磁化特性の簡易数式表現に基づく SRM の位置センサレス制御

正員 小坂 卓 (名古屋工大) 非会員 Subrata Saha (名古屋工大)
正員 松井 信行 (名古屋工大) 正員 武田 洋次 (大阪府立大)

Sensorless Control of SRM based on a Simple Expression of Magnetization Characteristics

Takashi Kosaka, Member, Nobuyuki Matsui, Member, Subrata Saha, Non-member (Nagoya Institute of Technology), Yoji Takeda, Member (Osaka Prefecture University)

Switched Reluctance Motors (SRM) have more simple and rugged construction compared to those of the conventional ac motors. Hence, SRM are suitable for low-cost variable-speed drives in many industrial applications. However, the need of a traditional position sensor for its control is one of the demerits of SRM from standpoints of cost, size and reliability. For practical use, the sensorless drive of SRM are expected.

This paper presents the position sensorless control of SRM based on a simple expression of non-linear magnetization characteristics. Successful experiments using 1.5 kW, 5,400 rpm SRM with 6/4 poles configuration have been performed for verifying the practicability of the proposed sensorless control scheme.

キーワード: スイッチトリラクタンスモータ, 位置センサレス制御, 磁化特性, 簡易数式表現

1. ま え が き

スイッチトリラクタンスモータ (Switched Reluctance Motor 以下 SRM と略記) は、誘導機やブラシレス DC モータなど従来の交流機に比べ、構造的に簡単かつ堅牢という特徴を有し、安価な可変速駆動源として注目を集めている⁽¹⁾⁽²⁾。SRM ではそのトルク発生原理から、回転子位置に応じた電流/電圧制御が要求され、一般的には光学式あるいは磁気式の回転子位置センサがモータ軸に取り付けられている。しかし、位置センサはシステムの大型化や信頼性の低下を招き、設置環境が限定されるなどの問題点を有し、コスト的には SRM の安価さに対するトレードオフとなる。また、従来の交流機では位置・速度センサレス化が既に実用段階に入っており、SRM の位置センサレス化も同様に、実用上、克服すべき課題となっている。

上述の課題に対し、これまで種々の回転子位置推定法が提案されてきたが⁽³⁾⁽⁴⁾、SRM では 1. 出力/変換器容量、出力密度の観点から磁気飽和領域を積極的に利用すること、2. 構造および駆動方式から、一相の巻線電流-磁束鎖交数と回転子位置が 1 対 1 の関係を有することに着目して、近年では磁化特性に基づく位置推定法が主として提案されるようになった。この場合に核となる非線形磁化特性のモデリング手法は種々あるが、近年では、非線形な入出力関係の表現に適するファジィ推論やニューラルネットワークが多く用いられている⁽⁵⁾⁽⁶⁾。これらの手法によれば、磁化特

性モデルの構築に必要となるデータベースおよび位置推定演算に要するメモリ空間が少なくすむが、演算が複雑でオンラインでの演算時間が長大化するため、提案の多くでは高価な浮動小数点形 DSP が用いられている。また、多くはフィージビリティスタディの域に留まっており、実用性の観点から運転特性が評価されている例は散見される程度である。

本論文では、固定子/回転子突極が 6/4 構成で、定格出力 1.5kW の三相 SRM を対象に、回転子位置の関数係数を持つ電流多項式により、磁化特性の簡易数式表現⁽⁷⁾を構成し、これに基づく位置推定アルゴリズムを提案している。さらに、固定小数点形 DSP で構成した実験システムにより、提案アルゴリズムの実用性を実験的に評価している。

2. 供試 SRM の磁化特性

本研究で用いた SRM の構造図を図 1 に、諸元を表 1 に示す。供試機を対象に、U 相固定子突極と回転子突極の完全非対向状態 (図 1(a)) から完全対向状態 (図 1(b)) まで機械角 5° 毎に回転子位置を固定し、図 2 のように U 相巻線に波高値 120V のステップ電圧を与えた場合の電流時間応答波形 $i(t)$ および磁束鎖交数 $\lambda(t)$ から得られる磁化特性を図 3 に示す。ここで、回転子位置 θ は U 相固定子突極と回転子突極の完全対向時の突極中心を原点に機械角で定義しており、磁束鎖交数 $\lambda(t)$ は巻線印加電圧を $v_{ph}(t)$ 、測定された電流時間応答波形を $i(t)$ として次式により求めている。

図1 供試SRMの構造
Fig. 1. Construction of test motor.

表1 供試SRMの諸元
Table 1. Specifications of test motor.

回転子/固定子極数	6/4	ギャップ長	0.25 [mm]
定格出力	1.5 [kW]	ロータ積厚	80 [mm]
定格回転数	5400 [rpm]	固定子突極開角	30 [deg]
定格トルク	2.65 [N·m]	回転子突極開角	45 [deg]
ステータ外径	112 [mm]	巻数/相	80
ロータ外径	60.5 [mm]	巻線抵抗/相 R	0.27[Ω]

(b) 巻線電流および磁束鎖交数の時間応答波形

図2 磁化特性の測定法

Fig. 2. Measurement method of magnetization characteristics.

$$\lambda(t) = \int \{v_{ph}(t) - R \cdot i(t)\} dt \quad (1)$$

なお、図3で機械角5°毎の10点の位置に対し、対応する磁化曲線が9本しか見られないのは、供試機の場合では突極対向近傍の85°と対向時90°の磁化曲線がほぼ同じ曲線で重なっているためである。

図3 供試SRMの磁化特性
Fig. 3. Magnetization characteristics of test motor.

3. 磁化特性の簡易数式表現に基づく位置推定原理

〈3・1〉 磁化特性の数式表現 磁化特性の数式モデルは、D.A.Torrey氏⁽⁶⁾らによって1990年に検討されており、巻線電流*i*および回転子位置θの関数として磁束鎖交数λを次式で定義している。

$$\lambda(i, \theta) = a_1(\theta)(1 - e^{a_2(\theta)i}) + a_3(\theta)i \quad (2)$$

(2) 式中の $a_1(\theta) \sim a_3(\theta)$ は次式で与えられる。

$$a_m(\theta) = \sum_{k=0}^{\infty} A_{mk} \cos(k\alpha\theta) \quad (3)$$

ただし、 $m = 1, 2, 3$

ここで、αは回転子極数である。

Torrey氏らは(2)式をSRMの解析モデルとして提案したが、本研究ではSRMの位置センサレス化を目的に、(2)式を出発点とした回転子位置推定のための磁化特性の簡易数式表現を提案するもので、以下、簡易数式化について説明する。

〈3・2〉 磁化特性の簡易数式表現

〈3・2・1〉 簡易数式化手順 e^x のテーラー展開は、

$$e^x = 1 + x + \frac{x^2}{2} + \dots + \frac{x^n}{n!} \quad (4)$$

で与えられることから、(2)式は次式に書き改められる。

$$\lambda(i, \theta) = \sum_{n=1}^{n_{max}} L_n(\theta) i^n \quad (5)$$

ここで、(5)式中の位置の関数係数 $L_n(\theta)$ は次式で記せる。

$$L_n(\theta) = \sum_{k=0}^{\infty} L_{nk} \cos(k\alpha\theta) \quad (6)$$

(5) 式の電流の最大次数 n_{max} 、(6) 式のフーリエ係数 L_{nk} は、図 3 の磁化特性の測定値を基に、最少二乗近似および DFT 解析により決定できる。

(stage1) 電流最大次数 n_{max} の決定

巻線電流値の増加に対して磁気飽和現象が最も顕著となるのは、回転子位置が完全対向時 ($\theta = 90^\circ$) で、この場合に (5) 式の電流次数 n に、より高次の成分が含まれる。したがって、電流の最大次数 n_{max} を決定するためには、完全対向時の磁化特性に対して (7) 式により最小二乗近似を行えばよい。

$$\lambda(i)|_{\theta=90^\circ} = \sum_{n=1}^{\infty} L_n i^n \quad \dots\dots\dots (7)$$

得られた最小二乗近似結果では、電流の 7 次以上の係数 $L_7, L_8 \dots$ が 6 次までの係数 $L_1 \sim L_6$ に比べて十分小さく無視できる程度であったため、電流の最大次数の低次化を目的に $n_{max}=6$ とした。

(stage2) フーリエ係数 L_{nk} の決定

他の回転子位置についても順次 (stage1) を行えば、回転子位置に対する $L_1 \sim L_6$ の値を得る。一例として、回転子位置に対する L_1 の空間分布を図 4 に示す。同図で回転子位置 $0^\circ \sim 40^\circ$ のデータは、モータ構造の対称性から $90^\circ \sim 50^\circ$ のデータを置き換えており、 $L_1 \sim L_6$ の空間分布の DFT 解析により各フーリエ係数 L_{nk} を決定できる。

(stage1)、(stage2) で決定した、電流の最大次数 n_{max} および各フーリエ係数 L_{nk} を (5) 式に代入して得た、完全対向時の磁化特性を図 5 に示す。同図から、(5) 式で得られた磁化特性は測定値に対し、10A 以上の飽和領域で大きな誤差を持つことがわかる。この原因は、基準とする磁化特性の測定値の角度分割数が少なく、 $k=8$ 次以上の高次成分は DFT 解析では得られないため、測定角度の分割数の増加によりこの誤差は低減できる。しかし、測定データ数の増加

図 4 係数 L_1 の空間分布

Fig. 4. Space distribution of coefficient L_1 .

図 5 (5) 式で得られた完全対向時の磁化特性

Fig. 5. Magnetization characteristic at aligned position obtained by expression (5).

は実用上の観点から望ましくなく、位置の関数係数 $L_n(\theta)$ の高次化は数式の簡素性を失わせるため、以下に磁化特性の領域分割による簡易数式表現の精度改善策を述べる。

〈3・2・2〉 非飽和・飽和領域分割による簡易数式表現の精度改善

図 5 によれば、(5) 式で得られた磁化特性は巻線電流 10A までは十分な精度を持つ。そこで、境界値を $I_s = 10A$ とし、これ以下を非飽和領域、以上を飽和領域として簡易数式表現を再構成する。この場合、(5) 式は次式に書き改められる。

$$\lambda(i, \theta) = \sum_{n=1}^{n_{max}} L_n(\theta) i^n + \sum_{m=1}^{m_{max}} L_{sm}(\theta) (i - I_s)^m \quad (8)$$

ただし、 $i < I_s$ のとき 第 2 項 $(i - I_s) = 0$

$i \geq I_s$ のとき 第 1 項 $i = I_s$

ここで、(8) 式中の位置の関数係数 $L_{sm}(\theta)$ は次式で記せる。

$$L_{sm}(\theta) = \sum_{k=0}^{\infty} L_{smk} \cos(k\alpha\theta) \quad \dots\dots\dots (9)$$

(8) 式の m_{max} 、(9) 式の L_{smk} はそれぞれ飽和領域における電流の最大次数とフーリエ係数で、前述と同様に (stage1)、(stage2) により決定できる。決定した $m_{max} = 3$ 、 L_{smk} を (8) 式に代入して得られた磁化特性が図 6 で、回転子位置によらず測定値に対して最大誤差 5% の範囲で一致し、提案する簡易数式表現の妥当性が確認できる。

〈3・3〉 簡易数式表現に基づく位置推定原理 (6)、(9) 式において 3 次以上 ($k \geq 3$) のフーリエ係数が無視できるとし、2 次までが有効であることを前提とすれば、(8) 式は次式に整理できる。

$$A_1 \cos(2\alpha\theta) + B_1 \cos(\alpha\theta) + C_1 = 0 \quad \dots\dots\dots (10)$$

ここで、 A_1 、 B_1 、 C_1 はそれぞれ、

図6 簡易数式表現 (8) 式で得られた磁化特性
Fig. 6. Magnetization characteristics obtained by simple expression (8).

$$\left. \begin{aligned} A_1 &= \sum_{n=1}^{n_{max}} L_{n2} I_s^n + \sum_{m=1}^{m_{max}} L_{sm2} (i - I_s)^m \\ B_1 &= \sum_{n=1}^{n_{max}} L_{n1} I_s^n + \sum_{m=1}^{m_{max}} L_{sm1} (i - I_s)^m \\ C_1 &= \sum_{n=1}^{n_{max}} L_{n0} I_s^n + \sum_{m=1}^{m_{max}} L_{sm0} (i - I_s)^m - \lambda \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

で与えられる。巻線電流 i および巻線印加電圧 v_{ph} の検出値を用いれば、 C_1 に含まれる磁束鎖交数 λ は (1) 式で得られ、 A_1 、 B_1 、 C_1 はすべて算出可能となる。さらに (10) 式を整理すると次式の $\cos(\alpha\theta)$ を変数とする 2 次方程式が得られ、

$$2A_1 \cos^2(\alpha\theta) + B_1 \cos(\alpha\theta) + (C_1 - A_1) = 0 \quad (12)$$

これより回転子位置推定が可能となる。

上述では、前提条件を 2 次までのフーリエ係数が有効であるとしたが、この条件が位置推定精度に及ぼす影響を考察するため、(8) 式で 3 次以上のフーリエ係数を零とした位置推定用の簡易数式表現で得られる磁化特性を図 7 に示す。図 6 との比較から、3 次以上のフーリエ係数を含む場合に比べ、回転子位置が非対向近傍 ($\theta < 50^\circ$) および対向近傍 ($\theta > 75^\circ$) では測定値に対する誤差が大きくなっているものの、 $50^\circ < \theta < 75^\circ$ の範囲ではほぼ同一の特性が得られていることがわかる。本来、非対向および対向近傍では、位置の変化に対する磁束鎖交数の変化が少なく、位置の推定精度が低下することを考慮すれば、2 次までを有効とする条件が位置推定精度に及ぼす影響は少ない。

4. 簡易数式表現に基づく位置推定アルゴリズム

(3・3) で述べた位置推定演算を中心とする位置推定部の構成を図 8 に示す。

(step1) 推定相の決定

図7 位置推定用の簡易数式表現による磁化特性
Fig. 7. Magnetization characteristics obtained by simple expression for position estimation.

三相各相で均等に位置推定を行うとすれば一相あたりの推定期間は 30° で、(3・3) で述べた点を考慮し、U 相での推定開始角を 47.5° とすれば、各相の推定期間は U 相 $47.5^\circ \sim 77.5^\circ$ 、V 相 $17.5^\circ \sim 47.5^\circ$ 、W 相 $77.5^\circ \sim 17.5^\circ$ となる。これを基に推定部で最終的に得られた推定位置 θ_e を用いて、次の制御周期における位置推定相を決定する。

(step2) 磁束鎖交数の算出

(step1) で選択した励磁相の磁束鎖交数 λ を変換器直流電圧 V_{dc} 、PWM パターンおよび巻線電流値 i を用いて算出する。ここで、演算精度向上のために V_{dc} と PWM パターンに対して、実測したスイッチング素子およびダイオードの電圧降下およびスイッチング遅れを補正したものを巻線印加電圧 v_{ph} としている。

(step3) 簡易数式表現に基づく位置推定

巻線電流値 i と (step2) で得られた磁束鎖交数 λ を入力と

図8 位置推定部の構成

Fig. 8. Position estimator configuration.

し、回転子位置 θ_M を出力として得る。

(step4) バックアップ位置の算出

基本的には (step3) で得られる θ_M が回転子位置情報となるが、諸種の原因により、これが必ずしも正確な値とならない場合のバックアップデータとして、以下に説明する方法で得られるバックアップ位置情報 θ_p を用意する。

3 制御周期前の推定位置 $\theta_e(n-3)$ と推定位置の差分により算出した前回及び前々回の推定速度の平均 $\omega(n-\frac{3}{2})$ を用いて、(13) 式により現在のバックアップ位置情報 $\theta_p(n)$ を算出する。

$$\theta_p(n) = \theta_e(n-3) + 3\omega(n-\frac{3}{2})T_s \quad \dots\dots\dots (13)$$

ここで、 T_s は制御周期である。

(step5) θ_M or θ_p の選択

図 9 のフローチャートに従って、簡易数式表現より得られた推定位置 θ_M とバックアップ位置情報 θ_p の選択を行う。図中 (a)~(c) はノイズによる電流検出誤差や突極対向、非対向近辺での位置推定誤差に対応させるために設けた条件で、(a) は予測位置 θ_p の演算に用いる推定速度の信頼性を確認、これをクリアした上で (b) では θ_p を基準にモデル推定位置 θ_M の信頼性を確認、(c) は隣接する制御周期間で逆転することはないとする条件である。ここで、条件 (a)、(b) で用いた推定速度、位置の誤差許容値は実験的に決定した値である。

5. 実験システムと電流・速度制御系の構成

(5-1) 実験システム構成 実験に使用したシステム構成を図 10 に示す。コントローラには固定小数点形 DSP (TI 社製 TMS320C50) を使い、ターンオン角 θ_0 、転流角 θ_c ^(a)、速度指令 ω^* を入力として、位置推定演算を含む電流・速度制御演算を制御周期 127.2 μ sec で実行している。駆動変換

図 9 θ_M と θ_e の選択

Fig. 9. Selection of θ_M and θ_e .

器には 1 相あたりハーフブリッジ構成の回路 (図 2(a) 参照) を使い、各相電流はホール CT (LEM 社製 LA55-P 電流出力形)、駆動回路直流電圧は絶縁形電圧センサ (アイコーデンキ社製 DCPT-2510-1) を用いて検出している。ロータリーエンコーダ (HEIDENHAIN 社製 ROD426B) はモニター用として設けており、実位置に対する推定位置の評価に用いている。負荷には定格出力 1.54kW、定格速度 3000rpm の直流電動機 (安川電機社製 ミナーシャモータ UGMMEM-50AA1) を発電機として用いている。

(5-2) 位置センサレス電流・速度制御系の構成 位置センサレス駆動時の電流・速度制御系の構成を図 11 に示す。推定位置の差分により算出した値をローパスフィルタ (カットオフ周波数 200Hz) で処理して得られる推定速度 ω_e を用いて、速度 PI 制御を行っている。電流制御は矩形波電流駆動を前提に、速度 PI 演算で得られた電流波高値指令 I_{max}^* と検出電流値 i を比較し、印加電圧 v を

$$i \leq I_{max}^* \text{ の時 } v = V_{on}, i > I_{max}^* \text{ の時 } v = 0 \quad (14)$$

として、推定位置 θ_e に基づき PWM 制御を行っている。(14) 式の V_{on} 、図 11 中の θ_0 、 θ_c などの制御パラメータは、運転状態に応じて実験的に決定した値を用いている。

6. 実験結果

(6-1) 位置センサレス制御時の出力トルク-速度特性 提案手法で得られた推定位置 θ_e を用いて、供試機を位置センサレス制御した場合の出力トルク-速度特性を図 12 に示

図 10 実験システム構成

Fig. 10. Experimental system configuration.

図 11 電流・速度制御系の構成

Fig. 11. Construction of current and speed regulators.

す。負荷機の最大速度の制約から、4000rpm(供試機の定格速度の74%に相当)までの特性となっているが、0~100%の負荷トルク範囲において、最大速度比1:20の良好な位置センサレス速度制御特性が確認できる。

速度4000rpm/定格負荷トルク時の瞬時的な位置センサレス制御特性を図13に示す。この場合の電流波高値は16A程度と飽和領域での運転に相当する条件であり、実位置 θ_r と推定位置 θ_e との誤差 $\Delta\theta(=\theta_r - \theta_e)$ は平均的に零で、最大でも機械角2°と提案手法により良好な位置推定精度が確

図12 出力トルク-速度特性

Fig. 12. Output torque - speed characteristics.

図13 センサレス制御特性(4000rpm, 定格負荷)

Fig. 13. Position sensorless drive characteristics(4000rpm, rated load).

認できる。また、推定速度 ω_e は実速度 ω_r と一致し、速度指令に対して精度の良い速度制御が実現されている。

図14は速度200rpm/無負荷時の特性で、この場合の電流波高値は3A程度で線形領域での運転に相当し、磁束鎖交数に対する位置の推定感度が低下する領域である。同図で位置誤差 $\Delta\theta$ がほぼ周期性を持って現れるのは、位置推定感度の低下に伴い、磁束鎖交数算出時の補正演算における微小な誤差の影響が大きくなったためであるが、位置誤差は平均的に零で、最大でも機械角5°程度と比較的良好な位置推定精度が得られ、低速時でも指令速度に対して比較的精度の良い速度制御が実現されている。

〈6・2〉 加速時の位置センサレス制御特性 可変速時の提案手法の安定性を確認するため、200rpm から4000rpmまでのランプ速度指令 ω^* を与えた場合の位置センサレス制御特性を図15に示す。このとき、4000rpm時に定格負荷トルクを生じるように直流発電機の負荷抵抗を与え、加速度は2400rpm/secとした。図15より、位置誤差 $\Delta\theta$ 、速度誤差 $\Delta\omega$ は、それぞれ最大で4°、70rpmと提案手法により可変速時にも安定な位置センサレス制御特性が確認できる。

7. あとがき

本論文では、固定子/回転子が6/4、定格出力1.5kWの三相SRMを対象に、磁化特性の簡易数式表現に基づく位

図14 センサレス制御特性(200rpm, 無負荷)

Fig. 14. Position sensorless drive characteristics(200rpm, no load).

図 15 加速時のセンサレス制御特性

Fig.15. Acceleration characteristics for the ramp speed command.

位置推定アルゴリズムを提案した。安価な固定小数点形 DSP を用いた制御システムにより、実験的に提案手法の実用性の評価を行った。提案手法により、負荷条件に関らず 1:20 の可変速範囲で安定な位置センサレス駆動が実現できることを確認した。得られた成果は、コンプレッサやファンなどの廉価な可変速システムに対して、十分実用性のあるものと考えている。

(平成 11 年 06 月 07 日受付, 平成 12 年 02 月 02 日再受付)

文 献

- (1) T.J.E.Miller, et al; "Switched Reluctance Drives", IEEE/IAS Ann. Meeting, Tutorial Course Text, 1990.
- (2) B.C.Mecrow; "Fully Pitched-Winding Switched-Reluctance and Stepping-Motor Arrangements", IEE Proceedings-B, vol.140, No.1, pp.61-70, Jan., 1993.
- (3) I. Husain and M.Ehsani; "Rotor Position Sensing in Switched Reluctance Motor Drives by Measuring Mutually Induced Voltages", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol30, No.3, pp.665-672, 1994.
- (4) T.J.E.Miller et. al; "A New Sensorless Method for Switched Reluctance Motor Drives", Proc. of IEEE/IAS Ann. Meeting, pp.564-570, 1997.
- (5) L.Xu and J.Bu; "Position Transducerless Control of Switched Reluctance Motor using Minimum Magnetizing Input", Proc. of IEEE/IAS Ann. Meeting, pp.553-539, 1997.
- (6) P. Vas et. al; "Position Sensorless Control of SRM Drive using ANN-Techniques" Proc. of IEEE/IAS Ann. Meeting, pp.709-714, 1998.
- (7) S.Saha, K.Ochiai, T.Kosaka, N.Matsui and Y.Takeda; "A New Modelling Approach for Switched Reluctance Motors", 平 10 電学産業応用部門全国大会講演論文集, Vol.1, No.15, pp.41-44, 1998.
- (8) D.A.Torrey and J.H.Lang; "Modelling a nonlinear variable-reluctance motor drive", IEE proceedings., Vol.137, Pt. B, No.5, pp.314-326, Sept., 1990.

- (9) T.J.E.Miller, et al; "Switched Reluctance Motor and their control", Magna Physics Publishing and Clarendon Press Oxford, 1993.

小 坂 卓

(正員) 1968 年 12 月 29 日生。1996 年 3 月名古屋工業大学大学院博士前期課程電気情報工学専攻修了。1999 年 3 月同大学院博士後期課程電気情報工学専攻修了。1999 年 4 月同大学ベンチャービジネスラボラトリー非常勤講師、2000 年 4 月同大学電気情報工学科助手、現在に至る。工学博士。リラクタンス形モータの構造設計と制御に関する研究に従事。

松 井 信 行

(正員) 1943 年 5 月 7 日生。1968 年 3 月名古屋工業大学大学院修士課程修了。同年 4 月名古屋工業大学助手、講師、助教授を経て、1985 年 4 月同電気情報工学科教授、2000 年 4 月同大学副学長、現在に至る。工学博士。パワーエレクトロニクスおよびモーションコントロールの研究と教育に従事。計測自動制御学会、日本ロボット学会、IEEE Senior 会員。

Subrata Saha (非会員)

He was born in Calcutta, India in 1969. He received the M.Tech. and Ph.D degrees in Energy Systems engineering from Indian Institute of Technology, Bombay, India in 1993 and 1998, respectively. During Oct. 1997 to Mar. 1999, he has worked in Nagoya Institute of Technology as a researcher with the aid of Japanese Government Scholarship. From Apr. 1999, he has joined the Power Electronics Group of Matsushita Electric Industrial Co.Ltd.

武 田 洋 次

(正員) 1943 年 11 月 10 日生。1968 年 3 月大阪府立大学大学院修士課程修了。同年 4 月大阪府立大学助手、1993 年 4 月同教授、現在に至る。工学博士。主として、モータの可変速制御システム、リニアアクチュエータの研究に従事。IEEE、電気情報通信学会、パワーエレクトロニクス研究会会員。