

# 表面酸化カルボニル鉄粉メタルコンポジット磁心トランスの試作と フライバックコンバータへの応用

## Fabrication of metal composite magnetic core transformer with surface-oxidized carbonyl-iron powder and its application to the flyback-type dc-dc converter

佐藤 紘介<sup>a),b)†</sup>・杉村 佳奈子<sup>b)</sup>・佐藤 敏郎<sup>b)</sup>・曾根 原誠<sup>b)</sup>・竹内 英樹<sup>a)</sup>

<sup>a)</sup>長野県工業技術総合センター, 長野県岡谷市長地片間町 1-3-1 (〒394-0084)

<sup>b)</sup>信州大学工学部, 長野県長野市若里 4-17-1 (〒380-8553)

K. Sato<sup>a),b)†</sup>, K. Sugimura<sup>b)</sup>, T. Sato<sup>b)</sup>, M. Sonehara<sup>b)</sup>, and H. Takeuchi<sup>a)</sup>

<sup>a)</sup> Nagano Prefecture General Industrial Technology Center, 1-3-1 Osachi-katamacho, Okaya, Nagano 394-0084, Japan

<sup>b)</sup> Faculty of Engineering, Shinshu Univ., 4-18-1 Wakasato, Nagano, Nagano 380-8553, Japan

The fabrication and evaluation of a flyback-type dc-dc converter with a metal composite magnetic core transformer consisting of surface-oxidized carbonyl-iron powder and epoxy resin is described. The windings of the transformer consisted of a copper-clad polyimide tape. Two windings with a different arrangement of primary and secondary windings were fabricated and disposed in the composite magnetic core. The flyback-type converter with fabricated transformer demonstrated a power conversion efficiency of 91%.

**Key words:** surface oxidized carbonyl-iron powder, metal composite magnetic core, transformer, coupling coefficient, flyback-type converter, power conversion efficiency

### 1. はじめに

近年, 高周波スイッチング動作が可能で, 低オン抵抗, 高温動作が可能といった特長から, SiC/GaN パワーデバイスのパワーエレクトロニクスへの応用が進んでいる<sup>1),2)</sup>. これらを用いると, スwitching電源など電力変換回路の高効率化が可能であるとされる. またスイッチング周波数を数 MHz~数十 MHz へ高周波化できるとされ, 電力変換回路小型化の妨げとなっている磁気デバイス等の小型化が可能になる. しかしながら, 現状多用されているダストコアや Mn-Zn フェライトは, 1 MHz を超える周波数での電力変換回路への適用は困難であると考えられる.

筆者らは MHz 帯スイッチング電源への適用を目指し, 鉄系メタルコンポジット材料<sup>3)</sup>を用いたパワーインダクタ, トランスの開発を進めている. 例えば, 大気中熱酸化により高抵抗被膜処理したカルボニル鉄粉メタルコンポジット磁心インダクタを 1 MHz スwitching非絶縁降圧型 DC-DC コンバータへ適用することで, 効率は最大 93~95% が得られたことを報告した<sup>4),5)</sup>. また, メタルコンポジット磁心と磁性めっきリッツ線を組み合わせたトランスを MHz スwitching LLC 電流共振コンバータへ適用したところ, 60 W 出力時に 91%, 120 W 出力時に 89%の効率が得られた<sup>6)</sup>. 本研究は, 絶縁型 DC-DC コンバータとして比較的出力電力が小さな用途に用いられるフライバックコンバータのトランス磁心材料として, メタルコンポジット材料の適用を目指したものである.

現在, AC アダプタ等に適用されている PWM 制御フライバックコンバータは, 数十 kHz~数百 kHz 程度でスイッチング動作させ, トランス磁心には Mn-Zn フェライトを用いているものが多い. Mn-Zn フェライトは飽和磁化が 0.5

T 程度であり, また MHz 帯における損失が大きい<sup>7)</sup>. さらに, 直流重畳特性改善と励磁インダクタンス調整のためトランス磁心にギャップを設けて用いるが, ギャップからの漏れ磁束による電磁ノイズ, 漏れ磁束が巻線や周辺部品を通過することによって生じる電流損失の増大, およびそれに伴う温度上昇などの要因となる<sup>8)</sup>.

これまで開発してきた鉄系メタルコンポジット材料は, 1.6  $\mu\text{m}$  径のカルボニル鉄粉を出発材料として, コンポジット中での鉄粉同士の電氣的接触を抑制する目的で大気中熱酸化した高抵抗被膜鉄粉を用い, エポキシ樹脂と複合化して作製される. 非磁性樹脂と複合化しても 1 T 程度の高い飽和磁化を有するため, エネルギー密度を高めることができ, トランス磁心の小型化が可能になる. また高抵抗被膜付き微粒子を用いるため, 高周波帯での渦電流損失を抑制できる. 加えて, 微粒子間の非磁性樹脂が磁気ギャップとして作用するため磁気飽和しにくく, 優れた直流重畳特性を示し<sup>4),5)</sup>, トランス磁心をギャップレスにできると考えられる. 一方で比透磁率が低い励磁インダクタンスが小さく, 巻線間の結合係数を高めにくいため<sup>9)</sup>, 動作時のサージやリングングが大きくなりやすいといった課題がある.

本論文では, 表面酸化カルボニル鉄粉メタルコンポジット磁心トランスの試作とフライバックコンバータへ応用した際の結果について報告する.

### 2. 表面酸化カルボニル鉄粉メタルコンポジット 磁心材料の特性

#### 2.1 表面酸化カルボニル鉄粉メタルコンポジット磁心材料

メタルコンポジット材料の磁性微粒子として, BASF 社製の非還元カルボニル鉄粉を用いた. カルボニル鉄粉は平

均粒径 1.6  $\mu\text{m}$  のほぼ球形であり, as-made 非還元状態で 20 nm 程度の微結晶組織と表面磁極を生じないボルテックス磁気構造を有することがわかっている<sup>3)</sup>.

ここで, 球形磁性粉末粒子において生じるうず電流損失  $W_e$  は次式で表される<sup>9)</sup>.

$$W_e = K \frac{(\pi d B_m f)^2}{20\rho} \quad (1)$$

式(1)において,  $K$  はメタルコンポジット材料中の磁性粉末充填率,  $d$  は磁性粉末粒子径[m],  $B_m$  は最大磁束密度[T],  $f$  は周波数[Hz],  $\rho$  は磁性粉末の抵抗率[ $\Omega \cdot \text{m}$ ]である. カルボニル鉄粉を最稠密充填したメタルコンポジット材料では, 鉄粉同士が接触することでうず電流が複数の鉄粉を電流経路として流れてしまうことが想定される. このとき, 式(1)の粒子径  $d$  が大きくなるとみなせ, うず電流損失は増大する. そこで, 200°C・6 h の大気中熱処理を行うことで微粒子表面に 25 nm~65 nm に高抵抗酸化被膜を形成し, 鉄粉間を絶縁した. 表面酸化カルボニル鉄粉と 2 液性エポキシ前駆体溶液を混合し, 120°C・5 h の熱処理により硬化させ, 89wt.% 表面酸化カルボニル鉄粉メタルコンポジット材料を作製している.

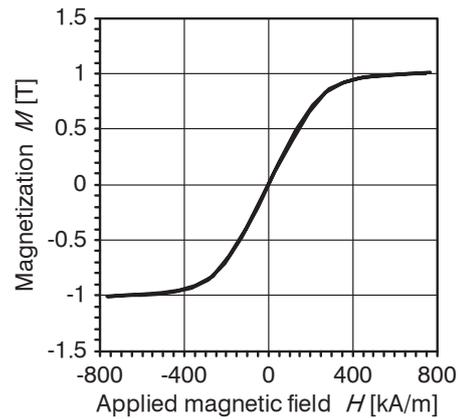
既に報告したように<sup>5)</sup>, 高抵抗酸化被膜付きカルボニル鉄粉/エポキシコンポジット材料の体積抵抗率は酸化被膜なしカルボニル鉄粉を用いた場合の 65  $\text{m}\Omega \cdot \text{m}$  から 100  $\Omega \cdot \text{m}$  と 1500 倍程度高くなり, Mn-Zn フェライトの体積抵抗率に比べても 100 倍以上高い. これにより, うず電流の鉄粉微粒子内への閉じ込めが期待され, コンポジット磁心のうず電流損失を抑制できると考えられる.

## 2.2 表面酸化カルボニル鉄粉メタルコンポジット磁心材料の電磁気特性

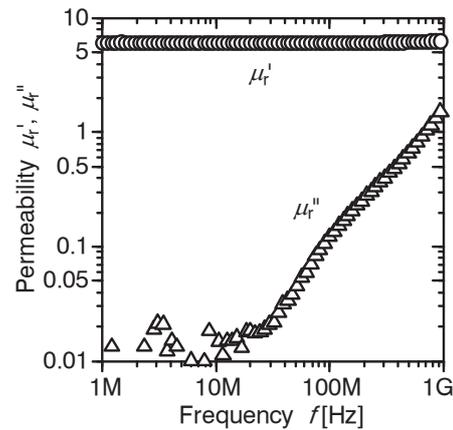
Fig. 1(a)に試料振動型磁力計 (理研電子; BHV-55) によって測定した静磁化曲線を示す. Fig.1 より, 飽和磁化  $M_s = 1.01$  [T], 保磁力  $H_c = 3.8$  [kA/m]である.

Fig. 1(b)にはインピーダンス/マテリアルアナライザ (Agilent technologies; 4291B) および磁性体テストフィクスチャ (16454A) を用いて測定した複素比透磁率の測定結果を示す. 同図より, 複素比透磁率の実数部は約 6, 虚数部は 10 MHz 以下において  $10^{-2}$  オーダーの小さな値となる. なお, Fig. 1(b)は 1 MHz 以上の測定結果のみだが, 1 MHz 未満でも同等の特性を示すと考えられる.

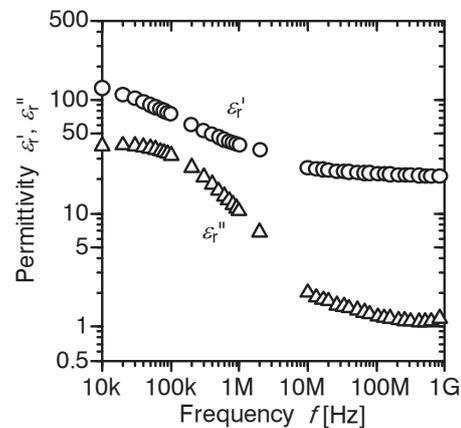
Fig. 1(c)に複素比誘電率の測定結果を示す. 10 MHz 未満では, LCR メータ (Agilent technologies; E4980A) および誘電体テストフィクスチャ (16451B) を用い, 電極非接触法 (間隙法) により測定した. 10 MHz 以上では, ネットワークアナライザ (Agilent technologies; N5247A) を用い, 同軸伝送法により測定した. Fig. 1(c)より DC-DC コンバータのスイッチング周波数として想定している 100 kHz~1 MHz において, 複素比誘電率の実数部  $\epsilon_r'$  は 60~40 程度, 虚数部  $\epsilon_r''$  は 25~8 程度であった. エポキシ樹脂の比誘電率  $\epsilon_r' = 2.7$  よりも大きな値となったのは, メタルコンポジット材料内の鉄粉を経路として流れる変位電流成分が大



(a) Static magnetization curve



(b) Complex permeability



(c) Complex permittivity

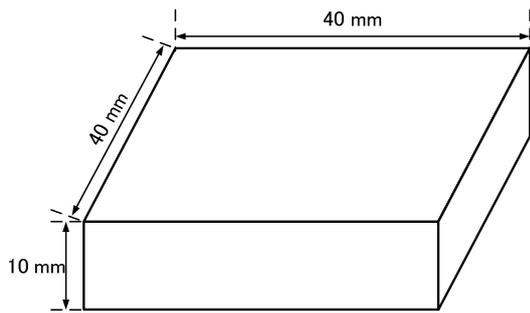
**Fig. 1** Electromagnetic properties of metal composite magnetic core material consisting of surface-oxidized carbonyl-iron powder and epoxy resin.

きいことや, 低周波帯では虚数部  $\epsilon_r''$  が大きいことから伝導電流成分も大きく, 見かけ上の静電容量が大きくなったためと考えられる.

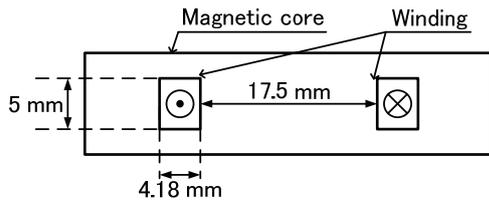
## 3. 鉄系メタルコンポジット磁心トランス

### 3.1 トランス構造と作製方法

前章で示した通り, 表面酸化カルボニル鉄粉メタルコンポジット磁心は比透磁率が約 6 と低いいため励磁インダクタ



(a) Overview



(b) Cross-sectional view

Fig. 2 Device structure.

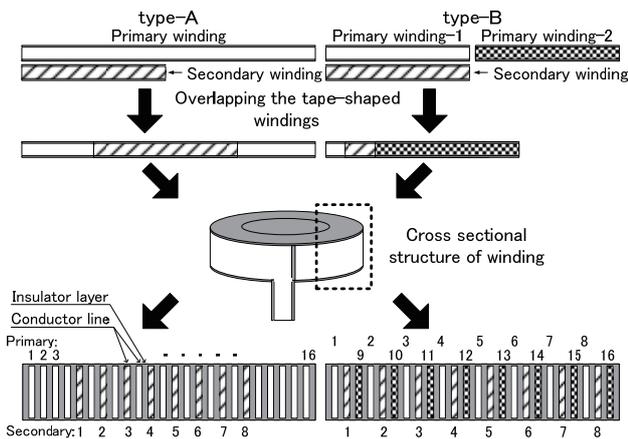


Fig. 3 Winding structure of fabricated transformer.

ンスが小さく、漏れ磁束が多いことによって巻線間の結合係数を高くすることが難しいという課題がある。よって、インダクタンス係数  $AL$  を大きくできるトランス構造にした上で必要な巻数を確保し、かつ磁気結合を強めて漏れ磁束の少ない巻線構造を採用する必要がある。

そこで本研究では、Fig. 2 に示したように 40 mm 角、10 mm 厚の磁心内部に巻線を配置する構造（外鉄型）とした。これにより同程度の寸法のトロイダルコアや EE 型コアなどと比較して実効磁路断面積を大きく、実効磁路長を短くできる。

巻線には 100  $\mu\text{m}$  厚、5.2 mm 幅のポリイミドシート上に 70  $\mu\text{m}$  厚、5 mm 幅の導体ラインが形成された、テープ状の銅張ポリイミドシートを用いた。巻線間隔を小さくすることで巻線間の磁気抵抗を大きくし、巻線間を通過してしまう漏れ磁束を減らして磁気結合を強めることができると考えられる。1 次巻線と 2 次巻線の配置は、Fig. 3 に示す

ような 2 種類とし、以降では便宜的にそれぞれを type-A、type-B と称す。

type-A は 1 次巻線、2 次巻線がそれぞれ 1 本ずつで構成される。2 次巻線を巻き始める位置を調整し、巻線断面を見たときに 1 次巻線の中央付近に配置されるようにしている。一方、type-B は 1 次巻線 2 本、2 次巻線 1 本で構成され、2 次巻線を 2 本の 1 次巻線の間にサンドイッチした状態で巻くことで、断面構造を見ると 1 次巻線の上に 2 次巻線が均等間隔に配置される構造となる。2 本の 1 次巻線は一方の巻き終わりともう一方の巻き始めを磁心外部で接続している。type-A、type-B のどちらの巻線構造においても、巻線から磁心外部への引き出し線は、巻線と同じ銅張ポリイミドシートを用いている。

トランスの作製方法は以下の通りである。内径 17.5 mm の空心巻線を作製し、さらにポリイミドテープで空心巻線の導体露出部を被覆してメタルコンポジット材料と直接接しないようにする。空心巻線を鋳型中に配置し、前述の表面酸化カルボニル鉄粉と 2 液性エポキシ前駆体溶液を混合したスラリーを充填した後、熱処理により硬化させる。その後、鋳型から取り出し、研磨によって寸法を調整している。前述の通り磁心はギャップレスである。

なお、一般的にトランスの巻数（励磁インダクタンス）および巻数比は、コンバータ入出力の仕様、使用する磁心の特性（磁化曲線上の動作点）、パワーデバイスの定格などを考慮して決定するが<sup>7)</sup>、本論文では基礎的検討のためそのような設計手法は取らず、巻数比は 2:1 とした。また、1 次巻線の巻数はインダクタンスが 20  $\mu\text{H}$  程度となるように、後述する電磁界シミュレーションの結果から 16 ターンとしている。

### 3.2 電磁界シミュレーション

本論文で扱うトランスは、巻線に銅張ポリイミドシートを使用しているため隣接導体との間隔が狭い上に対向面積が大きく、自己共振周波数低下の要因になる寄生容量が大きくなる。そこで、Fig. 3 に示したトランス磁心およびスパイラル状巻線をモデリングして、CST MW-Studio を用いた 3 次元電磁界シミュレーションにより、トランスの動作解析を行った。解析条件を Table 1 に示す。メタルコンポジット材料の複素比透磁率 ( $\mu_r^* = \mu_r' - j\mu_r''$ ) および複素比誘電率 ( $\epsilon_r^* = \epsilon_r' - j\epsilon_r''$ ) は Fig. 1(b), (c) に示した値を用い、ヒステリシスは考慮していない。交流導電率  $\sigma$  は複素比誘電率の虚数部  $\epsilon_r''$  から次式で計算される。

$$\sigma = 2\pi f \epsilon_0 \epsilon_r'' \quad (2)$$

解析は反射係数法による定常解析を行い、得られた S パラメータからシミュレータのポスト処理により等価直列インダクタンス  $L_s$  および等価直列抵抗  $R_s$  を導出している。結合係数  $k$  は、2 次側開放時および短絡時の解析を行い、それぞれの場合の 1 次巻線の等価直列インダクタンス  $L_{open}$  および  $L_{short}$  から次式により計算した。

$$k = \sqrt{1 - L_{short}/L_{open}} \quad (3)$$

**Table 1** Electromagnetic field analysis conditions for metal composite core transformer.

Part	Material	Constant
Magnetic core	Metal composite material	Complex permeability: shown in Fig. 1(b). Complex permittivity: shown in Fig. 1(c). AC conductivity: calculated by Equation (2). Thickness: 10 mm, External dimensions: 40×40 mm <sup>2</sup>
Windings	Cu	Conductivity: 5.8×10 <sup>7</sup> S/m Thickness: 70 μm, Width: 5 mm Number of turns: primary 16turn, secondary 8 turn
Insulator layer	Polyimide	Complex permittivity: ε' =3.5 (const.), ε'' =0 (const.) Conductivity: 0 S/m Thickness: 100 μm, Width: 5.2 mm

#### 4. 試作トランスの特性

##### 4.1 電気的特性

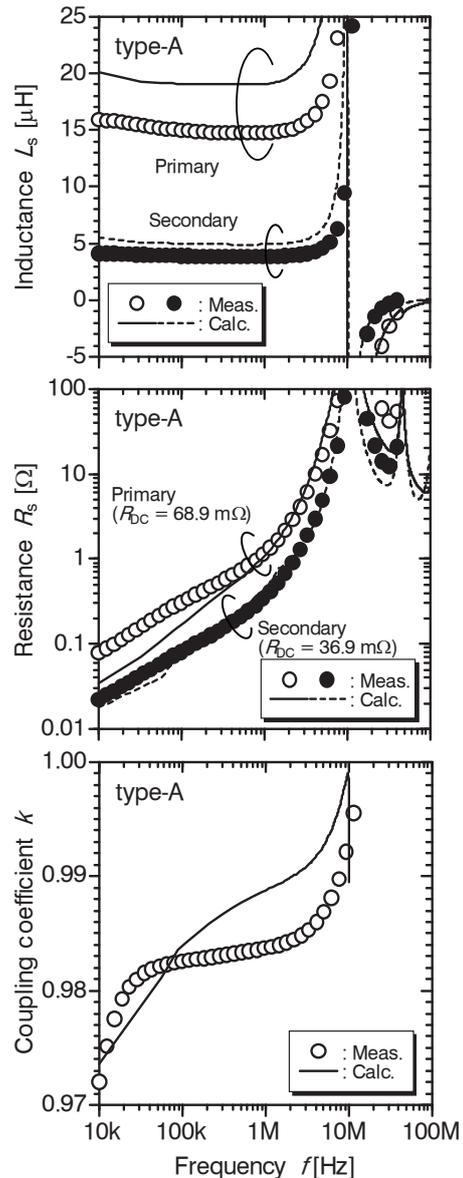
Fig. 4, Fig. 5 にインピーダンス/ゲインフェーズアナライザ (Agilent technologies;4194A) による測定値 (○, ●) および電磁界シミュレーションによる計算値 (実線, 破線) を示す. 結合係数は, 2 次巻線開放時および短絡時の 1 次巻線の等価直列インダクタンスの測定結果から, 式(3)を用いて導出している. 同図より, 全体の傾向は一致しているものの, DC-DC コンバータのスイッチング周波数として想定している 100 kHz~1 MHz において, 等価直列インダクタンス  $L_s$  の測定値は計算値より 20%程度小さい. これは後述する磁心内における巻線位置ずれの影響が大きいものと考えられる. 2 種類のトランスを比較すると, type-A の自己共振周波数の方が高いこともあり, 等価直列抵抗  $R_s$  は低くなる. なお, 各巻線の直流抵抗  $R_{DC}$  は, どちらのトランスにおいても 1 次巻線は約 70 mΩ, 2 次巻線は約 37 mΩである.

結合係数は 100 kHz~1 MHz において, type-A は約 0.984, type-B は約 0.992 となった. どちらも計算値より低いが, 等価直列インダクタンス  $L_s$  が計算値よりも小さくなったことや, シミュレーションモデルには磁心内巻線から外部への引き出し線が含まれていないため, そこでの漏れインダクタンスの影響などが原因と考えられる. type-B の方が高い結合係数を示す理由は, 1 次巻線の間に 2 次巻線が均等間隔に配置されることで 1 次起磁力と 2 次起磁力の相殺が効果的に行われているためと推察される.

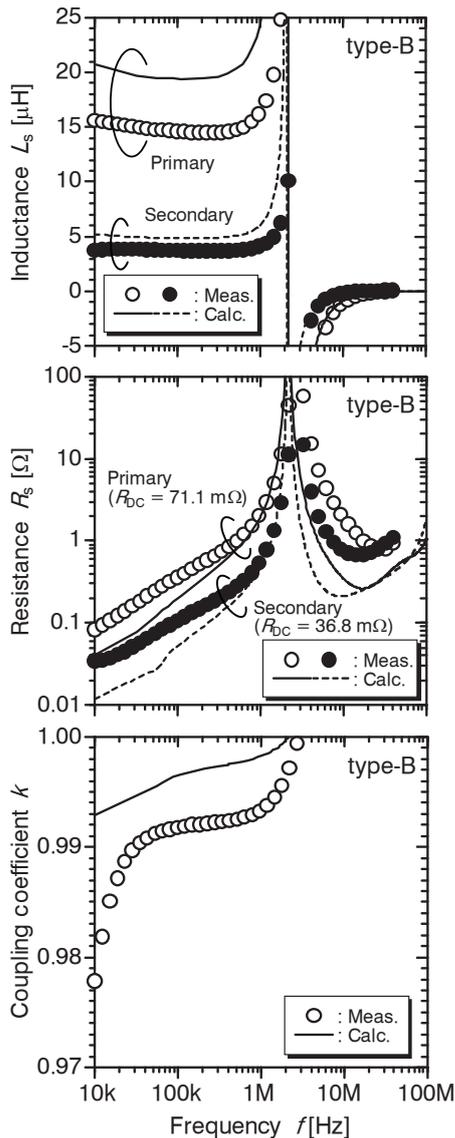
自己共振周波数は, type-A で 12.6 MHz, type-B で 2.7 MHz となった. 寄生容量  $C_p$  は, 10 kHz における等価直列インダクタンス  $L_s$  および自己共振周波数  $f_r$  から次式により試算した.

$$C_p = 1 / \{ (2\pi f_r)^2 L_s \}. \quad (4)$$

寄生容量  $C_p$  は, type-A は約 10 pF, type-B は約 220 pF と, 約 22 倍の差が現れている. 電磁界シミュレーション結果と式(4)から求めた値もそれぞれ 12.2 pF, 263 pF となり, 値は 20%程度異なるものの, 測定値と同じく約 22 倍の差が現れる. 図示はしていないが, 空心巻線でも同様に寄生



**Fig. 4** Frequency dependence of inductance, resistance, and coupling coefficient of “type-A” transformer, where plots are measured results and solid and dashed lines are calculated ones.

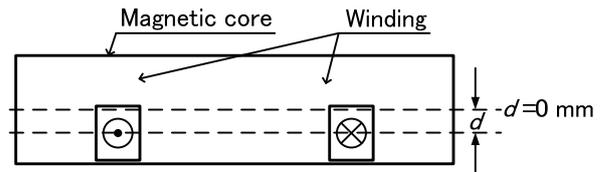


**Fig. 5** Frequency dependence of inductance, resistance, and coupling coefficient of “type-B” transformer, where plots are measured results and solid and dashed lines are calculated ones.

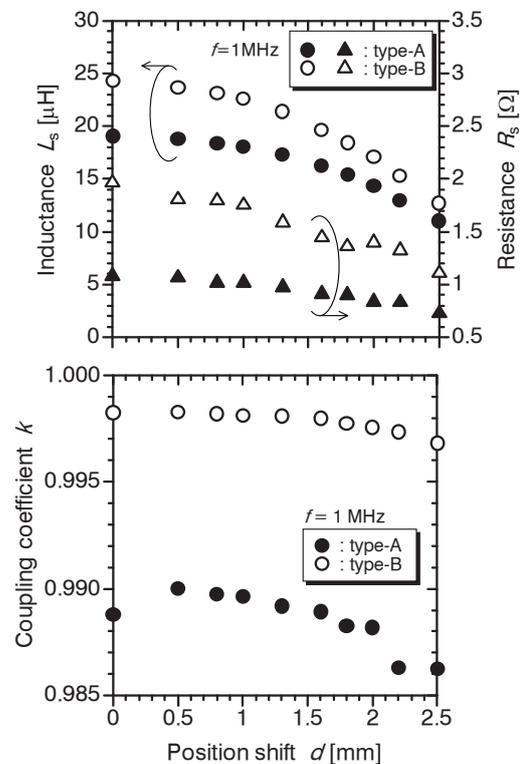
容量に大きな差が生じる。ゆえに、巻線構造の違い（巻線配置の違い）による電界分布の変化に起因するものと考えられ、これについては後で考察する。

#### 4.2 巻線位置ずれの影響

前節の結果から、本論文で扱うトランスは磁心内の巻線位置ずれによる特性低下が示唆された。Fig. 2 に示した構造から磁心幅方向の巻線位置ずれによる影響は小さいと考えられる。しかし、厚さ方向の位置ずれは実効磁路断面積の変化が大きく、トランスの特性に与える影響が大きくなることが想定される。そこで、Fig. 6 に示すように磁心中央部と巻線中央部の距離  $d$  を変化させた際の電気的特性の変化を電磁界シミュレーションにより検討した。 $d = 0$  [mm] は巻線が磁心中央部に配置されているとき、 $d = 2.5$  [mm] は磁心下端と巻線下端が一致している状態である。な



**Fig. 6** Analysis model of the winding position shift.



**Fig. 7** Effect of winding position shift.

お、トランス構造の対称性から、巻線が上方へずれたときの電気的特性も同様な変化をすると考えられる。

Fig. 7 より、等価直列インダクタンス  $L_s$  は位置ずれ量  $d < 1$  [mm] ではそれほど変化しない。しかし、 $d > 1$  [mm] となると変化量が大きくなる。これは、巻線位置ずれにより巻線下側の磁路断面積が小さくなるのが原因と考えられる。

一方、等価直列抵抗  $R_s$  もわずかに低下する結果となった。これは、以前報告した 2 次元磁界解析<sup>10)</sup>とは異なる結果である。巻線位置ずれにより、ずれた側の磁路断面積が狭くなると巻線導体中を通過する磁束が生じ、うず電流損失が増大して  $R_s$  は大きくなる。3 次元電磁界シミュレーションでもこの様子は確認される。しかしながら、 $L_s$  が低下することで自己共振周波数が高周波化し、見かけ上  $R_s$  が低下したものと考えている。

結合係数  $k$  も位置ずれ量  $d$  が大きくなるのに伴い低下するが、type-B の方が低下幅は小さい。これは、前述の通り type-B の巻線構造の方が、1 次起磁力と 2 次起磁力の相殺が効果的に行われているためと考えられる。

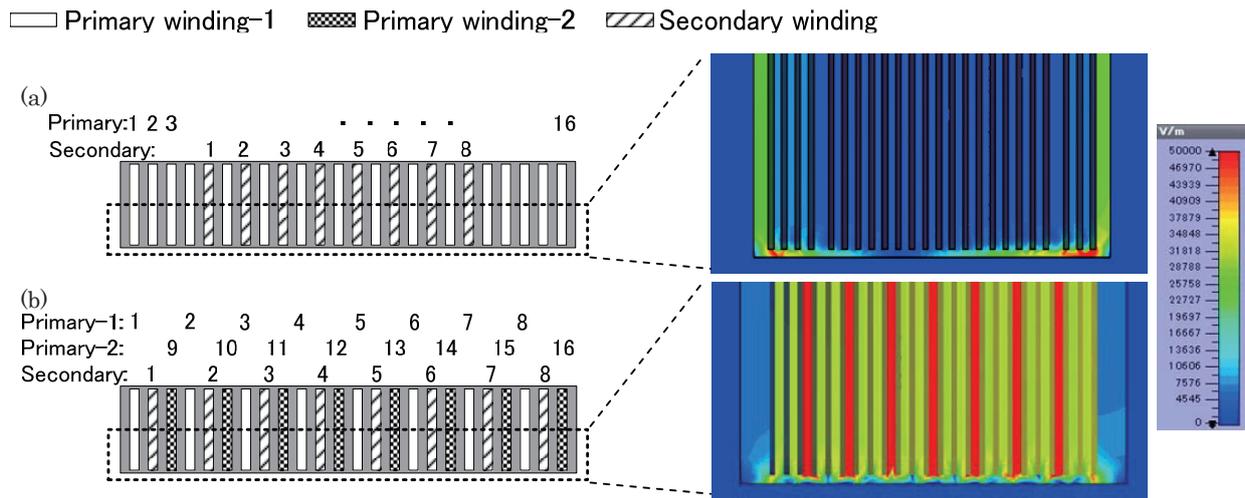


Fig. 8 Analysis results of electric field distribution. (a) type-A. (b) type-B.

以上から、磁心内部に巻線を有する構造にする場合、本論文で扱うような薄型トランスの場合は、巻線の位置決め精度および巻線構造が重要である。

### 4.3 寄生容量

Fig. 8 に巻線近傍断面の電界分布の 3 次元電磁界シミュレーション結果を示す。シミュレーションはフルデバイスモデルで行っているが、トランス構造の対称性から結果は巻線の下半分のみ示している。なお、モデリング上の都合から、巻線間隔や内側および外側のポリイミド層が実物より厚い部分があるが、シミュレーション結果への影響は限定的であると考えている。

Fig. 8 より、type-A と B を比較すると、type-B の方が巻線間の電界が大きい。特に 2 分割した 1 次巻線間 (Primary winding-1 と Primary winding-2 の間) において大きな電界が生じていることがわかる。また、どちらの巻線においても電界は巻線間または周囲のポリイミド層に集中し、メタルコンポジット材料中には生じていない。このことは、空心巻線の状態でも 2 つのトランスの寄生容量に大きな差が生じることに対応している。

上記のように電界分布に違いが現れた理由は、以下のように説明できる。Fig. 9 に示すように、巻線を同心円状の導体と仮定し、最も内側を 1 ターン目、外側を 16 ターン目とする。2 次巻線はフローティングとし無視する。同図(a)より type-A は隣接する巻線とは 1 ターン分の差である。一方、同図(b)より type-B では 7 ターンまたは 8 ターンの差となる。このことを等価回路で表すと、Fig. 10 のように表すことができる。なお、巻線間の相互インダクタンスは省略している。

Fig. 10 より、端子 A-B 間に交流電圧が印加されると、各ターンのインダクタンス  $L_1 \sim L_{16}$  により分圧され、type-B の方が隣接する巻線間の電位差が大きくなる。寄生容量は隣接する巻線間の電位差によって生じるため、電位差の大きい type-B の寄生容量が大きくなる。

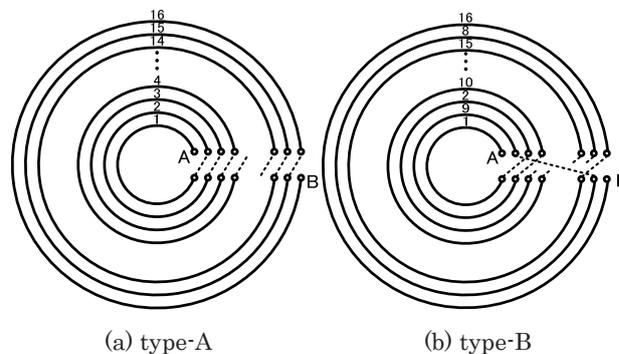


Fig. 9 Circular windings model.

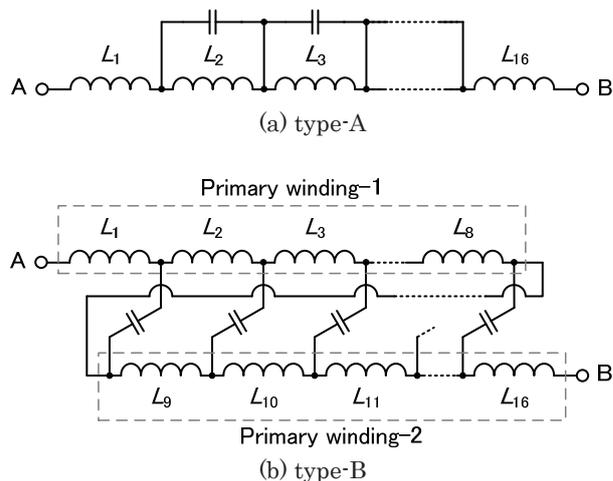


Fig. 10 Equivalent circuit model of windings.

以上から、本論文で用いたようなテープ状導体を巻線とする際は、隣接する巻線との電位差が小さくなるような巻線構造にする必要がある。

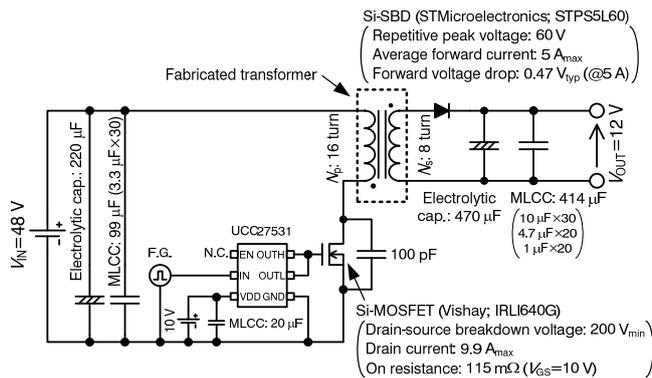


Fig. 11 Circuit diagram of the flyback-type dc-dc converter.

Fabricated transformer

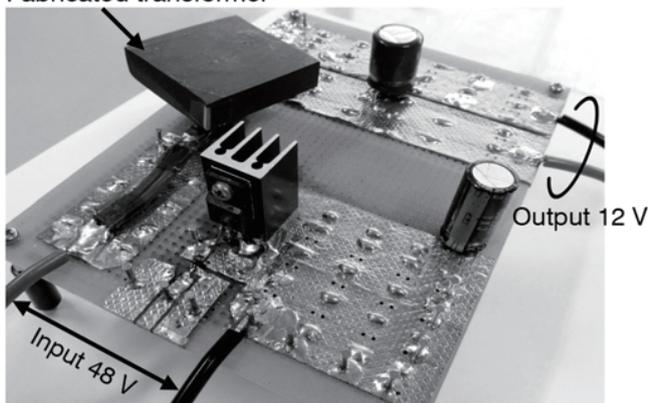


Fig. 12 Photograph of fabricated converter.

Table 2 Specifications of the converter.

Input voltage	48 V
Output voltage	12 V
Maximum output power	60 W
Switching frequency	400 kHz, 1 MHz
Control system	PWM control (Open loop)

## 5. フライバックコンバータへの応用

### 5.1 評価回路

Fig. 11 に評価に用いたフライバックコンバータの回路図, Fig. 12 には試作したコンバータの写真, Table 2 にコンバータの主な仕様を示す. 1 次側 MOSFET には Vishay 社製 IRLI640G (耐圧 200 V), 2 次側整流ダイオードには STMicroelectronics 社製 STPS5L60 (耐圧 60 V, 5 A) を 4 個並列に使用している. スイッチング周波数を 400 kHz および 1 MHz として, ファンクションジェネレータ F.G. (NF 回路設計ブロック; WF1974) を用いたオープンループ PWM 制御を行っており, 出力電流を変化させても出力電圧  $V_{OUT}$  が 12 V となるようにオン時比率を調整している.

(NF 回路設計ブロック; WF1974) を用いたオープンループ PWM 制御を行っており, 出力電流を変化させても出力電圧  $V_{OUT}$  が 12 V となるようにオン時比率を調整している.

### 5.2 効率評価結果

Fig. 13 に効率の評価結果を示す. 400 kHz スイッチング時, 約 30 W まではどちらのトランスも同じ傾向を示し, 15 W 出力時に最大効率 91% を示した. 全負荷領域で効率特性の傾向を見ると, 出力電力 30 W 以下では type-A, 30

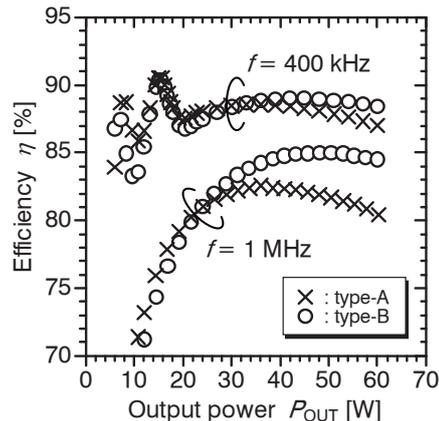


Fig. 13 Power conversion efficiency versus output power.

W 以上では type-B を用いた方が効率は高くなり, 60 W 出力時に type-A は約 87%, type-B は約 88% となった.

1 MHz スイッチング時も同様に, 出力電力約 30 W まではどちらのトランスでも同じ傾向を示した. 最大効率は type-A が約 82%, type-B が約 85%, 60 W 出力時の効率はそれぞれ約 80%, 84.5% と 400 kHz スイッチング動作時よりも 2 つのトランスの差が大きくなった. また, このときも出力電力 30 W 近傍でコンバータの効率が逆転した.

軽負荷時の効率が type-A を用いたときの方が高いのは, 前述の通り type-B と比較し等価直列抵抗  $R_s$  が小さいためと考えられる. 一方, 重負荷になると結合係数 (漏れインダクタンス) が影響し, type-B の方が高くなったと考えられる. Fig. 14, Fig. 15 に 60 W 出力時のコンバータの動作波形を示す. サージおよびリングングが大きいと詳細な損失分析は難しいが, MOSFET ターンオフ時に大きなサージ電圧が生じており, また, その後のリングングでドレイン-ソース間電圧が 0 V 付近まで低下している期間があることが確認できる. このとき, MOSFET の寄生ダイオードに電流が流れ, 寄生ダイオードの順方向電圧でクランプされている状態だと推察される. 結合係数が低い type-A の方が大きなサージ電圧が観測されていることから, 寄生ダイオードに流れる電流およびそれによる導通損失が大きく, type-B よりも重負荷時の効率が低下したと考えられる.

ところで 400 kHz スイッチング時, 出力電力 20 W 以下において, 効率特性に複数のピークが現れている. この負荷領域では, MOSFET のオフ期間中に 2 次側ダイオード電流がゼロとなる, 電流不連続モード動作となる. 2 次側ダイオード電流がゼロになると, トランスのインダクタンスと MOSFET の寄生容量および並列接続された 100 pF のコンデンサによって共振モードに入り, ドレイン-ソース間電圧は正弦波状に変化し始める. スイッチング周期と共振周期は一定だが, 出力電力 (オン時比率) の値により共振モードに入るタイミングは変化するため, ターンオン時のドレイン-ソース間電圧も変化する. ドレイン-ソース間電圧が低いときにターンオンするとスイッチング損失は小さく, 逆に高いときにターンオンするとスイッチング損

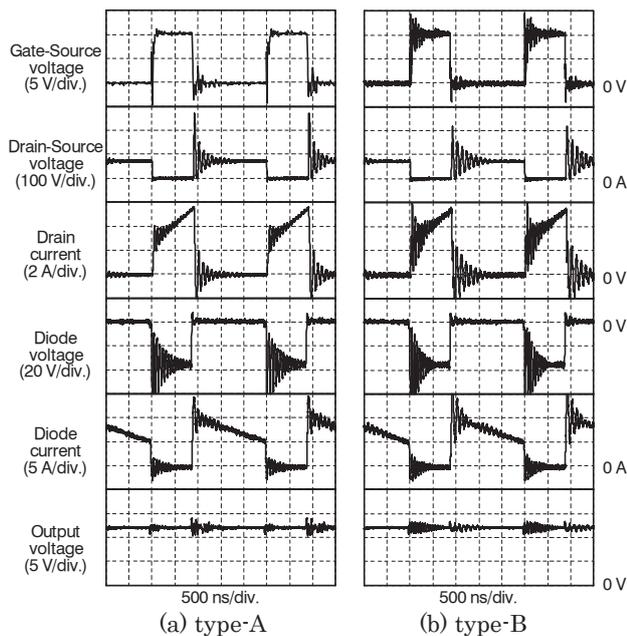


Fig. 14 Waveforms of converter, where switching frequency is 400 kHz and converter output power is 60 W.

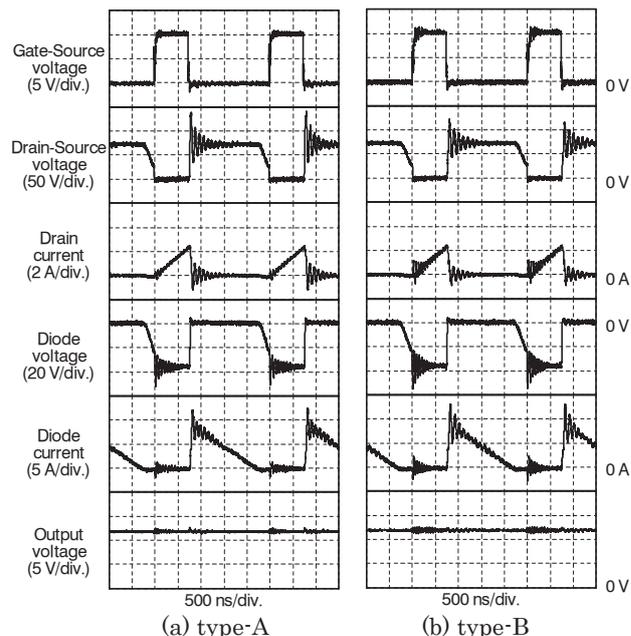


Fig. 16 Waveforms of converter, where switching frequency is 400 kHz and converter output power is 15 W.

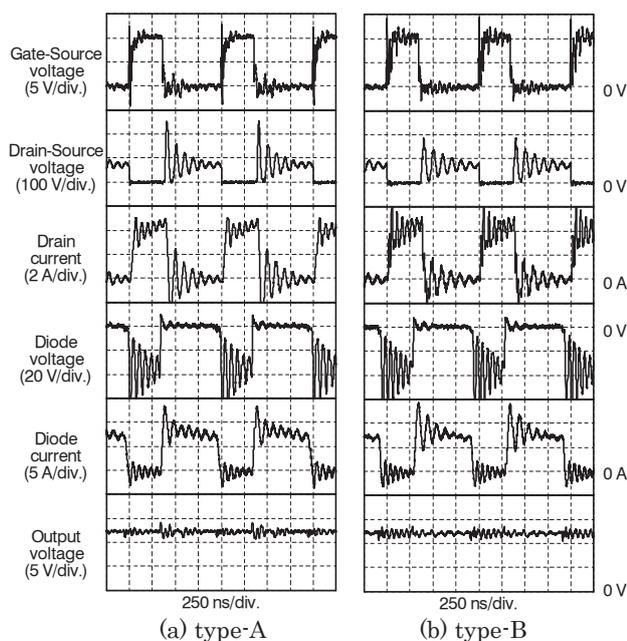


Fig. 15 Waveforms of converter, where switching frequency is 1 MHz and converter output power is 60 W.

失が大きくなるため、効率特性に複数のピークが現れたと考えられる。Fig. 16には最大効率が得られた15 W出力時の動作波形を示す。同図より、ドレイン-ソース間電圧が低下したタイミングでターンオン動作していることが確認できる。このためスイッチング損失が小さく、最大効率になっていると推察される。なお、スイッチング周波数が変わると電流不連続モード動作となる出力電力条件が変化する。そのため、1 MHzスイッチング時は、Fig.13に示した出力電力範囲内では効率のピークは現れない。

本論文で評価に用いたフライバックコンバータは、

MOSFETに並列接続された100 pFのコンデンサによりターンオフ時のZVS (Zero Voltage Switching) も実現されている。よって最大効率となる400 kHzスイッチング、15 W出力時は、擬似共振型フライバックコンバータ<sup>11)</sup>と同じ動作である。さらなる高効率化のためには擬似共振型フライバックコンバータとすることも有効であると考えられる。

## 6. まとめ

表面酸化カルボニル鉄粉メタルコンポジット磁心トランスを試作し、フライバックコンバータに適用して効率評価を行った。以下に得られた結果を要約して示す。

- (1) 表面酸化カルボニル鉄粉メタルコンポジット材料を用い、フライバックコンバータ用トランスを試作した。巻線に銅張ポリイミドシートを用い、磁心内部に巻線を配置する構造とすることで、低透磁率材料であってもインダクタンス増大と結合係数を改善できた。
- (2) 試作したトランスの測定結果および電磁界シミュレーション結果から、磁心内における巻線位置ずれがトランスの特性に与える影響が大きいことが明らかとなった。したがって、特に薄型トランスの場合は、磁心内の巻線位置決め精度が重要になると考えられる。
- (3) 同じ巻数比のトランスであっても、巻線構造によって寄生容量が大きく異なることが明らかとなった。特に本論文で用いたテープ状導体を巻線とする際は、隣接する巻線との電位差が小さくなるように巻線構造に注意する必要がある。
- (4) フライバックコンバータに適用したところ、スイッチング周波数400 kHz・出力電力15 W時に効率は最大91%、スイッチング周波数1 MHzのときは、出力電力30 W以上において効率は85%となった。

コンバータのさらなる高効率化のためには、コンバータ仕様に基づくトランス設計の他、巻線配置見直しによる1次-2次巻線間の磁気結合改善と寄生容量低減、メタルコンポジット材料の比透磁率向上などが必要であると考えられ、今後検討する予定である。

**謝辞** 本研究は、科学研究費補助金(課題番号;15H02233)、NEDO 低炭素社会を実現する次世代パワーエレクトロニクスプロジェクト/次世代パワーエレクトロニクス応用システム開発の先導研究、ならびにJST研究成果展開事業「京都地域スーパークラスタープログラム」の補助を受けて実施されたものであり、ここに謝意を表する。

#### References

- 1) Antonio León-Masich, Hugo Valderrama-Blavi, Josep María Bosque-Moncusí, and Luis Martínez-Salamero: *IET Power Electronics*, **8**, 6, pp.869-878 (2015).
- 2) Hanxing Wang, Alex Man Ho Kwan, Qimeng Jiang, and Kevin J. Chen: *IEEE Transactions on Electron Devices*, **62**, 4, pp.1143-1149 (2015).
- 3) K. Sugimura, Y. Miyajima, M. Sonehara, T. Sato, F. Hayashi, N. Zettsu, K. Teshima and M. Mizusaki: *AIP Advances*, **6**, 055932-1-8 (2016).
- 4) A. Ueno, K. Sugimura, D. Shibamoto, K. Sato, M. Sonehara, T. Sato, and S. Kanazawa: *IEEJ Zenkoku-taikai 2016*, 2-097, p.118 (2016) (in Japanese).
- 5) D. Shibamoto, A. Ueno, K. Sugimura, R. Hirayama, K. Sato, T. Sato, and M. Sonehara: *The Papers of Joint Technical Meeting on "Magnetics" and "Linear Drives"*, MAG-16-041/LD-16-033, pp.17-22 (2016) (in Japanese).
- 6) T. Yamamoto, K. Sugimura, T. Sato, M. Sonehara, YG Bu, T. Mizuno, Y. Yamaguchi, and T. Kano: *The Papers of Joint Technical Meeting on "Magnetics" and "Linear Drives"*, MAG-16-050/LD-16-042, pp.63-68 (2016) (in Japanese).
- 7) T. Fujiwara and R. Tahara: *IEEE Translation Journal on Magnetics in Japan*, **8**, 11, pp.795-800 (1993).
- 8) J. Togawa: *Suicching-dengen no koiru/toransu sekkei* (in Japanese), pp.209-212 (CQ shuppansha, Tokyo, 2012).
- 9) K. Ohta: *Jikikogaku no Kiso 2* (in Japanese), p. 311 (Kyoritsu Shuppan, Tokyo, 1973).
- 10) K. Sato, K. Sugimura, T. Sato, M. Sonehara: *The Papers of Joint Technical Meeting on "Magnetics"*, MAG-16-112, pp.19-24 (2016) (in Japanese).
- 11) Y. Asako, H. Shiroyama, Y. Ishizuka, H. Matsuo: *IEICE Technical Report*, EE2007-64/CPM2007-149, pp.1-6 (2008) (in Japanese).

2016年10月7日受理, 2017年1月10日採録