磁気軸受による振動制御*

石 田 精*¹

Vibration Control by Active Magnetic Bearings

Sei ISHIDA

Active magnetic bearings have the advantages of being oil-free and clean, do not wear out, provide maintenance-free operation and are able to function under conditions of high or low temperature, high pressure, or in a vacuum. Furthermore, there are other benefits, such as enabling high peripheral velocity rotation not achievable by other bearings. However, the lack of mechanical contact and feedback control cause a problem in that the rotor easily vibrates at its natural frequency. This can be overcome by means of an additional compensator for the rotor shaft bending mode besides the conventional PID compensator. The author will demonstrate the vibration control effect by using a functional model simulation and vibration experiments.

Key Words: Active Magnetic Bearings, Vibration Control, Rotordynamics, Flexible shaft, Bending Mode, Unbalance Response, Critical Speed

1. 緒 言

最近の機械システムは、回転機械や工作機械から宇宙構造物に至るまで小形化、軽量化、省エネルギー化が求められている。これと同時に高精度などの高性能化がますます要求されるようになってきた。これに伴い機械の振動や運動をコントロールする技術も重要となっている。このようなニーズに対する適当な支持手段の一つに制御形磁気軸受があり、古くから多くの研究がされてきた^{(1)~(9)}。この軸受は非接触支持すること、他の媒体を必要としないことのため、回転機械を高速回転可能とするほか、他の軸受にはない多くの特徴を持っている。しかし、これとは対称的に非接触であるためロータに加えられた外力により振動が生じやすく、ロータの固有振動数で共振状態に陥りやすいという問題があった。また高速回転する際に直面する問題としてロータの曲げモードの危険速度があり、磁気軸受により外部減衰を付加することが最大の課題である。これらはいずれも磁気軸受の特徴の一つである、支持剛性が可変であることを利用して解決することが

できる。そして、この目的のためにこれまでいくつかの方法が考えられている⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾。

本論文では実用性に重点を置き、ロータの曲げモードの危険速度を超えることも可能とする方法として開発した振動制御法について述べる。この方法は各軸独立して制御することを前提としており、理解しやすくするため古典的記述により検討を行う。

磁気軸受の制御器には通常PID制御器が用いられるが、この方法では特にロータの曲げモードに対する振動制御の機能を付加するためこれとは並列に第2の制御器を設けている。そしてロータの曲げ固有振動数付近の位相特性を独立して設定でき、同時に位相遅れを利用して進み補償する点が特徴である。

以下モデルモータに対する振動制御の方法について述べ、加振時における効果をシミュレーションと実験で示し、また不釣り合い応答実験によりロータの曲げ一次モードの危険速度を通過できたことを示す。

2. 磁気軸受モータモデル

初めにここで用いた磁気軸受モータモデルを図1に示す。曲げ一次モードの節で支持するのを避けるため両軸端付近にラジアル軸受を配置し、インバータを用いた中央部に設けた三相2極インダクションモータで高

* 原稿受付 平成2年6月21日。

*¹ 正員、(株)安川電気製作所 (〒806 北九州市八幡区西区藤田2346)。

速回転駆動する。軸受の変位センサと非常用の補助軸受はラジアル軸受より軸端側に設けている。スラスト軸受を用いずに四軸制御としたのは、ラジアル軸受とモータがロータの軸方向偏位に対して受動的に復帰する作用があるためである。そのため実験は水平に設置して行った。ロータ軸長さは 251.5 mm、外径は 23.6 mm であり、ラジアル軸受およびモータ部と補助軸受のエアギャップはそれぞれ 0.3 mm, 0.15 mm である。両軸端部は振動振幅が最も大きく現れやすいので、別途変位センサを設けロータの振動をモニタした。

2.1 磁気軸受と線形補償 磁気吸引力が作用する電磁石はそれ自体不安定系を構成すると同時に典型的な非線形特性を持っている。前者は位置のフィードバック制御で安定化することができ、後者は電流またはエアギャップの変動に対し制御系全体の線形性を維持する線形補償法で補償することができる⁽¹²⁾⁽¹³⁾。後者のいくつかの方法のうちここでは指令信号にバイアスを加えた後ギャップ信号を乗じて補償する B 法⁽¹³⁾を用いる。その補償器とラジアル軸受の構成を図 2 に示す。B 法によれば二つの電磁石とロータ間のエアギャップ X_1 , X_2 とバイアスを付加された電流 I_1 , I_2 の

図 1 磁気軸受モータモデル

図 2 軸受部の構成

いずれが大きく変動してもロータに作用する吸引力 F_1 , F_2 の合力 F は指令値 f_s に対して次のように比例関係とすることができる。ここに k は定数である。

$$F = F_1 - F_2 = k f_s \quad \dots\dots\dots (1)$$

したがって外乱などによりロータ浮上位置が偏位したり供給電流が大きく変化することがあっても系のループゲインは変わらず初期の安定余裕は保持され不安定現象を引き起こすことはない。

電磁石に電流を供給するため直流のパワーアンプを用いる。ロータの固有振動数で応答することが必要なことや、ロスを低減するため、また指令値に対する電流の追従性を向上するため、キャリア周波数が 100 kHz の PWM 方式を用い、マイナーループに電流フィードバックループを設けた。また応答を上げることとロスを減らすという点から電磁石とロータの鉄芯にはそれぞれ 0.1 mm, 0.05 mm のケイ素鋼板を用いた。電磁石の直流印加電圧はパワーアンプの主回路電圧の 1/100 以下と小さいので電磁石の時定数はおおむねコイルのインダクタンス L によって決まる。図 2 の構成でロータが中央に浮上している時、渦電流やパワーアンプのスイッチングの影響を無視し、動特性を考慮すると、式(1)から指令 f_s に対する力 F の伝達関数は式(2)のように一次遅れとして表すことができる。ここに S はラプラス演算子、 T は時定数である。

$$G_A = \frac{k}{1 + TS} \quad \dots\dots\dots (2)$$

2.2 ロータモデル まずロータを剛ロータとして考察する。四軸制御磁気軸受で支持された非回転ロータは図 3 のようにモデル化することができ、支持点の支持力 F_1 , F_2 と支持点の変位 x_1 , x_2 との関係をブロック図で示すと図 4 のようになる。二つの軸受は互いに干渉する項を持つが、その程度はロータの質量 m 、慣性モーメント J 、寸法 l_1 , l_2 に依存しており、比較的小さくて零ととることもできる。一方の軸受に着目すると、支持力と変位間の伝達関数は同じパラメータ m , J , l_1 (l_2) によって決まり単一質量 $1/(1/m + l_1^2/J)$ を支持することと等価である。

図 3 ロータモデル

弾性ロータとして考えるならば、このほか曲げ固有モードの影響を考慮しなければならない。ロータは円板とはりから成る無限自由度とみなすことができ、任意の支持点と検出点間の伝達関数すなわちコンプライアンスは等価的に式(3)のような無限次数として表せる。ここに $a_i, b_i, c_i, d_i, e_i, f_i$ は定数である。

$$G_m = \frac{1}{S^2} \prod_{i=1}^{\infty} \left[\frac{a_i + b_i S + c_i S^2}{d_i + e_i S + f_i S^2} \right] \dots\dots\dots (3)$$

しかしこのような無限次数を扱うのは非現実的であり実用上問題とされる固有値に重点を置いて簡略化する。本論文では曲げ一次のみの振動制御を行うので曲げ一次か二次モードまでを考慮する。

曲げモードの振動制御を可能とするには、変位センサ部と電磁石部の両方で、そのモードの振動を検出できることが不可欠であり、その配置が妥当であるかどうかが重要となる。そこで当社で開発した高速回転体の固有値解析プログラム ROTAS 1 により図1のロータのモード解析を行うと図5の結果が得られた。曲げ一次モードは電磁石と変位センサ部のいずれも固有関数が小さくなく、このモードの振動制御に適していると言える。しかし曲げ二次モードについては電磁石部の固有関数が左右いずれも小さく適していない。このことは磁石部を加振点とし変位センサ部を検出点として実測したコンプライアンス(図6)にも現れており、曲げ一次のピークが大きく、曲げ二次のピークは小さくなっている。このように曲げモードの振動制御にはコンプライアンスにピークが現れること、すなわち電磁石部と変位センサ部の固有関数が小さくないことが必要である。換言すると、これらがモードの節の近く

図4 剛ロータのブロック図

図5 弾性ロータの曲げモード

にこなればどのような配置となってもそのモードの振動制御が可能である。

3. 振動制御とシミュレーション

ロータが前章で述べた単一質量のとき、位相制御器は広く用いられるPID制御器で十分安定な系とすることができる。しかし弾性ロータは図6に示すコンプライアンスを持ち、固有振動数付近の特性が開ループ伝達関数に与える影響が極めて大きく安定系となり難い。そこで軸共振による利得のピークをノッチフィルタで相殺し、開ループ伝達特性のピークをなくして安定化する。静止浮上時は一つの固有値に対し一つのノッチフィルタを用いて安定化できるが、ロータの固有値は高速回転するとジャイロ作用により前回りと後回りの固有値に分かれて変化するため初期の安定性が失われることがある。固有値の変化をROTAS 1で求めると図7が得られる。そこで使用回数範囲で二つの固有値が変わり得る範囲を相殺するためノッチフィルタは多段としている。位相制御器には位相進みを稼ぐため二次の近似微分を用い、スピルオーバーの問題に対してはローパスフィルタを用いている。

3.1 並列位相制御法 前述のように、ロータの曲げに対し制御系の安定化を図るためノッチフィルタ

図6 軸系のコンプライアンス

図7 固有振動線図

を設けたが、これは曲げ振動に対しなら振動の抑制力を与えないということも意味している。そこで曲げ振動だけに対し振動の抑制力を作用させるため前述のノッチフィルタおよび位相制御器とは並列に第2の補償器を設ける(図8)。この補償器はロータの曲げ固有振動数付近の帯域を通過させるバンドパスフィルタと第2の位相制御器から成っている。また位相設定を容易にするため位相遅れを利用して位相進みを得る位相制御器を用いる。このように構成することで等1の制御器は曲げモードの周波数帯域以外で動作するとともに系の安定化を図り、第2の制御器は系の安定性を損うことなく曲げモードの周波数帯域のみで動作させることができるのである。

第1の位相制御器は不完全積分器を含め、2個の演算増幅器で構成するため式(4)で表される伝達関数を持っている。前段のフィルタは曲げ一次に対し2個、曲げ二次に対し3個を直列に持つ多重ノッチフィルタと三次モード以上を消去するローパスフィルタから成り式(5)で表される伝達関数を持っている。

$$G_{c1} = K_1 \frac{(1 + T_1 S)(1 + T_2 S)(1 + T_3 S)}{(1 + t_1 S)(1 + t_2 S)(1 + t_3 S)} \dots\dots (4)$$

$$G_N = \prod_{i=1}^5 \left[\frac{1 + \left(\frac{S}{w_i} \right)^2}{1 + 2\zeta_i \frac{S}{w_i} + \left(\frac{S}{w_i} \right)^2} \right] \times \frac{1}{1 + 2\zeta_6 \frac{S}{w_6} + \left(\frac{S}{w_6} \right)^2} \dots\dots\dots (5)$$

図 8 磁気軸受制御系のブロック図

図 9 軸受特性 (計算値)

第2の補償器は式(6)に示す伝達関数を持ち、前後に3段のバンドパスフィルタを用いて他の帯域を消去し、一次の位相制御器を三段用いて幅広い位相が設定できる。

$$G_B G_{C2} = \left[\frac{2\zeta_{01} \frac{S}{w_{01}}}{1 + 2\zeta_{01} \frac{S}{w_{01}} + \left(\frac{S}{w_{01}} \right)^2} \right]^3 \left(\frac{1 + T_5 S}{(1 + T_4 S)} \right)^3 \dots \dots \dots (6)$$

ここに K_1 は定数, $T_1 \sim T_5$, $t_1 \sim t_3$ は時定数 $w_1 \sim w_5$, w_{01} はフィルタの中心周波数, w_6 はフィルタの折点周波数, $\zeta_1 \sim \zeta_6$, ζ_{01} はフィルタの減衰係数である。これらの各補償器の伝達特性と式(1)で示される軸受および線形補償器の特性から二つの位相制御器の設計を行う。そして変位信号に対する軸受の作用力がロータの曲げ一次固有振動数で 90° 進みとなるよう設定する。

3・2 シミュレーション

上述した方法の振動制御の効果をみるため動特性についてシミュレーションした。その際計算機上の制約から実モデルの次数の簡素化を図った。軸系のコンプライアンスは曲げ一次モードのみを近似して静止浮上時の固有値 $f_1=1490\text{Hz}$ を用い、二次以上の曲げモードについては省略した。そして補償器前段のフィルタはノッチフィルタとバンドパスフィルタのいずれも曲げ一次モードのみに対して設け、二次のもの二段として計算した。こうすることにより系全体の動特性に影響を与えるのは避けられないが、曲げ一次モードの振動制御に与える影響は少なく、安定性も大きい変化はない。変位センサの応答は 20kHz と高いので定数とおいた。

このような条件のもとで計算した結果、図 9、10 の軸受特性と加振特性を得た。図 9 はセンサ部の変位に対し軸受がロータに作用する力の周波数特性である。軸受による振動の抑制力は、ロータの変位速度に比例した力すなわち変位に対し 90° 進みの力を作用させることで得られる。図 9 では曲げ固有値の 1490 Hz で見かけ上 90° 進みを得て利得も最大としており、振動制御の効果が高められていると予想できる。図 10 の加振

図 10 加振特性 (計算値)

応答は計算上の加振点を図8の G_m の入力側において求めたものである。この図から第2の位相補償器を適用する前の共振倍率 $Q=107$ に対し、適用後は $Q=18.5$ にすることができ、振動制御の効果を予測することができた。

4. 実験

シミュレーションで得られた振動制御の効果をみるため加振実験を行い、次に不釣り合い応答実験によりロータの曲げ一次モード危険速度の通過を試みた。

4.1 制御特性と加振特性 まず本論文で示した第2の位相補償器 $G_B G_{C2}$ の周波数特性を図11に示す。前段に二次のバンドパスフィルタを三段用いているため低周波側で位相進みとなっているが、図7から求められるロータの前まわり危険速度1580 Hzではおよそ 90° 進みとなっている。

制御系全体の軸受特性として図12, 13が得られた。図12は図9の実測値に対応し1580 Hzではほぼ 90° 進みとなっている。図13は図12を実部と虚部で表したものであり、1580 Hzの虚部がほぼ最大となっているためこの図からも振動制御の効果があることがわかる。ここで回転数を2000 rpsまで上げるならば図7から曲げ固有振動数は1430~1600 Hzの間で変化するのがその範囲で虚部が大きいため振動制御能力が低下す

図11 第2位相補償器特性

図12 軸受特性(1)

ることではない。

加振実験の結果を図14に示す。図には図11に示した補償器を適用する前後のものを示している。シミュレーションでは加振点を同一制御ループ内で与えたのに対し、実験では他方の軸受から与えた。しかし加振応答の現れ方は同様である。

第2の位相補償器を適用する前は軸の共振倍率は $Q=99$ であったが、補償することで $Q=16$ にすることができ本方法の効果を確認することができた。この実験では一つの制御軸に対する効果を示したが、四軸すべてに適用することでいっそうの効果が期待できる。

4.2 不釣り合い応答実験 前項の加振実験の効果から、曲げ一次モードの危険速度を超えられることが予想されるため、不釣り合い応答実験を行った。この実験では振動制御の効果を高めるため前述のように四軸すべてに第2の補償器を用いた。ロータの回転駆動に

図13 軸受特性(2)

図14 加振特性

図15 不釣り合い応答

は高周波インバータを用いたが、スイッチングによる種々の電磁気的不平衡力がロータに作用すること避けるため、モータとの間にリアクトルを挿入し比較的質の良い駆動源として実験した。ロータの振動測定には磁気軸受の制御用変位センサのほかに振動振幅が最も大きく現れる軸端部に設けた渦電流変位センサも用いた。

以上のようにして 140 000 rpm まで回転数を上げて実測した結果が図 15 である。曲げ一次モードの危険速度は約 95 000 rpm (1 580 Hz) のところにあり、最も振幅の大きい軸端部で約 $27 \mu\text{m}_{\text{P-P}}$ の大きさに抑えることができた。

剛体モードの危険速度は図 15 では特に現れなかった。磁気軸受の不釣り合い応答では、回転軸の重心(慣性中心)に対してセンサ部と磁石部の形心がずれることにより見かけ上の振動が影響を受ける問題があるため、真の振動振幅を求めるには測定値の修正が必要である。図 15 の場合、約 $7 \mu\text{m}$ の偏心があることがわかり、位相を考慮して修正すると剛体モードの危険速度は、約 40 000 rpm と約 75 000 rpm にあった。振幅はそれぞれ $13 \mu\text{m}_{\text{P-P}}$ と $15 \mu\text{m}_{\text{P-P}}$ である。また曲げモード危険速度の振幅は $22 \mu\text{m}_{\text{P-P}}$ であった。

以上のように、シミュレーションでは第 2 の位相補償器の設定が加振特性計算時のものと一致していたが実験装置では次の 2 点で必ずしも十分な設定となっていなかった。一つは補償器の設定が前まわり危険速度 95 000 rpm (1 580 Hz) に合わせているのに対し加振実験は非回転であったのでこの時の位相特性は十分とは言えない。他方は前まわり危険速度に対する位相特性が十分な設定がされているものの、利得の最大値が 1 200 Hz 付近にずれていることである。前者は実験上の都合で止むを得ないが、後者は不十分な設定によるものである。ピークを 1 580 Hz にすることで不釣り合い応答は改善され図 15 の振動振幅を小さく抑えることができる。言いかえると、この方法では補償器設定に多少のずれがあってもロータ固有値に対する振動制御の効果は失われないといえる。

5. 結 言

以上ロータの曲げ固有振動制御に有効な並列補償法を提案し、シミュレーションと実験からその効果を確認した。

この方法の特徴を再度示すと

- (1) 各軸独立制御の系に用いられる。
 - (2) 補償器の役割が理解しやすく、曲げモード振動制御のパラメータ設定が容易である。
 - (3) 第 2 の補償器は遅れを利用するためノイズの問題がない。
 - (4) 曲げモード危険速度を通過することができ、高い危険速度にも適用できる。
- などがあり、次のような可能性も持ち合わせている。
- (5) 曲げモードの振動抑制制御では節の位置を避ければコロケーションの問題はなく、変位センサと電磁石は節からはずれた固有関数の大きな位置であればどこに配置してもよいと思われる。
 - (6) 二次またはそれ以上の曲げモードについても同様に第 3, 第 4 の補償器を並列に追加していくことで振動を抑制できることが予想できる。

文 献

- (1) Habermann, H. and Liard, G. L., *IEE spectrum* (1979-9), 26.
- (2) 松村・ほか 2 名, 電気学会論文誌, **101-6**, C(1981), 137.
- (3) 渡部・ほか 2 名, 機論, **36-284**(1970), 578.
- (4) 松村, システムと制御, **26-4**(1982), 209.
- (5) 松村・ほか 3 名, 電気学会論文誌, **103-9**, C(1983), 209.
- (6) 樋口・ほか 2 名, 生産研究, **34-6**(1982), 101.
- (7) 水野・ほか 2 名, 計測自動制御学会論文集, **19-12**(1983), 68.
- (8) 大嶋・中関, 日経メカニカル, (1984-10), 102.
- (9) 雉本・ほか 3 名, 機論 C 編, **54-504**, (1988), 1663.
- (10) Matsusita, O., ほか 5 名, *Int. Conf. on Rotordynamics, JSME & IFTOMM, TOKYO*, (1986-9), 421.
- (11) Kanemitsu, Y., ほか 3 名, *1st Int. Symp. on Magnetic Bearings, Zurich*, (1988).
- (12) 石田, 日本機械学会講演会久留米地方講演会前刷, 301(1987-7).
- (13) Ishida, S., *2nd Int. Symp. on Magnetic Bearings, Tokyo*, (1990).