

高周波変圧器用ラップ接合アモルファス巻鉄心の鉄損算定

Iron loss estimation of amorphous wound core with lap-joint for high-frequency transformers

栗田直幸^{a)†}・畠山智行^{a)}・木村守^{a)}

^{a)}(株)日立製作所 研究開発グループ, 茨城県日立市国分町 1-1-1 (〒316-8501)

N. Kurita^{a)†}, T. Hatakeyama^{a)}, and M. Kimura^{a)}

^{a)} Research & Development Group, Hitachi Ltd., 1-1-1 Kokubu-cho, Hitachi-shi, Ibaraki 316-8501, Japan

To investigate loss-reduction schemes for the lap-joint amorphous wound core of the high-frequency transformer (HFT) of the isolated DC-DC converter used in the HVDC grid system, we tested the frequency, f performance of iron loss, P_i , of two types of amorphous HFTs up to 6 kHz. Their cores had the same specifications except for the mean magnetic path length. From the P_i -difference between them, the loss density in the laminated part of the amorphous foils, W_u , and the net loss induced by the crossing flux at the lap-joint part, P_L , could be estimated separately. By parameter-fitting with the iron loss equation, it was revealed that W_u had an eddy-current loss coefficient that was close to that of the previously studied results for as-cast amorphous foils, and P_L increased in proportion to square of f . We also discuss the impact of the lap-joint structure on the total loss of HFT in an electromagnetic analysis.

Key words: offshore wind farm, DC collection, over-lapped structure, in-plane eddy current, unloaded loss

1. はじめに

近年の環境保護・再生可能エネルギーの開発を指向した風力発電システムの市場成長が著しい。洋上に数十基の風車を配置する、発電容量が数 100 MW 級の洋上ウィンドファーム (Wind Farm: WF) の建設計画が世界各地で進展しており¹⁾, 洋上から陸上への送電損失の低減のため, 高圧直流 (High Voltage Direct Current: HVDC) 系統が採用されている。電圧の昇降圧に, Fig. 1 に示す交直変換器と変圧器からなる「絶縁型 DC-DC コンバータ」を用いることで WF の直流連系による集送電が実現でき, さらに数 kHz で励磁する高周波変圧器 (High Frequency Transformer: HFT) を適用することで DC-DC コンバータが小形化される²⁾。

HFT の低コスト化と低損失化を目的とし, 我々は商用周波変圧器に広く適用されている, 薄帯状のアモルファス材を積層して先端をラップ接合した巻鉄心に, インターリーブ構造のシート巻線を巻回した 500 kVA 級 HFT を試作し, 高周波における巻線損失の低減効果を実証した³⁾。アモルファス巻鉄心のラップ接合部では磁束が薄帯間を渡るため, 面内渦電流による鉄損が増加する。ラッ

プ接合部の局所発熱は, サーモグラフィによる確認例はあるが⁴⁾, 高周波用途における定量的な鉄損の算定はほとんど報告されていない。そこで本論文では HFT 用巻鉄心内の, 薄帯の積層部とラップ接合部の鉄損の定量化手法を提案する。さらに実測と電磁界解析の結果より, 高周波における鉄損の低減構造に関する検討結果を述べる。

2. ラップ接合アモルファス HFT の概要

Fig. 2 に, 試作した 500 kVA アモルファス HFT の例と, 巻鉄心のラップ接合部の断面構造の模式図を示す。コンバータ回路によるスイッチング動作を想定し, HFT への入力電圧は振幅 2.4 kV で周波数 3 kHz の矩形波, 鉄心の磁束密度振幅 B_m は 0.4 T を定

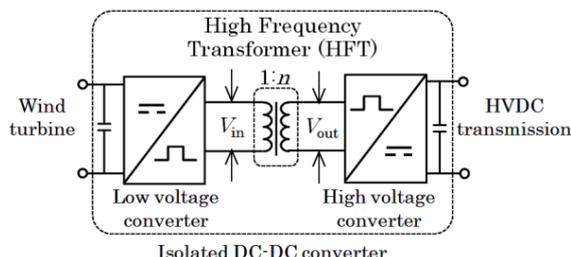


Fig. 1 Schematic diagram of isolated DC-DC converter for DC collection and transmission type offshore wind farm system.

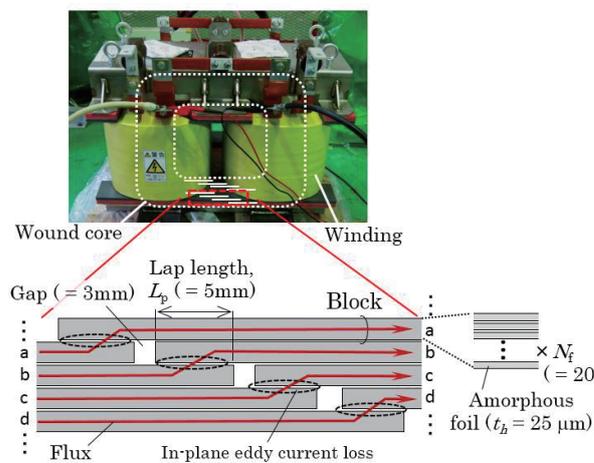


Fig. 2 Outer image of assembled HFT and cross section of schematic structure of over-lapped joint part of amorphous wound core.

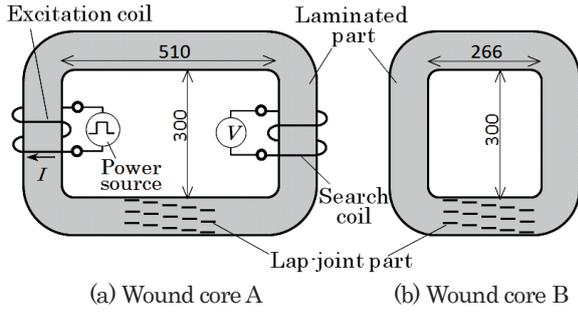


Fig. 3 Dimensions of tested amorphous wound cores and schematic set-up for iron loss evaluation. (unit: mm)

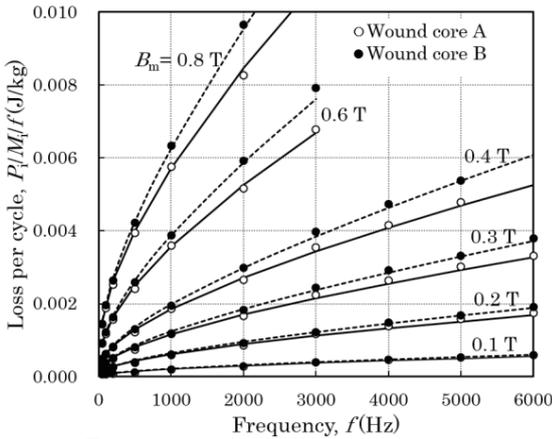


Fig. 4 Frequency performance of square-wave excited loss per cycle of tested wound cores.

格値として、巻線の巻数、鉄心の断面積を決定した³⁾。写真中に破線で示した箇所に単相アモルファス巻鉄心が備えられ、左右の磁脚に巻線が巻回されている。下部ヨーク部のラップ接合部は、厚さ $t_h = 25 \mu\text{m}$ の 2605HB1M アモルファス薄帯 $N_f (=20)$ 枚を束ねたブロック a, b, c, ... の両端をずらしながらラップ長 $L_p (=5 \text{ mm})$ だけ重ね、ブロック同士の干渉を防ぐために一定のギャップ (3 mm) を空けた構造を持つ (オーバーラップ接合方式)。この構造が図の縦方向に繰り返され、所定の積層厚の鉄心が接合される。鉄心内の磁束は同一ブロックの接続部を渡り、薄帯の面内渦電流による鉄損が発生する。

3. 実験方法

本研究では、Fig. 3 に示すアモルファス巻鉄心 A と B を用いた 2 種の HFT を試作した。鉄心の質量はそれぞれ 236 kg, 175 kg である。二次巻線を開放し、一次巻線に最大波高値 280 V の矩形波電圧を印加して、鉄損の B_m 、および周波数 f に対する特性を評価した。左右の磁脚に巻回した一次巻線 2 ターン分をそれぞれ励磁コイルとサーチコイルとし、デジタルオシロスコープで励磁電流、励磁電圧の時間波形 $I(t)$, $V(t)$ を記録した。正弦波以外の任意波形による励磁条件では、以下のように周期 T に渡って時間積分をとることで鉄損 P_i (W) が求められる³⁾。

$$P_i = \frac{1}{T} \int_0^T V(t) \cdot I(t) dt. \quad (1)$$

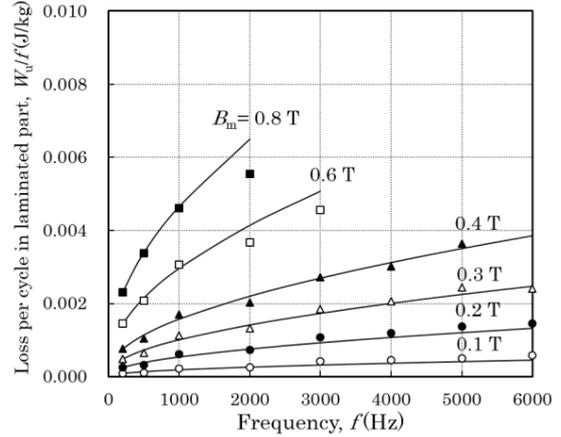


Fig. 5 Frequency performance of extracted loss per cycle in laminated part of tested wound cores.

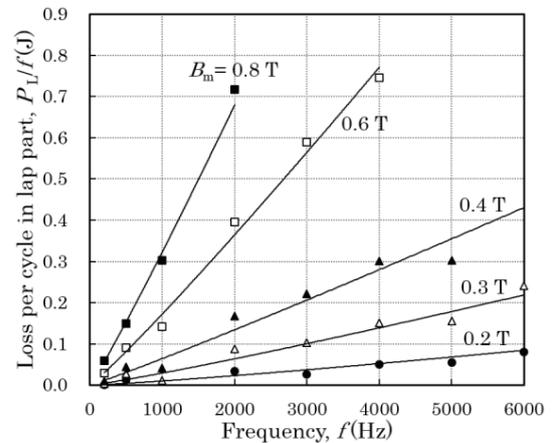


Fig. 6 Frequency performance of extracted net loss per cycle in lap-joint part of tested wound cores.

アモルファス巻鉄心のコーナー部の薄帯間には応力が作用し、直線部に比べて鉄損が増加する。本研究では巻鉄心の成形後に、量産されているアモルファス巻鉄心と同じ条件で磁場中焼鈍処理を施し、応力の影響を除去した。よって薄帯の積層部では、単位質量あたりの鉄損 W_u (W/kg) が全周に渡り均一に発生すると見なせる。また、巻鉄心のラップ接合部の磁束は同一ブロックの接合部を渡り、面内渦電流による鉄損 P_L (W) が発生する。2つの巻鉄心のラップ接合部は全く同じ構造を持ち、磁路長以外を同じ仕様で作製した。よって両者は同一の W_u と P_L を持つと見なせる。鉄心の質量を M_i (kg) とすると、 P_i は、

$$P_i = W_u M_i + P_L \quad (2)$$

と表される。巻鉄心 A, B の P_i より 2 つの未知数 W_u と P_L の特性を求め、薄帯の積層部とラップ接合部で発生する鉄損を分離した。なお、評価した B_m の範囲内における鉄心の比透磁率は 1200 以上であり、鉄心の外部への漏洩磁界の影響はほぼ無視できる。

4. 実験結果

Fig. 4 に、ラップ接合アモルファス巻鉄心の単位質量・1 周期あたりの鉄損 $P_i / M_i / f$ (J/kg) の周波数特性を示す。○, ● がそれぞれ巻鉄心 A, B の測定値であり、実線と破線は以下の鉄損式³⁾に

Table 1 Comparison of square-wave excited loss coefficients extracted with Eq. (3).

| Name | Material | A_h | A_e | A_a |
|----------------------------|----------|-----------------------|-----------------------|-----------------------|
| Wound core A | 2605HB1M | 8.00×10^{-4} | 1.65×10^{-6} | 1.80×10^{-4} |
| Wound core B | 2605HB1M | 8.00×10^{-4} | 2.50×10^{-6} | 1.80×10^{-4} |
| Laminated part (Extracted) | 2605HB1M | 8.00×10^{-4} | 3.48×10^{-7} | 1.73×10^{-4} |
| As cast foil ⁵⁾ | 2605SC | 1.46×10^{-3} | 3.24×10^{-7} | 1.32×10^{-4} |

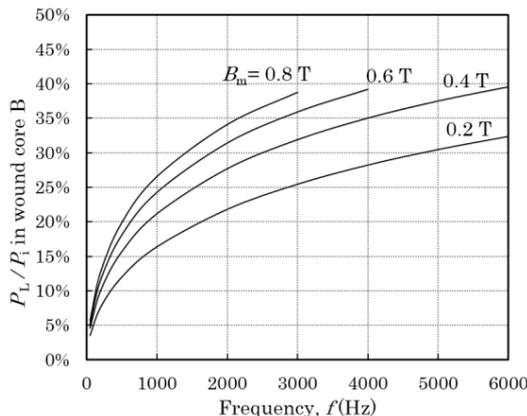


Fig. 7 Frequency performance of ratio of P_L to P_i of wound core B.

よるフィッティング曲線である。

$$P_i / M_i / f = A_h B_m^2 + A_e B_m^2 f + A_a B_m^{1.5} f^{0.5}. \quad (3)$$

A_h, A_e, A_a はそれぞれヒステリシス損失, 渦電流損失, 異常渦電流損失の係数である。 f に対する直流成分, 比例成分, 0.5乗成分から, それぞれの損失係数が求められる。本来, (3)式は正弦波電圧で励磁した際の鉄損式である。 $A_h^{(S)}, A_e^{(S)}, A_a^{(S)}$ を正弦波励磁条件における各損失係数とすると, 矩形波で励磁した際の損失係数 A_h, A_e, A_a とは,

$$A_h = A_h^{(S)}, A_e = (8/\pi^2) \cdot A_e^{(S)}, A_a = (8/\pi^2)^{1/2} \cdot A_a^{(S)}, \quad (4)$$

なる関係がある⁶⁾。本研究で矩形波励磁により求めた P_i 特性は, (3)式により良好に再現されることがわかる。なお, 任意の B_m, f における P_i は, 励磁電圧波形の波形率(実効値/平均値)の2乗に比例し, 矩形波励磁における P_i は, 正弦波励磁による P_i より減少することが知られている⁷⁾。

巻鉄心A, Bの M_i には35%の差があり, 測定された P_i に占める P_L の割合が異なる。よって単位質量に換算した巻鉄心Bの鉄損値は巻鉄心Aのそれより大きいことがわかる。

5. 考察

5.1 薄帯の積層部およびラップ接合部の鉄損特性

巻鉄心A, Bの M_i と, 各 B_m, f における測定値 P_i を(2)式に代入し, 両巻鉄心に共通の W_u と P_L を求めた。薄帯の積層部で発生する単位質量・1周期あたりの鉄損 W_u / f (J/kg)と, ラップ接合部の面内渦電流による1周期あたりの鉄損 P_L / f (J)の周波数特性をFig. 5, Fig. 6にそれぞれ示す。実線は前章に示した鉄損式(3)

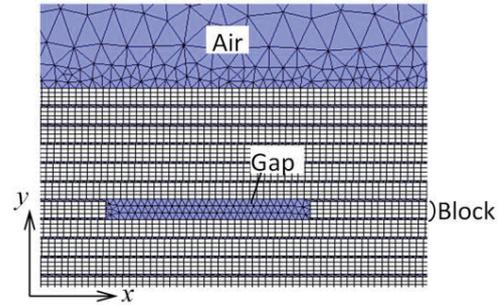


Fig. 8 Mesh-divided lap-joint model for electromagnetic analysis with two-dimensional finite element method (2D-FEM).

によるフィッティング曲線である。なお, P_L はラップ接合部のブロック同士の接続部で発生する損失であり, 単位質量あたりの損失値を定義できない。ここでは, 巻鉄心A, Bで共通の構造のラップ接合部で発生する総損失を示している。

Fig. 6に示した P_L / f は周波数にほぼ比例する。よって(3)式の第2項の渦電流損失成分のみで記述でき, P_L は周波数の2乗に比例して増加することがわかった。

Table 1に, Fig. 4に示した巻鉄心AとB, およびFig. 5に示した, 両巻鉄心の測定結果から求めた薄帯の積層部の損失特性のフィッティング曲線による損失係数の比較を示す。計算結果の妥当性を比較するため, 表中には薄帯状態の2605SCアモルファス材についての文献値⁸⁾も示した。ただしこの文献では正弦波励磁条件で損失係数を求めている。本研究では鉄心を矩形波で励磁したため, 条件を揃えるために文献中の値を(4)式により矩形波励磁条件に換算した。

P_L を含む巻鉄心A, Bに対し, その寄与を除いた薄帯の積層部の A_e は一桁小さい値となり, 文献値に近いことが確認できる。また, 本研究で求めた A_h は文献値の1/2程度であることがわかる。これは, アモルファス材の組成の違いに加えて, 評価した巻鉄心に磁場中焼鈍を施していることから, 未焼鈍の素材を評価した文献値よりヒステリシス損失が減少したためと考えられる。

Fig. 7に, 巻鉄心Bを例として, その P_i に占める P_L の割合の50 Hzから6 kHzまでの範囲の周波数特性を示す。50 Hzではいずれの B_m でも P_L の割合は5%以下であり, 巻鉄心の P_i に与える影響は限定的である。しかし本研究で試作したHFTの定格条件である $f=3$ kHz, $B_m=0.4$ Tでは, その割合は32%に増加する。従って, HFT用巻鉄心の鉄損の低減構造の検討には, ラップ接合部における P_L の影響の考慮が必要である。

5.2 ラップ接合部の構造と損失の相関

本節では, 2次元有限要素法(FEM)電磁界解析により, HFT用アモルファス巻鉄心のラップ接合部の構造と P_L の相関を求め, HFTの総損失に与える影響を検討する。Fig. 2に示したラップ接合構造において, 設計値を3 mmとしたギャップの調整は製作精度の問題から困難である。調整可能なパラメータは, 1ブロックあたりの薄帯枚数 N_f と, ラップ長 L_p である。Fig. 8に, ラップ接合部のFEMモデルの拡大図を示す。個々のブロックは, 厚さ t_h

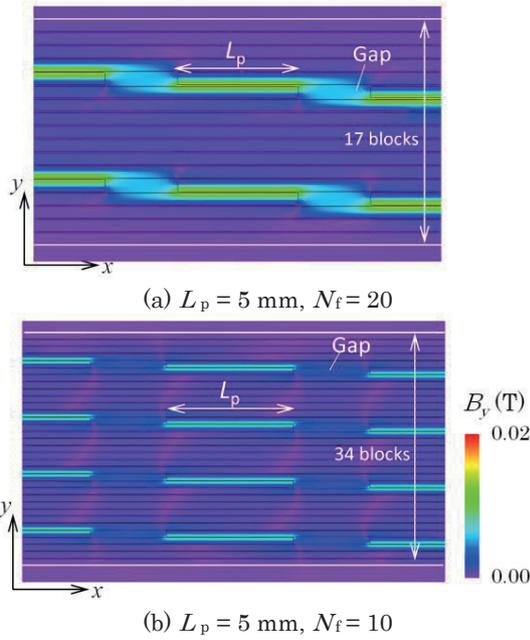


Fig. 9 Examples of 2D-FEM analyzed contours of y -component of magnetic flux density in amorphous lap-joint model at $B_m = 0.4$ T and $f = 3$ kHz.

のアモルファス薄帯 N_f 枚を占積率 S で積層しているの、厚さ $t_h \times N_f / S$ の均一な磁性体と仮定し、薄帯面方向 (x 方向)と積層方向 (y 方向)の等価透磁率 μ_x, μ_y を定義した。 x 方向の磁束に対し、薄帯と空気の磁気抵抗は並列接続されていると見なせるので、 μ_x は、

$$\mu_x = S\mu_i + (1-S)\mu_0, \quad (5)$$

と表される⁸⁾。 μ_i, μ_0 はそれぞれ薄帯と空気の透磁率である。また、薄帯の積層方向 (y 方向)の磁束に対し、薄帯と空気の磁気抵抗は直列接続されているので、 μ_y は以下のように表される⁸⁾。

$$\mu_y = \frac{1}{S/\mu_i + (1-S)/\mu_0}. \quad (6)$$

以上のように定義したブロックの間には S に相当する空気層を設け、モデル内の磁束密度の分布を計算した。

はじめに、 L_p を本研究で試作した巻鉄心のそれと同一の 5 mm とし、 N_f を変えて解析した。 $B_m = 0.4$ T, $f = 3$ kHz における、 y 方向の磁束密度成分 B_y の振幅分布の比較を Fig. 9に示す。Fig. 9 (a)は試作した巻鉄心と同じ N_f を想定したモデル ($N_f = 20$)、Fig. 9 (b)は N_f を半分の 10 枚に減らし、ブロック数を 2 倍にしたモデルの結果である。ブロック同士の接合箇所に大きな B_y 成分が発生し、磁束が薄帯間を渡る振る舞いが再現されている。 $N_f = 10$ の B_y は $N_f = 20$ におけるそれより小さく、各接合部で発生する面内渦電流による鉄損が減少する。Fig. 6の結果より、 P_L は B_m と f の 2 乗に比例する。ラップ接合部における B_y は B_m に比例すると見なせるので、FEMによる解析領域内の鉄心要

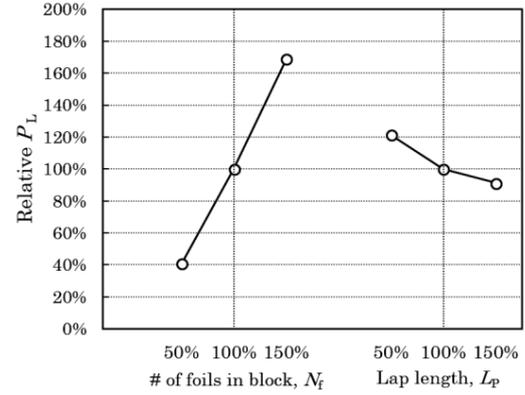


Fig. 10 FEM analyzed relative P_L with changes in N_f and L_p .

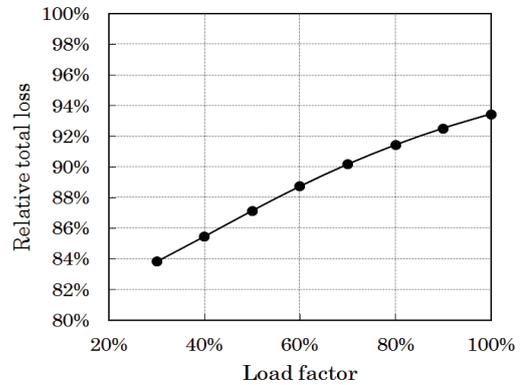


Fig. 11 Comparison of load factor performance of relative total loss of HFT with wound core B in case of $N_f = 50\%$.

素の B_y の計算値を用いて、 P_L は、

$$P_L = A_L f^2 \frac{1}{N_e} \sum_{k=1}^{N_e} \langle B_y(k) \rangle^2, \quad (7)$$

より計算できる。 $B_y(k)$ はモデル内の k 番目の鉄心要素内の B_y 、 N_e は要素数、 A_L は定数である。

次に、試作した巻鉄心におけるラップ接合部の $N_f (= 20)$ 、 $L_p (= 5$ mm)を 100%とし、FEMモデルのそれらの値を 50%から 150%の範囲で独立に変えた際の、 P_L の相対値の計算結果を Fig. 10に示す。 P_L に対する N_f と L_p の影響は前者が大きく、 L_p に対する P_L の変動は $\pm 20\%$ 以下である。例えば N_f を 50% (10 枚)に減らすと、 P_L は試作した鉄心の約 40%に低減する。 N_f が 100% (20 枚)時に比べてラップ接合部の数が 2 倍に増えるが、各接合部で発生する B_y 成分が減り、(7)式に示したように、 P_L は B_y の 2 乗に比例するのでその減少の効果が大きく、HFTの鉄損の低減に有効と考えられる。

以上の結果をもとに、Fig. 11に巻鉄心 Bを適用した HFT³⁾において、ラップ接合部の N_f を 50% (10 枚)とし

た場合の、巻線損失を含めた総損失の相対値の負荷率特性を示す。1 ブロック内の薄帯枚数を現行の半分にすることで、定格負荷率における総損失は、試作した HFT より 6.5% 減少する。洋上 WF は低負荷率運転が中心なので、実使用条件における鉄損低減の効果は拡大し、例えば負荷率 30% において、総損失は現行の HFT より 16%低減すると期待できる。

6. まとめ

HVDC 洋上 WF 向け DC-DC コンバータ用ラップ接合アモルファス鉄心 HFT の鉄損の低減構造の検討を目的とし、2 種の巻鉄心の 6 kHz までの高周波鉄損特性を評価した。磁路長以外が同一仕様の鉄心の鉄損値の差より、薄帯の積層部とラップ接合部で発生する鉄損 W_u 、 P_L を分離する手法を提案した。鉄損式によるフィッティングより、 W_u の渦電流損失係数は薄帯状態で求めた文献値に近い値が得られ、 P_L は周波数の 2 乗に比例して増加することがわかった。ラップ接合部の 2 次元 FEM モデルの電磁界解析により、ラップ構造と P_L の相関を検討した。ラップ接合部を構成するブロック内のアモルファス薄帯の枚数を減らし、ブロック同士の接合数を増やす構造とすることで P_L が減少し、HFT

の損失の低減に有効である見込みを得た。

謝辞 本成果の一部は、国立研究開発法人 新エネルギー・産業技術開発機構(NEDO)の委託業務の結果得られたものである。

References

- 1) J. W. Bialek: Proc. of *2012 IEEE Power and Energy Soc. General Meeting*, 1 (2012).
- 2) G. Ortiz, J. Biela, and W. Kolar: Proc. of *IEEE Industrial Electronics Soc. (IECON 2010)*, 631 (2010).
- 3) N. Kurita, T. Hatakeyama, and M. Kimura: The papers of Technical Meeting on “Magnetics”, IEE Japan, MAG-17-009, 49 (2017) (in Japanese).
- 4) R. U. Lenke, S. Rohde, F. Mura, and R.W. De Doncker: Proc. of *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, San Jose, CA, 1060 (2009).
- 5) G. Bertotti: *IEEE Trans. Magnetics*, **24**, 621 (1988).
- 6) K. Nakamura, K. Fujita, and O. Ichinokura: *IEEE Trans. Magnetics*, **49**, 3997 (2013).
- 7) S. Yanase, H. Kimata, Y. Okazaki, and S. Hashi: *IEEE Trans. Magnetics*, **41**, 4365 (2005).
- 8) Y. Takakura, Y. Takahashi, K. Fujiwara, Y. Ishihara, and T. Masuda: The papers of Joint Technical Meeting on “Static Apparatus” and “Rotating Machinery”, IEE Japan, SA-12-113, RM-12-128, 83 (2012) (in Japanese).

2017年10月4日受理, 2017年11月24日再受理, 2017年12月30日採録