変位センサレス磁気軸受の実用化に関する研究

正員 水野 毅 (埼玉大) 非会員 ハネス ブロイレル (スイス連邦工科大)
 非会員 田中 博昭 (東大生研) 正員 橋本 秀紀 (東大生研)
 正員 原島 文雄 (東大生研) 非会員 上山 拓知 (光洋精工)

An Industrial Application of Position Sensorless Active Magnetic Bearings

Takeshi Mizuno, Member (Saitama University), Hannes BLEULER (EPFL), Hiroaki Tanaka (IIS, University of Tokyo), Hideki Hashimoto, Member (IIS, University of Tokyo), Fumio Harashima, Member (IIS, University of Tokyo), Hirochika Ueyama (Koyo Seiko Co. Ltd.)

Nowadays, Active Magnetic Bearings (AMBs) are applied to Turbo Molecular Pumps (TMPs) and milling spindles. However, because AMBs require electromagnets and gap sensors, they cost more and need larger equipment than conventional mechanical bearings. Therefore their application is limited. Position Sensorless active Magnetic Bearings (SMBs) are one method to solve such problems and have possibility of higher critical speed because of a shorter rotor. SMBs have already been realized in experimental equipments. Here position sensorless bearings are applied to a TMP and high-speed rotation is realized.

キーワード：センサレス磁気軸受，オブザーバ，磁気浮上，ターボ分子ポンプ，負の剛性，不つり合い補償

1. はじめに

現在、磁気軸受はターボ分子ポンプや工作機械用スピンドルなどにおいて実用化されている。しかし、磁気軸受は、ロータ変位を検出するためのセンサや電磁石、制御回路などを必要とするので、従来の機械式軸受を用いたものに比べてコストがかかり、装置全体が大きくなる。変位センサを用いない変位センサレス磁気軸受（以下、センサレス磁気軸受と呼ぶ）は、これらの問題を解決する有力な方法として考えられる。また、センサのターゲットを必要としない分だけ、ロータを短くし危険速度を上げることができる。センサレス磁気軸受は実験機段階ではすでに成功しており⁽²⁾⁽³⁾、その有効性が確認されている。

そこで本研究では、実用機（ターボ分子ポンプ）を用いてセンサレス磁気軸受を実現し、実用に耐え得る制御系を構成することを目標とする。磁気軸受を実用化するにあたって、軸受剛性はもっとも重要な特性の一つである。特に、センサレス磁気軸受の場合には、静的には「負の剛性」という従来の磁気軸受にはない特徴を持っているので、これはセンサレス磁気軸受の実用化に際して、考慮すべき重要な特徴になると考えられる。そこで本稿では、センサレス磁気軸受をターボ分子ポンプに適用し、安定に浮上させた後、負の剛性を実際に調べるためにステップ状外乱に対する応答を測定する。また、ロータを高速に回転させるとその形心と重心とのずれ（偏心）により、ロータお

よび軸受側に周期的な外力（不つり合い力）が働く。この外力は、ロータの振れ回り運動やハウジングの振動を引き起こし、応用によっては非常に大きな問題となる場合があるので、実用化にあたってはこの不つり合い力を補償する制御系が必要となる。本稿では、センサレス磁気軸受においても不つり合い力の補償ができることを示し、実際に高速回転においてその効果を調べる。

2. センサレス磁気浮上の原理

センサレス磁気軸受では、電磁石にかける電圧を制御入力とし、電流のみを観測しオブザーバによって推定された変位を用いて安定浮上させる⁽¹⁾。図1に磁気浮上系の1自由度モデルを示す。

システムの各パラメータを表1のように表わし、電磁石の吸引力を $F_i = k_i i_i + k_s x$ のように浮上点回りで線形化すると、状態方程式は次のようになる⁽²⁾。

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} x = Ax + Bu + Ef \\ \frac{d}{dt} i_+ = -a_{33} i_+ + bu_+ \end{cases} \dots\dots\dots (1)$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ a_{21} & 0 & a_{23} \\ 0 & -a_{32} & -a_{33} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b \end{bmatrix}$$

図 1 1 自由度モデル
Fig. 1. 1 DOF Model.

表 1 記号の定義
Table. 1 Definition of Symbols.

Mass	m
Inductance	L
Resistance	R
Voltage/velocity factor	k_b
Force/current factor	k_i
Force/displacement factor	k_s

$$E = \begin{bmatrix} 0 \\ e_0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad x = \begin{bmatrix} x \\ \dot{x} \\ i \end{bmatrix}$$

ただし,

$$a_{21} = 2 \frac{k_s}{m}, \quad a_{23} = \frac{k_i}{m}, \quad a_{32} = 2 \frac{k_b}{L}$$

$$a_{33} = \frac{R}{L}, \quad b = \frac{1}{L}, \quad e_0 = \frac{1}{m}$$

$$i = \tilde{i}_1 - \tilde{i}_2, \quad u = \tilde{u}_1 - \tilde{u}_2$$

$$i_+ = \tilde{i}_1 + \tilde{i}_2, \quad u_+ = \tilde{u}_1 + \tilde{u}_2$$

である。

システム(1)式は3次と1次のサブシステムに分かれており、ロータの運動(3次のサブシステム)は入力電圧の差($u = \tilde{u}_1 - \tilde{u}_2$)だけが影響を及ぼしていることがわかる(図2)。また、このシステムが可制御・可観測であることは簡単に示せるので、オブザーバを用いて閉ループ系の極を任意に配置することができる。

本研究では、この3次のサブシステムをもとに同1次元オブザーバを構成し、センサレス磁気浮上を実現した(図3)。1次のサブシステムはバイアス電流(電流の動作点)の制御に利用することができる。

3. 外乱に対する可観測性と制御問題

〈3・1〉 一定外乱 ロータにステップ状の外乱(f_0)が加わった場合を考えると、外乱も含めた拡大系は以下のよう表わせる。

$$\frac{d}{dt} x_a = A_a x_a + B_a u \quad (2)$$

$$y = C_a x_a \quad (3)$$

図 2 磁気軸受システムのブロック図
Fig. 2. Block diagram of AMB system.

図 3 磁気軸受システムの制御
Fig. 3. Control of AMB system.

$$A_a = \begin{bmatrix} A & \begin{bmatrix} 0 \\ e_0 \\ 0 \end{bmatrix} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B_a = \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} \quad C_a = [C \ 0]$$

$$x_a = [x \ f_0]^T$$

このシステムは不可観測であり、外乱が一定の場合には、その影響をコイル電流だけから推定することはできない。したがって、変位は、

$$\lim_{t \rightarrow \infty} x = \frac{-f_0}{ma_{21}} \quad (4)$$

となり、外乱の加わった方向とは逆方向の変位が生じ、あたかも、負の剛性を持っているかのように運動する⁽³⁾。

〈3・2〉 不釣り合い力 一方、不釣り合い力などの周期外乱 $f(t) = f_0 \cos \omega_0 t$ (ω_0 : 回転数 $\omega_0 \neq 0$) がロータに作用した場合は、システムの状態方程式は、

$$\frac{d}{dt} x_e = A_e x_e + B_e u \quad (5)$$

$$\dot{y} = C_e x_e$$

$$x_e = \begin{bmatrix} x \\ w_1 \\ w_2 \end{bmatrix}^T$$

$$\begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_0 \cos \omega_0 t \\ f_0 \sin \omega_0 t \end{bmatrix}$$

$$A_e = \begin{bmatrix} A & 0 & 0 \\ 0 & e_0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\omega_0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B_c = \begin{bmatrix} B \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad C_e = [C \ 0 \ 0]$$

となり、 (C_e, A_e) が可観測になることが容易に示される。したがって、変位 x および外乱 $f(t)$ を推定することができ、つり合い補償が可能となる。

そこで、このシステム(5)に対して、つぎのような形の制御入力を考える。

$$u = -F_e x_e, \quad F_e = [K_p \ K_d \ K_c \ K_{w1} \ K_{w2}] \dots \dots \dots (6)$$

磁気軸受の制御においては、外乱補償制御の対象として、どのような状態量を選定するかによって、さまざまな制御が可能となる。ここでは、ロータ変位、軸受吸引力、コイル電流のそれぞれについて、つり合い力の影響による周期変動をなくするような制御系を構成する。それぞれの場合について、 K_{w1} , K_{w2} はつぎのように求められる^{(3),(4)}。

- 変位変動零化制御： $z(t) = x$, $H_e = [1 \ 0 \ 0 \ 0]$

$$K_{w1} = \frac{e_0(a_{33} + bK_c)}{ba_{23}}, \quad K_{w2} = -\frac{e_0\omega_0}{ba_{23}} \dots \dots \dots (7)$$

- 吸引力変動零化制御：

$$z(t) = k_s x + k_i i, \quad H_e = [ma_{21} \ 0 \ ma_{23} \ 0 \ 0]$$

$$K_{w1} = \frac{e_0\{ba_{23}K_p - a_{21}(bK_c + a_{33})\}}{ba_{23}\omega_0^2} \dots \dots \dots (8)$$

$$K_{w2} = -\frac{e_0\{a_{23}(bK_d + a_{32}) - a_{21}\}}{ba_{23}\omega_0}$$

- 電流変動零化制御： $z(t) = i$, $H_e = [0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0]$

$$K_{w1} = \frac{e_0K_p}{a_{21} + \omega_0^2}, \quad K_{w2} = -\frac{e_0(bK_d + a_{32})}{b(a_{21} + \omega_0^2)} \dots \dots \dots (9)$$

ただし、 K_p , K_d , K_c は、つぎの閉ループ系が安定になるように選定する。

$$\dot{x} = (A - BF)x, \quad F = [K_p \ K_d \ K_c] \dots \dots \dots (10)$$

実際の制御入力には、オブザーバによる推定値 $\hat{x}_e$ を用いて、つぎのように定める。

$$u = -F_e \hat{x}_e \dots \dots \dots (11)$$

4. 実 験

〈4・1〉 実験システム 図4に本研究の実験システムの構成図を示す。磁気軸受の対象としては、光洋精工社製ターボ分子ポンプ用磁気軸受スピンドルを用いた。ターボ分子ポンプのロータ位置および、コイルの電流値はAD(16 bit, 2ch×16)を介してコントローラ(DSP TMS320 C30)に取り込まれる。コントローラにより計算された制御電圧は、DA(12 bit, 5 ch)からPWMアンプ(90 kHz)に入り増幅され磁気軸受を駆動する。

現在用いている磁気軸受(ターボ分子ポンプ)はラジアル軸受が重心に対して非対称に配置されているので、厳密には上下磁気軸受の運動間の干渉を考慮すべきであるが、今回の実験では、図1の1自由度モデルに基づいて設計した制御系を用いた。

〈4・2〉 パラメータ同定 センサレス磁気軸受のように、システムのモデルに基づいてオブザーバを設計する場合、システムパラメータの正確な同定が必要となる。そこ

図4 実験システム
Fig. 4. Experimental System.

図5 u から x までの周波数応答 (実線) およびそのカーブフィット (破線)
Fig. 5. Frequency Response (solid) and Curve Fit (dashed) from u to x .

で本研究では、まずセンサを用いて浮上させ、制御電圧-変位および制御電圧-電流の周波数応答を測定し、測定結果を1自由度モデルでカーブフィットすることによりパラメータの同定を行った。そのときの応答結果および1自由度モデルでカーブフィットした結果を図5, 6に示す。このカーブフィットにより求められたパラメータの同定結果を表2に示す。

〈4・3〉 スタート時の応答 前節で求めたパラメータをもとに、磁気軸受のセンサレス化を行った。オブザーバおよびコントローラのゲインは、以下のような極配置によって求め、サンプリング周期 150(μ sec)で離散化を行った。

$$\text{Regulator: } -188.5, \quad -452.4 \pm j339.3 \text{ (1/s)}$$

$$\text{Observer: } -188.5, \quad -607.0, \quad -2107.4 \text{ (1/s)}$$

実験は、まず基礎段階として上側のラジアル磁気軸受においてのみセンサレスで磁気浮上を行った。図7にスタートアップ時の応答を示す。オブザーバの出力は0.03秒前後からセンサ出力とよく一致している。タッチダウン時の

図 6 u から i までの周波数応答 (実線) および
そのカーブフィット (破線)
Fig. 6. Frequency Response (solid) and Curve Fit
(dashed) from u to i .

表 2 同定結果

Table 2 Identified Parameter.

a_{21}	4.20443×10^4 (1/s ²)
a_{23}	9.97111 (m/As ²)
a_{32}	3.27495×10^3 (A/m)
a_{33}	69.5709 (1/s)
b	14.8024 (A/Vs)

図 7 スタートアップ
Fig. 7. Start-up transition.

状態からの安定浮上が可能であることがわかる。

〈4・4〉 ステップ状外乱に対する応答の測定 ここでは、ステップ状外乱に対する変位の応答および電流の挙動を測定し、センサを用いた場合と比較する。ステップ状外乱応答はロータにかけた約 0.58 kg の負荷を取り外すことによって測定した。図 8 に 0.0 秒で負荷を取り除いたときの変位の応答とオブザーバの出力を示す。負荷の方向は、変位の負の方向にかけている。また、コントローラを変えて同じ実験を行った結果を図 9 に示す。(もとのコントローラを Controller 1, 変更した後のものを Controller 2 とする) 一方、図 10 に電流の測定値をセンサを用いた場

図 8 センサレス磁気軸受のステップ外乱応答コントローラ 1 (上: センサ信号, 下: オブザーバ出力)
Fig. 8. Step Disturbance Response of the Displacement of the Sensorless AMB, Controller 1 (upper: sensor signal, lower: observer output).

図 9 センサレス磁気軸受のステップ外乱応答コントローラ 2 (上: センサ信号, 下: オブザーバ出力)
Fig. 9. Step Disturbance Response of the Displacement of the Sensorless AMB, Controller 2 (upper: sensor signal, lower: observer output).

合とともに示す。

図 8 からロータは外力の方向と逆方向に変位していることがわかり、負荷を取り除く前後で、オブザーバの出力値は定常的にはほとんど変化していないことがわかる。また、図 8, 9 から、定常偏差はほとんど変わらないことがわかる。すなわち、定常偏差はコントローラによらないことがわかる。図 10 より、電流値もセンサを用いた場合と違い、負荷のあるなしにかかわらず定常的には一定値 (バイアス電流値) を保っていることがわかる。

〈4・5〉 高速回転時における制御系の評価 ロータを高速に回転させていくと、ジャイロ効果により閉ループ系の極が変化していく。この変化は場合によっては、系を不安定にさせそれ以上の高速な回転が不可能となるばかりでなく、磁気軸受システムを破壊するおそれがある。ここでは、ロータを実際に高速回転させる前に設計した制御系の評価を行う。

図 10 ステップ外乱応答電流値 (上: コントローラ 1, 中: コントローラ 2, 下: センサあり)
Fig. 10. Step Disturbance Response of the currents (upper: sensorless, lower: conventional).

図 11 回転数に対する根軌跡
Fig. 11. Root Locus for Rotation Speed.

図 11 に回転数 (0~27000[rpm]) に対する閉ループ系の根軌跡 (左, 三つのモードのみ表示) および固有振動数の変化 (右) を示す。点線で示してあるのは, 固有振動数 = 回転周波数の運搬線である。この根軌跡から, 回転数 0 では○印の位置にあったモード (A, B, C) が回転数の増加に伴ない前回りモードと後ろ回りモードに分離していく様子がわかる。モード B の後ろ回りモードが虚軸を横切っているが, 後ろ回りモードは実際には励起されにくいので, ここでは無視する。この図から, この制御系は 27000 rpm 付近までは安定に回転させられることがわかる。なお, 回転数との対応が付きやすいように, ここでは y 軸の単位を (Hz) としている。

〈4・6〉 回転試験 このような制御系の評価を行った後, 実際にロータを高速回転させる。0~27000 rpm まで回転させたときの 1800 rpm ほどの周波数特性 (ウォーターフォール図) を図 12 に示す。図より, 27000 rpm までは安定に回転させられることがわかる。80 Hz 付近のピークは, 図 11 のモード B の前回りモードの影響であると考えられる。

図 12 ウォータフォール図
Fig. 12. Water Fall Diagram.

図 13 不つり合い応答 (不つり合い補償なし, 24000 rpm)

Fig. 13. Unbalance Response without Compensator (24000 rpm).

〈4・7〉 不つり合い補償 つぎに, 不つり合い補償器を設計し実際にその効果を調べる。回転数 24000 rpm における電流変動零化補償器および吸引力変動零化補償器を以下のような極配置によって設計した。

Regulator: $-188.5, -452.4 \pm j339.3 (1/s)$

Observer: $-188.5, -607.0, -2107.4$
 $-502.7 \pm j2462.5 (1/s)$

回転数 24000 rpm における不つり合い補償なしの場合と電流補償を行った場合の応答をそれぞれ図 13, 14 に示す。上から, 変位・オブザーバ出力・電流値の応答である。これらの図から, 補償器は電流変動を大幅に抑えることができ, その効果が現われていることがわかる。

また, 回転数 12000 rpm における不つり合い補償なしの場合と吸引力変動零化補償を行ったときの応答を図 15, 16 に示す。上から, 変位・オブザーバ出力・電流・ハウジングの加速度である。この図から, 吸引力変動零化補償器はハウジングの振動を抑えることができることがわかる。

図 14 不釣り合い応答 (電流変動零化補償あり, 24000 rpm)

Fig. 14. Unbalance Response with Current Regulation Compensator (24000 rpm).

図 15 不釣り合い応答 (不釣り合い補償なし, 12000 rpm)

Fig. 15. Unbalance Response without Compensator (12000 rpm).

図 16 不釣り合い応答 (吸引力変動零化補償あり, 12000 rpm)

Fig. 16. Unbalance Response with Force Regulation Compensator (12000 rpm).

5. おわりに

ターボ分子ポンプに対して、その制御電圧-変位および制御電圧-電流の周波数応答からシステムのパラメータを同定し、その結果に基づいてセンサレス磁気浮上を実現した。また、センサレス磁気軸受の特徴である負の剛性を実際に確認するために、ステップ状外乱に対する応答を測定した。さらに不釣り合い力 (周期外乱) に対して、補償器を構成し、その効果を調べた。

センサレス磁気軸受は、ステップ状外乱に対しては、「負の剛性」の影響で変位が逆応答するが、電流値は一定値に保つことができるので、バイアス値を永久磁石に置き換えることによって、理想的にはゼロパワー制御が可能であることが予想される。

また、ギャップセンサを用いないセンサレス磁気軸受においても、制御系の特性の評価を適切に行えば、高速回転にも耐えられることがわかった。

今後は、残りの下側およびアキシャル方向の軸受に対してもセンサレス化を行い、全軸すべてのセンサレス化およびその高速回転を行う予定である。

(平成 7 年 4 月 26 日受付, 同 7 年 7 月 3 日再受付)

文 献

- (1) Vischer, D.: Sensorlose und spannungsgesteuerte Magnetlager. Doctor Thesis Nr. 8665, ETH Zurich.
- (2) D. Vischer & H. Bleuler: A New Approach to Sensorless and Voltage Controlled AMBs Based on Network Theory Concepts. Proc. 2nd Int. Sym. Magnetic Bearings, 301 (1990)
- (3) T. Mizuno & H. Bleuler: A Geometric Approach to Control System Design of Self-Sensing Magnetic Bearings. 12th World Congress International Federation of Automatic Control, 4, 517 (1993)
- (4) 水野・樋口: 「オブザーバによる不釣り合い推定信号を利用した磁気軸受の制御について」, 電学誌 D, 110, 8, 917 (平 2)

ハネス ブロイレル (非会員) Hannes Bleuler received his electrical engineering diploma (MS) at the Swiss Federal Institute of Technology Zürich (ETH) in electrical engineering (specialization in automatic control) in 1978 and completed his PhD thesis there in 1984 on active magnetic bearing (AMB) control. From 79 to 84 he was teaching assistant at the Institute of Mechanics of the ETH. In 1985, 86 he was researcher at the Mechanical Research Lab of Hitachi Ltd in Tsuchiura working on AMB control and rotor dynamics and for 4 months visiting researcher at Tokyo Institute of Technology (Ono Lab). From 1987 to 1991 he was lecture at the ETH Zürich and partner in the establishment of MECOS Traxler AG, an AMB company in Winterthur (Switzerland). From 1991 to 1995 he was at the Institute of Industrial Science of the University of Tokyo, first as Toshiba Professor of Intelligent Mechatronics and then as regular associate professor. Since May 1995 he is professor of microengineering at the EPFL, the Swiss Federal Institute of Technology in Lausanne.

水野 毅 (正員) 1956年3月18日生。1978年3月東京

大学工学部計数工学科卒業。1980年3月東京大学大学院工学系研究科計数工学専門課程修士課程修了。同年東京大学生産技術研究所助手。1985年職業訓練大学校(現、職業能力開発大学校)講師。1987年埼玉大学工学部助教授、現在に至る。1985年工学博士(東京大学)。制御工学全般、特に磁気浮上・磁気軸受、振動制御などの研究に従事。1983年日本自動制御協会榎木記念賞奨励賞、1985年工作機械技術振興賞論文賞、1995年精密測定技術振興財団高城賞受賞。計測自動制御学会、システム制御情報学会、精密工学会、日本機械学会会員。

田中 博 昭 (非会員) 1970年4月30日生。1993年3月東

京都立科学技術大学工学部電子システム工学科卒業。1995年3月東京大学大学院工学系研究科電気工学専攻修士課程修了。同年横河電機(株)入社、現在に至る。計測自動制御学会員。

橋本 秀 紀 (正員) 1957年8月15日生。1981年3月東京

大学工学部電気工学科卒業、1987年3月同大学大学院工学系研究科電気工学専攻課程博士課程修了。工学博士。同年4月同大学講師、生産技術研究所勤務、1990年7月助教授、現在に至る。1989～90年MIT客員研究員(LIDS, LEES)。知的制御システムおよび制御工学、ロボティクスの研究に従事。

原 島 文 雄 (正員) 1940年生。1962年東京大学工学部電気

工学科卒業。1967年同大学大学院工学系研究科電気工学専攻博士課程修了。同年同大学生産技術研究所助教授、1980年教授、1992年4月～1995年3月同研究所所長、現在に至る。パワーエレクトロニクス、制御工学、ロボット工学に関する研究に従事。工学博士。1978年計測自動制御学会論文賞、1983年電気学会論文賞、

1984年IEEE Anthony J. Hornfeck Award、1988年IEEE Fellow、IEEE Eugene Mittelmann Award、1990年計測自動制御学会 Fellow、1993年電気学会産業応用特別賞貢献賞受賞。1984～1985年電気学会編集理事、1985～1986年計測自動制御学会理事、1986～1987年IEEE Industrial Electronics Society 会長、1990年IEEE Executive Committee member、IEEE Secretary。

上 山 拓 知 (非会員) 1957年10月22日生。1983年3月京

都工芸繊維大学工芸工学部電子工学科卒業。同年光洋精工(株)入社。研究開発本部にて制御型磁気軸受の応用研究に従事。