

学術論文

二色成形磁石回転子を用いた PMSM の運転特性の拡大

Expansion of Driving Characteristics of PMSM with a Dual-Molding Permanent Magnet Rotor

源田 太郎^{*1}(学生員), イスメット ラハマット カルトノ^{*1} (学生員), 百目鬼 英雄^{*1}(正員)

Taro GENDA (Stu. Mem.), Ismet Rahmad KALTONO (Stu. Mem.), Hideo DOHMEKI (Mem.)

To obtain the high power density, higher rated speed of small motors and drive systems that have wide driving areas are demanded. Surface PMSM (SPMSM) used for the small motor has a problem that the velocity is limited by the voltage. Recently, PMSM, whose structure is composite of bonded NdFeB magnet and soft magnetic-powders core, has developed. It is possible to produce Inset type PMSM even though it is small. This paper discussed the drive system characteristics of the Inset type PMSM from theory and experiment aspects. The result demonstrated that the motor affects the wide-range driving area as conventional Interior PMSM and the efficiency also is developed. In addition, this paper proposes the optimum control method of the motor, which is employed two types of control methods that are changed, depending on the motor speed. The method effects improvement in efficiency and driving area of the motor.

Keywords: Inset type Permanent Magnet Synchronous Motor, bonded magnet, soft magnetic composite, field-weakening control, wide-range driving

1 諸言

地球温暖化対策として高効率運転が望める、埋込磁石構造型永久磁石同期モータ (Interior Permanent Magnet Synchronous Motor : 以下 IPMSM) の適応分野が拡大されている。IPMSM は逆突極性によるリラクタンストルクを利用できるため、高効率、広範囲運転など、表面磁石構造型永久磁石同期モータ (Surface Permanent Magnet Synchronous Motor : 以下 SPMSM) と比較し多くの利点を持つ。一方、IPMSM は回転子鉄心の中に永久磁石を埋め込んでいることから、小形回転子では物理的に磁石を埋め込んで配置するスペースがなく、IPM 構造を実現できない欠陥があった。しかし、近年の生産技術進歩により、ボンド磁石と圧粉磁心で回転子を一体成形する技術が提案された[1,2]。その開発により、インセット型 PMSM が製造可能となった。一体成形ロータを有するインセット型 PMSM は磁石飛散の心配がなく、高速回転が可能となる。また、圧粉磁心は高周波鉄損を抑制できることから、小形モータの高効率化が期待できる。

一方、インセット型 PMSM を高速域で使用する場合、モータやインバータの容量に制限下でも幅広い運転範囲が要求される。その要求を満たすものとして、弱め

界磁制御がある。弱め界磁制御は、速度に応じて d 軸に負の電流を可変する制御法であり、IPMSM に多く適用されている[3-5]。この制御法をインセット型 PMSM に適応することで、小形モータでも運転範囲を大幅に広げることができる。また、 d 軸に負の電流を流すことは、インセット型 PMSM にとってリラクタンストルクを発生できる利点にもなる。そのため、インセット型 PMSM は運転範囲が広く、効率の良いモータとして、小容量モータに適応できる。

本稿では、試作機の基本特性に基づきインセット型 PMSM のモデルを提案する。その後、実験から負荷特性を得ることでモデルが正しいことを証明する。また、最大トルク/電流制御と弱め界磁制御を併用した、インセット型 PMSM の最適な制御法を提案する。

2 インセット型 PMSM 諸特性

試作インセット型 PMSM は 3 相 2 極対 6 スロット、Fig. 1 に示す回転子を用い、固定子巻線は集中巻である。Table. 1 にモータ諸元、Fig. 2 にインダクタンス角度特性をそれぞれ示す。Fig. 2 より回転子の位置によって、インダクタンスが変化することが読み取れる。すなわち、 d 軸では磁気抵抗が大きい永久磁石が存在し、一方で、 q 軸には磁気抵抗が小さい鉄心の磁路が作られている。そのため、 d 軸と q 軸のインダクタンスが異なり、リラクタンストルクが発生する構造となっている。そのリラクタンストルクを確認するため、

連絡先: 源田 太郎, 〒158-8557 東京都世田谷区玉堤 1-28-1, 武蔵工業大学 大学院工学研究科,
e-mail: tgenda@eml.ee.musashi-tech.ac.jp

^{*1} 武蔵工業大学

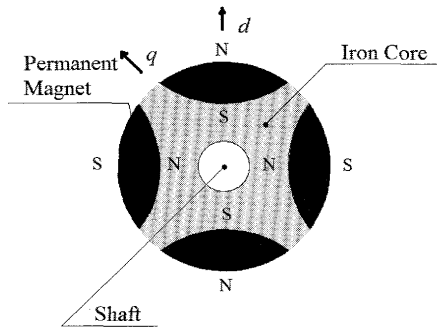


Fig. 1 Rotor structure of the Inset type PMSM.

静特性を得、Fig. 3 に示す。これは、電流を 2A に固定し、電流位相を変化させたときの特性である。また、Fig. 3 には IPMSM モデルのトルク算出値を示す。算出に用いたトルク式を以下に示す[6]。

$$T_e = P_n \left\{ \psi_a i_q + \frac{1}{2} (L_d - L_q) i_d i_q \right\} \quad (1)$$

$$= P_n \psi_a I_a \cos \beta + \frac{1}{2} P_n (L_q - L_d) I_a^2 \sin 2\beta$$

ここで、 i_{dq} 、 L_{dq} : d - q 軸電流、 I_a : 相電流の大きさ、インダクタンス、 β : 相電流と q 軸電流の位相、 P_n : 極対数、 ψ_a : 永久磁石による磁束とする。

Fig. 3 より、電流位相 $\beta=0$ の点で最大トルクにないことから、リラクタンストルクの存在が確認できる。リラクタンストルクの割合は全トルクの最大 1 割である。しかし、ボンド磁石の配置は自由に変更できるため、用途に合わせて (L_q-L_d) をさらに大きく取り、リラクタンスを増加させることが可能である。また、Fig. 3 から IPMSM モデルと実験値が一致していることが読み取れる。

以上の結果より、IPMSM の特徴であるインダクタンス特性、リラクタンストルクをインセット型 PMSM から確認できた。

Table 1 Specification of the Inset type test motor.

Item (unit)	Value
Number of pole pairs P_n	2
Induced electromotive voltage constant K_e (V/rad/sec), ψ_a (Wb)	0.0185
d -axis inductance L_d (mH)	4.35
q -axis inductance L_q (mH)	6.75
Rotor inertia J (g · cm ²)	50
Winding resistance R (Ω)	1.9
PM flux linkage ψ_a (Wb)	0.0185

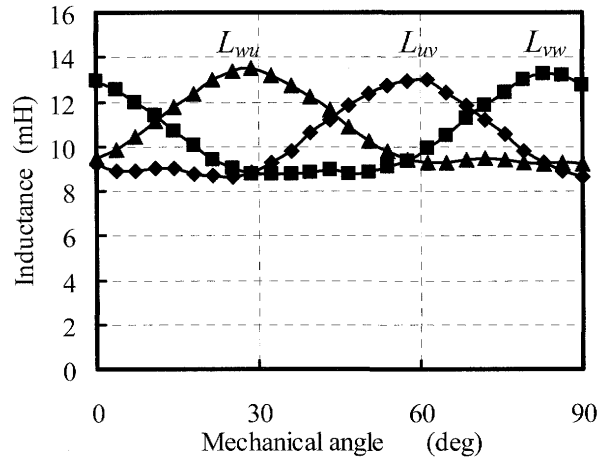


Fig. 2 Inductance - Mechanical angle characteristics.

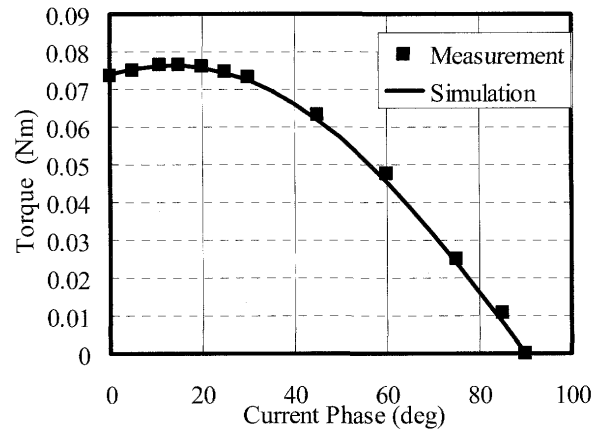


Fig. 3 Torque - Current phase standstill characteristics.

3 インセット型 PMSM モデル

前節で IPMSM モデルとインセット型 PMSM 特性が一致したことにより、インセット型 PMSM には IPMSM モデルが適用できる。したがって、本節では、従来の IPMSM モデルをインセット型 PMSM モデルとして定義する。また、インセット型 PMSM は高速域でも使用できるため、高周波鉄損などの鉄損抵抗を考慮したモデルを使用する。Fig. 4, 5 にインセット型 PMSM の回転座標系 d 軸及び q 軸における等価回路をそれぞれ示す。ここで、 v_{dq} : d - q 軸電圧、 $i_{od}=i_d-i_{ird}$ 、 $i_{oq}=i_q-i_{irq}$: d - q 軸有効電流、 I_{oa} : 有効電流の大きさ、 i_{ird}, i_{irq} : d, q 鉄損抵抗に流れる電流、 R_a : 抵抗 R_r : 鉄損抵抗、 ω : 角周波数とする。

d - q 軸の電圧方程式は次式となる[6]。

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = R_a \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \left(1 + \frac{R_a}{R_r} \right) \cdot \begin{bmatrix} v_{od} \\ v_{oq} \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{od} \\ i_{oq} \end{bmatrix} \quad (2)$$

また、 v_{od} 及び v_{oq} は

$$\begin{bmatrix} v_{od} \\ v_{oq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega L_q \\ \omega L_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{od} \\ i_{oq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \psi_a \end{bmatrix} \quad (3)$$

であり, i_{ird} , i_{irq} は次式となる。

$$i_{ird} = -\frac{\omega L_q i_{oq}}{R_{ir}} \quad (4)$$

$$i_{irq} = \frac{\omega(\psi_a + L_d i_{od})}{R_{ir}} \quad (5)$$

鉄損抵抗を考慮したトルク T_e は, 次式となる。

$$\begin{aligned} T_e &= P_n \left\{ \psi_a i_{oq} + \frac{1}{2} (L_d - L_q) i_{od} i_{oq} \right\} \\ &= P_n \psi_a I_{oa} \cos \beta + \frac{1}{2} P_n (L_q - L_d) I_{oa}^2 \sin 2\beta \end{aligned} \quad (6)$$

式(6)の第1項はマグネットトルク, 第2項はリラクタンストルクである。前節でも述べたように, インセット型PMSMでは負の d 軸電流を流しリラクタンストルクを利用することで, 高効率駆動が実現できる。

Fig. 6には, インセット型PMSMの定常状態でのベクトル図を示す。

4 インセット型PMSMにおける最大効率制御

ベクトル制御を適用した場合, PMSMの速度とトルクの使用範囲は, 使用するインバータの電源電圧とパワー素子の定格及び, 使用する検出器等によって決定される。低速域の場合, 使用するパワー素子の電流量と電流センサにより電流の制限値が生ずる。一方, PMSMは速度に比例して誘起電圧が上昇するため, 高速域では相電圧が高くなる。そのため, 高速域では電流制限に加え, 電圧制限も考慮する必要がある。したがって, 本節では低速と高速域で制御を切り替える最大出力制御をインセット型PMSMにも適応させる。具体的には, 低速域では電流制限を考慮した最大トルク/電流(Maximum Torque Per Ampere)制御, 高速域では電流, 電圧双方の制限を考慮した弱め界磁制御を用いる。

4.1 最大トルク/電流(MTPA)制御[6,7]

電圧が低い低速度領域では電圧に余裕がある。そのため, 電流制限のみ考慮すればよい。PMSMでは電流位相によってトルクは変化し, SPMSMでは $i_d=0$ のとき最大トルクを発生する。しかし, インセット型PMSMでは, 同一電流に対して発生トルクを最大にできる電流位相 β はゼロではない。したがって, 最大トルク/電流制御法では, 最大トルクが常に得られるよう

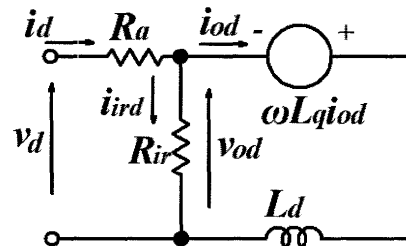


Fig. 4 d-axis equivalent circuit.

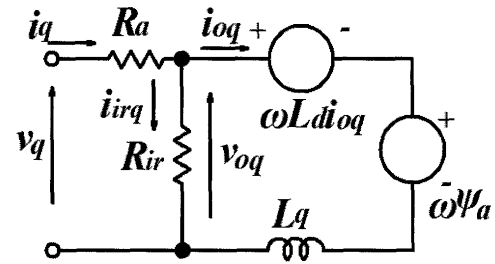


Fig. 5 q-axis equivalent circuit.

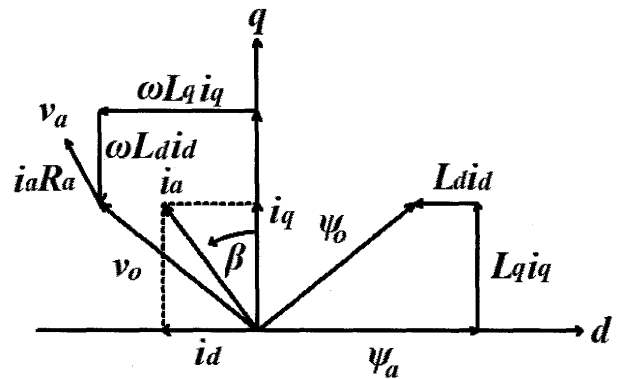


Fig. 6 The phasor diagram for IPMSM.

に d 軸電流を制御する。

トルクの最大点を導出するためにはトルクを電流位相で偏微分したものが0となればよい。そのため, 式(6)より最大点は次式となる。

$$\frac{\partial T_e}{\partial \beta} = -P_n \psi_a I_a \sin \beta + \frac{1}{2} P_n (L_q - L_d) I_a^2 \cos 2\beta = 0 \quad (7)$$

ただし, 制御を単純化するため, 鉄損抵抗は零として制御方法を考える。上式を i_d について解くと, 次式となる。

$$i_d = \frac{\psi_a}{2(L_q - L_d)} - \sqrt{\frac{\psi_a^2}{4(L_q - L_d)^2} + i_q^2} \quad (8)$$

式(8)を用いて i_d の値を決定すれば, 最大トルク/電流制御が実現できる。

この制御における運転ラインを Fig. 7 に示す。Fig. 7 は電流、電圧及びトルクの制限ラインを d, q 軸電流の関係で示した図である。最大トルク/電流制御における運転ポイントは電流制限円と交わる交点 A のところとなる。このときの d - q 軸電流の関係は次式である。

$$i_{dA} = \frac{\psi_a}{4(L_q - L_d)} - \sqrt{\frac{\psi_a^2}{16(L_q - L_d)^2} + \frac{I_{am}^2}{2}} \quad (9)$$

$$i_{qA} = \sqrt{I_{am}^2 - i_{dA}^2} \quad (10)$$

このときの電機子鎖交磁束は

$$\psi_{oA} = \sqrt{(\psi_a + L_d i_{dA})^2 + (L_q i_{qA})^2} \quad (11)$$

となり、誘起電圧が制限値 V_{om} に達する電気角速度は次式で与えられる。

$$\omega_{re_base} = \frac{V_{om}}{\psi_{oA}} \quad (12)$$

この速度で電圧制限楕円は交点 A と交わり、これ以上の速度では電流ベクトルを交点 A に制御できなくなる。したがって、この速度までを最大トルク/電流制御を用いることとする。

4.2 弱め界磁制御[6,7]

前述したように、最大トルク/電流制御における基底速度以上の速度領域では、電流制限に加えて電圧制限も考慮する必要がある。したがって、これらの制限は以下の式で表せる。

$$I_a = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \leq I_{am} \quad (13)$$

$$V_a = \sqrt{v_d^2 + v_q^2} \leq V_{am} \quad (14)$$

また、ここでは簡単にするため、式(14)の電圧制限を、次式を用いて置き換える。

$$V_{am} = RI_{am} + V_{om} \quad (15)$$

したがって、誘起電圧の制限は次式となる。

$$V_o = \omega \sqrt{(L_d i_d + \psi_a)^2 + (L_q i_q)^2} \leq V_{om} \quad (16)$$

Fig. 7 に、式(16)の誘起電圧による電圧制限楕円を描く。Fig. 7 における運転可能範囲は、電流制限円の内側、及び電圧制限楕円の内側となる。そのため、A 点以上の速度領域では電流制限円と誘起電圧制限楕円の交点上を移動するよう制御すれば、最大トルクを出力できる。式(16), (19)より

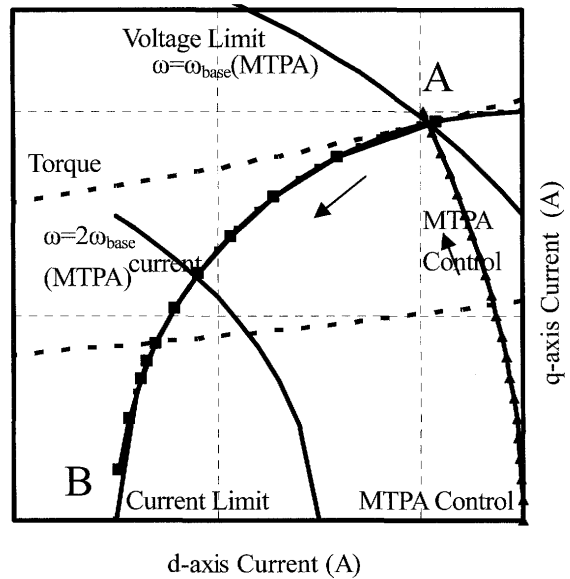


Fig. 7 Control trajectories in i_d - i_q plane.

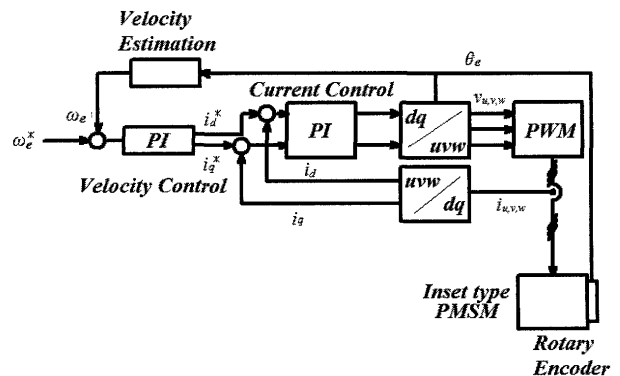


Fig. 8 Block diagram for field-oriented control system.

$$i_{dB} = \frac{\psi_a L_d - \sqrt{(\psi_a L_d)^2 + (L_q^2 - L_d^2) \left\{ \psi_a^2 + (L_q^2 I_{am})^2 - \left(\frac{V_{om}}{\omega} \right)^2 \right\}}}{L_q^2 - L_d^2} \quad (17)$$

を用いることで d 軸電流が求められる。さらに、最大電流が既知であれば、式(10)より q 軸電流が求められる。なお、これは Fig. 7 の A 点から B 点まで電流制限円上を移動するよう制御することになる。

4.3 制御システム

Fig. 8 にインセット型 PMSM の制御ブロック図を示す。インバータには電圧型 PWM インバータ、制御アルゴリズムは DSP(Digital Signal Processor)を用いる。ベクトル制御を実現するために、内側のループに d - q 軸電流制御、外側に速度制御として、PI 制御器をそれぞれ

れ使用する。各サンプリング時間は電流、速度制御それぞれ 100 μ s, 500 μ s である。また、位置検出として 2000 pulse/revolution のエンコーダを 4 テイ倍して用いる。

5 最大出力制御時における理論値算出

インセット型 PMSM モデルの正当性を確認するため、3 章で述べたモデルを用いて、最大出力制御時の理論値算出を行う。本章で求めるシミュレーション結果と次章の実験結果とを比較することで、モデルの正当性を証明することができる。

d - q 座標におけるインセット型 PMSM の電流電圧方程式は Fig. 4, 5 の等価回路より、次式で表される。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} &= R_a \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{od} \\ i_{oq} \end{bmatrix} \\ &+ \left(1 + \frac{R_a}{R_{ir}} \right) \left(\omega_{re} \begin{bmatrix} 0 & -L_q \\ L_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{od} \\ i_{oq} \end{bmatrix} + \omega_{re} \begin{bmatrix} 0 \\ \psi_a \end{bmatrix} \right) \end{aligned} \quad (18)$$

定常状態における d - q 軸電流変化分は零であるとすると、

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = R_a \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + A \left(\omega_{re} \begin{bmatrix} 0 & -L_q \\ L_d & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{od} \\ i_{oq} \end{bmatrix} + \omega_{re} \begin{bmatrix} 0 \\ \psi_a \end{bmatrix} \right) \quad (19)$$

と表せる。なお $A = \{1 + (R_a/R_{ir})\}$ である。また、線間電圧は

$$V_a = \sqrt{v_d^2 + v_q^2} \quad (20)$$

であることから、

$$V_a = \sqrt{(R_a i_d - A \omega_{re} L_q i_{oq})^2 + (R_a i_q + A \omega_{re} L_d i_{od} + A \omega_{re} \psi_a)^2} \quad (21)$$

となる。実験結果に基づいて鉄損抵抗を決定し、式(2), (3)を用いて、 v_{oq} , v_{od} , i_{od} を決定する。その後、式(21)を q 軸電流について解くと、速度に対する q 軸有効電流値を求めることができる。求めた q 軸電流と式(6)を用い、トルクを計算する。

6 実験結果

6.1 実験方法

試作機の実験特性及び3章で述べたモデルの有用性を確認するため、試作機による負荷測定を行った。Fig. 9 に測定構成図を示す。ロータリー・エンコーダ付の試

作機をトルク検出器及びヒステリシスブレーキとカップリングさせる。試作機は速度制御モードとし、速度を回転計、トルクをトルク検出器により測定を行う。これらの実験機を用いて、 $i_d=0$ 制御時の特性、最大出力制御を行ったときの特性を得た。

6.2 実験結果

弱め界磁制御の効果を確認するため、電流の振幅制限値を 2A, 相電圧制限を 24V に設定し、 d 軸電流を変化させたときの各回転数における発生トルクを測定した。Fig. 10, 11 にトルク-速度特性及び効率-速度特性の実験及びシミュレーション結果をそれぞれ示す。また、Fig. 10 には相電圧制限が 30V 時の実験結果も示し、24V の特性との比較を行う。なお、全てのシミュレーション結果は、Fig. 4 や 5 に示すように速度に応じて鉄損抵抗を考慮してある[8]。

はじめに、Fig. 10 より弱め界磁制御を用いることで運転範囲が拡大されていることが確認できた。例えば、トルクが 0.01Nm のとき 3200rpm から 5500rpm まで運転範囲を広げることが可能となった。続いて、電圧制限が 30V 時の結果と比較する。30V の結果と 24V 電圧で弱め界磁を用いたときの結果が交わる点、トルクが 0.023Nm を境に結果がわかれた。その点よりも大きいトルクを必要とする場合、6V を加えることでより大きなトルクを維持できる。その一方で、その点よりも低いトルクで十分な場合は、電源電圧を変えずとも、弱め界磁を用いることで運転範囲をより拡大できる結果が得られた。

また、IPMSM モデルに基づいたシミュレーション結果と実測値を比較すると、高速領域では値にずれが生じている。その原因としては、高周波鉄損や機械損が大きくなっていることが考えられる。しかし、それらを考慮すると、3章で定義したインセット型 PMSM モデルは正しいことが証明された。

一方、効率についても Fig. 11 より、弱め界磁制御を用いることで効率向上していることがわかる。これは負の d 軸電流を流すことにより、リラクタンストルクが利用できたためである。また、損失の面では、弱め界磁かけることにより鉄損が抑えられたため、効率が向上した。以上の結果より、弱め界磁制御を用いることで、インバータの電源電圧やパワー素子及び検出器を変えずに運転領域を拡大できることがわかる。

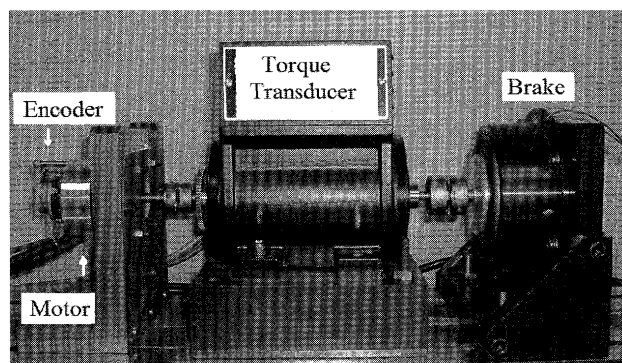
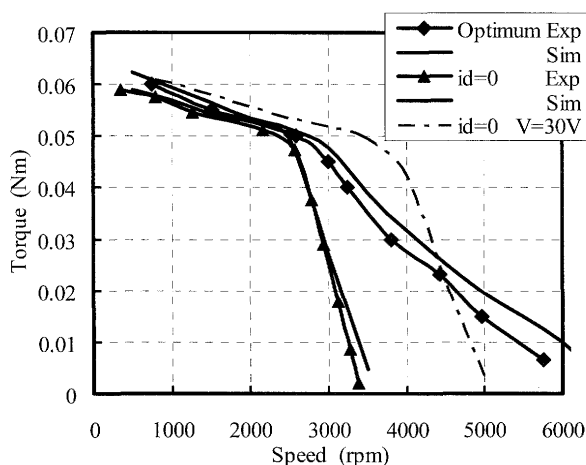
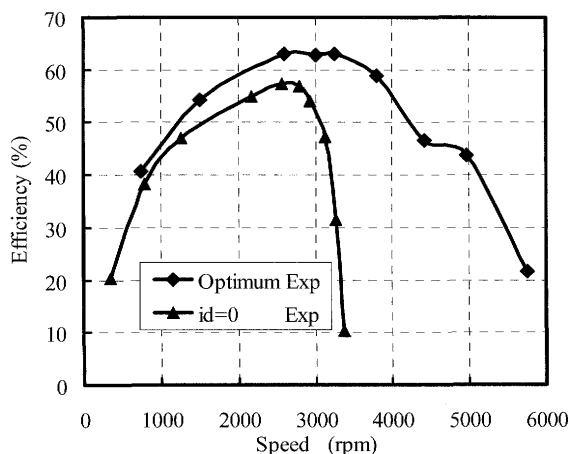


Fig. 9 Experimental setup.

Fig. 10 Torque-Speed characteristics under optimum control and $i_d=0$ control,Fig. 11 Torque-Efficiency characteristics under optimum control and $i_d=0$ control.

7 結言

本稿では、新たに開発された二色成形磁石回転子をもつインセット型 PMSM に対し、モデルの提案、ベクトル制御による弱め界磁制御特性の検討を行った。イ

ンセット型 PMSM の諸特性は IPMSM と同様のインダクタンス、トルク特性を持つため、そのモデルをインセット型 PMSM モデルとして定義した。また、制御法としては、低速域では最大トルク/電流制御、高速域では弱め界磁制御をインセット型 PMSM の最大出力制御法として提案した。その結果、効率の良い運転特性が得られることを確認した。さらに、トルク-速度特性ではインセット型 PMSM モデルの理論値と測定値が一致した。したがって、定義したインセット型 PMSM モデルの正当性が証明できた。

以上の結果より、インセット型 PMSM は最大出力制御法と併せて用いることで、運転範囲の広い高効率小形モータとして期待できる。また、近年の材料技術進歩により圧粉磁心の強度が高くなった。そのため、リラクタンストルクを使用できる高速スピンドルモータとしての働きも期待できる。今後の展望として、圧粉磁心の特徴である自由度の高い構造を生かし、リラクタンストルクをさらに多く利用できる回転子構造に改善する。それによって、さらなる効率向上が望める。

(2008年10月23日受付, 2008年12月25日再受付,
2009年1月29日再々受付)

参考文献

- [1] H.Amano, Y.Enomoto, M.Ito, R.Masaki, M.Masuzawa, and M.Mita "Characteristic Examination of Permanent Magnet Synchronous Motor that has Dual Molding Permanent Magnet Rotor," Vol.RM-05, No.108-121, 123-139, pp.25-30, 2005
- [2] Amano, H. Enomoto, Y. Ito, M. Masaki, R. Masuzawa, M. Mita, M., "Characteristics of a Permanent-Magnet Synchronous Motor with a Dual-Molding Permanent-Magnet Rotor" *IEEE Power Engineering Society General Meeting*, 2007.
- [3] Lei Ma, Masayuki Sanada, Shigeo Morimoto, Yoji Takeda, Nobuyuki Matsui "High Efficiency Adjustable Speed Control of IPMSM with Variable Permanent Magnet Flux linkage," *Conf Rec IEEE Ind Appl Conf*, Vol.1999, No.Vol.2, pp.881-887, 1999
- [4] Lei Ma, M. Sanada, S. Morimoto, Y. Takeda, "IPMSM with Adjustable PM Armature Flux Linkage for High Efficiency and Wide Range Operation," Vol.121-D, No.3, pp.371-376, 2001
- [5] Uddin M N, Radwant S, Rahman M A, "Performance of Interior Permanent Magnet Motor Drive Over Wide Speed Range," *IEEE Trans Energy Convers*, Vol.17, No.1, pp.79-84, 2002
- [6] 武田, 松井, 森本, 本田, "埋込磁石同期モータの設計と制御", pp.38-48, オーム社, 2001
- [7] S Morimoto, Y Takeda, T Hirasa, "Expansion of operating limits for permanent magnet motor by optimum flux-weakening," *Conf Rec IEEE Ind Appl Conf*, Vol.24th, No.Vol.1, pp.51-56, 1989
- [8] 小堀, 百目鬼, "鉄損を考慮したハイブリッド形ステッピングモータの脱出トルク解析," 日本 AEM 学会誌 Vol. 11, No.4, pp268-274, 2003