永久磁石同期発電機を用いた可変速風力発電システムの センサレス出力最大化制御

正員 森本 茂雄* 学生員 中村 智彦*
正員 武田 洋次*

Power Maximization Control of Variable Speed Wind Generation System Using Permanent Magnet Synchronous Generator

Shigco Morimoto*, Member, Tomohiko Nakamura*, Student Member, Yoji Takeda*, Member

This paper proposes the sensorless output power maximization control of the wind generation system. A permanent magnet synchronous generator (PMSG) is used as a variable speed generator in the proposed system. The generator torque is suitably controlled according to the generator speed and thus the power from a wind turbine settles down on the maximum power point by the proposed MPPT control method, where the information of wind velocity is not required. Moreover, the maximum available generated power is obtained by the optimum current vector control. The current vector of PMSG is optimally controlled according to the generator speed and the required torque in order to minimize the losses of PMSG considering the voltage and current constraints. The proposed wind power generation system can be achieved without mechanical sensors such as a wind velocity detector and a position sensor. Several experimental results show the effectiveness of the proposed control method.

キーワード：風力発電，MPPT 制御，永久磁石同期発電機，センサレス制御，電流ベクトル制御

Keywords: wind power generation, MPPT control, permanent magnet synchronous generator, sensorless control, current vector control

1. まえがき

近年、エネルギー問題や環境問題を背景に自然エネルギーの有効利用が注目されている。中でも風力発電は再生可能でクリーンなエネルギーであることから実用化が進んでいる発電システムのひとつである。風力エネルギーは時間的な変動が激しく、このエネルギーを効率よくかつ安定に利用することが重要な課題である⁽¹⁾⁽²⁾。一般に風力発電に使用されている発電機は誘導発電機を用いた一定速または極数切替による二速発電機であるが、近年、風速変動に対して電力変動を抑えることができる可変速発電システムが実用化され、その制御法についても研究されている⁽³⁾⁽⁴⁾。さらに、従来、小形風力発電で使用されていた永久磁石同期発電機 (PMSG) も数百 kW を越える大形発電システムにも利用されるようになり、可変速風力発電システムとして研究が進んでいる⁽¹⁾⁽⁵⁾⁽⁶⁾。

本論文では、永久磁石同期発電機 (PMSG) を用いた可変速発電システムにおいて、風力エネルギーを最大限有効利用し、最大の発電電力を得るための PMSG 制御システムを提案している。同様の目的で、文献 (7) では最大出力追従制御法が提案されており、風速に応じて最適な発電機速度と d 軸電流の指令値を求め、フィードバック制御で PWM コンバータを制御している。これに対し、本論文で提案する制御方法はつぎの特徴がある。風力エネルギーを最大限発電機入力として利用するための最大電力追従制御 (MPPT 制御) を風速情報を用いずに発電機の速度に応じて発電機トルクを適切に制御することで実現する⁽⁸⁾。発電機のトルク制御では、発電出力の最大化を達成するため、発電機損失を最小にする制御法および PWM コンバータの容量を考慮して最大発電出力を得る制御法を適用し、運転状態に応じて最適な電流ベクトルの制御を行う^{(8)~(10)}。さらに、PMSG の制御には位置・速度情報が必要となるが、位置・速度センサを用いることなく PMSG の高性能制御を実現するセンサレス制御を適用する⁽⁹⁾⁽¹⁰⁾。提案システムの特性を実験で検討し、その有効性を確認している。

* 大阪府立大学大学院工学研究科
〒599-8531 堺市学園町 1-1
Graduate School of Engineering, Osaka Prefecture University
1-1, Gakuen-cho, Sakai 599-8531

図1 風力発電システムの構成
Fig.1. Configuration of wind generation system.

2. 発電制御システム

〈2・1〉 発電システムの構成 図1に本論文で提案する風力発電システムの構成を示す。風車軸は増速ギヤ（ギヤ比 G ）を介して永久磁石同期発電機（PMSG）に接続され、風力エネルギーは、PMSG の機械的入力となる。PMSG はPWM コンバータに接続され、最適電流ベクトル制御により、PMSG の電流が制御される。コンバータで整流された直流発電電力は、蓄電やDC 負荷に供給され、またはインバータを介して系統に連携される。本論文では、風力エネルギーを最大限利用し、発電出力の最大化を目的としているため、コンバータ出力（直流発電電力）は全て吸収、消費されるものとする。

〈2・2〉 風速を用いないMPPT 制御 風車により得られる風車出力は次式のように与えられる⁽⁴⁾⁽¹¹⁾。

$$P_m = \frac{1}{2} \rho A V_w^3 C_p \quad (1)$$

ここで、 ρ ：空気密度、 A ：風車の回転断面積、 V_w ：風速、 C_p ：出力係数

出力係数はピッチ角が一定の時、周速比 λ のみの関数となる。

$$\lambda = R \frac{\omega_w}{V_w} \quad (2)$$

ここで、 R ：風車半径、 ω_w ：風車の回転角速度

出力係数が最大の時、風力エネルギーを発電機入力として最大限有効利用でき、この条件を満たす周速比 λ_{opt} は風速に関係なく唯一決定される。本論文ではこの条件を最大出力条件と呼び変数記号に添字“opt”を付けて表す。また、以下で扱う速度やトルクは全て発電機軸での値である。最大出力条件時の発電機回転角速度、発電機入力トルク、発電機入力（風車出力）は、風速の関数として次式のように表すことができる。

$$\omega_{opt} = K_\omega V_w \quad (3)$$

$$T_{opt} = K_t V_w^2 \quad (4)$$

$$P_{opt} = K_p V_w^3 \quad (5)$$

ここで、 K_ω 、 K_t 、 K_p ：風車で決まる定数

また、最大出力条件時の発電機速度とトルクおよび出力の関係は、(3)～(5)式より以下ようになる。

表1 風車のパラメータ

Table 1. Specifications of wind turbine.

Density of air ρ (kg/m ³)	1.205
Area swept by the blades A (m ²)	1.7
Gear ratio G	95
Speed coefficient K_ω ((rad/s)/(m/s))	18.5
Torque coefficient K_t (Nm/(m ³ /s ²))	2.31×10^{-2}
Optimum coefficient K_{opt} (Nm/(rad/s) ²)	6.78×10^{-5}

$$T_{opt} = \frac{K_t}{K_\omega^2} \omega_{opt}^2 = K_{opt} \omega_{opt}^2 \quad (6)$$

$$P_{opt} = \frac{K_p}{K_\omega^3} \omega_{opt}^3 = K_{opt} \omega_{opt}^3 \quad (7)$$

風車特性を決める出力係数 C_p の表現には多項式近似など各種近似式⁽⁴⁾⁽⁷⁾⁽¹¹⁾が使用されているが、例えば、(8)式⁽¹¹⁾を使用したとき、図2のような風車特性が得られる。ただし、計算には表1のパラメータを使用した。

$$C_p = \frac{1}{2} (\gamma - 5.6) \exp(-0.17\gamma) \quad (8)$$

ここで、 γ ：風速・回転数比 (mph/(rad/s))

(8)式で表された出力係数が最大となるのは $\gamma_{opt} = 11.5$ (mph/(rad/s)) = 5.14 ((m/s)/(rad/s)) のときで、そのときの出力係数は $C_{p-opt} = 0.4176$ となる。

図2(a)で各風速における最大出力ポイント（図中○印）を結んだ曲線（最大出力曲線と呼ぶ）が(7)式に相当し、そのときのトルクを表した曲線（同図(b)参照）が、風車から最大の出力を引き出すための発電機速度とトルクの関係を表す最適トルク曲線であり、(6)式に相当する。

風車から常に最大の出力を引き出すMPPT (Maximum Power Point Tracking) 制御を実現するには、(3)式または(4)式の関係より、風速に応じて発電機速度またはトルクを制御すれば良い。風速センサが設置されている場合は検出した風速情報を利用する制御が有効であるが、本論文では、風速を用いずにMPPT制御を実現する。(6)式の関係を利用して、次式のように発電機トルク T_g を発電機速度 ω_g に応じて制御する。

$$T_g = K_{opt} \omega_g^2 \quad (9)$$

このように発電機を制御したときの動作を図2(b)、図3を

用いて説明する。今、風速が V_{w3} (7 m/s) で発電機のトルク T_g と風車からのトルク T_w が図 2(b) の最適運転点 A で一致しているものとする。つぎに、図 3(a) のように $t=0.1$ s で風速が V_{w2} (9 m/s) に変化したとき、 T_w は急増

(a) Mechanical power versus generator speed characteristics

(b) Torque versus generator speed characteristics

図 2 風車の特性
Fig. 2. Characteristics of wind turbine.

(a) Responses of wind speed and generator speed

(b) Responses of turbine torque and generator torque

図 3 MPPT 制御時の応答特性

Fig. 3. Dynamic responses of MPPT control.

し点 B に移動するが、発電機速度 ω_g は慣性により急激に変化しないため発電機トルク T_g は点 A に制御される。このとき、発電機は $T_w - T_g$ のトルクで加速されて速度は上昇し、(9) 式に従って制御された発電機トルク T_g は最適トルク曲線に沿って増加する。一方、風車トルクは発電機速度の上昇で減少し、最終的には T_w と T_g が等しくなる状態 (点 C) で安定する。これは、風速 V_{w2} における最大出力点であり、風速センサを使用することなく MPPT 制御が実現できる。図 3 には、風速が V_{w2} から V_{w3} に低下した場合の特性も示しているが、上記と同様の動作で、 V_{w3} における最適運転ポイント (点 A) に収束する。

3. PMSG の制御法

〈3・1〉 制御システムの構成 図 4 に PMSG 制御システムの構成を示す。位置・速度推定部では、発電機の検出電流 i_u, i_v を推定位置 $\hat{\theta}$ で座標変換した $\gamma\delta$ 回転座標上の電流 i_γ, i_δ と電圧指令値 v_γ^*, v_δ^* より発電機の推定位置 $\hat{\theta}$ (電気角) と推定速度 $\hat{\omega}$ (電気角) を計算する。MPPT 制御部では、推定速度 $\hat{\omega}_g$ (機械角) より (9) 式の関係に従って、発電機トルクの指令値 T_g^* を生成する。最適電流ベクトル制御部では、トルク指令と推定速度より運転状態に応じて最適な電流ベクトルの指令値 i_d^*, i_q^* を作成し、電流フィードバック制御により PWM コンバータを制御する。以下、各部の詳細を説明する。

〈3・2〉 PMSG のモデルと最適電流ベクトル制御 永久磁石同期発電機 (PMSG) の数学モデルは永久磁石同期電動機 (PMSM) と基本的に同じである。図 5 と (10) 式に鉄損を考慮したときの PMSM の d, q 軸等価回路とトルク式を示す⁽¹²⁾。

$$T_{mot} = P_n \{ \psi_a i_{oq} + (L_d - L_q) i_{od} i_{oq} \} = -T_g \quad \dots \dots \dots (10)$$

ここで、 P_n : 極対数、 ψ_a : 永久磁石による電機子鎖交磁束、 L_d, L_q : d, q 軸インダクタンス

図 5 中の R_c が鉄損を表す等価鉄損抵抗であり、後述の最大効率制御時にはこの鉄損を考慮するが、それ以外の制御で

図 4 PMSG 制御部の構成

Fig. 4. Configuration of PMSG control system.

図 5 PMSM の等価回路
Fig. 5. Equivalent circuits of PMSM.

図 6 最適電流ベクトルの軌跡
Fig. 6. Locus of optimum current vector.

は、制御アルゴリズムの簡単化のため R_c は無視する。そのとき、図 5 は最も一般的な PMSM の dq 軸モデルとなる。

モータトルク T_{mot} が負となるように制御したとき発電機運転となる ($T_g > 0$)。MPPT 制御を実現するには、MPPT 制御部から出力されたトルク指令通りに発電機トルクを制御すればよいが、(10) 式より明らかなように同一トルクを発生する電流の選択には自由度があるため、高効率化・大出力化のためには適切な電流ベクトルの選択が重要である。本論文は、発電出力の最大化を目的としているため、発電機損失を最小にする制御法および PWM コンバータの容量を考慮して最大発電出力を得る制御法を適用する。

(1) 最大効率制御 同一トルク発生時の損失を最小にする最適電流ベクトルは、鉄損を考慮した図 5 の等価回路に基づいてトルクと速度の関数として導出できることを筆者らは明らかにした⁽¹²⁾。本論文では実装およびトルク制御への適用を考慮して、以下のような近似式で d 、 q 軸の電流指令値を決定する⁽⁸⁾⁽¹⁰⁾。

$$i_d^* = K_3(\omega)T_g^{*3} + K_2(\omega)T_g^{*2} + K_1(\omega)T_g^* + K_0(\omega) \quad (11)$$

$$i_q^* = -\frac{T_g^*}{\psi_a + (L_d - L_q)i_d^*} \quad (12)$$

ただし、 K_0, K_1, K_2, K_3 : ω の一次関数

(11), (12) 式で与えられる最適電流ベクトル $i(i_d, i_q)$ の軌跡を図 6 に最大効率曲線として示す。風速が上昇するとトルク指令値も増加するため、最大効率を得る電流ベクトルは最大効率曲線上を点 A に向かって移動する (図中 (1))。

(2) コンバータ容量を考慮した制御 前述のように風速上昇とともに発電機速度、発生トルクも増加する。その結果、発電機端子電圧および電流が増加することになり、コンバータ容量や発電機定格で決まる電圧最大値や電流最大値を越えることになる。そこで、発電機の電流や電圧が制限値を越えるような運転領域では、次のように制御法を切り替える。

電流値 $I_a (= |i|)$ が制限値 I_{am} を越えるとき最大効率

制御よりも同一電流で発生できるトルクが大きい電流位相に電流ベクトルを制御する。すなわち、最大効率制御時の電流ベクトル指令値が図 6 中の A 点 (このとき $I_a = I_{am}$ となる) を超えるような場合は、電流制限円に沿って q 軸電流を負方向に増加し、電流ベクトルを B 点に向かって移動させる (図中 (2))。B 点は $I_a = I_{am}$ のときトルクが最大となる電流ベクトルであり、次式で与えられる⁽¹³⁾。

$$i_d^* = \frac{\psi_a}{4(L_q - L_d)} - \sqrt{\frac{\psi_a^2}{16(L_q - L_d)^2} + \frac{I_{am}^2}{2}} \quad (13)$$

$$i_q^* = -\sqrt{I_{am}^2 - i_d^{*2}} \quad (14)$$

次に、発電機電圧がその制限値を越えるような高速域では、次のように誘導起電力 V_o がその制限値 V_{om} を越えないように制御する (弱め磁束制御⁽¹³⁾)。図 5 の等価回路で鉄損を無視すると誘起電圧は次式となる。

$$V_o = \omega \sqrt{(\psi_a + L_d i_d)^2 + (L_q i_q)^2} \quad (15)$$

$V_o = V_{om}$ と $I_a = I_{am}$ の条件より次式のように d 軸電流指令値を決定する。 q 軸電流指令値は (16) 式の d 軸電流指令値を用いて (14) 式より得られる。

$$i_d^* = \frac{\psi_a L_d - \sqrt{(\psi_a L_d)^2 + (L_q^2 - L_d^2) \left((L_d I_{am})^2 - \left(\frac{V_{om}}{\omega} \right)^2 \right)}}{L_q^2 - L_d^2} \quad (16)$$

このとき、電流ベクトルは速度増加に伴い図 6 中の電流制限円上を (3) の矢印方向に移動し、電流・電圧は制限値に抑えられる。

〈3・3〉 PMSG の位置・速度センサレス制御 永久磁石同期発電機 (PMSG) の制御には、位置・速度情報が必要であり、位置・速度センサを備える必要があるが、提案システムではそれらを電流および電圧情報より推定するセンサレス制御を適用する。センサレス制御手法としては、

筆者らが埋込磁石同期電動機用に開発した文献(14)の手法をPMSGに適用する。位置・速度推定法の概要を以下に示す。

PMSGの回転座標系である dq 座標より電気角で θ_e ($=\theta-\hat{\theta}$)遅れ、電気角速度 $\hat{\omega}$ で回転する推定座標($\gamma\delta$ 座標)におけるPMSGの電気系モデルは拡張誘起電圧を用いて次式で表される⁽¹⁴⁾。

$$\begin{bmatrix} v_\gamma \\ v_\delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_q & R_a + pL_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\gamma \\ i_\delta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\gamma \\ e_\delta \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (17)$$

ただし、

$$\begin{bmatrix} e_\gamma \\ e_\delta \end{bmatrix} = E_{ex} \begin{bmatrix} -\sin\theta_e \\ \cos\theta_e \end{bmatrix} + (\hat{\omega} - \omega)L_d \begin{bmatrix} -i_\delta \\ i_\gamma \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (18)$$

$$E_{ex} = \omega\{(L_d - L_q)i_d + \psi_a\} - (L_d - L_q)(p i_q) \quad \dots\dots\dots (19)$$

(17)式をもとに e_γ , e_δ を外乱オブザーバで推定する。(18)式において速度推定誤差 ω_{err} ($=\omega - \hat{\omega}$)が十分小さいと仮定して推定拡張誘起電圧((18)式右辺第1項)の関係より次式で位置推定誤差 θ_e を推定する。

$$\hat{\theta}_e = \tan^{-1} \left(-\frac{\hat{e}_\gamma}{\hat{e}_\delta} \right) \quad \dots\dots\dots (20)$$

この推定誤差が零になるように次式のようにPI補償して推定角速度 $\hat{\omega}$ (電気角)を求め、それを積分して位置推定値 $\hat{\theta}$ を得る。

$$\hat{\omega} = \left(K_1 + \frac{K_2}{s} \right) \hat{\theta}_e \quad \dots\dots\dots (21)$$

本手法は停止・極低速運転時の位置・速度推定はできないが、特別な信号を加えることなく比較的簡単な構成で位置・速度推定が可能のため停止や極低速域で駆動することのない風力発電用PMSGに適したセンサレス制御法であるといえる。

4. 実験による特性評価

〈4・1〉 実験システムの構成 図1および図4に示した提案システムで実験を行った。ただし、図1の風車の代わりにACサーボモータ(定格2kW, 2000min⁻¹)を使用し、供試PMSGを駆動した。表2に供試PMSGのパラメータを示す。また、供試機の q 軸インダクタンスは磁気飽和で変化するため次式でモデル化し、速度・位置推定部および発電機制御部で用いている。

$$L_q = 0.0283 - 0.00657 \times |i_q| \quad \dots\dots\dots (22)$$

MPPT制御部の(9)式の係数は、供試PMSGの定格トルクと定格速度より $K_{opt} = 2.52/(188.5^2) = 7.09 \times 10^{-5}$ (Nm/(rad/s)²)とした。表2の発電機パラメータより、最

大効率制御の d 軸電流指令式((11)式)の係数を以下のよう決定した⁽¹²⁾。

$$\left. \begin{aligned} K_0 &= 1.15 \times 10^{-3} \times \hat{\omega} + 0.1983 \\ K_1 &= 3.82 \times 10^{-4} \times \hat{\omega} + 2.0855 \\ K_2 &= -5.73 \times 10^{-5} \times \hat{\omega} + 0.0967 \\ K_3 &= -3.82 \times 10^{-6} \times \hat{\omega} + 0.0025 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (23)$$

速度推定((21)式)のゲインは、 $K_1 = 45$, $K_2 = 2025$ とした。図4の破線で囲んだ制御部は全てDSP(TMS320C32)で処理しており、サンプリング周期は0.1msである。また、コンバータは三角波比較方式のPWM制御を行っており、キャリア周波数は10kHz、DCリンク部電圧 V_{dc} は150Vである。

〈4・2〉 定常特性 図7に発電機速度に対する定常特性の実験結果を示す。同図(a)の d , q 軸電流は速度に応じて最適電流ベクトルに制御されている。 ω_1 以下の速度域では、図7(c)に示すように電流、電圧ともに制限値以下であるため最大効率制御で運転されており、発電機トルクは最適トルク曲線上に制御されている(同図(b)参照)。 $\omega_g = \omega_1$ のとき、電流値 I_a が制限値(定格電流8.66Aに設定)に到達するため、それ以上の速度では、 I_a を一定に保ち、電流の位相を進めてトルクの増加を図っている。 $\omega_g = \omega_2$ のときには、電圧も制限値(98V)に達するため、それ以上の速度では負の d 軸電流を増加する弱め磁束制御を適用し、電流・電圧を制限値に抑えた状態で高速運転を可能としている(同図(c))。その結果、発電機トルクは、定格速度以上で最適トルク曲線を追従できないものの、ほぼ定格トルクを発生でき発電量は増加する(同図(b), (d))。このように最適電流ベクトル制御を適用することで、風車からのエネルギーを最大限有効に利用できる。

〈4・3〉 過渡特性 図8は駆動側のACサーボモータで発電機速度を1400 → 2200 → 1400min⁻¹と変化させたときの応答特性である。3種類の電流ベクトル制御法が、1800min⁻¹付近で切り替わっている。過渡時の速度推定誤差は最大10min⁻¹程度あるが十分小さい。同図(b)の位置推定誤差の特性では、加減速時に最大20°程度の誤差が生じているが、その後すぐに収束しており、定常時の誤

表2 供試PMSGの仕様

Table 2. Specifications of tested PMSG.

Number of pole pairs P_n	2
Rated (base) speed (min ⁻¹)	1800
Rated Torque (Nm)	2.52
Rated Current I_a (A)	8.66
Armature resistance R_a (Ω)	0.64
Iron loss resistance R_i (Ω)	240
Magnet flux-linkage ψ_a (Wb)	0.108
d -axis inductance L_d (H)	0.0087
q -axis inductance L_q (H)	Eq.(22)

図 7 発電機速度に対する定常特性

Fig. 7. Steady-state characteristics as a function of generator speed.

差も無く良好な推定特性が得られている。同図 (c) に発電機電流と d, q 軸電流を示す。速度に応じた制御法の切り替えにより指令値が変化しており、実際の d, q 軸電流はその指令値に良好に追従できている。同図 (d) に電気出力を示す。速度の変化に応じて安定な発電制御が実現できている。

図 8 過渡応答特性

Fig. 8. Dynamic responses of proposed system.

5. あとがき

本論文では、永久磁石同期発電機を用いた風力発電システムにおいて、風力エネルギーを最大限に利用するための永久磁石同期発電機の制御法を提案した。発電機の種類とトルクが最適な関係となるように制御することで MPPT 制御を実現した。また、PMSG を駆動する PWM インバータの容量を考慮して、電圧と電流の制限のもとで発電機損失を最小にするとともに発電出力を最大にする電流ベクトルの制御法を提案し、この制御を位置・速度センサレスで実

現した。提案システムの性能は、風車を模擬した AC サーボモータによる駆動実験で検討・評価し、良好な特性が得られることを確認した。なお、本論文ではピッチ角一定の条件で検討を行ったが、提案手法はピッチ角制御機にも適用できる。すなわち、ピッチ角の関数にもなる出力係数を考慮して MPPT 条件式の係数を調整すればよい。提案制御法は定格風速以上では風車特性を必要としないためピッチ角制御の影響を直接受けないが、ピッチ角制御と提案発電機制御法を併用することで運転特性の改善等が期待できる。

今後は、風速変動など実際の風力発電システムで起こりうる状況における提案システムの性能について詳細に検討するとともに実機への適用を進める予定である。

なお、本研究の一部は文部科学省科学研究費補助金基盤研究 (C)(2)14550271 の援助によって行われたことを付記し、謝意を表する。

(平成 15 年 2 月 28 日受付, 平成 15 年 7 月 8 日再受付)

文 献

- (1) Y. Shimizu and T. Maeda: "Progress and Prospects for Wind Turbine R & D Study on Stabilization of a Wind Generator Power Fluctuation", *J. IEE Japan*, Vol.118, No.6, pp.366-369 (1998-6) (in Japanese)
清水幸丸・前田太佳夫:「風力技術の変遷と将来展望」, 電学誌, 118, 6, pp.366-369 (1998-6)
- (2) T. Kawahito and T. Suzuki: "Maximizing Output Power of Wind Generator by Output Current Control", *T. IEE Japan*, Vol.114-B, No.3, pp.283-289 (1994-3) (in Japanese)
川人 卓・鈴木茂行:「出力電流制御による風力発電システムの電力最大化」, 電学論 B, 114, 3, pp.283-289 (1994-3)
- (3) H. Chikaraishi, Y. Hayashi, and N. Sato: "A Variable Speed Control of the Induction Generator without Speed Sensor for Wind Generation", *T. IEE Japan*, Vol.110-D, No.6, pp.664-672 (1990-6) (in Japanese)
力石浩孝・林 洋一・佐藤則明:「風力発電用誘導発電機の変速センサレス可変速制御」, 電学論 D, 110, 6, pp.664-672 (1990-6)
- (4) T. Matsuzaka and K. Tuchiya: "Study on Stabilization of a Wind Generator Power Fluctuation", *T. IEE Japan*, Vol.117-B, No.5, pp.625-633 (1997-5) (in Japanese)
松坂知行・土屋敬一:「風力発電機の出力変動安定化制御に関する研究」, 電学論 B, 117, 5, pp.625-633 (1997-5)
- (5) S. Tamai, M. Kawamura, D. Itoh, Y. Kinpara, M. Inoue, T. Matsushita, and H. Nakayama: "Variable Speed Wind Generation System with PM Synchronous Generator", 1999 National Convention Record IEE Japan—Industry Applications Society—, pp.111-112 (1999) (in Japanese)
玉井伸三・川村光弘・伊藤大介・金原義彦・井上正哉・松下崇俊・中山 仁:「永久磁石同期発電機を用いた可変速風力発電システム」, 平成 11 年電気学会産業応用部門大会講演論文集, pp.111-112 (1999)
- (6) I. Nagata, K. Hayakawa, S. Arinaga, and N. Inomata: "Development of Gearless Variable-Speed Wind Turbine", *Mitsubishi Juko Goho*, Vol.38, No.2, pp.100-103 (2001) (in Japanese)
長田 勇・早川公視・有永真司・猪股 登:「ギヤレス可変速風力発電装置の開発」, 三菱重工技報, 38, No.2, pp.100-103 (2001)
- (7) T. Senjyu, T. Hamano, N. Urasaki, K. Uezato, T. Funabashi, and H. Fujita: "Maximum Power Point Tracking Control for Wind Power Generating System", *T. IEE Japan*, Vol.122-B, No.12, pp.1403-1409 (2002-12) (in Japanese)
千住智信・浜野拓也・浦崎直光・上里勝美・舟橋俊久・藤田秀紀:「永久磁石同期発電機を用いた風力発電システムの最大出力点追従制御」, 電学論 B, 122, 12, pp.1403-1409 (2002-12)
- (8) T. Nakamura, S. Morimoto, and Y. Takeda: "Optimum Control of IPMSG for Wind Generation System", *Proc. of PCC-Osaka 2002*, pp.1435-1440 (2002)

- (9) T. Nakamura, S. Morimoto, and Y. Takeda: "Sensorless Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Generator for Wind Power Generation", 2002 National Convention Record, IEE Japan, pp.209-210 (2002) (in Japanese)
中村智彦・森本茂雄・武田洋次:「風力発電用埋込磁石同期発電機のセンサレス制御」, 平成 14 年電気学会全国大会, pp.209-210 (2002)
- (10) T. Nakamura, S. Morimoto, and Y. Takeda: "Wide Speed Range Operation of Sensorless Wind Generation System Using IPMSG", *The Papers of Technical Meeting on SPC, IEE Japan*, SPC-03-17 (2003) (in Japanese)
中村智彦・森本茂雄・武田洋次:「IPMSG を用いたセンサレス風力発電システムの広範囲運転」, 電気学会研資, SPC-03-17 (2003)
- (11) R. Tirumara and N. Mohan: "Dynamic Simulation and Comparison of Slip Ring Induction Generators Used for Wind Energy Generation", *Proc of IPEC-Tokyo 2000*, pp.1597-1602 (2000)
- (12) S. Morimoto, K. Hatanaka, Y. Tong, Y. Takeda, and T. Hirasa: "Loss Minimization Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Drives", *IEEE Trans. Industrial Electronics*, Vol.IE-41, No.5, pp.511-517 (1994)
- (13) S. Morimoto, K. Hatanaka, Y. Tong, Y. Takeda, and T. Hirasa: "Variable Speed Drive System of Permanent Magnet Synchronous Motors with Flux-weakening Control", *T. IEE Japan*, Vol.112-D, No.3, pp.292-298 (1992-3) (in Japanese)
森本茂雄・島中啓太・童 毅・武田洋次・平紗多賀男:「PM モータの弱め磁束制御を用いた広範囲可変速運転」, 電学論 D, 112, 3, pp.292-298 (1992-3)
- (14) S. Morimoto, K. Kawamoto, and Y. Takeda: "Position and Speed Sensorless Control for IPMSM Based on Estimation of Position Error", *T. IEE Japan*, Vol.122-D, No.7, pp.722-729 (2002-7) (in Japanese)
森本茂雄・河本啓助・武田洋次:「推定位置誤差情報を利用した IPMSM の位置・速度センサレス制御」, 電学論 D, 122, 7, pp.722-729 (2002-7)

森本茂雄 (正員) 1959 年 6 月 28 日生。1984 年 3 月大阪府立大学大学院修士課程修了。1988 年 7 月大阪府立大学助手, 1994 年 4 月同助教授, 現在に至る。工学博士。主としてモータドライブシステム, モーションコントロールの教育と研究に従事。IEEE, 計測自動制御学会, システム制御情報学会, パワーエレクトロニクス学会会員。

中村智彦 (学生員) 1978 年 9 月 28 日生まれ。2003 年 3 月大阪府立大学大学院工学研究科電気・情報系専攻博士前期課程終了。在学中は, 永久磁石同期発電機を用いた風力発電システムに関する研究に従事。2003 年 4 月 ST マイクロエレクトロニクス (株) 入社。

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 月同大学助手, 1993 年 4 月同教授, 現在に至る。工学博士。主として, 電動機可変速制御システム, リニアアクチュエータの教育と研究に従事。IEEE, システム制御情報学会, パワーエレクトロニクス学会会員。