

## 高周波で励磁される高効率鉄心に適した磁気回路モデル

## Magnetic Circuit Model for High-Efficiency Core Magnetized in High-Frequency Range

島山智行<sup>a)†</sup>・中村健二<sup>b)</sup><sup>a)</sup> 株式会社 日立製作所 エネルギービジネスユニット, 茨城県日立市国分町一丁目1番1号 (〒316-8501)<sup>b)</sup> 東北大学 大学院工学研究科, 仙台市青葉区荒巻字青葉 6-6-11 (〒980-8579)T. Hatakeyama<sup>a)†</sup> and K. Nakamura<sup>b)</sup><sup>a)</sup> Hitachi, Ltd. Energy Business Unit, 1-1 Kokubu-cho, 1-chome, Hitachi-shi, Ibaraki-ken, 316-8501, Japan<sup>b)</sup> Graduate School of Engineering, Tohoku University, 6-6-11 Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, Miyagi 980-8579, Japan

This paper presents a magnetic circuit model applicable for high-efficiency cores such as cores made from nanocrystalline soft magnetic material and ferrite. The conventional magnetic circuit model that considers the iron loss components needs data obtained from measuring DC hysteresis loops; however, this measurement is not easy in the case of high-efficiency cores. To tackle this issue, we propose a magnetic circuit model without the need for DC hysteresis loop data. With this method, a DC hysteresis loop is modeled by subtracting eddy current loss and anomalous eddy current loss from a hysteresis loop at an arbitrary frequency. The proposed method was experimentally verified, and the results show that the calculated and measured iron loss values match.

**Keywords:** Iron loss, magnetic circuit, nanocrystalline soft magnetic material.

## 1. はじめに

電動車両やその充電器に用いられている DC-DC コンバータは、直流配電・直流送電システムへの応用が期待されている。その実現のためには、DC-DC コンバータのさらなる大容量化・高効率化が必要である<sup>1)</sup>。DC-DC コンバータの主たる損失源であるパワーデバイスについては、その低損失化に不断の努力が注ぎられており、炭化ケイ素 (SiC) や窒化ガリウム (GaN) といったワイドギャップ化合物半導体の開発が進展している。その一方で、リアクトルや高周波変圧器といった磁性部品の進展は限定的である。その理由の1つとして、波形や周波数によって変化する鉄心の損失特性を高精度に模擬できていないことが挙げられる。昨今の開発・設計現場では、電気回路シミュレータの使用が広く浸透していることから、電気回路シミュレータに適用可能な鉄心の等価回路モデルの開発が望まれる。

鉄心特性をモデル化する手法として磁気回路法が知られている。磁気回路法は、電気回路における電圧と電流の関係と同様に起磁力と磁束を取り扱う手法である<sup>2)</sup>。これまでに筆者らは、波形や周波数によらず鉄損を高精度に模擬することを目的として、鉄損をヒステリシス損、渦電流損、異常渦電流損に分解し、それぞれの損失要素を足し合わせる磁気回路モデルを提案した。そして、3%方向性ケイ素鋼板、およびアモルファス合金を対象としてその適用性を検証してきた<sup>3,4)</sup>。

上述の磁気回路モデルは、ヒステリシス損と磁気特性の非線形性を模擬するため、渦電流損、異常渦電流損を無視できるほど低い周波数で測定したヒステリシスループの実測値を用いている。しかし、ナノ結晶軟磁性材やフェライトをはじめとする高周波で励磁される高効率鉄心の場合、ヒステリシス損が小さいため、汎用の測定器で低周波における正確なヒステリシスループを取得することは容易ではなく、誤差が生じやすい。

そこで本稿では、このような低周波におけるヒステリシスループの実測が不要な磁気回路モデルについて検討し、3%方向性ケイ

素鋼板、およびナノ結晶軟磁性材を対象にその適用性を検証したので報告する。なお、以降では、渦電流損、異常渦電流損を無視できるほど低い周波数におけるヒステリシスループを直流ヒステリシスループと呼称する。

## 2. 従来の磁気回路モデル

## 2.1 原理

鉄損をヒステリシス損、渦電流損、異常渦電流損に分解する従来の磁気回路モデルの概要を説明する。鉄損  $W_i$  は、ヒステリシス損  $W_h$ 、渦電流損  $W_e$ 、異常渦電流損  $W_a$  を用いて次式で表される<sup>5)</sup>。

$$W_i = W_h + W_e + W_a \quad (1)$$

最大磁束密度を  $B_m$ 、励磁周波数を  $f$  とすると、一周あたりの鉄損  $W_i/f$  は(1)式から次式のように表される。

$$W_i/f = W_h/f + A_e B_m^2 f + A_a B_m^{1.5} f^{0.5} \quad (2)$$

ここで、 $A_e$ 、 $A_a$  はそれぞれ渦電流損、異常渦電流損に対応する係数である。実際には、高周波域では渦電流損が支配的であることが想定され、表皮効果の影響を考慮すべきと考えられるが、今回はその第一次近似として、鉄心内の磁束密度が一様であると仮定した。

(2)式を満たすように磁界強度  $H$  と磁束密度  $B$  の関係を決定すると、次式が得られる<sup>3,4)</sup>。

$$H = \begin{cases} g_{up}(B_m, B) + \gamma_1 \frac{dB}{dt} + \gamma_2 \left| \frac{dB}{dt} \right|^{0.5} & \left( \frac{dB}{dt} \geq 0 \right) \\ g_{dw}(B_m, B) + \gamma_1 \frac{dB}{dt} - \gamma_2 \left| \frac{dB}{dt} \right|^{0.5} & \left( \frac{dB}{dt} < 0 \right) \end{cases} \quad (3)$$

ここで、 $g_{up}(B_m, B)$ 、 $g_{dw}(B_m, B)$  はそれぞれ正の磁化過程 ( $dB/dt \geq 0$ )、負の磁化過程 ( $dB/dt < 0$ ) に対応する直流ヒステリシスループの関数である。 $\gamma_1$ 、 $\gamma_2$  はそれぞれ渦電流損、異常渦電流損の係数である。Fig. 1 (a), (b) に、(3)式でモデル化したヒステリシスループとそれに対応する鉄損曲線 ( $W_i/f$ - $f$  特性) の模式図をそれぞれ示す。同図(a)において、破線が

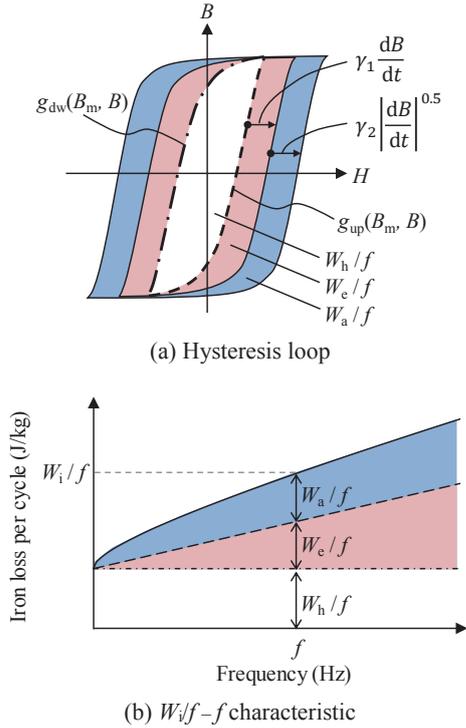


Fig. 1 Schematics of hysteresis loop and corresponding iron loss characteristic considering loss components.

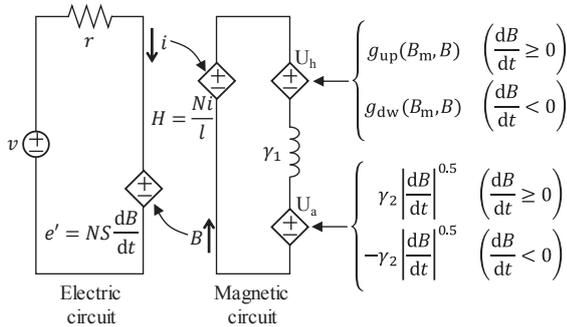


Fig. 2 Schematic of conventional magnetic circuit model considering iron loss components.

$g_{up}(B_m, B)$ , 一点鎖線が  $g_{dw}(B_m, B)$  にそれぞれ対応する。励磁周波数  $f$  におけるヒステリシスループは、 $g_{up}(B_m, B)$ ,  $g_{dw}(B_m, B)$  で形成される直流ヒステリシスループが  $\gamma_1(dB/dt)$ , および  $\gamma_2|dB/dt|^{0.5}$  だけ膨らんだループであると解釈することができる。  $\gamma_1(dB/dt)$ , および  $\gamma_2|dB/dt|^{0.5}$  によって膨らんだ部分の面積はそれぞれ  $W_e/f$ ,  $W_a/f$  に相当する。

Fig. 2 に、(3)式による磁気回路モデルと電気回路との連成回路を示す。ここに示す電気-磁気連成回路は、平均磁路長  $l$ , 有効断面積  $S$  の鉄心に巻数  $N$ , 巻線抵抗  $r$  のコイルを巻き、その両端に交流電圧  $v$  を印加したときに電流  $i$  が流れる場合を模擬したものである。磁気回路において、従属電源  $U_h$  が直流ヒステリシスループを、大きさ  $\gamma_1$  のインダクタンスが渦電流損に相当するヒステリシスループの膨らみを、そして従属電源  $U_a$  が異常渦電流損に相当するヒス

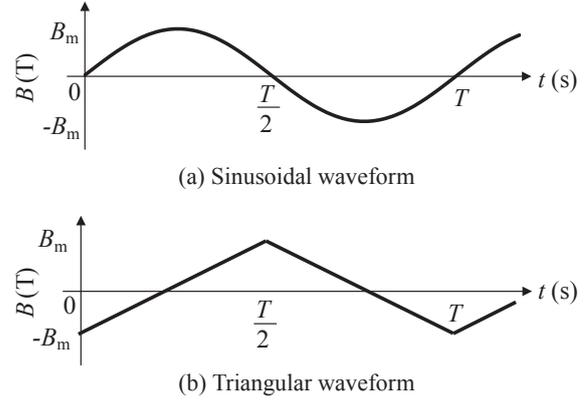


Fig. 3 Waveforms of magnetic flux density.

テリシスループの膨らみをそれぞれ模擬している。(3)式に示したように、 $H$  の計算には  $dB/dt$  の符号による場合分けが必要である。磁気回路において、磁束密度波形を微分して得られる  $dB/dt$  の波形からその符号を判定し、 $dB/dt$  が正ならば従属電源  $U_h$  に  $g_{up}(B_m, B)$  を与え、 $dB/dt$  が負ならば、 $g_{dw}(B_m, B)$  を与える。 $g_{up}(B_m, B)$ ,  $g_{dw}(B_m, B)$  には実測した直流ヒステリシスループのルックアップテーブルを用いる。異常渦電流損に関しても同様にして、 $dB/dt$  が正ならば従属電源  $U_a$  に  $\gamma_2|dB/dt|^{0.5}$  を与え、負ならば  $-\gamma_2|dB/dt|^{0.5}$  を与える。

## 2.2 係数 $\gamma_1$ , $\gamma_2$ の導出方法

一周期あたりの鉄損  $W_i/f$  は、ヒステリシスループの面積に相当することから次式で表される。

$$W_i/f = \frac{1}{q} \int_{B(t=0)}^{B(t=T)} H dB \quad (4)$$

ここで  $q$  は鉄心の質量密度、 $T$  は励磁周期である。(3)式を(4)式に代入すると、次式が得られる。

$$W_i/f = \frac{1}{q} \int_{B(t=0)}^{B(t=T)} \left\{ g(B_m, B) + \gamma_1 \frac{dB}{dt} + \gamma_2 \left| \frac{dB}{dt} \right|^{0.5} \right\} dB \quad (5)$$

(5)式において、直流ヒステリシスループの関数  $g(B_m, B)$  の一周期にわたる定積分はヒステリシス損  $W_i/f$  に相当することを考慮すると、次式が得られる。

$$W_i/f = W_h/f + \frac{1}{q} \int_{B(t=0)}^{B(t=T)} \left\{ \gamma_1 \frac{dB}{dt} + \gamma_2 \left| \frac{dB}{dt} \right|^{0.5} \right\} dB \quad (6)$$

(6)式をさらに展開するためには、 $dB/dt$  の波形による場合分けが必要である。Fig. 3 に磁束密度波形の一例を示す。磁束密度を微分して得られる理想的な  $dB/dt$  は、その波形が余弦波の場合は(7)式、方形波の場合は(8)式でそれぞれ表される。

$$\frac{dB}{dt} = \omega B_m \cos(\omega t) \quad (7)$$

$$\frac{dB}{dt} = \begin{cases} 4B_m f & (0 < t \leq T/2) \\ -4B_m f & (T/2 < t \leq T) \end{cases} \quad (8)$$

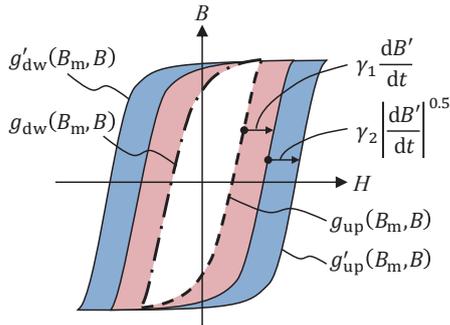


Fig. 4 Schematic of hysteresis loop considering loss components.

(7)式, (8)式をそれぞれ(6)式に代入すると, (9)式, (10)式が得られる. なお, (9)式の導出における $|\cos(\omega t)|^{1.5}$ の定積分は数値積分で求めた.

$$W_i/f = W_h/f + \frac{2\pi^2\gamma_1}{q} B_m^2 f + \frac{8.763\gamma_2}{q} B_m^{1.5} f^{0.5} \quad (9)$$

$$W_i/f = W_h/f + \frac{16\gamma_1}{q} B_m^2 f + \frac{8\gamma_2}{q} B_m^{1.5} f^{0.5} \quad (10)$$

したがって, 実測した $W_i/f$ - $f$ 特性に対して, (9)式, または(10)式を用いて近似することで,  $\gamma_1, \gamma_2$  を決定することができる.

### 3. 高効率鉄心に適した磁気回路モデルの提案

前章の従来の磁気回路モデルは, 直流ヒステリシスループの実測が必要不可欠である. しかし, ナノ結晶軟磁性材のようなヒステリシス損が極めて小さい材料の場合, 正確な直流ヒステリシスループを測定することは必ずしも容易ではない. このような高周波で励磁されることが一般的な鉄心に適した磁気回路モデルを構築するため, 直流ヒステリシスループの実測を不要とする磁気回路モデルをここに提案する.

はじめに, 周波数 $f$ 'におけるヒステリシスループの実測値から直流ヒステリシスループを計算する方法を説明する. Fig. 4 に $f$ 'におけるヒステリシスループの模式図を示す.  $f$ 'におけるヒステリシスループの関数を $g'(B_m, B)$ とすると, 直流ヒステリシスループの関数 $g(B_m, B)$ は,  $g'(B_m, B)$ から渦電流損分の膨らみに相当する $\gamma_1(dB'/dt)$ と, 異常渦電流損分の膨らみに相当する $\gamma_2|dB'/dt|^{0.5}$ を減じることで求められる. したがって,  $g(B_m, B)$ は次式で表される.

$$\left\{ \begin{array}{l} g_{up}(B_m, B) = g'_{up}(B_m, B) \\ \quad - \gamma_1 \frac{dB'}{dt} - \gamma_2 \left| \frac{dB'}{dt} \right|^{0.5} \quad \left( \frac{dB'}{dt} \geq 0 \right) \\ g_{dw}(B_m, B) = g'_{dw}(B_m, B) \\ \quad - \gamma_1 \frac{dB'}{dt} + \gamma_2 \left| \frac{dB'}{dt} \right|^{0.5} \quad \left( \frac{dB'}{dt} < 0 \right) \end{array} \right. \quad (11)$$

次に, 任意の周波数 $f$ におけるヒステリシスループは(3)式を用いて計算できる. (11)式を(3)式に代入すると次式が得られる.

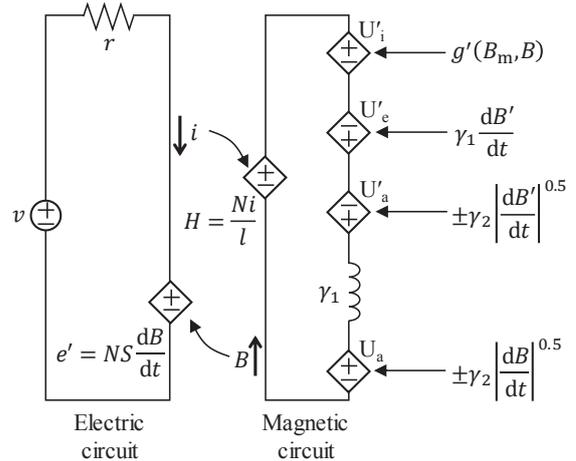


Fig. 5 Schematic of proposed magnetic circuit model without need for DC hysteresis loop data.

$$H = \begin{cases} \left( g'_{up}(B_m, B) - \gamma_1 \frac{dB'}{dt} - \gamma_2 \left| \frac{dB'}{dt} \right|^{0.5} \right. \\ \quad \left. + \gamma_1 \frac{dB}{dt} + \gamma_2 \left| \frac{dB}{dt} \right|^{0.5} \right) \quad \left( \frac{dB}{dt} \geq 0 \right) \\ \left( g'_{dw}(B_m, B) - \gamma_1 \frac{dB'}{dt} + \gamma_2 \left| \frac{dB'}{dt} \right|^{0.5} \right. \\ \quad \left. + \gamma_1 \frac{dB}{dt} - \gamma_2 \left| \frac{dB}{dt} \right|^{0.5} \right) \quad \left( \frac{dB}{dt} < 0 \right) \end{cases} \quad (12)$$

Fig. 5 に(12)式に基づいた磁気回路モデルの模式図を示す.  $f$ 'におけるヒステリシスループ $g'(B_m, B)$ をルックアップテーブルとして従属電源 $U'_i$ に与え, 従属電源 $U'_e, U'_a$ により $f$ 'における渦電流損, 異常渦電流損を減ずる. すなわち, 従属電源 $U'_i, U'_e, U'_a$ の和が直流ヒステリシスループを表している.

以上のことから,  $\gamma_1, \gamma_2$ が既知であり, かつ $f$ 'におけるヒステリシスループの実測値があれば, 直流ヒステリシスループ, および任意の周波数におけるヒステリシスループを計算することができる.

### 4. 実験による検証

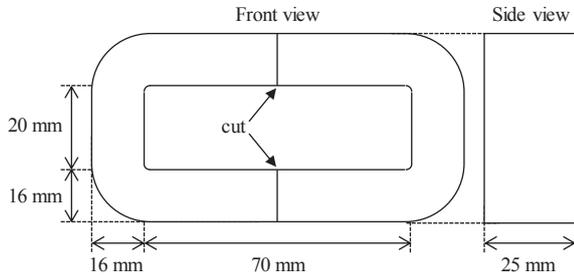
Fig. 5 に示した磁気回路モデルを次に示す2段階の方法で検証した. はじめに, 3%方向性ケイ素鋼板を対象に, ヒステリシス損の割合が比較的大きい低周波における鉄損およびヒステリシスループを計算し, 実測値と一致するか検証した. 次に, ナノ結晶軟磁性材を対象に, 高周波における鉄損およびヒステリシスループを計算し, 実測値と一致するか検証した.

#### 4.1 実験方法

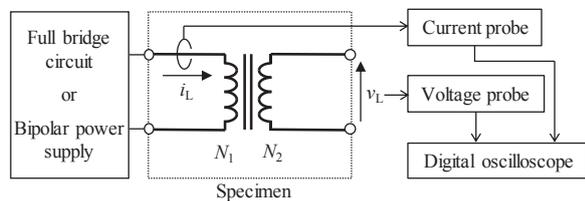
Table 1 に検証に用いたカットコアの諸元を, Fig. 6 にその形状・寸法を示す.  $d$ は薄帯厚,  $B_{10}$ は磁界強度を1000 A/mとしたときの最大磁束密度,  $M$ は質量である. 3%方向性ケイ素鋼板, ナノ結晶軟磁性材のどちらのカットコアについて

**Table 1** Specifications of magnetic core under test.

Material	$d$ ( $\mu\text{m}$ )	$B_{10}$ (T)	$M$ (kg)	$l$ (m)	$S$ ( $\text{m}^2$ )	$q$ ( $\text{kg}/\text{m}^3$ )
3% grain-oriented silicon steel	230	2.16	0.691	0.244	0.000399	$7.098 \times 10^3$
Nanocrystalline soft magnetic material	18	1.22	0.574	0.244	0.000327	$7.194 \times 10^3$



**Fig. 6** Outline of cut-core used as specimen.



**Fig. 7** Configuration of iron loss evaluation system.

でも、薄帯を巻き重ねて固着した巻鉄心をカットしたものであり、形状、寸法は等しい。励磁巻線には、励磁電流による電圧降下を十分無視できるほどの断面積と素線径を有する燃線を使用した。励磁巻線およびサーチコイルを鉄心の脚部に挿入したあと、非磁性のバンドでカットコアを固定した。このとき、応力による鉄損の変化を排除するため、バンドの締め付けトルクは  $0.5 \text{ N} \cdot \text{m}$  とした。

Fig. 7 に鉄損評価システムを示す。500 Hz 以上の周波数における鉄損を測定する際にはフルブリッジ回路を、それ未満の周波数の場合にはバイポーラ電源を励磁回路としてそれぞれ用いた。励磁巻線を通る電流  $i_L$  と、サーチコイルの両端電圧  $v_L$  をオシロスコープで取得し、次式により  $W_i/f$  を算出した。

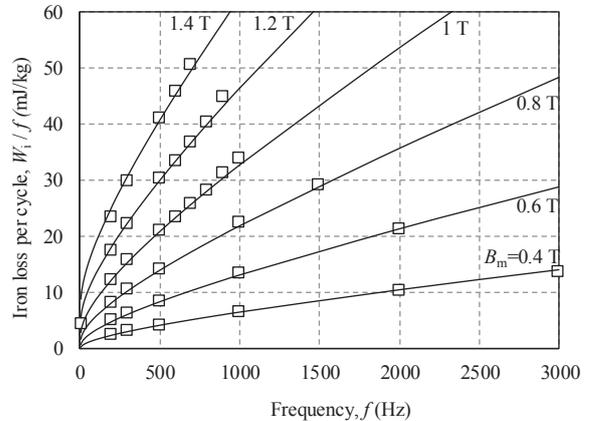
$$W_i/f = \frac{1}{M} \frac{1}{N_2} \int_0^T v_L \cdot i_L dt \quad (13)$$

ここで、 $N_1$ 、 $N_2$  はそれぞれ励磁巻線、サーチコイルの巻数である。鉄損の温度特性による影響を考慮して、鉄心の温度上昇が 3 度未満となる範囲で測定を実施した。

#### 4.2 3%方向性ケイ素鋼板カットコアの検証結果

Fig. 8 に 3% 方向性ケイ素鋼板カットコアの  $W_i/f - f$  特性を示す。シンボルは実測値、実線は(10)式による最小二乗近似曲線を表す。(10)式による近似の結果、 $\gamma_1 = 6.22 \times 10^{-3}$ 、 $\gamma_2 = 4.61 \times 10^{-1}$  が得られた。Fig. 8 から、近似曲線は実測値と良好に一致していることが認められる。ここで、 $f'$  は 500 Hz と設定した。

MATLAB®/Simulink® 上に磁気回路モデルを構築し、ヒス



**Fig. 8**  $W_i/f - f$  curves of 3% grain-oriented silicon steel.

テリシスループ、および鉄損を計算した。Fig. 9 (a)に、 $f$  を 500 Hz、 $B_m$  を 0.8, 1.0, 1.2 T としたときのヒステリシスループを示す。実線が実測で得られたヒステリシスループ、点線が磁気回路で計算したヒステリシスループである。実測したヒステリシスループと計算したヒステリシスループはほぼ一致している。 $B_m$  を 1.0 T とした場合の鉄損の計算値と実測値はそれぞれ  $20.98 \text{ mJ}/\text{kg}$ 、 $20.99 \text{ mJ}/\text{kg}$  であり、鉄損についてもほぼ一致している。Fig. 9 (b)~(d)は、 $f$  を 10 Hz とし、 $B_m$  をそれぞれ 0.8, 1.0, 1.2 T としたときのヒステリシスループである。後述する最大磁束密度近傍に見られるスパイクを除けば、計算したヒステリシスループは実測したヒステリシスループと良好に一致している。 $B_m$  を 1.0 T とした場合の鉄損の計算値、実測値はそれぞれ  $4.28 \text{ mJ}/\text{kg}$ 、 $4.35 \text{ mJ}/\text{kg}$  であり、鉄損についても良好に一致していることが認められる。以上のことから、 $f'$  におけるヒステリシスループからヒステリシス損の割合が比較的大きい低周波におけるヒステリシスループを計算できることを確認した。

ここで、Fig. 9 (b)~(d)において、計算したヒステリシスループの最大磁束密度近傍に見られるスパイクの原因について考察する。解析における励磁電圧は、実測した際の励磁電圧をルックアップテーブルとして与えている。一方、鉄損を測定する際には、 $f'$  とした 500 Hz の場合にはフルブリッジ回路を、10 Hz の場合にはバイポーラ電源をそれぞれ励磁回路として用いている。フルブリッジ回路に比べて、バイポーラ電源の電圧反転速度は遅いため、 $dB/dt$  の符号が反転する前後における  $dB/dt$  の計算値は実際のそれよりも小さい。したがって、 $dB/dt$  の符号が反転する前後、すなわちヒステリシスループの頂点近傍において、差し引くべき交流損失が実際のそれよりも小さくなり、この差がスパイクとして現れたと考えられる。一方で、鉄損の計算値、実

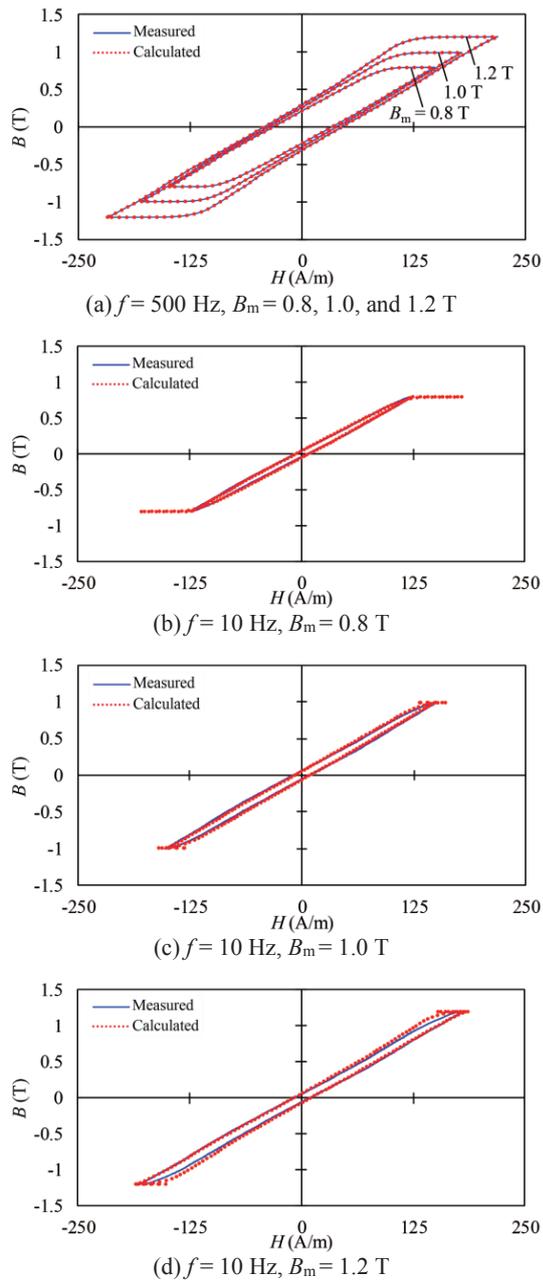


Fig. 9 Measured and calculated hysteresis loop of 3% grain-oriented silicon steel.

測値は良好に一致していることから、このスパイクが鉄損の計算に与える影響は小さいといえる。

#### 4.3 ナノ結晶軟磁性材カットコアの検証結果

Fig. 10 にナノ結晶軟磁性材カットコアの鉄損特性を示す。シンボルは実測値、実線は(10)式による最小二乗近似曲線を表す。 $f$  は 1 kHz と設定した。(10)式による近似の結果、 $\gamma_1 = 1.78 \times 10^{-4}$ 、 $\gamma_2 = 2.21 \times 10^{-3}$  が得られた。得られた  $\gamma_1$ 、 $\gamma_2$  を磁気回路モデルに適用し、ナノ結晶軟磁性材のヒステリシスループおよび鉄損を計算した。

Fig. 11 から Fig. 13 にかけて、各種条件下の電圧・電流波形およびヒステリシスループを示す。いずれの条件におい

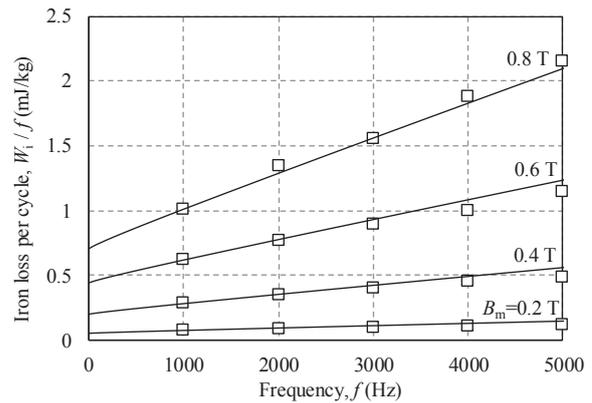
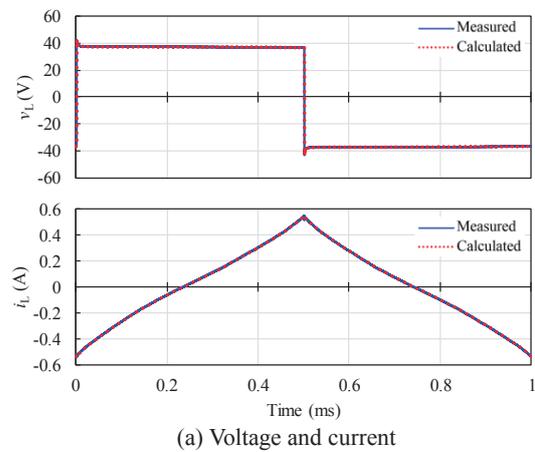
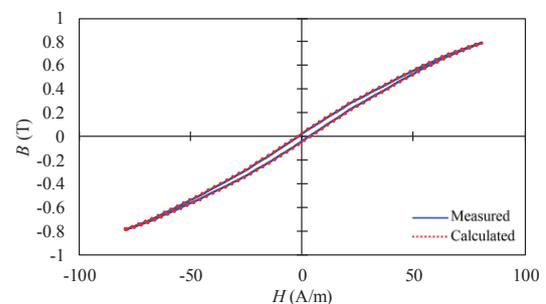


Fig. 10  $W_l/f$ - $f$  curves of nanocrystalline soft magnetic material.



(a) Voltage and current

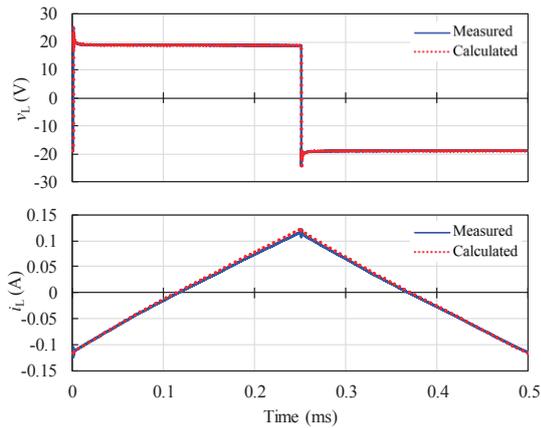


(b) Hysteresis loop

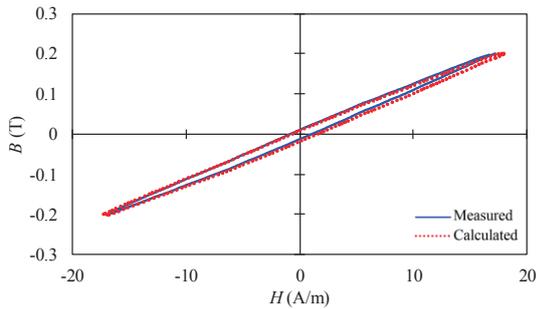
Fig. 11 Measured and calculated waveforms in case of nanocrystalline soft magnetic material ( $f=1$  kHz,  $B_m=0.8$  T).

ても、電圧・電流、およびヒステリシスループの計算波形は実測波形と良好に一致している。

鉄損の比較結果については以下の通りである。はじめに、Fig. 11 の条件である  $f=1$  kHz,  $B_m=0.8$  T における  $W_l/f$  の計算値、実測値は、それぞれ 1.02 mJ/kg, 1.09 mJ/kg である。次に、Fig. 12 の条件である  $f=2$  kHz,  $B_m=0.2$  T における  $W_l/f$  の計算値、実測値はそれぞれ 0.96 mJ/kg, 0.87 mJ/kg である。そして、Fig. 13 の条件である  $f=5$  kHz,  $B_m=0.8$  T における  $W_l/f$  の計算値、実測値はそれぞれ 2.12 mJ/kg, 2.15 mJ/kg である。いずれの条件においても、 $W_l/f$  の計算値は実測値と良好に一致した。

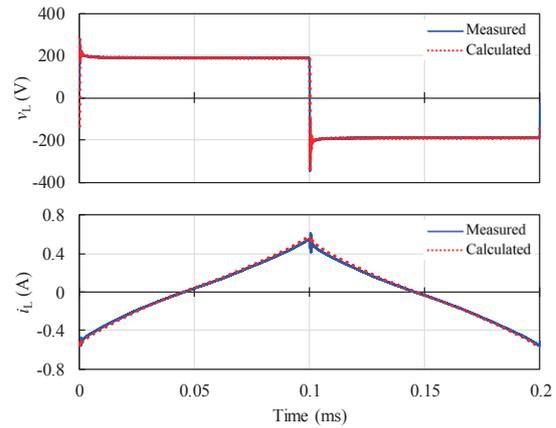


(a) Voltage and current

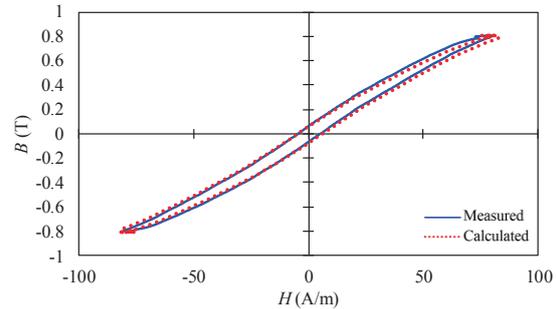


(b) Hysteresis loop

**Fig. 12** Measured and calculated waveforms in case of nanocrystalline soft magnetic material ( $f = 2$  kHz,  $B_m = 0.2$  T).



(a) Voltage and current



(b) Hysteresis loop

**Fig. 13** Measured and calculated waveforms in case of nanocrystalline soft magnetic material ( $f = 5$  kHz,  $B_m = 0.8$  T).

以上のことから、提案する磁気回路モデルを用いて高周波におけるナノ結晶軟磁性材コアのヒステリシスループおよび鉄損を良好に計算できることを明らかにした。

## 6. まとめ

以上、本稿では、ナノ結晶軟磁性材やフェライトなど、高周波で励磁される高効率鉄心に適した磁気回路モデルについて検討した。従来の磁気回路モデルでは、直流ヒステリシスループの実測値が必要であった。しかし、高効率鉄心の正確な直流ヒステリシスループを測定することは必ずしも容易ではない。この問題を解決するため、任意の周波数におけるヒステリシスループから渦電流損、異常渦電流損を差し引いて直流ヒステリシスループの代用とする方法を考案した。実験による検証の結果、高周波における鉄損を精度良く計算できることを明らかにした。本手法は、ナノ結晶軟磁性材

やフェライトのみならず、今後市場投入が期待されるさらなる高効率鉄心にも適用可能である。本手法を用いることで、大容量・高効率 DC-DC コンバータに適した磁性部品の開発が加速することを期待する。

## References

- 1) K. Kurita, T. Hatakeyama, and M. Kimura: *T. Magn. Soc. Jpn. (Special Issues)*, **2**, 20 (2018) (in Japanese).
- 2) K. Nakamura, and O. Ichinokura: *IEEJ Trans. FM*, **126**, 150 (2006) (in Japanese).
- 3) K. Fujita, K. Nakamura, and O. Ichinokura: *J. Magn. Soc. Jpn.*, **37**, 44 (2013) (in Japanese).
- 4) K. Nakamura, K. Fujita, and O. Ichinokura: *IEEE Trans. Magn.*, **49**, 3997 (2013).
- 5) G. Bertotti: *IEEE Trans. Magn.*, **24**, 621 (1988).

2019年10月10日受理, 2019年11月25日採録