

表面PM同期モータによる速度および位置決め制御システムの有限要素シミュレーション

袈裟丸, 勝巳

九州大学大学院システム情報科学研究院電気電子システム工学部門

園田, 大輔

九州大学大学院システム情報科学府電気電子システム工学専攻 : 修士課程

空, 信之

九州大学大学院システム情報科学府電気電子システム工学専攻 : 修士課程

<https://doi.org/10.15017/1517953>

出版情報 : 九州大学大学院システム情報科学紀要. 14 (1), pp.13-17, 2009-03-26. 九州大学大学院システム情報科学研究院

バージョン :

権利関係 :

表面PM同期モータによる速度および位置決め 制御システムの有限要素シミュレーション

袈裟丸勝巳* · 園田大輔** · 空 信之**

FEM Simulation of Speed and Positioning Control Systems Using Surface-Mounted-PM Synchronous Motor

Katsumi KESAMARU, Daisuke SONODA and Nobuyuki SORA

(Received December 4, 2008)

Abstract: This paper describes the finite element analysis of speed and positioning control systems using surface-mounted-PM synchronous motor. The effects of cogging torque in PM motor on the control performance for the speed and positioning system are strictly investigated. It is confirmed by simulation results that the proposed segment type PM motor has high control performance for the wide range of speed, and for the large step of position.

Keywords: Permanent magnet motor, Surface-mounted-PM motor, Speed control system, Positioning system, Finite element method

1. ま え が き

一般にモータ制御システムを設計する場合、モータの数学的モデルはdqモデルで表現され、空間高調波、鉄心の飽和は無視される。しかしながら、システムの高性能化のためにはモータの特性を正確に表現することが必要である。また、近年のサーボモータの位置決め制御では高速・高精度の制御が望まれ、その制御技術は大きく発展している¹⁾。これらのモータモデルに対して有限要素法による電磁界方程式を解いて、厳密にモータモデルを模擬して、システムを設計する方法が提案されている。例えば、電磁界方程式と運動方程式を同時に解く、いわゆる連成解析をベクトル制御PM回転機に適用した厳密な過渡応答解析が報告されている^{2) 3)}。さらには汎用のMATLAB/simulinkと有限要素法を組み合わせた連成解析も報告されている⁴⁾。

本稿は1.3kWセグメント磁化方式表面PM同期モータ⁵⁾について、有限要素法による電磁界と運動方程式を同時に解く、連成解析を行ない、四象限の可変速駆動シミュレーション⁶⁾および位置決め制御シミュレーションを実施して、従来方式のラジアル磁化方式PMモータとの比較検討から、本PMモータの有用性を明らかにした。

2. 表面PM同期モータ

Fig. 1はセグメント磁化方式表面PM同期モータの構造

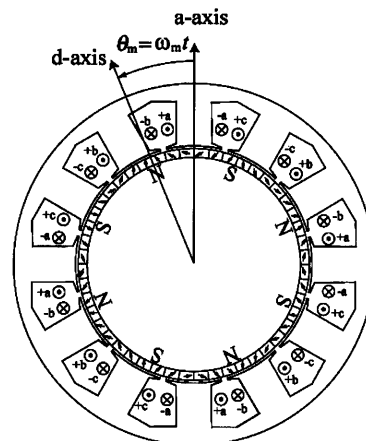


Fig. 1 Segment type surface-mounted-PM motor.

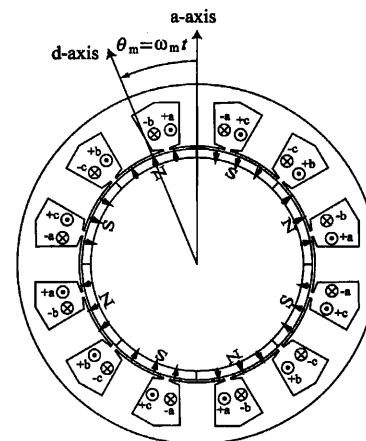


Fig. 2 Radial type surface-mounted-PM motor.

平成20年12月4日受付

* 電気電子システム工学部門

** 電気電子システム工学専攻修士課程

を示す。定格 1.3 kW, 8 極, 固定子内径 80 mm, ギャップ長 0.9 mm, PM 厚さ 3 mm, 鉄心積み厚 72 mm である。固定子は集中巻線を施し, 回転子 PM はセグメント磁化方式としている。

Fig. 2 は従来のラジアル磁化方式表面同期モータを示し, 比較のため構造寸法は同一とし, 回転子 PM の磁化方向のみが異なるとしている。

3. 有限要素シミュレーション法

一般に二次元の電磁界基本方程式は次式で表される。

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\nu \frac{\partial A}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\nu \frac{\partial A}{\partial y} \right) = -J_0 - J_m \quad (1)$$

ここで, A : ベクトルポテンシャル, ν : 磁気抵抗率, J_0 : 強制電流密度, J_m : 等価磁化電流密度である。

また, 負荷を含めたモータの慣性モーメントを J , 摩擦係数を R_w とすると, 運動方程式は次式のようになる。

$$J \frac{d\omega}{dt} + R_w \omega + T_l = T \quad (2)$$

ここで, ω : 角速度, T_l : 負荷トルク, T : 発生トルク (マクスウェルの応力テンソルより求める)。

解析では二次元の電磁界方程式 (1) と運動方程式 (2) とを同時に解く, いわゆる有限要素法を用いた連成解析³⁾を適用する。また, 鉄心の飽和を考慮し, 回転子 PM にはネオジス磁石 ($B_r = 1.024$ T, $H_c = 9.98$ kOe) を使用するとした。

なお, 制御シミュレーションでは, 上記解析と後述する制御系を同じタイムステップ (100 μ s) で連成解析し, その過渡応答のシミュレーションを行なった。

4. 速度制御システムとシミュレーション

Fig. 3 は PM モータの弱め界磁を適用した速度制御系のブロック図を示す。速度偏差 $\omega^* - \omega$ を PI 補償し, 電流指令値 i を定格電流 10.7 A の 2 倍に制限して作成, 速度 ω に対応した負荷角 δ を求め, i と δ から直軸電流 i_d と横軸電流 i_q 指令を作成する。その後 i_d, i_q を三相電流 i_a, i_b, i_c に変換して, PM モータに供給する。すなわち, インバータは理想的な電流源と仮定する。

弱め界磁はブロック図で示すように, ω が定格速度以下

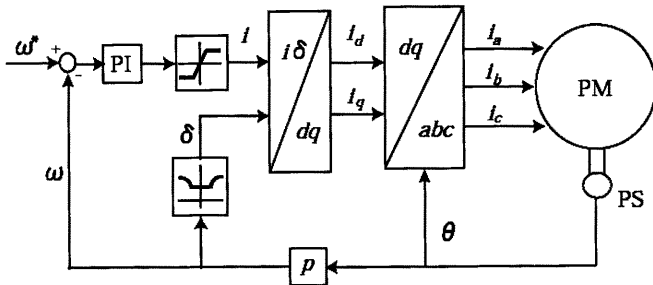


Fig. 3 Control block diagram for speed.

で, 負荷角を $\delta = 90^\circ$, 定格速度以上で磁石磁束を弱めるため $\delta > 90^\circ$ として, 端子電圧を一定にする。

なお, 速度指令値 ω^* としては, 後述する **Fig. 4** に示すように, 回転速度 $N = 0$ rpm (0 s) \rightarrow +3000 rpm (0.1–0.3 s) \rightarrow –3000 rpm (0.5–0.7 s) \rightarrow 0 rpm (0.8–1.0 s) の四象限運転とした。

Fig. 4 はセグメント形磁化方式 PM 同期モータに対する可変速駆動時のシミュレーション結果を示す。広範囲な速度指令に対して, 横軸電流 i_q は即応して変化し, トルク T が変化して良好な速度応答を示している。また, 定格速度 $N = 1500$ rpm 以上で, $\delta > 90^\circ$ となり, 負の直軸電流 i_d が流れ, PM 界磁を弱めている。従って, 端子電圧実効値 E_{ab} はスパイクを除けばほぼ 80 V 一定に抑えられている。

Fig. 5 はラジアル形磁化方式に対するシミュレーション結果を示す。比較のために, PI 補償のゲインはセグメント方式の **Fig. 4** と同じとした。ただし, セグメント方式と比較して, 誘起電圧が大きくなるので, 弱め界磁は強くして端子電圧を 80 V に維持するようにしている。トルク T の波形から, リプルは大きい, 速度 N はほぼ指令値に

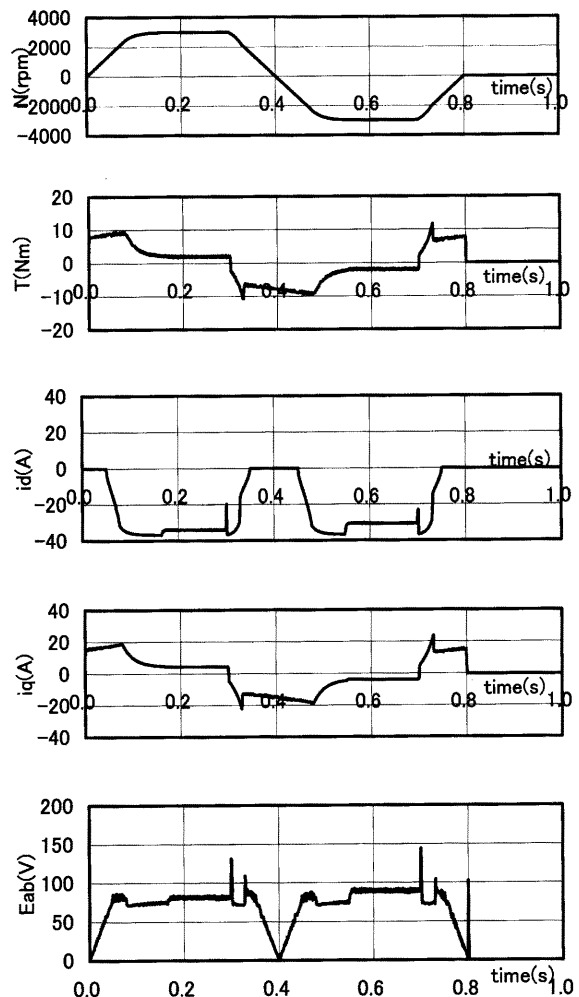


Fig. 4 Simulation results for segment type PM motor.

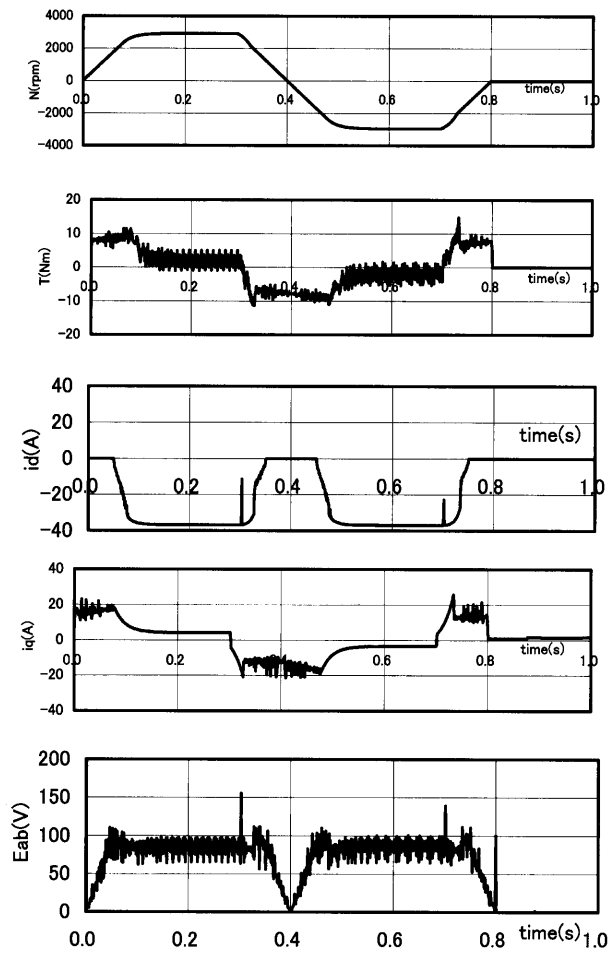


Fig. 5 Simulation results for radial type PM motor.

追従し、セグメント方式とほとんど変わらない応答特性を有する。

Fig. 6はセグメント方式を示すFig. 4の0 sから0.4 sにおけるPMモータの電流 i_a および電圧 E_{ab} の瞬時過渡波形を示している。出力周波数は0 sにおける0 Hzから、0.1

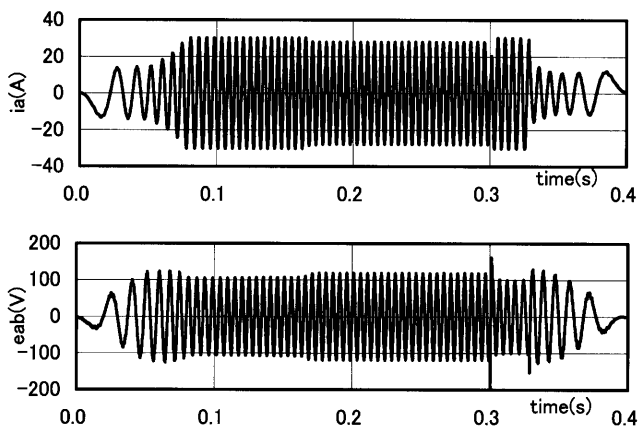


Fig. 6 Transient waveforms of current and voltage with speed control.

sではほぼ200 Hz一定となり、0.3 sで減少して、0.4 sで0 Hzとなる。電流振幅には、0.1 s近辺で電流 i_d が増大するため、電流制限が見られる。しかし端子電圧は瞬時的に一定に抑えられているのが判る。

なお、本節シミュレーションではその計算時間は、Fig. 4の1秒間の四象限運転で、745分(Pentium 4 (3 GHz))であった。

5. 位置決め制御システムとシミュレーション

Fig. 7は本節で使用する一般的な位置決め制御系の制御ブロック図を示す⁸⁾。位置制御系はP補償であり、速度制御系にはPI補償を用いている。本節では高速位置決めを検証するため、Fig. 7の制御系へステップ状に位置指令 $\theta^* = 2000^\circ$ を与える。

また、シミュレーションでは速度制御シミュレーションと同様に、電流に定格の2倍の制限をかけており、加えて、速度を定格の2倍に制限をかけている。さらに高速位置決めに有用な弱め界磁を回転速度1500 rpm以上で行なうとしている。

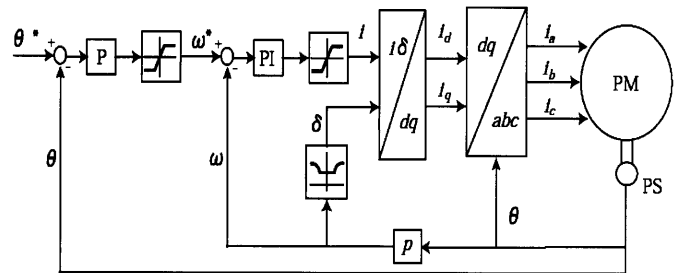


Fig. 7 Control block diagram of positioning.

Fig. 8はセグメント磁化方式に対するステップ応答波形を示す。速度指令値 ω^* は位置偏差 $\theta^* - \theta$ に比例するため、初期には2倍の定格速度で加速するが、偏差が小さくなると速度が減少し、減速しながら目標値に近づくことが分かる。若干のオーバーシュートがあるが、このときの整定時間(目標値の $\pm 5\%$ に到達する時間)は0.1378 sである。また、減速時にコキングトルクを打ち消すように横軸電流 i_q が作用している様子も分かる。さらに弱め界磁により1500 rpm以上で負の直軸電流 i_d が流れ、端子電圧 E_{ab} は定格に保持されている。

Fig. 9はラジアル磁化方式の場合のステップ応答波形を示す。Fig. 8と比較して、コキングトルクの影響が大きく、 i_q の波形から分かるように、このトルクを打ち消すように振動しているおり、これに起因して定常でも $i_q = 0.6$ A程度の電流が残ることが分かる。このときの整定時間は0.1380 sであった。

Fig. 10はセグメント方式を示すFig. 7における電流 i_a および電圧 E_{ab} の瞬時過渡波形を示す。電流 i_a は約0.15 s

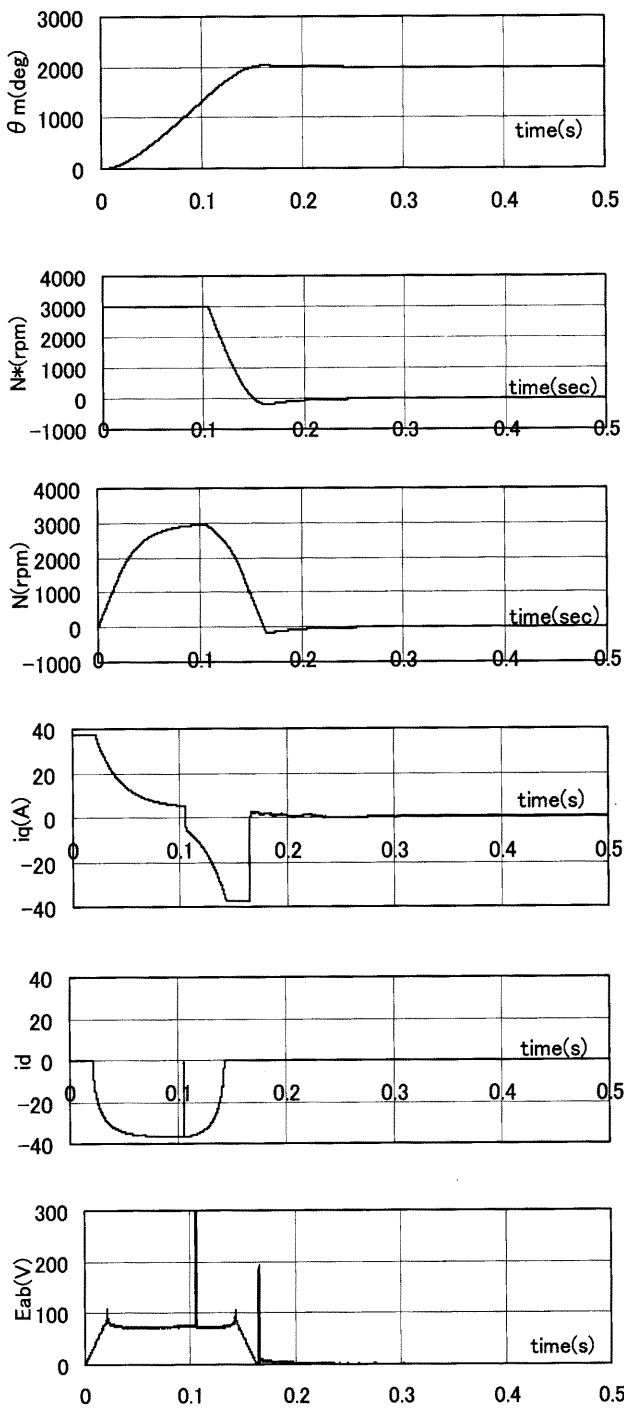


Fig. 8 Step response for segment type PM motor.

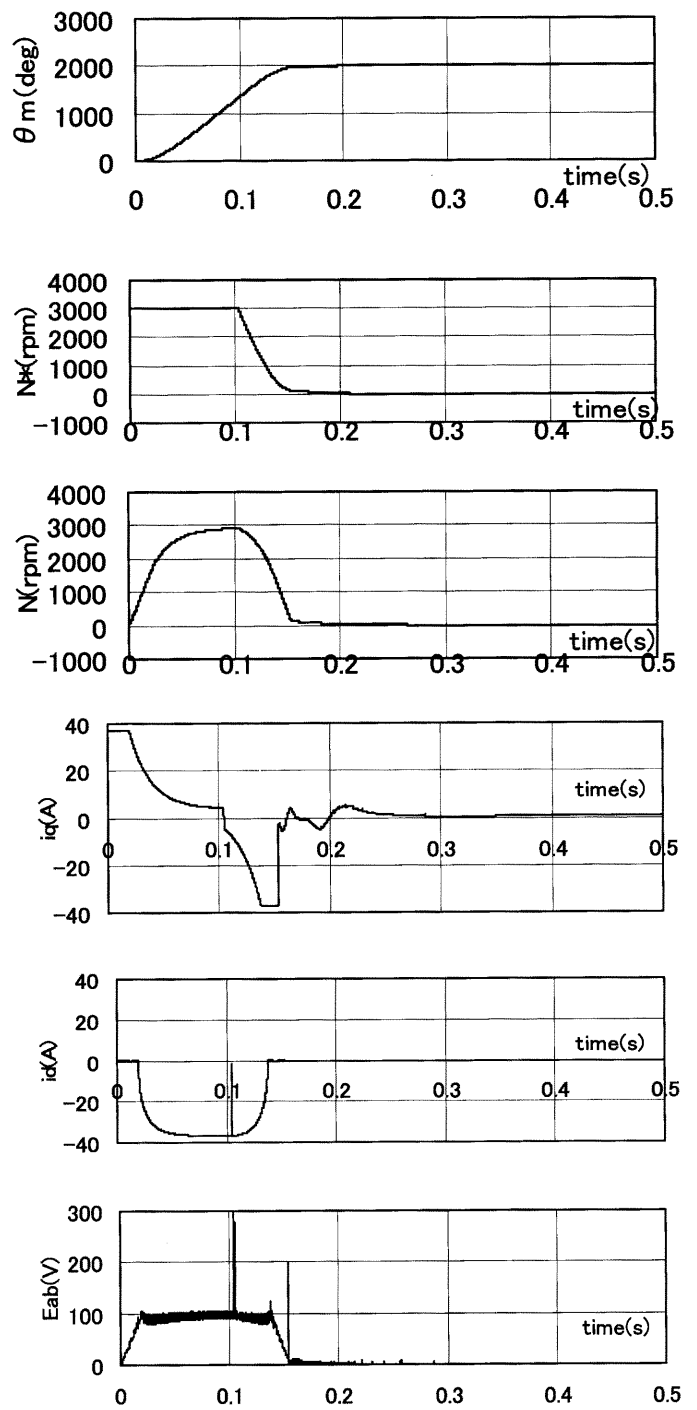


Fig. 9 Step response for radial type PM motor.

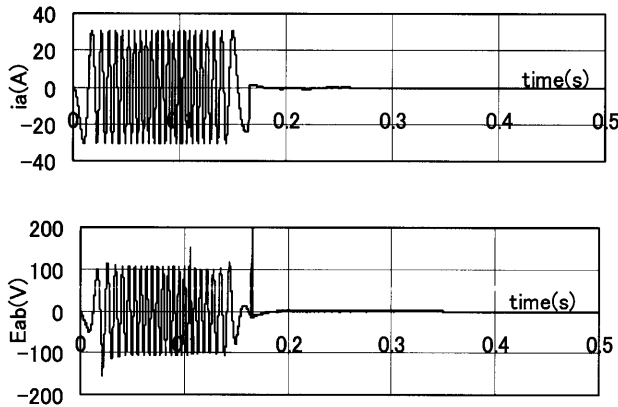


Fig. 10 Transient waveforms of current and voltage with positioning control.

まで2倍の定格で駆動され、周波数も0 Hzから最大200 Hzで励磁される。 E_{ab} から、弱め界磁の影響で、端子電圧は一定に抑えられているのが分かる。

なお、本節の位置決め制御シミュレーションにおいて、例えばFig. 8の0.5秒間の計算時間はパソコンPentium 4 (3 GHz)で220分であった。

6. むすび

以上、表面PM同期モータによる速度制御および位置決め制御システムの有限要素法を用いたシミュレーションを報告した。その結果として

(1) 本シミュレーション法により、PM同期モータ内の空間高調波、トルクリプル、磁気飽和を含めた厳密な制御システムの解析が可能である。

(2) 速度制御システムにおいて、ラジアル方式モータでは大きなトルクリプルが観察されたが、制御特性にはほとんど影響がない。

(3) 位置決め制御システムでは、ステップ応答に対して、コキングトルクの小さいセグメント方式モータが整定時間が小さくできる。

これらにより、ラジアル方式PMモータに比較して、トルクリプルの小さいセグメント方式PMモータが性能が良好で、その有用性が確認された。

なお、広範囲速度調整および高速な位置決めが不要な場合は、過電圧を防止する弱め界磁は必要なく、トルク電流 i_q の増加による制御特性の向上、弱め界磁電流 $i_d = 0$ による銅損の減少により効率が高くなると思われる。これらの考察については、次回報告する予定である。

参考文献

- 1) 酒井剛志・岩崎誠・松井信行：「モード切替え制御による高速・高精度位置決め制御システム」, 電学論D, Vol.118, No.7/8 (1998).
- 2) T. Yamaguchi, Y. Kawase and Y. Hayashi: "Dynamic Transient Analysis of Vector Controlled Motors Using 3-D Finite Element Method", IEEE Trans. on Magnetics, Vol. 32, No.3 (1996).
- 3) 河瀬順洋・伊藤昭吉：最新三次元有限要素法による電気・電子機器の実用解析, 森北出版, p.139 (1997).
- 4) 石川越夫・David Mori・橋本誠司・松波道夫：「ACサーボ系のMATLAB/Simulinkと有限要素法による連成解析」, 電学論D, Vol.124, No.12 (2004).
- 5) 吉田欣二郎・袈裟丸勝巳・佐野伸次：「表面PM同期モータのセグメント形磁化方式によるコキングトルクの低減と回転子鉄心の削減」, 電学論D, Vol.124, No.1 (2004).
- 6) 袈裟丸勝巳・園田大輔：「セグメント形磁化方式表面PM同期モータの可変速駆動シミュレーション」, 電学論D, Vol.127, No.12 (2007).
- 7) Werner Leonhard: Control of Electrical Drives, 3rd Edition, Springer-Verlag, p.338 (2001).
- 8) 中尾真人・金文換・大石潔・大西公平：「ディジタルサーボ系のワインド・アップ現象の防止」, 電学論D, Vol.108, No.7 (1988).

