リアルタイムインタフェースを用いた 汎用駆動システムによる同期モータの特性評価

正員 天野 耀鴻* 正員 小笠原悟司**

Characteristic Evaluation of Synchronous Motors Using an Universal Drive System with a Real-Time Interface

Yoko Amano*, Member, Satoshi Ogasawara**, Member

In this paper, a new universal drive system of synchronous motors used Real-Time Interface (RTI) performs characteristic evaluation of Synchronous Reluctance (SynR) motors and Surface Permanent Magnet (SPM) synchronous motors. The RTI connects directly a simulation model with experimental equipment, and makes it possible to use the simulation model for an experiment. The RTI is very effective in the early detection of an actual problem and examination of solution technique. Moreover, it concentrates on examination of control algorithm, and efficient research and development are enabled.

A measuring system of synchronous motors is built by the universal drive system. The examination of various synchronous motors is possible for the measurement system using the same control algorithm. Characteristic evaluation of a SynR motor and a SPM synchronous motor that are the same gap length and stator was performed using the measuring system. The measurement result shows experimentally that motor loss of the SynR motor is smaller rather than the SPM synchronous motor, at the time of high speed and low load operation. For example, the SynR motor is suitable to hybrid cars with the comparatively long time of low load and high-speed operation.

キーワード：同期リラクタンスモータ，表面磁石同期モータ，リアルタイムインタフェース，駆動システム

Keywords: synchronous reluctance motor, surface permanent magnet synchronous motor, real-time interface, drive systems

1. まえがき

同期リラクタンス (Synchronous Reluctance, SynR) モータは、永久磁石を用いずロータの磁氣的突極性により発生するリラクタンストルクを活用する電動機で、構造が簡単で低コストの可変速駆動用モータとして注目されている⁽¹⁾。このため、SynR モータの構造設計、制御方式、定数測定法、損失解析などの研究が盛んに行われている^{(2)~(8)}。

一方、回転子に永久磁石界磁を有する永久磁石 (Permanent Magnet, PM) 同期モータは、電機子巻線から励磁電流を供給する必要がないため、一般には SynR モータよりも低損失という優れた特長を有する。しかし、界磁制御が

できないため、弱め磁束制御時に比較的大きな電機子電流を流す必要があること、高速回転時に鉄損が増加することなどから、すべての運転状況で低損失を維持するのは難しい。このため、個々のアプリケーションに対して最適な種類のモータを選択するには、各種のモータを条件をそろえて実験的に評価することが重要である。

本論文ではリアルタイムインタフェース (Real-Time Interface, RTI)⁽⁹⁾を用いた同期機の汎用駆動システム⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾により、SynR モータと表面磁石 (Surface Permanent Magnet, SPM) 同期モータの特性評価を行う。RTI は、MATLAB/Simulink で開発したシミュレーションモデルと実験装置とを直接つなぎ、シミュレーションの制御ブロック部分をそのまま実験に用いることを可能にする。RTI は、問題の早期発見とその解決手法の検討に非常に有効であるばかりでなく、制御アルゴリズムの検討に集中して効率的な研究開発を可能にする。この RTI を用いた汎用駆動システムにより同期モータの測定システムを構築する。この測定システムは、同一の制御システムでさまざまな同期モータの試験が可能な点に特徴がある。この測定システムを用いて、同一の固定子を有し、しかも同一のギャップ長である

* 舞鶴工業高等専門学校電気制御システム専攻科，電子制御工学科
〒625-8511 舞鶴市字白屋 234 番地

Advanced Engineering Faculty, Dept. of Electrical Control
Engineering, Maizuru National College of Technology
234, Shiraya, Maizuru 625-8511

** 宇都宮大学工学部電気電子工学科

〒321-8585 宇都宮市陽東 7-1-2

Dept. of Electrical Engineering, Utsunomiya University

7-1-2, Youtou, Utsunomiya 321-8585

SynR モータと SPM 同期モータの特性評価を行った。その結果、SPM モータの固定子鉄損のために、高速・低負荷運転時においては、SPM 同期モータよりもむしろ SynR モータの方がモータ損失が小さく、軽負荷・高速度運転の時間が比較的長いハイブリッド自動車用モータ⁽¹²⁾などに適していることを実験的に示す。

2. リアルタイムインタフェースについて

図 1 に示した RTI を用いた汎用駆動システムは、シミュレーションソフトウェア、RTI 及び制御ボードという三つの基本部分から構成される。制御ボードにはリアルタイムプロセッサが搭載されている。RTI は、シミュレーションソフトウェアと制御ボードを結ぶブロックセットライブラリである。これを用いて、簡単な操作でシミュレーションのために作成したシミュレーションモデルを制御ボードのプロセッサにダウンロードすることが可能である。

また、RTI はグラフィカルユーザインタフェース (Graphical User Interfaces, GUI) を含んでいるので、I/O プログラミングやタスクのスケジューリングといった面倒な作業を簡単なマウス操作のみで行なえるだけでなく、制御パラメータをオンラインで調整可能である。

さらに、RTI の GUI を用いて、プロセッサ上で実行したアプリケーションのデータをグラフなどのさまざまな形式でリアルタイム表示できるし、テキストデータとして保存することもできる。これらの機能により、実験者は実験結果をリアルタイムで確認しながら最適パラメータに調整することが可能となる。

本論文で示す汎用駆動システムでは、シミュレーションソフトウェアとして、制御分野で広く活用されている MATLAB/Simulink を使用する⁽¹³⁾。このソフトウェアはダイナミックシステムのモデリング、データ解析などを行なうための設計支援ツールであり、パワーエレクトロニクス分野では広く使われている^{(14)~(17)}。

制御ボードには、dSPACE 社製のインテリジェントシングルボード DS1102 を採用する。このボードのリアルタイムプロセッサは TI (Texas Instruments) 社の TMS320C31 浮動小数点 DSP であり、クロックレートは 60 MHz である。このボードには、4 チャンネルの A/D ならびに D/A コンバータのほかに、6 チャンネルの PWM (Pulse Width Modulation) ジェネレータ、16 ビット I/O ポート、2 チャンネルのインクリメンタルエンコーダインタフェースなどを有し⁽¹⁸⁾、モータドライブの用途に対して十分な入出力

図 1 汎用駆動システムについて

Fig. 1. The basic composition of the proposed system.

インタフェースを有している^{(19)~(22)}。

RTI では、スクリプト言語 Python と言語 C の構文に基づき、DS1102 ボードの I/O ラインとエンコーダインタフェースに対応するライブラリを作成し、ソースコード編集とマイクロレコードを提供する。これにより、ユーザはプラットフォームの設定、アプリケーションモデルのロード、実験の管理、変数の読み書き、及び、時系列データの収集がすべて GUI を用いて簡単に実行できる。

3. 同期モータ測定システム

3.1 システム構成 図 2 に、本論文で構築した同期モータ測定システムの構成を示す。本測定システムは、RTI を用いて構成した制御部、電流制御形 PWM インバータ、供試モータ、負荷用 AC サーボモータから構成されている。制御部では、 d 軸ならびに q 軸電流指令を入力し、供試モータに取り付けたロータリエンコーダと制御ボードに実装されたインクリメンタルエンコーダインタフェースにより検出したロータ位置 θ を用いて回転座標変換を行なうとともに、2 相/3 相変換して電流制御形 PWM インバータに 3 相電流指令を与える。

電流制御形 PWM インバータは、モータ電流を電流指令に追従するように制御し同期モータを駆動する。電流フィードバックは、制御ボードの演算を軽減するためにすべてハードウェアで実現した。電流センサで検出したモータ電流と電流指令と比較し、ゲイン K 倍にして電圧指令を与える比例制御を採用し、電流の位相遅れが十分小さくなるようゲインを調整した。

供試モータの負荷としては AC サーボモータを用いる。制御部において、任意の d 軸ならびに q 軸電流指令を与えているだけである。結果として、供試モータのトルクが変化し、回転速度が大きく変化する危険であるので、AC サーボモータは速度制御モードで一定速度に制御して実験を行なう。

図 3 に、RTI を用いた実験システムでリアルタイム実行した MATLAB/Simulink モデルを示す。制御系に与えた d

図 2 測定システムの構成

Fig. 2. The composition of the measuring system.

図3 座標回転・変換のアルゴリズム

Fig.3. The algorithm of coordinates rotation and conversion.

図4 同期モータの2相機モデル

Fig.4. Two-phase machine model of a synchronous motor.

軸および q 軸電流指令を、エンコーダインタフェースで得られる回転子位置 θ を用いて α 軸および β 軸電流指令に回転座標変換する。さらに、2相/3相変換で3相電流指令に変換し、D/A変換器から出力している制御系である。このような複雑な制御系は、MATLAB/SimulinkのGUIを用いてシンプルに構築でき、RTIのGUIを用いて指令値や制御パラメータの変更もリアルタイムで行なえる。

3・2 同期モータの発生トルク 図4に同期モータの2相機モデルを示す⁽²³⁾。 $d-q$ 回転座標で表したモータの電圧電流方程式は次式である。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = R_a \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{d\theta}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -L_q \\ L_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{d\theta}{dt} \begin{bmatrix} 0 \\ \phi_{mag} \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (1)$$

ただし、 v_d, v_q は電機子電圧の d, q 軸成分、 i_d, i_q は電機子電流の d, q 軸成分、 R_a は電機子抵抗、 L_d, L_q は電機子インダクタンスの d, q 軸成分、 θ は回転子位置の電気角、 ϕ_{mag} は磁石界磁による磁束を表す。また、SPM同期モータでは、磁束の方向を d 軸、これより90度進んだ方向を q 軸とする。SynRモータでは、磁束の通りやすい、即ち、最大イン

ダクタンスの方向が d 軸、これより90度進んだ磁束の通りにくい方向が q 軸と定義される⁽²⁴⁾。

(1)式により、同期モータのトルク T は次式で表される。

$$T = P_n(L_d - L_q)i_d i_q + P_n \phi_{mag} i_q \quad \dots\dots\dots (2)$$

ここで、 P_n はモータの極対数である。

(2)式は、 d 軸電流と q 軸電流により、同期モータの出力トルクが変化することを表している。 $d-q$ 座標上の電流ベクトルに対するトルクの特性は、モータの性能を評価する上で重要な特性である。本論文では、提案した測定システムを用いて、SPMモータとSynRモータの特性を測定・評価する。

SynRモータでは、磁石がなく $\phi_{mag} = 0$ であるので、モータのトルクは

$$\begin{aligned} T &= P_n(L_d - L_q)i_d i_q, \\ &= \frac{1}{2} P_n(L_d - L_q)I_a^2 \sin 2\phi \quad \dots\dots\dots (3) \end{aligned}$$

である。ただし、 $i_d = I_a \sin \phi$ 、 $i_q = I_a \cos \phi$ 、 I_a を電流振幅とする。SynRモータのトルクは、 d 軸と q 軸のインダクタンスの差 $(L_d - L_q)$ と電流振幅 I_a の二乗に比例する。また、電流位相 ϕ が 45° の場合にトルクは最大となる。

SPM同期モータでは、回転子の突極性はなく $L_d = L_q$ であるので、モータトルクは

$$T = P_n \phi_{mag} i_q = P_n \phi_{mag} I_a \cos \phi \quad \dots\dots\dots (4)$$

となり、 i_q のみに比例し、 i_d には依存しない。

4. 同期モータの特性評価

4・1 供試モータについて 本論文では、SPM同期モータとSynRモータの二種類の同期モータに対して、同一固定子を使用し、エアギャップも同じ条件で特性評価ならびに両者の比較を行った。一般に、モータトルクや損失などの特性は、モータサイズに大きく依存している。同一の固定子を使用することで、モータサイズによる影響を排除し、二種類の同期モータの比較を行うことができる。

また、エアギャップの条件も同一条件で評価した。[†]エアギャップはモータ製造時の加工精度に関係し、加工精度は製造コストにも影響を与える場合がある。実験では、SPM同期モータは既存のモータを用い、新たに開発・試作したSynRモータの回転子をSPM同期モータの固定子と組み合わせたものをSynRモータとして使用した⁽¹¹⁾。

図5に、特性評価をしたSPM同期モータとSynRモータの回転子構造を示す。図5(a)のSPM同期モータの回転子は永久磁石が磁氣的にエアギャップと等価とみなせ L_d と L_q が等しいので、リラクタンストルクが発生せず、磁石の磁束により発生するマグネットトルクのみ利用可能であ

[†] 文献(1)は、同一の固定子を用いて比較している点は同様であるが、エアギャップを同一にして比較する点が異なっている。文献(2)ではSynRモータの特性はエアギャップに大きく依存することが指摘されているが、今回は同一の機械精度という観点から比較を行った。

図 5 同期モータの回転子構造

Fig. 5. The rotor constructions of the SPM motor and SynR motor.

表 1 供試モータの仕様

Table 1. The specifications of the used motors.

	SPM motor	SynR motor
Stator Outer Diameter (mm)	107	
Stator Inner Diameter (mm)	60	
Stack Length (mm)	35	
Thickness of core (mm)	0.5	
Wire Diameter (mm)	0.55	
Conductors per slot	120	
Airgap Length (mm)	0.3	
q-axis Inductance (mH)	79.6	187.9
d-axis Inductance (mH)	79.6	350.5
Magnet Ferrite Br (mT)	96	
Hc (kA/m)	690	

る⁽³⁾。これに対して SynR モータは、回転子の突極性により発生するリラクタンストルクだけを活用する。突極性は回転子の構造で決まるため、実際の用途や負荷ポイントに応じた様々な回転子形状が報告されている^{(4)~(6)}。本実験では、図 5(b) に示すフラックスバリアの回転子を採用する。この回転子は、電磁鋼板を打ち抜き積層しただけの簡単な構造である。

表 1 に供試モータの仕様を示す。この二種類のモータでは、体積がまったく同じであるだけでなく、電機子の形状と積厚、電磁鋼板の種類と厚みもすべて同一とする。また、電機子巻線の仕様は同じである。

一方、モータの特性は制御法にも依存する。特性評価において制御法による依存性を取り除くために、二種類のモータに対して図 3 に示した同じ制御系を用い、モータ電流 i_d と i_q に対するトルクの特性を測定する。

4・2 同期モータの特性

4・2・1 トルク特性 図 6 と図 7 に、モータ電流 i_d 、 i_q に対する SPM 同期モータと SynR モータのトルク特性をそれぞれ示す。ここで、モータ回転数は 1000 rpm とした。

(4) 式により、電流 I_a の位相 ϕ が零の時、SPM 同期モータのトルクは最大トルクとなり、即ち、SPM 同期モータのトルクは電流 i_d には依存せず電流 i_q のみで決まる。図 6 の測定結果はトルク特性がそれぞれ等間隔の水平線であり、(4) 式の計算値とほぼ一致している。この特性は、SPM 同期モータでは電流 i_d は電機子の銅損を増やすだけで、 $i_d = 0$ のとき最大効率となることを表示している⁽⁷⁾。

SynR モータでは、(3) 式において $\phi = 45^\circ$ 、即ち、 $i_d = i_q$

図 6 SPM 同期モータのトルク特性

Fig. 6. The torque-current characteristics of the SPM synchronous motor.

図 7 SynR モータのトルク特性

Fig. 7. The torque-current characteristics of the used SynR motor.

のとき、SynR モータの出力は最大トルクとなる。図 7 に、理論による最適な運転曲線（点線、 $i_d = i_q$ ）と測定による最適な運転曲線（実線）を示す。ここで、実際に測定した最適な運転曲線は、トルク曲線に垂直に交わる曲線である。

図 7 の測定した最大トルク点は理論値より少しずれているが、これは (3) 式のトルク方程式を導出する際、鉄損を考慮していないためである⁽⁸⁾。ここで、鉄損を等価鉄損抵抗 R_c で近似的に示した等価回路（図 8 と図 9）を用いて、鉄損を考慮した SynR モータのトルク T は次式となる。

$$T = P_n(L_d - L_q)i_{od}i_{oq} = P_n(L_d - L_q)(i_d - i_{cd})(i_q - i_{cq}) \dots \dots \dots (5)$$

$$i_{od} = i_d - i_{cd}, \quad i_{oq} = i_q - i_{cq}$$

$$i_{cd} = -(\omega L_q i_{oq})/R_c, \quad i_{cq} = (\omega L_d i_{od})/R_c$$

ここで、 $i_d < i_{od}$ 、 $i_q > i_{oq}$ であるので、 $i_d - i_q$ 電流平面上で最大トルクの点は左上に移動する。このことは図 7 の実験結果と一致しており、最大トルク点の理論値と実験値の差は、鉄損や磁気飽和の影響であると考えられる。したがって、損失の軽減や磁気飽和の軽減により、SynR モータの特

図 8 d 軸等価回路

Fig. 8. The d axis' equal circuit.

図 9 q 軸等価回路

Fig. 9. The q axis' equal circuit.

図 10 負荷トルクによる銅損の比較

Fig. 10. The copper loss comparison by motor torques.

性改善が可能である。なお、本研究ではギャップ長をそろえて実験を行なった。SynR モータでは、ギャップ長を短くすることにより ($L_d - L_q$) を増加することができ、より小さな電流で同等のトルクを発生することも可能である。

4・2・2 損失特性 図 10 には、定速回転数 1000 rpm で定格負荷 1.3 N・m と変負荷の場合、SPM 同期モータと SynR モータの銅損を示す。図 10 により、定格回転数と定格負荷の時、SPM 同期モータの銅損が SynR モータより小さい。SynR モータでは、励磁電流を固定子から供給する必要があり、SPM 同期モータに比べて銅損は常に大きい。しかし、モータ損失には、銅損の他に鉄損も大きく依存するため、鉄損の評価が必要である。

4・2・3 高回転・低トルク運転の損失特性 図 11 に定格トルクの約 7.5% で運転する SPM 同期モータと SynR モータの損失特性を示す。図 11 での損失は図 2 に示すデジタルパワーメータで測定した電気入力とトルクメータで測定した機械出力の差を表わす。銅損が電機子抵抗と電機子電流から求められ、銅損を除いた残りの損失は主に鉄損と考えられる。

図 11 において SPM 同期モータと SynR モータの損失を比較すると、モータの回転数が 2000 rpm 以下のとき、SynR モータの損失は SPM 同期モータより大きく、銅損が大部分を占めている。しかし、回転数が 2000 rpm を超えると、逆

図 11 モータ回転数による損失の比較

Fig. 11. The loss comparison by motor rotation.

に SynR モータの損失は SPM 同期モータより小さい。これは、モータ回転数の増加に伴い、SPM 同期モータの鉄損が増加するためである。

本実験の供試モータでは電機子抵抗が 8.75Ω と比較的大きいモータであったため、損失が逆転する回転数は 2000 rpm と比較的高かった。しかし、エアギャップ長と電機子抵抗の低減を行うことにより、この逆転の回転数はさらに低下するものと思われる。

SPM 同期モータでは永久磁石界磁により励磁しているのに対して、SynR モータでは固定子巻線から励磁電流を供給する必要があるため、一般には SPM 同期モータのほうが SynR モータより損失が少ないと考えられている。しかし、SPM 同期モータで磁界の調整ができないため、回転数の増加に伴って鉄損が増加する。これに対して SynR モータを最大トルク点で運転した場合には、モータ内部の磁束が小さいために鉄損が小さい。以上より、高回転・低トルク運転が長時間続くハイブリッド自動車⁽¹²⁾などの用途では、SPM 同期モータよりもむしろ SynR モータが適していることと考えられる。

5. むすび

本論文では、リアルタイムインタフェース (RTI) を用いた汎用駆動システムによる同期モータの新たな実験法を提案し、そして、汎用駆動システムによる同期モータの測定システムを構築した。さらに、SPM 同期モータと SynR モータの特性を測定し、二種類のモータの特性評価を行なった。その結果、高回転・低トルク運転では、一般的に損失が小さいと考えられてきた SPM 同期モータよりも SynR モータのほうが損失が小さくなることを実験的に示した。

なお、本研究の一部は平成 12 年-14 年度福島県共同研究開発事業の助成を受けており、関係者福島県ハイテクプラザ高橋淳氏と大内繁男氏、及び、実験協力者岡山大学院生左達正敏君、学生森下高麗雄君に謝意を表す。

(平成 15 年 11 月 13 日受付, 平成 16 年 4 月 22 日再受付)

- (1) H. Murakami, Y. Honda, S. Morimoto, and Y. Takada: "Performance Evaluation of Synchronous Reluctance Motor and the Other Motors with the Same Distributed Winding and Stator Configuration", *IEEJ Trans. IA*, Vol.120, No.8/9, pp.1068–1074 (2000-8/9) (in Japanese)
村上 浩・本田幸夫・森本茂雄・武田洋次:「シンクロナスリクタンスモータと各種分布巻モータの特性比較」, 電学論 D, 120, 8/9, pp.1068–1074 (2000-8/9)
- (2) H. Murakami, Y. Honda, S. Morimoto, and Y. Takada: "Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Motor", *IEEJ Trans. IA*, Vol.122, No.3, pp.266–272 (2002-3) (in Japanese)
村上 浩・本田幸夫・森本茂雄・武田洋次:「永久磁石補助形シンクロナスリクタンスモータ」, 電学論 D, 122, 3, pp.266–272 (2002-3)
- (3) 森本茂雄・武田洋次・平紗多賀男:「PM モータ dq 等価回路定数の測定法」, 電学論 D, Vol.113, No.11, pp.1330–1331 (1993)
- (4) 梨木政行・佐竹明喜・川井庸市・横地孝典・大熊 繁:「スリット回転子を用いたフラックスバリア型リクタンスモータの磁界解析と試作実験」, 電学論 D, Vol.116, No.6, pp.694–701 (1996)
- (5) D.A. Staton, T.J. Miller, and S.E. Wood: "Maximising the Saliency Ratio of the Synchronous Reluctance Motor", *IEE Proc. B*, Vol.140, No.4, pp.249–259 (1993)
- (6) H. Murakami, Y. Honda, T. Higaki, S. Morimoto, and Y. Takeda: "Rotor Design and Control Method of Synchronous Reluctance Motor with Multi-Flux Barrier", *Proc. of Power Electronics Drives and Energy Systems for Industrial Growth* pp.391–396 (1998)
- (7) 武田洋次・松井信行・森本茂雄・本田幸夫共著:「埋込磁石同期モータの設計と制御」, オーム社 (2001)
- (8) S. Morimoto, Y. Tong, Y. Takeda, and T. Hirasu: "Loss Minimization Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Drive", *IEEE Trans. on Industry Electronics, IE-41*, No.5, pp.511–517 (1994)
- (9) dSPACE Inc: "Implementation Guide", March (2003)
- (10) K. Morishita, S. Ogasawara, and Y. Amano: "Characteristic Evaluation of Synchronous Machines Using an Universal Drive System", 2003 National Convention Record IEE Japan, Vol.4, No.4-143, pp.224–225 (2003) (in Japanese)
森下高麗雄・小笠原悟司・天野耀鴻:「万能モータ試験装置による同期機の特性評価」, 平 15 電気学会全大講演論文集 (4), No.4-143, pp.224–225 (2003)
- (11) Y. Amano and S. Ogasawara: "General-Purpose Control Systems Using a Real-Time Interface", The 8th National Convention Record of Technology College Japan, pp.73–76 (2003) (in Japanese)
天野耀鴻・小笠原悟司:「Real-Time Interface を用いた汎用駆動システムの構成法」, 第 8 回全国高専パワーエレクトロニクスセミナー講演論文集, pp.73–76 (2003)
- (12) 電気学会産業応用部門半導体変換技術委員会:「電気自動車の新しいエネルギー・制御システム技術」, 電気学会技術報告, 第 808 号 (2000)
- (13) M. Tsuji, K. Tsuboi, and E. Yamada: "Stability Analysis Methods for Digital Vector Control System of Induction Motor", *IEEJ Trans. IA*, Vol.123, No.1, pp.21–29 (2003-1) (in Japanese)
辻 峰男・坪井克剛・山田英二:「誘導電動機デジタルベクトル制御系の安定解析法」, 電学論 D, 123, 1, pp.21–29 (2003-1)
- (14) R. Sanz and K. Arzen: "Trends in Software and Control", *IEEE Control Systems Mag.*, Vol.23, No.3, pp.12–15 (2003-6)
- (15) B. Selic and L. Motus: "Using Models in Real-Time Software Design", *IEEE Control Systems Mag.*, June, Vol.23, No.3, pp.31–42 (2003)
- (16) Y. Kazunori, S. Ogasawara, and H. Akagi: "A Simulation Method for High-Speed and High-Accuracy Calculation—Application to a Position-Sensorless IPM Motor Drive system—", *IEEJ Trans. IA*, Vol.121, No.7, pp.739–746 (2001-7) (in Japanese)
数乗 有・小笠原悟司・赤木泰文:「高速・高精度演算を可能にするシミュレーションの一手法—位置センサレス IPM モータ駆動システムへの適用—」, 電学論 D, 121, 7, pp.739–746 (2001-7)
- (17) A. Okuno and S. Ogasawara: "Simulation in Power Electronic Systems—Characteristics of General-Purpose Simulators and System Modeling Methods—", *IEEJ Trans. IA*, Vol.122-D, No.9, pp.893–898 (2002-9) (in Japanese)
奥野 敦・小笠原悟司:「パワーエレクトロニクスシステムのシミュレーション—汎用シミュレータの特徴とシステムのモデリング手法—」, 電学論 D, 122, 9, pp.893–898 (2002-9)
- (18) dSPACE Int: "Installation and Configuration Guide", May (1999)
- (19) M. Kojima, K. Hirabayashi, Y. Kawabata, and T. Kawabata: "Vector Control of AC Motor Using PWM Inverter with Output LC Filter", *IEEJ Trans. IA*, Vol.122, No.12, pp.1113–1120 (2002-12) (in Japanese)
小島まり・平林一文・川畑良尚・川畑隆夫:「LC フィルタを設け

たインバータによるベクトル制御」, 電学論 D, 122, 12, pp.1113–1120 (2002-12)

- (20) Y. Ohnishi, T. Yamamoto, and S. Omatsu: "A Design of Self-Tuning PID Control Systems Based on Pole-Assignment Method", *IEEJ Trans. EIS*, Vol.123, No.5, pp.962–969 (2003-5) (in Japanese)
大西義浩・山本 透・大松 繁:「極配置法に基づいたセルフチューニング PID 制御系の一設計」, 電学論 C, 123, 5, pp.962–969 (2003-5)
- (21) A. Kimura: "Robust Nonlinear Speed Control Method for Rolling Stock with Jerk Limitation", *IEEJ Trans. IA*, Vol.122, No.8, pp.807–815 (2002-8) (in Japanese)
木村 彰:「電気車のための加速度変化率を制限したロバスト非線形速度制御」, 電学論 D, 122, 8, pp.807–815 (2002-8)
- (22) E. Gaio, F. Caon, F. Milani, V. Toigo, N. Balbo, G. Bertacche, and M. Zordan: "Full-Digital Control Boards", *IEEE Industry Appl. Mag.*, July/Aug. Vol.8, No.4, pp.76–82 (2002)
- (23) S. Ogasawara, T. Matsuzawa, and H. Akagi: "A Position-Sensorless IPM Motor Drive System Using a Position Estimation Based on Magnetic Saliency", *IEEJ Trans. IA*, Vol.118, No.5, pp.652–660 (1998-5) (in Japanese)
小笠原悟司・松澤 隆・赤木泰文:「突極性に基づいて位置推定法を用いた位置センサレス IPM モータ駆動システム」, 電学論 D, 118, 5, pp.652–660 (1998-5)
- (24) T. Takeda, N. Matsui, J. Oyama, and H. Domeki: "Classification and Technical Term of Reluctance Motors from the Viewpoint of Control Strategy and Motor Construction", *Proc. of the 2002 Japan Industry Applications Society Conference*, pp.759–762 (2003)
武田洋次・松井信行・小山 純・百合鬼英雄:「構造・制御から見た分類と用語」, 平 14 電気学会産業応用部門大会, pp.759–762 (2002)

天 野 耀 鴻 (正員) 1949 年 11 月 30 日生。1988 年中国上海

科学技術大学大学院修士課程修了。上海建築材料工業学院講師。1997 年 3 月広島大学大学院工学研究科博士課程後期修了。同年 4 月山本電気(株)に入社, 同社技術管理部長。2003 年 4 月舞鶴工業高等専門学校電気・制御システム専攻科, 電子制御工学科教授, 現在に至る。工学博士。インテリジェント制御, パワーエレクトロニクス, ロボットマニピュレータ, モーションコントロールの研究に従事。IEEE, 計測自動制御学会の会員。

小笠原 悟 司 (正員) 1958 年 7 月 27 日生。1983 年 3 月長岡

技術科学大学大学院電気電子システム工学専攻修士課程修了。同年 4 月同大学工学部電気系助手, 1992 年 8 月岡山大学工学部電気電子工学科助手, 5 年 4 月同助教授, 2003 年 4 月宇都宮大学工学部電気電子工学科教授, 現在に至る。工学博士。電力変換器, モータドライブ, EMI の研究に従事。1996, 1997, 2003 年 IEEE/IAS Commit-

tee Prize Paper Award。1999 年 IEEE/PELS Society Prize Paper Award。IEEE Senior Member。