モータ積層鉄心の性能に及ぼす層間短絡の影響

正員 開道 力* 正員 茂木 尚*
非会員 半澤 和文**

The Effect of Short Circuit between Laminated Steel Sheets on the Performance of Lamination Core of Motor

Chikara Kaido*, Member, Hisashi Mogi*, Member, Kazufumi Hanzawa**, Non-member

The effects of short circuits between laminated steels in lamination cores, caused by clinching or welding, are discussed in this paper. A short circuit between laminated steels increase a core loss. A short-circuit resistance r_1 due to clinching is more affected by contact resistance than by the electrical resistivity of core material and it is inversely as the third order of the thickness of core material. In the case of welding, r_1 is influenced by the resistivity of core material and it is inversely as the second order of core material thickness, if the width and depth of welding, such as laser welding, are proportional to the thickness. The short-circuit resistance of welding is generally smaller than that of clinching, and then the short-circuit loss caused by welded core will be larger than that by clinching. According to theoretical calculation, the short-circuit losses are possibly larger than iron losses due to core materials in actual cores and more than two times in the case of segment motor cores, because the number of clinch-ing or welding is large. As the method to reduce the short-circuit losses or to avoid the short circuits, it is necessary to use thin electrical steel sheets with high electrical resistivity as core materials, or to fix laminated steels by means of adhesion or molding.

キーワード：積層鉄心，短絡，かしめ，溶接，電磁鋼板

Keywords : lamination core, short circuit, clinching, welding, electrical steel sheet

1. 緒言

モータは，エネルギー環境問題に伴い，高効率低損失化が要求され⁽¹⁾，モータ損失の低減には低鉄損鉄心材料を使用する必要がある。しかし，モータ鉄損は鉄心の使用条件にも影響される。実際のモータにおける鉄心材料の使用状態は，図1のように，鉄心素材が通常の評価条件（均一，交番磁界，正弦波，無応力，室温）とは大きく異なり⁽²⁾，次の点がモータの鉄損に影響している。

- (1) 多次元磁気挙動[例えば，磁束分布，回転磁束など]
- (2) 非正弦波励磁[例えば，時間高調波，空間高調波など]や偏磁[例えば，磁束重量など]
- (3) 鉄心材料加工やモータ組立工程で生じる歪や応力

- (4) 鉄心の積層結束と固定で生じる積層間短絡電流の発生
- (5) 鉄心温度

これら鉄心素材の使用条件が実機のモータ鉄損に影響している。(1)や(2)については数値解析などで検討は既に

図1 モータにおける鉄心，鉄心素材の使用条件
Fig. 1. The exciting conditions of motor cores and the materials.

* 新日本製鐵株式会社技術開発本部鉄鋼研究所鋼材第一研究部
〒293-8511 富津市新富 20-1
Steel Products Lab.- I, Steel Research Laboratories, Technical Development Bureau, Nippon Steel Corporation
20-1 Shintomi, Futtsu 293-8511

** 新日本製鐵八幡製鐵所電磁鋼板工場
〒804-8501 北九州市戸畑区飛幡 1-1
Electrical Sheet Mill, Yawata Works, Nippon Steel Corporation
1-1 Tobihata, Tobata, Kitakyushu 804-8501

進んでいる。しかし、(3)、(4)は殆ど考慮されていない。歪、応力は実際の歪応力を評価、管理することが難しく、実モータでの検討はあまり進んでいなかったが、最近、解析などで考慮されはじめた。モータ鉄心の電磁鋼板積層の結束や固定による層間短絡もモータ鉄損への影響も大きい。電磁鋼板積層の結束のためにかしめ、溶接などが使用され、モータケースへの鉄心固定には圧入、焼き嵌め、ボルト締めが使用される。この場合、積層された電磁鋼板は積層間で電氣的に短絡されることが多い。短絡が二箇所以上ある場合には、短絡端と電磁鋼板で電氣的に閉回路を構成することになり、この閉回路と鎖交する磁束があれば短絡電流が流れ、損失が生じる。しかし、これらの要因はモータ製造上、コストや生産性のために避けられない要因でもある。

本報告では、モータの積層鉄心における結束や鉄心固定による積層鉄心の層間短絡について検討してみる。

2. 積層鉄心における短絡損失の理論式

モータ積層鉄心の短絡電流による損失を検討する。例えば、図1(4)のように、かしめとケースの2短絡部の短絡を考えて、この短絡回路を含む断面(図1表示の短絡断面)を図2で表し解析モデルとした。鉄心の積層厚を H とし、積層方向で中心に対して対称と考えられるので、中心からの積層方向位置を x とした。両短絡部間の距離を w とし、両短絡部間の断面積 Hw を通り、短絡回路と鎖交する平均磁束密度を B とする。両短絡部の各単位長あたりの短絡抵抗 r_1, r_2 の和を $r_s[\Omega/m]$ 、短絡部間の単位積層厚あたりの積層鋼板の抵抗を $r_c[\Omega/m]$ とすると、励磁角周波数 ω 、短絡部の電流 $I(x)$ 、両短絡部の逆起電力の和 $V(x)$ に対して、

$$I(x) = \frac{1}{r_s} \frac{\partial V(x)}{\partial x} \quad (1)$$

$$\omega B w x = V(x) - r_c \frac{\partial I(x)}{\partial x} \quad (2)$$

が成り立つので、下記の微分方程式が得られる。

図2 層間短絡状態の電圧と電流

Fig. 2. Voltage and current in a short circuit between laminations.

$$\frac{\partial^2}{\partial x^2} V(x) = \frac{r_s}{r_c} \{V(x) - \omega B w x\} \quad (3)$$

そこで、 $\sqrt{r_c/r_s}$ を基準積層厚 x_0 として、 x と H を x_0 で規格化した $u = x/x_0$ 、 $h = H/(2x_0)$ と基準電圧 $V_0 = \omega B w x_0$ 、基準電流 $I_0 = \omega B w / r_s$ を用いて解を求めた。初期条件を $x = 0$ のとき $V(x) = 0$ 、 $x = H/2$ のとき $I(x) = 0$ として、 B 一定として解を求めると、

$$V(x) = V_0 \{u - \sinh(u) / \cosh(h)\} \quad (4)$$

$$I(x) = I_0 \{1 - \cosh(u) / \cosh(h)\} \quad (5)$$

短絡による全短絡損失 W_T は、短絡端自身での損失 W_s と短絡間の鋼板での損失 W_c に分けて考えると、

$$W_s = \int r_s \{I(x)\}^2 dx = \frac{W_0}{2} \left(3 - 3 \frac{\tanh(h)}{h} - \tanh^2(h) \right) \quad (6)$$

$$W_c = \int r_c \left(\frac{\partial I(x)}{\partial x} \right)^2 dx = \frac{W_0}{2} \left(\frac{\tanh(h)}{h} - 1 + \tanh^2(h) \right) \quad (7)$$

$$W_0 = \omega^2 B^2 w^2 H / r_s = 2h V_0 I_0 \quad (8)$$

となり、全短絡損失 W_T は次式となり、短絡抵抗 r_s が小さいと基準損失 W_0 は増大するので、短絡損失は増加する。

$$W_T = W_0 \left(1 - \frac{\tanh(h)}{h} \right) \quad (9)$$

h が大きい(積層間短絡抵抗が積層鉄心抵抗より大きい)場合、全短絡損失 W_T は、

$$W_T \approx W_0 (1 - 1/h) \quad (10)$$

となり、ほぼ W_0 に等しくなる。短絡電流は(5)式より、

$$I(x) = I_0 \{1 - \exp(u - h)\} \quad (11)$$

で示される。従って、積層両端の近傍を除けば、短絡電流はほぼ一定の I_0 となり、積層鋼板の両短絡間に流れる電流 $\partial I(x) / \partial x$ は殆ど0になる。従って、鋼板での損失 W_c は、

$$W_c \approx W_0 / (2h) = V_0 I_0 = I_0^2 r_c / x_0 \quad (12)$$

となり、積層鋼板の両短絡端のみで発生し、非常に小さくなり、全短絡損失 W_T において無視できることがわかる。

3. 実際の鉄心における r_s と r_c の概算

一方の短絡端がかしめや溶接等で、他方の短絡端がケースなどの面接触短絡で短絡抵抗が極めて低いとして、 r_s や r_c を概算してみる。

まず、 r_c を概算する。かしめや溶接などの接触状態が等価的に円柱状接触(直径 D)と見なされ、他方の短絡端が平面で、短絡間の距離を w とする場合、鉄心と短絡端の間の接触抵抗を無視すると、 $D \ll w$ のとき、 r_c は、鉄心素材の

電気抵抗率を ρ_c として、次式となり、

$$r_c = \frac{\rho_c \ln(2w/D)}{2\pi} \dots\dots\dots (13)$$

となり、オーダー的に ρ_c であることがわかる。

次に、 r_s を概算する。かしめの場合、積層鋼板間は接触で短絡し短絡電流は蛇行する。接触部の数は板厚 t に反比例する。このような場合でも、溶接の場合と同様に、短絡電流路の長さ ℓ_s は積層厚 H に比例すると考えられる。短絡電流路の面積 S_s は、かしめやレーザ溶接の大きさや深さはおおよそ板厚 t に比例するので、 t^2 に比例する。従って、単位積層厚あたりの短絡抵抗 r_s は次式で表せる。

$$r_s = \frac{k_{SL} \rho_c + 2\xi/t}{S_s} = \frac{k_{SL} \rho_c t + 2\xi}{k_{SC} t^3} \dots\dots\dots (14)$$

k_{SL} : 短絡電流路 ℓ_s / 積層厚 H の実効的な比率

k_{SC} : 短絡路断面積 S_s/t^2 の実効的な比率

ξ : 接触抵抗 [Ωm^2]

従って、溶接のように、接触部が無く、 $\xi=0$ では r_s は t^2 に、逆に、接触抵抗が大きいとき、 t^3 に反比例する。

実際に、かしめや溶接による短絡端の短絡抵抗 r_1 を実測した。表 1 はかしめや溶接を行った結束条件、表 2 は短絡抵抗 r_1 の実測値と予想値、換算値を示す。短絡抵抗は 4 端子法を用い、積層鉄心の積層両端から電流を流し、電圧は積層端部で測定した。複数の短絡端がある場合は、全短絡端の抵抗が同じとして短絡抵抗を計算した。短絡抵抗を実際に測定した結束状態あるいは類する状態の写真を図 3～図 5 に示す。表 1 の係数換算値は図 3～図 5 で電流路の断面積、長さを想定し、寸法を板厚に対する倍率で求め、 k_{SC} 、 k_{SL} を算定した。表 2 の予想値は $\xi=0$ (接触抵抗無視)

表 1 かしめ、溶接の結束条件

Table 1. The conditions of clinching and welding.

clinching or welding	steel sheet		size (mm)		coefficient	
	t^{*1}	ρ_c^{*1}	width	depth	k_{SC}	k_{SL}
V-clinching ^{*2}	0.15	0.64	0.8x2	3 t/2	40	2
round-clinching ^{*2}	0.15	0.64	1 ϕ	t/2	10.5	2
laser welding	0.35	0.52	2 t	0.7 t	1.4	1
TIG-welding	0.50	0.15	3	1	12	1

*1 : t :thickness (mm) ρ_c :resistivity ($\mu \Omega m$)

*2 : clinched by Mitsui High-tec Inc.

表 2 かしめ、溶接の r_1 実測例

Table 2. The measured r_1 of clinching or welding.

clinching or welding	short circuit resistance r_1 (Ω/m)	
	measured	transformed into same sheet ^{*2}
V-clinching	125 (7) ^{*1}	2.6 (0.15) ^{*1}
round-clinching	15 (5)	0.32 (0.11)
laser welding	2.5 (3.0)	0.35 (0.42)
TIG-welding	0.05 (0.05)	0.046 (0.05)

*1 : estimated by the size at contact resistance $0 \Omega m^2$.

*2 : transformed into 0.5mm (thickness), $0.15 \mu \Omega m$

として、表 1 の係数推定値と(14)式より求めた値で、換算値は更に板厚 0.5mm、電気抵抗率 $15 \mu \Omega cm$ に換算した予測値である。

かしめの短絡は、図 3、図 4 のように、接触によるもので、かしめ方法で短絡面積が異なる。写真より接触面積を推定し短絡抵抗を予想すると、かしめの短絡抵抗 r_s の実測値は推定値より大きいことが表 2 より明らかであり、接触抵抗 ξ の影響が大きい。一方、溶接の場合は、図 5 のように、溶接部は鋼板が再溶解して柱状に一体になり層間短絡が生じており、この再溶解部分から r_s を計算した推定値は実測値と良く一致している。従って、溶接のように、接触抵抗が無視できる場合は(14)式より、 r_s は鉄心素材の電気抵抗率に比例、 t^2 に反比例する。かしめのように、接触抵抗の影響が大きくなり、短絡抵抗は t^3 に反比例する。

このように、短絡抵抗 r_s は結束方法で異なり、溶接の方がかしめより小さく r_s が大きくなる。また、 r_s は(14)式より板厚が薄くなると大きくなるので、短絡損失は鉄心素材薄手化で低減できる。従って、短絡損失の低減方法としては結束方法の最適化と鉄心素材の薄手化が可能である。

R.D.-crosssection T.D.-crosssection

図 3 Vかしめ

Fig. 3. V-clinching.

R.D.-crosssection T.D.-crosssection

図 4 丸平かしめ

Fig. 4. Round-clinching.

図 5 TIG 溶接

Fig. 5. TIG welding.

これらの結果を基に、 h の大きさを検討してみると、

$$h = \frac{H}{2x_0^{0.5}} = \left(\frac{\pi(k_{SL}t + \xi/\rho_c)}{2k_{SC}t \ln(2w/D)} \right)^{0.5} N_C \quad (15)$$

となる。ここで、 N_C は積層鉄心の積層数である。一般的に、 $k_{SC}/k_{SL} < 25$ 、 $\ln(2w/D) < 2\pi$ であるので、接触抵抗 ξ が無視できれば、

$$h > \left(\frac{\pi k_{SL}}{2k_{SC} \ln(2w/D)} \right)^{0.5} N_C > \frac{N_C}{10} \quad (16)$$

となる。積層数 N_C が大きく 30 以上であれば $h > 3$ となり、[2-13]式が成り立つことがわかる。積層厚さが薄く、積層数が少なくなり、 $h < 1$ となると、短絡部の抵抗だけでなく、鉄心自身の抵抗も影響するようになるが、単位体積あたりの短絡損失が小さくなり、短絡の影響は小さくなる。

かしめでは接触抵抗 ξ が大きく無視できない。実際の短絡抵抗 r_s は表 2 より接触抵抗を無視した値に対し、Vかしめで 17、丸平かしめで 2 であり、Vかしめの方が短絡抵抗が大きくなり、短絡損失の低減のためには適している。

4. 実際の鉄心における短絡損失

〈4・1〉 短絡回路との鎖交磁束に対する短絡損失 実際に、短絡回路との鎖交磁束で生じる短絡損失を考える。短絡損失は鉄心素材の電気抵抗率 ρ_c の影響が強いので、鉄心の鉄損に対する損失増加を容易に見積もるために、 ρ_c と関連が強い素材の渦電流損 W_e との短絡損失比で検討する。図 2 のように、二箇所の短絡（一短絡対）による短絡電気回路と鎖交する磁束量を $\Phi[=BHw]$ として、

$$K_S = \omega^2 \Phi^2 / (r_s H W_e) = W_0 / W_e \quad (17)$$

$$K_C = \omega^2 \Phi^2 / (12 r_c W_e) \quad (18)$$

とすると、一般的に h は大きいので、 $W_S \doteq K_S W_e$ 、 $W_C \doteq K_C W_e$ であり、全短絡損失も $W_T \doteq K_S W_e$ となる。

W_e は、一短絡対が対応する磁路長を ℓ として、

$$W_e = \frac{\omega^2 \Phi^2 \ell}{\sigma_e H w} \quad (19)$$

$$\sigma_e = 12 \rho_c / (\eta t^2) \quad (20)$$

で表せる。ここで、 σ_e 、 η は鉄心素材の渦電流損係数、古典理論値に対する実際の渦電流損の比率⁽³⁾であり、市販電磁鋼板の η は 1~2 である。従って、短絡損失比率 K_S は、(17)~(19)式より、

$$K_S = \frac{w \sigma_e}{t r_s} = \frac{12 w}{\eta \ell} \frac{k_{SC}}{\xi / (\rho_c t) + k_{SL}} \quad (21)$$

となり、 K_S は一定であることがわかる。従って、一般に、 $W_T \doteq K_S W_e$ なので、全短絡部損失 W_T は鉄心素材の渦電流損に比例する。従って、低鉄損の高級無方向性電磁鋼板を用いると、素材鉄損だけでなく短絡損失も小さくなることがわかる。層間結束が溶接である場合 ($\xi = 0$ 、 $k_{SL} = 1$)、 k_{SC}

図 6 積層間短絡部の近似等価回路

Fig. 6. An approximate equivalent circuit in the core part of short circuit between laminated steels.

$= 1$ 、 $\eta = 1$ とすると、 $\ell = 12w$ としても $K_S = 1$ となり、素材鉄損に対して無視できないことが分かる。

K_S は r_s すなわち短絡状態 (k_{SC} 、 k_{SL} 、 ξ) で大きく変化するもので、モータ製造条件で変動する。 K_C は鉄心構造（短絡位置と積層鉄心）で決まる定数で短絡状態に殆ど影響されない。また、 K_C は短絡抵抗が大きく h が大きいと K_S に比べ小さくなるので無視できる。

〈4・2〉 短絡損失を表す鉄心の等価回路

これらの結果を近似的に等価回路に示すと、図 6 のようになる。短絡電流が流れる短絡電気回路は変圧器での 2 次側に対応し、短絡抵抗は負荷に相当すると考える。図中の鉄心部の等価回路定数は短絡電気回路と鎖交する磁束が流れる磁気回路（断面積 wH 、長さ ℓ ）に対応したもので、 L はインダクタンス、 ωr_h と R_e は 各々ヒステリシス損 W_h 、渦電流損 W_e に対応した抵抗であり、 R_e は、

$$R_e = N^2 w H \sigma_e / \ell \quad (22)$$

である⁽⁴⁾。ここで、 N は鉄心の巻線数である。

等価回路中の R_{TA} (短絡部抵抗と積層鉄心抵抗の和) は、

$$R_{TA} = N^2 r_s H + 12 N^2 r_c / H \quad (23)$$

$$= R_e (1/K_S + 1/K_C) \quad (24)$$

であり、下記の、精密に短絡損失を算定した値 R_T より小さく、最大で約 11% 程度 ($h = 3.5$ 近傍) 小さいが、現状の近似としては十分と考える。

$$R_T = \frac{N^2 r_s H}{1 - \tanh(h)/h} \quad (25)$$

この等価回路からも、積層鉄心における短絡損失は無視できないことが推定できる。

〈4・3〉 モータ形状の影響

モータ（磁極対数 N_p 、空隙部直径 D ）の一体鉄心において、かしめや溶接（個数 N_S ）の影響を h が大きい場合について検討する。モータ空隙部の周速と実効磁束密度を v 、 B_e とし、かしめや溶接が界磁磁束と鎖交する割合を q とすると、短絡部は等価的に磁束密度 $q B_e$ 中を v で移動することになるので、短絡部に誘起起電力 $v q B_e H$ が発生することになり、短絡抵抗が $r_s H / N_S$ であるので、短絡損失は、

$$W_s = \frac{N_s q^2 v^2 B_c^2 H}{r_s} = q^2 \frac{N_s}{r_s} \frac{H D^2}{4 N_p^2} \omega^2 B_c^2 \dots\dots\dots (26)$$

$$q = 1 \text{ (歯部)}, \leq 1 \text{ (継鉄部)}$$

となる。いま、鉄心の磁束密度が歯部、継鉄部と共に空隙磁束密度の 2α 倍で設計するとすれば、スロット幅が歯幅の $(2\alpha - 1)$ 倍、鉄心継鉄部幅が $D / (4\alpha N_p)$ となるので、歯部の鉄心体積を考慮した実効継鉄部直径を βD とすると、鉄心体積は $\pi \beta D^2 H / (4\alpha N_p)$ となる。従って、 K_s は、

$$K_s = \frac{3q^2 N_s \rho_c}{\pi \alpha \beta N_p \eta r_s t^2} \dots\dots\dots (27)$$

となる。 $r_s = \rho_c / t^2$, $\eta = 1$, $N_s = 3N_p$, $\alpha = 1$, $\beta = 1$ とすると $K_s = 9q^2 / \pi$ となり、鎖交比率が高くなると、鉄心素材鉄損と比較し無視できない大きさとなることが分かる。かしめや溶接が界磁側の反対の外周側にあれば損失には影響しなくなる。かしめで、 $q = 0.1$ であれば短絡損失は素材渦電流損の数%で殆ど影響なく無視できる。

〈4・4〉 分割鉄心における層間短絡の影響 モータの電機子巻線の占積率を高くするために、分割鉄心⁽⁵⁾を用いたモータが使用されている。しかし、モータの鉄心は磁性部材としての機能以外に、推力の伝達保持の役割も担っているため、積層鉄心の結束は必須であり、特に、各鉄心セグメントにおける積層間結束や歯部先端の結束のために、かしめ、或いは溶接が必要であり、この場合が特に短絡の影響が大きくなる。そこで、分割鉄心における層間短絡の影響を検討する。

分割鉄心の層間短絡の例と電気等価回路を図7に示す。図7の上図は複数の短絡端が存在する例で、下図は、この例に対応させた等価回路である。図7のBの部分は、短絡部の誘起起電力に対応する鉄心の等価回路(図6のA)を簡略化して表示した。同図において、 L_k^* は図6のAに示される L , ωr , R の並列回路に相当する等価回路の等価インダクタンスであり、 $R_s (= N^2 r_s H)$ はかしめや溶接など(図中の a, b)の短絡抵抗、 R_{s2} は鉄心とケースの接触(図中の c)である。 R_{cs} は分割鉄心間接触による短絡抵抗であり、分割鉄心間の接触抵抗 ξ_{cs} と接触幅 w_{cs} として、

$$R_{cs} = 12 N_2^2 \xi_{cs} w_{cs} / H \dots\dots\dots (28)$$

となる。等価回路の R_{c1} , R_{c2} , R_{c3} は短絡電流が鉄心表面を流れる部分の鉄心抵抗である。

実際には、鉄心セグメントが複数存在するので、同じ回路が図の(α), (β), (γ)のように並列に環状に結線したものになる。これらの複数の回路における誘起起電力の位相はモータ磁気回路における電気角に対応させる必要があり、図7では隣接する誘起起電力位相差を θ とした。

図7の各短絡部に誘起される起電力は、磁束が鎖交する比率を q_k , 各短絡部の電気角を θ_k とすると、

$$V_a = j\omega N q_a \Phi \cos \theta_k \quad [k = a, b] \dots\dots\dots (29)$$

で表せる。図7の短絡部 a, b の電気角が同じであれば、図

図7 モータにおける短絡状況の例
Fig. 7. An example of short circuits in a motor core.

図8 モータにおける短絡状況の例
Fig. 8. An example of short circuits in a motor core.

8で表せる。図8の(B)で示した部分は図7の(B)部に相当する。 L_{ab}^* , L_{bc}^* はおおの短絡部 ab, bc の間を通る磁束に対する等価インダクタンスなどである。この等価回路を用いると、短絡電流による反作用の影響もこの等価インダクタンスなどで予測できる。

分割鉄心間の接触抵抗 R_{cs} の影響を図7, 図8の等価回路で検討してみる。 R_{cs} が 0 であると、短絡電流はケースとの短絡抵抗 R_{s2} を通らず、すべて R_{cs} を通るので、 R_{s2} の影響はなくなる。即ち、 $R_{s2} = 0$ の場合と等価になり、各短絡部における短絡損失は(26)式で計算できる。一方、 R_{cs} が大きくなると R_{s2} が影響するようになり、短絡損失は低減

する。一体鉄心は分割鉄心の $R_{S2}=0$ の場合に相当するので、同じかしめや溶接の数でも分割間の絶縁を行えば分割鉄心の方が短絡損失は低減できることになる。しかし、実際には、分割鉄心は分割数に比例してかしめや溶接が増えるので、短絡損失は増大すると予想される。

モータ性能への層間短絡の影響を検討する場合は、鎖交磁束に対応する鉄心部の等価回路⁽⁶⁾に、図8の短絡抵抗やインダクタンス等を組み込めば良い。短絡の影響が大きく、短絡抵抗が小さくなると、モータ効率だけでなく、トルクや出力にも影響することも予想される。

〈4・5〉 短絡損失の軽減、回避方法 以上のように、かしめや溶接、モータケースと積層鋼板との短絡があると、素材鉄損より大きい短絡損失が生じる可能性がある。

短絡損失を軽減するには短絡抵抗を大きくすれば良く、(14)式より、鉄心素材の薄手化や高電気抵抗率化を行えば、短絡損失を低減できる。また、かしめの形状、方法の最適化による短絡抵抗の増大も重要である。

回避方法としては、かしめや溶接を用いずに積層間結束を採用することであり、電気絶縁を考慮したボルト締め、積層方向の両サイドからの固定や、あるいは、接着被膜電磁鋼板⁽⁷⁾などによる積層間接着やモールドを用いると、鉄心における短絡損失を回避できる。

5. 結論

本稿では、積層鉄心において、かしめや溶接などで起きる層間短絡について検討した。層間短絡が生じ、短絡抵抗が小さくなると、層間短絡電流が流れ損失が増加する。

かしめによる層間短絡抵抗は、鉄心素材の電気抵抗率より接触抵抗の影響が大きく、積層鉄心の板厚の三乗に反比例する。溶接による層間短絡抵抗は鉄心素材の電気抵抗率の影響が大きく、板厚の自乗に反比例し、かしめの場合より小さくなる。従って、溶接の場合の短絡損失はかしめの場合より大きくなる。実際の鉄心における短絡損失は、理論計算によると、鉄心素材の鉄損より大きくなる場合があり、特に、分割鉄心ではかしめや溶接の数が多くなるので、損失が倍増する可能性もある。

このような層間短絡を軽減するには、鉄心素材の薄手化や高電気抵抗率化の方法があり、回避方法としては接着やモールドによる積層間結束の採用が考えられる。

実際の鉄心において、層間短絡による損失の実測は現状では難しく、全損失の実測値と解析値の比較による確認しかできない。今後は、シミュレーションによる現象確認を行うことが重要と考えられる。

最後に、実験などでご協力を頂いた日鉄プラント設計(株)新日鐵八幡技術研究所在勤の田中収氏に謝意を表します。

(平成14年9月27日受付、平成15年2月20日再受付)

文 献

- (1) 菅原 彰・岩井保夫・花井 隆・仲保秀行・森永茂樹・開道 力：
「高効率モータへの新しい展開」，総合電気雑誌 OHM，Vol.85，
No.4，pp.22-35，オーム社（1998）
- (2) 開道 力：モータ技術実用ハンドブック，pp.442-447，日刊工業新聞社（2001）
- (3) C.Kaido and T.Wakisaka：“Effect of Material Parameters on Iron Losses in Non-oriented Electrical Steel Sheets”，*T. IEE Japan*，Vol.117-A，No.7，pp.685-690（1997-7）（in Japanese）
開道 力・脇坂岳顕：「無方向性電磁鋼板の磁気特性に及ぼす素材因子の影響」，電学論A，**117**，7，pp.685-690（1997-7）
- (4) C.Kaido：“Equivalent Circuits for Electrical Steel Cores with Distributed Magnetic Properties”，*J. Magn. Soc. Japan*，Vol.19，No.1，pp.39-44（1995）（in Japanese）
開道 力：「鋼板内磁気特性分布を考慮した電磁鋼板コアの等価回路」，日本応用磁気学誌，**19**，1，pp.39-44（1995）
- (5) 小形モータの高性能化に関する調査専門委員会：電気学会技術報告，No.744，pp.21-22（1999）
- (6) C.Kaido and T.Wakisaka：“Equivalent Circuits for Motors, Representative of Magnetic Properties”，*T. IEE Japan*，Vol.118-D，No.5，pp.661-666（1998-5）（in Japanese）
開道 力・脇坂岳顕：コア素材の磁気特性を考慮したモータ等価回路の理論検討，電学論D，**118**，5，pp.661-666（1998-5）
- (7) K.Takeda, R.Ito, C.Kaido, and K.Hirose：“Characteristics of a Heatproof Adhesive Coating of Non-oriented Steel Sheets”，2000 National Convention Record, IEE Japan, Industry Application Society, No.24, pp.207-212（2000）（in Japanese）
竹田和年・伊藤 良・開道 力・広瀬喜久司：「電磁鋼板耐熱型接着コーティングの特性について」，平成12年電気学会産業応用部門大会，No.24，pp.207-212（2000）

開道 力（正員）1950年9月7日生まれ。1975年3月東京工業大学修士課程修了。同年，新日本製鐵(株)入社。主として，電磁鋼板をはじめとする磁性材料の磁気物性及び磁気応用，計測などの研究に従事。現在，同社 技術開発本部鉄鋼研究所 鋼材第一研究部 主幹研究員。工学博士。

茂木 尚（正員）1966年3月6日生まれ。1990年3月東北大学博士前期課程修了。同年，新日本製鐵(株)入社。主として，電磁鋼板の製造技術，磁気物性および磁気応用等の研究に従事。現在，同社 技術開発本部 鉄鋼研究所 鋼材第一研究部主任研究員。工学博士。

半澤 和文（非会員）1957年12月4日生まれ。1982年3月東北大学理学部化学科卒業。同年新日本製鐵(株)入社。主として，無方向性電磁鋼板の製造，品質管理，開発に従事。現在，同社八幡製鐵所 電磁鋼板工場 電磁鋼板管理グループマネージャー。