ケーブル長変化の影響を受けにくい セルフセンシング磁気軸受用PWMアンプ

正員 吉田 俊哉* 正員 大庭 勝實*

A PWM Amplifier for Self-Sensing Active Magnetic Bearings with Low-Sensitivity to Cable Length

Toshiya Yoshida*, Member, Katsumi Ohniwa*, Member

A magnetic bearing system usually contains position sensors that detect the gap length between the electromagnet and the rotor. Employing the position sensor is obstructions of downsizing and cost reductions of the system. To solve the problem, self-sensing techniques are developed.

This paper proposes a new PWM (Pulse Width Modulation) amplifier for self-sensing magnetic bearings. A self-sensing magnetic bearing reported in this paper solves the problem that sensing characteristics are affected by the length of the cable between the PWM amplifiers and electromagnets.

This methodology is verified by supporting the rotor of a high-speed motor with the proposed self-sensing magnetic bearings in two axes and conventional magnetic bearings with sensors in the other three axes. In the verification, the rotor revolving at 47,000 r.p.m. has stably been suspended in the various cases of the cable length.

キーワード：磁気軸受，セルフセンシング，センサレス，PWM アンプ

Keywords: magnetic bearing, self-sensing, sensorless, PWM amplifier

1. まえがき

常電導電磁石を用いた磁気軸受は非接触，潤滑不要の特長を生かし，超高速回転機や特殊環境下に置かれる回転系などに使用され実績を上げている。元来，磁気浮上系は不安定系であるため，回転軸の位置を検出して電磁石巻線の電圧もしくは電流にフィードバック制御を施し，安定化させる必要がある。位置検出には渦電流計測やインダクタンス計測に基づく変位センサを用いるのが一般的である。しかしながら，変位センサと電磁石（アクチュエータ）との位置のずれによる安定性の悪化，いわゆるコロケーション問題や，センサを回転軸に対向させるための軸長の延長による危険速度低下の問題を持っている⁽¹⁾。これを改善するため，アクチュエータとしての電磁石に変位センサの機能をも併せ持たせたセルフセンシング方式の磁気軸受制御^{(2)~(11)}が各種提案されている。

セルフセンシング方式の磁気軸受は，上記の問題を解決するだけでなく，変位センサを除去することによるコスト低

下やアクチュエータと制御装置間の変位センサ用のケーブルが不要となり，信頼性が向上するというメリットも持っている。特にターボ分子ポンプ等の応用例では，アクチュエータと制御装置間が数十mになる場合も珍しくなく，ケーブル数削減のメリットは大きい。しかしながらセルフセンシング方式は電磁石がアクチュエータと変位センサの両機能を兼ねているという構造上，電磁石の駆動信号と変位検出信号の干渉を除去することが難しい。そのため，安定な浮上制御を行うためには，あらかじめ変位センサを用いて系の特性を測定しておき，セルフセンシング方式で得られた変位信号と比較して検出特性を補正しておく場合が多かった^{(7)(9)~(11)}。しかも，この干渉の特性はアクチュエータと制御装置間のケーブルの特性にも影響され，例えばケーブル長を変更すると，この補正特性もしくは制御器を再調整する必要があった。接続ケーブルを変更するたびにパラメータを再調整する必要があるという性質は産業応用分野では大きなデメリットとなる。なお，誘導型変位センサを用いた一般的な磁気軸受であっても，実用化に際しては，ケーブル長の変化による検出特性の変化を緩和する工夫が必要であることが知られている^{(15)~(18)}。この欠点はセルフセンシング方式の磁気軸受の普及を妨げている主要因といえる。なお，差動トランスの原理を応用した方式⁽⁴⁾やブリッジ計

* 東京電機大学工学部電気工学科

〒101-8457 東京都千代田区神田錦町 2-2

The Department of Electrical Eng., Tokyo Denki University
2-2, Kanda-Nishiki-cho, Chiyoda-ku, Tokyo 101-8457

測に基づくセルフセンシング方式⁽¹³⁾においては、電磁石対の電気的な応答を差動検出しているため、この2つの電磁石の駆動に用いるケーブルの特性が互いに等しければ、ケーブル特性の影響の相殺が期待される。しかしながら、両方式とも電磁石鉄心に対し制御用とバイアス用として2つの巻線を施す必要があり、電磁石の大型化が否めなかった。また、別途、バイアス用にケーブルが必要であった。

本論文では、新しい電磁石駆動用PWMアンプを提案し、これを用いたセルフセンシング方式の磁気軸受を構築することで、上記の問題の解決を試みる。本セルフセンシング方式では一般的な方式と同様、回転軸に双方向で力を発生するために設置される一対の電磁石を2組のPWMアンプで駆動しているが、バイアス電流を供給するための直流電圧源が追加された点が異なっている。この構成により、2組のPWMアンプの転流タイミングが常にそろった状態で磁気浮上制御に必要な電流、すなわち、電磁石の吸引力を線形化するためのバイアス電流成分と吸引力を制御する差動電流成分（制御電流成分）を供給することができる。このとき、2つの電磁石巻線の端子間電圧の交流成分の大きさは等しく、かつ、互いに逆位相となる。したがって、2つの巻線電流の和信号の交流成分を検出することで、ブリッジ回路構成の誘導型変位センサと等価な変位検出を行うことができる。また、ブリッジ回路と等価であることから、PWMアンプと電磁石間のケーブルの影響もキャンセルされる効果が期待される。

5軸磁気軸受ターボ分子ポンプ用モータのラジアル2軸を提案した方法でセルフセンシング化した結果、47,000回転/分で運転させた場合でも安定に支持できることがわかった。また、PWMアンプと電磁石間のケーブル長を5mから45mの範囲で変化させた場合でも、位置検出特性は殆ど変化せず、回路パラメータの変更なしで安定浮上できることが確認された。

2. PWMアンプによるセルフセンシング方式

〈2・1〉従来のPWMアンプの問題点 図1は、磁気軸受に用いられている一般的なPWMアンプの主回路である⁽¹⁾。L₁、L₂は、回転軸の1自由度を拘束するための一対の電磁石の巻線を示している。スイッチ素子S₁とS₂の開閉のタイミングは同じであり、S₃とS₄も同様である。本回路では、S₁とS₂からなるPWMアンプと、S₃とS₄からなるそれは独立しているため、両電磁石に異なる電圧を印加することができる。一般的な磁気軸受ではこのPWMアンプを制御して、両電磁石に

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= I_b + i_c \\ i_2 &= I_b - i_c \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (1)$$

なる電流を供給する⁽¹⁾。ここで、I_bはバイアス電流、i_cは制御電流（|i_c| < I_b）である。

セルフセンシングを行う際には、それぞれのPWMアンプが、(1)式で与えられる電流を流すための電圧e_{c1}、e_{c2}と

図1 従来の磁気軸受用PWMアンプ主回路
Fig.1. A conventional PWM amplifier for magnetic bearings.

図2 図1の回路による電圧電流波形
Fig.2. Voltage and current waveforms of Fig.1.

変位検出のためのキャリア電圧e_sを重ねた電圧e₁、e₂をそれぞれの巻線に供給する。すなわち、

$$\left. \begin{aligned} e_1 &= e_{c1} + e_s + e_{r1} \\ e_2 &= e_{c2} + e_s + e_{r2} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2)$$

もしくは、

$$\left. \begin{aligned} e_1 &= e_{c1} + e_s + e_{r1} \\ e_2 &= e_{c2} - e_s + e_{r2} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3)$$

となるようにPWMアンプを制御する。ここで、e_{r1}、e_{r2}はスイッチングリップル成分である。

(2)式でキャリア電圧e_sを重ねた場合の巻線電流は

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= I_b + i_c + i_{s1} + i_{r1} \\ i_2 &= I_b - i_c + i_{s2} + i_{r2} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4)$$

となる。ここで、i_{s1}、i_{s2}はキャリア電圧e_sに起因する電流、i_{r1}、i_{r2}はそれぞれのPWMアンプのスイッチングリップルe_{r1}、e_{r2}に起因する電流である。もし、回転軸が両電磁石の中央にあるとすれば、両電磁石巻線のインダクタンス（インピーダンス）が同値となるため、i_{s1}とi_{s2}は等しくなり、中央からずれば、両者には差が生じる。したがってi_{s1} - i_{s2}(= i_s)を検出し、これをキャリア電圧と同期した同期検波を行えば変位信号を得ることができる。ここで、電流の差信号を観測すれば、

$$i_1 - i_2 = 2i_c + i_s + (i_{r1} - i_{r2}) \dots\dots\dots (5)$$

となり、両巻線のインピーダンスの差、すなわち検波対象であるi_sを含む信号を得ることができる。しかしながら、制

御電流 i_c の成分が大きく含まれるため、 i_s を帯域通過フィルタで抽出したとしても、高い S/N 比を確保することは難しい。また、スイッチングリップ成分からなる $i_{r1} - i_{r2}$ は、両 PWM アンプのスイッチングの位相を図 2 のように選べば減少させることが期待できる。しかし、スイッチングのデューティ比が等しいとき以外は、同図のように両 PWM アンプが出力するパルス幅が異なるため、比較的大きい信号となる。

(3) 式でキャリア電圧 e_s を重畳した場合の巻線電流は

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= I_b + i_c + i_{s1} + i_{r1} \\ i_2 &= I_b - i_c - i_{s2} + i_{r2} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (6)$$

となるので、この場合は電流の和信号を観測して、

$$i_1 + i_2 = 2I_b + i_s + (i_{r1} + i_{r2}) \dots\dots\dots (7)$$

を得る。(5) 式とは異なり i_c の成分が存在せず、 I_b は直流である故、除去は容易であることから、(2) 式に比べ (3) 式の方が高い S/N 比で i_s を得やすい⁽¹¹⁾。スイッチングリップ成分からなる $i_{r1} + i_{r2}$ は、図 2 においてどちらかの PWM アンプのスイッチングの位相を 180° ずらせば、上記の場合と同様、減少させることができるが、やはりスイッチングのデューティ比が等しい時以外は比較的大きい信号となり、無視できないノイズ成分となる。

このように、従来の PWM をそのままセルフセンシング方式に適用すると、両 PWM アンプのスイッチングのタイミングのずれにより、変位検出のための検波対象の信号 i_s にノイズが含まれる。また、スイッチングに起因する成分には高周波成分が多く含まれるため、巻線の浮遊容量等の影響で両巻線の電流にリンギングが発生し⁽¹²⁾、 i_s のノイズ成分が拡大される。さらに、PWM アンプと電磁石間のケーブル長が変化すると、リンギングの波形が変化するので、 i_s のノイズ成分も変化する。もちろん、このノイズ成分は、PWM アンプのデューティ比にも影響される。よって、 i_s を同期検波することにより得られる変位信号に対するデューティ比の干渉性は、ケーブル長の影響を複雑に受ける。このため、ケーブル長が変化すると変位検出特性が変化してしまう。

安定なセルフセンシング方式の磁気軸受を構成できた場合でも、ケーブル長が著しく変わると、系が不安定化してしまう場合が多い。この性質は、セルフセンシング方式の実用化の妨げになっていると考えられる。これを解決するためには、上記のスイッチングに起因するノイズや、このために発生する電流のリンギングの影響を受けない方式が有効と考えられる。

〈2・2〉 提案する PWM アンプ 図 3 は提案するセルフセンシング磁気軸受用 PWM アンプの主回路構成である⁽¹⁴⁾。図 1 の構成とは異なり、バイアス電源 V_b が配置されている。 S_1, S_2 と S_3, S_4 のスイッチングの位相は反転して同期しており、 S_1 と S_2 が導通で S_3 と S_4 が開放となる状態を Mode I、その逆の状態を Mode II とする。

Mode I と Mode II の期間の比を $1+m : 1-m$ (ただし、 $-1 < m < 1$) とすれば、巻線端子間の電圧 e_1, e_2 のスイッチング周期間における平均は、

$$\left. \begin{aligned} \bar{e}_1 &= \frac{1+m}{2} V_d - \frac{1-m}{2} (V_d - V_b) \\ &= m \left(V_d - \frac{1}{2} V_b \right) + \frac{1}{2} V_b \\ \bar{e}_2 &= \frac{1-m}{2} V_d - \frac{1+m}{2} (V_d - V_b) \\ &= -m \left(V_d - \frac{1}{2} V_b \right) + \frac{1}{2} V_b \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (8)$$

となる。これより、変調率 m を変化させることで、両電圧の逆相分を制御でき、 V_b を操作することで、同相分を制御できる。すなわち、適当な V_b を与えて両巻線にバイアス電流 I_b を供給しておき、 m を操作することで i_c を制御すれば、(1) 式で与えられる電流を供給できる。位置検出のためのキャリア信号を m に重畳すれば、(3) 式を用いたことと等価となる。本回路では、両 PWM アンプのスイッチングが同期しているため、〈2・1〉節で述べたスイッチングのタイミングのずれによるノイズ成分を削減できる。また、 e_1, e_2 の交流成分は、スイッチングによるリップル電圧も含め同一波形で、かつ互いに逆位相となっているため、図 4 のように、両電磁石の電流にリンギング電流が重畳されてい

図 3 提案する PWM アンプ主回路
Fig. 3. The proposed PWM-amplifier main-circuit.

図 4 リンギング電流を含む場合の図 3 の回路による電圧電流波形
Fig. 4. Voltage and current waveforms of Fig. 3 with ringing current.

図 5 提案するセルフセンシング磁気軸受のブロック図

Fig. 5. A block diagram of the proposed self-sensing magnetic bearing.

る場合でもその波形は同一でかつ逆位相の関係になる。加えて、(3)式において $e_{r2} = -e_{r1}$ となるため、 e_s と同じく、両巻線に同じ大きさの信号を注入していることと等価となっている。よって、(7)式のスイッチングリップルに対する信号 $i_{r1} + i_{r2}$ を同期検波することで、 i_s を同期検波した場合と同様、変位信号を得ることができ、かつ、スイッチングによるノイズや電流のリングングの影響を受け難い。

交流成分に関して言えば、本方式は、両電磁石に同じ電圧を印加し、両電磁石巻線の電流の差を検出する動作と等価であるといえる。これは、両巻線のインピーダンスの差をブリッジ計測していることと同等と考えられる。

3. 提案方式による磁気軸受装置

図 5 は提案する PWM アンプを用いたセルフセンシング磁気軸受装置のブロック図 (1 軸分) である。ここでは、装置の簡単化に着目して、PWM アンプのスイッチングリップルを利用して位置検出を行う方式を採用した。この方式では、変調率 m が一定であると仮定したときの両巻線に印加される電圧のスイッチング周波数基本波成分、すなわち、位置検出用キャリア電圧 (最大値) は、

$$\begin{aligned}
 & \frac{2}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}(1+m)} (2V_d - V_b) \cos \omega_c t d\omega_c t \\
 & = \frac{2}{\pi} (2V_d - V_b) \cos \frac{\pi}{2} m \dots \dots \dots (9)
 \end{aligned}$$

となる。セルフセンシングによる位置検出感度もこの電圧に比例する。よって検出感度は、 m 、電源電圧 V_d 、バイアス電圧 V_b の影響を受けることになる。

実験では 5 軸磁気軸受ターボ分子ポンプ用のモータを用

図 6 実験に用いたアクチュエータ

Fig. 6. The actuator for the experiment.

い、図 6 のように回転軸を垂直に設置した状態で 2X, 2Y の半径方向 2 軸を本方式に置き換えて検討している。他の 3 軸はセンサを用いた磁気軸受で支持しているため、ロータは完全非接触状態となる。なお、セルフセンシングにより得られる変位信号との比較のため、同図のように電磁石に近接して誘導型変位センサ (検出帯域 DC~2 kHz) を配置している。

図 5 において、2つの電磁石 (アクチュエータ) の電流 i_1 , i_2 を検出し、その和を、スイッチング周波数 f_s と同値の中心周波数を持つ帯域通過フィルタ (通過帯域幅は 15 kHz) を介して検波回路に入力している。検波回路は、PWM 変

調に用いる三角波キャリア信号に同期した同期整流動作を行い、1次低域フィルタ（遮断周波数は2kHz）を通して変位信号 v_x を出力する。この出力は補償器を介して、PWMアンプ制御部へフィードバックされる。本実験では、補償器をアナログ電子回路によるPI（比例積分）制御器と1次進み補償回路で構成した。巻線の1次遅れを補償するため、PWMアンプ制御部では、巻線電流の差 $i_1 - i_2$ に対してフィードバックループ（比例ゲイン k ）が形成されている。また、ケーブルの抵抗が変化した場合でも一定のバイアス電流 I_b を与えるため、巻線電流の和 $i_1 + i_2$ に対してもPI制御が施されている。なお、バイアス電圧 V_b の供給には、市販のスイッチングレギュレータIC（HPH12001M、新電元）を用いている。

表1に制御装置のパラメータを、表2にアクチュエータ部のパラメータを示す。本PWMアンプは電流が正方向のみの2象限の動作であり、浮遊容量による電流のリングングが大きい場合には巻線電流の下限値が制限を受ける。実験ではリングングの振幅を低減するためにインダクタンス（47 μ H）を介してから表3に示す特性のツイストペア線を使って電磁石巻線に接続している。このインダクタンスは

表1 制御回路のパラメータ

Table 1. Parameters of the control circuit.

Switching frequency, f_s	30 kHz
Source voltage, V_d	30 V
Bias current, I_b	0.4 A

表2 アクチュエータ部のパラメータ

Table 2. Parameters of the actuator.

Nominal air gap	0.3 mm
Nominal inductance of each electromagnet coil	10 mH
Resistance of each electromagnet coil	2.7 Ω
Mass of the rotor	1.3 kg

表3 ケーブルの特性

Table 3. Characteristics of the cable.

Cross section	0.3 mm ²
Resistance	0.12 Ω /m
Leakage conductance	6.9×10^{-7} S/m
Inductance	0.75 μ H/m
Capacitance	65 pF/m

表4 位相余裕とゲイン余裕

Table 4. Phase and Gain margin.

Length of the cable [m]	Phase margin [deg]	Gain margin [dB]
5	38	3.0
10	42	4.0
15	45	5.1
20	29	5.9
30	29	6.0
45	27	8.8

電磁石巻線のインダクタンスに対して十分小さいので、位置検出の感度低下を殆ど招かない。

4. 実験結果

〈4・1〉 位置検出特性 図7は、上述の構成でロータを浮上させた状態で計測した、図5のaから正弦波信号を入力して計測した u' から v_x の伝達特性、すなわち、制御器から見た制御対象の伝達特性を示している。なお、ツイストペア線の長さは5mとした。また、比較のため、 u' から変位センサ出力の伝達特性も示している。これを見ると、100 Hz以下では、ほぼ変位センサと同等な検出特性を示しているが、高域では、大きく減衰する変位センサ出力に対し、減衰が鈍い。これは、電磁石制御電流およびPWMアンプのデューティ比の変化（ m の変化）の干渉が原因と考えられる。セルフセンシング方式に関するいくつかの報告⁽⁸⁾⁽⁹⁾⁽¹¹⁾においても同様な傾向が見られ、これらの報告ではフィルタ等を用いて検出特性を補正した後に閉ループを構成している。本実験機においても、これらの報告と同様な方法で特性補正を施すことは可能であるが、あえて補正しなくとも充分安定な系が構成できる検出特性が得られたため、本論文では、補正を行わないこととした。図8は、図5のaから正弦波信号を入力して計測した u' から u の伝達特性、すなわち、この系の開ループ特性を示している。これより、位相余裕38 [deg]、ゲイン余裕3.0 [dB]が確保されて安定であることがわかる。また、この機械系には、制御上問題となるような固有値は確認できず、47,000回転/分までのいずれの回転速度でも、図8の特性に殆ど変化が見られなかった。

なお、詳細は割愛するが、図3の S_1 , S_2 の動作に対し S_3 , S_4 を約1 μ s（スイッチング周期の約3%）試行的に遅延させたところ、上述のノイズとリングングの影響で系を

図7 制御対象の周波数特性

Fig. 7. Frequency responses of the controlled object.

図 8 開ループの周波数特性

Fig. 8. Frequency responses of the open loop.

図 9 47,000 回転/分で運転時の変位

Fig. 9. Displacement at 47,000 r.p.m.

安定化できなかった。これより、本方式がこれらの影響を効果的に低減していると言える。

〈4・2〉回転時の支持 図 9 は、ロータを 47,000 回転/分で回転させた時のセルフセンシング化した半径方向 2 軸の変位を変位センサで計測した結果を示している。回転軸は、ロータの不釣り合いにより、回転に同期して約 $\pm 4 \mu\text{m}$ のぶれを伴っているが安定に支持されている。

〈4・3〉ケーブル長を変化させた場合の特性変化 本節では、上述のセルフセンシング磁気軸受の PWM アンプと電磁石間のケーブル長を変化させた場合の特性を検討する。

図 10 は、それぞれのケーブル長における開ループ特性である。ケーブルが長くなるとループゲインは若干下がるが、200 Hz 以下の低域では位相特性に殆ど変化がないことがわかる。200 Hz を超える高域では、ケーブルが長くなるにつれて、若干のゲインの低下および位相の遅れが観測される。表 4 は各ケーブル長における系のゲイン余裕および位相余裕を示している。ケーブル長の変化に伴って位相およびゲイン特性は若干変化するが、系の安定は十分に確保

図 10 各ケーブル長における開ループ周波数特性

Fig. 10. Frequency responses of the open loop with various cable lengths.

図 11 各ケーブル長における変位の軌跡

Fig. 11. Loci of the axis with various cable lengths.

されていることがわかる。

図 11 は、各ケーブル長において、センサを用いてセルフセンシング化した軸の軌跡を観測した結果である。ロータの回転速度は、〈4・2〉節と同じ 47,000 回転/分である。PWM アンプと電磁石間の各ケーブルは、単に長さのみを規定したが、同じ長さのケーブルでも特性に僅かな差異 (45 m 時でインダクタンスが最大約 0.3%、キャパシタンスが最大約 2%) があつた。このため、ケーブルが長い場合には、位置検出信号の原点にずれが生じたと考えられる。しかしながら、そのずれは $10 \mu\text{m}$ 以内 (電磁石と軸間のギャップに対して 3% 程度) であり、実用上問題にならないと考えられる。また軸の軌跡は、ケーブルが長くなると、開ループの高域ゲインの低下のため、僅かながら円形の軌跡が大きくなっていることがわかるが、各ケーブル長ともほぼ同等な軌跡となることがわかった。

5. むすび

本論文では、新しい電磁石駆動用 PWM アンプを用いたセルフセンシング磁気軸受を提案し、実験によりその特性を検討した。本方式は PWM アンプと電磁石間のケーブル特性の影響を受けにくく、ケーブル長を変化させても安定な浮上・支持が可能であることがわかった。さまざまなケーブル長で安定動作するという特長は実用上重要であり、産業応用に貢献できるものと考えられる。

本実験結果では、従来の報告例と同様に、変位検出特性が電磁石制御電流および PWM アンプのデューティ比の変化の影響を受け、100 Hz 以上の高域においては誘導型センサによる変位検出特性と相違が見られた。実験機では、提案した方法により安定な浮上・回転が可能であったが、例えば、ターボ分子ポンプのように大形かつ複雑形状のインペラが取り付けられたロータなどの場合は、広い帯域で正確な位置検出特性が得られなければ安定化できない場合がある。今後は、電磁石制御電流および PWM アンプのデューティ比の変化の影響を受けない方式を検討する必要がある。特に、スイッチングリップルを利用したセルフセンシング方式においてデューティ比の変化の影響を受けにくくする手法⁽⁸⁾がすでに提案されており、この手法を、提案したセルフセンシング方式に適用した場合の検出特性を検討する予定である。また、5 軸全てをセルフセンシング化した場合の検討も今後の課題とする。

本研究において、実験装置の製作にご協力いただいた、東京電機大学大学院工学研究科電気工学専攻博士前期課程の青柳博栄君と黒羽由幸君に感謝いたします。

(平成 14 年 10 月 28 日受付, 平成 15 年 4 月 28 日再受付)

文 献

- (1) 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 (1993)
- (2) D. Vischer and H. Bleuler: "Self-Sensing Active Magnetic Levitation", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol.29, No.2, pp.1276-1281 (1993)
- (3) K.K. Sivasadan: "Analysis of Self-Sensing Active Magnetic Bearings Working on Inductance Measurement Principle", *IEEE Trans. on Magnetics*, Vol.32, No.2, pp.329-334 (1996)
- (4) K. Matsuda, Y. Okada, and J. Tani: "Self-Sensing Magnetic Bearing Using the Differential Transformer Principle", *Trans. of JSME (C)*, Vol.63, No.609, pp.35-41 (1997) (in Japanese) 松田健一・岡田養二・谷 順二:「差動トランス方式セルフセンシング磁気軸受の研究」, 日本機械学会論文集 (C 編), **63**, 609, pp.35-41 (1997)
- (5) T. Mizuno, T. Ishii, and K. Araki: "Self-Sensing Magnetic Suspension Using Hysteresis Amplifiers", *Trans. of SICE*, Vol.32, No.7, pp.1043-1050 (1996-7) (in Japanese) 水野 毅・石井敏宏・荒木敏次:「ヒステリシスアンプを利用したセルフセンシング磁気浮上」, 計測自動制御学会論文集, **32**, 7, pp.1043-1050 (1996-7)
- (6) P. Tsao, S.R. Sanders, and G. Risk: "A Self-Sensing Homopolar Magnetic Bearing: Analysis and Experimental Results", 1999 IEEE Industry Application Conference, pp.2560-2565 (1999)
- (7) T. Mizuno, et al.: "An Industrial Application of Position Sensorless Active Magnetic Bearings", *IEEE Trans. IA*, Vol.116, No.1, pp.35-41 (1996-1) (in Japanese)

- 水野 毅・他:「変位センサレス磁気軸受の実用化に関する研究」, 電学論 D, **116**, 1, pp.35-41 (1996-1)
- (8) M.D. Noh and E.H. Maslen: "Self-Sensing Magnetic Bearings Using Parameter Estimation", *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, Vol.46, No.1, pp.45-50 (1997-1)
- (9) T. Shinshi, et al.: "Precision Magnetic Bearings (3rd Report)", *Trans. on JSPE*, Vol.64, No.12, pp.1779-1784 (1998-12) (in Japanese) 進士忠彦・他:「高精度磁気軸受の研究 (第 3 報)」, 精密工学会会誌, **64**, 12, pp.1779-1784 (1998-12)
- (10) Y. Ariga and K. Nonami: "Modeling and Sensorless H-Infinity Control of Magnetic Bearing with Effect of Eddy Current", *Trans. of JSME (C)*, Vol.65, No.638, pp.130-136 (1999) (in Japanese) 有我祐一・野波健蔵:「渦電流効果を有する磁気軸受のモデリングとセンサレス H_{∞} 制御」, 日本機械学会論文集 (C 編), **65**, 638, pp.130-136 (1999)
- (11) S. Moriyama, K. Watanabe, and Y. Jouno: "Digital Control System for Sensorless Magnetic Bearings", *Proc. of IEE Japan IAS*, Vol.3, pp.1379-1384 (2001) (in Japanese) 森山伸一・渡辺和英・城野義紀:「センサレス磁気軸受用デジタル制御システム」, 平 13 電学産応, **3**, pp.1379-1384 (2001)
- (12) T. Kuwajima, et al.: "An Estimation of Rotor Displacements with Self-Inductances in Bearingless Motors Driven by PWM Inverters", The national convention record IEE Japan (2001), No.5, pp.1867-1868 (in Japanese) 桑島智規・他:「PWM インバータ駆動ベアリングレスモータの自己インダクタンスを利用した変位推定」, 平 13 電学全大, No.5, pp.1867-1868 (2001)
- (13) T. Yoshida, K. Ohniwa, and Y. Katsuyama: "A Position-Sensorless Magnetic Levitation Control Method", *Proc. of IEE Japan IAS*, Vol.3, pp.1385-1390 (2001) (in Japanese) 吉田俊哉・大庭勝實・勝山祐二:「位置センサレス磁気浮上制御の方式」, 平 13 電学産応, **3**, pp.1385-1390 (2001)
- (14) H. Aoyanagi, T. Yoshida, and K. Ohniwa: "A PWM Amplifier for Self-Sensing Magnetic Bearings", *Proc. of IEE Japan IAS*, Vol.2, pp.847-848 (2002) (in Japanese) 青柳博栄・吉田俊哉・大庭勝實:「セルフセンシング磁気軸受用 PWM アンプの基礎検討」, 平 14 電学産応, **2**, pp.847-848 (2002)
- (15) 平 明子・千野宏之・中澤敏治:「磁気軸受制御装置」, 日本国特許庁公開特許公報, 特開平 11-166537 (1999)
- (16) 上山拓知・久保 厚・小原邦男:「磁気軸受装置」, 日本国特許庁公開特許公報, 特開平 09-189326 (1997)
- (17) 長野善宏:「磁気軸受制御装置」, 日本国特許庁公開特許公報, 特開平 08-320021 (1996)
- (18) 芦田 修・山口 均:「磁気軸受装置」, 日本国特許庁公開特許公報, 特開平 07-103232 (1995)

吉 田 俊 哉 (正員) 1971 年 1 月 21 日生。1996 年 3 月, 東京電機大学大学院理工学研究科応用電子工学専攻修士課程修了。同年 4 月, 同大学理工学部応用電子工学科助手, 2000 年 4 月, 同大学工学部電気工学科助手, 2001 年 10 月, 同講師, 現在に至る。工学博士。制御機器に関する研究に従事。IEEE 会員。

大 庭 勝 實 (正員) 1942 年 2 月 18 日生。1971 年 3 月, 東京電機大学大学院理工学研究科電気工学専攻博士課程修了。1972 年 4 月, 同大学工学部講師, 1976 年 10 月, 同助教, 1986 年 10 月, 同教授, 現在に至る。工学博士。主として太陽光発電システム, 信号処理の研究に従事。