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 HITA

(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

| 定格 | | ステー | 夕部 | 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 | 直列卷数/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 | | |

Table 1 Specifications for PMSM

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")

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。

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

$$J_e = -\sigma \frac{\partial A}{\partial t} - \sigma \frac{\partial \phi}{\partial z} \tag{2}$$

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

ここで, A:ベクトルポテンシャル, Jo: 固定子巻線電 流密度, Je:うず電流密度, Jm: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 の節点 j の x, y 座標を表す.

カラポテンシャル, ν:磁気抵抗率, 永久磁石内では ν= ν_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.

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial G_{1}^{t}}{\partial A_{1}} \cdots \cdots \cdots \frac{\partial G_{1}^{t}}{\partial A_{n}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \frac{\partial G_{i}^{t}}{\partial A_{j}} & \vdots \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial G_{1}^{t}}{\partial A_{1}} \cdots \cdots \cdots \frac{\partial G_{n}^{t}}{\partial A_{n}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \delta A_{1}^{t} \\ \vdots \\ \delta A_{i}^{t} \\ \vdots \\ \delta A_{n}^{t} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -G_{1}^{t} \\ \vdots \\ -G_{i}^{t} \\ \vdots \\ -G_{n}^{t} \end{bmatrix}$$
(4)

ここで,

$$G_{i}^{(e)t} = \nu^{(e)t} U_{ie} - \frac{\mathcal{\Delta}_{(e)}}{3} J_{0}^{(e)t} - J_{ei}^{(e)t} - J_{mi}^{(e)t}$$
(5)

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

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

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

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

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

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

$$\frac{\partial J_{mi}^{(e)t}}{\partial A_{j}^{t}} = \frac{\nu_{0}}{4\Delta^{(e)}} \frac{\partial M_{d}^{t}}{\partial B_{d}^{t}} (d_{ie} \cos \theta^{(e)} - c_{ie} \sin \theta^{(e)}) \times (d_{je} \cos \theta^{(e)} - c_{je} \sin \theta^{(e)})$$
(12)

ただし, *Δ*^(e): 三角形要素 e の面積, *A_{ie}*: 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, ν^(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 ∂A/∂t には、後退差分近似 を使用している. すなわち,

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

また,

$$c_{ie} = y_{je} - y_{ke} |$$

$$d_{ie} = x_{ke} - x_{je}$$

$$(14)$$

ただし, *i*_e, *j*_e, *k*_e は循環する数字で, *x*_{je}, *y*_{je} は要素 e

$$J_{0}^{(e)t} = \frac{\beta^{(e)}}{\Delta t} (\alpha_{a}^{(e)} W_{a}^{(e)} i_{a}^{t} + \alpha_{b}^{(e)} W_{b}^{(e)} i_{b}^{t} + \alpha_{c}^{(e)} W_{c}^{(e)} i_{c}^{t})$$
(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.

β^(e)=±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)

a_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.

$$A_{i}^{t(m+1)} = A_{i}^{t(m)} + \delta A_{i}^{t(m)}$$
(16)

また、各要素ごとのうず電流損は次式で示される.

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

ここで、LENGTH:積み厚(=0.07372m)また、銅損は次式で示される.

$$P_c = r_a I^2 \tag{18}$$

ここで, ra: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.

$$i_{a}{}^{t} = \sqrt{2}I\cos(\omega t + 2\delta_{m})$$

$$i_{b}{}^{t} = \sqrt{2}I\cos\left(\omega t + 2\delta_{m} - \frac{2}{3}\pi\right)$$

$$i_{c}{}^{t} = \sqrt{2}I\cos\left(\omega t + 2\delta_{m} - \frac{4}{3}\pi\right)$$
(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℃とし た減磁曲線に基づいている⁸⁾. すなわち,

$$M = 0.03516B + 0.9880$$

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 σ =0.69×10⁶S/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. 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*=3.06A, 1,800rpm

②I=3.06A, 12,000rpm (定電流制御)

③I=0.42A, 12,000rpm (定出力制御)

(4)I = 0A, 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=3.06A,速度1,800rpmでの PMに おける θ_m =0°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=35.3mm:グラフ中ダイヤ 形,塗りつぶし)と外側表面(r=38.7mm: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,最大でほほ2.0×10⁵A/ m²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0.44W/1.25kW= 0.035%, SEG6では0.27W/1.09kW=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*=3.06A, 速度12,000rpm, **Fig.** 8 に相電流 *I*=0.42A, 速度12,000rpm, **Fig. 9** に相電流 *I*=0A, 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1.5×10⁶A/m²にも達する.この時の出力 P に対するうず電流損 Pe は SEG2で15.27W/8.35kW= 0.186%, SEG6で11.37W/7.26kW=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12.66W/1.25kW=1.012%, SEG6で8.18W/1.09kW=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





| Table 2 | Eddy | current | loss |
|---------|------|---------|------|
|---------|------|---------|------|

| /a=3.06A | | うず雷流損 <i>Pe</i> W | 出力P_kW | 銅損PcW | Pe/P % | Pe/Pc % |
|-----------|-------|-------------------|--------|-------|--------|---------|
| 14 0.00 | ISEG2 | <u> </u> | 835 | 56.25 | 0186 | 27 674 |
| 12,000rpm | 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>la=</i> 0.42A | | うず電流損 <i>Pe</i> W | 出力P_kW | 銅損 <i>Pc</i> W | <i>Pe</i> / <i>P</i> % | Pe/Pc % |
|------------------|------|-------------------|--------|----------------|------------------------|-----------|
| 12.000 | SEG2 | 12.66 | 1.25 | 1.08 | 1.012 | 1,172.129 |
| 12,000rpm | SEG6 | 8.18 | 1.09 | 1.08 | 0.753 | 756.999 |

| <i>la=</i> 0 A | | うず電流損 <i>Pe</i> W |
|----------------|------|-------------------|
| 12.000 | SEG2 | 12.61 |
| 12,000rpm | SEG6 | 8.11 |
| 1.900rpm | SEG2 | 0.36 |
| 1,800rpm | 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°~-50°, -40°~-20°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

- 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)
- 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
- 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) H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エ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エアの適用技術」,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