2次元磁気特性を用いた永久磁石モータの鉄損解析 Iron Loss Analysis of Permanent Magnet Motors Taking Account of Two-Dimensional Magnetic Characteristics

下地広泰・榎園正人・戸高孝・槌田雄二・高橋秀一

大分大学工学部、大分市旦野原 700 番地

H.Shimoji, M.Enokizono, T.Todaka,
Y.Tsuchida, and S.Tkashashi

Faculty of Engineering, Oita University, 700 Dannoharu, Oita, Japan

(2000 年 10 月 10 日受理、2001 年 1 月 24 日採録)

Iron loss analysis of a permanent magnet motor was carried out taking account of the anisotropy of the magnetic material. Recently, it has become possible to measure magnetic material in terms of a vector quantity, as a result of improvements in measuring technique. Since the non-oriented silicon steel sheets used as the iron core material are anisotropic, it was necessary to carry out the analysis in such a way as to take account of the anisotropy of the magnetic material. We were able to do this by combining the finite element method with the Enokizono & Soda (E&S) modeling.

Key words: the permanent magnet motor, finite element method, E&S modeling, iron loss analysis, two-dimensional magnetic measurement

1. はじめに

近年様々な磁性材料が開発されている。しかしながら従来の磁性材料よりも複雑な特性を示すため実際の機器に導入した際、目的の性能を引き出せないといった問題点が明らかになってきている。そのため材料特性をいかに把握して設計できるかが大きなポイントとなる。我々はこの複雑な磁気特性を把握するため測定においては2次元磁気特性装置を用いた測定を行っている。また、磁界解析においてはE&Sモデリングと有限要素法を組み合わせることにより、大きさのみならず空間的な角度の非線形性を考慮した磁界解析を可能とし、磁束密度 B と磁界強度 H をベクトル量として扱えるため直接鉄損計算も可能となっている。本論文ではステータコアに無方向性ケイ素鋼板を用いた分割コア永久磁石モータの磁界解析を行っている。近年分割コアを用いたモータが注目されている。分割コアは各ティースに巻き線を施せるため、導線の占有率向上のため銅損が軽減できる。また、磁性材料の容易軸方向を考慮した設計が可能となる。しかしながら磁界解析においてはこのような材料特性を考慮することは難しく現在は経験と勘を頼りに設計している。そこで、本手法を用いることにより鉄損軽減を目的に容易軸方向の最適化を可能にしている。従来までの磁界解析では複雑な材料特性を考慮することはできなかったため容易軸方向による違いは確認できなかった。本論

文では分割コアごとに圧延容易軸方向を最適化することによって鉄損の軽減が可能であることを示す。このことにより安価な材料でもさらなる低鉄損化が可能であり、従来機の大規模な形状変更を行わなくても同じコストで高効率化をはかることが可能である。

2. 2次元磁気測定装置の概要

2. 1 2次元磁気測定装置

Fig. 1 に2次元磁気測定装置の概要図を示す。X方向とY方向にヨークを配置し、試料に磁束を集中させるため先端を45度に加工し、試料に任意の波形を励磁できるようになっている。試料とヨークの間には0.1mmのギャップを施している。

Fig. 1. Two-dimensional magnetic measurement apparatus.

2. 2 磁性材料の非線形性

Fig. 2 にそれぞれの磁束条件を定義する。回転磁束条件は容易軸方向と最大磁束密度の角度を表す ϕ 、楕円の膨らみを表す軸比 α 、大きさを表す最大磁束密度 $B_{\max}$ の3つのパラメータで表される。交番磁束は軸比 α がゼロとなる。

次に Fig. 3~5 はそれぞれ無方向性ケイ素鋼板、一方向性ケイ素鋼板、二方向性ケイ素鋼板の測定結果である。それぞれの磁束密度条件は同じであるにもかかわらず磁界においては全く違った特性を示している。磁束密度条件は軸比1、最大磁束密度1[T]、である。注目すべきは無方向性ケイ素鋼板においても困難軸方向と容易軸方向が存在することである。これらの結果から磁界解析において大きさのみでは不十分で方向と大きさの非線形性を考慮することが必要であることがわかる。

3. E&S モデリングと定式化^[3]

3. 1 E&S モデリング

まず、実験データから以下の式のようにフーリエ変換を用いて近似する。磁束密度は完全な正弦波に制御されている。 A 、 B はそれぞれフーリエ変換から求められる係数である。

$$\begin{cases} B_x = A_{B_x1} \cos \omega t - B_{B_x1} \sin \omega t \\ B_y = A_{B_y1} \cos \omega t - B_{B_y1} \sin \omega t \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} \frac{\partial B_x}{\partial \theta} = -\omega A_{B_x1} \sin \omega t - \omega B_{B_x1} \cos \omega t \\ \frac{\partial B_y}{\partial \theta} = -\omega A_{B_y1} \sin \omega t - \omega B_{B_y1} \cos \omega t \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{cases} H_x = A_{H_x1} \cos \omega t - B_{H_x1} \sin \omega t + A_{H_x3} \cos \omega t - B_{H_x3} \sin \omega t \\ H_y = A_{H_y1} \cos \omega t - B_{H_y1} \sin \omega t + A_{H_y3} \cos \omega t - B_{H_y3} \sin \omega t \end{cases} \quad (3)$$

E&S モデリングは以下の式のように表されるため

$$\begin{cases} H_x = \nu_x B_x + \nu_x \frac{\partial B_x}{\partial \theta} \\ H_y = \nu_y B_y + \nu_y \frac{\partial B_y}{\partial \theta} \end{cases} \quad (4)$$

結局それぞれの ν は以下のように求められる。

$$\begin{cases} \nu_x = k_{x1} + k_{x2} B_x + k_{x3} B_x \left(\frac{\partial B_x}{\partial \theta} \right) + k_{x4} \left(\frac{\partial B_x}{\partial \theta} \right)^2 \\ \nu_x = k_{x1} + k_{x2} B_x + k_{x3} B_x \left(\frac{\partial B_x}{\partial \theta} \right) + k_{x4} \left(\frac{\partial B_x}{\partial \theta} \right)^2 \\ \nu_y = k_{y1} + k_{y2} B_y + k_{y3} B_y \left(\frac{\partial B_y}{\partial \theta} \right) + k_{y4} \left(\frac{\partial B_y}{\partial \theta} \right)^2 \\ \nu_y = k_{y1} + k_{y2} B_y + k_{y3} B_y \left(\frac{\partial B_y}{\partial \theta} \right) + k_{y4} \left(\frac{\partial B_y}{\partial \theta} \right)^2 \end{cases} \quad (5)$$

それぞれの k は実験値から決定される。

測定値はX軸方向を容易軸方向としているのでこのままでは任意方向の容易軸方向を考慮できない。そのため容易

Fig. 2. Representation of alternating and rotating flux.

Fig. 3. Magnetic field of the measured result in rotation flux condition (non-oriented silicon steel sheet, $\alpha=1$, $B_{\max}=1$ [T]).

Fig. 4. Magnetic field of the measured result in rotation flux condition (grain-oriented silicon steel sheet, $\alpha=1$, $B_{\max}=1$ [T]).

Fig. 5. Magnetic field of the measured result in rotation flux condition (double grain-oriented silicon sheet, $\alpha=1$, $B_{\max}=1$ [T]).

軸方向と最大磁束密度方向の角度 ϕ を用いて以下のように表される。

$$\begin{bmatrix} H_x \\ H_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & a_2 \\ a_3 & a_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} B_x \\ B_y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 & b_2 \\ b_3 & b_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\partial B_x}{\partial \theta} \\ \frac{\partial B_y}{\partial \theta} \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\begin{cases} a_1 = \cos^2(\phi)v_{xr} + \sin^2(\phi)v_{yr} \\ a_2 = a_3 = \sin(\phi)\cos(\phi)v_{xr} - \sin(\phi)\cos(\phi)v_{yr} \\ a_4 = \sin^2(\phi)v_{xr} + \cos^2(\phi)v_{yr} \\ b_1 = \cos^2(\phi)v_{xi} + \sin^2(\phi)v_{yi} \\ b_2 = b_3 = \sin(\phi)\cos(\phi)v_{xi} - \sin(\phi)\cos(\phi)v_{yi} \\ b_4 = \sin^2(\phi)v_{xi} + \cos^2(\phi)v_{yi} \end{cases}$$

ここでのこのモデリングを用いて磁界解析を行った。それぞれの v は (5) 式で求めたものである。

3. 2 数値解析手法

E&S モデリングを有限要素法に適用するための定式化を行う。静磁場におけるマクスウェルの電磁方程式は以下のように表せる。

$$\text{rot} \mathbf{H} = \mathbf{J}_0 \quad (7)$$

$$\text{div} \mathbf{B} = 0 \quad (8)$$

ただし、 $\mathbf{H}$ は磁界強度で $\mathbf{J}_0$ は電流密度、 $\mathbf{B}$ は磁束密度である。これらの式と (5) 式の E&S モデリングを用いて定式化すると最終的な2次元場の支配方程式は以下になる。

$$\begin{aligned} J_0 + J_m = & \frac{\partial}{\partial x} \left(a_3 \frac{\partial A_z}{\partial y} - a_4 \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) - \frac{\partial}{\partial y} \left(a_1 \frac{\partial A_z}{\partial y} - a_2 \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) \\ & + \frac{\partial}{\partial \theta} \left\{ \frac{\partial}{\partial x} \left(b_3 \frac{\partial A_z}{\partial y} - b_4 \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) - \frac{\partial}{\partial y} \left(b_1 \frac{\partial A_z}{\partial y} - b_2 \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) \right\} \end{aligned} \quad (9)$$

$$J_m = v_0 \text{rot} \mathbf{M}$$

ここで、 $\mathbf{M}$ は永久磁石の磁化である。本解析ではこの支配方程式をガラーキン法を用いて直接離散化を行った。

3. 3 鉄損解析

本解析では磁界強度と磁束密度をベクトル量で表現できるため鉄損の直接計算が可能である。以下に鉄損を求める式を示す。

$$P_i = \frac{1}{\rho T} \int_0^T \left(H_x \frac{dB_x}{dt} + H_y \frac{dB_y}{dt} \right) dt \quad (10)$$

ここで ρ は材料密度、 T は周期である。

全鉄損は以下の式で求めた。

$$P_{\text{total}} = \rho \cdot Dp \cdot \text{Nos} \cdot \sum_{i=1}^{\text{Nos}} P_{t_i} \cdot S_i \quad (11)$$

ここで、 Dp はケイ素鋼板の厚み、 Nos はケイ素鋼板の枚数である。

Table 1

	Model 1	Model 2
Teeth 1 [deg]	0	28
Teeth 2 [deg]	0	119
Teeth 3 [deg]	0	89
Teeth 4 [deg]	0	59
Teeth 5 [deg]	0	88
Teeth 6 [deg]	0	58
Teeth 7 [deg]	0	28
Teeth 8 [deg]	0	118
Teeth 9 [deg]	0	89
Teeth 10 [deg]	0	120
Teeth 11 [deg]	0	88
Teeth 12 [deg]	0	118
Total iron loss [W]	0.43795	0.42659
Average of B_{max}	0.5800 [T]	0.5764 [T]

Fig. 6. Analysis model of the permanent magnet motor

(a) Model 1

(b) Model 2

Fig. 7. Distribution of the $\mathbf{B}$ and $\mathbf{H}$ vectors.

4. 解析結果と検討

Fig. 6に解析モデルを示す。3相励磁なのでU、V、Wはそれぞれの相である。図のようにティースが12分割された分割コアを用いている。またロータの表面に磁石を配置している。表1にモデル1とモデル2の詳細を示す。モデル1については従来のモータと同じですべてのティースの容易軸方向が0度方向である。モデル2については各ティースを最大磁束密度方向と容易軸の方向の角度にそれぞれ重みをつけ最適であると考えられる角度を用いている。重み係数はそれぞれ実験値を参考に設定している。モデル1とモデル2の容易軸方向以外の条件は同じである。

Fig. 7は磁界強度と磁束密度のある瞬間のベクトル分布及びポテンシャル分布である。従来の磁界解析では不可能であった磁界強度と磁束密度の位相差を表現できていることがわかる。また、モデル1とモデル2では位相差がティース部で違っていることがわかる。つまり、容易軸方向を最適化しているモデル2では磁界強度ベクトルと磁束密度ベクトルの位相差が小さくなっているといえる。

Fig. 8は鉄損分布である。従来直接鉄損分布を計算することは困難であったが本手法を用いることによって直接計算が可能となっている。モデル1とモデル2のティース2を比べると最大磁束密度の方向と容易軸方向が同一方向である部分はロスが比較的小さく困難軸方向と同一方向に向いている部分では比較的多くなっていることがわかる。また、モデル1とモデル2では鉄損分布が異なっていることがわかる。しかしながら両者を比べてもはっきりした違いはわからない。表1の全鉄損値を見ると、モデル2の方がモデル1よりも値が小さくなっているにもかかわらず分布でははっきりした原因はわからない。そこで、Fig. 9のように鉄損を最大磁束密度の二乗で割った。鉄損はおおむね磁束密度の2乗に比例して大きくなるためである。モデル1に比べてモデル2のティースの付け根部分が小さくなっていることがわかる。この部分は回転磁束が発生している場所で容易軸方向を変えることによって回転磁束が発生しにくくなっていることが鉄損を下げた原因であると考えられる。

5. まとめ

本手法を使うことにより鉄損の直接解析が可能となり、容易軸方向を考慮できることから最適な容易軸方向を計算し低鉄損化が可能となった。また、磁界強度と磁束密度の位相差を計算できるため位相差を最小にする形状や材料を設計できるようになった。

文 献

- [1] M.Enokizono and N.Soda, "Iron loss Analysis of Three-Phase Transformer by using Finite Element Method" Proc. ICEE-8, Vol.1, 1998, pp. 852-855.
- [2] M.Enokizono and N.Soda, "New modeling of Vector Magnetic properties for Magnetic Field Analysis" Studies in Applied Electromagnetics and Mechanics, Vol. 13, pp. 418-421.
- [3] 祖田直也・榎園正人, "E&Sモデルによる2次元磁気特性のヒステリシスモデリング", 応用磁気学会誌, Vol.24 No.4-2 2000, p827-830.

Fig. 8. Core loss distribution

Fig. 9. Distribution of the iron loss divided by the square of the magnetic flux density.