

表面PM形同期モータのPM部うず電流解析

吉田, 欣二郎

九州大学大学院システム情報工学研究科電気電子システム工学専攻

袈裟丸, 勝巳

九州大学大学院システム情報科学研究科電気電子システム工学専攻

日田, 泰弘

九州大学大学院システム情報科学研究科電気電子システム工学専攻 : 修士課程

<https://doi.org/10.15017/1524282>

出版情報 : 九州大学大学院システム情報科学紀要. 2 (2), pp.271-276, 1997-09-26. 九州大学大学院システム情報科学研究科

バージョン :

権利関係 :



表面PM形同期モータのPM部うず電流解析

吉田欣二郎*・袈裟丸勝巳*・日田泰弘**

Analysis of Eddy Currents in PM of Surface-Mounted-PM SM

Kinjiro YOSHIDA, Katsumi KESAMARU and Yasuhiro HITTA

(Received June 23, 1997)

Abstract: Recently the rare-earth magnet NdFeB is applied to a magnet rotor of electric vehicles. The heat problem due to eddy current loss in the PM is made clear in very high speed applications. This paper presents analysis of eddy currents produced in the PM parts of PMSM. The finite element method is used to take into account complicated eddy current phenomena in the PM. The numerical results are obtained under constant current-mode operation and constant power-mode operation.

Keywords: PM-SM, Finite element method, Analysis of eddy currents, Electric vehicle

1. ま え が き

従来のフェライトやアルニコ等の永久磁石 (Permanent Magnet, PM) を使用したモータは小形小出力のものに限られていた。その主な理由はPMのエネルギー密度が極めて低く、電機子反作用の影響による減磁に耐えられなかったためである。しかし、SmCo₅, Sm₂Co₁₇, NdFeB等の高エネルギー希土類PMの出現と、その高性能化によりエネルギー密度は飛躍的に増大し、十数kWクラスのモータにもPM界磁方式が採用されつつある¹⁾。

希土類磁石はフェライト磁石と比べて電気伝導率が比較的高く、PM内部でのうず電流が無視できないレベルに達する恐れもある。特に、電気自動車に使用されるPMモータ (PM Synchronous Motor, PMSM) において、10,000rpmを超える高速運転時では、回転子PM部分のうず電流損による発熱問題も十分考慮しなければならない。またNdFeBは、(BH)_{max}が希土類中最大であり、小形軽量化が要求される電気自動車に適しているものの熱

に弱い性質を持っており²⁾、うず電流によるPMの寿命・能力の低下などの恐れがある。これらのことから、NdFeBに対するうず電流の影響を詳細に研究しておく必要がある。

本論文は、NdFeBを回転子表面に配置した、表面PM方式円筒形SM³⁾⁻⁶⁾について、有限要素法によるPM部のうず電流解析を行い、うず電流損の定量的評価が重要であることを明らかにした。解析では、電気自動車の動作に模した動作点で定電流制御シミュレーションを行い、問題となる12,000rpm程度の高速回転時にPM部に生じるうず電流に対して解析を行っている。

2. 電動機構造

機器の詳細をTable 1に示す。定格1.25kVA、固定子内径80mm、積み厚76mmである。Fig. 1にPMSMの解析モデルを示す。d軸はPMのN極の中心にあり、電機子a相起磁力と重なる所を $\theta_m=0^\circ$ とした。Fig. 2にここで使用した2種類のPM着磁状態を示す。Fig. 2(a)は平行磁化タイプ (SEG2) であり、Fig. 2(b)は6セグメント

Table 1 Specifications for PMSM

定格		ステータ部		ロータ部	
出力	1.25kw	コイル数/相	2	磁石材質	Nd-Fe-B
極数	4	コイル巻数	110	磁石厚み	4.8 mm
同期速度	1800rpm	スロット数	12	回転子材質	S45C
電圧	200V	直列巻数/相	220	回転子外径	78 mm
電流	3.06A	鉄心材質	S18		
周波数	60Hz	固定子内径	80 mm		
鉄心長	76 mm	固定子外径	115 mm		

平成9年6月23日受付

* 電気電子システム工学専攻

** 電気電子システム工学専攻修士課程

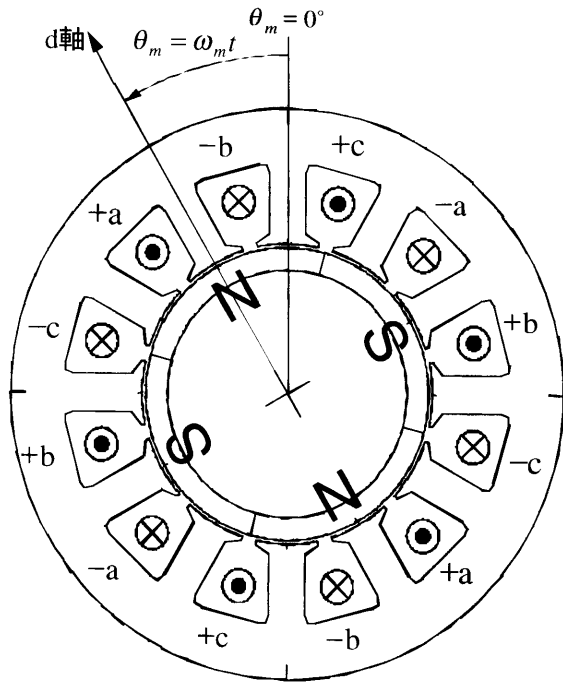


Fig. 1 Surface-Mounted-PMSM

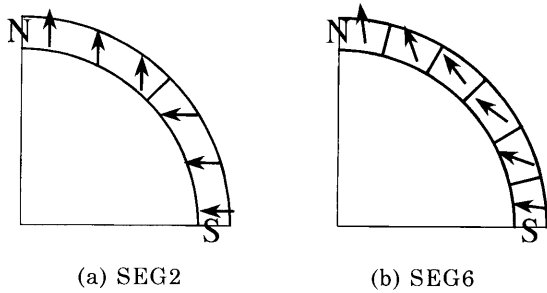


Fig. 2 PM on Rotor

磁化タイプ (SEG6) である。セグメントタイプは1極を6個のセグメントに分割し、ギャップの磁束密度分布をほぼ正弦波にしたものである^{3),4)}。

3. 解析方法

3.1 解析手法⁷⁾

Maxwell 方程式から求めた二次元の電磁界基本方程式を次に示す。

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\nu \frac{\partial A}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\nu \frac{\partial A}{\partial y} \right) = -J_0 - J_e - J_m \quad (1)$$

$$J_e = -\sigma \frac{\partial A}{\partial t} - \sigma \frac{\partial \phi}{\partial z} \quad (2)$$

$$J_m = \nu_0 \left(\frac{\partial M_y}{\partial x} - \frac{\partial M_x}{\partial y} \right) \quad (3)$$

ここで、 A : ベクトルポテンシャル, J_0 : 固定子巻線電流密度, J_e : うず電流密度, J_m : 等価磁化電流密度, M_x, M_y : 磁化 M の x, y 方向成分, σ : 導電率, ϕ : ス

カラポテンシャル, ν : 磁気抵抗率, 永久磁石内では $\nu = \nu_0$ ($\nu_0 = 1/\mu_0$, μ_0 : 真空中の透磁率)。

また、時刻 t における値には添字 t を付けることにし、また、一つの要素 e に着目し、ニュートンラプソン法を適用すれば、ポテンシャルの修正量 $\{\delta A_i^t\}$ は(4)式で求められる。

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial G_1^t}{\partial A_1} & \dots & \dots & \dots & \frac{\partial G_1^t}{\partial A_n} \\ \vdots & \ddots & & & \vdots \\ \vdots & & \frac{\partial G_i^t}{\partial A_j} & & \vdots \\ \vdots & & & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial G_n^t}{\partial A_1} & \dots & \dots & \dots & \frac{\partial G_n^t}{\partial A_n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta A_1^t \\ \vdots \\ \delta A_i^t \\ \vdots \\ \delta A_n^t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -G_1^t \\ \vdots \\ -G_i^t \\ \vdots \\ -G_n^t \end{bmatrix} \quad (4)$$

ここで、

$$G_i^{(e)t} = \nu^{(e)t} U_{ie} - \frac{\Delta^{(e)}}{3} J_0^{(e)t} - J_{ei}^{(e)t} - J_{mi}^{(e)t} \quad (5)$$

$$\frac{\partial G_i^t}{\partial A_j^t} = \sum_{e=1}^{ne} \left\{ \frac{2}{\Delta^{(e)}} \frac{\partial \nu^{(e)t}}{\partial (B^{(e)t})^2} U_{ie} U_{je} + \nu^{(e)t} S_{ij}^{(e)} - \frac{\partial J_{ei}^{(e)t}}{\partial A_j^t} - \frac{\partial J_{mi}^{(e)t}}{\partial A_j^t} \right\} \quad (6)$$

$$J_{ei}^{(e)t} = -\frac{\sigma \Delta^{(e)}}{12} \sum_{j=1}^3 (1 + \delta_{ij}) \frac{A_{je}^t - A_{je}^{t-\Delta t}}{\Delta t} \quad (7)$$

$$J_{mi}^{(e)t} = \frac{\nu_0}{2} (M_x^t d_{ie} - M_y^t c_{ie}) \quad (8)$$

$$U_{ie} = \sum_{j=1}^3 S_{ij}^{(e)} A_{je}^t \quad (9)$$

$$S_{ij}^{(e)} = \frac{1}{4\Delta^{(e)}} (c_{ie} c_{je} + d_{ie} d_{je}) \quad (10)$$

$$\frac{\partial J_{ei}^{(e)t}}{\partial A_j^t} = -\sigma \frac{\Delta^{(e)}}{12} (1 + \delta_{ij}) \frac{1}{\Delta t} \quad (11)$$

$$\frac{\partial J_{mi}^{(e)t}}{\partial A_j^t} = \frac{\nu_0}{4\Delta^{(e)}} \frac{\partial M_d^t}{\partial B_d^t} (d_{ie} \cos \theta^{(e)} - c_{ie} \sin \theta^{(e)}) \times (d_{je} \cos \theta^{(e)} - c_{je} \sin \theta^{(e)}) \quad (12)$$

ただし、 $\Delta^{(e)}$: 三角形要素 e の面積, A_{je} : 節点 je のベクトルポテンシャル, $M_d, \theta^{(e)}$: それぞれ要素 e の磁化 M の大きさと x 軸からの角度, B_d : 磁束密度の θ 方向成分, $\nu^{(e)}$: 要素 e の磁気抵抗率, δ_{ij} はクロネッカーのデルタであり、(2)式の時間微分項 $\partial A / \partial t$ には、後退差分近似を使用している。すなわち、

$$\frac{\partial A^t}{\partial t} = \frac{A^t - A^{t-\Delta t}}{\Delta t} \quad (13)$$

また、

$$\begin{cases} c_{ie} = y_{je} - y_{ke} \\ d_{ie} = x_{ke} - x_{je} \end{cases} \quad (14)$$

ただし、 i_e, j_e, k_e は循環する数字で、 x_{j_e}, y_{j_e} は要素 e の節点 j の x, y 座標を表す。

次に、固定子巻線電流密度 $J_0^{(e)t}$ を次のように書き換える。入力電流が流れる固定子巻線において、a, b, c の各相の要素 e に含まれるコイルのターン数をそれぞれ $W_a^{(e)}$, $W_b^{(e)}$, $W_c^{(e)}$ とすると、 $J_0^{(e)t}$ は次式となる。

$$J_0^{(e)t} = \frac{\beta^{(e)}}{\Delta t} (\alpha_a^{(e)} W_a^{(e)} i_a^t + \alpha_b^{(e)} W_b^{(e)} i_b^t + \alpha_c^{(e)} W_c^{(e)} i_c^t) \quad (15)$$

ただし、 $\beta^{(e)}$, $\alpha_a^{(e)}$, $\alpha_b^{(e)}$, $\alpha_c^{(e)}$ は次のように定義される。

- $\beta^{(e)} = \pm 1$ (+ : 要素 e を含む導体が巻線の往路の時, - : 要素 e を含む導体が巻線の帰路の時)
- $\alpha_i^{(e)}$: 要素 e が含む導体が i 相巻線に含まれる時 1, それ以外 0

(4) 式を解くことで、 δA_i^t を求めることができる。ニュートンラプソン法による (m+1) 回目の近似は次式で与えられる。

$$A_i^{t(m+1)} = A_i^{t(m)} + \delta A_i^{t(m)} \quad (16)$$

また、各要素ごとのうず電流損は次式で示される。

$$P_e^{(e)} = \frac{1}{\sigma} J_e^{(e)2} \cdot \Delta^{(e)} \cdot \text{LENGTH} \quad (17)$$

ここで、LENGTH : 積み厚 (=0.07372m)

また、銅損は次式で示される。

$$P_c = r_a I^2 \quad (18)$$

ここで、 r_a : 巻線抵抗 (=2.0Ω)

3.2 有限要素法による解析

次に、本解析の計算手順を示す。

- (a) 相電流実効値 I , 機械的負荷角 δ_m , 回転刻み機械角 θ_m 等をそれぞれ与える。
- (b) 時刻 t における a, b, c 各相の相電流を、次式でそれぞれ与える。

$$\begin{aligned} i_a^t &= \sqrt{2} I \cos(\omega t + 2\delta_m) \\ i_b^t &= \sqrt{2} I \cos\left(\omega t + 2\delta_m - \frac{2}{3}\pi\right) \\ i_c^t &= \sqrt{2} I \cos\left(\omega t + 2\delta_m - \frac{4}{3}\pi\right) \end{aligned} \quad (19)$$

- (c) ニュートンラプソン法による非線形解析を行う。
- (d) ベクトルポテンシャルの収束判定を行う。

δ_m は機械的負荷角であり、本研究では $\delta_m = 45^\circ$ で解析を行っている。

また、(3) 式の磁化 M は PM の想定温度を 140°C とした減磁曲線に基づいている⁸⁾。すなわち、

$$M = 0.03516B + 0.9880 \quad (20)$$

なお、磁気抵抗率 ν は鉄心の磁化特性を考慮している^{1),4)}。また、導電率 $\sigma = 0.69 \times 10^8 \text{ S/m}$ とした⁹⁾。

解析では、モータの対称性を考慮してモデルの 1/4 について、一次三角要素を用い、要素数 2,310, 節点数 1,201 に分割した、Fig. 3 にそのメッシュ図を示す。回転については、固定子を時計方向に 1.5° 刻みで回転させ、回転を模擬した。

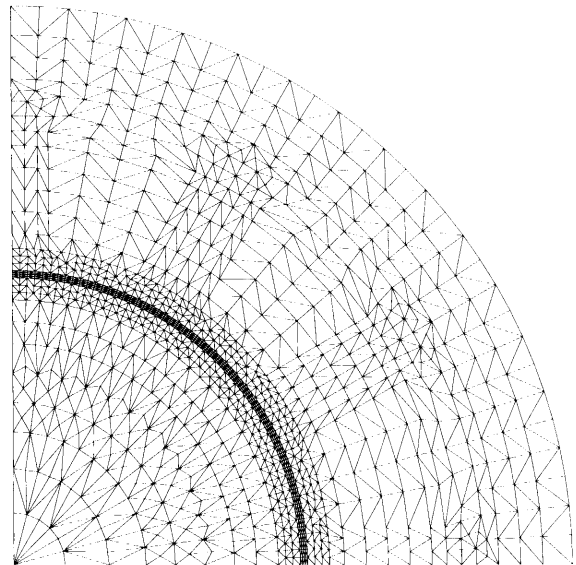


Fig. 3 Finite element subdivision

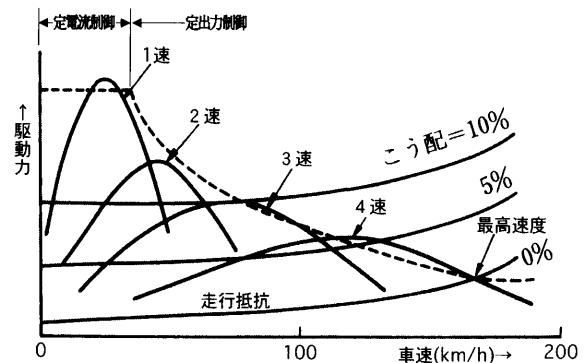


Fig. 4 Driving force of automobile

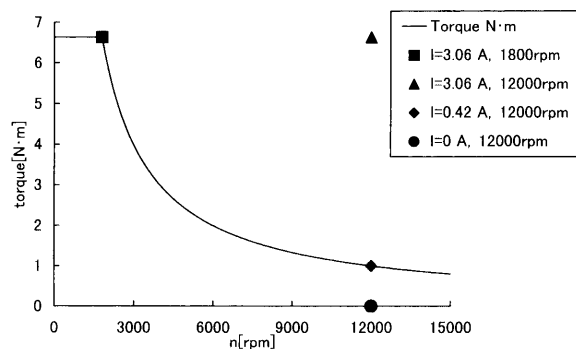


Fig. 5 Speed vs. torque curve of PMSM

また、電機自動車では Fig. 4 のように、発進時の定電流（定トルク）制御と、その後の定出力制御が行われる¹⁰⁾。よって、本研究では Fig. 5 に示すような点、すなわち、

- ① $I=3.06\text{A}$, 1,800rpm
- ② $I=3.06\text{A}$, 12,000rpm（定電流制御）
- ③ $I=0.42\text{A}$, 12,000rpm（定出力制御）
- ④ $I=0\text{A}$, 12,000rpm

で制御シミュレーションを行った。

この時、①～④のそれぞれの場合に対して、Fig. 2 に示した 2 種類の PMSM の定常動作シミュレーションを行った。但し、これらの PM は、磁化方向は各セグメントで分れているが、セグメント間の絶縁はされていない。

4. 解析結果

Fig. 6 に相電流 $I=3.06\text{A}$ 、速度 1,800rpm での PM における $\theta_m=0^\circ$ の時の瞬時うず電流密度分布を示す。PM の内側表面（中心軸から $r=35.3\text{mm}$ ：グラフ中ダイヤモンド形、塗りつぶし）と外側表面（ $r=38.7\text{mm}$ ：丸形、白抜き）の 2 つについて示す。主にスロットに起因したうず電流密度は PM 表面で大きく、最大でほぼ $2.0 \times 10^5 \text{A/m}^2$ となる。また Table 2 に示すように、この時の出力 P に対するうず電流損は P_e は SEG2 で $0.44\text{W}/1.25\text{kW}=0.035\%$ 、SEG6 では $0.27\text{W}/1.09\text{kW}=0.025\%$ と小さくなる。このように、PM の分割セグメント数を増すことにより出力は減少するがうず電流は出力減少割合よりも大きな割合で減少することが判る。

次に、Fig. 7 に相電流 $I=3.06\text{A}$ 、速度 12,000rpm、Fig. 8 に相電流 $I=0.42\text{A}$ 、速度 12,000rpm、Fig. 9 に相電流 $I=0\text{A}$ 、速度 12,000rpm での PM における瞬時うず電流密度分布を示す。

Fig. 7 のうず電流密度は Fig. 6 と同様に PM 表面で大きく、最大 $1.5 \times 10^6 \text{A/m}^2$ にも達する。この時の出力 P

に対するうず電流損 P_e は SEG2 で $15.27\text{W}/8.35\text{kW}=0.186\%$ 、SEG6 で $11.37\text{W}/7.26\text{kW}=0.157\%$ であった。

Fig. 8 は電気自動車用モータが実際に動作する点での瞬時うず電流密度分布である。この時の出力 P に対するうず電流損 P_e は SEG2 で $12.66\text{W}/1.25\text{kW}=1.012\%$ 、SEG6 で $8.18\text{W}/1.09\text{kW}=0.753\%$ であった。高速回転域で、うず電流損が出力の 1% にも達することが判る。またこの時の、うず電流損は銅損の約 12 倍にも達し、銅損に比べても非常に大きいことが判る。

Fig. 9 は電機子にまったく電流を流さなかった場合の

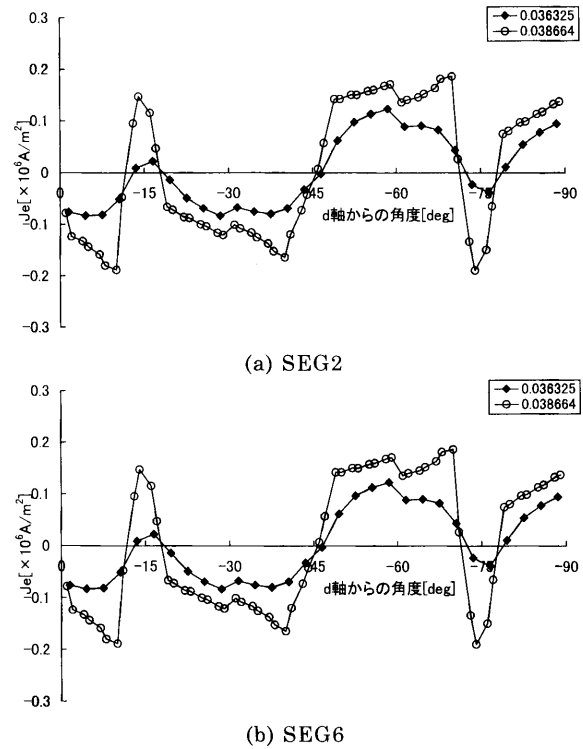


Fig. 6 Distribution of eddy current ($I=3.06\text{A}$, 1800rpm)

Table 2 Eddy current loss

$I_a=3.06\text{A}$		うず電流損 P_e W	出力 P kW	銅損 P_c W	P_e/P %	P_e/P_c %
12,000rpm	SEG2	15.57	8.35	56.25	0.186	27.674
	SEG6	11.37	7.26	56.25	0.157	20.215
1,800rpm	SEG2	0.44	1.25	56.25	0.035	0.780
	SEG6	0.27	1.09	56.25	0.025	0.479

$I_a=0.42\text{A}$		うず電流損 P_e W	出力 P kW	銅損 P_c W	P_e/P %	P_e/P_c %
12,000rpm	SEG2	12.66	1.25	1.08	1.012	1,172.129
	SEG6	8.18	1.09	1.08	0.753	756.999

$I_a=0\text{A}$		うず電流損 P_e W
12,000rpm	SEG2	12.61
	SEG6	8.11
1,800rpm	SEG2	0.36
	SEG6	0.19

うず電流密度分布である。これから、回転子の PM 界磁のみによるうず電流の影響が判る。うず電流損 P_e は SEG2 で 12.61W, SEG6 で 8.11W であり, Fig. 8 の時とほとんど変化がなく, 高速回転域でのうず電流はほぼ回転子の PM 界磁のみの影響であると言える。

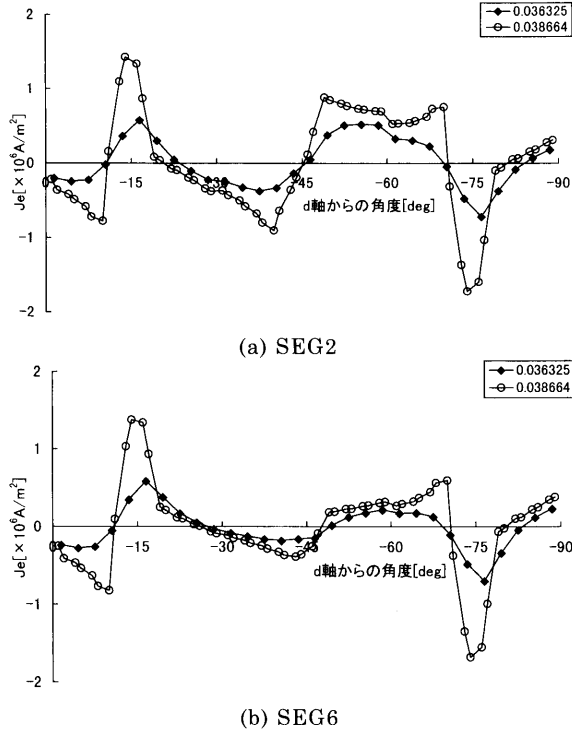


Fig. 7 Distribution of eddy current ($I=3.06A$, 12000rpm)

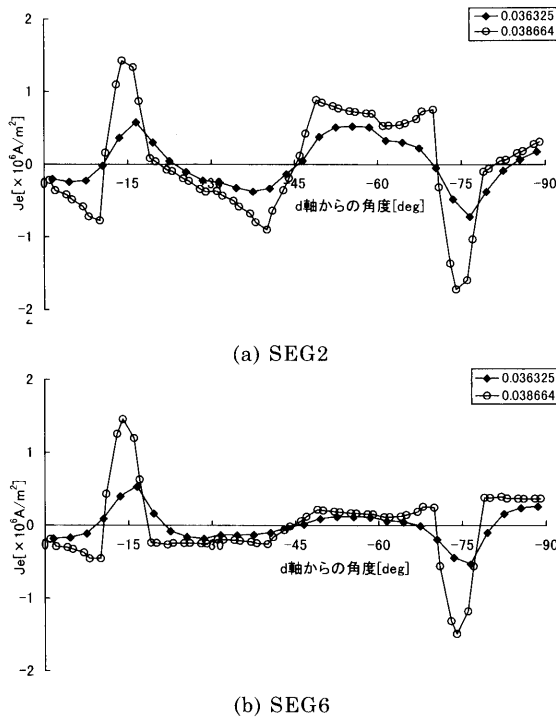


Fig. 8 Distribution of eddy current ($I=0.42A$, 12000rpm)

Fig. 10 に $I=0A$ の時の磁力線図を示す。Fig. 6~9(a) では Fig. 6~9(b) に比べて d 軸からの角度が $-70^\circ \sim -50^\circ$, $-40^\circ \sim -20^\circ$ においてうず電流密度が大きかった。これは, うず電流は磁束の変化から生じるので, Fig. 10 を見て判るように, SEG2の方が SEG6に比べてその部分

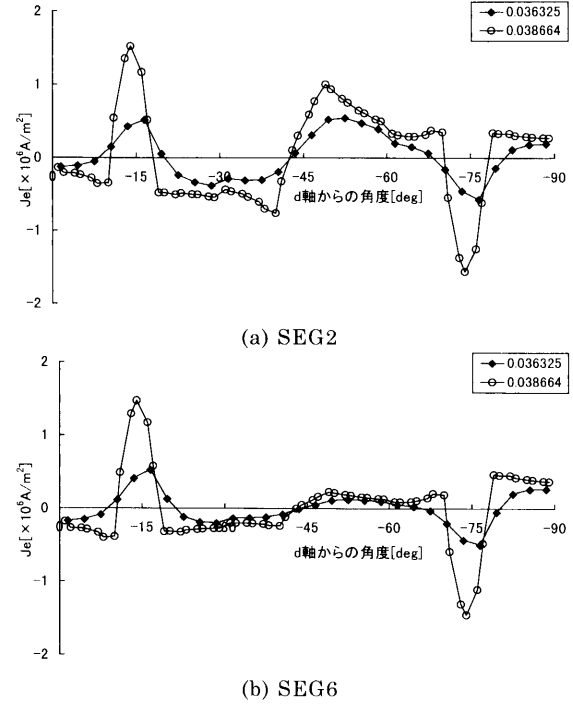


Fig. 9 Distribution of eddy current ($I=0.0A$, 12000rpm)

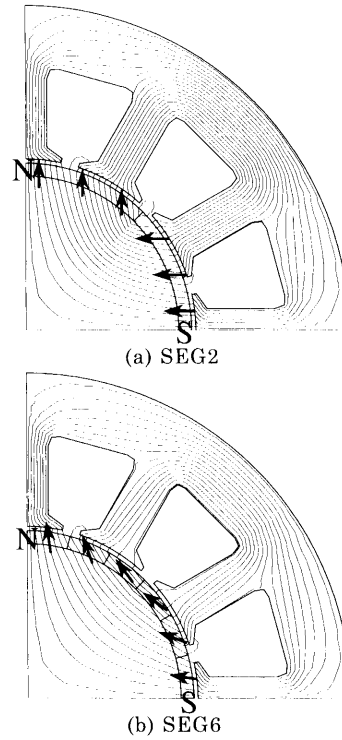


Fig. 10 Flux distributions ($I=0.0A$, 12000rpm)

で磁力線が密になっていることから、スロットによる磁束の変化が大きく、より多くのうず電流が生じたのが判る。SEG6では、磁化方向は矢印のようにしてあるため磁束が密にならず、うず電流が低減されるのが判る。 -15° , -75° 付近の大きなうず電流もスロットによるものだが、この磁束が密なのはPM界磁の基本波成分によるものなので、SEG6でもうず電流の低減はできていない。これらのことから、歯部に多くの磁束を送り込む部分に多くのうず電流損失が生じることが容易に想像がつく。

5. む す び

以上、PMモータの有限要素法によるPM部うず電流解析を行った。PM部のうず電流は、高速回転時にはPM表面において比較的大きな値となり、そのうず電流は固定子スロットによって発生する回転子のPM界磁の高調波回転磁界による影響であることを明らかにした。またうず電流損失は出力の1%に達するがこれを0.75%に低減し、提案した6セグメント磁化タイプは有効な方法である事が判った。

参 考 文 献

- 1) 三田・佐々木・長谷川・増沢：「低速型モータ用磁石回転子の鉄損解析」, 日立金属技報 vol. 12, pp. 43-48 (1996年)
- 2) 田原・飯村・栗山：「高エネルギー大形希土類磁石」, 日立金属技報 vol. 8, pp. 37-42 (1992年)
- 3) 吉田・袈裟丸・城戸・小松：「永久磁石同期発電機の磁極構成の検討」, 平8電気学会産業応用部門全大 No. 7
- 4) 小松：「永久磁石同期発電機の磁極構成に関する研究」, 九州大学修士論文, 平成8年
- 5) 日田：「ネオジ系PMモータのPM部うず電流解析」, 九州大学電気工学科卒業論文 (平成9年3月)
- 6) 回転機電磁界解析ソフトウェアの適用技術調査専門委員会：「回転機電磁界解析ソフトウェアの適用技術」, 電気学会技術報告第486号 (1994年)
- 7) 栗原・湧井・久保田：「空間高調波の影響を考慮した永久磁石同期電動機の負荷特性解析」, 電学論D, 116巻11号, 平成6年
- 8) 森本・金子：「高耐熱NEOMAX-EHの開発」, 住友金属 vol. 49, pp. 100-103 (1997年)
- 9) 中田・高橋・星加・森安・芦澤：「超高速回転機の着磁特性の解析」, 回転機研究会, SA-89-60, RM-89-49, 平成元年
- 10) 足利：「電気自動車用モータの新技術」, 電学誌, 117巻1号, pp. 22-25, 1997年