Shinji Shinnaka Member (Kanagawa University, shinnaka @ kanagawa-u.ac.jp)

This paper investigates and proposes new system structures for vector control of permanent-magnet synchronous motors (PMSMs) with core loss. The proposed vector control systems have the following versatile features. (a) The systems employ the structures allowing control of the stator current through control of the load current. (b) The systems employ unique “stator voltage feedback-use” structures in order to accomplish simply the load current control. (c) The produced torque is directly related to the load current, and the precise torque control can be attained through the load current control. (d) The relation between produced torque and the load current is nonlinear for salient-pole PMSMs similarly to the case of no core loss, and a variety of the load current commands can be selected from viewpoints of minimum loss and/or wide speed range drives. The system structures add no constraints to the selection of the load current commands. (e) In addition to the torque control, the speed control can be allowed, where linearity between output of the speed controller and produced torque is kept. The validity of versatile features is verified through the numerical experiments.

The diagram illustrates the control architecture for a synchronous motor (SM). The reference torque τ^* is processed by a Command Converter to produce a reference current i_{Lr}^* . This current is fed into a Current Controller, which also receives feedback from the load current i_{Lr} (obtained from the Load Current Evolver). The Current Controller outputs a reference voltage v_{1r}^* . This voltage is transformed into the s -axis reference voltage v_{1s}^* using the rotor position θ (via the $R(\theta)$ block). The s -axis reference voltage is then transformed into the t -axis reference voltage v_{1t}^* using the S block. The t -axis reference voltage is fed into the Inverter, which produces the motor voltage v_{1t} . The motor voltage is fed back to the Inverter and also to a Speed Detector. The Speed Detector outputs the motor speed ω_{2m} , which is integrated by the PLL (N_p) to produce the rotor position θ . The rotor position θ is used by the $R(\theta)$ and S blocks for coordinate transformation. The Load Current Evolver receives the motor current i_{1t} and the rotor position θ to produce the load current i_{Lr} . The Load Current Evolver also receives the reference current i_{Lr}^* and the rotor position θ to produce the r -axis current i_{1r} . The r -axis current i_{1r} is transformed into the s -axis current i_{1s} using the $R^T(\theta)$ block. The s -axis current i_{1s} is transformed into the t -axis current i_{1t} using the S^T block. The t -axis current i_{1t} is fed back to the Inverter and also to the Load Current Evolver. The motor is represented by a circle labeled SM, which is connected to the Inverter and the Speed Detector. The motor is also connected to a grid (PG) through a switch.

- 23 -

鉄損を有する永久磁石同期モータのための ベクトル制御系の新構造

正 員 新中 新二*

New Structures of Vector Control Systems for Permanent-Magnet Synchronous Motors with Core Loss

Shinji Shinnaka*, Member

This paper investigates and proposes new system structures for vector control of permanent-magnet synchronous motors (PMSMs) with core loss. The proposed vector control systems have the following versatile features. (a) The systems employ the structures allowing control of the stator current through control of the load current. (b) The systems employ unique “stator voltage feedback-use” structures in order to accomplish simply the load current control. (c) The produced torque is directly related to the load current, and the precise torque control can be attained through the load current control. (d) The relation between produced torque and the load current is nonlinear for salient-pole PMSMs similarly to the case of no core loss, and a variety of the load current commands can be selected from viewpoints of minimum loss and/or wide speed range drives. The system structures add no constraints to the selection of the load current commands. (e) In addition to the torque control, the speed control can be allowed, where linearity between output of the speed controller and produced torque is kept. The validity of versatile features is verified through the numerical experiments.

キーワード：同期モータ，鉄損，ベクトル制御，構造，電流制御

Keywords: synchronous motor, core loss, vector control, structure, current control

1. はじめに

突極特性を有する永久磁石同期モータ (Salient-Pole Permanent-Magnet Synchronous Motor, SP-PMSM) の産業界における利用が，その効率の良さから，近年一層の広がりを見せている。利用拡大の中で，SP-PMSM の鉄損を考慮した，より精密なベクトル制御法の研究が進められている^{(1)~(5)}。

SP-PMSM に所期のトルク発生をさせるには，ベクトル制御法によることになる。ベクトル制御法は，SP-PMSM の数学モデルに立脚して構成されるため，鉄損を考慮したベクトル制御法の構築には，先ずこの数学モデルが必要となる。磁気回路で発生する損失である鉄損は，等価的に電気回路上の抵抗による損失としてモデリングするのが实际的である。この種のモデリングとしては，電磁鋼板自体のモデリングと同様に⁽⁶⁾，固定子巻線に対して並列的に等価鉄損抵抗を配するものと^{(1)~(12)}，直列的に配するものとが考

えられる^{(13)~(15)}。

前者に関しては，童・森本らの先駆的な提案に続き⁽⁴⁾⁽⁵⁾，数学的完成度の高いモデルとして，モータ内の電気磁氣的動特性を表現した回路方程式 (第1基本式)，トルク発生の瞬時関係を表現したトルク発生式 (第2基本式)，エネルギー伝達の動特性を表現したエネルギー伝達式 (第3基本式) の3つの整合性のとれた基本式からなる $\gamma\delta$ 一般座標系上の動的数学モデルが，新中により提案されている⁽¹⁾⁽²⁾。後者に関しては，水野により提案された誘導電動機のモデリング方法を⁽¹⁷⁾ SP-PMSM に応用した数学モデルが，千住らにより提案されている^{(13)~(15)}。

鉄損を考慮した数学モデル構築後の制御上の主たる課題は，(a) 電流制御系を中核としたベクトル制御系の構造決定と，(b) 構造決定したベクトル制御系に適用可能な，高効率あるいは広範囲駆動のための電流指令法 (すなわち，電流制御のための電流指令生成法) の確立にある。並列形数学モデルに立脚したベクトル制御系としては，童・森本ら提案のもの⁽⁴⁾⁽⁵⁾，Panaitescu ら提案のもの⁽⁶⁾，Monajemy ら提案のもの⁽⁷⁾，Mademlis ら提案のもの⁽⁹⁾，Cavallaro ら提案のもの⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾ などがある。これらベクトル制御系の構造は，電流制御系の上に速度制御系構成を条件にしたもの，ト

* 神奈川大学工学部電子情報フロンティア学科
〒221-8686 横浜市神奈川区六角橋 3-27-1
Dept. of Electrical Engineering, Kanagawa University
3-27-1, Rokkakubashi, Kanagawaku, Yokohama 221-8686

ルク制御にも適用可能なものなどその細部は異なるが、次のような共通点を有している。

- (a) 鉄損を無視した従来のベクトル制御法に利用された電流制御系を、基本的にそのまま利用する。すなわち、固定子電流の d 軸、 q 軸成分制御のための電流制御系の構造に関しては、変更はしない。
- (b) 固定子電流の d 軸、 q 軸成分制御のための電流指令生成を担うブロックを、鉄損を考慮の上、高効率駆動あるいは広範囲駆動の観点から、別途用意する。
- (c) 電流指令生成ブロックの構築には、固定子電圧の情報を利用しない。

従来のベクトル制御系の構造的な相違は、上記 (b) 項における電流指令生成ブロックの細部構造（すなわち、電流指令生成法）にある。換言するならば、従来の報告では、概して、電流指令生成ブロックの細部構造に注意が払われ、鉄損を考慮したベクトル制御系のあるべき構造に関しては、必ずしも十分な検討がなされていないようである^{(1)~(15)}。

本論文は、SP-PMSM のための鉄損を考慮したベクトル制御系のあるべき構造を検討し、新たな構造を提案するものである⁽¹⁸⁾⁽¹⁹⁾。提案のベクトル制御系は、以下のような特徴を有する。

- (a) 提案ベクトル制御系は、固定子電流を、固定子鉄損を担う固定子鉄損電流とトルク発生を担う固定子負荷電流とに等価的に分離した並列形数学モデルの中でも、数学的完成度の高い最新のモデルに立脚して⁽¹⁾⁽²⁾、固定子負荷電流の制御を通じて固定子電流を制御する構造を採用している。
- (b) 提案ベクトル制御系は、固定子負荷電流制御の平易な遂行を実現すべく固定子電圧を常時フィードバック利用する構造を採用している。
- (c) 固定子負荷電流と発生トルクとは、鉄損を無視できる場合の固定子電流と発生トルクと同様の関係にあり、提案構造では、鉄損分を排除した固定子負荷電流の制御を通じ、精度の高いトルク制御が可能となる（付録参照）^{(2)~(15)}。
- (d) トルク指令値から負荷電流指令値の生成を担う電流指令法に関しては、ベクトル制御系の構造に起因する制約はなく、種々のものが利用可能である。
- (e) 提案ベクトル制御系は、トルク制御と同時に、速度制御にも利用可能である。提案ベクトル制御系の上に速度制御系を構成する場合には、トルク指令値（速度制御器の出力）とトルク応答値の間に線形性が維持できるので、線形性の良い速度制御系の構成が可能となる。

本論文は、以下のように構成されている。次の第2章では、ベクトル制御系の構造決定の基礎となる SP-PMSM の数学モデルを整理する。第3章では、数学モデルに立脚したベクトル制御系として、電圧形負荷電流発生器（load current evolver）、または電圧形電流指令器（current commander）を用いた2種の構造を新規提案する。これらは共に、固定

子電圧を常時フィードバック利用する構造となっている。第4章では、提案構造のベクトル制御系によれば、トルク発生に寄与する固定子負荷電流が直接的に制御され、更には本制御を通じ、固定子電流が自動的に制御されることを、数値実験を通じ検証・確認する。第5章で、本論文を総括する。

（注1）本論文では、混乱の恐れのない限り、記号 s を微分演算子 d/dt 、またはラプラス演算子として、断りなく使用する。

2. SP-PMSM の数学モデル

〈2・1〉 動的数学モデル 図1のように、任意の瞬時速度 ω_γ で回転する $\gamma\delta$ 一般座標系を考える。同図には、 $\alpha\beta$ 固定座標系、 dq 同期座標系も参考までに表示している。また、SP-PMSM の回転子 N 極が主軸 γ 軸に対し、ある瞬時に位相 θ_γ をなしているものとする。

無視できない鉄損を有する SP-PMSM の数学モデルは、 $\gamma\delta$ 一般座標系上の次の (1)~(4) 式で記述することができる⁽¹⁾⁽²⁾。

【SP-PMSM の動的数学モデル】

回路方程式（第1基本式）

$$v_1 = (R_1 + R_c)i_1 - R_c i_L \dots\dots\dots (1)$$

$$v_1 = R_1 i_L + \left(\frac{R_1 + R_c}{R_c} \right) \cdot [D(s, \omega_\gamma)[L_i I + L_m Q(\theta_\gamma)]i_L + \omega_{2n} J \phi_m] \dots\dots\dots (2)$$

トルク発生式（第2基本式）

$$\tau = N_p i_L^T J [L_m Q(\theta_\gamma) i_L + \phi_m] \dots\dots\dots (3)$$

エネルギー伝達式（第3基本式）

$$\begin{aligned} i_1^T v_1 &= R_1 \|i_1\|^2 + R_c \|i_1 - i_L\|^2 + \frac{s}{2} (i_L^T \phi_i) + \omega_{2n} \tau \\ &= R_1 \|i_1\|^2 + R_c \|i_1 - i_L\|^2 \\ &\quad + \frac{s}{2} (L_i \|i_L\|^2 + L_m (i_L^T Q(\theta_\gamma) i_L)) + \omega_{2n} \tau \end{aligned} \dots\dots\dots (4)$$

ここに、 2×1 ベクトル v_1 , i_1 , i_L は、それぞれ固定子電圧、固定子電流、固定子負荷電流（固定子電流の負荷側等価流

図1 座標系と回転子位相の関係

Fig. 1. Three reference frames and rotor phase.

入分)を意味している。2x1 ベクトル ϕ_i, ϕ_m は、各々、固定子負荷電流 i_L によって誘導発生した固定子反作用磁束、回転子永久磁石に起因する回転子磁束であり、次のように記述される。

$$\phi_i = [L_i I + L_m Q(\theta_\gamma)] i_L \dots\dots\dots (5)$$

$$\phi_m = \Phi \begin{bmatrix} \cos \theta_\gamma \\ \sin \theta_\gamma \end{bmatrix}; \quad \Phi = \text{const} \dots\dots\dots (6)$$

ϕ_1 を固定子鎖交磁束とすると、次の関係が成立している。

$$\phi_1 = \phi_i + \phi_m \dots\dots\dots (7)$$

また、 I は 2x2 単位行列であり、 J は次式で定義された 2x2 交代行列である。

$$J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (8)$$

ω_{2n} は回転子の電気速度であり、 R_1, R_c は各々固定子の等価的な銅損抵抗 (巻線抵抗)、鉄損抵抗である。 L_i, L_m は固定子の同相インダクタンス、鏡相インダクタンスであり、 d, q インダクタンスとは次の関係を有する。

$$\begin{bmatrix} L_d \\ L_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_i \\ L_m \end{bmatrix} \dots\dots\dots (9)$$

また、 $Q(\cdot), D(\cdot, \cdot)$ は、各々以下のように定義された鏡行列、 D 因子である。

$$Q(\theta_\gamma) = \begin{bmatrix} \cos 2\theta_\gamma & \sin 2\theta_\gamma \\ \sin 2\theta_\gamma & -\cos 2\theta_\gamma \end{bmatrix} \dots\dots\dots (10)$$

$$D(s, \omega_\gamma) = sI + \omega_\gamma J \dots\dots\dots (11)$$

〈2・2〉 等価抵抗の鉄損表現能力 上記数学モデルが、単なる損失ではなく、固定子鉄損の特性を備えた損失を適切に表現し得ることが既に明らかにされている⁽¹⁾⁽²⁾。ここでは、この要点を整理しておく。

固定子鎖交磁束のノルムが一定の場合、すなわち $\|\phi_1\| = \text{const}$ が成立する場合には、固定子鎖交磁束の瞬時周波数を ω_{1f} とすると、次の関係が成立する。

$$D(s, \omega_\gamma) \phi_1 = \omega_{1f} J \phi_1; \quad \|\phi_1\| = \text{const} \dots\dots\dots (12)$$

$$\|D(s, \omega_\gamma) \phi_1\| = |\omega_{1f}| \|\phi_1\|; \quad \|\phi_1\| = \text{const} \dots\dots\dots (13)$$

(4) 式の右辺第 2 項として示された等価鉄損抵抗による損失 (すなわち、鉄損) は、固定子鎖交磁束を用い次のように評価することもできる。

$$R_c \|i_R\|^2 = \frac{1}{R_c} \|D(s, \omega_\gamma) \phi_1\|^2 \dots\dots\dots (14)$$

ただし、 i_R は、次式で定義された固定子鉄損電流 (固定子電流の鉄損側等価流入分) である。

$$i_R = i_1 - i_L \dots\dots\dots (15)$$

(14) 式に $\|\phi_1\| = \text{const}$ の条件の下に (13) 式を用いると、鉄損評価式として次式を得る、

$$R_c \|i_R\|^2 = \frac{\omega_{1f}^2}{R_c} \|\phi_1\|^2 \dots\dots\dots (16)$$

特に、等価鉄損抵抗を次式に示すように 2 種の等価抵抗を用い、より詳細に表現する場合には、

$$\frac{1}{R_c} = \frac{1}{R_{c0}} + \frac{1}{R_{c1} |\omega_{1f}|}; \quad \begin{matrix} R_{c0} = \text{const} \\ R_{c1} = \text{const} \end{matrix} \dots\dots\dots (17)$$

モデル上の鉄損は、次式のように評価される。

$$R_c \|i_R\|^2 = \frac{\omega_{1f}^2}{R_{c0}} \|\phi_1\|^2 + \frac{|\omega_{1f}|}{R_{c1}} \|\phi_1\|^2 \dots\dots\dots (18)$$

(18) 式の右辺第 1 項は固定子渦電流損を、第 2 項は固定子ヒステリシス損を示すものとなっている。すなわち、モータコアを構成する電磁鋼板の鉄損の主要素である渦電流損とヒステリシス損との定常値に関しては、渦電流損は 2 乗磁束と 2 乗周波数の積に比例し、またヒステリシス損は 2 乗磁束と周波数の積に比例することが知られている。(18) 式は、電磁鋼板のこの鉄損特性を適切に表現しており、しかも、このときの等価鉄損抵抗 R_{c0}, R_{c1} は基本的には定数である。

3. 電圧情報を利用した電流制御系の構造

〈3・1〉 電圧形負荷電流発生器を用いた構造 回路方程式 (2) 式、トルク発生式 (3) 式において、形式的に次の置換を行うことを考える。

$$i_L \rightarrow i_1, \quad \frac{R_c}{R_1 + R_c} v_1 \rightarrow v_1, \quad \frac{R_1 R_c}{R_1 + R_c} \rightarrow R_1 \dots\dots\dots (19)$$

上記の形式的な置換を施された回路方程式 (2) 式、トルク発生式 (3) 式は、鉄損の影響を無視した回路方程式、トルク発生式と同一になる。従って、固定子負荷電流 i_L が固定子電流 i_1 同様利用可能であれば、固定子電流の各成分を独立的に制御するための鉄損を無視したベクトル制御系の基本構造が利用できることがわかる。固定子負荷電流 i_L は、回路方程式 (1) 式より得た、次の固定子電圧を用いた関係に従い、算定可能である。

$$i_L = i_1 + \frac{1}{R_c} [R_1 i_1 - v_1] \dots\dots\dots (20)$$

上式は、dq 同期座標系、 $\alpha\beta$ 固定座標系を特別の場合として含む $\gamma\delta$ 一般座標系上で成立する関係であり、更には、定常応答、過渡応答を含めた各瞬時に成立する関係である。また、本関係を支配するモータパラメータは、固定子巻線抵抗と等価鉄損抵抗のみであり、他のモータパラメータを要しない。この点には注意されたい。

(20) 式に基づく固定子負荷電流の算定には、固定子電圧、固定子電流の情報が必要であるが、応用に際しては、これら実測値に代わって、これらの良好な近似値を利用してよ

い。特に固定子電圧に関しては、システム構成簡略化の観点から、近似値の利用が实际的である。(20) 式は、固定子電圧の近似値 v_1' を用いる場合には、次の実質的に等価な関係に書き改められる。

$$\mathbf{i}_L = \mathbf{i}_1 + \frac{1}{R_c} [R_1 \mathbf{i}_1 - \mathbf{v}'_1] \dots \dots \dots (21)$$

更に、固定子電流として同近似値 i_1' を利用する場合には、(20) 式は次の実質的に等価な関係に書き改められる。

$$\mathbf{i}_L = \mathbf{i}_1 + \frac{1}{R_c} [R_1 \mathbf{i}'_1 - \mathbf{v}'_1] \dots\dots\dots (22)$$

(21), (22) 式における固定子電圧近似値 v'_1 としては、例えば、固定子電圧指令値、固定子電圧指令値のフィルタ処理値などが考えられる。すなわち、

$$\mathbf{v}'_1 = \mathbf{v}^*_1(k-1) \dots \dots \dots (23a)$$

$$\mathbf{v}'_1 = G_v(s)\mathbf{v}_1^* \dots\dots\dots (23b)$$

(23a) 式は、電流制御系を離散時間的に構成する場合において、 k 時点の固定子負荷電流を $(k-1)$ 時点の固定子電圧指令値を利用して算定することを意味する。(23b) 式は、厳にプロパーな (strictly proper, すなわち相対次数が 1 以上の) 伝達関数をもつフィルタ $G_v(s)$ で処理した固定子電圧指令値を利用して、固定子負荷電流を算定することを意味する。このときのフィルタ $G_v(s)$ は電流制御帯域幅より広い帯域幅を持たせるようにすれば、フィルタ $G_v(s)$ が電流制御に及ぼす影響は、実質的には無視できるようになる。フィルタ $G_v(s)$ は連続時間的に実現しても、離散時間的に実現してもよい。

図 2 は、固定子電圧情報として同近似値を利用した (21) 式を、電圧形負荷電流発生器 (load current evolver) としてブロック線図で表現したものである。なお、同図では、等価鉄損抵抗 R_e の周波数依存性 ((17) 式参照) は実質的に

は速度依存性と同一であるとして（すなわち、 $|\omega_{1f}| \approx |\omega_{2n}|$ として）電気速度 ω_{2n} による貫徹矢印で表現している。

図3は、固定子負荷電流の算定に固定子電圧指令値を利用した電圧形負荷電流発生器を用いて、固定子負荷電流の d, q 軸成分を独立的に制御するためのベクトル制御系の構造を例示したものである。本図では、電圧、電流の信号に関しては、座標系を明示すべく、 uvw 座標系、 $\alpha\beta$ 固定座標系、 dq 同期座標系に対応して脚符 t, s, r を付している。本例では、電圧形負荷電流発生器はベクトル回転器 $\mathbf{R}^T(\cdot)$ の後に配置されており、この入出力信号は dq 同期座標系上の信号である。換言するならば、電圧形負荷電流発生器は dq 同期座標系上で構成されている。

同図より、電圧形負荷電流発生器に関連して、固定子電圧指令値が電流制御ループ内で再利用されている様子が明らかであろう。このように、各電流成分の独立制御において、固定子電圧をフィードバック的に再利用する点が、提案構造の特徴である。電圧形負荷電流発生器に冠した「電圧形」の所以はここにある。

図3のベクトル制御系における電流制御器としては、基本的に、鉄損を無視したベクトル制御のための電流制御器（一般には、PI制御器，非干渉器）をそのまま利用すればよい。非干渉器の構成には電流のd， α 軸成分が必要である。

図2 電圧形負荷電流発生器の概略構造
Fig. 2. A basic structure of load current evolver.

図 3 dq 同期座標系上で電圧形負荷電流発生器を用いたベクトル制御系の構造例

Fig. 3. A basic structure of vector control systems using the load current evolver in the rotor reference frame.

図 4 $\alpha\beta$ 固定座標系上で電圧形負荷電流発生器を用いたベクトル制御系の構造例

Fig. 4. A basic structure of vector control systems using the load current evolver in the stator reference frame.

が、本電流としては、固定子負荷電流、固定子電流のいずれでもよい。すなわち、

$$\tilde{v}_1^* = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) [i_L^* - i_L] \quad (24a)$$

$$v_1^* = \tilde{v}_1^* + \begin{bmatrix} -\omega_{2n} L_q i_{Lq} \\ \omega_{2n} (L_d i_{Ld} + \Phi) \end{bmatrix} \quad (24b)$$

または、

$$\tilde{v}_1^* = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) [i_L^* - i_L] \quad (25a)$$

$$v_1^* = \tilde{v}_1^* + \begin{bmatrix} -\omega_{2n} L_q i_{Lq} \\ \omega_{2n} (L_d i_{Ld} + \Phi) \end{bmatrix} \quad (25b)$$

上式における脚符 d, q は、d, q 軸成分を意味する。また、若干の過渡応答の劣化を許容するならば、鉄損を無視したベクトル制御の場合と同様に非干渉器の撤去も可能である。すなわち、

$$v_1^* = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) [i_L^* - i_L] \quad (26)$$

図 3 のベクトル制御系における電流制御器への入力信号である固定子負荷電流と同指令値との偏差は、次式となる。

$$\begin{aligned} i_L^* - i_L &= i_L^* - \left[i_1 + \frac{1}{R_c} [R_1 i_1 - v_1'] \right] \\ &= \left[i_L^* + \frac{1}{R_c} [v_1' - R_1 i_1] \right] - i_1 = i_1^* - i_1 \end{aligned} \quad (27a)$$

$$i_1^* = i_L^* + \frac{1}{R_c} [v_1' - R_1 i_1] \quad (27b)$$

(27) 式におけるすべての信号は、dq 同期座標系上の信号である。

図 4 は、電圧形負荷電流発生器を $\alpha\beta$ 固定座標系上で構成した例である。固定子電圧指令値をフィードバック的に

再利用した電圧形負荷電流発生器の構成座標系の違いを除けば、他は図 3 と同一である。この場合の電流制御器への入力信号である固定子負荷電流と同指令値との偏差は、次式となる。

$$\begin{aligned} i_L^* - i_L &= i_L^* - R^T(\theta_\alpha) \left[i_{1s} + \frac{1}{R_c} [R_1 i_{1s} - v_{1s}'] \right] \\ &= \left[i_L^* + \frac{1}{R_c} R^T(\theta_\alpha) [v_{1s}' - R_1 i_{1s}] \right] - i_1 = i_1^* - i_1 \end{aligned} \quad (28a)$$

$$\begin{aligned} i_1^* &= i_L^* + \frac{1}{R_c} R^T(\theta_\alpha) [v_{1s}' - R_1 i_{1s}] \\ &= i_L^* + \frac{1}{R_c} [v_1' - R_1 i_1] \end{aligned} \quad (28b)$$

$$v_1' = R^T(\theta_\alpha) v_{1s}', \quad i_1 = R^T(\theta_\alpha) i_{1s} \quad (28c)$$

(28) 式における脚符 s は、関連信号が $\alpha\beta$ 固定座標系上の信号であることを意味する。(28) 式と (27) 式の比較より明白のように、図 3、図 4 に示した両システムは、(28c) 式の関係が保持されれば、同一の制御性能を有する。

図 3、図 4 のシステム構造の基礎となった (20) 式は $\gamma\delta$ 一般座標系上の関係であるが、同様な関係は uvw 三相信号の間でも成立し、電圧形負荷電流発生器は uvw 座標系上でも構成可能である。この場合も、固定子負荷電流と同指令値との偏差の評価を通じ、(27)、(28) 式と等価な偏差が得られ、ひいては図 3、図 4 のシステムと同一の応答が得られる。

(20) 式と実質等価な関係にある (22) 式を利用し、固定子電流近似値 i_1' として同指令値を採用する場合には (すなわち $i_1' = i_1^*$)、固定子負荷電流は、次のように算定される。

$$i_L = i_1 + \frac{1}{R_c} [R_1 i_1^* - v_1'] \quad (29)$$

この場合の電流制御器への入力信号である固定子負荷電流と同指令値との偏差は、次式のように整理される。

$$\begin{aligned}
 i_L^* - i_L &= i_L^* - \left[i_1 + \frac{1}{R_c} [R_1 i_1^* - v_1'] \right] \\
 &= \left[i_1^* + \frac{1}{R_c} [v_1' - R_1 i_1^*] \right] - i_1 = i_1^* - i_1 \quad \dots\dots\dots (30a)
 \end{aligned}$$

$$i_1^* = \frac{1}{R_1 + R_c} [R_c i_L^* + v_1'] \quad \dots\dots\dots (30b)$$

〈3・2〉 電圧形電流指令器を用いた構造 鉄損の影響を考慮して固定子電流指令値を発生するならば、固定子鉄損を無視したベクトル制御系をそのまま活用できる。このような固定子電流指令値の生成法は、高効率駆動法あるいは広範囲駆動法にリンクした形で、既に幾つか報告されている^{(4)~(12)}。本節では、これら従来法と異なり、特定の高効率駆動法あるいは広範囲駆動法に制約されない汎用性のある固定子電流指令法を提案する。

提案の方法は、固定子負荷電流指令値のフィードフォワード利用と固定子電圧のフィードバック利用により、固定子電流指令を生成するものである。(20)式に基づき得られた(27)式あるいは(30)式は、鉄損の影響を無視したベクトル制御系において、固定子電流指令値を(27b)式あるいは(30b)式のように生成したものと等価であることを意味している。すなわち、(27b)式あるいは(30b)式を利用するならば、特定の駆動法に制約されない汎用性のある形で、固定子電流指令値を難なく発生できる。

図5は、固定子負荷電流指令値を利用して固定子電流指令値を発生するための電圧形電流指令器 (current commander) をブロック線図で表現したものである。同図の(a), (b)は、各々(27b)式、(30b)式に基づいており、名称の所以となった固定子電圧情報を利用している。なお、同図では、電圧形負荷電流発生器と同様に、等価鉄損抵抗 R_c の周波数依存性 ((17)式参照) は実質的には速度依存性と同一であるとして (すなわち、 $|\omega_{1f}| \approx |\omega_{2n}|$ として) 電気速度 ω_{2n} による貫徹矢印で表現している。

図6に、電圧形電流指令器によるベクトル制御系の構造例を示した。図5に示したように、電圧形電流指令器には必ずしも固定子電流は必要ないので、電圧形電流指令器への固定子電流入力は破線で示している。固定子電流の制限は、電圧形負荷電流発生器を利用したベクトル制御系、電圧形電流指令器を利用したベクトル制御系のいずれでも実施可能であるが、電圧形電流指令器を利用したベクトル制御系は、陽に固定子電流指令値を生成しており、固定子電流制限を実施しやすい構造になっている、と言える。

図3, 図4, 図6に例示した電圧形負荷電流発生器または電圧形電流指令器を用いたベクトル制御系は、固定子負荷電流指令値を発生していることから理解されるように、固定子負荷電流の制御を介して固定子電流を制御するもので

図5 電圧形電流指令器の構成例

Fig. 5. A basic structure of current commander.

図6 電圧形電流指令器を用いたベクトル制御系の構造例

Fig. 6. A basic structure of vector control systems using the current commander in the rotor reference frame.

図 8 シミュレーションシステム

Fig. 8. A simulation system.

表 1 供試モータの特性

Table 1. Characteristics of test motor.

R_l	2.259 (Ω)	rated torque	about 2.2(Nm)
R_c	100 (Ω)	rated speed	183(rad/s)
L_i	0.02662(H)	rated current	1.7(A, rms)
L_m	-0.00588(H)	rated voltage	163(V, rms)
Φ	0.24 (V s/rad)	moment of inertia	0.0016(kg m^2)
N_p	3	rated power	400(W)

構造の妥当性を平易かつ明瞭に検証・確認すべく、小さな等価鉄損抵抗（すなわち、大きな鉄損を生じる等価鉄損抵抗）をもつ表 1 のものとした。本供試モータに対して電流制御ループの帯域幅が約 2000 (rad/s) が得られるように PI 制御器パラメータを以下のように設計した。

$$K_p = 53.24, \quad K_i = 9583 \dots \dots \dots (32)$$

dq 同期座標系上の電圧形負荷電流発生器は、(21) 式に従って構成した。このときの固定子電圧近似値 v_1' には、(23b) 式に示した、固定子電圧指令値のフィルタ処理値を用いた。また、このときのフィルタ $G_v(s)$ としては、電流制御ループ帯域の 2 倍の帯域をもつ次の 1 次とした。

$$G_v(s) = \frac{4000}{s + 4000} \dots \dots \dots (33)$$

〈4・2〉電圧形負荷電流発生器を用いた制御系の性能例

A. 非干渉器を併用した応答の第 1 例 (24) 式に従い、PI 制御器と非干渉器とを用いた電流制御器を構成した。すなわち、非干渉器には固定子負荷電流を利用した。PI 制御器のパラメータ値は、(32) 式の通りである。

固定子負荷電流の制御性能を検証・確認するための試験は、以下のように行った。まず、負荷装置を用い、供試 SP-PMSM をこの定格速度近傍値である 180 (rad/s) の一定速度で駆動した。この間、固定子負荷電流指令値にはゼロを与え、固定子負荷電流の d 軸、q 軸成分はゼロ状態に維持した。この上で、ある瞬時に固定子負荷電流指令値の q 軸成分に一定値 3 (A) を与え、一方で d 軸成分はゼロを維持した。すなわち、

図 9 固定子負荷電流を用いた非干渉器を併用した制御応答例

Fig. 9. Response examples of current control with decoupler using stator load current.

$$\begin{bmatrix} i_{Ld}^* \\ i_{Lq}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 3 \end{bmatrix} \dots \dots \dots (34)$$

応答結果を図 9 に示す。同図の波形は、上から、固定子電流 q 軸成分、固定子負荷電流 q 軸成分、発生トルク、固定子負荷電流 d 軸成分、固定子電流 d 軸成分である。ステップ状の負荷電流 q 軸成分指令値の変化に対して、負荷電流 d 軸成分に若干の揺らぎが出現しているが、揺らぎは 2(ms) 程度で収斂し、実質的に非干渉化が達成されている。

発生トルクとしては概ね定格値が得られているが、本値は、トルク発生式 (3) 式を dq 同期座標系上で評価した次の関係と合致するものである。

$$\tau = N_p(2L_m i_{Ld} + \Phi) i_{Lq} \dots \dots \dots (35)$$

固定子負荷電流がゼロ状態でも、SP-PMSM の回転に起因して、固定子電流の q 軸電流が流れている点、(34) 式の指令印加後には固定子電流 q 軸成分、d 軸成分は、各々正、負の方向へ大きくなっている点には、注意されたい。固定子負荷電流に対する固定子電流の増加分は、固定子鉄損電流に対応している。本応答結果は、定常状態では次式のように解析され⁽⁴⁾⁽⁵⁾、解析結果とも一致している。

$$\begin{aligned} i_1 &= i_L + i_R = i_L + \frac{D(0, \omega_{2n}) \phi_1}{R_c} \\ &= \begin{bmatrix} i_{Ld} - \frac{\omega_{2n} L_q i_{Lq}}{R_c} \\ i_{Lq} + \frac{\omega_{2n} (L_d i_{Ld} + \Phi)}{R_c} \end{bmatrix} \dots \dots \dots (36) \end{aligned}$$

すなわち、固定子負荷電流の制御を通じて、発生トルクと同様に、固定子電流も制御されている。

(注 2) 定常状態関係式 (36) 式が明示しているように、固定子鉄損電流は、等価鉄損抵抗のみでは定まらない。固定子鉄損電流を固定子負荷電流との関係で評価する場合には、これは、等価鉄損抵抗に加え、電気速度、dq 固定子インダクタンス、回転子磁束強度の関数となる。本事実、固定子負荷電流に対する固定

図 10 固定子電流を用いた非干渉器を併用した制御応答例

Fig. 10. Response examples of current control with decoupler using stator current.

子鉄損電流の大きさの把握には、等価鉄損抵抗に加え、これらパラメータと速度の把握も同時に必要であること意味している。なお、表 1 の供試モータパラメータは、既に明記したように提案構造の検証・確認がし易いように小さい等価鉄損抵抗を利用している点、ひいては固定子負荷電流が大きく出ている点には、注意されたい。

B. 非干渉器を併用した応答の第 2 例 非干渉器に利用する電流の違いを調べるためのシミュレーション実験を行った。非干渉器には、固定子負荷電流に代わって、固定子電流そのものを利用した。すなわち、(25) 式に従い電流制御器を構成した。応答の結果を図 10 に示す。波形の意味は、図 9 と同一である。ステップ状の負荷電流 q 軸成分指令値の変化時における固定子負荷電流 d 軸成分の揺らぎが、図 9 のもの以上に抑えられており、非干渉化性能の向上が確認される。

C. 非干渉器を用いない応答例 非干渉器を撤去して、同様のシミュレーション実験を行った。PI 制御器の構成は、非干渉器を併用した場合と同一である。応答の結果を図 11 に示す。波形の意味は、図 9、図 10 と同一である。非干渉器の撤去により、ステップ状の固定子負荷電流 q 軸成分指令値の印加に応じ、固定子負荷電流 d 軸成分に大きめな変動が出現している。また、同 d 軸成分のゼロへの収束時間も非干渉器を用いた場合より数倍長くなっている。しかし、トルク応答値は良好である。定常応答に関しては、非干渉器を用いない場合と用いた場合との違いはない。

D. ゼロ速度における応答例 (18) 式に示したように、鉄損は周波数依存性を有し、ゼロ周波数では鉄損は発生しない。換言するならば、ゼロ周波数では固定子鉄損電流はゼロとなり、固定子負荷電流は固定子電流そのものとなる。提案ベクトル制御系による本特性を検証・確認すべくシミュレーション実験を行った。実験条件は、回転子速度の違いを除けば、図 9～図 11 の場合と同一である。ゼロ速度の場合には非干渉器の有無の違いはない ((24)–(26) 式参照)。

実験結果を図 12 に示す。波形の有無は前図と同一であ

図 11 非干渉器を用いない制御応答例

Fig. 11. Response examples of current control with no decoupler.

図 12 ゼロ速度での制御応答例

Fig. 12. Response examples of current control at standstill.

る。図より、固定子電流は固定子負荷電流と同一となっており、鉄損の影響は消滅していることが確認される ((36) 式参照)。すなわち、提案のベクトル制御系は所期の制御性能を発揮していることが確認される。

〈4・3〉 電圧形電流指令器を用いた制御系の性能例 上記の A～D 項までのすべてのシミュレーション実験は、電圧形負荷電流発生器を用いた図 3 のベクトル制御系に対応したものであった。これに代わって、電圧形電流指令器を用いた図 6 のベクトル制御系に対応した実験を行い、前実験との違いを検証・確認した。シミュレーション実験のためのベクトル制御系は、図 8 と同様に構成した。電圧形電流指令器としては、(30b) 式に立脚した図 5(b) に従い構成した。〈4・2〉 節 A～D 項と同一内容の実験を行った結果、電圧形負荷電流発生器を用いた実験結果との有意の差異は発見されなかった。

5. おわりに

本論文は、SP-PMSM のための鉄損を考慮したベクトル制御系のあるべき構造を検討し、新構造のものを提案した。提案のベクトル制御系は、以下のような特徴をもつものであった。(a) 提案ベクトル制御系は、固定子負荷電流の制御

を通じて固定子電流を制御する構造を採用している。(b) 提案ベクトル制御系は、固定子負荷電流制御の平易な遂行を実現すべく固定子電圧を常時フィードバック利用する構造を採用している。(c) 提案構造では、鉄損分を排除した固定子負荷電流の制御を通じ、精度の高いトルク制御が可能である。(d) トルク指令値から負荷電流指令値の生成を担う電流指令法も種々のものが利用可能である。(e) 提案ベクトル制御系は、トルク制御と同時に速度制御にも適用可能であり、線形性の良い速度制御系の構成が可能である。上記特徴をもつ提案ベクトル制御系の今後の活用が期待される。
(平成 19 年 8 月 27 日受付, 平成 19 年 10 月 19 日再受付)

文 献

- (1) S. Shinnaka: "Proposition of New Mathematical Models with Core Loss Factor for Controlling AC Motors", Proc. of the 24-th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON'98), pp.297-302 (1998-9)
- (2) S. Shinnaka: "A New Mathematical Model with Parallel Core-Loss Factor for Salient-Pole Synchronous Motor", Trans. of Society of Instrument and Control Engineers (T. SICE), Vol.36, No.2, pp.223-225 (2000-2) (in Japanese)
新中新二:「統一固定子モデルに立脚した突極形同期モータの並列形鉄損項をもつ新数学モデルの構築」, 計測自動制御学会論文集, 36, 2, pp.223-225 (2000-2)
- (3) S. Shinnaka: "New Practical Optimal Current Control Methods for Energy-Efficient Wide-Speed-Range Operation of Salient-Pole Permanent Magnet Synchronous Motor with Core-Losses", *IEEE Trans. IA*, Vol.123, No.11, pp.1359-1370 (2003-11) (in Japanese)
新中新二:「突極形永久磁石同期モータの広範囲高効率運転のための鉄損を考慮した実用的最適電流指令法」, 電学論 D, 123, 11, pp.1359-1370 (2003-11)
- (4) Y. Tong, J. Morimoto, S. Morimoto, Y. Takeda, and T. Hirasu: "High Efficiency Control of Brushless DC Motors for Energy Saving", *IEEE Trans. IA*, Vol.112, No.3, pp.285-291 (1992-3) (in Japanese)
童 毅・森本純司・森本茂雄・武田洋次・平紗多賀男:「ブラシレス DC モータの省エネルギー高効率運転法」, 電学論 D, 112, 3, pp.285-291 (1992-3)
- (5) S. Morimoto, Y. Tong, Y. Takeda, and T. Hirasu: "Loss Minimization Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Drives", *IEEE Trans. Industrial Electronics*, Vol.41, No.5, pp.511-517 (1994-10)
- (6) R.C. Panaitescu and I. Topa: "Optimal Control Method for PMSM by Minimization of Electrical Losses", Proc. of the 6-th International Conference on Optimization of Electrical and Electronics Equipments (OPTIM'98), Vol.2, pp.451-456 (1998-3)
- (7) R. Monajemy and R. Krishnan: "Control and Dynamics of Constant-Power-Loss-Based Operation of Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive System", *IEEE Trans. Industrial Electronics*, Vol.48, No.4, pp.839-844 (2001-8)
- (8) C. Mademlis, J. Xypteras, and N. Margaris: "Loss Minimization in Surface Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives", *IEEE Trans. Industrial Electronics*, Vol.47, No.1, pp.115-122 (2000-2)
- (9) C. Mademlis and N. Margaris: "Loss Minimization in Vector-Controlled Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives", *IEEE Trans. Industrial Electronics*, Vol.49, No.6, pp.1344-1347 (2002-12)
- (10) C. Cavallaro, A.O. Di-Tommaso, R. Miceli, A. Raciti, G.R. Galluzzo, and M. Trapanese: "Analysis a DSP Implementation and Experimental Validation of a Loss Minimization Algorithm Applied to Permanent Magnet Synchronous Motor Drives", Proc. of the 29-th Annual Conference on the IEEE Industrial Electronics Society (IECON'03), Vol.1, pp.312-317 (2003-11)
- (11) C. Cavallaro, A.O. Di-Tommaso, R. Miceli, A. Raciti, G.R. Galluzzo, and M. Trapanese: "Efficiency Enhancement of Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives by Online Loss Minimization Approaches", *IEEE Trans. Industrial Electronics*, Vol.52, No.4, pp.1153-1160 (2005-8)
- (12) N.R. Abjadi, J. Soltani, M. Pahlavaninezhad, and J. Askari: "A Nonlinear Adaptive Controller for Speed Sensorless PMSM Taking the Iron Loss Resistance into Account", Proc. of the 8-th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS 2005), Vol.1, pp.188-193 (2005-9)

- (13) T. Senju, T. Shimabukuro, and K. Uezato: "Vector Control of Permanent Magnet Synchronous Motors Including Stator Iron Loss", Proc. of the IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT 1994), pp.1-5 (1994-12)
- (14) T. Senju, T. Shimabukuro, N. Urasaki, and K. Uezato: "Vector Control of PMSM with On-Line Parameter Measurement Including Stator Iron Loss", Proc. of the IEEE International Conference on Industrial Electronics Control and Instrumentation (IECON 1996), Vol.3, pp.1717-1722 (1996-8)
- (15) T. Senju, N. Urasaki, and K. Uezato: "Influence of Stator Iron Loss in Flux Weakening Region for Interior PMSM", Proc. of 1998 Power Electronics Drives and Energy Systems for Industrial Growth (PEDES 1998), Vol.1, pp.20-25 (1998-12)
- (16) 開道 力:「鋼板内磁気特性分布を考慮した電磁鋼板コアの等価回路」, 日本応用磁気学会誌, Vol.19, No.1, pp.39-44 (1995-1)
- (17) 水野孝行・高山順一・市岡忠士・寺嶋正之:「固定子鉄損を考慮した誘導電動機の非干渉制御法」, 電学論 D, 109, 11, pp.841-848 (1989-11)
- (18) 新中新二:「交流電動機のベクトル制御方法」, 日本国特許第 3994419 号 (1997-9-25)
- (19) 新中新二・千田 剛:「鉄損を有する誘導モータのための新数学モデルに基づくベクトル制御」, 平 10 電学全大講演論文集, 4, pp.316-317 (1998-3)
- (20) S. Shinnaka: "New Vector Controller in the D-module for Three-Phase Systems", *IEEE Trans. IA*, Vol.122, No.12, pp.1121-1128 (2002-12) (in Japanese)
新中新二:「三相システムのための D 因子ベクトルコントローラの提案」, 電学論 D, 122, 12, pp.1121-1128 (2002-12)
- (21) S. Shinnaka: "New Block Diagrams Using Vector Signals in the General Frame of Reference for AC Motors with Stator Core Losses", *IEEE Trans. IA*, Vol.120, No.12, pp.1492-1500 (2000-12) (in Japanese)
新中新二:「固定子鉄損を有する交流モータの一般座標ベクトル信号によるブロック線図」, 電学論 D, 120, 12, pp.1492-1500 (2000-12)

付 録

トルク変動率

鉄損を有する PMSM に対して、鉄損を無視したベクトル制御を通じてトルク発生を行った場合に起きるトルク変動の割合（トルク変動率）を以下に示す。

鉄損を有する PMSM において、実際に発生されるトルクを τ で、また PMSM に対して鉄損が無視できると仮定して期待したトルクを $\hat{\tau}$ で表現する。また、両トルクの差異を $\Delta\tau$ で表現する。

鉄損が無視できると仮定して期待したトルクは、dq 同期座標系上の信号を用い、次のように展開することができる。

$$\begin{aligned}\hat{\tau} &= N_p(\Phi + 2L_m i_d) i_q \\ &= N_p \left((\Phi + 2L_m i_{Ld}) i_{Lq} \right. \\ &\quad \left. + (\Phi + 2L_m i_{Ld}) i_{Rq} + 2L_m i_q i_{Rd} \right) \\ &= \tau + \Delta\tau \dots\dots\dots (付 1)\end{aligned}$$

ただし、

$$\Delta\tau = N_p \left((\Phi + 2L_m i_{Ld}) i_{Rq} + 2L_m i_q i_{Rd} \right) \dots\dots\dots (付 2)$$

また、 i_{Rd} , i_{Rq} は固定子鉄損電流の d, q 軸成分である。

従って、トルク変動率は、(付 1), (付 2) 式に (3) 式を考慮すると、次式のように求められる。

$$\frac{\Delta\tau}{\tau} = \frac{i_{Rq}}{i_{Lq}} + \frac{2L_m i_q}{\Phi + 2L_m i_{Ld}} \cdot \frac{i_{Rd}}{i_{Lq}} \dots\dots\dots (付 3)$$

ここで、PMSM は定常状態にあるとして、(36) 式に示した固定子鉄損電流の d, q 軸成分 i_{Rd} , i_{Rq} を上式に用いると、次式を得る。

$$\frac{\Delta\tau}{\tau} = \frac{\omega_{2n}}{R_c} \left(\frac{\Phi + L_d i_{Ld}}{i_{Lq}} - \frac{2L_m L_q i_q}{\Phi + 2L_m i_{Ld}} \right) \dots\dots\dots (付 4)$$

(付 4) 式における固定子電流 q 軸成分 i_q は、固定子負荷電流と固定子鉄損電流との q 軸成分を有している点には注意されたい。固定子電流 q 軸成分は (36) 式を活用し固定子負荷電流 q 軸成分を用いて表現可能であるが、表現上の簡明性を確保すべく、敢えて本表現方法を採用した。

(付 4) 式は、特に $L_m = 0$ が成立する場合には、以下のよう整理される。

$$\frac{\Delta\tau}{\tau} = \frac{i_{Rq}}{i_{Lq}} = \frac{\omega_{2n}}{R_c} \cdot \frac{\Phi + L_d i_{Ld}}{i_{Lq}} \dots\dots\dots (付 5)$$

(付 5) 式は、PMSM が非突極でありかつ固定子負荷電流が一定と言う条件下では、トルク変動率は ω_{2n}/R_c に比例することを意味する。突極性をもつ PMSM のトルク変動率は、(付 4) 式が示めているように、本比例関係は成立せず、複雑な動きをする。しかしながら、トルク変動率の具体的な値は、トルク発生に寄与する固定子負荷電流に加え、速度、モータパラメータを (付 4) 式に与えるならば、直ちに決定することができる。

なお、(付 4)、(付 5) 式は、本論文のみならず、文献 (2)～(12) に示された、鉄損を考慮にいれた PMSM のベクトル制御において共通に成立する関係である。この点には注意されたい。

新 中 新 二 (正員) 1973 年防衛大学校卒業。同年陸上自衛隊中央野外通信群入隊。1977 年 University of California, Irvine 大学院修士課程修了。1979 年同博士課程修了。防衛庁技術研究本部第 1 研究所、防衛大学校電気工学教室等での奉職を終えて、1986 年陸上自衛隊を除隊。同年キャノン (株) 勤務。1991 年ベンチャー研究所創設。1996 年神奈川大学電気工学科勤務 (教授、現電子情報フロンティア学科)。2002 年同学市民 EV センター創設 (代表)。これまでの間、通信、情報、制御、パワーエレクトロニクス分野の教育、研究、開発及びこれらの管理等に従事。近年はサーボモータ駆動制御技術の体系化に専念し、2001 年に誘導モータを用いたセンサレスベクトル制御駆動・トランスミッションレス電気自動車 (ST-EV) の世界初開発に成功。本功績により 2002 年計測自動制御学会より技術賞を受賞。2003 年 IEEE IAS-Transactions 論文賞受賞。2004 年永久磁石同期モータを用いた ST-EV の世界初開発に成功。同期モータセンサレス駆動制御における周波数ハイブリッド基本概念 (日本国特許第 3612636 号 (1996.9.18)), ミール法基本概念 (日本国特許第 3735836 号 (2000.1.2), 第 3814826 号 (2004.12.10)), 最小次元磁束状態オブザーバ基本概念 (日本国特許第 3653670 号 (2002.8.31)), 鏡相推定基本概念 (日本国特許第 3328636 号 (2000.3.17), 第 3968688 号 (2000.11.28), 第 3968689 号 (2000.12.23)), 鉄損を考慮したベクトル制御系構造 (日本国特許第 3994419 号 (1997.9.25)) 等を含む多くの基本技術の第 1 提唱者。計測自動制御学会, IEEE, 欧州 EPE, 自動車技術会などの会員。Doctor of Philosophy 及び工学博士。