電磁鋼板コアにおけるコア鉄損と素材特性の関係

Effects of the Material Properties on Core Losses in Electrical Steel Sheet Cores

開道 力・脇坂岳顕

新日本製鐵(株), 富津市新富 20-1 (☎293-0011)

C. Kaido and T. Wakisaka

Nippon Steel Co., Shintomi, Futtsu 293-0011

The ratios of core losses to material iron losses were investigated with the following results: (1) The ratios of iron losses are influenced by the core shape. (2) It is possible to find the most suitable conditions (Si content and grain size) of non-oriented electrical steel sheets for reducing the hysteresis loss ratios. Electrical steel sheets with higher Si content and larger grain size have lower eddy current loss ratios. (3) The ratios of hysteresis losses and eddy current losses increase with increasing flux densities. These results are explained by the flux distribution due to magnetic non-linearity and saturation, the phase difference between inner and outer fluxes, and the distortion of the flux waveform.

Key words: electrical steel sheet, iron loss, hysteresis loss, eddy current loss, core, linearity coercive force, distortion

1. ま え が き

無方向性電磁鋼板は主にトランス、モータのコア材として使用される。トランスやモータは高効率化や小形軽量化が求められ、損失削減のためにコアの鉄損の低減が必要であるだけでなく、出力を左右する温度上昇を抑制するためにもコア鉄損の低減が重要である。したがって、コア素材の鉄損低減とともにコア設計の最適化によるコア鉄損削減も重要である。また、トランスやモータが限界設計に近づきつつあるので、コア鉄損の算定が重要になってきた。コア鉄損の算定のためには素材鉄損だけでなくコア鉄損の発生機構の解明とモデル化が重要である。しかし、コア鉄損と素材鉄損の関係が不明瞭で、コアにおける鉄損増加機構が完全に解明されていない¹⁾。コア鉄損が素材鉄損より変化する要因としては、コア内に生じる不均一な磁束分布、回転磁界、切断加工やコアの固定のために生じる歪応力、PWM (Pulse Width Modulation) などで生じる時間高調波、モータコアでは歯形状により空隙に空間高調波、さらに磁場磁束による重畳磁束や温度変化などがあり、コア鉄損のモデル化や算定法が一部提案されている。コア内の磁束分布に関するものとして、コア形状やコア素材の磁化特性が考えられる。そこで、低保磁力から高保磁力の各種無方向性電磁鋼板を用いて、リングコアや額縁コアをつくり、コア鉄損を測定し、コア素材の鉄損に対するコア鉄損の増加比率について検討した。

2. 実験方法

無方向性電磁鋼板は板厚 0.5 mm の 50A250 (高 Si, 大結晶

粒径材) ~ 50A1300²⁾ (低 Si, 小粒径材) の 5 種類を用いた。これらの磁化曲線 (DC) を Fig. 1 に示す。リングコアは外径 45 mm, 内径 33 mm, 額縁コアは外側 50 mm × 50 mm と内側 25 mm × 25 mm である。コア加工は放電加工を用い、圧延方向が一致するように 4 枚重ねた。一次巻線はリングコアが 280 巻, 0.8 Ω, 額縁コアが 80 巻, 0.18 Ω であり、正弦波電圧を印加し励磁した。素材特性は 55 mm × 55 mm の試料を SST³⁾ (励磁巻線は 440 巻, 8 Ω) で測定し、圧延方向とその直角方向の平均値で表した。コア内磁気特性分布を求めるために、Fig. 2 に示される外径 150 mm, 内径 70 mm のリングコアを同心状に 4 分割 (各コアの平均半径 140, 120, 100, 80 mm) したものをを用いた。ヒステリシス損と渦電流損の分離は 50 Hz と 100 Hz の 2 周波法で分離した。

3. 実験結果

ヒステリシス損と渦電流損の増加比率 K をそれぞれ Fig. 3 と Fig. 4 に示す。

コア形状で比較すると、ヒステリシス損、渦電流損ともに額縁コアの方がリングコアより K が小さい。額縁コアの方がコーナー部に集中し、コアの外径側と内径側の磁束密度の差が大きくなるためと推定される。

一方、磁化曲線や保磁力 H_c の影響について比較する。Fig. 3 より、ヒステリシス損に対して、低保磁力である高 Si 大粒径材は K が高く、高保磁力である低 Si 小粒径材も K が高い傾向にある。したがって、材料の保磁力には K が最小となる最適値があることが考えられる。渦電流損に対しては Fig. 4 より低保磁力である高 Si 大粒径材は K が低い。

低磁束密度において、Fig. 5, 6 のように、低保磁力である

Fig. 1 DC magnetization curves (Epstein test).

Fig. 2 Core used to measure the flux distribution.

50A290 の磁束密度の分布はほぼ理論どおりであるが、保磁力が大きい 50A1300 では外径側と内径側の磁束密度の差が大きく、特に内径側の磁束密度が高い、したがって、コア素材の保磁力が大きいと、磁路長が短い内径側に磁束が集中するので、ヒステリシス損の K が低くなると推定される。一方、Fig. 7 のように、保磁力が大きい場合には内径側の磁束密度が外径側の磁束密度より位相が進み、ヒステリシス損に影響する最大磁束密度の外径側と内径側の差が小さくなるので、ヒステリシス損の K が大きくなると考えられる。したがって、ヒステリシス損については、磁路長が短い内径側への磁束の集中による K の軽減と、保磁力で発生する位相差による K の増加が最適にバランスし、 K が最も小さくなるコア素材の保磁力が存在することが予想される。

渦電流損については、保磁力で生じる外径側と内径側の磁束密度差が大きくなると、ヒステリシス損の場合のような K の低減より、保磁力による波形歪が大きくなり、コア全体の dB/dt の実効値が高くなると考えられる。また、保磁力により発生する位相差で、ヒステリシス損の場合と同様に、半径方向の平均的な dB/dt の実効値が大きくなる。したがって、渦

Fig. 3 Hysteresis loss ratios of the core to the material.

電流損の K は保磁力による波形歪発生と位相差発生のため、保磁力が大きくなると、渦電流損の K が大きくなると考えられる。

次に、励磁磁束密度について検討する。Fig. 3 よりヒステリシス損の K は高 Si 大粒径材は 0.8~1 T で最小となっているが、低 Si 小粒径材は 0.4~0.6 T の場合に最小である。全材料とも 1 T 以上では磁束密度が高くなると K は大きくなっている。渦電流損の K は Fig. 4 よりヒステリシス損のほど明確な傾向にはないが、励磁磁束密度が高いほど渦電流損の K も大きい。低 Si 小粒径の材料も、高 Si 大粒径の材料も Fig. 6 や Fig. 5 より 1 T 以上で、外径側と内径側の磁束密度が小さくなっている。この現象がヒステリシス損の K の挙動に反映していると推定する。渦電流損は磁束分布の影響も受けるが、磁束密度が高くなると、保磁力や非線形性（磁気飽和の影響）により波形が歪むためと考える。

4. 理論解析

リングコア（外径 R 、内径 r 、 $a=R/r$ ）について、外内比 a と保磁力の影響について理論的に検討する。

Fig. 4 Eddy current loss ratios of the core to the material.

Fig. 5 Flux distribution in a 50A290 core at 50 Hz.

Fig. 6 Flux distribution in a 50A1300 core at 50 Hz.

Fig. 7 Inside and outside waveforms of flux densities in cores (50A290 and 50A1300).

まず、外内径比 a の影響を透磁率を一定とすると、外径部の磁束密度に対する内径部の磁束密度の比は a となり、内径側に磁束が集中する。一方、鉄損 W が B^n (n : 定数) で表せるとすると、コア素材に対するコアの鉄損増加比率 K は、

$$K = \frac{2(a^{2-n}-1)}{(2-n)(a^2-1)} \left[\frac{a-1}{\log a} \right]^n \quad (n \neq 2) \quad (1)$$

$$= \frac{2}{(a+1)} \left[\frac{a-1}{\log a} \right]^{n-1} \quad (n=2)$$

となり、Fig. 8 に示すように、コアの外内径比 a が大きくなると、体積比率が小さい内径側に磁束が集中し、コア鉄損が減少して、鉄損比 K が減少することがわかる。実験結果により、外径側と内径側の磁束密度差は、低磁束密度側では保磁力により大きくなり、高磁束密度側では磁気飽和により小さくなるので、低磁束密度側では K が減少し、磁束密度が高くなると、 K が増加することが説明できる。

次に、保磁力 H_c による磁束分布やコア鉄損への影響を検討する。コア素材のヒステリシスループを Fig. 9 で表せるとして、ヒステリシスループの I, II の領域が各々次式で表せるものとする。

$$B = \mu_d(H - H_c) \quad (2)$$

$$B = \mu_s H + B_y \quad (3)$$

Fig. 8 R/r vs. iron loss ratio.

$$H = NI / (2\pi x)$$

ただし、磁束密度、磁界、巻線数と電流を B, H, N と I とした。

B が半径 x で変化しても H_c, μ_d, μ_s は一定とし、コアの半径方向に対する平均磁束密度を B_a とすると、磁束分布は I, II の領域ともに式 (4) で表せる。ここで、 $\pm$ の $+$, $-$ はそれぞれ B が増加、減少する場合であり、それぞれの場合の、 B_a に対する位相進み θ は式 (5) で表せる。

$$B = \frac{x_a}{x} B_a \pm \left(\frac{x_a}{x} - 1 \right) \mu_d H_c \quad (4)$$

$$x_a = r(a-1) / \log a$$

$$\theta = \sin^{-1} \left[\left(1 - \frac{x}{x_a} \right) \frac{\mu_d H_c}{B_a} \right] \quad (5)$$

したがって、内外径比 a と保磁力 H_c によって、外径側と内径側の磁束密度差が大きくなり、さらにコア内の磁束密度の位相にも差が生じることがわかる。

この結果より保磁力 H_c が大きくなると、 B_a に対し 90° 位相成分が増え、コアの内径側と外径側ではそれぞれ進み成分、遅れ成分がお互いに打ち消し合うように発生し、 dB/dt の実効値のコア平均は増加する。したがって、コア内で生じる渦電流損はコア素材の保磁力により大きくなる。

渦電流損 W_e の増加を概算的に求めてみる。基本波のみ考えれば、 $W_e \propto \langle B^2 \rangle$ として、次式で表せる。

$$\langle B^2 \rangle = \langle B_a^2 \rangle \{ K_{SH} + (K_{SH} - 1)A \} \quad (6)$$

$$K_{SH} = \frac{x_a^2}{Rr} = \frac{(a-1)^2}{a(\log a)^2}$$

$$A = \frac{16\mu_d^2 H_c^2}{\pi^2 \langle B_a^2 \rangle} = \frac{32}{\pi^2} y^2 \quad y = \mu_d H_c / B_M$$

ここで $\langle \rangle$ は時間平均で、 B_M は B_a が正弦波である場合のピーク値である。 K_{SH} はコア形状だけによる係数、 A は H_c による増加率を示す係数である。 $y = \mu_d H_c / B_M$ は Fig. 10 に示され、3% Si 無方向性電磁鋼板は $A \approx 0.3$ 、低 Si 無方向性電磁鋼板は $A \approx 5$ であり、高 Si 材の優位性が明らかである。低 Si 材で $a = 2$ とすると、 $(K_{SH} - 1)A / K_{SH} = 0.2$ となり、渦電流損は 20% 増加することになる。

一方、ヒステリシス損を $W_h \propto B_M^n$ として、コア素材に対す

Fig. 9 Hysteresis loop model.

る W_h の増加比率 K を計算してみる。外側と内側の、磁路半径を R と r とする二つの磁気回路 (2 磁気回路モデル) として求めると、次式が導れる。

$$K = \frac{2^n(a^n + a)(a+z)^n + a(1-z)^n}{(a+1)^{n+1}(a^n + a)} \quad (7)$$

$$z = (a-1)\mu_d H_c / (2B_a) = (a-1)y/2^{0.5}$$

この式より、 $n < 2$ のとき K は z に対して最小値をもつことがわかる。 $a=2$, $n=1.6$ では $y \approx 0.4$ となる。

$$z = \frac{a^{1/(n-1)} - a}{a^{1/(n-1)} + 1} \quad (8)$$

以上より、保磁力の影響については理論的に実験の現象を説明できることがわかった。

5. ま と め

今回、各種無方向性電磁鋼板について、素材鉄損に対するコアの鉄損増加比率 K について調べ、次のことが明らかとなった。(1) コア形状により K が変化する。(2) ヒステリシス損の K が最小となる最適な種類 (Si 量, 結晶粒径) が存在する。渦電流損の K は高 Si, 大粒径の材料が小さい。(3) 磁束密度が高くなると、ヒステリシス損, 渦電流損の K は大きくなる。

Fig. 10 $\mu_d H_c / B_M$ of non-oriented electrical steel sheets (1 T).

このように、コア鉄損は素材鉄損に存在する以外に、コア形状と素材磁化特性 (保磁力や磁気飽和) により影響されると考えられる。すなわち、素材の保磁力は低磁束密度では磁路長が短いコア内の内径側に磁束を集中させ、 K を小さくするが、一方、コア内に磁束密度の位相差を生じさせ、 K を大きくし、またコア内の磁束密度波形に歪を生じさせる。磁気飽和に近づく、逆に外径側と内径側の磁束密度差を減少させるが、また磁束密度波形に歪を生じさせる。磁束密度の波形歪は渦電流損の K を大きくさせると考えられる。

謝 辞 最後に、日頃、有益御指導、御助言をして頂いております九州工業大学 山崎二郎教授に深く感謝します。

文 献

- 1) C. Kaido: *J. Appl. Phys.*, **69**, 2029 (1991).
- 2) 日本工業規格: 無方向性電磁鋼帯 JIS C 2552 (1986).
- 3) T. Yamamoto and Y. Ohya: *IEEE Trans. Magn.*, **10**, 157 (1974).

1997 年 10 月 28 日受理, 1998 年 2 月 2 日採録