

# アキシアルセルフベアリングモータのセルフセンシング制御

## Self-Sensing Control of an Axial Self-Bearing Motor

上野 哲\*, 松田健一\*\*, 佐藤 洋\*, 岡田養二\*\*

Satoshi Ueno\*, Ken-ichi Matsuda\*\*, Hiroshi Sato\*, Yohji Okada\*\*

\*弘前大学, \*\*茨城大学

\*Hirosaki University, \*\*Ibaraki University

キーワード: 磁気軸受 (Magnetic Bearing), セルフベアリングモータ (Self-Bearing Motor), セルフセンシング (Self-Sensing), 回転機械 (Rotary Machinery), 電磁アクチュエータ (Electromagnetic Actuator)

連絡先: 〒036-8561 青森県弘前市文京町3番地 弘前大学 理工学部 知能機械システム工学科 機械システム工学講座  
上野 哲, Tel.: (0172)39-3683, Fax.: (0172)39-3541, E-mail: ueno@cc.hirosaki-u.ac.jp

### 1. はじめに

磁気軸受は, 磁気力を用いて回転軸を非接触で支持する軸受であり, 軸と軸受の摩擦が無い場合エネルギー損失が小さく, 高速回転に適している. また潤滑が不要となるため, 真空中や高温, 低温といった特殊環境下やクリーンな環境で使用でき, さらに摩擦がないため寿命が半永久的になる等の長所を持っている<sup>1)</sup>. こういった数多くの長所がありながら, 現在, その応用範囲はターボ分子ポンプや人工心臓といった特殊なものに限られている. この大きな理由として, 磁気軸受を用いたシステムでは装置全体が大型化する, 能動制御が必要なため非常に高価になるなどの点が挙げられる. これらの問題を解決するため, 磁気軸受と交流モータを一体化したセルフベアリングモータ, アクチュエータをセンサとして用いるセルフセンシング技術の開発が行われている.

セルフベアリングモータは, 磁気軸受と交流モ-

ータを一体化したモータであり, 大きくラジアル型とアキシアル型に分けられる. ラジアル型は, 回転トルクの発生とロータの半径方向の位置制御を行う<sup>2, 3, 4)</sup>. ラジアル磁気軸受の一つを省略でき小型化やそれに伴う高性能化が期待できる. しかし回転制御と位置制御のために独立した巻線が必要となるため, ステータの構造や制御が複雑になる問題がある. 一方, アキシアル型は, 回転トルクの発生とロータの軸方向の位置制御を行う<sup>5, 6)</sup>. アキシアル型は, 回転制御と位置制御を単一の巻線で行うため, ステータの構造や制御がラジアル型に比べ簡単になる利点がある. またアーンショウの定理より, 一軸のみ能動制御を行えば安定な磁気浮上が可能となるため, 永久磁石反発型ラジアル磁気軸受などと組み合わせ, 非常に簡単な構造と制御で非接触浮上回転を実現することができる<sup>7)</sup>.

セルフセンシング技術は, 外部センサを用いずに, アクチュエータをセンサとして用いて制御を行

う手法である<sup>8, 9, 10, 11, 12)</sup>。センサとアクチュエータの場所が異なるコロケーション問題を解決でき、配線やコストの削減を行うことができる。磁気軸受のセルフセンシング制御は、大きくオブザーバを用いる方法と搬送波を利用する方法に分けられる。このうちオブザーバを用いる方法は、制御電圧と電流の関係から変位を推定する方法で、特別なハードウェアを必要としない利点がある。しかし精度の高いオブザーバが必要となり、また外乱やパラメータ変動に弱い問題がある。一方、搬送波を用いる方式は、制御電流の搬送波成分から変位を推定する方法で、フィルタリング回路や復調回路などのハードウェアを必要とするが、直接変位信号が得られる利点がある。

本研究では、外部センサを用いずにアキシャルセルフベアリングモータのアキシャル方向の位置制御を行う手法を開発する。アキシャルセルフベアリングモータの場合、負荷トルクの大きさによりパラメータが変化するため、オブザーバを用いる方法は難しく、制御電流の搬送波を利用して変位の推定を行う。しかし従来提案されている手法は、直流電流を対象にしているため、交流電流を用いるアキシャルセルフベアリングモータとは特性が異なる。本論文では、交流電流の場合のセルフセンシング特性を解析および数値計算により導き、アキシャルセルフベアリングモータのセルフセンシング制御の可能性について検討を行う。

## 2. アキシャルセルフベアリングモータ

アキシャルセルフベアリングモータの概略を図1に示す。アキシャルセルフベアリングモータは、ディスク型ロータの片面、あるいは両面にステータを配置した構造になっており、回転トルクの発生と軸方向の位置制御を同時に行う。ロータのラジアル方向は、動圧軸受や磁気軸受などの他の非

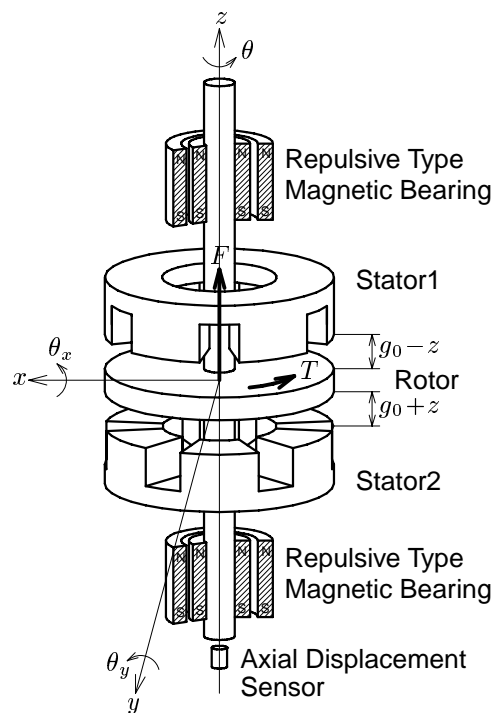


Fig. 1 Axial Self-Bearing Motor

接触型の軸受によって支持され、図に示すような永久磁石反発磁気軸受を用いると、軸方向の位置制御のみで安定な浮上が実現できる。

ステータは、三相巻線などを用いてロータとステータのエアギャップに回転磁界を発生させる。この回転磁界によりロータに回転トルクを発生させるとともに回転磁界の振幅、位相を変化させることにより、ロータとステータ間に働く磁気吸引力を制御する。アキシャルセルフベアリングモータでは、回転制御と位置制御を同一の巻線で行うため、これらに独立した巻線を必要とするラジアルセルフベアリングモータに比べて構造や制御が簡単になる利点がある。

アキシャルセルフベアリングモータは、永久磁石同期型、誘導型、リラクタンス型で実現できるが、ここでは効率がよく広く応用されている永久磁石同期型について検討を行う。永久磁石同期型のロータは、図2に示すようなディスクの表面に永久磁石を貼り付けたものを用いる。

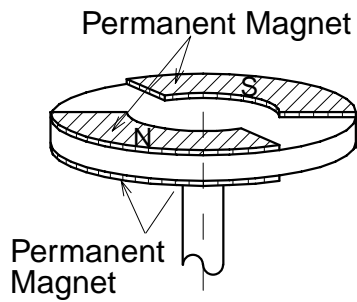


Fig. 2 Permanent Magnet Rotor

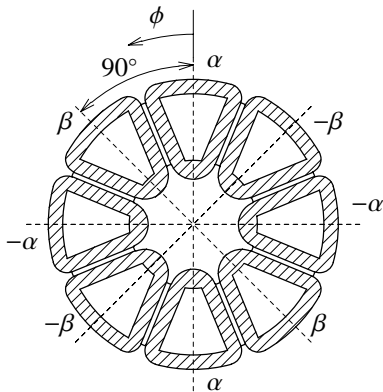


Fig. 3 2-Phase Winding

### 3. 変位セルフセンシング

交流モータの場合、ステータ巻線を3相巻線とし、3相PWMインバータで駆動される場合が多い。しかしセルフセンシングを行う場合、3相巻線では各相の電流が干渉するため安定した変位の推定が難しくなる<sup>13)</sup>。この問題を避けるためステータ巻線を図3に示す2相巻線とし、それぞれの巻線を独立したPWMアンプで駆動する。

変位の推定は、搬送波を利用する方法を用いる。ステータ巻線をスイッチングアンプで駆動すると、電流波形にはスイッチング周波数と同じ周波数のリップルが現れる。このリップルの振幅は、電源電圧の大きさ、電流、コイルのインダクタンスによって変化する。コイルのインダクタンスは、エアギャップの長さによって変化するため、電流波形のリップルの振幅には変位情報が含まれる。よってリップルの振幅を復調することにより、変位が推定できる。

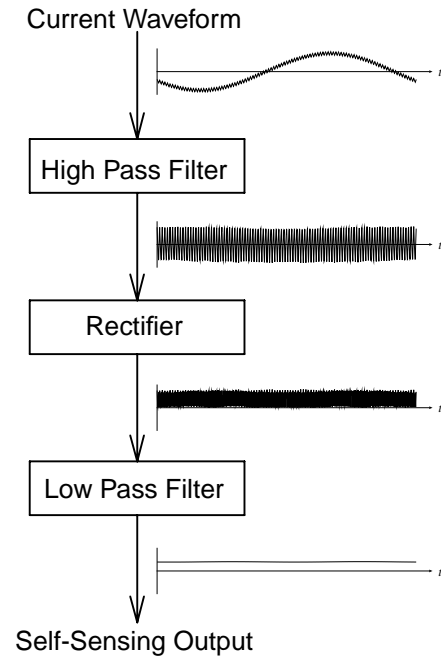


Fig. 4 Self-Sensing Filter

振幅復調は図4に示すフィルターにより行う。まず電流波形をハイパスフィルタに通し、スイッチング周波数成分のみを取り出し、次に全波整流器とローパスフィルタを用いて変位信号を取り出す。

### 4. 理論解析

次にアキシアルセルフベアリングモータでのセルフセンシング出力を解析的に導出する。

#### 4.1 モデリング

磁気回路の座標系を図5に示すように定める。この図は円周方向に展開して表しており、図の角度は電気角を表す。ステータ巻線は、 $\alpha$ と $\beta$ の2つが $\pi/2$ の位相差で配置されており、ロータは $f$ の巻線が巻かれているとする。ロータの永久磁石はこのロータ巻線 $f$ により等価に置き換えられる。 $\alpha$ 軸と $\beta$ 軸はそれぞれの巻線で作られる磁束の方向を表している。

ロータは非突極であるので、ステータ巻線の自己インダクタンスは、ロータの回転角度に関係な

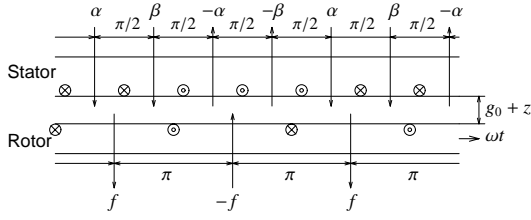


Fig. 5 Coordinate System

く，エアギャップの関数となる．エアギャップの磁気抵抗がギャップの長さに比例すると仮定し，鉄心の磁気抵抗を無視すると，ステータ巻線の自己インダクタンス $L$ は，

$$L = \frac{M}{g_0 + z} + L_l \quad (1)$$

となる．ここで $M$ は単位長さのエアギャップでの有効インダクタンス， $g_0$ はノミナルエアギャップ長さ， $z$ はロータの変位， $L_l$ は漏れインダクタンスを表している．ステータ巻線は， $\pi/2$ ごとに配置されるため，ステータ巻線の相互インダクタンスはゼロとなる．ロータ巻線の自己インダクタンス $L_f$ は

$$L_f = \frac{M_f}{g_0 + z} + L_{fl} \quad (2)$$

となる．ここで $M_f$ は単位長さのエアギャップでの有効インダクタンス， $L_{fl}$ は漏れインダクタンスを表す．解析を簡単にするため $M = M_f$ とおくと，ロータ巻線とステータ巻線の相互インダクタンス $L_{\alpha f}$ ， $L_{\beta f}$ は，ロータの回転角度によって変化し次式のように表される．

$$L_{\alpha f} = \frac{M}{g_0 + z} \cos \phi \quad (3)$$

$$L_{\beta f} = \frac{M}{g_0 + z} \sin \phi \quad (4)$$

ステータ巻線の回路方程式は

$$v_\alpha = Ri_\alpha + p(Li_\alpha) + p(L_{\alpha f}i_f) \quad (5)$$

$$v_\beta = Ri_\beta + p(Li_\beta) + p(L_{\beta f}i_f) \quad (6)$$

となる．ここで $v_\alpha$ ， $v_\beta$ はステータ巻線にかかる電圧， $i_\alpha$ ， $i_\beta$ はステータ巻線に流れる電流， $i_f$ はロータ巻

線に流れる電流， $R$ は巻線の抵抗， $p$ は微分演算子を表す．式(5)と(6)を展開し，整理すると

$$\dot{i}_\alpha = \frac{1}{L} (v_\alpha - Ri - \dot{L}i_\alpha - \dot{L}_{\alpha f}i_f) \quad (7)$$

$$\dot{i}_\beta = \frac{1}{L} (v_\beta - Ri - \dot{L}i_\beta - \dot{L}_{\beta f}i_f) \quad (8)$$

となる．式(7)，(8)の $v_\alpha$ ， $v_\beta$ はPWMアンプによって $V_s$ と $-V_s$ の間で素早く切り替えられる．このため $\dot{L}i$ および $\dot{L}_{\alpha f}i_f$ ， $\dot{L}_{\beta f}i_f$ は $v - Ri$ に比べて小さくなるので無視することができる．また漏れインダクタンスが小さいと仮定すると式(7)，(8)は

$$\dot{i}_\alpha = \frac{g_0 + z}{M} (v_\alpha - Ri_\alpha) \quad (9)$$

$$\dot{i}_\beta = \frac{g_0 + z}{M} (v_\beta - Ri_\beta) \quad (10)$$

となり，電流の傾きがエアギャップ長さに比例することがわかる．よってリップルの振幅を復調することにより，変位情報を得ることができる．

## 4.2 セルフセンシング出力

アキシアルセルフベアリングモータでは，駆動電圧 $e_\alpha$ ， $e_\beta$ は次式で表される．

$$e_\alpha = A \cos(\phi) \quad (11)$$

$$e_\beta = A \sin(\phi) \quad (12)$$

ここで $A$ は電圧ベクトルの波高値， $\phi$ は電圧ベクトルの方向を表す．これらの電圧を次式ののこぎり波でパルス幅に変調する場合を考える．

$$e_c = \frac{2V_s}{\tau} t, \quad -\frac{\tau}{2} \leq t < \frac{\tau}{2} \quad (13)$$

ここで $\tau$ はスイッチング時間を表す．ステータ巻線にかかる電圧は次式となる．

$$v_\alpha = \begin{cases} V_s & -\frac{\tau}{2} \leq t < \frac{A}{V_s} \cos(\phi) \frac{\tau}{2} \\ -V_s & \frac{A}{V_s} \cos(\phi) \frac{\tau}{2} \leq t < \frac{\tau}{2} \end{cases} \quad (14)$$

$$v_\beta = \begin{cases} V_s & -\frac{\tau}{2} \leq t < \frac{A}{V_s} \sin(\phi) \frac{\tau}{2} \\ -V_s & \frac{A}{V_s} \sin(\phi) \frac{\tau}{2} \leq t < \frac{\tau}{2} \end{cases} \quad (15)$$

電流波形は，抵抗が小さいと仮定すると

$$i_\alpha = \begin{cases} i_{\alpha 0} + \frac{V_s \tau}{2L} + \frac{V_s}{L} t, & -\frac{\tau}{2} \leq t < \frac{A}{V_s} \cos(\phi) \frac{\tau}{2} \\ i_{\alpha 0} + \frac{A\tau}{L} \cos(\phi) + \frac{V_s \tau}{2L} - \frac{V_s}{L} t, & \frac{A}{V_s} \cos(\phi) \frac{\tau}{2} \leq t < \frac{\tau}{2} \end{cases}$$

$$i_\beta = \begin{cases} i_{\beta 0} + \frac{V_s \tau}{2L} + \frac{V_s}{L} t, & -\frac{\tau}{2} \leq t < \frac{A}{V_s} \sin(\phi) \frac{\tau}{2} \\ i_{\beta 0} + \frac{A\tau}{L} \sin(\phi) + \frac{V_s \tau}{2L} - \frac{V_s}{L} t, & \frac{A}{V_s} \sin(\phi) \frac{\tau}{2} \leq t < \frac{\tau}{2} \end{cases}$$

となる．スイッチングは高い周波数で行われるので，電流波形の低周波成分は直線的に変化すると考えることができる．よって理想的なハイパスフィルタを通った後の信号は，電流波形から線形成分を引き，

$$i_\alpha^{HP} = i_\alpha - i_{\alpha 0} - \frac{A \cos(\phi) \tau}{L}$$

$$i_\beta^{HP} = i_\beta - i_{\beta 0} - \frac{A \sin(\phi) \tau}{L}$$

となる．ローパスフィルタを用いると1周期の波形の平均値にほぼ等しい出力が得られる．よってセルフセンシング出力 $u_\alpha, u_\beta$ は，フィルタが理想的であると仮定すると

$$u_\alpha = \frac{1}{\tau} \int_{-\tau/2}^{\tau/2} |i_\alpha^{HP}| dt = \frac{V_s \tau}{4L} \left\{ 1 - \frac{A^2}{V_s^2} \cos^2(\phi) \right\} \quad (16)$$

$$u_\beta = \frac{1}{\tau} \int_{-\tau/2}^{\tau/2} |i_\beta^{HP}| dt = \frac{V_s \tau}{4L} \left\{ 1 - \frac{A^2}{V_s^2} \sin^2(\phi) \right\} \quad (17)$$

となる．これらの式から，セルフセンシング出力が， $\phi$ によって変化することがわかる．しかしそれぞれの出力が正弦波の2乗で変化しているため，二つの相の出力を足すと

$$u_{\alpha+\beta} = \frac{V_s \tau}{4L} \left( 2 - \frac{A^2}{V_s^2} \right)$$

$$= \frac{V_s \tau (g_0 + z)}{4M} \left( 2 - \frac{A^2}{V_s^2} \right) \quad (18)$$

となり，ロータの回転位置に関係なく，エアギャップ長さに比例したセルフセンシング出力が得られる．しかしセルフセンシング出力は駆動電圧の波高値や電源にも影響を受けるため，セルフセンシング制御を実現するためには，これらの影響を取り除く必要がある．

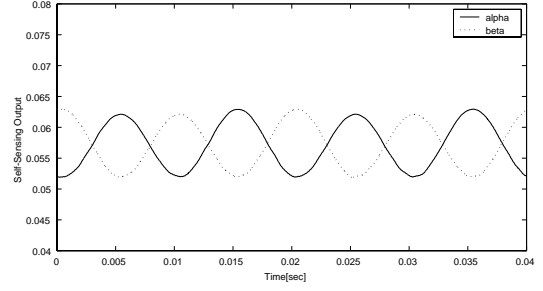


Fig. 6 Self-Sensing Outputs ( $A/V_s = 0.4, \omega = 50\text{Hz}, z=0\text{mm}$ )

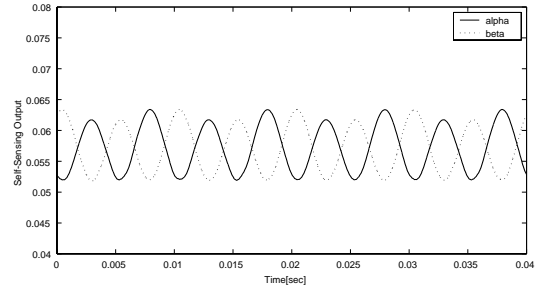


Fig. 7 Self-Sensing Outputs ( $A/V_s = 0.4, \omega = 100\text{Hz}, z=0\text{mm}$ )

## 5. シミュレーション

以上の結果を確かめるため，MATLABを用いて数値シミュレーションを行った．モデルのパラメータを表1に示す．

図6および図7に， $A/V_s = 0.4, z = 0\text{[mm]}$ のときの $\alpha$ 相， $\beta$ 相のセルフセンシング出力を計算した結果を示す．図6は $\omega = 50\text{[Hz]}$ ，図7は $\omega = 100\text{[Hz]}$ の

Table 1 Simulation Parameters

|                                |                           |
|--------------------------------|---------------------------|
| Resistance $R$                 | 2.2 [ $\Omega$ ]          |
| Effective inductance $M$       | $4.0 \times 10^{-6}$ [Hm] |
| Leakage inductance $L_l$       | $2.4 \times 10^{-3}$ [H]  |
| Nominal Air gap $g_0$          | $1.06 \times 10^{-3}$ [m] |
| Equivalent Rotor Current $i_f$ | 0 [A]                     |
| Frequency of carrier           | 5[kHz]                    |
| Voltage of power source $V_s$  | 15[V]                     |
| Cut-off freq. of H. P. F.      | 1[kHz]                    |
| Order of H. P. F.              | 4                         |
| Cut-off freq. of L. P. F.      | 1[kHz]                    |
| Order of L. P. F.              | 4                         |

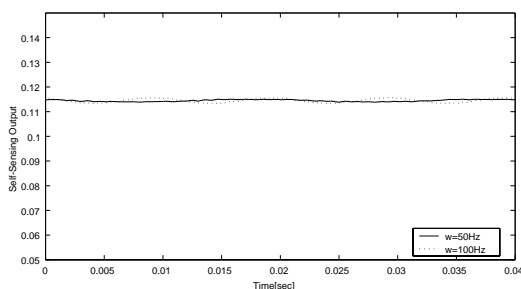


Fig. 8 Averaged Outputs

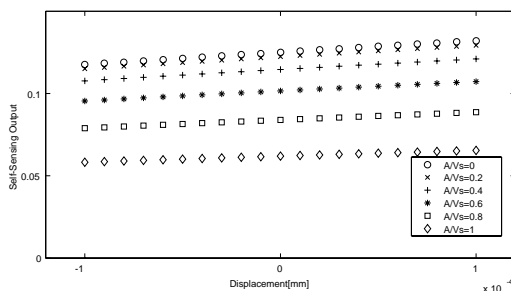


Fig. 9 Self-Sensing Property

ときの結果を示している。双方とも $\alpha$ 相と $\beta$ の出力の位相が $180^\circ$ ずれており、式(16), (17)と同様の波形が得られている。図8に $\alpha$ 相と $\beta$ 相のセルフセンシング出力を足した結果を示す。微小な振動が生じているが、ほぼ一定の信号が得られた。

図9に駆動電圧を変化させたときのエアギャップに対するセルフセンシング出力の特性を示す。駆動電圧が固定されている場合は、セルフセンシング出力は、エアギャップ長さにはほぼ比例している。しかし駆動電圧の変化によってセルフセンシング出力は大きく変化することがわかる。

## 6. まとめ

本論文では、永久磁石型アキシャルセルフベアリングモータのセルフセンシング制御について、解析および数値シミュレーションにより検討を行った。電流波形の高周波リップルを復調することで、エアギャップの長さを含んだ信号を取り出せることを示した。しかしセルフセンシング出力は駆動電圧の振幅によっても変化するため、今後はこの

影響を受けない制御方法を開発し、セルフセンシング制御の実現を目指す予定である。

## 参考文献

- 1) 日本機械学会編, 「磁気軸受の基礎と応用」, 養賢堂, 1995
- 2) Okada, Y., Dejima, K., Ohishi, T., Analysis and Comparison of PM Synchronous Motor and Induction Motor Type Magnetic Bearings, IEEE Trans. on Industry Application, Vol. 32, No. 5, September/October 1995, pp. 1047-1053.
- 3) Chiba, A., Deido, T., Fukao, T., Rahman, M. A., An Analysis of Bearingless Motor, Proc. of 5th Symp. on Magnetic Bearings, Kanazawa Japan, August, 1996, pp.313-318.
- 4) Schöb, R., Bichsel, J., Vector Control of the Bearingless Motor, Proc. of Forth International Symp. on Magnetic Bearings, ETH Zürich, August 1994, pp. 327-332.
- 5) 上野・岡田: 「永久磁石アキシャル型セルフベアリングモータのアキシャル方向力とトルク特性およびその制御」, 電気学会論文誌D 119巻3号, (1999), pp. 282-290.
- 6) Ueno, S., Okada, Y., Characteristics and Control of a Bidirectional Axial Gap Combined Motor-Bearing, IEEE/ASME Trans. on Mechatronics, Vol. 5, No. 3, September 2000, pp. 310-318.
- 7) 上野・金箱・山根・岡田, 「永久磁石反発を用いた1軸制御アキシャル磁気浮上モータの浮上回転実験」, 日本AEM学会誌, Vol. 8-2, 1999, pp. 93-99.
- 8) Mizuno, T. Bleuler, H., Gähler, C., Vischer, D., Towards practical applications of self-sensing magnetic bearings, Proc. of Third International Symposium on Magnetic Bearings, Tokyo, Japan, 1992.
- 9) Noh, M. D., Maslen E. H., Self-Sensing Magnetic Bearing (Part I), Proc of Fifth International Symp. on Magnetic Bearings, Kanazawa, Japan, August 1996, pp. 95-100.
- 10) Okada, Y., Matsuda K., Nagai, B., Sensorless Magnetic Levitation Control by Measuring PWM Carrier Frequency Component, Proc. of Third International Symp. on Magnetic Bearings, Alexander, USA, 1992.
- 11) Matsuda, K., Okada, Y., Self-sensing Magnetic Bearing using Principle of Differential Transformer, Fifth International Symposium on Magnetic Bearings, Kanazawa, Japan.
- 12) 松田・岡田, 「浮上モータのセルフセンシング制御に関する研究」, 第6回「運動と振動の制御」シンポジウム, 千葉, 1999年3月18-19日, pp. 330-335.
- 13) 上野・松田・岡田, 「アキシャル磁気浮上モータのセルフセンシング制御に関する研究」, 第7回「運動と振動の制御」シンポジウム, 豊中, 2001年4月25-27日, pp. 118-121.