

# 磁化特性の表現と評価方法の提案

鳴田知和\*, 江間 晃, 遠藤 久, 早野誠治, 齋藤兆古(法政大学)

## Proposal of Representation and Evaluation for Magnetic Materials

Tomokazu NARUTA\*, Akira EMA, Hisashi ENDO, Seiji HAYANO, and Yoshifuru SAITO  
(Hosei University)

### ABSTRACT

This paper proposes the representation and evaluation methodologies for magnetic material characteristics. At first, employing the Chua-type magnetization model to represent the hysteretic property, an optimal planar inductor having thin shape has been investigated by finite elements. As a result, it is revealed that the frequency characteristic of core magnetic materials as well as core shape dominate major characteristics of the magnetic fields, reactive and dissipative energies in the inductors by finite elements simulations. Second, a method of the magnetic field control is proposed for the domain observation devices to evaluate the magnetic domain behaviors. The single-sided excitation coil realizes the controlled magnetic fields. Solving for the ill-posed linear system of equations makes it possible to design the shape of coil. To evaluate the quality of realized magnetic fields, an objective function is defined using the discrete wavelets. The experimental verification is also carried out.

キーワード：平面インダクター、Chua型磁化特性モデル、磁界制御  
(planar inductor, Chua-type magnetization model, magnetic field control)

### 1. まえがき

近年の電気・電子機器は小型軽量化が重要な設計指針となっている。特に、ノートパソコンやワープロ等の携帯用電子機器は、単純な小型軽量化のみならず、薄型化が商品性を確保する重要な要素となっている。半導体素子を高度に集積した信号処理部分はフィルム基板上へ配置することで薄型化が実現されている。しかし、信号処理部分へ電力を供給する電源は、磁束と電流が必ず直交する性質から、完全な平面化は不可能である。特に電力を伝送するトランスやインダクターは磁路を形成する磁性体が、重量面だけでなく、形状に対しても薄型化を困難とする。したがって、この困難を克服するためには、磁性材料に対する磁化特性の表現法、評価方法の確立が必要である。

本論文は、磁性材料に対する磁化特性の表現法を確立するために、順問題的手法として Chua 型磁化特性モデル<sup>(1)(2)</sup>を導入し、平面インダクターに対する数値シミュレーションを行う。さらに、磁性材料の評価に必要な磁界分布制御として、逆問題的手法に基づいた新しい方法を提案し、その第一段階として、単一平面励磁コイルにより所望の磁界分布を実現することを試みる。

平面インダクターの解析には有限要素法を用いるが、有限要素法は問題対象空間を微小三角形に離散値化し、

境界を明確に規定しなければならないという性質から磁束が無遠点まで続くような開領域問題に直接適用することはできない。そこで、双対映像法<sup>(3)(4)</sup>を有限要素法に適用する。これより、有限要素法を用いて無遠点まで勘案した数値解析を可能にする。

逆問題的手法に基づいた磁界分布制御装置の設計法は、線形システム方程式  $\mathbf{Y}=\mathbf{C}\mathbf{X}$  を解くことに帰する。ここで、 $\mathbf{Y}$  は所望の磁界分布を表すベクトル、 $\mathbf{C}$  はグリーン関数の空間微分から生成されるシステム行列、そして、 $\mathbf{X}$  は、推定すべき電流分布を表すベクトルである。システム行列  $\mathbf{C}$  は、多くの場合、不適切な特異行列となり、所望の磁界分布を実現する電流分布を推定するためには、不適切な線形システム方程式を解かなければならない。この不適切な線形システム方程式を解くために、最小自乗法と GVSPM (Generalized Vector Sampled Pattern Matching) 法による 2 方法を適用する<sup>(5)(6)</sup>。更に、この逆問題的手法の妥当性を実験的に検証する。

### 2. 平面インダクターの設計

#### 2.1 線形化 Chua 型磁化特性モデル

磁性体の磁化特性モデルとして、Chua 型磁化特性モデルを採用する。Chua 型モデルは 3 個のパラメータで構成

されており、透磁率  $\mu$  [H/m]、可逆透磁率  $\mu_r$  [H/m] さらにヒステリシス係数  $s$  [ $\Omega$ /m] である。すなわち、Chua 型磁化特性モデルによって、磁性体の磁化特性は、(1)式のように表せる。

$$\mathbf{H} = \frac{1}{\mu} \mathbf{B} + \frac{1}{s} \left( \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} - \mu_r \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} \right) \quad (1)$$

(1)式はベクトルポテンシャル  $\mathbf{A}$  を用いて(2)式に変形することができる。

$$\begin{aligned} & \left( \frac{1}{\mu} + \frac{1}{s} \frac{\partial}{\partial t} \right) \mathbf{A} - \kappa \left( 1 + \frac{\mu_r}{s} \frac{\partial}{\partial t} \right) \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{A} \\ &= - \left( 1 + \frac{\mu_r}{s} \frac{\partial}{\partial t} \right) \mathbf{J} \end{aligned} \quad (2)$$

高周波で動作する磁気素子は、比較的低磁束密度領域で動作する。このため、正弦波状に励振された磁界  $H$  に対して、磁束密度  $B$  も正弦波状に変化し、線形な動作となる。このような線形動作において、ヒステリシスループは楕円ループとなり、磁気飽和を無視することができる。本論文では、パラメータ  $\mu$ 、 $\mu_r$ 、 $s$  を一定値とする線形化 Chua 型磁化特性モデルを用いて楕円ヒステリシスループを表現する。複素記号法 ( $\partial / \partial t = j\omega$ ) を用いて Chua 型モデルから導かれる複素透磁率  $\mu(\omega)$  は(3)式となる。

$$\begin{aligned} \mu(\omega) &= \frac{\mathbf{B}}{\mathbf{H}} \\ &= \frac{\mu(s^2 + \omega^2 \mu \mu_r)}{s^2 + \omega^2 \mu^2} - j \frac{\mu \omega s (\mu - \mu_r)}{s^2 + \omega^2 \mu^2} \end{aligned} \quad (3)$$

## 2.2 平面インダクターの形状

図 1(a)に平面インダクターの形状を示す。図 1(b)は採用した有限要素メッシュである。図 1(a)に示す平面インダクターは、実用性と製造性を勘案して、中心にフェライトコア、コア周辺をコイルで巻く形状である。

シミュレーションでは Mn-Zn 系フェライトコア、H5c2 (TDK)、H5A (TDK)、3S1 (Phillips) を用いた。一般に、Mn-Zn 系フェライトは高透磁率、高磁束密度といった特徴を有する。H5c2、H5A、3S1、それぞれの線形化 Chua 型磁化特性モデルのパラメータを表 1 に示す。図 2 は、それぞれの複素透磁率の周波数特性である。また、導電率は共通で  $0.0\text{s/m}$  と仮定する。数値シミュレーションは  $100\text{Hz}$  から  $100\text{MHz}$  の周波数帯域で行う。

平面インダクターをインダクタンスで評価するが、複素インダクタンスは 2 種類に分類することができる。一方は実数部であり、インダクターとして機能する磁気エネルギーを蓄積する部分である。他方は虚数部であり、

インダクターの損失、渦電流損とヒステリシス損の和である鉄損を表す部分である。

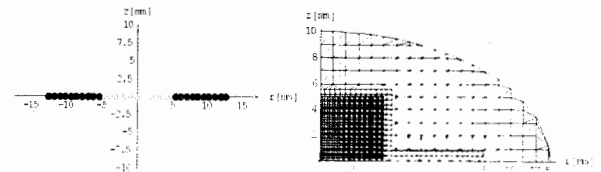
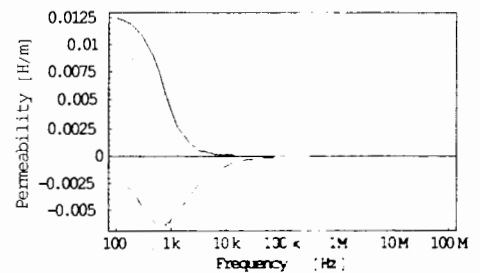


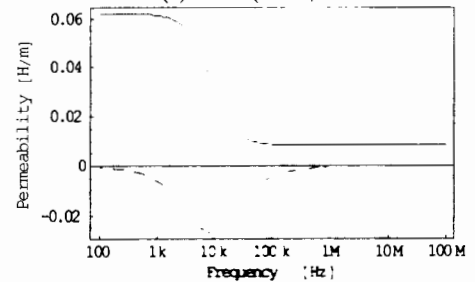
図 1. 平面インダクターの形状と解析領域の分割図

表 1. Chua 型モデルのパラメータ

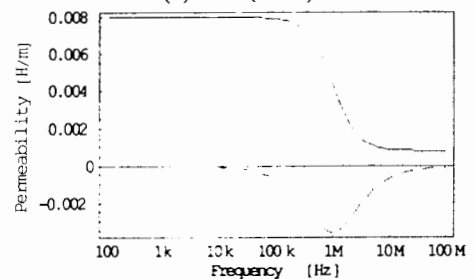
	$\mu$ [H/m]	$\mu_r$ [H/m]	$s$ [ $\Omega$ /m]
H5c2 TDK Components Mn-Zn ferrite	$1.27 \cdot 10^{-2}$	$3.10 \cdot 10^{-5}$	$5.4 \cdot 10$
H5A TDK Components Mn-Zn ferrite	$6.19 \cdot 10^{-2}$	$8.17 \cdot 10^{-3}$	$3.4 \cdot 10^2$
3S1 Phillips Components Mn-Zn ferrite	$8.00 \cdot 10^{-3}$	$0.80 \cdot 10^{-3}$	$5.0 \cdot 10^4$



(a) H5c2 (TDK)



(b) H5A (TDK)



(c) 3S1 (Phillips)

図 2. 複素透磁率の周波数特性 (実線: 実数部, 破線: 虚数部)

### 2.3 平面インダクターの周波数特性

図3はH5c2をコア材とした場合のインダクタンスの実数部と虚数部を示す。コアの厚みが減少するに従い、インダクタンスの実数部は劇的に減少する。他方、虚数部はコアの厚みに対して、100kHz付近の変曲点で大きく変化する。

図4はH5Aをコア材とした場合のインダクタンスの実数部と虚数部を示す。コアの厚みが減少するに従い、インダクタンスの実数部はH5c2をコア材とした場合よりもさらに劇的に減少する。虚数部はコアの厚みに対して、100kHz付近の変曲点で大きく変化し、図3の虚数部と類似した結果となる。

図5は3S1をコア材とした場合のインダクタンスの実数部と虚数部を示す。その周波数特性はH5Aをコア材とした場合と同様の傾向を示している。また、フェライトコアとフェライトコアを実装したインダクターの周波数特性を比較すると、実装した場合の方が良好な周波数特性となることがわかる。

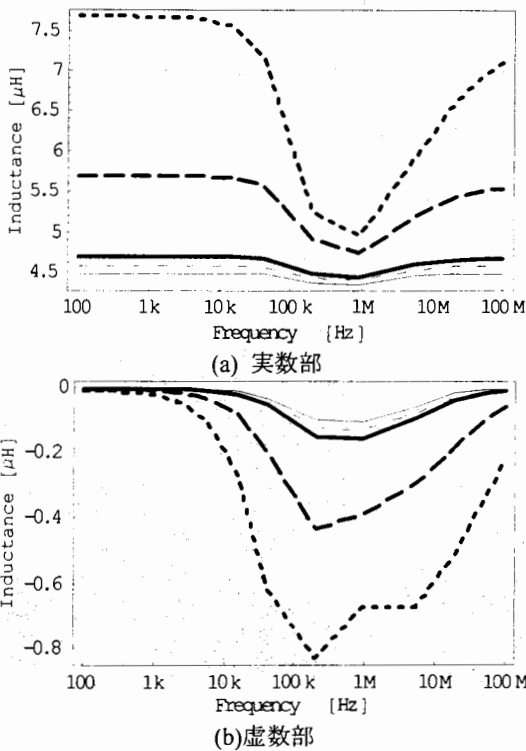


図3. H5c2による平面型インダクターの周波数特性

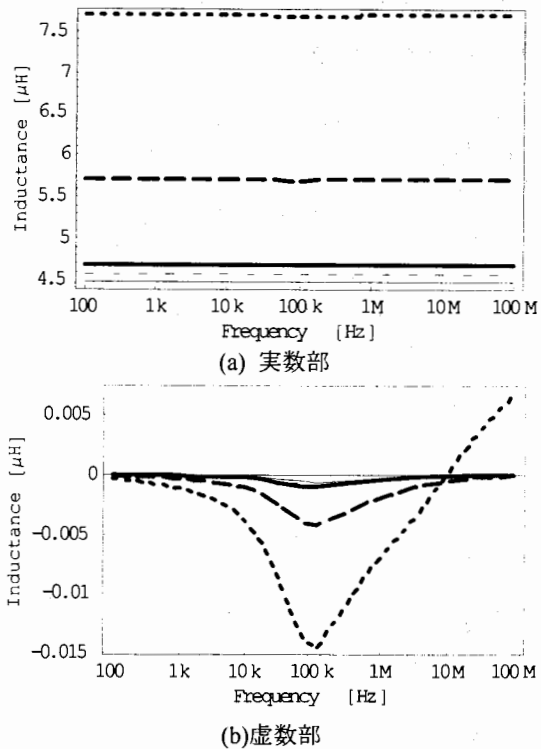


図4. H5Aによる平面型インダクターの周波数特性

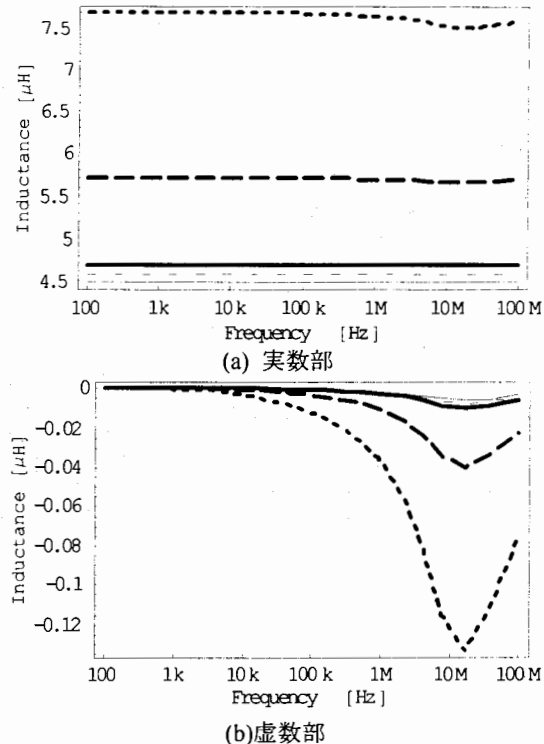
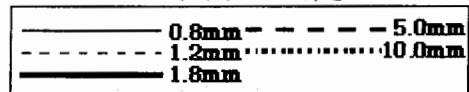


図5. 3S1による平面型インダクターの周波数特性  
フェライトコアの厚さ



### 3. 磁界分布制御装置の設計

#### 3.1 システム方程式

磁性材料の上方から、磁区構造の変化を観察する磁界分布制御装置のモデルとして、図6に示す装置を考える。

上方の正方面が所望の磁界分布を実現する範囲であり、下方の正方面が磁界を生成する電流分布面である。所望の磁界分布を表すベクトルを  $\mathbf{Y}$  とし、推定すべき電流分布を表すベクトルを  $\mathbf{X}$ 、そして、磁界ベクトル  $\mathbf{Y}$  と電流ベクトル  $\mathbf{X}$  間の関係を表す  $n$  行  $m$  列のシステム行列を  $C$  とすれば、解くべきシステム方程式は(4)式で与えられる。

$$\mathbf{Y} = C\mathbf{X} \quad (4)$$

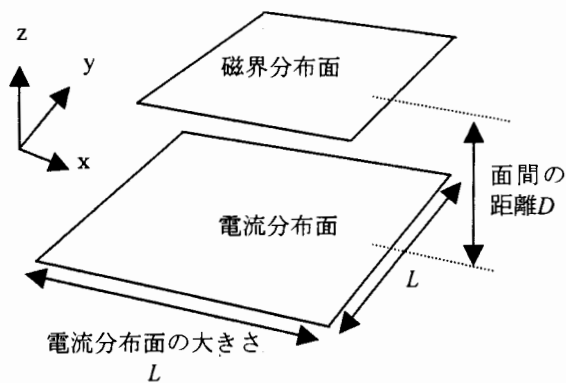


図6. 磁界分布制御装置のモデル

#### 3.2 例題

##### 3.2.1 目標磁界分布

多くの磁性材料の磁区構造評価は均一磁界分布を前提としてなされる。そこで、図6のモデルにおいて、上方の正方面上に与えられる所望の磁界分布を図7に示す垂直方向の均一磁界とし、下方の正方面面に流れる電流分布を推定する問題を考える。

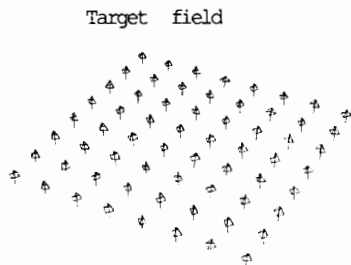


図7. 所望の磁界分布

##### 3.2.2 電流分布

推定された電流分布を評価するために、所望の磁界分布と推定された電流分布が生成する磁界分布との一致度

合いを表す評価関数を(5)式で定義する。

$$f_z = \frac{|\mathbf{H}_1|}{|\mathbf{H}_x| + |\mathbf{H}_y| + \sum_{i=2}^k |\mathbf{H}_i|} \quad (5)$$

ここで、 $|\mathbf{H}_x|, |\mathbf{H}_y|$  は、 $x, y$  向磁界成分のノルムであり、所望の磁界分布以外の成分である。更に、 $|\mathbf{H}_1|, \sum_{i=2}^k |\mathbf{H}_i|$  は、それぞれ図7に示す所望の磁界分布成分と他の磁界分布成分のノルムである。所望の磁界分布成分とそれ以外の磁界分布成分  $\mathbf{H}_1, \sum_{i=2}^k \mathbf{H}_i$  は、ドビッシーの2次基底関数を用いた離散値系直交ウェーブレット変換による多重解像度解析を適用して分離される<sup>(7)(8)</sup>。従って、(6)式の評価関数  $f_z$  が大きいほど良好に所望の磁界分布が生成可能であることを意味する。

図6で、面間の距離  $D$  を5mmから15mm、電流分布面の縦・横の長さ  $L$  を15cmから20cmまで変化させ、最小自乗法、GVSPM法を用いて所望の磁界分布を実現する電流分布の推定を行った。

図8は、 $D$  と  $L$  に対する評価関数  $f_z$  を示し、図8(a)が最小自乗法、図8(b)がGVSPM法によるものである。最小自乗法による評価関数の最大値は、設計パラメータ  $D=5\text{mm}, L=20\text{cm}$  で、 $f_z=27.62$  をとる。一方、GVSPM法による評価関数の最大値は、設計パラメータ  $D=5\text{mm}, L=20\text{cm}$  で、 $f_z=16.67$  をとる。評価関数の最大値は解法によって異なるが、最小自乗法、GVSPM法共に、共通な設計パラメータ  $D=5\text{mm}, L=20\text{cm}$  を与えていることが確認できる。

図9,10は、設計パラメータ  $D=5\text{mm}, L=20\text{cm}$  における推定電流分布と推定電流分布が生成する磁界分布を示す。図9,10から、最小自乗法、GVSPM法により推定された電流分布は、ほぼ同等な分布を示し、最小自乗法、GVSPM法により推定された電流分布が生成する磁界分布は、それぞれ図7に示す所望の磁界分布を良好に再現していることがわかる。以上の結果から、我々が提案した最小自乗法、GVSPM法、何れの逆問題的手法も所望の磁界分布を実現する電流分布を良好に推定可能であることが判明した。



(a)最小自乗法

(b)GVSPM法

図8. 評価関数  $f_z$  の変化

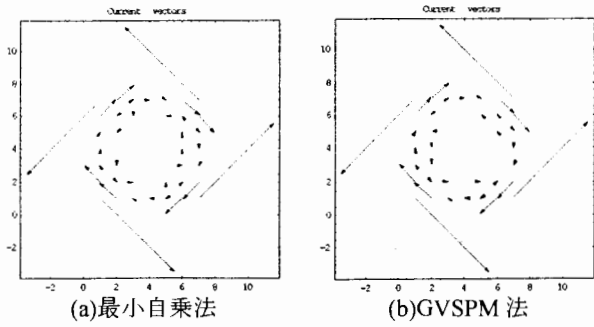


図 9. 推定された電流分布

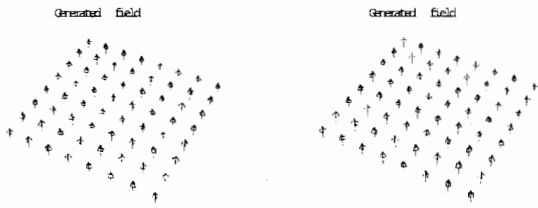


図 10. 推定された電流分布が生成する磁界分布

### 3.3 検証実験

#### 3.3.1 目標磁界分布

図 11 に示す励磁コイルをサンプルとして、我々が提案した逆問題的手法の妥当性を実験的に検証する。この励磁コイルに周波数 10kHz、1A の電流を流し、基板上、高さ 1cm、10cm×10cm の平行面上で測定された磁界分布を図 12 に示す。図 12 に示した磁界分布を所望の磁界分布とし、この磁界分布を実現する電流分布の推定を行う。

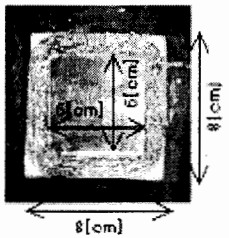


図 11. 供試励磁コイル



図 12. 供試励磁コイルが生成する磁界分布

#### 3.3.2 電流分布

図 12 の磁界分布から最小自乗法、GVSPM 法を用いて推定した電流分布を図 13 に示す。

図 13 に示す推定電流分布には、多くのノイズベクトル成分が含まれる。このノイズベクトルを除去し、主要な電流ベクトルを抽出するために、図 13 の  $x, y, z$  磁界成分から、それぞれ独立に推定した電流分布を、それぞれの最大値を 1 へ正規化し、畳み込み演算により共通部分を抽出する<sup>(9)(10)</sup>。

図 14 は、正規化した電流分布に畳み込み演算を行って抽出された主要電流分布である。この結果から、最小自

乗法は供試励磁コイルの中央部分、GVSPM 法は供試励磁コイルの面部分を良好に再現していることが確認できる。以上より、我々の方法の妥当性を実験的に検証することができた。

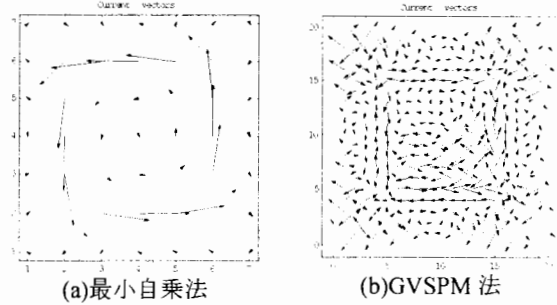


図 13. 推定された電流分布

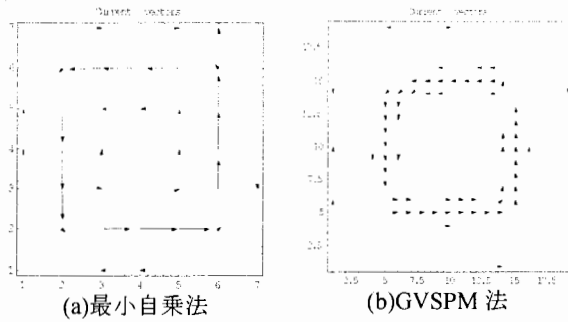


図 14. 畳み込み演算によって抽出された主要電流分布

## 4. まとめ

本論文は、電源の小型軽量化を実現するために、磁性材料に対する磁化特性の表現法と共に、評価に必要となる磁界分布制御法について提案した。

磁性材料に対する磁化特性の表現法では、順問題的手法として線形化 Chua 型磁化特性モデルを導入し、平面インダクターをモデルとして数値シミュレーションを行った。

その結果、平面インダクターの周波数-インダクタンス特性はフェライトコアの幾何学的形状とコアの周波数特性を連携した設計が必要であることが判明した。さらに、フェライトコアとフェライトコアを実装したインダクターの周波数特性を比較すると実装した場合のほうが良好な周波数特性となることが判明した。

磁性材料の評価に必要となる磁界分布制御では、逆問題的手法に基づいた新しい方法を提案し、その第一段階として、単一平面励磁コイルにより所望の磁界分布を実現することを試みた。

その結果、本論文で提案した逆問題的手法が物理的に実現可能な結果を与え、シミュレーション、さらに検証実験結果から、本手法の妥当性を検証した。

## 参考文献

- (1) S.Hayano, Y.Saito, and Y.Sakaki, "A magnetization model for computational magnetodynamics", J. Appl. Phys, Vol.29, No.28, pp.4614-4616, 1991.
- (2) K.Ohta, "Introduction to magnetic engineering I", Kyoritsu shuppan (in Japanese), Tokyo, 1984.
- (3) Y.Saito, K.Takahashi and S.Hayano, "Finite element solution of unbounded magnetic field problem containing ferromagnetic materials", IEEE Trans.magn, Vol. 24, No.6, 1988.
- (4) S.Hayano, I.Marinova and Y.Saito, "New complex permeability measurement device for thin magnetic films", J.Appl.Phys, Vol.75, No.10, pp.6887-6889, 1994.
- (5) K.Yoda, et al, "Dose optimization of proton and heavy ion therapy using generalized sampled pattern matching", Phys.Med.Biol., IOP Publishing, 1997.
- (6) I.Marinova, et al, "Estimation of Current Distribution within Conductors by Field Measurements", INVERSE PROBLEMS IN ENGINEERING MECHANICS (M.Tanaka, G.S.Dulikravich Eds, Elsevier), 1998.
- (7) 斎藤兆古 著、Mathematica によるウェーブレット変換 (朝倉書店、1996年)。
- (8) 斎藤兆古 著、ウェーブレット変換の基礎と応用 (朝倉書店、1998年)。
- (9) 宮原、早野、齋藤、"準3次元電流分布測定法とその応用"、電気学会マグネティックス研究会資料、MAG-99-15, 35-39 (1999年)。
- (10) 関島、早野、齋藤、澤田、堀井、"一般化 SPM 法による二次元電流分布推定"、電気学会マグネティックス研究会資料、MAG-99-151、25-29 (1999年)。
- (11) Y.Saito, Y.Nakazawa and S.Hayano. "Faster open boundary magnetic field computation using the strategic dual Image and Voronoi-Delaunay transformation methods", J.Appl.Phys. Vol.67, No.9, 1990.
- (12) 鳴田、早野、齋藤、"ウェーブレット変換による最適化問題解析"、可視化情報学会 (2000年)。
- (13) I.Marinova, et al, "A Neural Network Inversion Approach to Electromagnetic Device Design", IEEE Trans.magn., Vol. 36, No.4. 2000.

原稿受付日	平成13年2月28日
-------	------------