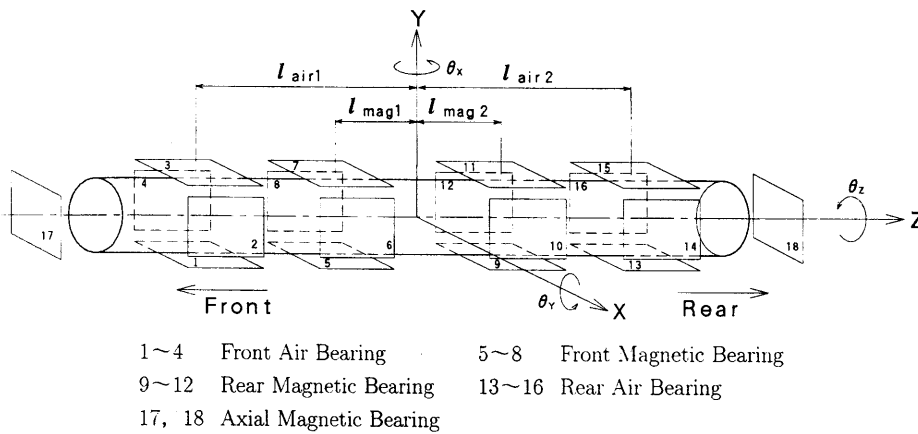


Fig. 4 Model of Spindle and Coordinates

ためのノッチフィルタが含まれている。なお、ラジアル磁気軸受では、変位を並進運動と傾斜運動に分離する運動分離PID制御方式を採用しているが、アキシアル磁気軸受では一自由度のPID制御となっている。

なお、図中に示しているように外部信号入力端子が設けてあり、ここに加振信号を入力することにより、軸受系の動剛性を調べたり、他の制御信号を加えることができるようになっている。

3. 理論解析

3.1 運動方程式 Fig.4にハイブリッド磁気軸受スピンドルの理論解析モデルおよび座標系を示す。簡単のためロータは偏心、動不釣り合いのない理想的な剛体ロータであると仮定し、平衡位置におけるロータの重心を座標原点とすると、運動方程式は次のようになる。^{1),2)}

$$\left. \begin{aligned}
 m\ddot{x} &= F_{airx} + F_{magx} + F_{exx} \\
 m\ddot{y} &= F_{airy} + F_{magy} + F_{exy} \\
 m\ddot{z} &= F_{magz} \\
 I\ddot{\theta}_x + I_p\Omega\dot{\theta}_y &= M_{air\theta_x} + M_{mag\theta_x} + M_{ex\theta_x} \\
 I\ddot{\theta}_y - I_p\Omega\dot{\theta}_x &= M_{air\theta_y} + M_{mag\theta_y} + M_{ex\theta_y} \\
 I\ddot{\theta}_z &= T_r
 \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

ここにおいて、

- x, y, z 重心の座標
- $\theta_x, \theta_y, \theta_z$ 各軸回りの回転角
- m ロータ質量
- I x 軸, y 軸回りの慣性モーメント
- I_p z 軸回りの極慣性モーメント
- Ω 角速度
- F_{mag}, M_{mag} 磁気軸受による力, モーメント
- F_{air}, M_{air} 空気軸受による力, モーメント
- F_{ex}, M_{ex} 外部信号による磁気軸受力, モーメント
- T_r z 軸回りのトルク

である。 F_{air} などに付けられた添字 x, y, θ_x, θ_y は、それぞれに対応する成分を表す。

なお、 x 方向と y 方向の制御回路は同一であるため、 x, θ_y 方向と y, θ_x 方向の各定数は等しい。また、 z 軸方向は完全に制御され、 θ_z は内蔵モータによって独立に制御されているものとし、以後eq.(1)の第3式と第6式は取り扱わないものとする。

磁気軸受によりロータに働く力とモーメントは、後述の試作スピンドルの磁気軸受のコントローラ回路および磁気回路の特性を伝達関数に置き換え、力・モーメントと、変位・傾きの関係から伝達関数のマトリクスとして表す。

これは次式のように表すことができる。

$$\begin{pmatrix} F_{mag_x} \\ M_{mag_{\theta_y}} \end{pmatrix} = -[Q] \begin{pmatrix} x \\ \theta_y \end{pmatrix} = - \begin{pmatrix} Q_1(\omega) & Q_2(\omega) \\ Q_3(\omega) & Q_4(\omega) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x \\ \theta_y \end{pmatrix} \quad (2)$$

ここで $[Q]$ はPIDコントローラの回路および磁気回路の諸定数から求める。ここで、コントローラ回路に関しては使用されているオペアンプ回路の各定数から正確に求めることができるが、磁気回路の定数、特に電流と力の関係を表す定数は、漏れ磁束の影響などで理論的に定めると誤差が大きくなり、実際との差が大きいため実験によって定めた。なお、 $[Q]$ の各成分は、位相遅れも含まれているため複素数となる。

一方、空気軸受により働く力とモーメントは、空気軸受を、ばね-ダッシュポット系と仮定することにより、

$$\begin{cases} F_{air_x} = -(C_1\dot{x} + C_2\dot{\theta}_y + K_1x + K_2\theta_y) \\ M_{air_y} = -(C_3\dot{y} + C_4\dot{\theta}_x + K_3x + K_4\theta_y) \end{cases} \quad (3)$$

となる。ここで、 $C_1 \dots C_4, K_1 \dots K_4$ の値は、次に述べる動剛性の理論解析結果と実験結果を比較することによって同定する。

3.2 動剛性の解析 後述の実験と同様に正弦波電圧 $V_p \cos \omega t$ [V] を磁気軸受回路に入力することによって、ロータに対して周期的外力を加えた時の回転時の系の運動方程式を求めると次式ようになる。

$$\left. \begin{aligned} m\ddot{x} + C_1\dot{x} + C_2\dot{\theta}_y + K_1x + K_2\theta_y \\ + Q_1(\omega)x + Q_2(\omega)\theta_y = z_1(\omega)V_p \cos \omega t \\ m\ddot{y} + C_1\dot{y} + C_2\dot{\theta}_x + K_1y + K_2\theta_x \\ + Q_1(\omega)y + Q_2(\omega)\theta_x = 0 \\ I\ddot{\theta}_x + I_p\Omega\dot{\theta}_y + C_3\dot{y} + C_4\dot{\theta}_x + K_3y + K_4\theta_x \\ + Q_3(\omega)y + Q_4(\omega)\theta_x = 0 \\ I\ddot{\theta}_y - I_p\Omega\dot{\theta}_x + C_3\dot{x} + C_4\dot{\theta}_y + K_3x + K_4\theta_y \\ + Q_3(\omega)x + Q_4(\omega)\theta_y = z_2(\omega)V_p \cos \omega t \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

ここで $z_1(\omega), z_2(\omega)$ は、外部入力端子から磁気軸受

力・モーメントまでの伝達関数を表しており、磁気軸受コントローラの特長 $[Q]$ と同様にして求めた。

定常振動解を求めるために、解を外部入力電圧に同期した正弦波振動であるとして次式のように置く。

$$\left. \begin{aligned} x &= M \cos(\omega t + \beta_1) = A \cos \omega t - B \sin \omega t \\ y &= N \cos(\omega t + \beta_2) = V \cos \omega t - W \sin \omega t \\ \theta_x &= P \cos(\omega t + \beta_3) = X \cos \omega t - Y \sin \omega t \\ \theta_y &= O \cos(\omega t + \beta_4) = C \cos \omega t - D \sin \omega t \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

次に、伝達関数 $z_1(\omega)$ の絶対値を $|z|$ 、位相遅れを β とおくと、eq.(4)の第一式の右辺は

$$\begin{aligned} z_1(\omega)V_p \cos \omega t &= |z|V_p \cos(\omega t - \beta) \\ &= |z|V_p(\cos \beta \cos \omega t + \sin \beta \sin \omega t) \\ &= V_p(z_{1Re} \cos \omega t + z_{1Im} \sin \omega t) \end{aligned}$$

のように変形することができる。 $z_2(\omega), [Q]$ についても同様な変形を行い、これらの式をeq.(4)に代入し、 $\cos \omega t, \sin \omega t$ について整理すると、次式のようなマトリクスが導かれる。

$$[a][b] = [c] \quad (6)$$

ここで、

$$[a] = \begin{pmatrix} a & b & c & d & 0 & 0 & 0 & 0 \\ b & -a & d & -c & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & a & b & c & d \\ 0 & 0 & 0 & 0 & b & -a & d & -c \\ e & f & g & h & 0 & 0 & 0 & i \\ f & -e & h & -g & 0 & 0 & i & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -i & e & f & g & h \\ 0 & 0 & -i & 0 & f & e & h & -g \end{pmatrix}, \quad [b] = \begin{pmatrix} A \\ B \\ C \\ D \\ V \\ W \\ X \\ Y \end{pmatrix}, \quad [c] = \begin{pmatrix} Z_{1Re}V_p \\ -Z_{1Im}V_p \\ 0 \\ 0 \\ Z_{3Re}V_p \\ -Z_{3Im}V_p \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

ただし、

$$\begin{aligned} a &= -m\omega^2 + Q_{1Re} + K_1, & b &= -Q_{1Im} - \omega C_1, \\ c &= Q_{2Re} + K_2, & d &= -Q_{2Im} - \omega C_2, \\ e &= Q_{3Re} + K_3, & f &= -Q_{3Im} - \omega C_3, \\ g &= -I\omega^2 + Q_{4Re} + K_4, & h &= -Q_{4Im} - \omega C_4, \\ i &= I_p\Omega\omega \end{aligned}$$

である。

Eq.(6)の解を数値的に求め、得られた解を正弦波電圧を磁気軸受に加えた時の軸受動剛特性の解析値とする。なお、空気軸受のみの場合は、eq.(6)で $Q_1 = Q_2 = Q_3 = Q_4 = 0$ とし、磁気軸受のみの場合は、 $K_1 = K_2 = K_3 = K_4 = 0, C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 0$ として解析する。

3.3 安定性の解析 次に、ロータの回転速度や軸受のパラメータ、特に磁気軸受のフィードバックに関わる係数を変化させ、システムの特徴がどのように変化するか、あるいは安定性はどこまで保たれるかなどを状態方程式の特性根の軌跡によって調べる。

ハイブリッド磁気軸受の状態方程式をまとめると、次式のように状態マトリクスとして表すことができる。^{2),3)}

$$\frac{d}{dt}[\zeta] = [A][\zeta] \quad (7)$$

ただしこの状態方程式は、実際の回路上にある遅れ要素のフィルターやコイル、PID回路の遅れを考慮に入れて求める必要がある。そのため、状態変数として変位だけでなくコントローラ回路や磁気回路中の電圧・電流も考え、最終的に44次の状態方程式を得た。この状態方程式の固有値を求めるため、非対称実係数正方行列について適用できる2段QR法を用いた。その結果得られた根軌跡から、系の安定性の評価を行った。

4. 実験結果

4.1 空気軸受 Fig.5 に非回転時の空気軸受系に正弦波加振力を加えたときの、センサ位置での周波数応答を示す。図において、横軸は加振周波数を、縦軸はセンサ部の振幅と加振力との比すなわちコンプライアンスを表しており、この値が小さいほど剛性が高い。加振信号は並進加振信号を用いた。なお、フロントセンサ部とリアセンサ部で測定を行ったが、結果はほぼ同じであることからフロント部についてのみ結果を示す。磁気軸受、ハイブリッド磁気軸受についても同様である。

図より、給気圧力が高いほど剛性が大きく、共振周波数も高くなっていることがわかる。コンプライアンスは約50Hzまではほぼ一定で、50Hzを越えると上昇し、約180~260Hzで最大値をとり、それ以降は減少している。

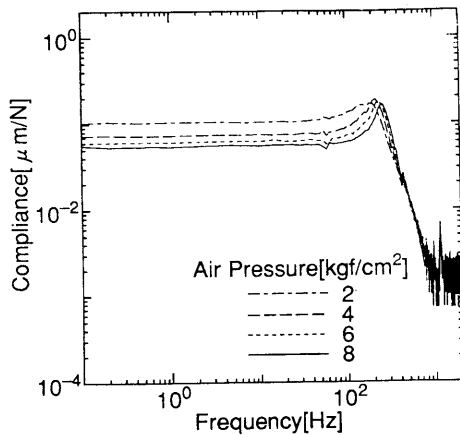


Fig. 5 Frequency Response of Air Bearing (Experiment)

高周波数域では細かな変動があるのは、ロータの曲げ振動の影響と出力信号のレベル低下に伴うノイズの影響の増大が原因である。

この結果を元に、理論計算において各係数を変化させ、解析値と実験値をできる限り近づけることによって、空気軸受の各定数（ばね定数、減衰係数）を同定した。その結果を Table 1 に示す。なお、これ以降の解析（ハイブリッド磁気軸受に関する動剛性解析、根軌跡法による安定性解析）でも空気軸受の定数はこの値を使用する。

Table 1 Spring Constant and Damping Coefficient of Air Bearing

Air Pressure [kgf/cm ²]	Spring constant [N/m]		Damping coefficient [Ns/m]	
	Front	Rear	Front	Rear
2	0.65×10 ⁷	0.45×10 ⁷	2.0×10 ³	1.7×10 ³
4	0.85×10 ⁷	0.65×10 ⁷	2.0×10 ³	1.7×10 ³
6	1.1 ×10 ⁷	0.8 ×10 ⁷	2.0×10 ³	1.8×10 ³
8	1.2 ×10 ⁷	0.95×10 ⁷	2.0×10 ³	1.8×10 ³

4.2 磁気軸受 Fig.6 に磁気軸受の周波数応答を示す。破線は実験結果、実線は理論解析結果である。共振ピーク付近と高周波数域以外では比較的良く一致していることがわかる。低周波数域において磁気回路上の積分回路(I)の効果によりコンプライアンスがかなり低く押えられ、静剛性が非常に高くなっている。また、実験値で約70Hz、理論値で約100Hzに非常に大きなピークが存在し、それ以降は急激に小さくなり空気軸受の応答と同様になる。

理論値における共振ピークが、実験値と比較して大きくなるのは、周波数応答を計算するにあたり、空気による減衰項などを簡略化しており、実際に実験装置に存在する減衰が無視されているためである。

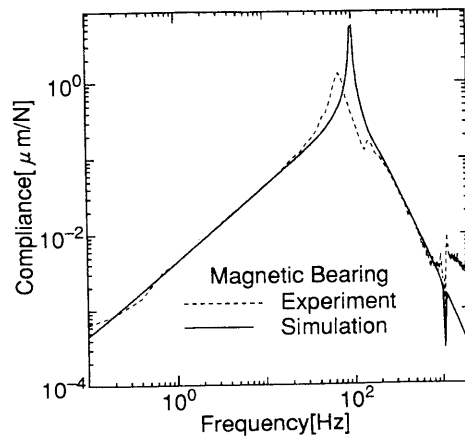


Fig. 6 Frequency Response of Magnetic Bearing (Experiment and Simulation)

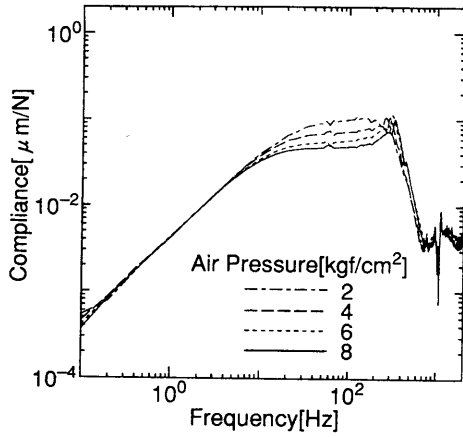


Fig. 7 Frequency Response of Hybrid Magnetic Bearing (Experiment)

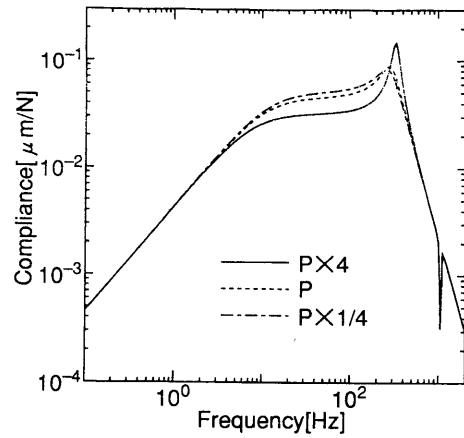


Fig. 9 Frequency Response of Hybrid Bearing vs P (Simulation)

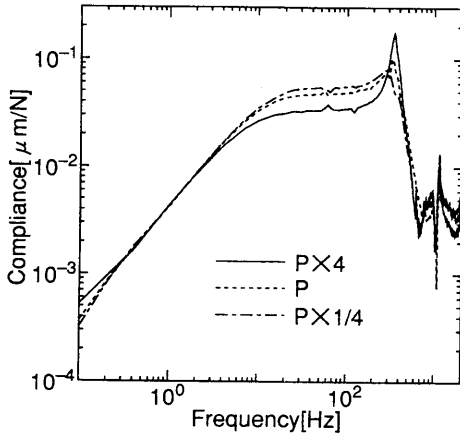


Fig. 8 Frequency Response of Hybrid Bearing vs P (Experiment)

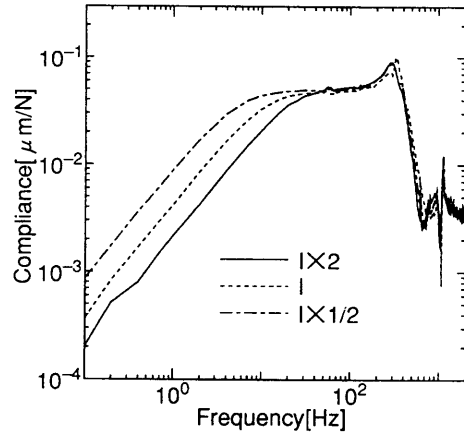


Fig. 10 Frequency Response of Hybrid Bearing vs I (Experiment)

4.3 ハイブリッド磁気軸受 Fig.7に給気圧力を変化させた場合のハイブリッド磁気軸受の周波数特性を示す。まず、低周波数域について見てみると、磁気軸受の積分特性の効果により、コンプライアンスが磁気軸受の特性同様にかかなり低く押えられている。また、約250~300Hzに共振ピークが存在しており、空気軸受の場合に比較して、若干固有振動数が大きくなっている。

次に、PID制御の各フィードバック係数を変化させた場合の軸受の特性変化を示す。実験はPID制御のそれぞれの係数を基準値の4倍もしくは2倍と1/4もしくは1/2にした場合の周波数応答を計測する方法で行った。ここで、基準値とはハイブリッド磁気軸受にした場合に、我々が調整した中でもっとも剛性が高く、かつ安定性を合わせ持った状態である。(なお、これまで示した実験結果はすべて係数が基準値である時に行われたものである。)

Fig.8に比例フィードバック(P)のみを変化させた場合の応答を示す。図から、Pが大きくなれば中周波数域の剛性は上がるが、逆に共振周波数のピークが大きくなっ

ていることがわかる。このときの理論解析値を Fig.9に示す。これより実験値と理論値は、高周波数域を除いてよく一致していることがわかる。なお、これ以降の解析においても、実験値と理論値は比較的良好一致するため、理論値の図は省略する。

Fig.10に積分フィードバック(I)のみを変化させた場合の応答を示す。図から、Iを大きくすると低周波数域の剛性がかかなり高くなり、それ以降の周波数域では、特性はほとんど変化しないが、Iが大きいと、コンプライアンスが若干大きくなるのがわかる。

Fig.11に微分フィードバック(D)のみを変化させた場合の応答を示す。図から、Dを大きくすれば共振周波数でのピークを抑制できることがわかる。しかし、Dを2倍以上に大きくすると、実験では千数百Hzの高い振動数を持つ共振が観察された。これは、PID制御では無視している軸の曲げ振動の共振が、制御回路中のフィルタや、磁気回路の位相遅れなどによって励起されるスプルオーバと呼ばれる現象である。このためDを大きくして減衰性を高めるには限界があった。

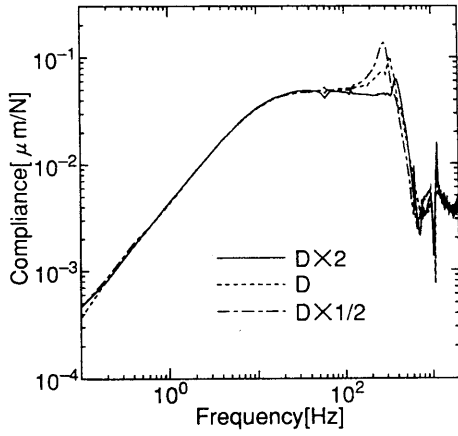


Fig. 11 Frequency Response of Hybrid Bearing vs D (Simulation)

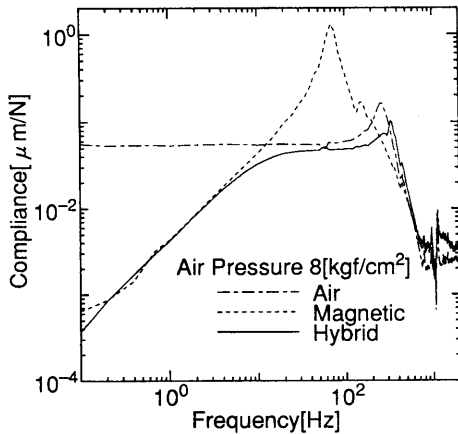


Fig. 12 Frequency Response of All Bearing (Experiment)

4.4 各方式の比較 次に、空気軸受、磁気軸受、ハイブリッド磁気軸受の非回転時の周波数特性を比較する。Fig.12に各入力信号に対する各軸受の周波数応答を示す。なお、供給空気圧は8 kgf/cm²の場合である。

まず、低周波数域では磁気軸受の剛性が高く、またその積分特性を受けてハイブリッド磁気軸受の剛性も同様に高い。空気軸受は、他の軸受に比べると非常に剛性が低くなっていることから、磁気回路上の積分特性が有効に作用していることがわかる。さらに、約3 Hz以下では設計目標の100N/μmを達成していることも確認できる。次に、中域では、ハイブリッド化したときを基準にフィードバックを設定しているため、磁気軸受は剛性が低くなっている。その他の軸受については、共振点より高い周波数を除いてハイブリッド磁気軸受の剛性が高いことがわかる。高周波数域では、どの軸受も同様に1次の曲げモードのピークが存在し、それ以降は複雑な変化している。なお、ここには示していないが、傾き信号入力に対しては並進信号入力に対する周波数応答と類似した結果が得られている。

以上の結果より、ほとんどの周波数域においてハイブリッド磁気軸受の剛性が高く、他の軸受より優れた特性をもっていることがわかる。

5. 安定性解析

実験で得られた現象を考察するため、根軌跡による安定性の解析を行う。空気軸受の各定数は前節で求めた値を用い、磁気軸受については理論解析で述べたようにPID制御回路の各構成要素の定数を用いて根軌跡の計算を行った。

Fig.13に各軸受の根軌跡を示す。ここで、□、◇、△、○と■、◆、▲、●あるいは▽の記号は、それぞれハイブリッド磁気軸受、空気軸受、磁気軸受の非回転時の根を示している。ハイブリッド磁気軸受、空気軸受では、給気圧力を8 kgf/cm²、6 kgf/cm²、4 kgf/cm²、2 kgf/cm²と変化させた。

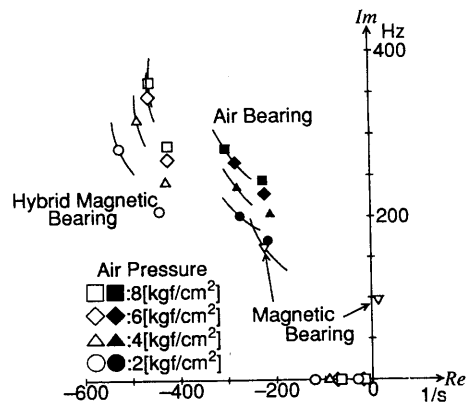


Fig. 13 Root Locus of Characteristic Equations

それぞれの記号からでている曲線は、軸回転時にジャイロ効果によって根が動く軌跡を示しているが、向かって左側の根が傾き振動モードを示す根であり、右側が並進モードの根である。後者にはジャイロ効果の影響がほとんど現れないことがわかる。曲線の先端は、目標速度の50000rpmに相当するため、回転時のジャイロ効果の安定性への影響はそれほど大きくなく、問題にならないことが明らかになった。

これらの根の比較から、ハイブリッド磁気軸受は、空気軸受、磁気軸受どちらよりも高剛性で、安定性も優れていることがわかる。なお、この図では磁気軸受の根の一つが不安定となっているが、実験においては空気軸受部の減衰を完全に無くすることができないため安定になっている。

次にPID制御の安定性解析として、給気圧力8kgf/cm²におけるハイブリッド磁気軸受のPID各係数の変化に対応した根軌跡の結果を Fig.14に示す。この内、○、△

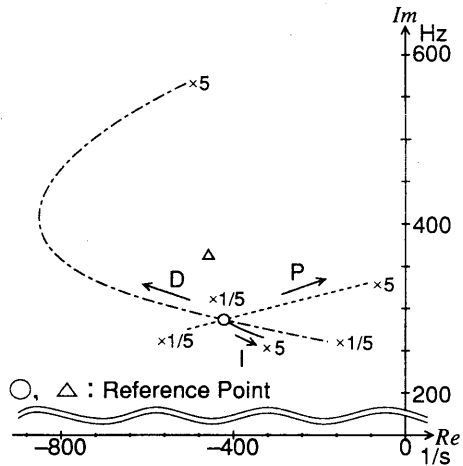


Fig. 14 Root Locus of Various PID's Coefficients

は、それぞれ標準状態の並進モード、傾きモードの根に対応する。ここで変化させているのは並進モードのフィードバック係数なので、後者にはほとんど影響せず、傾きモードの根の移動はない。前者ではP、I、Dの各係数が1/5から5倍になったときの根の動く軌跡をそれぞれ破線、実線、一点鎖線で示している。

図から、Pを大きくすれば安定性が大きく損なわれることがわかる。この傾向は、フィルタや磁気回路の位相遅れを考慮しなければ現れないため、Pの増大に伴って固有振動数が上がり、制御回路のフィルタと磁気回路の位相遅れの影響が大きくなるのが原因と考えられる。Iに関しては、大きくすることで多少安定性が失われるが、それほど大きな変化はない。(小さくするときは、ほとんど根が動かず、図では○の中に隠れてしまっている。) Dを大きくすると、ある程度までは固有振動数と安定性を上げる方向に作用するが、あまり上げすぎると根が虚軸の方に移動して、安定性が悪くなることがわかる。また、この解析ではロータを剛体としているため現れていないが、剛体モードの根より高周波域にあるロータの曲げモードの根は、位相遅れの影響をさらに大きく受け、スピルオーバーが発生しやすい状況であるといえる。

以上により、高剛性を求めると、制御回路中のフィルタや磁気回路の位相遅れが原因となり、不安定化やスピルオーバー現象が起こることが明らかとなった。

6. 結 言

磁気軸受と静圧型空気軸受を複合化したハイブリッド磁気軸受を開発し、アナログPID制御を用いた場合の

特性解析と実験を行った。その結果、ハイブリッド磁気軸受が、安定性の面で十分ではないながらも、高速度化、高剛性化に非常に有用であることが明らかになった。特に、空気軸受と比較した際、PID制御の積分フィードバックによる静剛性の向上は目覚ましいものがあり、設計目標を十分達成できたといえる。

以上をまとめると次のようになる。

(1) ハイブリッド化によって、磁気軸受、空気軸受よりも剛性を高くすることが可能である。特に磁気軸受の積分制御により、3Hz以下の剛性は、設計目標100N/ μ mを十分満たしている。

(2) 高剛性化のため、供給空気圧や比例フィードバックゲインを上げ過ぎると、それにとまって共振周波数が上がり、フィルタや磁気回路の位相遅れの影響が大きくなるため不安定になる。

(3) 上記の不安定性を回避するため微分フィードバックゲインを大きくしてフィルタや磁気回路の位相を進めようとすると、ロータの高次の曲げモードの共振、すなわちスピルオーバー現象が発生することから、十分な安定性が得られない。

これらのうち(2)、(3)はアナログ制御方式の限界であり、位相進み回路の付加によるチューニングなどで多少の改善の余地はあるが、根本的な解決にはならない。しかし、最近発達の著しいDSPを用いたデジタル制御では、上記の問題を回避する有力な手段として H^∞ 制御などの適用が試みられている。現在のところ、本スピンドルのような比較的高い固有振動数をもつ系に、十分対応できる速度をもったDSPは容易に手に入れることができないが、今後の技術の発達により、より高速なDSPが身近になれば、さらなる高性能スピンドルの実用化が期待できる。

文 献

- 1) 樋口俊郎：気軸受の制御系，精密機械 50-5 (1984) p.32
- 2) 電気学会磁気浮上応用技術調査専門委員会編：磁気浮上と磁気軸受，コロナ社
- 3) 松村文夫，小林英彦，秋山勇治：横軸形磁気軸受の基本方程式と制御系設計，電気学会論文誌 C100-6 (1981) p.137
- 4) 野波健蔵：磁気浮上・磁気軸受制御の現状と制御理論，計測と制御 32-4 (1993) p.301-308