Self-Sensing Active Magnetic Bearings with Zero-Bias-Current Control

Yuki Kato Student Member (Tokyo Denki University, kato@seigy.e.dendai.ac.jp)

Toshiya Yoshida Member (Tokyo Denki University, tyoshida@e.dendai.ac.jp)

Katsumi Ohniwa Member (Tokyo Denki University, ohniwa@e.dendai.ac.jp)

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

This paper proposes a self-sensing active magnetic bearing (AMB) with zero-bias-current control. One degree-of-freedom (DOF) of the rotor is controlled by a pair of electromagnets which are alternatively energized by the proposed PWM amplifier; zero-bias-current control is achieved. In contrast, a sensing carrier voltage is applied to both windings simultaneously.

Figure 1 shows the proposed PWM amplifier for zero-bias-current self-sensing AMBs. L_1 and L_2 are windings of electromagnets for one DOF of the rotor. This PWM amplifier consists of two dc-dc converters capable of bidirectional voltages; S_1, D_1, S_3 and S_4 are switching devices of the dc-dc converter for L_1 , and S_2, D_2, S_3 and S_4 are for L_2 . These converters work alternatively.

In the proposed method, the switching ripple voltage is used as the position-sensing carrier. An LC resonant circuit is placed between these converters. This works so that the position-sensing carrier voltage generated by the one dc-dc converter for the one winding is transferred to the other winding. The resonant frequency is set at the position-sensing carrier frequency or the switching frequency. Consequently, the sensing carrier voltage is applied to both windings and then both windings' currents always include the rotor position information. Differential position-sensing with good linearity is available.

The linearity of the proposed position sensing is shown in Fig. 2. The actual displacement is measured by a reference sensor. In this experiment, the current reference i^* is fixed so that the winding current is 0 or 0.4 A. Although the position signal slightly shifts according to the winding current, the linearity is enough for AMB control. Figure 3 shows a step response of the system. The estimated position by the proposed method agrees well with the reference sensor output. By this experimental setup, the rotor can run at $45,000 \text{ min}^{-1}$.

Fig. 1. The proposed PWM amplifier

Fig. 2. Linearity of the estimated position signal

Fig. 3. Step response.

ゼロバイアス電流方式によるセルフセンシング磁気軸受

学生員 加藤 友希* 正員 吉田 俊哉*
正員 大庭 勝實*

Self-Sensing Active Magnetic Bearings with Zero-Bias-Current Control

Yuki Kato*, Student Member, Toshiya Yoshida*, Member, Katsumi Ohniwa*, Member

A zero-bias-current self-sensing active magnetic bearing is proposed. One degree-of-freedom (DOF) of the rotor is controlled by a pair of electromagnets which are alternatively energized by the proposed circuit. The rotor position of the one DOF is measured by using both electromagnets: the non-energized electromagnet also contributes to the position sensing. The proposed method gives good linearity in the position estimation. The controller of the magnetic levitation consists of a digital signal processor, DSP, which compensates the nonlinearity of the magnetic force and achieves good damping. In the experiment, the rotor can run at $45\,000\text{ min}^{-1}$.

キーワード：磁気軸受，セルフセンシング，センサレス，ゼロバイアス，PWM アンプ

Keywords: magnetic bearing, self-sensing, sensorless, zero-bias, 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、潤滑油不要の有利性を生かし、超高速回転機や宇宙空間、真空中などの特殊環境下において使用され実績を上げている^{(1)~(3)}。

元来、常電導電磁石を用いた磁気浮上系は不安定であるため、浮上対象物の位置を検出し、電磁石の電流または電圧にフィードバック制御を施す必要がある。一般に実用されている能動型磁気軸受（AMB：Active Magnetic Bearing）においては電磁石と回転体のギャップ長を検出するために変位センサを用いている。しかしながら、変位センサを用いることで機器の小型化が難しく、またコストの増大が問題となる。これらの問題を解決するために、変位センサを用いないセルフセンシング AMB（Self-Sensing AMB）が各種提案されている^{(4)~(9)}。

セルフセンシング AMB では、回転体を支持するアクチュエータである電磁石に変位センサとしての機能を併せ持たせ、電磁石の電氣的応答を観測することにより変位を推定する。一般的な AMB では、回転体の 1 自由度を支持するために 2 つの電磁石を用いる。2 つの電磁石は対向して設置され、電磁石間に回転体を置く。セルフセンシング方式では、この 2 つの電磁石を両方用いて回転体の変位を差動検出する。差動検出を行うことで線形な変位推定特性が得ら

れ、実用性の高い AMB システムを構成することができる。

一方、対向する 2 つの電磁石に選択的に電流を流すゼロバイアス電流方式による AMB が提案されている⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾。多くの AMB 制御では、電磁石電流（制御電流）と支持力（電磁石吸引力）の関係を線形化するために電磁石巻線にバイアス電流を流す。しかし、この電流は巻線における電力損失や渦電流に起因するブレーキ作用による機械損失の原因となる。ゼロバイアス電流方式ではバイアス電流を流さないことでこれら損失の改善を図っている⁽¹¹⁾。また、バイアス電流を流さないことにより生じる電流と支持力の非線形性は DSP（Digital Signal Processor）等を用いて補償している。

ゼロバイアス電流方式においてもセルフセンシング化が可能であれば、やはり小型化や、さらなるコストダウンが図れ有用である。しかし、ゼロバイアス電流方式では対向する電磁石を選択的に励磁するため、同時に両電磁石の電氣的応答を観測することができない。すなわち変位の差動検出が不可能である。1 つの電磁石の応答から変位を推定することは不可能ではないが、変位推定特性における線形性の問題や電磁石の励磁が切り替わる際に連続的な変位推定が行えないなどの問題が生じる。このためゼロバイアス電流方式のセルフセンシング化は容易ではなく、筆者の知る限り別途励磁回路や励磁巻線を付加した方式⁽¹²⁾以外では見受けられない。

本論文ではゼロバイアス電流方式によるセルフセンシング AMB の新しい制御方式を提案する。この方式はゼロバイアス電流制御を実現するために、PWM アンプにより対向

* 東京電機大学大学院電気工学専攻
〒101-8457 東京都千代田区神田錦町 2-2
Tokyo Denki University
2-2, Kanda-Nishiki-cho, Chiyoda-ku, Tokyo 101-8457

する電磁石を選択的に励磁する回路構成としている。この回路の特徴は両電磁石巻線間に新しく直列共振回路を配している点である。この共振回路は電磁石の電気的応答を計測するために必要なキャリア信号を伝達する。これにより、両電磁石が選択的に励磁された状態でもキャリア信号は両電磁石に等しく供給され、変位の差動検出が可能となる。

実験では提案するゼロバイアス電流方式によるセルフセンシング AMB をターボ分子ポンプ用磁気軸受装置に適用した。その結果、提案する方式における変位推定特性は十分な直線性を示し、また電磁石の電流が共にほぼ流れていない状態や一方にしか流れていない状態においても良好な変位推定ができることが確認された。さらに、実験機の定格速度である $45\,000\text{ min}^{-1}$ でも安定な運転が可能であることが確認された。本論文では提案するゼロバイアス電流方式とバイアス電流を用いた方式⁹⁾の損失について比較検討するためにフリーラン試験を行った。その結果、ゼロバイアス電流方式はバイアス電流を用いた方式に比べて機械損失が少ないことが確認された。

2. 磁気軸受のモデル

図1は磁気軸受の1自由度分のモデルである。回転体の1自由度は選択的に動作する一対の電磁石によって制御される（ゼロバイアス電流方式）。紙面向かって右側を回転体の変位の正方向とする。また、回転体に作用する力は電磁石2に近づけようとする方向を正とする。図1において、それぞれの電磁石が回転体に作用する力は

$$-f_1 = -k \left(\frac{i_1}{X_0 + x} \right)^2 \dots\dots\dots (1)$$

$$f_2 = k \left(\frac{i_2}{X_0 - x} \right)^2 \dots\dots\dots (2)$$

で与えられる。但し、 k は定数、 X_0 は定常ギャップ長、 x はギャップ長、 i_1 、 i_2 は巻線電流である。ゼロバイアス電流方式における吸引力 f は次式のように書ける。

$$f = \begin{cases} -f_1 & (i_1 > 0, i_2 = 0) \\ f_2 & (i_1 = 0, i_2 < 0) \end{cases} \dots\dots\dots (3)$$

また、電磁石1のインダクタンス L_1 と電磁石2のインダクタンス L_2 は、漏れ磁束を無視するとそれぞれ、

$$L_1 = \frac{2k}{X_0 + x} \dots\dots\dots (4)$$

$$L_2 = \frac{2k}{X_0 - x} \dots\dots\dots (5)$$

で与えられる。さらに(4)、(5)式より、両インダクタンスの逆数の差をとると

$$x = k \left(\frac{1}{L_1} - \frac{1}{L_2} \right) \dots\dots\dots (6)$$

なる関係が得られる。 k は定数であることから両インダクタンスの逆数の差、またはサセプタンスの差はギャップ長 x に対して線形であることがわかる。このように、両電磁

図1 磁気軸受のモデル（1自由度分）
Fig. 1. A model of a 1-DOF magnetic bearing.

図2 提案する PWM アンプ
Fig. 2. The proposed PWM amplifier.

表1 PWM アンプのスイッチングモード

Table 1. Switching modes.

	Mode I-1	Mode I-2	Mode II-1	Mode II-2
S ₁	ON	OFF	OFF	OFF
S ₂	OFF	OFF	ON	OFF
S ₃	OFF	ON	ON	OFF
S ₄	ON	OFF	OFF	ON
D ₁	OFF	ON	OFF	OFF
D ₂	OFF	OFF	OFF	ON

石のサセプタンスの差からギャップ長、すなわち変位情報を得ることができる。実際には漏れ磁束などにより、若干の非線形性を示すが(6)式のように差をとることで大幅に線形化される。

3. 提案する PWM アンプ

図2はゼロバイアス電流方式においてセルフセンシング化を実現する提案のPWMアンプ主回路である。図中の L_1 と L_2 は図1における電磁石巻線である。このPWMアンプは S_3 、 S_4 を共通部とした2つのDC-DCコンバータからなっており、電磁石巻線に双方向に電圧を印加できる。 S_1 、 D_1 、 S_3 、 S_4 は L_1 を、 D_2 、 S_2 、 S_3 、 S_4 は L_2 を駆動するためのスイッチング素子である。 L_1 、 L_2 が選択的に吸引力を発生するようにスイッチングを制御することにより、ゼロバイアス電流制御を実現する。適用されるスイッチングモードを表1に示す。モードI-1とモードI-2は L_1 を駆動する

モードであり、モード II-1 とモード II-2 は L_2 を駆動するモードである。

提案する方式は PWM 制御により発生するスイッチングリプルをセンシングキャリアとして利用する⁽⁴⁾。しかし、支持力を発生する電流は同時にはどちらか一方の電磁石にしか供給されないため、スイッチングリプルもどちらか一方のみとなってしまう。そこで、本論文では両電磁石巻線間に LC 直列共振回路を配することを提案する。共振回路の共振周波数をキャリア周波数、すなわちスイッチング周波数に設定する。これにより、共振回路は、スイッチングリプル成分に対しては短絡状態となる。これは両電磁石巻線が並列接続されていることと等価となるため、そのリプル成分、すなわちセンシングキャリア電圧は両電磁石に等しく供給される。その結果、両電磁石の応答電流を常に計測できるので、変位の差動検出が可能となる。

4. システム

〈4・1〉 システムのブロック図 図 3 は提案するゼロバイアス電流方式によるセルフセンシング AMB の 1 自由度分のブロック図である。回転体の変位情報は電流差信号 $i_1 - i_2$ に含まれる。電流差信号 $i_1 - i_2$ のスイッチング周波数周辺を帯域通過フィルタ (BPF1) により抽出する。抽出した信号は増幅器 k_1 、高域通過フィルタ (HPF)、帯域通過フィルタ (BPF2) を通して被検波信号 $\tilde{i}_f$ となる。被検波信号 $\tilde{i}_f$ は検波回路に入力され、変位情報を得る。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回路と低域通過フィルタ (LPF) により構成される。検波回路の出力 (変位推定信号) v_o は制御器 (G_{PI} : 比例・

積分, G_{PII} : 一次進み補償) に入力される。制御器および、電流と支持力の非線形を補償する補償器は DSP で実装され、電流指令値 i^* を出力する。 i^* が正の場合は L_1 が励磁され、 i^* が負の場合には L_2 が励磁される。PWM 制御部には巻線の 1 次遅れを補償するために巻線電流の和 $i_1 + i_2$ に対してフィードバックループ (比例ゲイン k_2) が形成されている。ゲートドライバは図 2 に示した PWM アンプの S_1 , S_2 , S_3 , S_4 を駆動するためのゲート (スイッチング) 信号を生成する。なお、 S_3 , S_4 に対しては常に互いに逆位相のゲート信号を生成しているが、 S_1 , S_2 に対しては電磁石巻線の電流値によって選択的にゲート信号を生成する構成となっている。

〈4・2〉 非線形補償 電磁石の吸引力は (1), (2) 式のようにギャップ長と巻線電流の関数である。また、巻線電流に対して非線形であるので、線形制御理論を適用するためにはこれを補償する必要がある。(1), (2), (3) 式より電流指令値 i^* は、

$$i^* = \begin{cases} -\sqrt{\frac{f_1}{k}}(X_0 + x) \\ = -\sqrt{\frac{-f}{k}}(X_0 + x) & (f < 0) \\ \sqrt{\frac{f_2}{k}}(X_0 - x) \\ = \sqrt{\frac{f}{k}}(X_0 - x) & (f \geq 0) \end{cases} \quad \dots\dots\dots (7)$$

となる。書き換えると、

図 3 提案するセルフセンシング磁気軸受のブロック図 (1 自由度分)

Fig. 3. A block diagram of the proposed self-sensing magnetic bearing (1-DOF).

$$i^* = \text{sign}(f) k_m \{X_0 - \text{sign}(f) \cdot x\} \sqrt{|f|} \dots \dots \dots (8)$$

となる⁽¹²⁾。 $k_m (= 1/\sqrt{k})$ は定数, $\text{sign}(\cdot)$ は引数の符号を与える関数である。

5. 実験結果

〈5・1〉 実験対象 図4は実験に用いたターボ分子ポンプの軸受部である。実験では提案するゼロバイアス電流方式によるセルフセンシングAMBをラジアル軸2自由度(1X-1Y)に適用し、他の3つの自由度は文献(13)に報告

図4 実験に用いたアクチュエータ
Fig. 4. The actuator for the experiment.

表2 PWMアンプおよび制御回路の主要パラメータ
Table 2. Parameters of the proposed PWM amplifier and control circuit.

Switching frequency	30 kHz
Supply voltage, V_d	30 V
L_s of resonant circuit	1.46 mH
C_s of resonant circuit	19.1 nF
Passing bandwidth of BPF1	15 kHz
Passing bandwidth of BPF2	13 kHz
Cut-off frequency of LPF in demodulator	2 kHz

表3 アクチュエータのパラメータ
Table 3. Parameters of the actuator.

Nominal air gap, X_0	0.3 mm
Nominal inductance of winding	10 mH
Winding resistance	2.7 Ω
Rotor mass	1.3 kg

表4 ケーブルの特性
Table 4. 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

されるセルフセンシングAMBによって支持される。なお、提案するシステムの評価にはAMBに併設されている誘導型変位センサを使用した。実験パラメータを表2、表3に示す。また、電磁石とPWMアンプとのケーブル長(特性は表4)は20mとした。なお、制御器及び非線形補償器を実装したDSPのサンプリング周波数は20kHzとした。

〈5・2〉 変位推定信号の直線性 提案方式による推定変位信号を図5に示す。横軸は評価用変位センサ出力、縦軸は提案する方式による推定変位信号である。図5(a)は両電磁石電流がほぼゼロのときで、(b)(c)は片側の電磁石に0.4Aの電流(回転体の自重を支えるために必要な電流)を流すように指令値 i^* を与えた場合である。本実験装置においては、電磁石と回転体の定常ギャップは0.3mm(表3)であるが、タッチダウンベアリングを装備しているため可動範囲は ± 0.12 mm程度となっている。図からわかるように、全可動範囲において十分な直線性が得られた。巻線電

図5 変位推定信号の直線性
Fig. 5. Linearity of the estimated position signal.

流によりオフセットが若干生じ、また感度もわずかに変化するが、ターボ分子ポンプのように支持位置の精度を高く要求しない用途においては問題ないと思われる。比較のため、図2において共振回路を取り去った場合の推定変位信号を図6に示す。同図からわかるように、巻線電流がどちらか一方に流れているときは線形性が悪く、巻線電流によるオフセットも大きいことがわかる。これより、提案方式の有用性が確認できる。

〈5・3〉 ステップ応答 図7は提案するシステムで回転体を支持し、ステップ外乱を加えた時の応答である。ステップ外乱は図3における“Disturbance”より与えた。提案する方式による変位推定信号波形は、評価用変位センサの出力波形とほぼ相似形となっていることがわかる。これより、過渡状態においても変位推定が良好に行われていることが確認された。

〈5・4〉 巻線電流波形 図8は回転軸を垂直にした状態での両電磁石巻線の電流波形である。また、図9は回転軸を水平にした場合で、一方の電磁石により回転体の自重を支持している状態である。電磁石とPWMアンプを結ぶケーブルの浮遊容量等の影響により双方の電流波形には大きなリングング電流が観測される。図8は外力のない状態

のため、両電磁石の巻線電流はほぼゼロとなっているが、スイッチングリブルは両方に確認できた。図9においては回転体の自重を支持している一方の電磁石巻線にのみ大きな電流が流れるが、支持力を発生していない電磁石の巻線電流においてもスイッチングリブルを確認できた。

図8 電磁石巻線電流波形（軸を垂直にした状態）
Fig. 8. Current waveforms (perpendicular).

図9 電磁石巻線電流波形（軸を水平にした状態）
Fig. 9. Current waveforms (horizontal).

図6 共振回路を取り除いた場合の変位推定信号
Fig. 6. The estimated position signal without the LC resonant circuit.

図7 ステップ応答
Fig. 7. Step response.

図10 制御対象の周波数特性
Fig. 10. Frequency responses of the plant.

〈5・5〉 制御対象の周波数特性 図10は提案方式の変位推定及び評価用変位センサによる制御対象の周波数特性である。これらは図3の制御器出力 u から変位推定出力 v_o 及び評価用変位センサ出力 v_{sen} までの伝達特性を計測したものである。周波数特性測定用の外乱信号（正弦波）は図3の“Disturbance”より加えた。変位推定出力 v_o は変位センサ出力 v_{sen} と等しいことが望まれる。変位推定信号 v_o は80 Hzより高域ではセンサ出力 v_{sen} と比較してゲインの減衰が鈍いが、低周波領域では一致しており良い特性を示した。高域における減衰の鈍さは文献(8)や(9)で述べられている実験結果と同じ傾向にある。これは磁路の非線形性が原因で、回転体の変位だけでなく巻線電流によってもインダクタンスが変化し、結果、巻線電流が変位推定信号に干渉してしまうことに起因すると考えられる⁽¹³⁾⁽¹⁴⁾。この干渉は、磁気軸受系の応答が小さくなる高周波域において相対的に大きくなるので、図10のように高域で誤差が顕著となる。

〈5・6〉 速度減衰特性 図11はフリーラン時の回転速度の減衰の様子を示したものである。ここでは、5自由度全てを文献(13)の方式（バイアス電流を使用した5軸センサレス磁気軸受）で浮上させるシステムと、2自由度（1X-1Y）のみを提案するゼロバイアス電流方式で置き換えたシステ

図11 フリーラン試験
Fig. 11. Free run tests.

図12 回転体の変位の軌跡（1X-1Y）
Fig. 12. A locus of the rotor (1X-1Y).

ムを比較した。なお、実験は室内大気中で行い、バイアス電流は2X-2Yで0.4 A、Zで0.6 A、1X-1Yにおいてバイアス電流を用いる場合は0.4 Aとした。

実験の結果、45 000 min⁻¹から5 000 min⁻¹までの減衰時間は、全自由度にバイアス電流を用いた場合が250 s、2自由度（1X-1Y）を提案方式に置き換えた場合が280 sであった。2自由度のみのゼロバイアス化ではあるが、速度の減衰が緩和され、損失の低減が確認された。さらに他の自由度にも提案する方式を適用すればさらなる損失の低減が可能であると考えられる。

〈5・7〉 回転体の軌跡 図12は提案する方式で1X軸、1Y軸を支持したときの45 000 min⁻¹における回転体の変位の軌跡である。なお、変位の軌跡の観測には評価用変位センサを用いている。

通常、変位のプロットを描くと円形になるが、実験装置においてはセンサに対向する回転体表面の不均一（ランナウト）のため4つ葉のクローバーのような形となっている。しかしながら、定格回転時における中心から振れは10 μm以下であることが確認でき、電磁石と回転体の定常ギャップ（0.3 mm）やタッチダウンベアリングとのギャップ（約0.12 mm）に比べ十分小さいことが確認できる。

6. むすび

本論文ではゼロバイアス電流方式によるセルフセンシングAMBの新しい制御法について述べた。提案する方式の変位推定信号はAMBの制御に十分な直線性を示した。さらに、実験機の定格速度である45 000 min⁻¹で安定な運転が可能であることを確認した。提案のセンサレス方式により観測した制御対象の周波数特性は低周波領域では良い特性を示した。

高域における変位推定特性の改善について、バイアス電流を用いた方式については検討されているが⁽¹⁴⁾、ゼロバイアス電流方式について検討された報告は著者の知る限り見当たらず、これについても今後、検討する必要がある。

最後に、本研究にあたって多くのご助言をいただきました東京電機大学理工学部電子情報工学科 宮下収教授に感謝いたします。

（平成18年3月1日受付）

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) 日本機械学会編：「磁気軸受の基礎と応用」，養賢堂（1995）
- (3) 我妻隆夫・金光陽一・高橋直彦・福島康雄・松下修己著：「回転機械設計者のための磁気軸受ガイドブック」，日本工業出版（2004）
- (4) K. Matsuda and Y. Okada: “Development of a Sensorless Magnetic Levitation Control System”, *Trans. of JSME (C)*, Vol.58, No.556, pp.247-251 (1992) (in Japanese)
松田健一・岡田養二：「センサレス磁気浮上の研究」，日本機械学会（C編），58, 556, pp.247-251 (1992)
- (5) D. Vischer and H. Bleuler: “Self-Sensing Active Magnetic Levitation”, *IEEE Trans. on Magnetics*, Vol.29, No.2, pp.1276-1281 (1993)

- (6) 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)
- (7) K. Matsuda, Y. Okada, and J. Tani: "Self-Sensing Magnetic Bearing Using the Differential Transformer Principle", *Trans. of JMSE (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」, 日本機械学論 (C 編), **63**, 609, pp.35-41 (1997)
- (8) S. Moriyama, K. Watanabe, and Y. Jouno: "Digital Control System for Sensorless Magnetic Bearings", *Proc. of IEEJ 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 電気学会産業応用部門大会, 3 巻, pp.1379-1384 (2001)
- (9) T. Yoshida and K. Ohniwa: "A PWM Amplifier for Self-Sensing Active Magnetic Bearings with Low-sensitivity to Cable Length", *IEEJ Trans. IA*, Vol.123, No.10, pp.1206-1212 (2003-10) (in Japanese)
吉田俊哉・大庭勝實:「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」, 電学論 D, **123**, 10, pp.1206-1212 (2003-10)
- (10) K. Sakai, K. Nonami, and Y. Ariga: "Low Consumption Nonlinear Control of Magnetic Bearing System by Means of Backstepping Procedure", *Trans. of JSME (C)*, Vol.67, No.664, pp.68-73 (2001) (in Japanese)
酒井克章・野波健蔵・有我祐一:「バックステッピング法による磁気軸受系の低消費電力型非線形制御」, 日本機械学論 (C), **67**, 664, pp.68-73 (2001)
- (11) P. Tsiotras, and B.C. Wilson: "Zero- and Low-Bias Control Designs for Active Magnetic Bearings", *IEEE Trans. on Control Systems Technology*, Vol.11, No.16, pp.889-903 (2003)
- (12) M. Komori and C. Shiraishi: "A Levitated Motor with Superconducting Magnetic Bearings Assisted by Self-Sensing AMBs", *IEEE Trans. on Appl. Superconductivity*, Vol.13, No.2, pp.2189-2192 (2003)
- (13) T. Yoshida, Y. Kuroba, K. Ohniwa, and O. Miyashita: "Self-Sensing Active Magnetic Bearings Using a New PWM Amplifier Equipped with a Bias Voltage Source", *EPE Journal*, Vol.15, No.2, pp.19-24 (2005)
- (14) K. Morita, T. Yoshida, K. Ohniwa, and O. Miyashita: "Improvement of Position-Sensing Characteristics in Self-Sensing Active Magnetic Bearings", *CD-ROM of EPE2005*

加藤 友 希 (学生員) 1982 年 3 月 21 日生。2004 年 4 月東京電機大学工学部電気工学科卒業。同大学大学院修士課程修了。現在, (株) 大林組勤務。

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, 2004 年 10 月, 同助教授, 現在に至る。博士 (工学)。制御機器に関する研究に従事。IEEE 会員。EPE 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, 同助教授, 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。