

# 第22回 MAGDAコンファレンス in 宮崎

—電磁現象及び電磁力に関するコンファレンス—

## 講演論文集



会期：2013年12月2日(月)～3日(火)

会場：宮崎市 宮崎観光ホテル 東館2F

主催：〃

日本機械学会、電気学会、日本磁気学会、日本シミュレーション学会

日本生体磁気学会、計測自動制御学会、システム制御情報学会、

日本原子力学会、日本保全学会、日本非破壊検査学会、

IEEE Magnetics Society (Japan Chapter)、プラズマ・核融合学会、

日本ばね学会、ライフサイエンス学会、宮崎大学

# 表彰状

MAGDA 優秀講演論文賞

菊地原弘基 殿

∞コイル型渦電流センサの最適設計に関する考察

第22回 MAGDA コンファレンスにおける  
頭書の講演は、新規性、独創性に富み、本学  
会の発展に寄与するところが大きいことを認  
め、ここに表記の賞を贈り表彰します

2013年12月3日

第22回 MAGDA 実行委員会

委員長 長田尚一郎

日本 AEM 学会

会長 樋口俊郎



## ∞コイル型渦電流センサの最適設計に関する考察

### A study of optimized design of the ∞ eddy current sensor

菊地原弘基<sup>\*1</sup>(学正員), 齊藤兆古<sup>\*1</sup>(正員)  
大内学<sup>\*2</sup>, 茂木秀夫<sup>\*2</sup>, 及川芳朗<sup>\*2</sup>

Hiroki KIKUCHIHARA (Stu. Mem.), Yoshifuru SAITO (Mem.)  
Manabu OUCHI, Hideo MOGI, Yoshiro OIKAWA

Eddy current testing (ECT) is one of the most representative nondestructive testing methods for metallic materials, parts, structures and so on. Operating principle of ECT is based on the two major properties of magnetic field. One is that alternating magnetic field induces eddy current in all of the conducting materials. Thereby, an input impedance of the magnetic field source, i.e., electric source, depends on the eddy current path. Second is that the magnetic field distribution depends only on the exciting but also the reactive magnetic fields caused by the eddy currents in targets. Former and latter are the impedance sensing and magnetic flux sensing types, respectively.

This paper concerns with an optimization of a new magnetic flux sensing type sensor named "∞ coil" whose exciting and sensing coils are composed of the ∞ shape and finite length solenoid coil wound ferrite bar, respectively. Optimization of this ∞ coil fully depends on the 3D finite elements methods. According to the 3D finite element simulation results, we have successfully carried out the optimum size of two exciting coils and a sensing coil.

*Keywords:* Eddy current, Nondestructive testing, Optimization

### 1 緒言

現代の文明社会を支えるのは人類の叡智が創造した多くの文明の利器である。例えば、高速な移動手段を提供する高速鉄道、自動車、航空機、そして、電力生成・系統システム、照明システム、セキュリティシステムなど、いわゆる産業プロダクトから鉄橋、大型ビルや高速道路などの社会的インフラストラクチャまで広汎で多岐に渡る文明の利器が存在し、人類の文明生活を支えているのは自明であろう。

これら文明の利器の多くは何らかの形で機械的構造を持ち、強度や形状維持のフレームが存在する。大部分のフレーム材は金属材料からなり、それぞれの産業プロダクトの機能を維持するため、機械的ストレスを受け続けている。産業プロダクトの中で、大量輸送に関わる大型バス、高速列車、大型旅客機のみならず、原子力発電所で代表される大規模エネルギー変換システムなどのプラントや社会的インフラストラクチャ設備では、機械的ストレスだけでなく熱応力、中性子による劣化などが発生する。当然ではあるが、これらの

産業プロダクトではフレームの健全性が高度な信頼性、安全性の確保が要求されるために極めて重要な要素である。

金属の健全性を確保する手段として最も基幹的で重要な技術が、金属材料に対する非破壊検査技術である、金属の非破壊検査法として、渦電流探査法(Eddy Current Testing, 以後 ECT と略記)、電気ポテンシャル法、超音波映像法および X 線断層撮影法のような様々な方法がある。この中で、ECT による方法は、検査対象と直接接触の必要がなく、比較的簡単な装置で高速な検査が可能である。このため、ECT は自動車の個々の部品検査から橋梁の劣化検査など極めて多くの分野で広汎に使われている。これは、人類の創造する文明の利器の力学的強度維持は、大部分が導電性を有する金属材料からなるためであり、特に ECT は選択的に非接触で金属部分のみ検査可能である[1-3]。

本稿は、∞コイル型渦電流センサの最適設計に関するものである。∞コイルは励磁コイルと検出コイルから構成され、検出感度は各コイルの大きさに依存する。形状の最適設計には励磁コイルの大きさを基準としソレノイド型検出コイルの半径、コイル長を変化させた時の検出感度を有限要素法により算出する。各形状での計算結果から半径とコイル長さの近似関数を導出し

連絡先：菊地原 弘基，〒184-8584 小金井市梶野町 3-7-2,  
法政大学大学院工学研究科電気工学専攻齊藤兆古研究室,  
e-mail: hiroki.kikuchihara.6e@stu.hosei.ac.jp

<sup>\*1</sup> 法政大学大学院工学研究科電気工学専攻

<sup>\*2</sup> 電子磁気工業株式会社

最適値を求める。よって、本論文は全ての試行計算結果から近似関数を求めるため、試行計算結果を無駄にすることがない最適設計の方法とその実例を紹介する。

## 2 ∞型 ECT センサ

### 2.1 ECT センサの動作原理

ECT の動作原理は、大別して二方法がある。一方は交番磁界を検査対象に照射することで被検査対象中に渦電流を発生させ、被検査対象中の欠損の有無による渦電流分布の相違を電源から見た入力インピーダンスの変化で感知する方法である。ここでは、この ECT 法をインピーダンス感知型と呼ぶ。このインピーダンス感知型 ECT の特徴は励磁コイルがセンサも兼ねる点にあり、構造が簡単で安価である。他方は励磁コイル以外の検出コイルを備えた励磁・検出コイル分離型である。この励磁・検出コイル分離型は被検査対象中の欠損の有無に起因する渦電流分布の相違が喚起する磁束の変化を感知する検出コイルの配置に自由度を持つ。このため、励磁・検出コイル分離型は、インピーダンス感知型に比較して高感度とされているが、検出コイルの構造や設置場所など多くの経験的習熟度を必要とする。

本論文で述べる∞コイル型 ECT センサの動作原理は励磁・検出コイル分離型に属し、その最適設計法を実例を通して述べる。

### 2.2 ∞コイル型 ECT センサの動作原理

∞コイル型 ECT センサは、二個の励磁コイルとコアに磁性体を持つ検出コイルから構成されている。二個の励磁コイルを隣り合う位置に配置し、互いに逆位相の電流を流す。励磁電流により生じる磁界分布は逆の極性を持ちループ状に形成されるため二個の励磁コイルの間には磁界がゼロまたは極めて小さい値となる領域が生まれる。コアにフェライトなどの磁性体を持つ検出コイルを二個の励磁コイル間の極めて磁界が小さい値を取る領域へ励磁コイルの面に対し垂直な方向に設置する。検出コイルの面が励磁コイルによって生じる磁界と常に平行となるため検出コイルには誘起電圧が発生しない。更に磁界が極めて小さい領域へ配置されることにより検出コイルが持つ磁性体の影響が少なく、元の磁界分布を乱さない設計となる。この∞コイル型 ECT センサを健全な被検査対象上に設置した場合、被検査対象中には励磁電流の逆方向に渦電流が流れる。被検査対象中の渦電流によって生じる磁束は検

出コイルの面に対し平行成分となるため誘起電圧は発生しない。しかし、被検査対象中に欠損が存在する場合、欠損を迂回する渦電流が発生し、検出コイルの面に対し垂直な磁束成分が生まれる。このため検出コイルに誘起電圧が発生し、欠損の有無を識別することが可能となる。

### 2.3 ∞コイルのモデリング

∞コイルのモデリングには有限要素法によるシミュレーションを用いコイルデザインの最適化を行った。Fig.1 は二個の隣り合う励磁コイルを示し、Fig. 2(a)はこれら二個の励磁コイルに逆位相の電流を流した場合の磁束密度分布を示す。コイル内の磁束密度の値に対しコイル間の磁束密度は小さくなっていることがわかる。Fig. 2(b)は二個のコイル間にコアにフェライトを持つ検出コイルを挿入したシミュレーション結果である。検出コイルを磁束密度が極めて小さい部分に配置するため励磁コイルによる磁界に影響を与えない。更に、コアに磁性体を使用することが可能となるため感度の向上に繋がる。

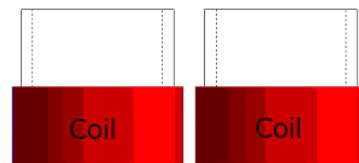
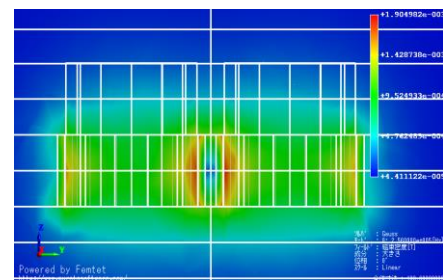
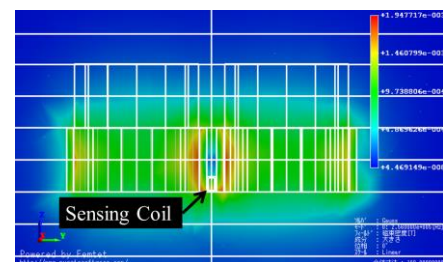


Fig. 1 Two exciting coils.



(a) Without ferrite bar



(b) With ferrite bar

Fig. 2 Magnetic fields intensity distribution.

## 2.4 ∞コイルの3Dシミュレーション

Fig. 3 に示す∞コイルの動作原理を検証するために三次元の有限要素法によるシミュレーションを行う。Table 1 に励磁コイルと検出コイルの諸定数を示す。∞コイルは厚さ 1mm の銅板上に配置され、欠損が無い場合、検出コイルに対し欠損が 0 度、90 度、45 度の場合について計算する。

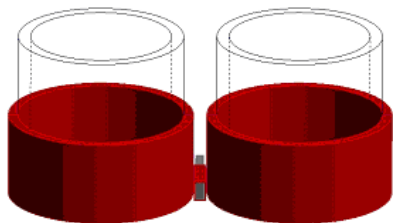


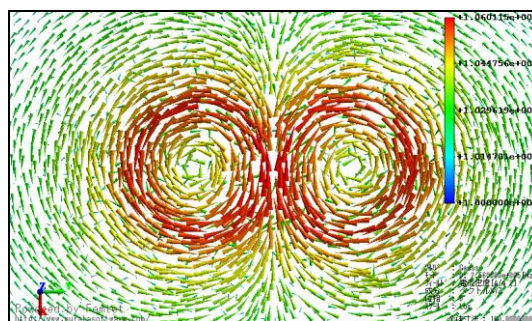
Fig. 3 3D simulation model of the ∞ coil.

Table 1 Various constants used in the 3D simulation.

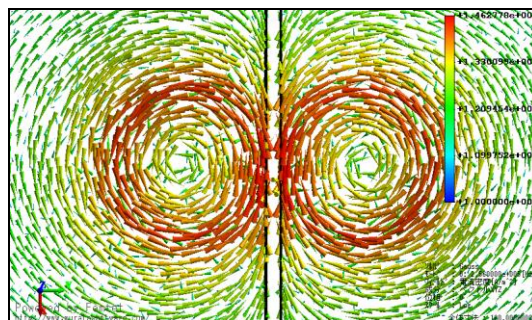
Exciting coil	
Coil outer diameter	22.4mm
Coil inner diameter	20mm
Coil length	10mm
Number of turn	75
Input current(peak)	250mA
Frequency	256kHz
Sensing coil	
Coil outer diameter	1.4mm×2.4mm
Coil inner diameter	1mm×2mm
Coil length	6mm
Number of turn	100
Axis core	JFeferrite_MB1H_23°C

Fig. 4, 5 はそれぞれ銅板上に流れる渦電流と検出コイルのフェライトコア内の磁束密度分布を示している。銅板中に欠損が存在しない場合、Fig. 4(a)に示す渦電流が流れる。渦電流によって生じる磁束密度は検出コイルの面に対し平行方向のみであるため Fig. 5(a)に示す方向となる。したがって欠損が存在しない場合、検出コイルに誘起電圧は発生しない。Fig. 4(b)は 2mm の幅の欠損が検出コイルに対し 0 度に配置された時の渦電流分布である。渦電流は欠損に沿う方向に流れるが、検出コイルの面に垂直の磁界を生む成分は流れないためフェライトコア内の磁束密度は Fig. 5(b)となる。0 度の場合も検出コイルに誘起電圧は発生せず、欠損を検知することは難しい。Fig. 4(c)に欠損が検出コイルに対し 90 度に配置した時の渦電流分布を示す。銅板中の渦電流は欠損によって妨げられ検出コイルの面に垂直に磁界を作る方向に流れる。しかしながら、欠損の両端で

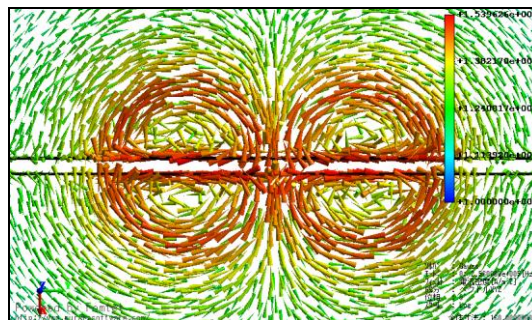
発生する渦電流は互いに打ち消し合う方向に流れるためフェライトコア内の磁束密度は垂直方向に発生しない(Fig. 5(c))。Fig. 4(d)に欠損が検出コイルに対し 45 度に配置した時の渦電流分布を示す。渦電流は欠損沿って流れ、検出コイルに垂直成分を含む磁界を生成する。Fig.5(d)に示すように 45 度の方向に磁束が発生するため、検出コイルに誘起電圧が発生する。



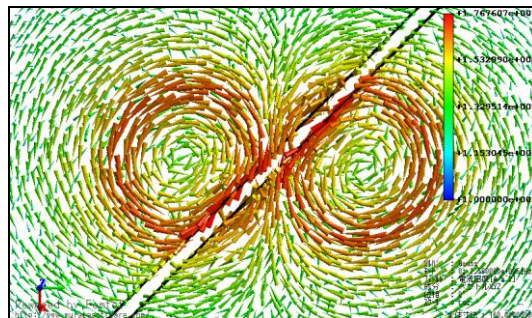
(a) No defect



(b) 0 degree defect to the two adjacent exciting coils

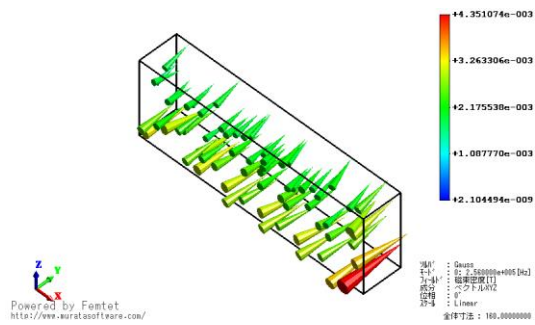


(c) 90 degree defect to the two adjacent exciting coils

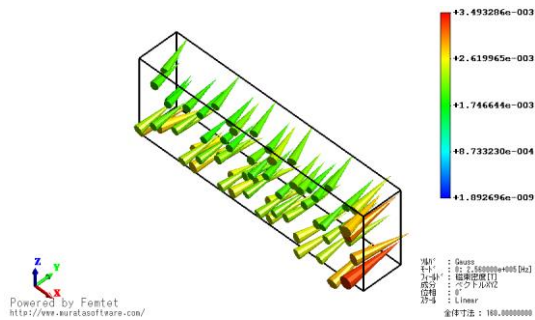


(d) 45 degree defect to the two adjacent exciting coils

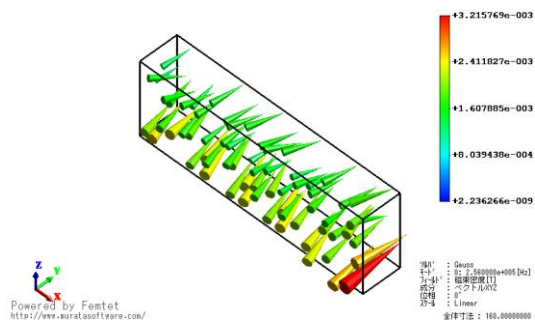
Fig.4 Eddy currents in a plane metallic target.



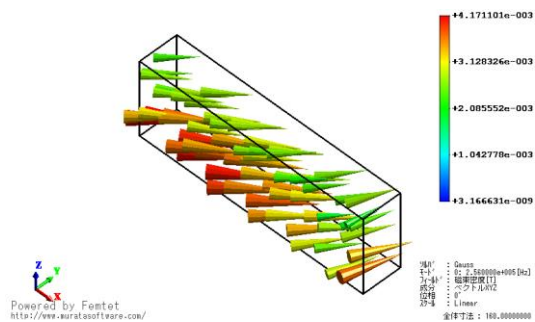
(a) No defect



(b) 0 degree defect to the two adjacent exciting coils



(c) 90 degree defect to the two adjacent exciting coils



(d) 45 degree defect to the two adjacent exciting coils

Fig.5 Magnetic flux density vector distributions in the ferrite bar.

Fig. 5(a)-(d)における検出コイルの誘起電圧を Fig. 6 に示す。Fig. 6 より欠損が 45 度の場合、高い誘起電圧が発生し欠損の有無を識別できることがわかる。

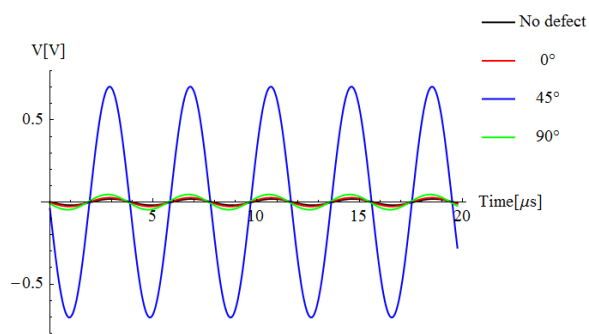


Fig.6 Induced voltages in the sensor coil.

### 3 ∞コイルの最適設計

#### 3.1 最適設計法

現在の工業製品の設計法では、過去の経験や実地試験によって最適なモデルが決定されているため、新たに開発された製品に対する設計では過去の経験が無く実地試験による手間が掛り多くの労力が必要となる。

開発された∞コイルは二個の励磁コイルとコアに磁性体を持つ検出コイルから構成されるため、検出感度は各コイルの大きさに依存する。それゆえ、∞コイルの形状の最適設計には励磁コイルの大きさを基準としソレノイド型検出コイルの半径、コイル長を変化させた場合の検出感度を有限要素法により算出する。各形状での計算結果から半径比とコイル長比の近似関数を導出し最適値を算出する方法を試みる。この方法では全ての試行計算結果から近似関数を求めるため、試行計算結果を無駄にすることがなく最適が可能とされる。

#### 3.2 有限要素法による∞コイルの最適計算

∞コイルの形状の最適設計には Table 2 に示す通り励磁コイルの半径 5mm, コイル長 10mm を基準とし、ソレノイド型検出コイルの半径 R 比, コイル長 L 比を 0.1 から 1.0 まで 0.1 刻みに変化させた場合で 100 個のノイズ信号に対する検出信号比 (Signal to Noise Ratio, 以後, S/N 比と略記) を有限要素法により算出する。検出信号 S は, SUS316 から成る 100mm×100mm×10mm の板状の被検査対象上に長さ 10mm, 幅 0.5mm, 深さ 1.0mm の欠損を検出コイルに対し 45 度に配置した場合に発生する誘起電圧である。Fig. 7 に計算結果を示す。Fig. 7 より R 比が低く, L 比が 0.7 から 0.8 の付近に対しピーク値を持ち、最適な比率があることがわかる。

Table 2 Various constants of  $\infty$  coil.

Exciting coil	
Coil outer diameter	10.4mm
Coil inner diameter	10mm
Coil length	10mm
Number of turn	100
Input current(peak)	250mA
Frequency	256kHz
Sensing coil	
Coil outer diameter	1.4~10.4mm
Coil inner diameter	1.0~10mm
Coil length	1.0~10mm
Number of turn	100
Axis core	Ferrite

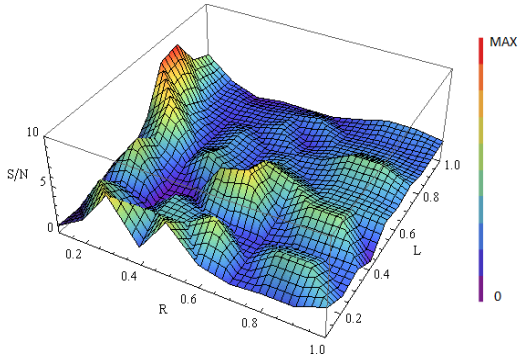


Fig.7 Signal to Noise (S/N) ratio distribution by FEM simulations.

### 3.3 べき級数関数を用いた最適設計

Fig. 7 で求めた R 比, L 比に対する S/N 比を表すために, 式(1)の二変数のべき級数関数近似を適用する。

$$f(R, L) = a_0 + a_1R + a_2L + a_3RL + a_4R^2 + a_5L^2 + \dots + a_{m-1}R^{m-1} + a_mL^m \quad (1)$$

式(1)の係数  $a_0, a_1, a_2, \dots, a_m$  は最小自乗法で決定される。すなわち, 式(1)の係数を要素とするベクトル  $\mathbf{A}$  は式(2)で与えられる。

$$\mathbf{A} = [\mathbf{C}^T \mathbf{C}]^{-1} \mathbf{C}^T \mathbf{Y} \quad (2)$$

ここで, 上添え字"  $T$  "は行列の転置を示し, ベクトル  $\mathbf{A}, \mathbf{Y}$ , 行列  $\mathbf{C}$  はそれぞれ(3),(4),(5)式で与えられる[4]。

$$\mathbf{A} = [a_0 \ a_1 \ \dots \ a_m]^T \quad (3)$$

$$\mathbf{Y} = [f(R_{0,1}, L_{0,1}) \ f(R_{0,2}, L_{0,1}) \ \dots \ f(R_{1,0}, L_{1,0})]^T \quad (4)$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & R_{0,1} & L_{0,1} & R_{0,1}L_{0,1} & R_{0,1}^2 & L_{0,1}^2 & \dots & R_{0,1}^m & L_{0,1}^m \\ 1 & R_{0,2} & L_{0,1} & R_{0,2}L_{0,1} & R_{0,2}^2 & L_{0,1}^2 & \dots & R_{0,2}^m & L_{0,1}^m \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 1 & R_{1,0} & L_{1,0} & R_{1,0}L_{1,0} & R_{1,0}^2 & L_{1,0}^2 & \dots & R_{1,0}^m & L_{1,0}^m \end{bmatrix} \quad (5)$$

式(1)-(5)で求めた近似関数を Fig. 8 に示す。べき級数の次数について試行錯誤の結果, 7 次関数までで Fig.7 の結果が表現でき, Fig.8 がその結果である。よって, 本論文では 7 次関数近似を採用した。さらに求めた関数から S/N 比が最大値を取る値は R 比が 0.10, L 比が 0.78 であることが判明した。この方法では, 全ての試行計算結果からべき級数の近似関数を求めるため, 試行計算結果を無駄にしない。

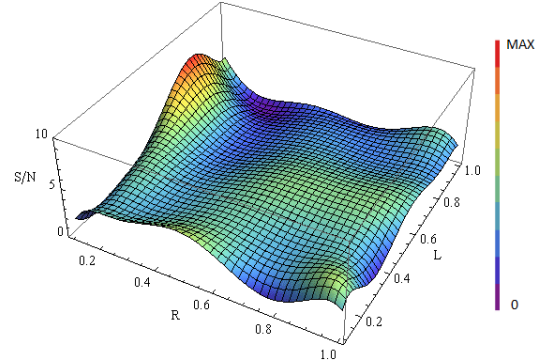


Fig.8 Approximate S/N ratio distribution by Power series.

### 3.4 フーリエ変換を用いた最適設計

離散フーリエ・逆フーリエ変換を採用し, Fig. 7 に示す 100 個の計算結果をフーリエ変換する。Fig. 9 は式(6)に示すフーリエ変換を用いて得られた二次元フーリエ・スペクトラムである。Fig.10 は式(7)のフーリエ逆変換を Fig. 9 のスペクトラムへ適用して得られる Fig. 7 の近似三角関数である。Fig. 8 に示すべき級数を用いた近似結果と比較し, Fig. 7 の近似三角関数は各シミュレーション点での S/N 比を厳密に再現するが, 点間の値を求めるには適さないことがわかる。

$$F(u, v) = \frac{1}{N} \sum_{R=0}^{N-1} \sum_{L=0}^{N-1} f(R, L) \exp\{-j2\pi(uR + vL)/N\} \quad (6)$$

$$f(R, L) = \frac{1}{N} \sum_{R=0}^{N-1} \sum_{L=0}^{N-1} F(u, v) \exp\{j2\pi(uR + vL)/N\} \quad (7)$$

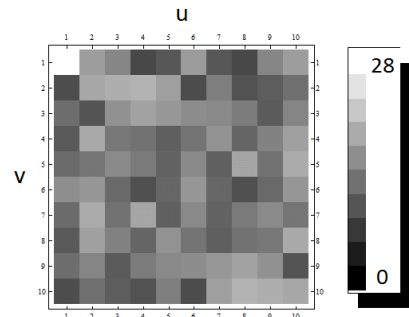


Fig.9 Fourier power spectrum distribution.

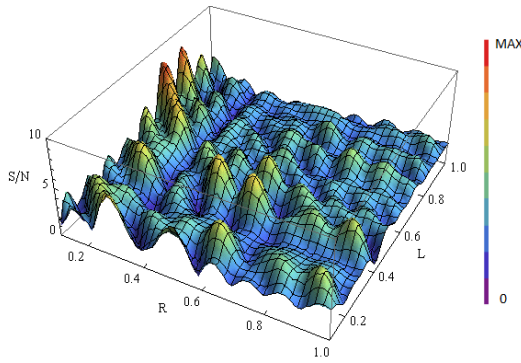


Fig.10 A representation of S/N ratio distribution by the discrete Fourier transform.

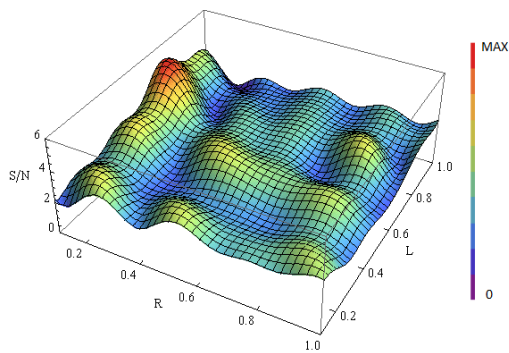


Fig.11 Approximate S/N ratio distribution by the discrete Fourier transform employing (1,1)-(5,5) spectra.

近似する三角関数の次数を決定するため、フーリエ逆変換を低次から高次まで変更して行い、結果として Fig.9 の原点から  $5 \times 5$  領域までの低周波成分で Fig. 7 へ傾向が十分に一致する三角波近似関数が導出できた。その結果を Fig. 11 に示す。Fig. 11 の近似関数から S/N 比が最大値を取る値は R 比が 0.14, L 比が 0.79 であることが判明した。フーリエ変換を用いた近似関数法は、R 比と L 比を変更してシミュレーションする場合の R 比と L 比の分割間隔の最小値決定に有用であり、本論文では R 比と L 比が 0.2 間隔程度で充分であったことが判明した。これはシミュレーションに要する計算回数が 25% へ削減できることを意味する。

## 5 結言

本稿は $\infty$ コイル型渦電流センサの最適設計法について提案し、 $\infty$ コイルの検出感度が最大となる励磁コイルに対する検出コイルの半径とコイル長の比率を決定した。

$\infty$ コイルのコイル配置は有限要素法によるシミュレーション結果から決定され、コアに磁性体を持つ検出コイルを励磁磁界分布へ可能な限り影響しない二個の励磁コイルの間に配置する。このため、励磁コイルに対する検出コイルの大きさが検出感度に依存し、最適設計において極めて重要な要素となる。

本論文では有限要素法で得られたシミュレーション結果からべき級数と三角関数を用いた近似関数を導出し、それらの近似関数から最適値を求めた。べき級数近似関数法は、全ての試行計算結果から近似関数を求めるため、試行計算結果を無駄にすることがない最適設計の一方法と位置づけられる。他方、離散フーリエ変換を用いた設計法はコイル形状だけでなく計算時間の短縮に繋がる方法である。両者の最適値は一致し、最適設計結果の妥当性を裏付けることとなった。

こと務局記入(200?年??月??日受付)

## 参考文献

- [1] I.Marinova, S.Hayano and Y.Saito, Ployphase eddy current testing, Journal of Applied Physics, Vol. 75, No.10, pp. 5904-5906, 1994.
- [2] N.Burais and A.Nicolas, Electromagnetic field analysis in remote field eddy current testing systems, IEEE Transactions on Magnetics, Vol.25, No.4, pp.3010-3012, 1989.
- [3] S.McFee and J.P.Webb, Automatic mesh generation for h-p adaption, IEEE Transactions on Magnetics, Vol.29, No.2, pp.1894-1897, 1993.
- [4] J.Kawazoe and Y.Saito, Fluctuation Frequency Analysis of the Barkhausen Signals Under Static and Dynamic Stresses, IEEE Transactions on Magnetics, Vol.49, No.5, pp.1997-2000, 2013.



## Enhance the Sensibility of the Eddy-Current Testing

Hiroki KIKUCHIHARA<sup>\*1</sup>, Iliana MARINOVA<sup>\*2</sup>, Yoshifuru SAITO<sup>\*1</sup>,  
Manabu OHUCH<sup>\*3</sup>, Hideo MOGI<sup>\*3</sup> and Yoshiro OIKAWA<sup>\*3</sup>

Eddy current testing (ECT) is one of the most representative nondestructive testing methods for metallic materials, parts, structures and so on. Operating principle of ECT is based on the two major properties of magnetic field. One is that alternating magnetic field induces eddy current in all of the conducting materials. Thereby, an input impedance of the magnetic field source, i.e., electric source, depends on the eddy current path. Second is that the magnetic field distribution depends only on the exciting but also the reactive magnetic fields caused by the eddy currents in targets. Former and latter are the impedance sensing and magnetic flux sensing types, respectively.

This paper concerns with an improvement of sensibility of the impedance sensing method. Sensibility of the ECT is improved by means of two steps. One is an optimum exciting frequency selection. We employ the natural parallel resonant frequency of ECT coil. The other is to increase the sharpness of the resonance curve on impedance versus frequency characteristic by changing the coil connection. As a result, we have succeeded in developing the ECT sensor having up to 4 times higher sensibility compared with those of conventional one.

*Keywords:* Eddy current, Nondestructive testing, Resonant frequency.

*(Received: 31 May 2012, Revised: 8 June 2013)*

### 1. Introduction

Modern engineering products such as air-plane, automobile, smart building, high speed train and so on are essentially composed of metallic materials for forming the shape of product, suspending the mechanical stress and constructing the structural frames. In particular, the mass transportation vehicles, e.g. large air plane, hi-speed train, express highway bus and so on, carrying a large number of people are required ultimately high safety as well as reliability.

To keep the safety of such vehicles, nondestructive testing to the metallic materials is one of the most important technologies because most of the structure materials are composed of the metallic materials.

Various nondestructive testing methods, such as eddy current testing (ECT), electric potential method, ultrasonic imaging and x-ray tomography, are currently used. Among these methods, ECT does not require complex electronic circuits and direct contact to target. Furthermore, target whose major frame parts are composed of conductive metallic materials can be selectively inspected by ECT [1,3].

Operating principle of ECT is very simple. The ECT is based on the two major properties of magnetic field. One is that exposing the conductive materials to the alternating magnetic fields induces eddy current in all of the conducting materials. Thereby, the input impedance of the magnetic field source, i.e., electric source, can detect the change of the target impedance

caused by defects blocking eddy current flowing. The ECT based on this principle is called impedance sensing type. The other type utilizes a separately installed sensor coil to detect the leakage magnetic flux change. The magnetic field of ECT is composed of two components: one is the exciting and the other is the reactive magnetic fields. The reactive magnetic field is caused by the eddy currents in the target so that change of eddy current paths changes the reactive magnetic fields. Thus, the independently installed sensor detects this magnetic field change. This type is called a separately sensing coil type.

This paper concerns with an improvement of sensibility of the impedance sensing method. Improvement of the sensibility is carried out in the two major steps.

The first step is to select the optimum exciting frequency. We select the natural parallel resonant frequency of the ECT sensor coil when facing with a wholesome part of target. A system comprising the ECT facing with the wholesome part of target takes the maximum pure resistive impedance. When the ECT sensor coil meets with a defect of target, this resonance condition is essentially not satisfied. This makes it possible to maximize the deviation between the resonance and not resonance impedances.

The second step is to increase the resonant impedance as well as to sharpen the peaky impedance versus frequency characteristic by changing the coil connection [4]. Since the natural parallel resonance impedance become larger, then the deviation between the resonance and not resonance impedances is essentially larger. This essentially enhances the sensibility of ECT sensor.

### 2. Enhancement of ECT Sensibility

#### 2.1 Operating Principle of ECT

Let an arbitrary finite length solenoid coil shown in

**Correspondence:** H. KIKUCHIHARA, Graduate School of Hosei University, Tokyo 184-8584, Japan  
email: hiroki.kikuchihara.6e@stu.hosei.ac.jp

<sup>\*1</sup> Hosei University <sup>\*2</sup> Technical University of Sofia

<sup>\*3</sup> Denshijiki Industry Co., Ltd

Fig. 1 (a) be an eddy current sensor coil. When we put on this sensor coil on a copper plate as shown in Fig. 1 (b) and apply an alternating current to the sensor coil, because of the Faraday's law, eddy current is induced as a reaction of the alternating magnetic fields. By measuring the input impedance of the sensor coil, we are able to diagnose a difference of the target copper plate condition between no defects (Fig. 1 (b)) and 2 mm crack defect (Fig. 1 (c)). This is similar to the secondary impedance change detection from primary input terminal in a conventional single phase transformer.

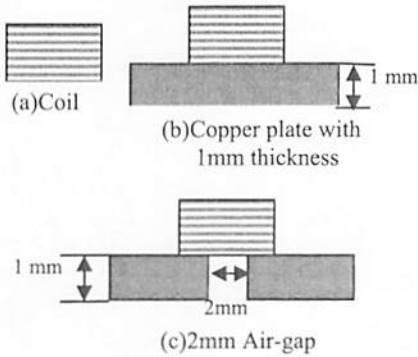
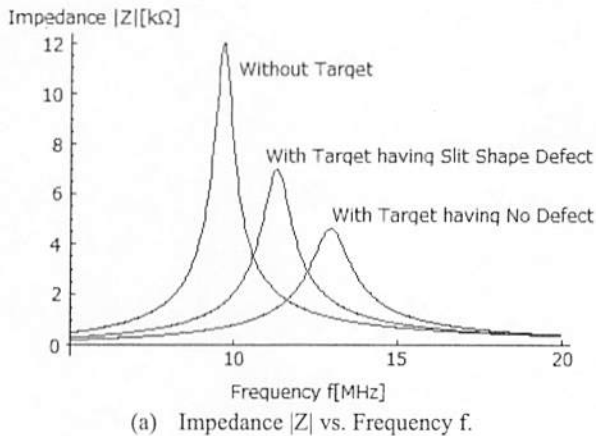
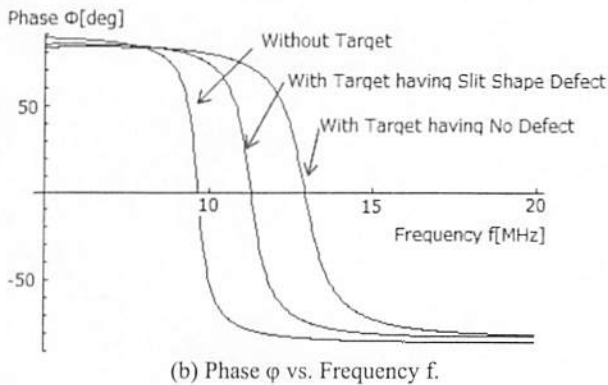


Fig. 1. Tested coil and the measurement conditions.



(a) Impedance  $|Z|$  vs. Frequency  $f$ .



(b) Phase  $\phi$  vs. Frequency  $f$ .

Fig. 2. Frequency characteristics of the impedance and phase.

Thus, it is obvious that a simple finite length solenoid coil can detect the defects of the target conducting materials. This is the operating principle of ECT.

### 2.2 Natural Resonant Phenomena of ECT Coil

Any of the coils always exhibit an inductive property because of the magnetic fields around them by applying a current into the coil. However, any of the coils have the capacitances among the coils. Even though a simple finite length solenoid coil shown in Fig. 1 (a), it is possible to observe its natural resonance phenomena as shown in Fig. 2. Figs 2 (a) and 2 (b) are the frequency  $f$  versus impedance  $|Z|$  and the frequency  $f$  versus phase  $\psi$  characteristics, respectively.

### 2.3 Optimum Operation Frequency

Decision of ECT operation frequency is of paramount importance, because sensibility and searching depth of ECT are greatly depending on the operation frequency. Theoretically, the operation frequency of ECT can be decided by taking the target conductivity and its skin-depth into account. However, final selection of operation frequency is determined by the past experiences and the practical tests.

In the present paper, we select the natural parallel resonant frequency of the ECT sensor coil when facing with a wholesome part of target. The ECT facing with the wholesome part of target takes the maximum pure resistive impedance. When the ECT sensor coil meets with a defect of target, the resonance condition is essentially not established. Therefore, the input impedance from sensor coil input terminals is also reduced to small in value compared with those of the resonant one. Namely, a deviation between the resonance and not resonance impedances becomes maximum value.

A sensibility  $\varepsilon$  of ECT is defined by

$$\varepsilon = \frac{|reference - measured|}{reference} \times 100[\%], \quad (1)$$

where the reference and measured in Eq. (1) refer to the input impedances from the ECT coil terminals when facing the ECT coil with the wholesome and defect parts of target, respectively.

### 2.4 Enhancement of Quality Factor $Q$

The sensibility of Eq. (1) is greatly depended on the quality factor  $Q$  of the parallel resonance defined by

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f}, \quad (2)$$

Where  $f_0$  and  $\Delta f$  are the resonant frequency and the bandwidth, respectively.

The quality factor  $Q$  represents a sharpness of the resonant curve on the impedance versus frequency coordinate. So that high  $Q$  in Eq. (2) means high sensibility in Eq. (1).

To increase the quality factor  $Q$ , we employ the resonant connection shown in Fig. 3. Figs. 3 (a) and 3 (b) are the two parallel conductors and their resonant connection, respectively. Denoting  $R$ ,  $L$ ,  $M$  as the resistance, self-inductance and, mutual inductance, it is possible to draw an equivalent circuit of the resonant connected two conductors as shown in Figs. 3 (c) and 3 (d).

Fig. 4 shows a difference between the normal and resonant coil connection [4]. Practically, the resonant connection is carried out by twisting the two coils to uniform the facing side of both conductors as shown in Fig. 5 [5].

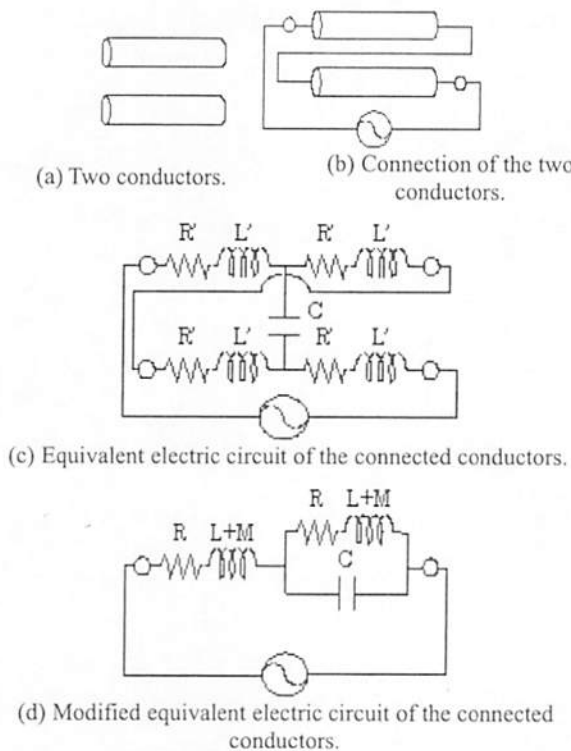


Fig. 3. Principle of a resonance coil connection.

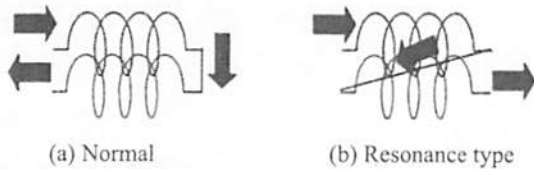


Fig. 4. Comparison of the normal with resonant coil connections.



Fig. 5. Example of a pair of twisted coils.

### 3. Experiment

#### 3.1 Tested Target Peace and Trial ECT Coils

Fig. 6 shows a target peace which is composed of the SUS316. A vertical line shape artificial crack having 10mm length, 0.2 mm width and 0.5 mm depth had been made to the SUS316 by the electrical discharge machining. Fig. 6 shows a 20 mm by 20 mm target area. The ECT sensors measured at the 9 by 9 sampling points with 2.5 mm regular spacing on this 20 mm by 20 mm square area.

We have worked out a lots of ECT coils for comparison. Table 1 lists the representative 6 tested ECT coils. Every tested coil is wound around the Manganese-Zinc type ferrite bar used as an axial core material. No.1 is a normal ECT, No. 2 is a resonance type not employing twisting of coil, No.3 is a resonance type employing 100/m twisting, No.4 is a resonance type employing 150/m twisting, No.5 is a resonance type employing 200/m twisting, and No.6 is a resonance type employing 400/m twisting.

#### 3.2 Conventional ECT Operating at 256 kHz

At first, we evaluated the line shape crack in Fig. 6 by conventional ECT employing 256 kHz operating frequency. Fig. 7 shows the results of defect searching. Observe the results in Fig. 7 suggests that any of the sensor coils are capable of detecting the defect. Further, it is difficult to decide which sensor is the highest sensibility. In the other words, normal ECT defect searching using a particular operating frequency never reflects on the difference of the conductor connection and coil twisting.

#### 3.3 ECT Operating at Resonant Frequency

Any types of ECT coils have their own natural resonant frequency even if they are facing with the target without any defect. No.1, 2, 3, 4, 5 and 6 ECT coils in Table 1 have the natural resonant frequencies, 4650, 4950, 3650, 3300, 3425 and 3475 kHz, respectively. Fig. 8 shows the typical frequency characteristics of the trial ECT coils.

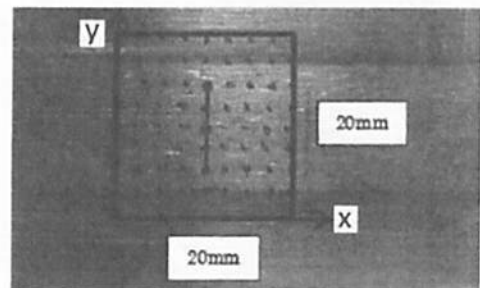
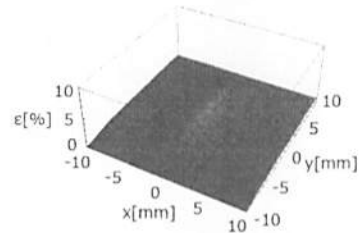


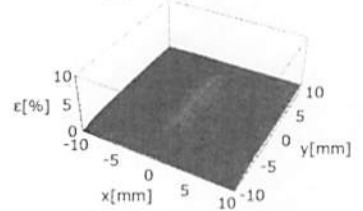
Fig. 6. Target test piece and measured points.

Table 1. Specification of the trial ECT coils.

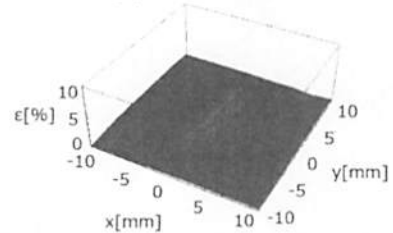
No.1	Normal	Conductor length: 50cm Diameter of conductor: 0.1mm Axis core: Ferrite bar (MnZn) Coil outer diameter: 2.4mm Coil inner diameter: 2mm Coil length: 6mm Number of twisted turns: 0 Number of coil layers: 2
No.2	Resonant	Conductor length: 50cm Diameter of conductor: 0.1mm Axis cor: Ferrite bar (MnZn) Coil outer diameter: 2.4mm Coil inner diameter: 2mm Coil length: 6mm Number of twisted turns: 0 Number of coil layers: 2
No.3	Twisting	Conductor length: 50cm Diameter of conductor: 0.1mm Axis cor: Ferrite bar (MnZn) Coil outer diameter: 3mm Coil inner diameter: 2mm Coil length: 5mm Number of twisted turns: 100/m Number of coil layers: 3
No.4	Twisting	Conductor length: 50cm Diameter of conductor: 0.1mm Axis cor: Ferrite bar (MnZn) Coil outer diameter: 3mm Coil inner diameter: 2mm Coil length: 5mm Number of twisted turns: 150/m Number of coil layers: 3
No.5	Twisting	Conductor length: 50cm Diameter of conductor: 0.1mm Axis cor: Ferrite bar (MnZn) Coil outer diameter: 3mm Coil inner diameter: 2mm Coil length: 5mm Number of twisted turns: 200/m Number of coil layers: 3
No.6	Twisting	Conductor length: 50cm Diameter of conductor: 0.1mm Axis cor: Ferrite bar (MnZn) Coil outer diameter: 3mm Coil inner diameter: 2mm Coil length: 5mm Number of twisted turns: 400/m Number of coil layers: 3



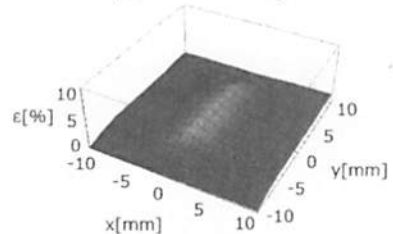
(a) No.1 Normal



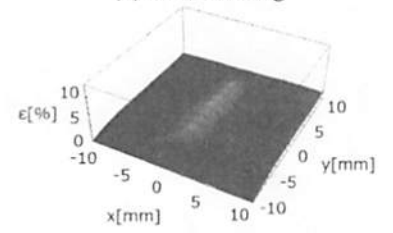
(b) No.2 Resonant



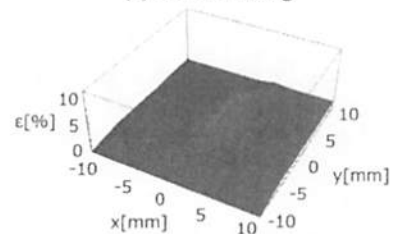
(c) No.3 Twisting



(d) No.4 Twisting



(e) No.5 Twisting



(f) No.6 Twisting

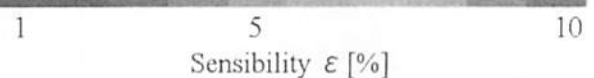
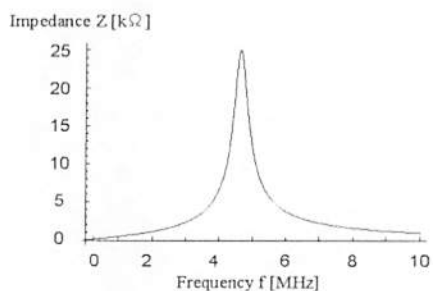
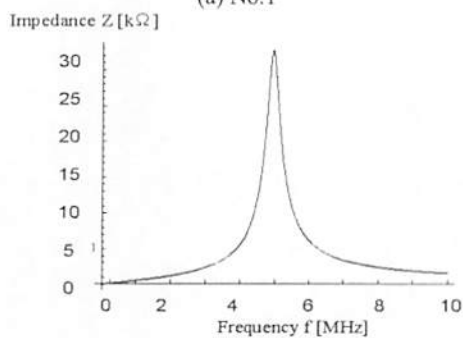


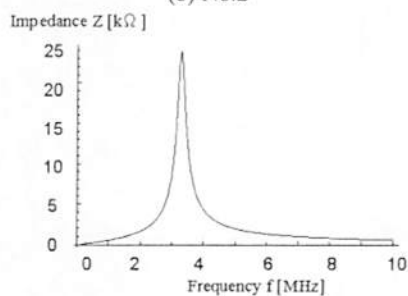
Fig. 7. Defect searching results. Any sensor coils can detect the two different kinds of base metallic materials.



(a) No.1



(b) No.2

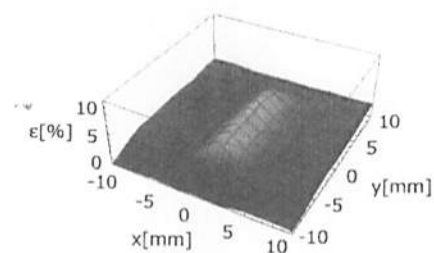


(c) No.4

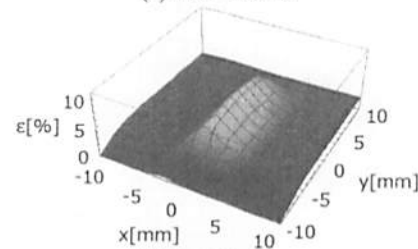
Fig. 8. Frequency  $f$  vs. impedance  $|Z|$  characteristics of the ECT coils (a) No.1, (b) No.2 and (c) No.4, respectively.

Fig. 9 shows the defect searching result using each of the distinct natural resonant frequencies. Comparison of the results in Fig. 7 with that of Fig. 9 reveals that the resonant frequency operation is far superior sensibility in any ECT coils. In particular, No. 4 in Fig. 9 (d) exhibits nearly 10 % deviation. This fact is verified that the quality factor of No.4 in Fig. 9 (b) is far excellent compared with those of No. 1 and of No. 2.

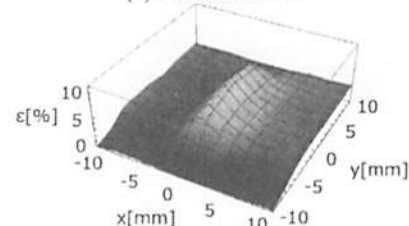
Fig. 10 shows the quality factor of three type coils, Normal Resonant and Twisting. We have gotten two different groups. One is the normal coil having relatively to small quality factor 10.67. The other group has the good quality factors 14.05 and 14.40. However, observing the resonant and twisting coils, we can get the difference between them. That is the difference of resonant frequency. Twisting effect reflect on to the decreasing of resonant frequency about 1MHz. We have succeeded in increasing the quality factor and decreasing resonant frequency by changing the coil connection.



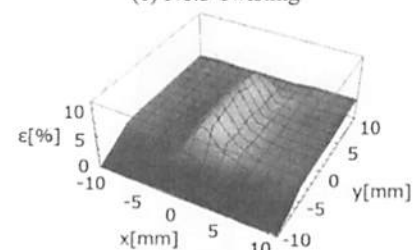
(a) No.1 Normal



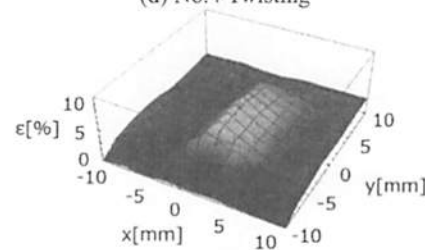
(b) No.2 Resonant



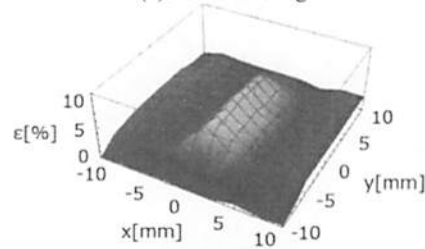
(c) No.3 Twisting



(d) No.4 Twisting



(e) No.5 Twisting



(f) No.6 Twisting

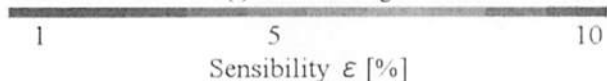


Fig. 9. The results of defect searching. Any sensor coils can detect two different kinds of base metallic materials.

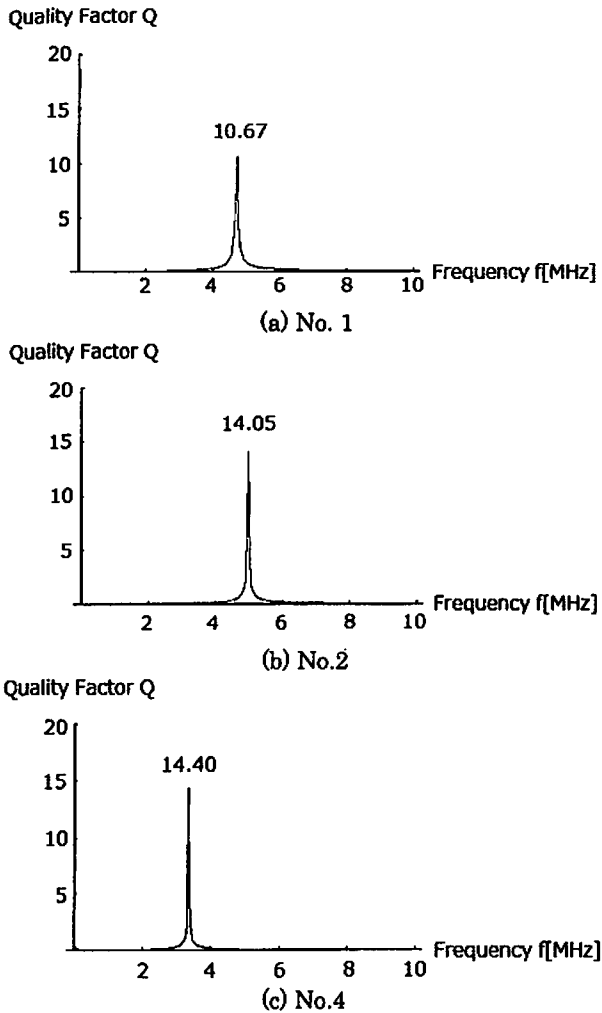


Fig. 10. Comparisons among the Quality Factor Q of the No.1, No.2 and No.4 ECT coils.

#### 4. Conclusion

New innovative idea to enhance the sensibility of ECT sensor has been proposed in this work. Our idea needs not any special tools but requires a consideration of natural resonance phenomena-, i.e., utilization of the resonant impedance, frequency and capacitive effect among the coils.

We have selected the natural parallel resonant frequency of the ECT sensor coil when facing with a wholesome part of target. When the ECT sensor coil has met with a defect of target, the resonance condition has not been established. This has led that the impedance has reduced to small value compared with those at resonant condition. As a result, a deviation between the resonant and not resonant impedances has become the maximum. Thus, the sensibility of ECT sensor has been enhanced.

Further, connection of the conductors to be applied a half of the source voltage to adjacent conductors has made it possible to enhance the capacitive effect among the conductors. Practically, this connection has been carried out by twisting the two coils to uniform the facing side of both conductors. Due to this enhancement of the capacitive effects, the resonant frequency has been reduced and succeeded in increasing the sensibility.

#### References

- [1] I. Marinova, S. Hayano and Y. Saito, "Ployphase Eddy Current Testing," *J. Appl. Physics*, Vol. 75, No. 10, pp. 5904-5906, 1994.
- [2] N. Burais and A. Nicolas, "Electromagnetic Field Analysis in Remote Field Eddy Current Testing Systems," *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 25, No. 4, pp. 3010-3012, 1989.
- [3] S. McFee and J. P. Webb, "Automatic Mesh Generation for H-P Adaption," *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 29, No. 2, pp. 1894-1897, 1993.
- [4] Y. Midorikawa, S. Hayano and Y. Saito, "A Resonant Phenomenon between Adjacent Series Connected Coils and its Application to a Als," *Advanced Computational and Design Techniques in Applied Electromag. Sys.*, Vol. 6, pp. 633-639, 1995.
- [5] S. Hayano, Y. Nakajima, H. Saotome and Y. Saito, "A New Type High Frequency Transformer," *IEEE Trans. Magn.*, Vol. 27, No. 6, pp. 5205-5207, 1991.

## A Proposal of Flat Transformers -Contactless Power Suppliers Use-

Tatsuya OHASHI<sup>1\*</sup>, Iliana MARINOVA<sup>2\*</sup> and Yoshifuru SAITO<sup>1\*</sup>

Contactless power supplier is composed of a transformer having the distinct primary and secondary coils separated by air gap. Because of the electromagnetic compatibility problem, it is essential to keep the leakage magnetic fields around the contactless power supplier as low as possible.

This paper carries out the wavelets multi-resolution analysis to the magnetic field distributions around contactless power supplier. As a result, we have succeeded in obtaining one of the reasonable core shapes by observing the wavelets spectra of measured magnetic field vector distributions. Furthermore, it is revealed that a tested trial transformer gives nearly 80 percent power transmission efficiency even though the primary and secondary coils are separated by 10mm air gap.

*Keywords:* contactless power suppliers, magnetic field visualization, discrete wavelets, multi-resolution analysis.  
*(Received: 31 May 2012, Revised: 14 June 2013)*

### 1 Introduction

Development of modern semiconductor technology makes it possible to realize small and light weight electronic devices equipped with a large variety of smart functions such as smart cellular phone as well as ultra mobile computers.

Although these electronics provide the highly efficient job environment, entertainments and convenient electronic consumer life, environments around human life are filling up with the electromagnetic fields. Particularly, because of the many electric power suppliers to supply the electronic products, it is essentially accompanied the electric power lines jangle, which leads to SAR (specific absorption rate) problems.

One of the solutions of this electromagnetic compatibility problem in the human life environment is to work out the cordless contactless power suppliers [1].

This paper concerns with development of a transformer composed of the separated primary and secondary cores by air gap. This transformer having the open magnetic flux paths between the primary and secondary core is of the paramount part to realize the contact-less power suppliers.

Apply the discrete wavelets transform to the magnetic field vector distributions around the transformer having open magnetic flux paths clarifies that the dish like ferrite cores embedding spirally wound coils gives a far excellent magnetic field vector distribution compared with those with conventional U shape cores [2,3]. An extension of conventional inner core type trans-

former employing U shape cores spreads the magnetic fields around the transformer centred at the air gaps. On the other side, a flat transformer employing dish shape ferrite cores and spirally wound coils (called the "flat transformer" in short) confines the magnetic fields at the centre of the flat transformer, which minimizes the magnetic fields around the transformer.

As a first stage, we have worked out the trial flat transformers. Experimental study utilizing secondary resonant technique reveals that our flat transformer with 1 cm air gap and 0.69 coupling factor is capable to transmit 79 percent input power to the secondary circuits [4]. Further, multi-resolution analysis of the discrete wavelets clarifies the effect of secondary resonance circuits, i.e., the highest level the magnetic field vector distributions visualizes the distinct difference of the magnetic field vector distributions between the secondary resonant and not resonant conditions.

### 2 Visualization of the Magnetic Field around the Transformers

#### 2.1 Transformer Employing U Shape Ferrite Core

Fig. 1 shows the tested transformer employing two U shape ferrite cores. Table 1 lists specification of this transformer. Well known used core for contactless power supplier of the electric shavers is the U shape ferrite cores so this U shape is one of the representatively employed ferrite cores for the current commercial base products.

We have carried out the measurements of magnetic field vector distributions around this transformer using a search coil. The shape of this coil is a finite length solenoid and dimensions are the 1cm length, 14mm diameter, 30 turn wound coil using a 0.2 mm diameter conducting wire. By means of this search coil, we have measured the magnetic field vector distributions.

Correspondence: Y. SAITO, Graduate School of Hosei University, Tokyo 184-8584, Japan  
email: ysaito@hosei.ac.jp

<sup>1\*</sup> Hosei University

<sup>2\*</sup> Technical University of Sofia, Sofia 1756, Bulgaria

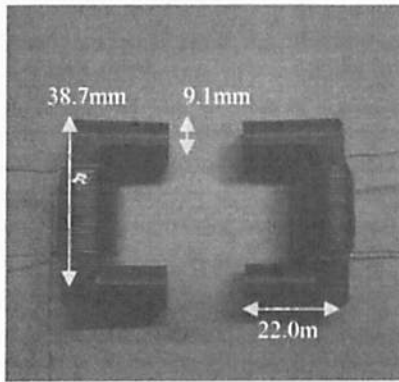


Fig. 1. Tested transformer employing U shape ferrite cores.

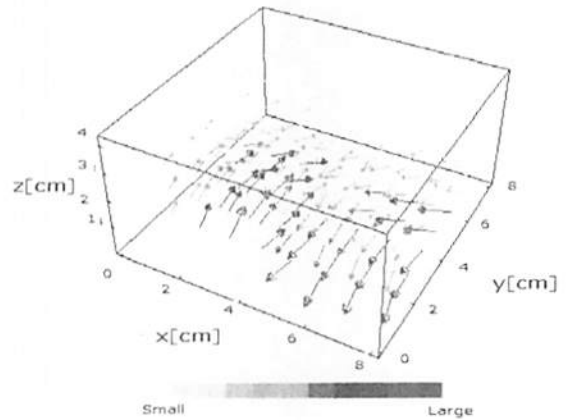


Fig. 3. Magnetic field vector distribution around the transformer employing U shape ferrite cores.

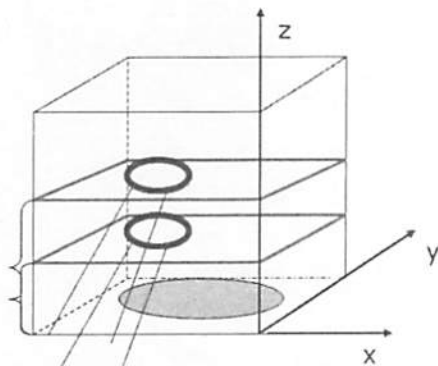


Fig.2. Scheme for measurement of the magnetic field vector distribution.



Fig. 4. Tested transformer employing the dish like ferrite cores.

Table 1 Specification of the transformer employing U shape cores

U shape core	TDKPE22UU
Number of turns of primary coil	30turns
Number of turns of secondary coil	30turns
Diameter of primary coil	0.4mm
Diameter of secondary coil	0.4mm

Fig. 2 shows a scheme for measurement of the magnetic field vector distribution. In this figure, the circular coils are the search coils. Two parallel surfaces illustrates the magnetic field measurement surfaces in the direction of z-axis component. Lower shadowed circular surface is an illustrative flat core containing spirally wound exciting coils. Number of measured points is  $8 \times 8 \times 4$  with respect to the x-, y-, z-directions. Secondary circuit is no load and primary is excited by a 10 kHz sinusoidal 0.5 A current. The air gap between the heads of both primary and secondary U shape ferrite cores is of 1 cm.

Fig. 3 shows one of the measured magnetic field vector distributions at some instance. It is obvious that the magnetic field vectors distribute around the U shape cores.

## 2.2 Flat Transformer

The transformer employing U shape cores is essentially one of the extensions of in-core type transformer. On the other side, the flat transformer is one of the extensions of shell type transformer. Fig. 4 shows the tested flat transformer employing dish like ferrite cores.

The dish like ferrite cores are composed of the Manganese and Zinc compound, and their customized products have been worked out by Tokin company.

Experimental measurement of the magnetic field vector distributions is carried out by means of the same search coil used to the transformer employing the U shape ferrite cores.

Fig. 5 shows a scheme of the magnetic field vector distribution measurements for this flat transformer. In this figure, the primary and secondary coils are spirally wound. Two parallel square surfaces illustrates the magnetic field measurement locations in the direction of z-axis component. Number of measured points is  $8 \times 8 \times 4$  with respect to the x-, y-, z-directions. The secondary circuit is no load and the primary circuit is excited by a 10 kHz sinusoidal 0.5 A current. The air gap between the primary and secondary core head surfaces is of 4 cm.



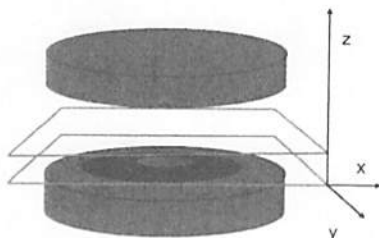


Fig. 5. Scheme for measurement of the magnetic field vector distribution for the flat shape transformer.

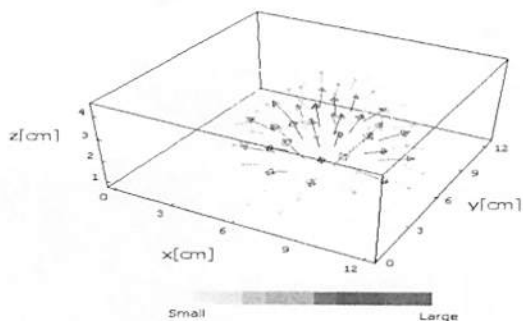


Fig. 6. Magnetic field vector distribution between the flat shape cores.

Table 2 Specification of the flat shape transformer Specification of the primary core is listed and those of secondary is the same to the primary

Primary core: Outer diameter	105mm
Primary core: inner diameter	99mm
Primary core: thickness	7mm
Primary core: diameter	105mm
Primary core: depth of the cylinder cut	1mm
Primary core: length of the spiral winding	506.3mm
Primary core: diameter of the conductor	4mm

Table 2 lists specification of the flat shape transformer shown in Figs. 4 and 5.

Fig. 6 shows one of the measured magnetic field vector distributions at some instance. It is obvious that the magnetic field vectors spread over primary winding like a fountain, and also it is revealed that nature of the magnetic field distributions is intrinsically different between the in-core type in Fig. 3 and shell-core type in Fig. 6.

### 3 The Wavelets Transform Analysis

#### 3.1 Vector Wavelets Transform

The magnetic field vector distributions are generally three dimensional vectors. Therefore, when we apply the wavelets multi-resolution analysis to the three dimensional vectors, it leads to the three-dimensional vector wavelets transform [2,3].

Major advantage of the discrete wavelets transform is that it makes possible to classify the magnetic field vectors into the roughly 4 groups depending on their spatial frequencies. Because of the nature of spatial frequency, the lower and higher frequencies mean the smaller and larger leaking magnetic field vectors, respectively.

When we denote a transpose operation of a three-dimensional (cubic) matrix  $A_{lmn}$  as

$$[A_{lmn}]^T = A_{mnl} \quad (1)$$

The three-dimensional wavelets spectrum matrix  $S_{lmn}$  is given by

$$S_{lmn} = \left[ W_n \cdot \left[ W_m \cdot \left[ W_l \cdot A_{lmn} \right]^T \right]^T \right]^T \quad (2)$$

where the matrix  $S_{lmn}$  is a three-dimensional wavelets spectrum matrix with order  $l$  by  $m$  by  $n$ ; and  $W_n$ ,  $W_m$  and  $W_l$  are the wavelets transform matrix with order  $n$  by  $n$ ,  $m$  by  $m$  and  $l$  by  $l$ , respectively.

The measured magnetic field vectors distribute in three-dimensionally so that the magnetic field vector distribution matrix  $H_{lmn}$  is composed of the three independent  $x$ -,  $y$ -, and  $z$ -vector component matrices  $X_{lmn}$ ,  $Y_{lmn}$ ,  $Z_{lmn}$ , respectively.

The matrix  $H_{lmn}$  is represented by

$$H_{lmn} = X_{lmn} + Y_{lmn} + Z_{lmn} \quad (3)$$

Thus, the three-dimensional wavelets spectra of the magnetic field distribution are obtained by

$$S_{lmn} = \left[ W_n \cdot \left[ W_m \cdot \left[ W_l \cdot (X_{lmn} + Y_{lmn} + Z_{lmn}) \right]^T \right]^T \right]^T \quad (4)$$

Generally, the wavelets spectrum  $S_{lmn}$  is classified into the multi-level spectra according to the orthogonal property of discrete wavelets transform. Number of levels  $p$  depends on not only the number of data comprising spectrum  $S_{lmn}$  but also the wavelets base functions used for wavelets transform matrices  $W_n$ ,  $W_m$ ,  $W_l$ .

Apply the inverse wavelets transform to each of the decomposed wavelets spectra  $S_{lmn}^{(1)}, S_{lmn}^{(2)}, \dots, S_{lmn}^{(p)}$  yields the wavelets multi-resolution result:

$$H_{lmn} = \sum_{i=1}^p H_{lmn}^{(i)} = \sum_{i=1}^p \left[ W_n^T \cdot \left[ W_m^T \cdot \left[ W_l^T \cdot S_{lmn}^{(i)} \right]^T \right]^T \right]^T \quad (5)$$

where the levels 1,2, ..  $p$ -th magnetic field vector distributions are  $H_{lmn}^{(1)}, H_{lmn}^{(2)}, \dots, H_{lmn}^{(p)}$ , respectively. Low and higher level magnetic field vector distributions represent the global and precise vector distributions, respectively. Sum of the entire levels gives the original vector field distribution.

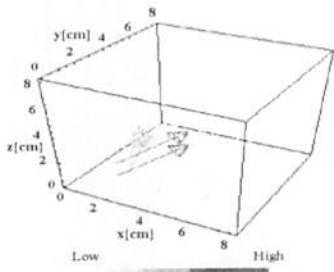
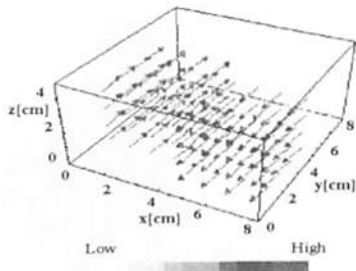
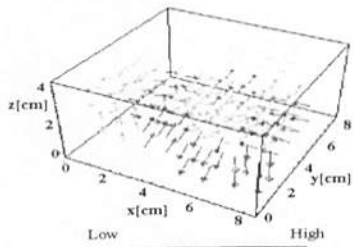


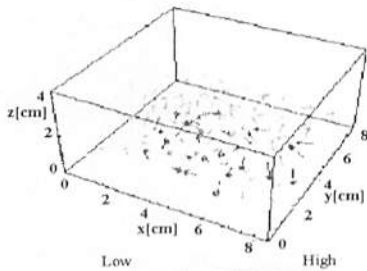
Fig. 7. Wavelets spectra of the magnetic field vector distribution measured around the transformer employing U shape cores.



(a) Level  $p = 1$



(b) Level  $p = 2$



(c) Level  $p = 3$

Fig. 8. Wavelets multi-resolution analysis results of the magnetic field vector distribution measured around the transformer employing U shape cores.

### 3.2 Wavelets Analysis of the Magnetic Field Vector Distribution around the Transformer Employing U Shape Ferrite Cores

Fig. 7 shows the wavelets spectra of the magnetic field vector distribution shown in Fig. 3, where Daube-

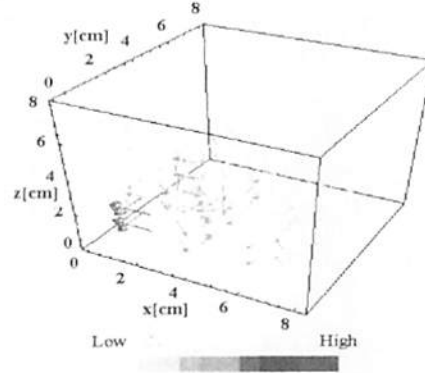


Fig. 9. Wavelets spectra of the magnetic field vector distribution measured around the flat transformer.

chies second order base function is employed. It must be noted that wavelets transform to the vector fields gives the vector fields even in the wavelets spectrum space. Further, the most dominant wavelets spectrum vectors are extracted as observed in Fig. 7.

Because of the number of data in z-axis and also employed Daubechies second order base function, it is possible to obtain the three levels multi-resolution magnetic field vector distributions. These magnetic field vector distributions are shown in Fig. 8.

The results of the wavelets multi-resolution analysis to the transformer employing U shape cores suggests that major magnetic flux linking both of the primary and secondary cores is only the level 1 magnetic field vectors.

This means that the levels 2 and 3 magnetic fields vectors are spreading around cores centring the air gap. This spreading magnetic field vector distribution causes the electromagnetic compatibility problem.

### 3.3 Wavelets Analysis of the Magnetic Field Vector Distribution around the Flat Transformer

Fig. 9 shows the wavelets spectra of the magnetic field vectors distribution shown in Fig. 6, where Daubechies second order base function is employed. The most dominant wavelets spectrum vectors are extracted as observed in Fig. 9.

Because of just the same reason as described in section 3.2, number of data in z-axis and also employed Daubechies second order base function, it is possible to obtain the three levels multi-resolution magnetic field vector distributions.

Fig. 10 shows the magnetic field vector distributions in each level.

The results of the wavelets multi-resolution analysis to the flat transformer suggest that major magnetic fluxes linking both of the primary and secondary cores are the levels 1 and 2 magnetic field vectors. Even though the level 3 magnetic field vectors starts from primary core and return to the same primary core, it is possible to reveal that they are regularly distributing along with the surface of primal core as well as coil.

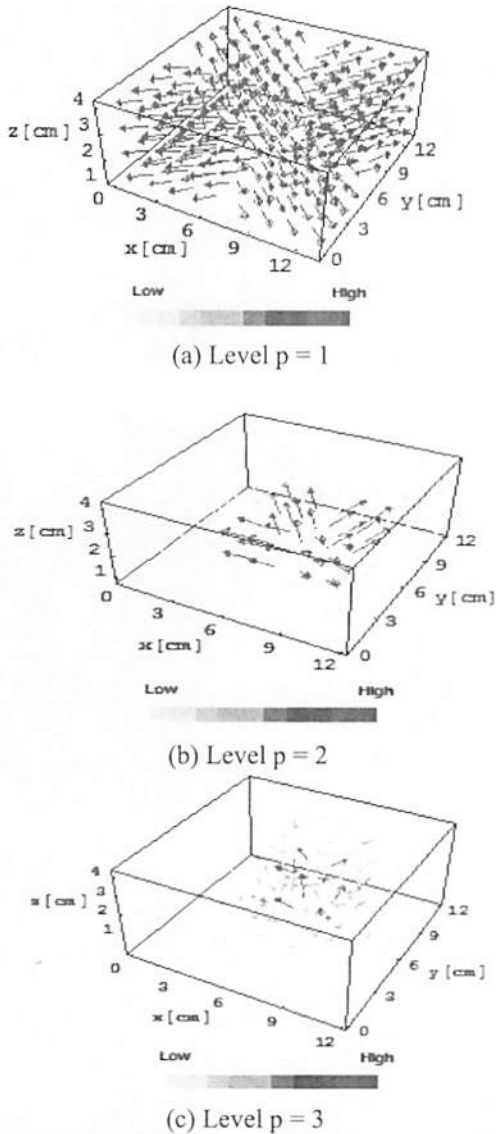


Fig. 10. Wavelets multi-resolution analysis results of the magnetic field vector distribution measured around air-gap of the flat transformer.

This means that the flat transformer minimizes the leakage magnetic fields from the air gap space between the primary and secondary core surfaces.

Thus, the flat transformer has far excellent magnetic field vector distribution characteristic from the viewpoint of the electromagnetic compatibility.

#### 4 Fundamental Characteristics of the Flat Transformer

##### 4.1 Coupling Factor

A coupling factor  $\kappa$  is one of the most important transformer characteristics, which indicates smallness of the leakage magnetic field vectors between the primary

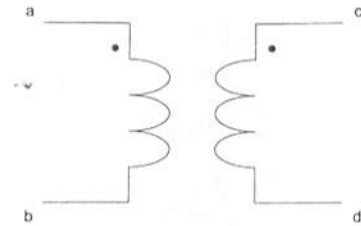


Fig. 11. Simplified circuit model of transformer to evaluate the coupling factor  $\kappa$ .

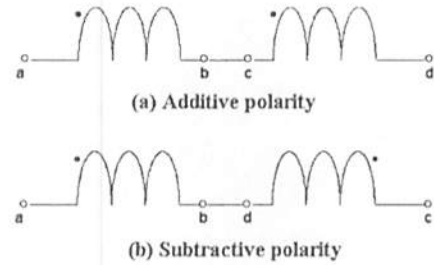


Fig. 12. Series connection of the primary and secondary coils shown in Fig. 11.

And secondary coils. Namely, as possible as large coupling factor  $\kappa$  means as possible as small magnetic field vector distribution around the transformer.

Let us consider a simplified circuit model of the transformer shown in Fig. 11 to evaluate the coupling factor  $\kappa$ . The dots '•' shown over the primary and secondary coils in Fig. 11 show the positive induced voltages at each of the coil terminals.

When we connect each of the terminals in Fig. 11 to additive polarity as shown in Fig. 12 (a), it is possible to obtain the following relationship:

$$L_a = L_1 + L_2 + 2M, \quad (6)$$

where  $L_a$ ,  $L_1$ ,  $L_2$  and  $M$  are the additive-, primary self-, secondary self- and mutual inductance, respectively.

Also, when we connects each of the terminals in Fig. 11 to subtractive polarity as shown in Fig. 12(b), we have

$$L_s = L_1 + L_2 - 2M, \quad (7)$$

where  $L_s$  is a subtractive-inductance.

Further, the primary and secondary self inductances can be measured independently. Thereby, combination of Eqs. (6) and (7) leads to the mutual inductance  $M$  and coupling factor, which are respectively given by the following equations

$$M = \frac{L_a - L_s}{4}, \quad (8)$$

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}.$$

Table 3 shows the measured inductances  $L_o$ ,  $L_s$ ,  $L_1$ ,  $L_2$  and coupling factor  $\kappa$  changing the air-gap length between the primary and secondary core surfaces.

The results listed in Table 3 suggests that the flat transformer is capable of keeping the good coupling factors  $\kappa \approx 0.7$  although the primary and secondary coils are separated by air-gap of 1 cm.

4.2 Power Transmission Rate

Power transmission rate is the other important characteristic, which indicates the efficiency of the transformer.

To improve the transformer efficiency, a secondary resonance between the capacitor and secondary leakage inductance is widely used and well known technique [4].

Fig. 13 shows a simplified circuit model attaching a resonant capacitor C.

Attaching 40 $\mu$ F resonant capacitor in parallel to the secondary coil terminal of the flat transformer leads to a nearly  $\varepsilon \approx 80\%$  input power transmission rate defined by

$$\varepsilon = \frac{\text{Secondary output power}}{\text{Primary input power}} \times 100[\%]. \quad (9)$$

4.3 Multi-Resolution Analysis of the Flat Transformer under Load Condition

As described in Section 3.2, we have described about the magnetic field vector distribution and its wavelets multi-resolution analysis results. To demonstrate the usefulness of the flat transformer, it must be demonstrated that the transformer under loaded condition never stimulate the magnetic field vectors around the transformer centred at air gap.

Table 3 Coupling factor of the transformer employing flat shape cores measured at 30kHz.

Gap[mm]	0	1	3	5	7	10
$L_1[\mu\text{H}]$	578.6	348.2	231.1	181.6	169.9	133.9
$L_2[\mu\text{H}]$	572.7	348.1	229.4	181.0	168.3	133.3
$L_s[\mu\text{H}]$	2297.4	1358.2	881.8	669.4	617.6	450.8
$L_o[\mu\text{H}]$	16.9	26.1	41.4	56.0	61.1	84.3
$\kappa$	0.99	0.96	0.91	0.84	0.82	0.69

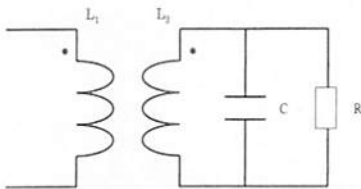


Fig. 13. Circuit diagram of a secondary resonant type transformer.

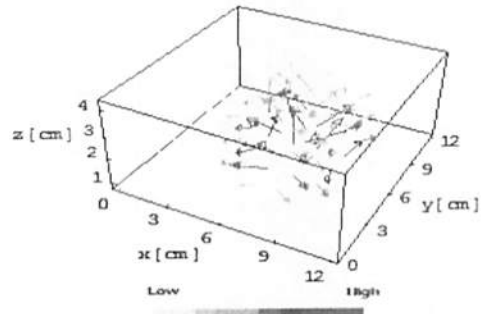
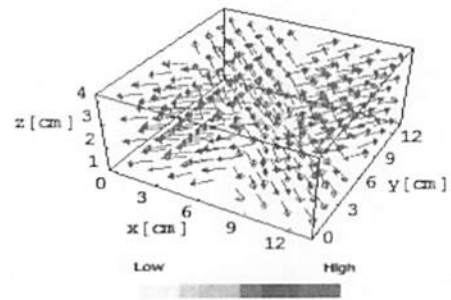
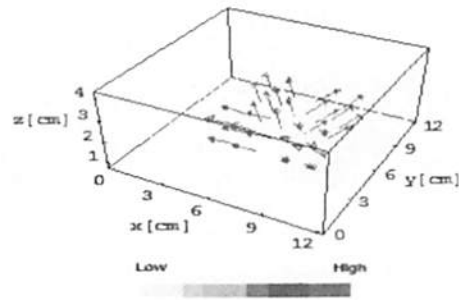


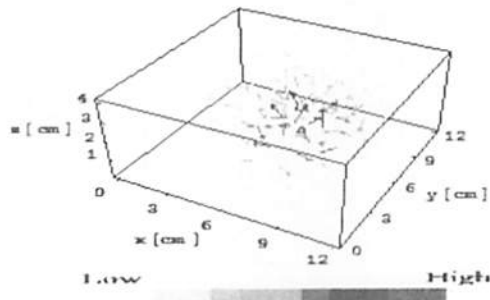
Fig. 14. Magnetic field vector distribution of the flat transformer under the 1  $\Omega$  pure resistive load and secondary resonant conditions.



(a) Level p = 1



(b) Level p = 2



(c) Level p = 3

Fig. 15. Results of the wavelets multi-resolution analysis to the flat transformer under the 1  $\Omega$  pure resistive load and secondary resonant conditions.

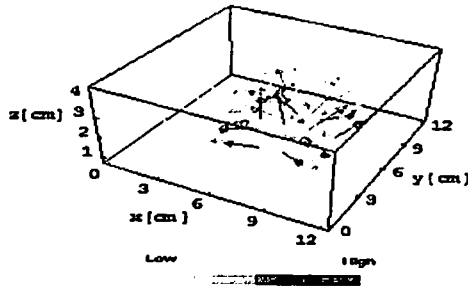


Fig. 16. Level  $p = 3$  magnetic field vector distribution of the flat transformer under the  $1\Omega$  pure resistive load and secondary non resonant conditions.

Fig. 14 shows a measured magnetic field vector distribution at some instance of the flat transformer under the  $1\Omega$  pure resistive load and secondary resonant conditions. Measurement conditions and method of the magnetic field vectors is just the same as that of Section 2.2.

Observe the magnetic field vector distribution in Fig. 14 reveals that the flat transformer under the loaded condition reduces the entire magnetic field vectors due to the secondary load current.

Further, a discrete wavelets multi-resolution analysis to this magnetic field vector distribution shown in Fig. 15 reveals that the magnetic field vectors at level  $p = 3$  focus on the centre of spirally wound primary coil. This means that the leakage magnetic flux is dramatically reduced compared with those of under no load condition shown in Fig. 10 (c).

Also, comparison the wavelets multi-resolution results shown in Fig. 11 with that of Fig. 15 suggests that the level  $p = 2$  as well as level  $p = 3$  demonstrate the dramatic reducing of the magnetic field vectors spreading to the outside direction from the centre of both primary and secondary coils.

To check the secondary resonance circuit effect, we have carried out the discrete wavelets multi-resolution analysis to the magnetic field vector distribution of flat transformer under the  $1\Omega$  pure resistive load and secondary non-resonant conditions.

Fig. 16 show a level  $p = 3$  magnetic field vector distribution of the wavelets multi-resolution analysis results.

One of the big differences between the level  $p = 3$  field vector distributions shown in the Figs. 15 (c) and 16 is that the most dominant vectors located at the centre take the opposite directions. Namely, the dominant vectors in Fig. 15 (c) direct toward the centre but that of Fig. 16 direct toward the outward from the centre.

Thus, it is clarified that the resonance of secondary circuit increases the linkage flux to the secondary coils. This leads to a highly efficient power transmission rate.

## 5 Conclusion

To develop the contactless power suppliers, this paper has worked out one of the reasonable transformers having open magnetic flux path.

The reasons why the flat transformer is one of the most reasonable transformers are as follows.

At first, our proposed transformer suppresses the leakage magnetic fields around the core, because it is a natural extension of the shell type core structure.

Second, by means of the multi-resolution analysis of the discrete wavelets, the primary and secondary coils wound spirally focus on the magnetic field vectors to the centre of both primary and secondary coils. Finally, even though the air gap is relatively large and small coupling factor, it is possible to transmit the electrical power from the primary to the secondary circuits with relatively high efficiency.

One of the drawbacks of the exploited transformer is a weight compared with those of core type transformer.

## References

- [1] S. Takada, Y. Saito and K. Horii, "Visualization of the Magnetic Field Vectors around the Contact-Less Power Suppliers, Japan Society of Visualization," *Proc. Visualization Symp*, Paper No. P01-001, 2000.
- [2] S. Matsuyama, S. Matsuyama and Y. Saito, "Data Handling Methodology for Discrete Wavelets and Its Application to The Dynamic Vector Fields," *Int. J. Wavelets, Multiresolution and Information Proc.*, World Scientific Publishing Company, Vol. 4, No. 2. pp. 263-271, 2006.
- [3] S. Matsuyama, Y. Oguchi, Y. Saito and T. L. Kunii, "Handling Technique of the Dynamic Color Computer Graphics by the Wavelets transform," *Jpn. Soc. Visualization, Proc. Visualization Symp.*, Paper No. 206, 1999.
- [4] J. L. Harrison, "A New Resonance Transformer," *Electron Devices, IEEE Trans.*, Vol. 26, Issue 10, pp. 1545-1, 1979.

# Coupled Field Modeling of Ferrofluid Heating in Tumor Tissue

Valentin Mateev<sup>1</sup>, Iliana Marinova<sup>1</sup>, and Yoshifuru Saito<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Department of Electrical Apparatus, Technical University of Sofia, Sofia 1756, Bulgaria

<sup>2</sup>Graduate School of Hosei University, Tokyo, 184-8584 Japan

**This work examines the method of magnetic fluid hyperthermia for breast cancer therapy. We develop a coupled-field model of ferrofluid transport and heating in tumor tissue. The finite element method (FEM) underpins our forward 3D electromagnetic—fluid dynamics—thermal model. The model uses anatomically precise multilevel geometry of the human breast, with known electrical properties of the tissues, and known speeds of blood and liquor in the breast vessels. We demonstrate the capabilities of the developed model on a real cancer sample acquired by a surgical procedure. The electrical properties of cancer and normal tissues are directly measured for the given sample. The thermal field results are verified by infrared thermograph imaging.**

**Index Terms**—Coupled field analysis, electromagnetic field modeling, magnetic liquids, multilevel modeling.

## I. INTRODUCTION

**M**AGNETIC fluid hyperthermia is a promising recent method for cancer therapy. In this method, magnetic field selectively heats up tissues by inducing alternating current into the targeted magnetic fluid [1]–[3]. The distribution of the magnetic fluid determines the thermal field inside the relevant tissues. However, any transport or redistribution of the magnetic fluid will rearrange the electromagnetic field, which, in turn, will change dramatically the thermal field in the tissue. The modeling task is further exacerbated by the following challenges. Anatomical structures subjected to therapy are typically very complex, non rigid, of random shape, and exhibiting considerable variability from person to person. The electromagnetic and thermal tissue properties are anisotropic; they vary in frequency and time, and, in general, are not clearly determined for all types of tissues. Infrared thermography is a state-of-the-art, reliable, nondestructive technique for obtaining a mapping of temperature and investigating the heat exchange between objects under consideration [4], [5]. It offers fast imaging and is a powerful quantitative tool to obtain the mapping of temperatures and to investigate the heat exchange between tissues. Modern thermo-vision cameras are used for noninvasive and effective breast cancer screening. The medical diagnosis relies upon the differences in the metabolic heat generation in normal and cancerous tissues. The same diagnostic principle can be applied for magnetic hyperthermia. However, this method has a poor sensitivity to deeper or smaller tumors.

In this work, we develop a coupled-field model of ferrofluid heating of tumor tissue. A forward 3D electromagnetic—fluid dynamics—thermal finite element model is proposed. Numerical and physical experiments with cancer tissue sample were carried out to verify the model. The good coincidence of the obtained results demonstrates the capabilities of the developed model of magnetic hyperthermia.

Manuscript received October 31, 2012; revised January 14, 2013; accepted January 14, 2013. Date of current version May 07, 2013. Corresponding author: V. Mateev (e-mail: vmateev@tu-sofia.bg).

Color versions of one or more of the figures in this paper are available online at <http://ieeexplore.ieee.org>.

Digital Object Identifier 10.1109/TMAG.2013.2242441

## II. PROBLEM FORMULATION

Ferrofluid particles subjected to a magnetic AC field show remarkable heating effects related to losses during the magnetization process and Joule heating of the particles. The temperature enhancement which occurs in a magnetic ferrofluid system under the influence of an external high frequency magnetic field has found applications in tumor hyperthermia treatment therapy. The main requirements of the treatment are maintaining a uniform temperature distribution in the controlled region, and keeping the target value of the temperature up to 42°C.

A coupled electromagnetic—fluid dynamics—thermal field model is proposed for determining the thermal field distribution in magnetic hyperthermia therapy. The electromagnetic field distribution inside the conductive tissue region depends on the time-varying magnetic flux density. The heat sources are defined by the electric losses in tissue, obtained by the solution of the electromagnetic field problem. The analysis was carried out on a three-dimensional transient electromagnetic problem according to the FEM formulation.

The FEM model uses anatomically precise multilevel geometry of the human breast with known electrical properties of the tissues, and known speeds of blood and liquor in the breast vessels. The model contains information about a real cancer sample acquired by a surgical procedure. The electrical properties of cancer and normal tissues are directly measured for the given sample. [4].

A scheme of the domains used for the FEM model formulation is shown in Fig. 1. Because of the complexity of the process, two schemes are used for the analysis. Fig. 1(a) shows a simplified model, where  $\Omega$  is the whole domain,  $\Omega_1$  is the treated tissue domain,  $\Omega_2$  is the magnetic field source domain and  $\Omega_3$  is the ferrofluid domain. For precise modeling, a full scheme is applied (Fig. 1(b)). It consists of all mentioned domains plus a new one, denoted  $\Omega_4$ . It represents the body domain, containing the treated tumor tissue domain  $\Omega_1$ . For all living tissue domains ( $\Omega_1$ ,  $\Omega_3$  and  $\Omega_4$ ) electromagnetic and thermal properties are defined and in  $\Omega_4$  ferrofluid properties are used. Boundaries  $\Gamma_1$ ,  $\Gamma_2$ ,  $\Gamma_3$  and  $\Gamma_4$  correspond to the domains  $\Omega_1$ ,  $\Omega_2$ ,  $\Omega_3$  and  $\Omega_4$ , respectively.

### A. Electromagnetic FEM Formulation

The electromagnetic field distribution inside the conductive tissue region depends on the time varying magnetic flux density. The magnetic vector potential  $\mathbf{A}$  and electric scalar potential  $V_e$

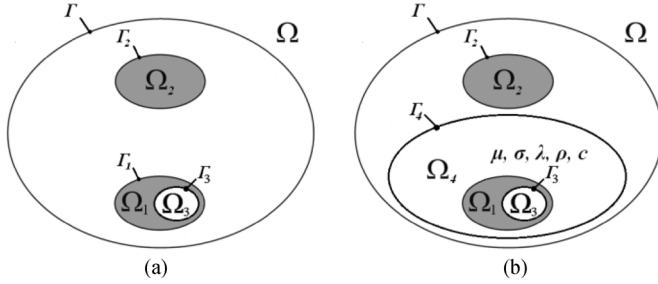


Fig. 1. Schematic diagram of the domains used in the problem formulation, simplified model (a), full coupled field model (b).

are defined according to  $\nabla \mathbf{B} = 0$ ,  $\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A}$  and  $\mathbf{B} = \mu_0(\mathbf{H} + \mathbf{M})$ , where  $\mathbf{B}$ ,  $\mu_0$ ,  $\mathbf{H}$  and  $\mathbf{M}$  are the magnetic flux density, the magnetic permeability of vacuum, the magnetic field intensity and the ferrofluid magnetization vector, respectively.

Equation (1) is the governing equation for defining the magnetic vector potential—electric scalar potential (A-V, A) formulation

$$\nabla \times \frac{1}{\mu} \nabla \times \mathbf{A} + \sigma \left( \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} + \nabla V_e \right) + \nabla \times \mathbf{M} = \mathbf{J}, \quad (1)$$

where  $\mu$ ,  $\sigma$ ,  $\mathbf{J}$  are the magnetic permeability, the specific electric conductivity of the tissue and the source current density, respectively.

A three-dimensional transient electromagnetic problem according to FEM formulation was solved for the analysis.

A scheme of the domains used for the electromagnetic FEM model is shown in Fig. 1. In  $\Omega_1$  and  $\Omega_3$  domains,  $\mathbf{A}$  and  $V_e$  exist. Domain  $\Omega$  is the surrounding free space with only magnetic vector potential distribution. The electromagnetic field source domain  $\Omega_2$  is represented with its current density. Zero value Dirichlet boundary condition for the free space boundary  $\Gamma$  is applied.

The induced current density in tissue is expressed by  $\sigma(\partial \mathbf{A} / \partial t + \nabla V_e)$ . The heating effect on the tissues and ferrofluid particles in  $\Omega_1$  and  $\Omega_3$  are calculated as Joule heating  $Q$  by (2)

$$Q = J^2 / \sigma. \quad (2)$$

Magnetic force  $\mathbf{F}_M$  acting on ferrofluid particle volumes is

$$\mathbf{F}_M = \mu_0 \mathbf{M} \nabla \mathbf{H}. \quad (3)$$

### B. Fluid Dynamics

The effect of the magnetic field on the volume concentration of the magnetic nanoparticles is governed by Navier—Stokes equation for the fluid velocities  $\mathbf{v}$  and pressures  $p$

$$\rho \left( \frac{\partial \mathbf{v}}{\partial t} + \mathbf{v} \nabla \mathbf{v} \right) = \nabla p + \eta \nabla^2 \mathbf{v} + \mathbf{F}_M, \quad (4)$$

where  $\rho$  and  $\eta$  are the density and viscosity of ferrofluid, respectively.

Equation (4) is solved with suitable boundary conditions specifying the contact between the fluid and the domain walls,  $\mathbf{v} = 0$  on  $\Gamma_3$ , and zero traction force at the outflow,  $(p_n - \mathbf{v}_n) = 0$  on  $\Gamma_3$  cross-section. The volume force  $\mathbf{F}_M$  is equal to the magnetic force on a single particle in domain  $\Omega_3$ .

### C. Thermal Field Modeling

The physical process is governed by the bioheat transfer (5), which is a heat conduction equation with specific terms for the generation of heat due to Joule losses  $Q$ , blood perfusion  $Q_p$  and for metabolic heat  $Q_m$ . The equation for a homogeneous isotropic medium is

$$\rho c \frac{\partial T}{\partial t} = \lambda \nabla^2 T + Q + Q_p + Q_m, \quad (5)$$

where  $\lambda$ ,  $\rho$ ,  $c$ ,  $T$  are the thermal conductivity, density, specific heat and local temperature of the tissues, respectively. The heat source  $Q_p$  due to blood perfusion is given by

$$Q_p = \omega \rho c_b (T_b - T), \quad (6)$$

where  $\omega$  is the blood perfusion rate, expressed by blood flow speed  $\mathbf{v}$  in milliliters per second per volume of tissue,  $c_b$  is the specific heat of blood and  $T_b$  is the temperature of the arterial blood circulating in tissue [7].

The boundary conditions used to solve the (5) are heat transfer by convection between the surface of the breast and the external environment  $\Gamma_1$  or  $\Gamma_4$ . FEM is used for the thermal field analysis.

Initial temperature of the breast surface is equal to 37°C. The heat transfer coefficient expresses the convection and radiation and it is equal to 10.5 W/m<sup>2</sup>°C. The metabolic heat  $Q_m$  is 7.2 kW/m<sup>3</sup>. The thermophysical properties were considered in each region of the breast.

## III. COUPLED FIELD PROBLEM

For determination of the thermal field distribution, a coupled electromagnetic-fluid dynamic-thermal field problem is built. The heat sources are defined by the electric losses in tissue, acquired by the solution of the electromagnetic field problem. Weak sequential coupling [5] is used where the coupling sequence is shown in the most general form in the flowchart in Fig. 2. The coupling of the three fields is in both directions. The heat source is dependent on the results of the electromagnetic and fluid dynamics field analyses. Convergence of the coupled field problem is followed by the temperature of the model for each time step of modeling process.

## IV. TISSUE PROPERTIES

Electromagnetic properties of tissues were obtained by direct measurements on surgically extracted human tissue samples. An example of a probe of a breast tumor with surrounding tissue is presented in Fig. 3.

The electric properties of each tissue type are measured with a bio-impedance measurement system. Impedance amplitude and angle are stored and visualized for broad frequency range from 100 Hz to 10 MHz. Using these data the electromagnetic properties of different samples are acquired [4].

The cancer sample consists of tumor and normal tissue. These tissues are histologically recognized and mapped for tumor volume. Mapped frequency dependent properties of tissue data are presented on Fig. 4.

Thermal properties for all tissues types included in the model are defined and presented in Table I.

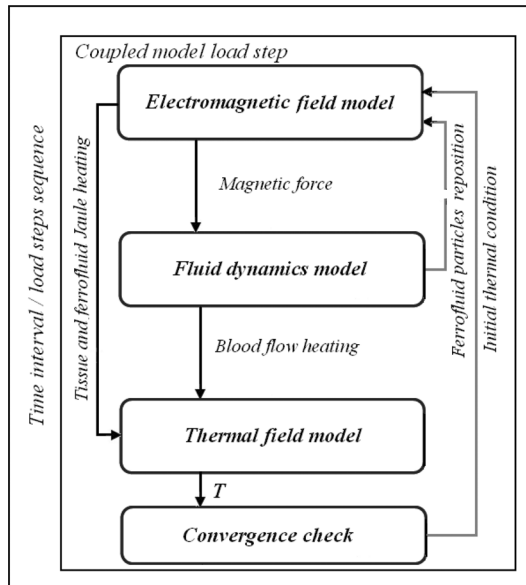


Fig. 2. Flowchart of the coupled field model.

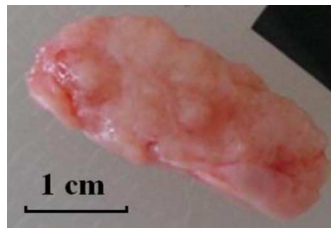


Fig. 3. Breast tumor tissue sample.

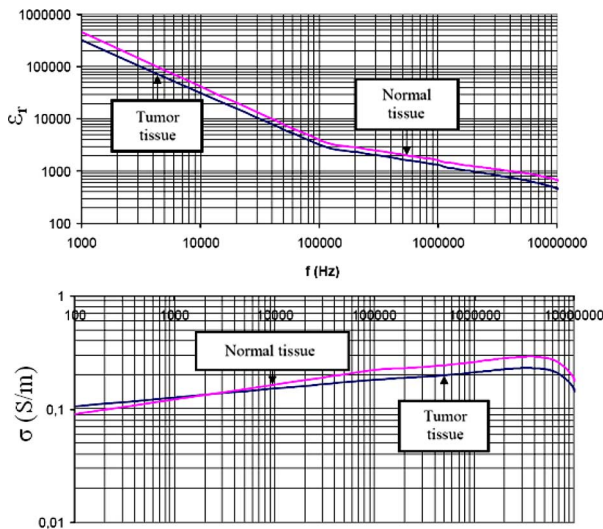


Fig. 4. Measured relative electric permittivity  $\epsilon_r$  and electric conductivity  $\sigma$  of cancer tissue samples.

The properties of the used water-based magnetic fluid estimated at 40°C are: density  $\rho = 1190 \text{ kg/m}^3$ , viscosity is  $\eta = 4.75 \cdot 10^{-3} \text{ kg/s}\cdot\text{m}$ , initial relative magnetic permeability  $\mu_r = 1.214$ , magnetization  $M = 107 \text{ kA/m}$ , mean particle size 10–12 nm, electric conductivity  $\sigma = 1.27 \text{ S/m}$ .

TABLE I  
MODEL THERMAL PROPERTIES

Tissue	Density $\rho$ (kg/m <sup>3</sup> )	Thermal conductivity $\lambda$ (W/m°C)	Heat capacity $c$ (J/kg °C)
Tumor	1060	0.6	3200
Skin	1016	0.5	3500
Fat	970	0.45	2110
Lobules	1060	1.25	3000
Blood	1125	1.45	3594
Ferrofluid	1190	0.67	4100

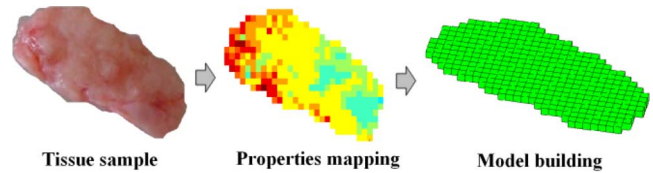


Fig. 5. Tumor model building process.

### V. IMPLEMENTATION

According to the developed coupled field problem formulation, two models of magnetic hyperthermia are applied. The realistic tumor model (Fig. 5) and 3D breast model with tumor are built. The models contain information about real tumor structure sample acquired by surgical procedure. It is a breast cancer tumor sample in medical stage T2N2M1 [6] with maximal size of 25 mm. Sample volume is 317 mm<sup>3</sup>.

Tumor geometry model represented by  $\Omega_1$  domain, is placed in the whole breast model domain  $\Omega_4$ . It is built by CT 3D image stack, using sophisticated algorithm for image segmentation and volume model building [8], [9].

The breast model contains the main tissue types as skin, sub-skin fat, lobules tissue, tumor and blood vessels. These tissues forms the main investigated systems in the breast as lobules system, tumor system and blood flow circulatory system.

Fig. 3 shows the structure of real cancer sample acquired by surgical procedure. The 3D geometry model of same cancer structure reconstructed for the model is shown in Fig. 5. The model is implemented in anatomically precise breast model.

The electromagnetic field source is a circular coil with inner diameter  $D_1 = 84 \text{ mm}$ , outer diameter  $D_2 = 126 \text{ mm}$  and thickness  $h = 15 \text{ mm}$ . The total number of the coil turns is  $w = 20$ , wire diameter is 1 mm. The coil impedance at frequency of 500 kHz and temperature of 25°C is with resistance  $R = 2.8 \text{ Ohm}$  and inductance  $L = 114 \mu\text{H}$ .

Ferrofluid solution is injected at the cancer sample. Ferrofluid-filled volume in sample is 24 mm<sup>3</sup>.

The thermal field distributions in the cancer model for time period of 120 s are presented in Fig. 6. Images (a) to (f) represent the thermal field distribution of the tumor inner layer without ferrofluid solution. Maximal temperature acquired is 40.3°C.

Fig. 7 represents the calculated thermal field distribution of the tumor inner layer with presence of ferrofluid in the upper side of the object. Ferrofluid volume is the main thermal field source in the sample. Maximal temperature acquired is 42.4°C.

The results from this model are validated by infrared thermography. Infrared thermography of the breast cancer sample



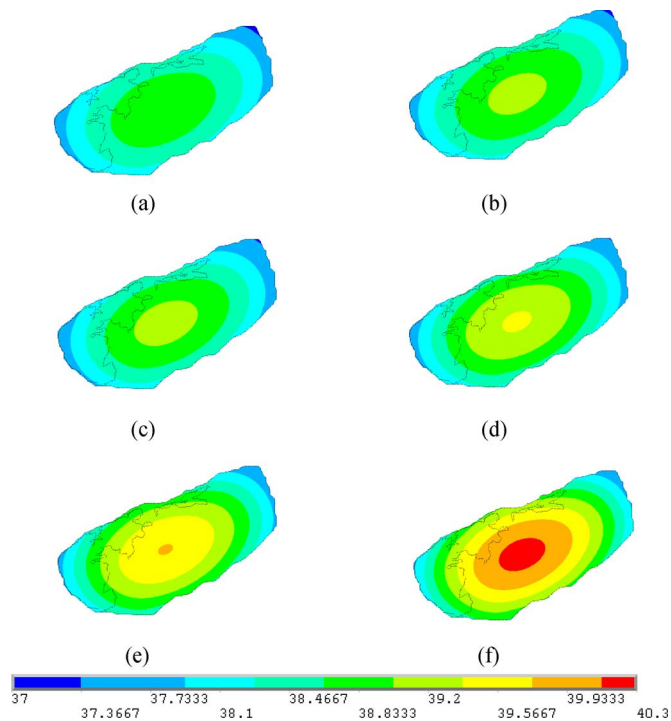


Fig. 6. Thermal field distribution in tumor model for time period of 120s. Images represents the thermal field distribution time sequence of tumor inner layer without ferrofluid used in it.

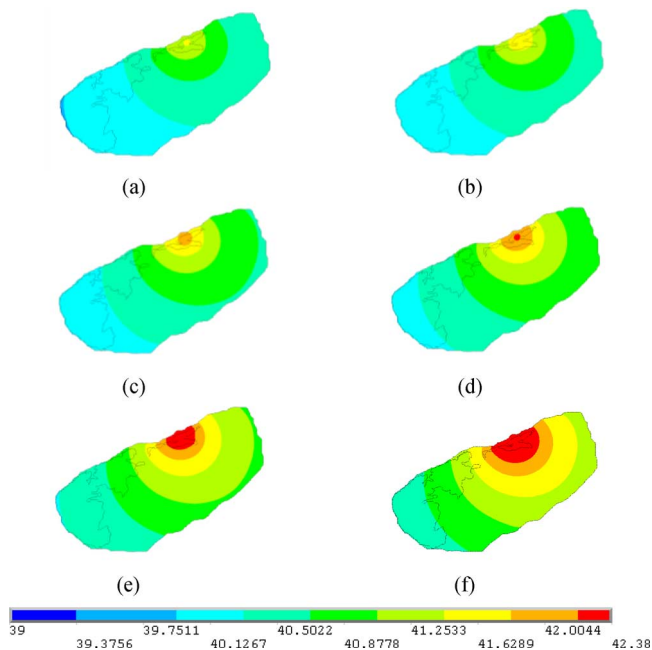


Fig. 7. Thermal field distribution in the tumor model for time period of 120s. The images represent the time sequence of the thermal field distribution of the tumor inner layer with presence of ferrofluid in upper side of the object.

at  $t = 60$  s and  $t = 120$  s are shown in Fig. 8. Maximal temperature acquired is  $43^{\circ}\text{C}$ . The maximum of the temperature represents the position of the ferrofluid volume. The field values and distributions correspond well to the ones shown in Fig. 7.

## VI. CONCLUSION

A coupled electromagnetic-fluid dynamics-thermal field FEM modeling is developed to determine temperature dis-

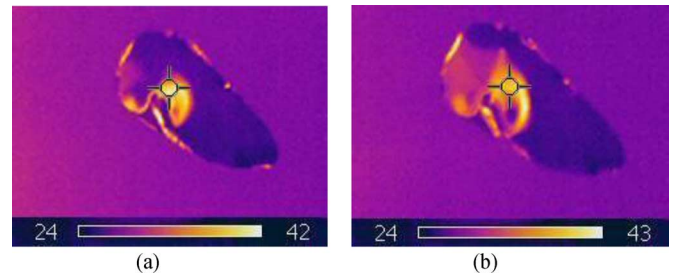


Fig. 8. Infrared thermography of breast cancer sample. (a) Tumor tissue sample at  $t = 60$  s. (b) Tumor tissue sample at  $t = 120$  s.

tribution in breast tumor and to investigate the phenomena during magnetic ferrofluid hyperthermia. The FEM model uses anatomically precise multilevel geometry of the real tumor sample acquired by a surgical procedure. The electric properties of the tissues are directly measured for the sample. Infrared thermal imaging is used for model validation. The results obtained from the modeling coincide well with the measurements by the infrared thermography.

This coupled field model scheme is capable to investigate multiscale electromagnetic—molecule dynamics interaction processes and phenomena. The developed model can be used also for the design and optimization of electromagnetic interaction between electromagnetic devices and biological structures.

## ACKNOWLEDGMENT

The authors wish to thank M.D. Ana Chakarova, Department of Radiology, Specialized Hospital for Active Treatment in Oncology, Sofia, Bulgaria, for valuable help and cooperation.

## REFERENCES

- [1] A. Jordan, R. Scholz, K. Maier-Hauff, M. Johannsen, P. Wust, J. Nadobny, H. Schirra, H. Schmidt, S. Deger, S. Loening, W. Lanksch, and R. Felix, "Presentation of a new magnetic field therapy system for the treatment of human solid tumors with magnetic fluid hyperthermia," *J. Magn. Magn. Mater.*, vol. 225, pp. 118–126, 2001.
- [2] M. Liangruksa, R. Ganguly, and I. Puri, "Parametric investigation of heating due to magnetic fluid hyperthermia in a tumor with blood perfusion," *J. Magn. Magn. Mater.*, vol. 323, pp. 708–716, 2011.
- [3] P. Di Barba, P. Dughiero, F. Sieni, and E. Magnetic, "Field synthesis in the design of inductors for magnetic fluid," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 47, no. 5, pp. 914–917, 2011.
- [4] I. Marinova and V. Mateev, "Determination of electromagnetic properties of human tissues," in *Proc. Int. Conf. Computational and Applied Mathematics*, Paris, France, Jun. 28–30, 2010, vol. 66, pp. 1075–1079, 2010.
- [5] L. Jiang, W. Zhan, and M. Loew, "Modeling thermography of the tumorous human breast: From forward problem to inverse problem solving," in *IEEE Biomedical Imaging: From Nano to Macro, 2010*, Rotterdam, The Netherlands, Apr. 14–17, 2010, pp. 205–208, 2010.
- [6] I. Marinova, A. Chakarova, and V. Mateev, "Electromagnetic properties of breast cancer," in *ESTRO, Radiotherapy & Oncology, J. European Society for Therapeutic Radiology and Oncology*, London, U.K., 2011, vol. 99, p. 304.
- [7] E. Ng, "A review of thermography as promising noninvasive detection modality for breast tumor," *Int. J. Thermal Sci.*, vol. 48, pp. 849–859, 2008.
- [8] I. Marinova, V. Mateev, and A. Chakarova, "Mammography image segmentation, tumor recognition and automatic model building," in *ESTRO, Radiotherapy & Oncology, J. European Society for Therapeutic Radiology and Oncology*, Barcelona, Spain, May 9–13, 2012, vol. 103, p. 535.
- [9] V. Mateev and I. Marinova, "Live tissue electromagnetic properties characterization," *Int. J. Appl. Electromagn. Mechan.*, vol. 37, no. 2,3, pp. 181–187, 2011.

# Analysis of Frequency Fluctuation Using Barkhausen Signal

Jun KAWAZOE\*, and Yoshifuru SAITO\*

\* Graduate School of Electrical Engineering, Hosei University, 3-7-2 Kajino-cho, Koganei, Tokyo 184-8584, Japan

Ferromagnetic materials are widely used for various manufactured products such as cars, trains, and ships. Iron and steel are the most popular materials for frame structures because of their mechanical properties. Nondestructive testing of iron and steel is an extremely practical way of maintaining their mechanical reliability. It is well known that Barkhausen signals are only emitted from ferromagnetic materials having magnetic domain structures. These signals also vary depending on their past mechanical as well as radioactive stress histories.

We applied a generalized analysis of frequency fluctuations to Barkhausen signals in the present study in order to detect various mechanical stresses. Surprisingly, we succeeded in clarifying that application of our frequency fluctuation analysis to the Barkhausen signals made it possible to detect several kinds of mechanical stresses.

**Key words:** Barkhausen signals, Frequency fluctuations, Signal processing, Least squares method

## バルクハウゼン信号のゆらぎ周波数解析

河副 隼・齊藤 兆古

法政大学大学院電気工学専攻, 東京都小金井市梶野町 3-7-2 (〒184-8584)

### 1. 序論

バルクハウゼン信号は、磁区構造を持つ強磁性体、例えば、鉄、ニッケル、コバルト、ガーネット等の磁化過程で観測される。また、バルクハウゼン信号は機械的応力や中性子による損傷等へ敏感に反応することが知られている。

鉄に代表される強磁性体は、多くの人工的プロダクト、すなわち、建造物や製造物中に必須とされる機械的強度を支えるメインフレームの材料として広汎に使われている。機械的構造はその本質的な役割のため、常に機械的応力が加わり、残留応力も存在する。機械的強度維持のため、機械的応力や残留応力に対する非破壊検査技術は安全性確保のために極めて重要であり、予め残留応力などが非破壊的に探査可能となれば、大部分の人工的プロダクトに於ける機械的安全性や耐久性が計数化可能となり、プロダクトの安全性が確保できる。

従来から、バルクハウゼン信号は機械的応力に対して敏感に反応することが知られている。しかしながら、バルクハウゼン信号はバルクハウゼンノイズと呼ばれるようにランダム性が強く、バルクハウゼン信号から機械的応力や中性子による損傷などが感知可能な信号処理技術は存在しなかった<sup>1),2)</sup>。

先行研究として、バルクハウゼン信号へゆらぎ周波数解析を適用することで印加応力に対する巨視的な規則性抽出に成功した例が報告されている<sup>3)</sup>。

本論文の主要な目的は、バルクハウゼン信号から巨視的な

規則性抽出を行う場合の周波数範囲設定に関する課題を克服するため、周波数ゆらぎ解析法を周波数の1次関数からn次関数へ一般化することである。

本論文では、周波数のn次関数へ一般化された周波数ゆらぎ解析法を珪素鋼板の応力探査へ適用し、応力の有無が明確にバルクハウゼン信号へ反映する可視化技術を報告する。具体的には、本論文で採用された供試試験体である珪素鋼板へ周波数のn次関数へ一般化された周波数ゆらぎ解析法を適用した場合、関数の絶対値が大きい有意義な係数はせいぜい4次関数程度であることから、これら4個の係数を3次元空間上の情報として可視化する方法の提案である。

周波数ゆらぎとしてよく知られているのは $1/f$  ゆらぎである。これは、風の音やさざなみ、川のせせらぎなどの自然現象の音に含まれ、人間に癒し効果を与えることが知られている<sup>4)</sup>。

従来の $1/f$  ゆらぎ周波数解析は、周波数とフーリエ・パワースペクトラム両者の対数値を前提として、周波数に対するフーリエ・パワースペクトラムの変化率を周波数に対する1次関数で最小自乗近似する方法に基づいている。すなわち、周波数とフーリエ・パワースペクトラム両者の対数値に対して、周波数に対するフーリエ・パワースペクトラムの変化率を $a_0 + a_1 f$ なる周波数 $f$ に対する1次関数で近似する。 $a_0$ と $a_1$ はそれぞれ0次と1次の周波数ゆらぎの係数であり、 $a_1$ は1次の周波数ゆらぎ特性を与え、特に、 $a_1 = -1$ の場合を $1/f$  ゆらぎと呼ぶ。

本論文では、従来の周波数とフーリエ・パワースペクトラム両者の対数値を用いて周波数に対するフーリエ・パワースペクトラムの変化率を1次関数で近似する手法を周波数に対するn次関数近似へ一般化する。すなわち、周波数に対するフーリエ・パワースペクトラムの変化率を  $a_0 + a_1 f + a_2 f^2 + \dots + a_n f^n$  なるn次関数で近似する。ここで、 $a_0, a_1, a_2, \dots, a_n$  それぞれの項は0次, 1次, 2次, ..., n次の周波数ゆらぎ係数を与える。得られた周波数ゆらぎ係数  $a_0, a_1, a_2, \dots, a_n$  を吟味することでバルクハウゼン信号の応力に対する特性を抽出する。

周波数のn次関数へ一般化された周波数ゆらぎ解析法で、重要なポイントは如何にして0次, 1次, 2次, ..., n次の周波数ゆらぎの係数を可視化するかにある。本論文で採用した供試試験体である珪素鋼板へ周波数のn次関数へ一般化された周波数ゆらぎ解析法を適用した場合、関数の絶対値が大きい有意義な係数はせいぜい4次関数程度であることから、これら4個の係数をそれぞれ、3次元空間上のx,y,z軸値と座標点の濃淡度へ対応させることで可視化する。

具体的な応用例として、本稿で提唱した方法を珪素鋼板に加わる応力探査問題へ適用する。その結果、応力の有無が3次元空間上に明快に可視化されることを報告する。

## 2. 一般化された周波数ゆらぎ解析

### 2.1 基本式

任意の信号  $g(t)$  およびそのフーリエ・パワースペクトラム  $G(f)$  を考え、フーリエ・パワースペクトル  $G(f)$  および周波数  $f$  それぞれの対数を求める。縦軸に  $\log G(f)$ 、横軸に  $\log f$  として信号  $g(t)$  の周波数特性を描く。すなわち、信号の周波数特性を  $x-y$  平面座標系で、横軸  $x$  を周波数  $f$  の対数、縦軸  $y$  をフーリエ・パワースペクトラムの対数として表す。

全周波数領域に対する周波数ゆらぎ特性を表すために、式(1)のべき級数関数近似を適用する。

$$h(f) = e^{(a_0 + a_1 f + a_2 f^2 + \dots + a_n f^n)}, \quad (1)$$

式(1)の係数  $a_0, a_1, a_2, \dots, a_n$  は最小自乗法で決定される。すなわち、式(1)の係数を要素とするベクトル  $\mathbf{A}$  は式(2)で与えられる。

$$\mathbf{A} = [\mathbf{C}^T \mathbf{C}]^{-1} \mathbf{C}^T \mathbf{Y}, \quad (2)$$

ここで、上添え字 "T" は行列の転置を示し、ベクトル  $\mathbf{A}$ ,  $\mathbf{Y}$  および行列  $\mathbf{C}$  はそれぞれ式(3), (4), (5)で与えられる。

$$\mathbf{A} = [a_0 \quad a_1 \quad \dots \quad a_n]^T, \quad (3)$$

$$\mathbf{Y} = [h(f_0) \quad h(f_1) \quad \dots \quad h(f_m)]^T, \quad (4)$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & f_0 & f_0^2 & \dots & f_0^n \\ 1 & f_1 & f_1^2 & \dots & f_1^n \\ 1 & f_2 & f_2^2 & \dots & f_2^n \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & f_m & f_m^2 & \dots & f_m^n \end{bmatrix}, \quad (5)$$

$m > n$ .

式(4), (5)において、 $m$  は式の数であり、1Hz, 10Hz, 100Hz, 1000Hz, ... などサンプル周波数の数と一致する。サンプル周波数の数  $m$  は、常に供試材料の数  $n$  より多い。このため、式(3)-(5)の条件は常に満たされる。

### 2.2 1次周波数ゆらぎ

Fig.1 は本論文で採用したバルクハウゼン信号測定装置である。Fig.1 で、継鉄としてU字型マンガンジंक系フェライトコアを採用した。供試材料は厚さ 0.35mm 幅 30mm 長さ 100mm の方向性珪素鋼板である。U字型フェライトコアの底部に巻かれた励磁コイルは300回巻きであり、この励磁コイルへ振幅 1A, 周波数 1Hz の正弦波交流電流を通电した。また、鋼板の圧延方向は長手方向で、サーチコイルは長手方向に対して直角に巻いてある。



Fig. 1 Device for measuring Barkhausen signals.

Fig.2 に示すように 3kg の錘をサンプルの中心部へ吊り下げてない場合、すなわち、何の応力も加えない場合のバルク

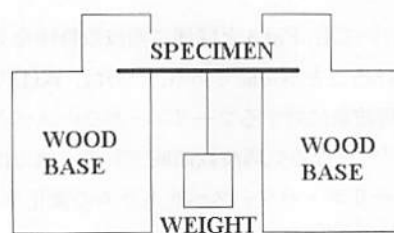


Fig. 2 Stresses are applied by hanging weights.

ハウゼン信号の周波数特性を Fig.3 に示す。Fig.3 から、バルクハウゼン信号の周波数特性は明らかに異なる 2 つの周波数帯域からなることがわかる。一方は低周波数領域であり、式(1)の 1 次関数近似を採用した場合、周波数に対するフーリエ・パワースペクトラムの変化率が  $f^{-2.26}$  となる。他方は、周波数に対するフーリエ・パワースペクトラムの変化率がほぼ  $f^0$  となるホワイトノイズの高周波数領域である。

Fig.4 は、Fig.2 に示すように 3kg の錘をサンプルの中心部へ吊り下げた場合のバルクハウゼン信号の周波数特性である。

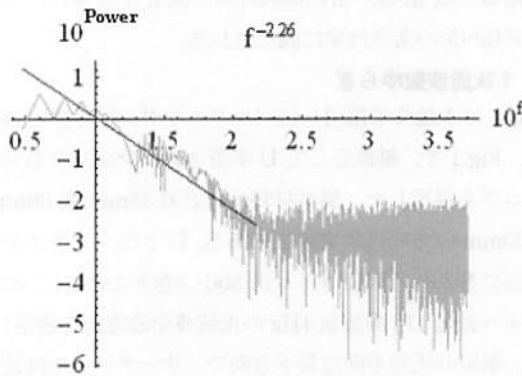


Fig. 3 Example of typical frequency characteristics of Barkhausen signal under no stress.

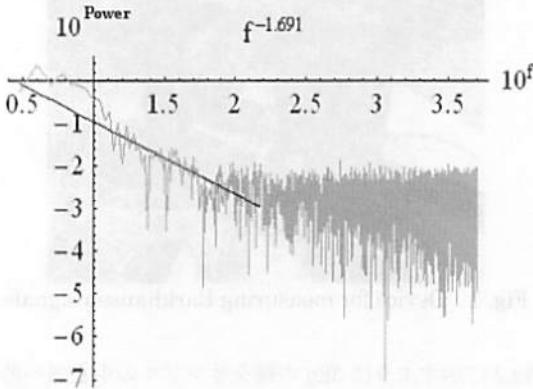


Fig. 4 Example of typical frequency characteristics of Barkhausen signal under 3 kg of stress.

Fig.4 に於いても、Fig.3 と同様に周波数特性を 2 つの周波数領域に分けることが可能である。一方は、式(1)で 1 次近似した場合、周波数に対するフーリエ・パワースペクトラムの変化率が  $f^{-1.69}$  となる低周波数領域である。他方は、周波数に対するフーリエ・パワースペクトラムの変化率がほぼ  $f^0$  になる高周波数領域である。

Figs.3,4 に於ける周波数に対するフーリエ・パワースペク

トラムの変化率  $f^{-2.26}$  と  $f^{-1.69}$  の違いは珪素鋼板に加えられた 3kg の錘をつるした場合に拠る。

この結果は、30 個の同一仕様の供試材料に対して同様な傾向が確認されている<sup>3)</sup>。

しかしながら、式(1)の 1 次関数近似を採用した場合、直線近似であるため、いくつかの問題点がある。最も大きな問題点は、1 次関数近似を適用する周波数範囲の決定にある。すなわち、周波数範囲の選択が周波数ゆらぎ特性へ直接関係し、周波数範囲の選択が経験に依存する点である。次に大きな問題は、比較的重い錘を吊るした場合のみが顕著な周波数ゆらぎ特性の変化で抽出され、軽い錘を吊るした場合の相違が検出不可能な点である。

### 2.3 一般化された周波数ゆらぎ特性解析

横軸を周波数  $f$  の対数、縦軸を Fig.1 の実験装置から得られたバルクハウゼン信号のフーリエ・パワースペクトラムの対数とし、式(1)を用いて高次近似関数の係数を計算した。その結果得られた関数の絶対値が大きい有意義な係数はせいぜい 4 次関数程度であることが判明した。このため、本論文では 4 次関数近似を採用した。

Fig.5 は、錘を吊るさない場合のバルクハウゼン信号へ式(1)の 4 次関数近似を適用して得られる 4 次周波数ゆらぎ曲線（濃い実線）とバルクハウゼン信号の周波数特性（薄い実線）を重ねた図である。

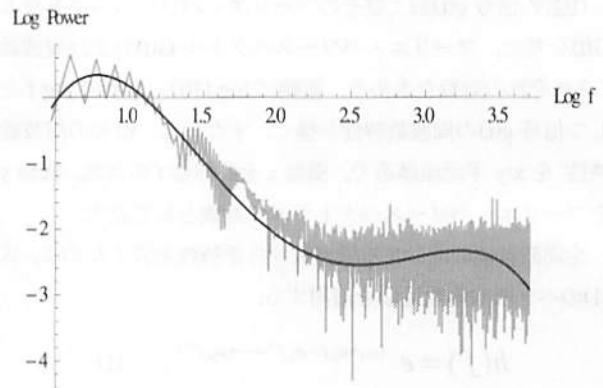


Fig. 5 Example of typical frequency characteristics of Barkhausen signal under no stress along with an up to 4<sup>th</sup> order power series curve in (1).

供試材料 1 個に対して式(1)における 4 次周波数ゆらぎ曲線の係数  $a_0, a_1, a_2, a_3, a_4$  を取り出し、式(1)の定数項  $a_0$ 、1 次関数項  $a_1, \dots$ 、4 次関数  $a_4$  を Fig.6 に示す。

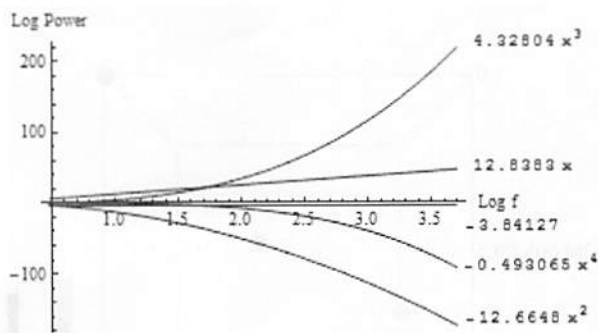


Fig.6 0th,1st,2nd,3rd,4th order functions in Eq.(1).

Fig.7 は Fig.6 の曲線の和で得られる周波数ゆらぎ特性曲線であり、Fig.5 の実線部と一致する。

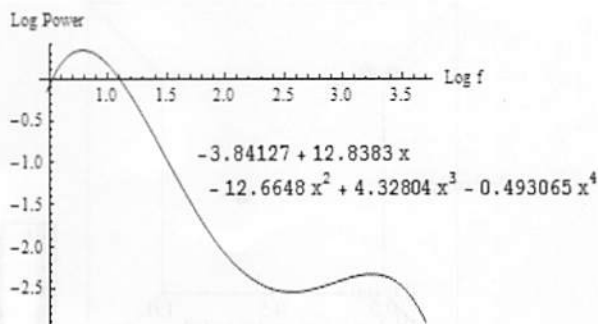


Fig.7 Curve for characteristics of Frequency fluctuations.

錘を吊るさない場合、同一仕様の 12 個の供試材料、それぞれの周波数ゆらぎ特性係数  $a_0, a_1, a_2, a_3, a_4$  を Fig.8 に示す。Fig.8 で横軸は特性係数  $a_0, a_1, a_2, a_3, a_4$ 、縦軸はそれぞれの大きさである。

Fig.8 から、錘を吊るさない場合の 12 個の供試材料それぞれの周波数ゆらぎ特性係数  $a_0, a_1, a_2, a_3, a_4$  は全く同じ正負の符号を取る。しかし、大きさはそれぞれの供試材料でバラツクことがわかる。

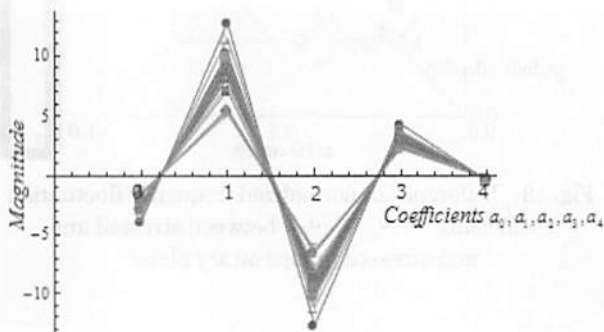


Fig.8 Variations in frequency fluctuation coefficients  $a_0, a_1, a_2, a_3, a_4$  of 12 non-stressed test samples.

上記大きさの再現性を調べるため、同一仕様の供試材料 10~12 個に対する係数  $a_1, a_2, a_3, a_4$  を求めた。得られた係数  $a_1, a_2, a_3, a_4$  をすべて 0 から 1 の値に正規化し、正規化された係数  $a_1', a_2', a_3', a_4'$  の値をそれぞれ x 軸、y 軸、z 軸と座標点の濃淡度へ対応させて可視化する。すなわち、Fig.8 の係数  $a_1, a_2, a_3, a_4$  を 0 から 1 の値に正規化し、正規化された係数  $a_1', a_2', a_3'$  をそれぞれ x,y,z 軸の値、 $a_4'$  を点の濃淡度合いとして x,y,z の 3 次元空間上にプロットすると Fig.9 が得られる。

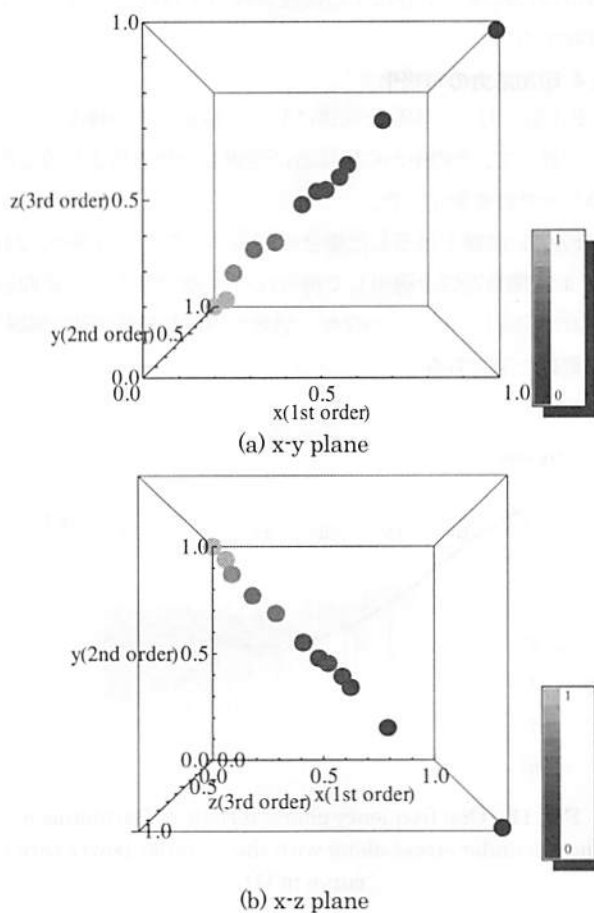


Fig.9 Dispersion of frequency fluctuation coefficients.

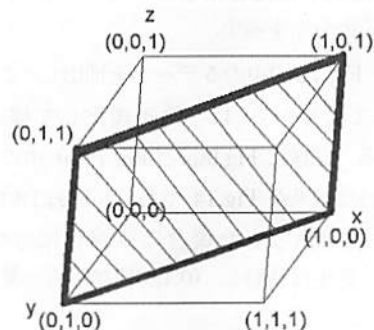


Fig.10 Area over which normalized frequency fluctuation coefficients  $a_1', a_2', a_3', a_4'$  are dispersed (hatched surface).

Fig.9 は同一仕様の供試材料それぞれに対する係数  $a_1', a_2', a_3', a_4'$  の分布を示している. Fig.9(a) と Fig.9(b)から, 座標点が分布しているのは, Fig.10 の斜線で示されている平面近傍となることわかる.

Fig.9の結果と Fig.10の斜線部分について考えると, 錘を吊るさない場合の同一仕様とする珪素鋼板にバルクハウゼン信号のパラツキがあり, このパラツキは Fig.10の斜線部分近傍に座標点が分布する周波数ゆらぎ特性となることを意味する.

## 2.4 印加応力の可視化

2.3節で行った実験と同様にして, 3kg以下の錘をいくつか用意して, その中から無作為に選択した錘を吊るし周波数ゆらぎ特性を測定した.

Fig.11は錘を吊るした場合のバルクハウゼン信号へ式(1)の4次関数近似を適用して得られる4次周波数ゆらぎ曲線(濃い実線)とバルクハウゼン信号の周波数特性(薄い実線)を重ねた図である.

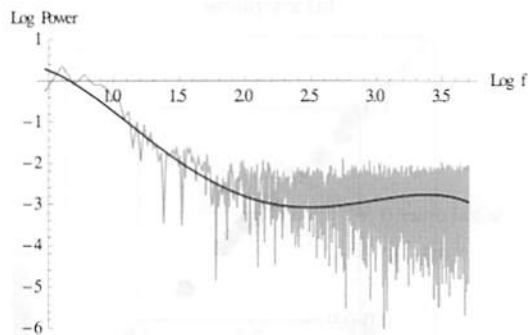


Fig. 11 One frequency characteristic of Barkhausen signals under stress along with the 4<sup>th</sup> order power series curve in (1).

Fig.12は3kg以内の重りをいくつか用意して, その中から無作為に選択した錘を吊るした場合の正規化した係数  $a_1', a_2', a_3', a_4'$  の分布を示す.

Fig.9(a)と Fig.12(a)中の5データを抽出し, それらの最大値を1としてゼロから1へ再正規化して描いた結果が Fig.13である. 同様に Fig.9(b)と Fig.12(b)中の5データを使用して描いた結果が Fig.14である. Figs.13,14のいずれにおいても錘を吊るした場合は直線状に分布する係数  $a_1', a_2', a_3', a_4'$  が平行移動し, (0,1,0)座標近傍へ集中することがわかる.

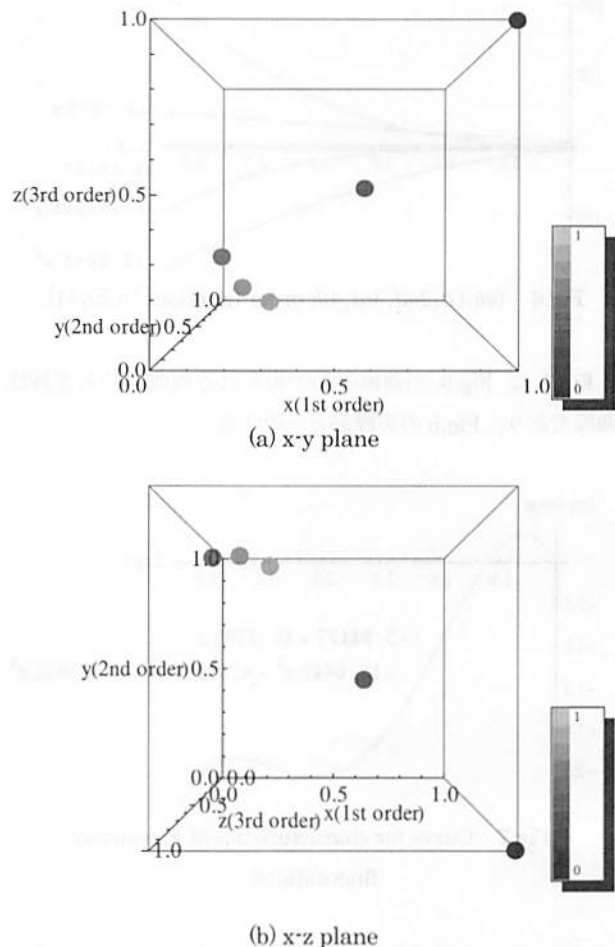


Fig. 12 Dispersion of frequency fluctuation coefficients.

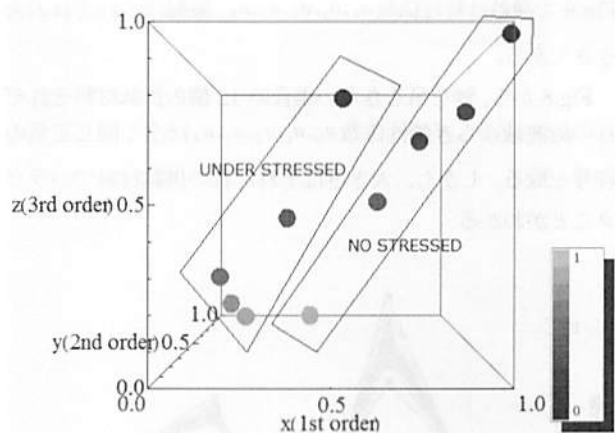


Fig. 13 Difference in normalized frequency fluctuation coefficients  $a_1', a_2', a_3', a_4'$  between stressed and non-stressed groups on x-y plane.

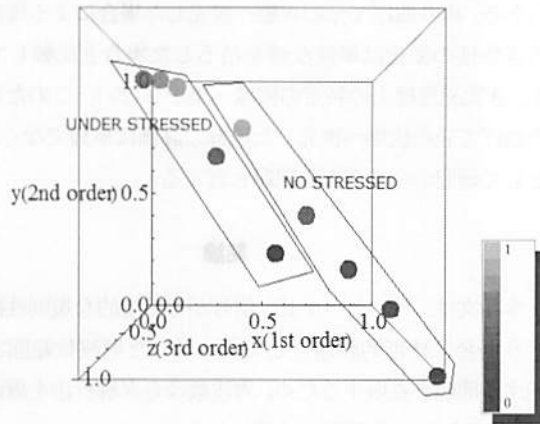


Fig. 14 Difference in normalized frequency fluctuation coefficients  $a_1', a_2', a_3', a_4'$  between stressed and non-stressed groups on x-z plane.

## 2.5 残留応力の可視化

2.3 節で行った実験と同様にして、残留応力の周波数ゆらぎ特性を測定した。

此处で言う残留応力とは、Fig.15 に示すようにサンプルの長手方向を中心として左右へ一定角度折り曲げた後に水平へ復元した状態に置く応力分布をいう。

残留応力は Fig.15 に示すように供試材料を水平方向に対して V 字型へ 0°, 5°, 15°, 45° 曲げた後、もとの状態へ復元して周波数ゆらぎ特性を測定した。

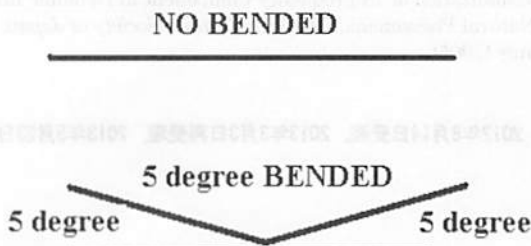


Fig. 15 No bended and 5 degree bended.

Fig.16 は折り曲げて元の状態へ復元した場合のバルクハウゼン信号へ式(1)の 4 次関数近似を適用して得られる 4 次周波数ゆらぎ曲線 (濃い実線) とバルクハウゼン信号の周波数特性 (薄い実線) を重ねた図である。

Fig.17 は折り曲げて元の状態へ復元した場合の係数  $a_1, a_2, a_3, a_4$  をすべて 0 から 1 の値に正規化した係数  $a_1', a_2', a_3', a_4'$  の分布を示す。

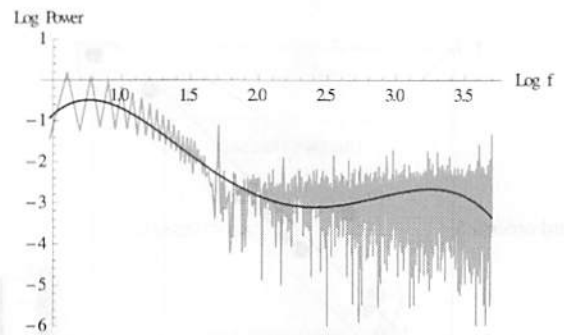
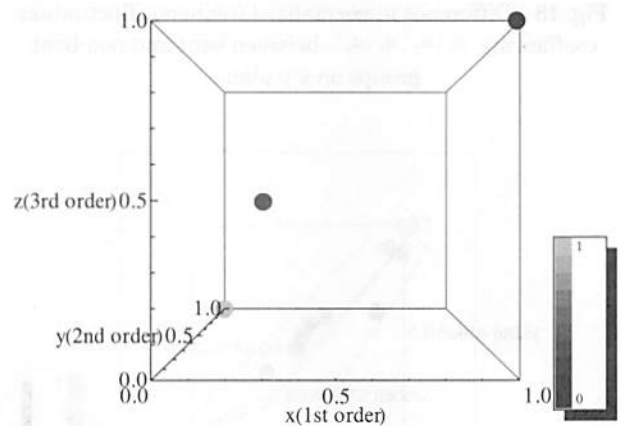
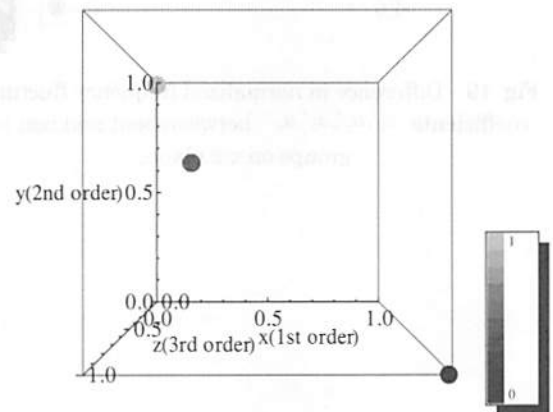


Fig. 16 One frequency characteristics of Barkhausen signal after specimen is bent along with 4<sup>th</sup> order power series curve in (1).



(a) x-y plane



(b) x-z plane

Fig. 17 Dispersion of frequency fluctuation coefficients.

Fig.9(a) と Fig.17(a) 中の 5 データを抽出し、それらの最大値を 1 としてゼロから 1 へ再正規化して描いた結果が Fig.18 である。同様に Fig.9(b) と Fig.17(b) 中の 5 データを抽出し、それらの最大値を 1 としてゼロから 1 へ再正規化して描いた結果が Fig.19 である。

Figs.18,19 のいずれにおいても錘を吊るした場合は直線状に分布する係数  $a_1', a_2', a_3', a_4'$  の平行移動に繋がること

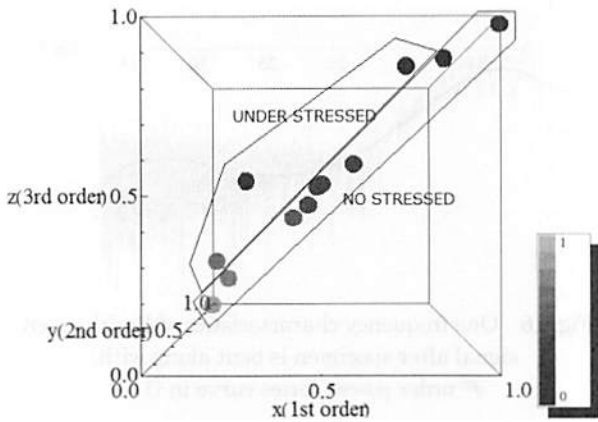


Fig. 18 Difference in normalized frequency fluctuation coefficients  $a_1, a_2, a_3, a_4$  between bent and non-bent groups on x-y plane.

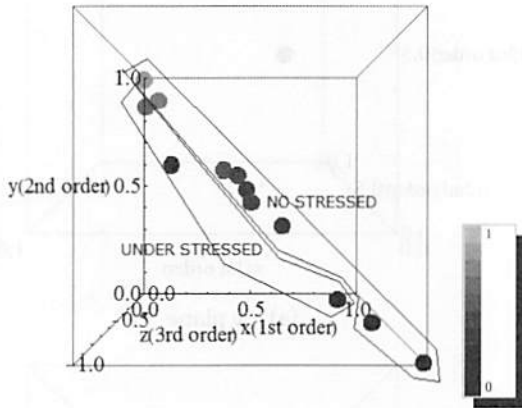


Fig. 19 Difference in normalized frequency fluctuation coefficients  $a_1, a_2, a_3, a_4$  between bent and non-bent groups on x-z plane.

わかる。折り曲げて元の状態へ復元した場合による周波数ゆらぎ特性の変化は単純な錘を吊るした場合と比較して小さく、3次元座標上の特定の領域へ集中しない。このため、折り曲げて元の状態へ復元した場合の評価は単純でなく、依然として研究の余地がある課題と言える。

### 3. 結論

本論文は、バルクハウゼン信号から巨視的な規則性抽出を行う場合に技術的課題として残っていた周波数範囲設定に関する問題を克服するため、周波数ゆらぎ解析法を周波数の1次関数からn次関数へ一般化した。

周波数のn次関数へ一般化された周波数ゆらぎ解析法を珪素鋼板の応力探査問題へ適用し、応力の有無がバルクハウゼン信号へ反映する可視化法も併せて提案した。

その結果、珪素鋼板の錘の有無や折り曲げて元の状態へ復元した場合が3次元空間上で可視化可能であることが判明した。

### References

- 1) R.M. Bozorth: Ferromagnetism, p. 462 (IEEE PRESS)
- 2) M. Katsumata, S. Hayano and Y. Saito: A Study of Barkhausen Phenomenon Visualization, *The Visualization Society of Japan*, B203, July (2003).
- 3) S. Nojima and Y. Saito: Application of Frequency Fluctuation to Barkhausen Signals and its Application, *J. Magn. Soc. Jpn.*, 35, 380-385 (2011).
- 4) M. Teranishi, K. Maruyama, S. Hayano, and Y. Saito: Visualization of 1/f Frequency Component in Dynamic Image of Natural Phenomena, *The Visualization Society of Japan*, B108, July (2005).

2012年8月14日受理, 2013年3月3日再受理, 2013年5月23日採録



# An Improvement in Sensibility of the Eddy Current Testing

Hiroki KIKUCHIHARA and Yoshifuru SAITO

Graduate School of Electrical Engineering, Hosei University, 3-7-2 Kajino, Koganei, Tokyo 184-8584, Japan

Eddy current testing (ECT) is one of the most representative nondestructive methods of testing metallic materials, parts, and structures. The operating principle underlying ECT is based on the two major properties of magnetic fields. The first is that alternating a magnetic field induces eddy current in all of the conducting materials. Thereby, input impedance of the magnetic field source, i.e., the electric source, depends on the eddy current path. The second is that the magnetic field distribution not only depends on the exciting but also the reactive magnetic fields caused by the eddy currents in targets. The former and latter are impedance sensing and magnetic flux sensing types.

This paper is concerned with improving the sensibility of impedance sensing. The sensibility of ECT can be improved in two steps. The first is achieved by selecting the optimum exciting frequency. We employed a natural parallel resonant frequency in the ECT coil. The second is achieved by increasing the sharpness of the resonance curve on impedance versus frequency characteristics by changing the coil connections. Thus, we succeeded in developing an ECT sensor that had up to four times greater sensibility than the conventional one.

**Key words:** eddy current, nondestructive testing, resonant frequency

## 共振型渦電流センサの感度向上に関する研究

菊地原弘基・齊藤兆古

法政大学大学院電気工学専攻, 東京都小金井市梶野町 3-7-2 (〒184-8584)

### 1. 結論

金属材料の非破壊検査は安全性確保のために極めて重要な技術である。金属の非破壊検査法として、渦電流探査法 (Eddy Current Testing, 以後、ECT と略記) は代表的な一方法であり、ECT による方法は、検査対象と直接接合の必要がなく、比較的簡単な装置で高速な検査が可能である。このため、ECT は自動車の個々の部品検査から橋梁の劣化検査など極めて多くの分野で広汎に使われている<sup>1,2)</sup>。

ECT の動作原理は比較的単純であり、大別して二方法がある。一方は交番磁界を検査対象に照射することで被検査対象中に渦電流を発生させ、被検査対象中の欠損の有無による渦電流分布の相違を電源から見た入力インピーダンスの変化で感知する方法である。ここでは、この ECT 法をインピーダンス感知型と呼ぶ。このインピーダンス感知型 ECT の特徴は励磁コイルがセンサも兼ねる点にあり、構造が簡単で安価である。他方は励磁コイル以外のセンサコイルを備えた励磁・センサコイル分離型である。この励磁・センサコイル分離型は被検査対象中の欠損の有無に起因する渦電流分布の相違が喚起する漏れ磁束の変化を感知するセンサコイルの配置に自由度を持つ。このため、励磁・センサコイル分離型は、インピーダンス感知型に比較して高感度とされているが、センサコイルの構造や設置場所など多くの経験的習熟度を必要とする。

本論文は前者のインピーダンス感知型 ECT 法の高感度化技術に関する一方法を提案する。インピーダンス感知型 ECT は大部分が単純な有限長ソレノイド型コイルで作られる。このため、本論文は ECT そのものの幾何学的形状や機械的構造の変更による高感度化でなく、ECT が本質的に有する電気的特性を利用した高感度化の提案である。

ECT の持つ本質的で固有の電気的性質は共振現象である。単純な有限長ソレノイド型コイルはコイル間にキャパシタンスが存在するため、交流電流を通電すると磁界のみならずコイル間に電界が発生し、通電電流を高周波化すると磁気エネルギーと電界エネルギーが拮抗し、いわゆるタ

ンク回路の形成に繋がり、共振現象を呈する。以降、本論文ではこのコイル間のキャパシタンスに起因した共振現象をキャパシタンスの効果と呼ぶ。電気的な共振現象には入力インピーダンスが最小となる直列共振と最大となる並列共振がある。本論文では有限長ソレノイド型コイルの結線を変更することでコイル間電圧を制御し、キャパシタンスの効果を最大化する。結果として入力インピーダンスが最大となる並列共振を利用して、インピーダンス感知型 ECT の高感度化を行う。

具体的なインピーダンス感知型 ECT の高感度化は以下の通りである。1) 有限長ソレノイド型コイルの結線を変更することで、コイル間電圧を制御しキャパシタンスの効果を最大化する<sup>3)</sup>。2) コイル間のキャパシタンスは、ECT コイルに加わる印加電圧を等しく分担する隣接した 2 個のコイルによって最大化される。これらのコイルには平行方向へ励磁電流が流れるため、隣接する電流間で吸引力が働き、各コイル断面で電流分布が偏る。コイル隣接面を平均化し電流分布の偏りを削減するために互いのコイルをツイストする。この結果、コイルの交流抵抗の減少に繋がり共振時のインピーダンスの尖鋭度 (Quality Factor, 以下  $Q$  と略記) が向上する。このように結線法とツイストさせたコイルを用いて作成した有限長ソレノイド型コイルを共振結線型 ECT と呼ぶ。3) 共振結線型 ECT を被検査対象金属の健全な部分へ位置し共振周波数を求める。4) 共振結線型 ECT の励磁周波数を 3) で求めた共振周波数とし、共振結線型 ECT を被検査対象上で掃引する。被検査対象に何らかの欠損や物性的変化があれば共振現象が停止する。共振結線型 ECT センサの共振時における入力インピーダンスが極めて大きく共振時のインピーダンスの尖鋭度  $Q$  も高いため、共振結線型 ECT の入力インピーダンスの変化は必然的に大きく、結果として従来のインピーダンス感知型 ECT に対して 200~350% 程度の探査感度が得られる。

### 2. ECT センサ

#### 2.1 ECT の動作原理

Fig.1(a)に示す有限長ソレノイドコイルを ECT センサとする。このセンサを欠損のない検査対象の導体板上に設置した図が Fig.1(b)である。このセンサのコイルに交流電流を通電するとファラデーの法則により交番磁界が発生し渦電流が導体板に喚起される。センサの入力インピーダンスを測定することで、導体板に欠損がない場合(Fig.1(b))と欠損がある場合(Fig.1(c))との違いを判断することができる。これは、単相変圧器において電源端子から見た二次側インピーダンスの変化を検知可能であることと同じ原理である。したがって、有限長ソレノイドコイルが導電性材料の欠損を検知できることがわかる。これが ECT の基本的な動作原理である。

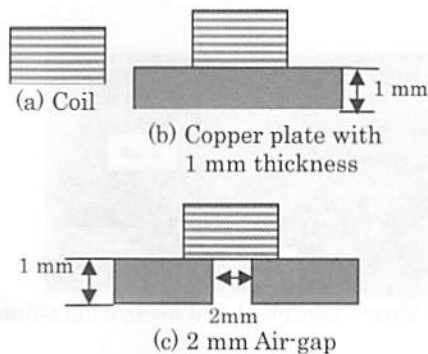


Fig. 1 Tested coil and measurement conditions.

## 2.2 ECT コイルの共振現象

コイルに電流を流すことによりコイル周辺に磁界が発生する。このため ECT コイルは誘導性インピーダンス特性を持つ。しかし、ECT を構成するコイル間にキャパシタンスが存在するため、有限長ソレノイドコイルは Fig.2 に示すように共振現象を呈する。Figs.2(a)と 2(b)はそれぞれ周波数  $f$  に対するインピーダンス  $|Z|$  と位相  $\varphi$  の特性である。

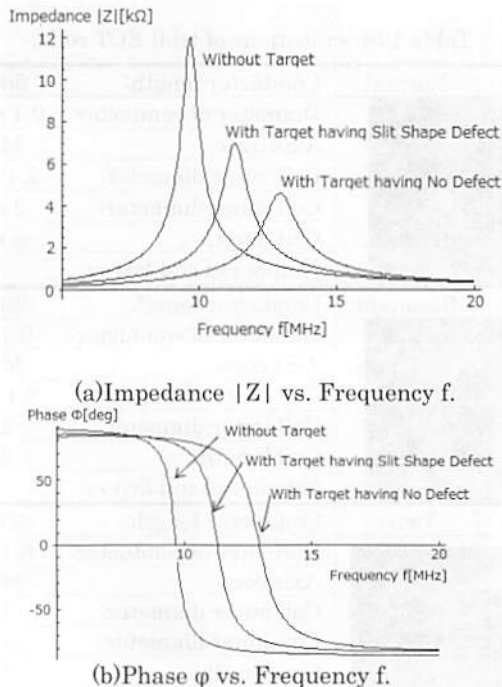


Fig. 2 Frequency characteristics of impedance and phase.

## 2.3 駆動周波数

ECT の検査対象に対する感度および磁束の浸透深さは駆動周波数に対する依存性が極めて大きい。このため、ECT の駆動周波数は ECT 感度向上に最も重要な要素となる。理論上、ECT の駆動周波数は検査対象の導電率および表皮浸透深さを考慮に入れることで決定することができる。しかし、最終的な駆動周波数は、過去の経験や実地試験によって決定される。

本論文では、ECT センサコイルを検査対象に欠損がない部分に位置した場合の共振周波数をセンサ駆動周波数とする。この場合、Fig.2(a)に示すように ECT センサの入力インピーダンスは最大値を取る。検査対象に欠損や物性的変化があると共振条件が崩れ、入力端子から見たインピーダンスは共振時よりも絶対値が減少する。したがって、検査対象が健全な場合と欠損がある場合でインピーダンスの変化が最大となる。

ECT センサコイルの感度を示す変化率  $\varepsilon$  を

$$\text{変化率 } \varepsilon = \frac{|\text{測定値} - \text{基準値}|}{\text{基準値}} \times 100 [\%] \quad (1)$$

と定義する。ここで、式(1)の測定値と基準値はそれぞれ検査対象が健全な場合と欠損がある場合の ECT センサの入力インピーダンスである。

## 2.4 尖鋭度 $Q$

式(1)の変化率は、式(2)で定義される尖鋭度  $Q$  に比例する。

$$Q = f_0 / \Delta f \quad (2)$$

ここで  $f_0$  と  $\Delta f$  は、それぞれ共振周波数と帯域幅である。

尖鋭度  $Q$  はインピーダンスの周波数特性がもつ共振曲線の急峻度合いを表す。すなわち、式(2)の尖鋭度  $Q$  が高い場合、式(1)の変化率  $\varepsilon$  が向上することを意味する。

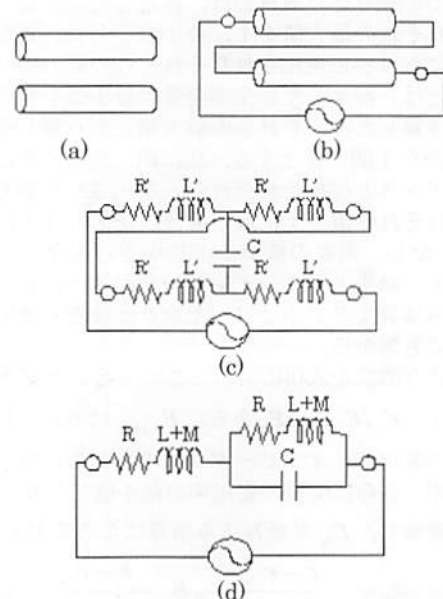


Fig. 3 Principle of resonance coil connections.

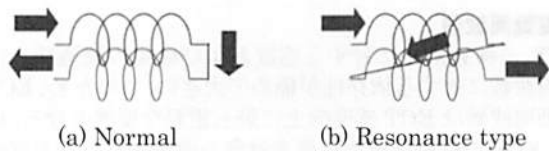


Fig. 4 Comparison of normal with resonance coil connections.



Fig. 5 Example of pair of twisted coils.

次に、尖鋭度  $Q$  を増加させるため、Fig.3 に示す共振結線を適用する。Fig.3(a) は 2 本の導線、3(b) はそれら 2 本の導線を共振結線したものである。図中の記号  $R$ ,  $L$ ,  $M$ ,  $C$  はそれぞれ抵抗、自己インダクタンス、相互インダクタンス、キャパシタンスである。Fig.3(b) はリード線のインピーダンスが無視できるとすれば、2 本の導体はそれぞれが電源電圧の半分を担う。さらに 2 本の導体間の電位差も電源電圧の右端から左端まで同じ電源電圧の半分である。よって両導体間のキャパシタンスを 1 個のキャパシタンス  $C$  で大したして、Fig.3(b) の等価回路は Fig.3(c) となる。Fig.3(d) は Fig.3(c) の等価回路を平面に展開した回路を示す。

Fig.4 は通常と共振型結線との巻線法の相違を示す。共振型結線は、導線間の面する部分を平均的に均一化するため、Fig.5 に示すように 2 導線をツイストする。ツイストすることで Fig.4(b) の共振結線の巻線に比較して導線間の距離が均一化されキャパシタンスの効果が ECT コイル全般に渡って同等化される。これはいわゆるリッツ線の考え方と同じである。2 導線をツイストした結果、共振時の尖鋭度  $Q$  値が向上し、ECT センサの感度が向上する<sup>4,5)</sup>。

### 2.5 畳み込み演算

ここでの畳み込み演算とは、測定したインピーダンスと位相それぞれの最大値を 1、最小値をゼロへ正規化し、同一位置における正規化されたそれぞれの値の掛け算を言う。

正規化は、測定した変化率全体の最小値を全体の変化率から引き算した後、それらの最大値で割り算し全体の変化率を 0 から 1 間の値とする。次に同一測定位置におけるインピーダンスと位相それぞれの正規化された値を掛け算する。それぞれの値が 1 に近い場合、変化率は 1 に近い値となる。しかし、両者の値が 1 より小さい場合、変化率は 0 に近づく。結果として、インピーダンスと位相データ間の畳み込み演算でリフトオフ（センサと検査対象間の距離）の向上にも繋がる。

畳み込み演算を式(3)に示す、ここで  $\otimes$  は各要素間の掛け算を表す。 $\epsilon_z, \epsilon_{z,\min}, \epsilon_\phi$  さらに  $\epsilon_{\phi,\min}$  はそれぞれインピーダンスの変化率、インピーダンスの変化率の最小値、位相の変化率、さらに位相の変化率の最小値であり、 $Max$  は最大値を意味し、 $\epsilon_N$  が畳み込み演算による変化率である。

$$\epsilon_N = \frac{\epsilon_z - \epsilon_{z,\min}}{\text{Max}[\epsilon_z - \epsilon_{z,\min}]} \otimes \frac{\epsilon_\phi - \epsilon_{\phi,\min}}{\text{Max}[\epsilon_\phi - \epsilon_{\phi,\min}]} \quad (3)$$

## 3. 実験

### 3.1 実験試料

Fig.6 に SUS316 からなる測定試料を示す。測定試料の中心に放電加工によって長さ 10 mm、幅 0.2 mm、深さ 0.5 mm の人工欠損が作成されている。測定範囲は Fig.6 中の正方形 20 mm × 20 mm 枠内であり、測定は“・”で示される 2.5 mm 間隔でサンプリングされた 9 点 × 9 点の位置で行う。HP4194A 型インピーダンスアナライザを用いて、センサコイルをそれぞれの測定点“・”に位置した場合のインピーダンスを測定する。Fig.6 の左下隅で測定したインピーダンス値を基準値、正方形枠内の“・”で示される測定点のインピーダンス値を測定値として式(1)から変化率  $\epsilon$  を求める。

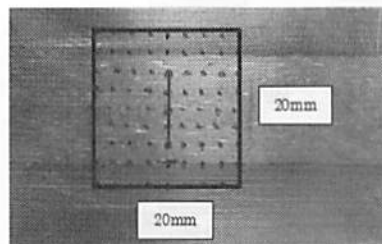


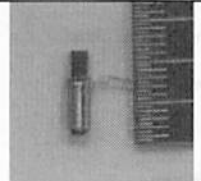

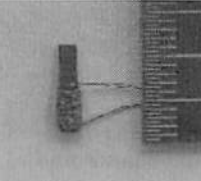
Fig. 6 Target test piece and measuring points.

### 3.2 実験結果

比較のため Table 1 に仕様を示す従来型、共振結線型、ツイスト型の ECT センサを用いて実験する。全てのセンサの中心軸は Mn-Zn 系フェライトコアで構成されている。No.1 は従来型の ECT センサ、No.2 は共振結線型 ECT センサ、No.3 はツイストコイルを採用した共振結線型 ECT センサである。

最初は従来型 ECT センサで標準的に用いられている駆動周波数 256 kHz で走査した。Fig.7 は Table 1 に示す 3 種類の試作 ECT センサを用いた実験結果を示す。Fig.7

Table 1 Specifications of trial ECT coils.

No. 1	Normal	Conductor length:	50 cm
		Diameter of conductor:	0.1 mm
		Axis core:	MnZn
		Coil outer diameter:	2.4 mm
		Coil inner diameter:	2 mm
		Coil length:	6 mm
		Number of coil layers:	2
		No. 2	Resonant
		Diameter of conductor:	0.1 mm
		Axis core:	MnZn
		Coil outer diameter:	2.4 mm
		Coil inner diameter:	2 mm
		Coil length:	6 mm
		Number of coil layers:	2
No. 3	Twist	Conductor length:	50 cm
		Diameter of conductor:	0.1 mm
		Axis core:	MnZn
		Coil outer diameter:	3 mm
		Coil inner diameter:	2 mm
		Coil length:	5 mm
		Number of coil layers:	3
		Twist number:	150 T/m

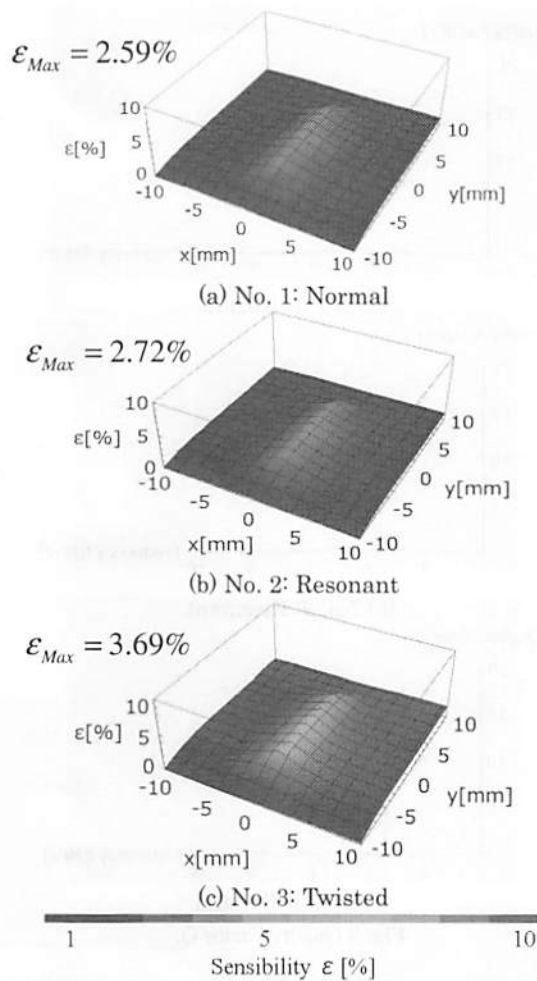


Fig. 7 Results of defect searching.

から、何れの試作 ECT センサも測定試料に存在する欠損を探索可能であることが判る。Fig.7 中に示されている変化率  $\epsilon$  の最大値は Table 1 に示す No.1 から No.2, No.3 の順に高感度であることを示す。しかし、大幅な感度向上とは言えない。

Fig.8 は、Fig.7 の駆動周波数を 256 kHz に設定した場合と比較し、駆動周波数を試作 ECT センサそれぞれの共振周波数に設定することで、いずれのセンサの感度も格段に向上することを示している。特に Fig.8(c) のツイストコイルを採用した共振型 ECT センサの最大感度は約 9 % となり、256 kHz で駆動する従来型 (Fig.7(a)) と比較して約 350 % 近く感度が向上している。

Fig.9 は式(2)で求めた各コイルの尖鋭度  $Q$  の周波数特性である。Fig.9 からわかるように従来型 ECT センサと比較して共振結線型、さらにツイストコイルを採用した共振結線型 ECT センサの順に  $Q$  値が向上する。すなわち、尖鋭度  $Q$  が大きい程インピーダンスの周波数に対する変化率が増加し、微小な物理的変化に対してもインピーダンスが敏感に変化する。これは Fig.7, Fig.8 の実験結果と Fig.9 の尖鋭度  $Q$  から明らかである。

### 3.3 畳み込み演算結果

Fig.10 は、ツイストコイルを採用した共振結線型 ECT センサ (Table 1 の No.3) によるインピーダンスと位相の変化率へ式 (3) の畳み込み演算を適用した結果である。畳み込み演算は、Fig.8 の単純なインピーダンスの変化率と比較して、欠損の位置が明確に判別可能とすることがわかる。

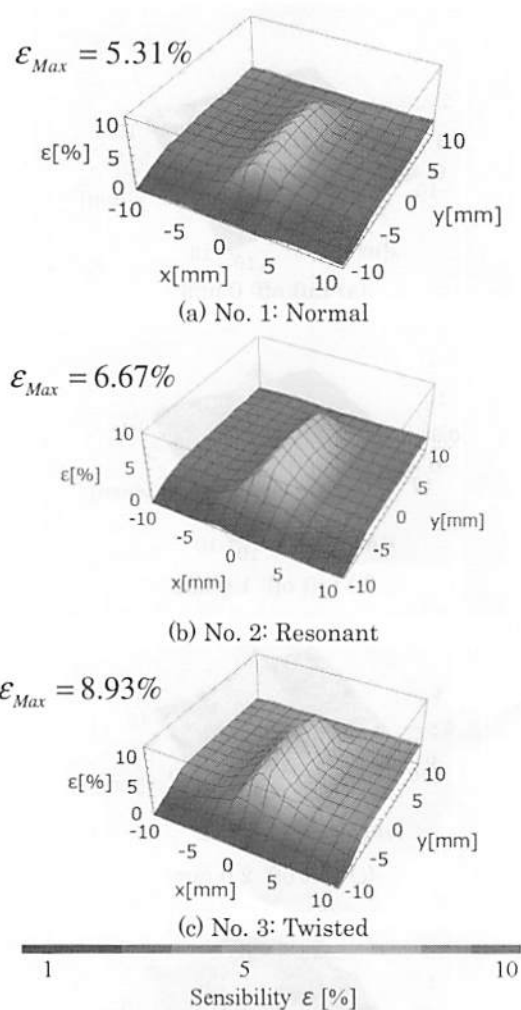


Fig. 8 Results of defect searching.

通常、渦電流検査はリフトオフ (検査対象とセンサ間の距離) が 0.5 mm 程度で行われる。畳み込み演算は、リフトオフが 2.0 mm 程度までの距離に対しても欠損を判別でき、リフトオフの増加に対しても有効であることがわかる。

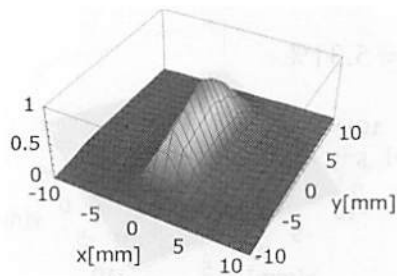
Fig.10(e) は Fig.6 の測定試料で欠損が存在しない範囲を探索した結果であり、 $y$  軸方向の  $-7.5 \leq y \leq 7.5$  の範囲でインピーダンスに相違があることを示している。これは測定試料が三種類の SUS316 をサンドイッチ状に組み合わせで作製されていることによる。このような測定試料の構造上の相違に起因する変化と比較して、欠損が存在する場合、変化ははるかに大きいため、測定試料欠損の識別に支障はなかった。

### 4. まとめ

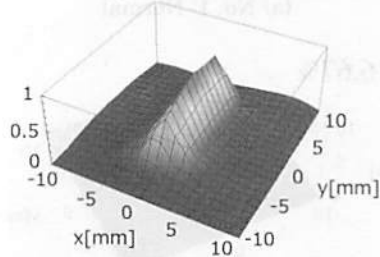
本論文では、渦電流センサの感度向上に関する新たな方法を提案し、その有効性を実験的に検証した。

感度向上の具体的な方法は、ECT センサが本質的に持つ固有の電気的性質である共振現象に注目し、センサの駆動周波数をコイルが検査対象の欠損がない部分に設置した場合の共振周波数に設定すること、さらに、インピーダンスの周波数に対する変化率を大きくするため、導線間のキャパシタンス効果を増強する結線方式とツイスト型巻線形式を採用することである。

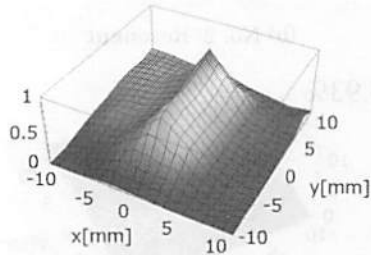
提唱するツイストコイルを採用した共振結線型 ECT センサは従来の ECT センサと比較して 200~350 % 程度の感



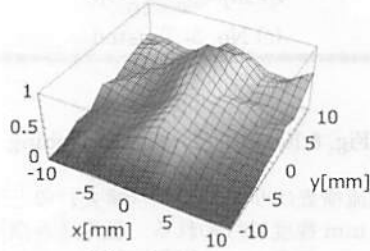
(a) Lift off: 0 mm



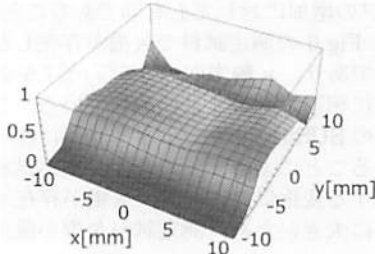
(b) Lift off: 1.0 mm



(c) Lift off: 2.0 mm



(d) Lift off: 3.0 mm



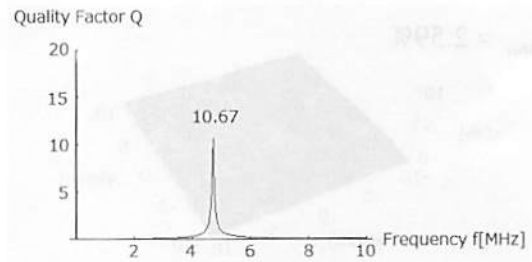
(e) No defects

0 MAX

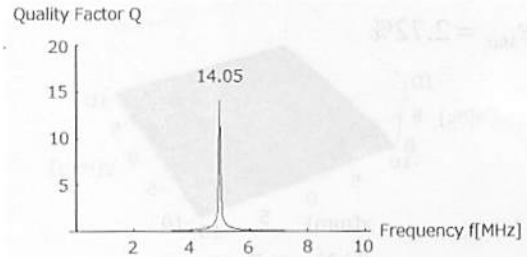
Fig. 10 Results of defect searching.

度を持つことを示した。

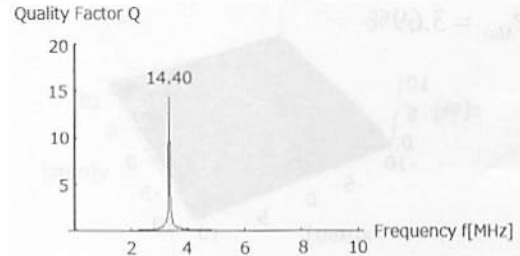
インピーダンスと位相の実験結果から、畳み込み演算によって感度向上が可能であることを述べた。すなわち、畳み込み演算を行った結果は通常の4倍近いリフトオフに対しても有効であることを示した。



(a) No. 1: Normal



(b) No. 2: Resonant



(c) No. 3: Twisted

Fig. 9 Quality Factor Q.

しかしながら、本論文では駆動周波数として3 MHz前後の比較的高い共振周波数も用いたため、表皮深さが浅くなる課題がある。この課題を解決する方途として外付けのコンデンサを接続し意図的に共振周波数を下げる等のさらなる研究が必要と考えられる。

#### References

- 1) I. Marinova, S. Hayano and Y. Saito, Polyphase eddy current testing, *Journal of Applied Physics*, Vol. 75, No.10, pp. 5904-5906, 1994.
- 2) N. Burais and A. Nicolas, Electromagnetic field analysis in *Tran. on Magn.*, Vol.25, No.4, pp.3010-3012, 1989.
- 3) S. McFee and J.P. Webb, Automatic mesh generation for h-p adaptation, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol.29, No.2, pp.1894-1897, 1993.
- 4) Y. Midorikawa, S. Hayano and Y. Saito, A resonant phenomenon between adjacent series connected coils and its application to a noise filter, *Advanced Computational and Design Techniques in Applied Electromagnetic Systems*, Vol.6, pp. 633-639, 1995.
- 5) S. Hayano, Y. Nakajima, H. Saotome and Y. Saito, A new type high frequency transformer, *IEEE Trans. on Mag.*, Vol. 27, No.6, pp.5205-5207, 1991.

2012年8月14日受理, 2012年12月23日再受理, 2013年2月14日採録

# 第22回 MAGDAコンファレンス in 宮崎

—電磁現象及び電磁力に関するコンファレンス—

## 講演論文集



会期：2013年12月2日(月)～3日(火)

会場：宮崎市 宮崎観光ホテル 東館2F

主催：日本AEM学会

協賛：日本機械学会、電気学会、日本磁気学会、日本シュミレーション学会

日本生体磁気学会、計測自動制御学会、システム制御情報学会、

日本原子力学会、日本保全学会、日本非破壊検査学会、

IEEE Magnetics Society (Japan Chapter)、プラズマ・核融合学会、

日本ばね学会、ライフサポート学会、宮崎大学

## OS4-04

## 一次・二次コア分離型平面変圧器の数値解析

福士泰弘<sup>\*1</sup> (学正員), 齊藤兆古<sup>\*1</sup> (正員)

## Numerical Analysis of The Flat Transformers

Yasuhiro Fukushi\* (Hosei University), Yoshifuru Saito (Hosei University)

Because of its low leakage flux distribution characteristics, the flat transformers composing separately primary and secondary cores is a far preferable transformer for the contactless power suppliers use. However, the flat transformer is one of the modified shell type transformers so that its weight is heavy.

In the present paper, we try to decide the design policy of the light weigh flat transformers by numerically evaluating the details flux distributions. In Particular, we investigate a relationship between the flux density distributions and coupling factors while changing the driving frequency.

キーワード：非接触給電, 平面変圧器, 数値解析, 有限要素法

Keywords : Contactless power supplier, Flat transformer, Numerical Analysis, FEM

## 1 緒言

近年、電気自動車の普及と共にバッテリー充電のための非接触給電の実用化が望まれている。電気自動車に於いても可能な限りエネルギー損失が少ない高効率駆動が望まれるのは言うまでもない。電動機で確実に効率を向上させる手段は高電圧化である。理由は高電圧小電流駆動は確実に銅損を削減するためである。これはバッテリーシステムでも銅損の削減につながり、結果として、バッテリーの充電も高電圧が望ましい。しかし、直接接触による充電は感電の可能性が拭い切れない。

このような需要に答える一給電方法が非接触給電である。非接触給電では電極が剥き出しにならないため、感電は確実に避けられる。しかしながら、空間中を大きな電気エネルギーが通過するため、必然的に非接触給電システム近傍では強力な電磁界が分布し、周辺の電気・電子機器に対する障害を与える可能性が大となる。

我々はこのような問題点を克服する非接触給電システムを開発するため、一次、二次のコアが外鉄型の

一種であるスープ皿形状のフェライトコアを使った平面変圧器を開発している。

我々の一次・二次コア分離型平面変圧器は外部に漏洩する磁束が極めて少なく、いわゆる誘導障害や SAR(Specific Absorption Rate) 問題も喚起しない[1]。

通常、変圧器は駆動周波数に無関係に一次・二次間の結合係数は一定とされている。これは従来の磁路が閉じた変圧器では殆ど成り立つ。しかしながら、一次・二次コア分離型変圧器では一次・二次間の結合係数が周波数の関数となり、一般に周波数が高いほど結合係数も高くなる。

本論文では、このような通常の変圧器では考えられない関係を三次元有限要素解析を行い解明することを目的としている。すなわち、数値電磁界解析を駆使して一次・二次コア分離型変圧器の駆動周波数、結合係数、磁束分布間の関係を明らかにし、軽量で高結合係数を与える磁気コア形状設計の手掛かりを得んとするものである。

## 2 一次・二次コア分離型平面変圧器

## 2.1 試作フラット変圧器

非接触給電システムでは一次・二次コイル分離型の

連絡先：福士 泰弘, 〒184-8584 小金井市梶野町 3-7-2, 法政大学大学院工学研究科電気電子専攻齊藤兆古研究室, e-mail: yasuihiro.fukushi.7t@stu.hosei.ac.jp

<sup>\*1</sup>法政大学大学院工学研究科電気工学専攻

変圧器を採用することで非接触な電力電送を可能とする。変圧器のコア材は比較的重量があるため、コア材の量を削減する方途として高周波駆動が一般的である。高周波特性のよい磁性材料はフェライトである。

我々は非接触給電システム用のスープ皿形状のフェライトを用いた一次・二次コイル分離型単相変圧器を試作した。

Fig. 1 に試作フラット変圧器を示す。Table 1 に試作フラット変圧器の諸定数を示す。

Table 1 Specification of the flat shape transformer. Specification of the primary core is listed and those of secondary is the same to the primary.

Primary core: Outer diameter	105mm
Primary core: inner diameter	99mm
Primary core: thickness	7mm
Primary core: diameter	105mm
Primary core: depth of the cylinder cut	1mm
Primary core: length of the spiral winding	506.3mm
Primary core: diameter of the conductor	0.4mm

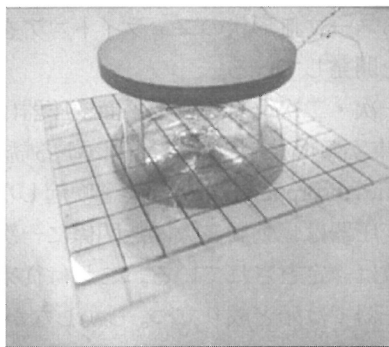


Fig.1 A developed flat transformer consisting of the soup plate shape ferrite cores.

## 2.2 結合係数

一次・二次コイル間の漏洩磁束の過多を表す指標である結合係数  $\kappa$  は変圧器の最も重要な性能指標の一つである。すなわち、結合係数  $\kappa$  が大きいことは変圧器周辺の漏洩磁束が小さいことを意味する。

我々の作成したスープ型フェライトを使用した変圧器の結合係数は駆動周波数に依存し、駆動周波数が高くなるほど結合係数も高くなる。Fig.2 は一次・二次間の距離が 1cm である場合の駆動周波数と結合係数の関係を示す。

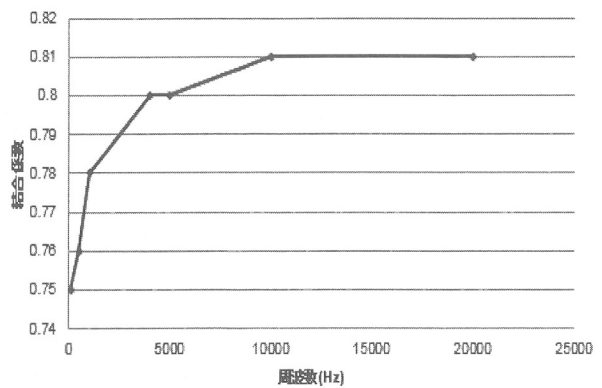


Fig.2 Relationship between the driving frequency and coupling factor.

Fig.2 は試作平面変圧器の駆動周波数の増加は結合係数の増加を促すが、10kHz 程度ではほぼ一定値 0.81 となる。このような従来型の変圧器では考えられない関係を数値シミュレーションで明らかにする。

## 3 有限要素法による磁界分布解析

### 3.1 シミュレーションモデル

Fig. 3 はシミュレーションモデルを示す。シミュレーションモデルは Fig.1 に示す試作平面変圧器を忠実に計算機上に再現している。

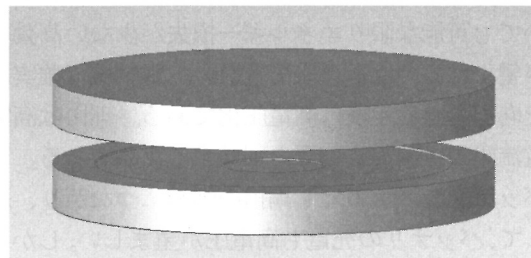


Fig.3 Transformer simulation model employing the soup plate like ferrite cores.

### 3.2 磁束分布

Fig.4 (a)-(g) はそれぞれ駆動周波数を 50, 500, 1000, 4000, 5000, 10000, 20000Hz とした場合の磁束密度の大きさ分布である。

磁束密度の大きさ分布を評価する目安として、Fig.4 中の各磁束密度の大きさ分布で、上部と下部の磁束密度分布の大きさが小さい青色部分の括れに着目する。上部の括れの大きさは周波数の増加に比例して増加する傾向がある。この傾向は下部の括れでは顕著となり、結合係数が飽和値  $\kappa=0.81$  となる駆動周波数 10kHz で



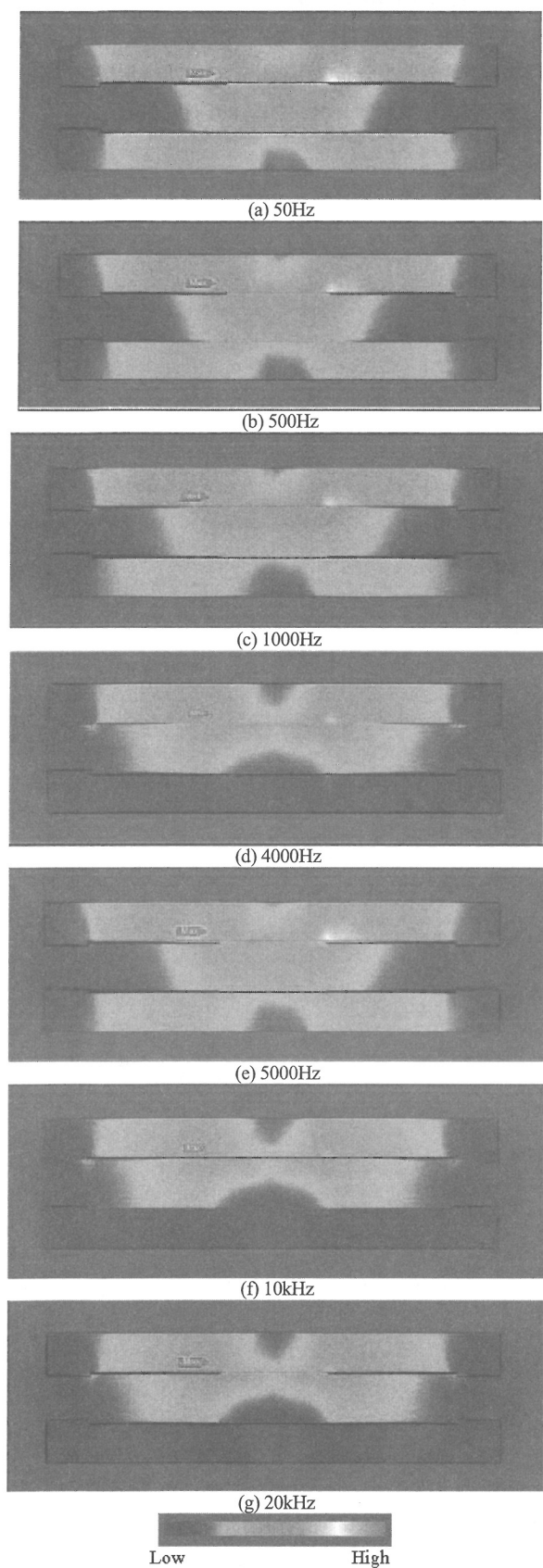


Fig.4 Magnetic flux density distributions under different exciting frequencies.

ほぼ一定の大きさになる。

上部の括れは、励磁電流の分布が如何なる周波数に対しても一定であるため、駆動周波数に殆ど関係しないと考えられる。他方、下部の二次コイルに誘起する電圧は、励磁電流の大きさが一定である限り、ファラデーの法則から周波数に比例する。さらに、Fig.1もしくはFig.3中に示されているスパイラル状に巻かれた二次コイルには、コイルに対して中心部分を通過する磁束が共通であるため、外側のコイルほど誘起電圧が大きく内側ほど誘起電圧は低下する。

Fig.4の磁束密度の大きさ分布で、下部中心に位置する弱い自訴密度分布の括れが周波数に比例して大きくなることはスパイラル状に巻かれた二次コイルの中心部分に分布する磁束密度の大きさが低下することを意味し、二次コイルの内側と外側に誘起する逆起電力の差が削減されることを意味する。換言すれば、駆動周波数の高周波化は二次コイルに誘起する逆起電力の均一化を促し、結果としてプリント基板で使われるストリップラインの影像電流と類似した形の二次電流分布を構成する。すなわち、二次電流分布は周波数の増加と共に一次電流の影像電流となる。影像電流の分布一定に達した時点で結合係数が最大値へ到達し、さらなる駆動周波数の高周波化は結合係数の増加に繋がらない。

以上の結果から、供試一次・二次コイル分離型単相変圧器の駆動周波数は10kHzが最適値であり、10kHzよりも高い周波数の駆動はいたずらにフェライトの鉄損を増加させるだけであり、結合係数の増加に繋がらないことが判明した。

#### 4 結言

本論文では、非接触給電用一次・二次コイル分離型変圧器の結合係数が周波数に依存するメカニズムを三次元有限要素法による数値シミュレーションで明らかにした。

その結果は、一次・二次コイル分離型変圧器の最適駆動周波数が有限要素法によるシミュレーションで決定できることに繋がった。

#### 参考文献

- [1] 高田将吾、齊藤兆古、ウェーブレット変換に拠る非接触給電システム周辺電磁界分布解析、電気学会マグネティックス研究会資料 MAG-10-154、2010.
- [2] 富士泰弘、齊藤兆古、三次元電磁界解析による一次二次

コア分離型変圧器の設計に関する考察、平成 24 年度電気学会基礎・材料・共通部門大会、P-2, 2012.

[3] 福士泰弘、齊藤兆古、一次・二次コア分離型平面変圧器の数値解析、平成 25 年度電気学会基礎・材料・共通部

門大会、13-A-a1-4, 2013.

[4] 大橋竜也、齊藤兆古、一次・二次コア分離型変圧器周辺の磁界ベクトル分布の可視化、日本可視化情報学会 第 39 回可視化情報シンポジウム, P01-006, 2011.

## OS4-05

## 有限長ソレノイドコイルにおける共振現象の解析モデリング - 準解析的モデリング -

Modeling of the Finite Length Solenoid Coils Exhibiting Resonance phenomena  
- Quasi-Analytical Modeling -

岩永連弥\*<sup>1</sup>(学正員), 齊藤兆古\*<sup>1</sup>(正員)

Renya Iwanaga, Yoshifuru Saito (Mem.)

Higher frequency operation of the finite length solenoid coils often leads to a resonance phenomenon. In most case, this is parallel resonant caused by the mutual action between the stray capacitances among the coils and the coil inductances. Any of the conventional numerical methods, e.g., FDM and FEM, could not solve such the mixed problems of the static, diffusion and wave equations.

To overcome this difficulty, we have exploited a quasi-analytical method to analyze the resonant phenomena in the finite length solenoid coils.

As a results, we have succeeded in reproduce the parallel resonant phenomena.

*Keywords:* Quasi-analytical method, stray capacitances, resonance, finite length solenoid coils.

### 1 緒言

小型・軽量・高性能な個人用計算機 (Personal Computer, 以下,PC と略記) は,その多機能化と低価格化により広汎な普及を遂げている。

従来,電磁界の数値解析は極めて大規模の計算となるため,大型計算機で行われていた。しかし,近年の高性能 PC の普及は電磁界解析を個人レベルで可能とし,商用電磁界解析パッケージも販売されるに至っている。

また,電気電子機器の高性能化に伴い,高周波動作を前提とする磁気素子が増加している。これは,電磁界解析において,磁気素子の抵抗やインダクタンスを集中定数として考えることが困難なことを意味している。

一方,電磁界解析は,電磁界を支配する方程式が偏微分方程式であることから,微分を有限差分で直接置き換える有限差分法(Finite Difference Method),変分原理に基づく有限要素法(Finite Element Method)などの数値解析法で行われる。また,電磁界が無限遠点まで広がる開領域問題に対しては,偏微分方程式の基本解を仮定した境界要素法(Boundary Element Method)などの積分方程式形解法が採用される。何れの数値解析法も空間・時間領域を細分化し,細分化された個々の領域で解析的な関数を仮定して解くのが共通の特徴である。

連絡先: 岩永 連弥, 〒184-8584 東京都小金井市梶野町 3-7-2, 法政大学大学院理工学研究科電気電子工学専攻,  
e-mail:renya.iwanaga.3ar@stu.hosei.ac.jp

\*<sup>1</sup>法政大学

本論文で述べる準解析的電磁界解析法とは,古典的な解法による解析解と,現代の問題対象領域を細分化して解く方法を組み合わせたものである。問題対象領域を細分化する作業は,従来の数値解析法と同じである。しかし,細分化する過程は大幅に異なる。

従来の数値解析法は,細分化された個々の領域で比較的簡素な解析的な解を仮定するため,細分化の方法に比較的自由度が高い。しかし,準解析的方法は,細分化された個々の領域で解析解を仮定するため,細分化の方法は限定され,自由度は少ない。

従来の方法は,細分化した領域で,解の形を仮定するのみであるから,高精度な解を得るためには大規模計算が必要となる。他方,準解析的方法は,細分化する時点で解析解を前提とするため,比較的小規模な計算で高精度な結果が得られる。また,解析解の組み合わせで定式化を行うため,閉領域・開領域に無関係に両者を包含した解を与える。すなわち,有限要素法と境界要素法,または,微分方程式法と積分方程式法を包含した解析法が準解析的電磁界解析法である。

このような観点から筆者らは準解析的方法を提唱し,その有効性を従来の数値解析では不可能であった問題を解析可能とすることで報告してきた[1,2]。

筆者等の提唱する準解析的方法に対して,指摘された唯一の問題点は,変位電流が勘案されていない点であったが,フィルム状導体の解析において変位電流が

考慮され、新しい準解析的手法として提案されている[3]。本論文は、この新しい準解析的手法を用いて、従来のキャパシタンスを考慮しない解析手法では解析不可能な、有限長ソレノイドコイルの共振現象が解析可能なことを報告する。

## 2 準解析的電磁界解析法

### 2.1 モデリング

ここでは、本論文で採用する有限長ソレノイドコイルの例を取り上げて解析手法の原理を説明する。まず、Fig.1 に示す有限長ソレノイドコイルについて考える。ここで、Fig.1(a)に示すように、有限長ソレノイドコイルの1巻を解析的な取扱いが容易な  $m$  個の丸型導体へ分割し、それを巻数  $n$  個分連ねる。丸型導体モデル中の平行な2本を Fig.1(b)に示す。

丸型導体の長さはソレノイドの1巻を円で近似し、その円周の  $1/m$  とする。これは、丸型導体の数  $m$  を無限大とした場合に有限長ソレノイドを再現可能とする条件による。

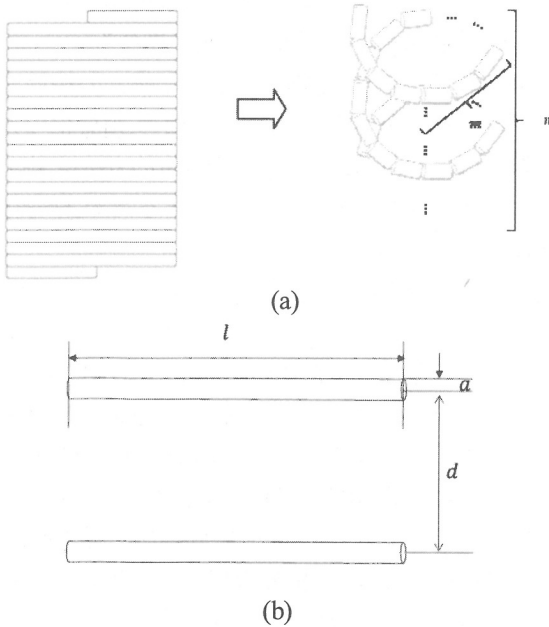


Fig.1 Model of finite length solenoid coil

個々の丸型導体の電気抵抗  $r$  と自己インダクタンス  $L$  は解析的に計算可能であり、次式で与えられる。

$$r = \sigma \frac{l}{\pi a^2} \quad (1)$$

$$L = \frac{\mu_0}{8\pi} l + \frac{\mu_0}{2\pi} l \left[ \ln \left( \frac{2l}{a} \right) - 1 \right] \quad (2)$$

ここで、 $\sigma$ 、 $a$ 、 $l$ 、 $\mu_0$  はそれぞれ、抵抗率、丸型導体の半径、長さおよび真空中の透磁率である。

### 2.2 等価回路

Fig.1 のモデルでは同一丸型導体が平行に配置されているから、導体間に磁束による相互結合が存在し、この相互結合は相互インダクタンス  $M_{ij}$  で表される。さらに、丸型導体間に存在する変位電流はキャパシタンス  $C_{ij}$  で表される。

$$M_{ij} = \frac{\mu_0}{2\pi} \left[ \ln \left( \frac{l + \sqrt{l^2 + d_{ij}^2}}{d_{ij}} \right) - \sqrt{1 + \left( \frac{d_{ij}}{l} \right)^2} + \frac{d_{ij}}{l} \right] \quad (3)$$

$$C_{ij} = \frac{\pi \epsilon_0 l}{\ln \left( \frac{d_{ij} - a}{a} \right)} \quad (4)$$

ここで、下添え字  $ij$  は第  $i$  番目と  $j$  番目の丸型導体を示し、 $d_{ij}$  は第  $i$  番目と  $j$  番目の丸型導体間の距離である。

従って、分割個数  $m = 3$ 、巻数  $n = 2$  の場合、Fig.1(a) の有限長ソレノイドコイルは、Fig.2 の等価回路で表される。すなわち有限長ソレノイドコイルのインピーダンスの周波数特性解析問題は、Fig.2 に示す等価回路を複数個組み合わせさせた電気回路解析問題へ帰する。

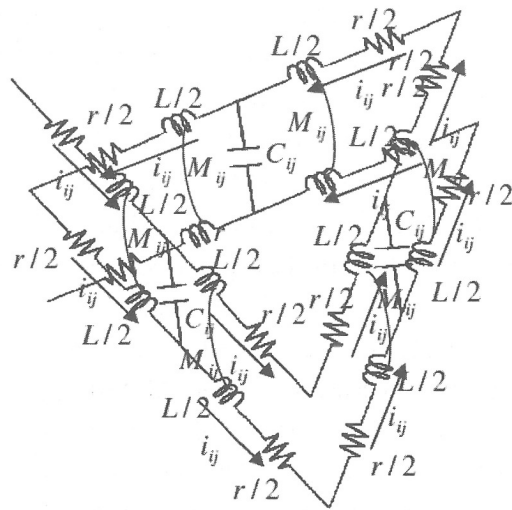


Fig.2 Simplified equivalent circuits.

簡単のため、Fig.2 の等価回路において、相互インダク

タンス,キャパシタンスは,平行である上下間の丸型導体間に存在するとした。

### 2.3 解析

$\mathbf{X}, \mathbf{Y}$  を式(5b),(5c)のようにそれぞれ状態変数ベクトルと入力ベクトルとすれば, Fig.2 の等価回路の定常状態におけるシステム方程式は次式で与えられる。

$$\mathbf{Y} = \mathbf{D}\mathbf{X} \quad (5a)$$

$$\mathbf{X} = [i_1 \quad i_2 \quad \cdots \quad i_{n \times m+1} \quad v_1 \quad v_2 \quad \cdots \quad v_{n \times m}]^T \quad (5b)$$

$$\mathbf{Y} = [v \quad \overbrace{0 \quad 0 \quad \cdots \quad 0}^{2(n \times m)}]^T \quad (5c)$$

ここで,行列  $\mathbf{D}$  は,次式で与えられる。

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2}(R+L+M) & K \\ K^T & C \end{bmatrix} \quad (6a)$$

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} r & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 2r & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & & & & \vdots & \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 2r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 0 & r \end{bmatrix} \quad (6b)$$

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} j\omega L & 0 & 0 & j\omega M_{ij} & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 2 \times j\omega L & 0 & 0 & \cdots & j\omega M_{ij} & 0 \\ \vdots & & & & & \vdots & \\ 0 & j\omega M_{ij} & 0 & 0 & \cdots & 2 \times j\omega L & 0 \\ 0 & 0 & 0 & j\omega M_{ij} & \cdots & 0 & L \end{bmatrix} \quad (6c)$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} -j\omega \sum_{j=1}^m C_{ij} & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & -j\omega \sum_{j=1}^m C_{ij} & 0 & \cdots & j\omega C_{ij} & 0 \\ \vdots & & & & \vdots & \\ 0 & j\omega C_{ij} & 0 & \cdots & -j\omega \sum_{j=1}^m C_{ij} & 0 \\ 0 & 0 & j\omega C_{ij} & \cdots & 0 & -j\omega \sum_{j=1}^m C_{ij} \end{bmatrix} \quad (6d)$$

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & & & & \vdots & \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \quad (6e)$$

式(6a)の行列  $\mathbf{D}$  は正方形行列であるから,  $\mathbf{D}$  の逆行列を式(5a)のシステム方程式の両辺にかけることにより, 式(7)を得ることができる。

$$\mathbf{X} = \mathbf{D}^{-1}\mathbf{Y} \quad (7)$$

よって,式(7)から得られた  $\mathbf{X}$  から,  $n \times m + 1$  番目に流れる電流  $i_{n \times m+1}$  が出力電流となるので,出力電流  $i_{n \times m+1}$  の絶対値で入力電流  $V$  を割ることで,有限長ソレノイドコイルのインピーダンスは,次式により求められる。

$$Z = 1/|i_{n \times m+1}| \quad (8)$$

## 3 例題

### 3.1 解析モデル

準解析的方法による有限長ソレノイドコイルの計算例を示す。ここで,計算で用いた有限長ソレノイドコイルの諸定数を Table.1 に示す。

Table.1 Various constants used in the computation of finite length solenoid coil

材質	銅
銅の抵抗率	$1.72 \times 10^{-8} [\Omega \cdot \text{m}]$
ソレノイドの大きさ	直径 2[cm] × 長さ 2.2[cm]
巻数	20
コイル径	0.2[mm]
分割個数	250
印加電圧	1.0[V]

### 3.2 解析結果

Fig.3 に比較のため,20 回巻の有限長ソレノイドの実測値のインピーダンスの周波数特性を示す。

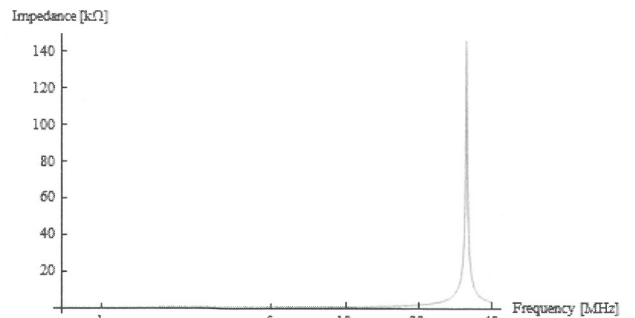


Fig.3 Experimented impedance vs. frequency characteristic of the finite length solenoid coil composed by 20 turns coils

Fig.4 には分割数  $m=250$  個として,準解析的手法によって 20 回巻きの有限長ソレノイドコイルのインピーダンス対周波数特性である。インピーダンスは式(8)による。

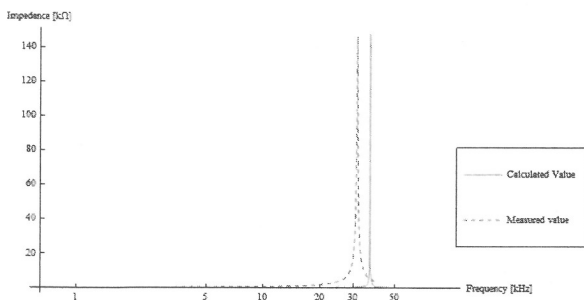
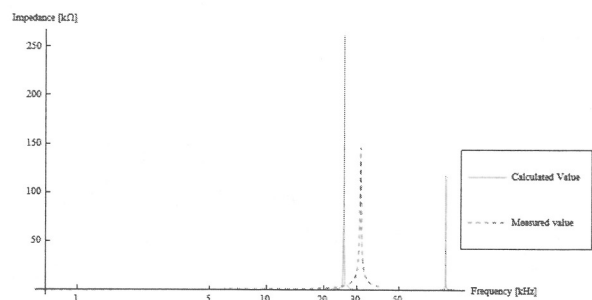


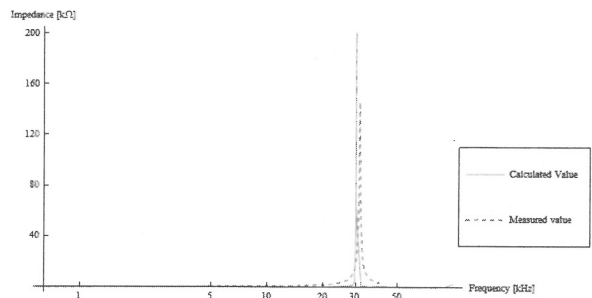
Fig.4 Frequency characteristics of the impedance

Fig.4 は準解析的方法が Fig.3 の並列共振現象を再現している。Fig.4 で、準解析的方法が与える共振周波数は実測よりも多少高周波であるが比較的簡素な準解析的方法のモデルであっても、比較的良好に共振現象を再現可能であることを意味する。

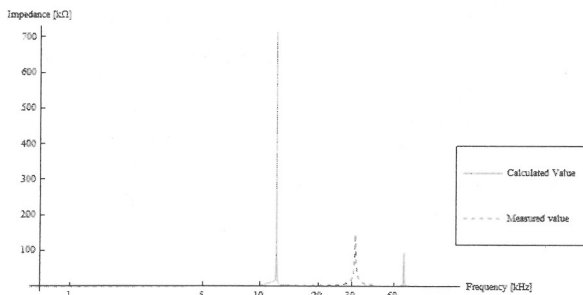
分割個数  $m$  を変えた場合の計算結果を Fig.5 に示す。



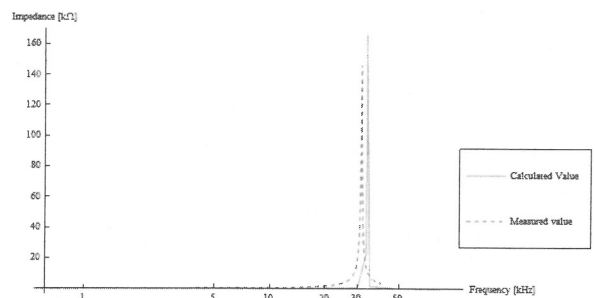
(c)  $m=100$



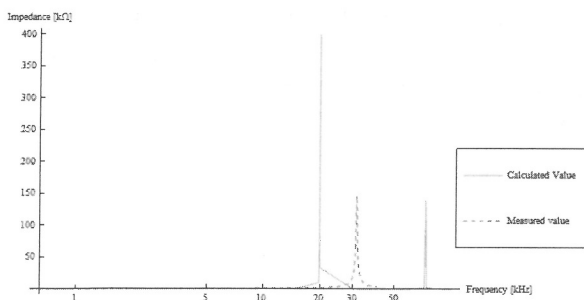
(d)  $m=150$



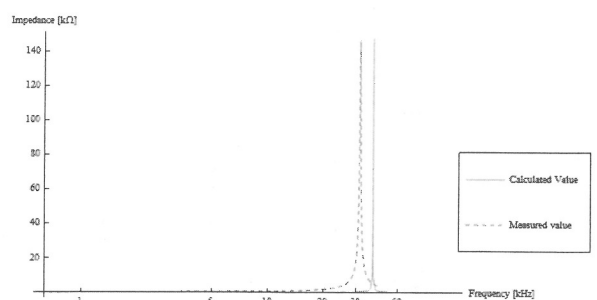
(a)  $m=10$



(e)  $m=200$



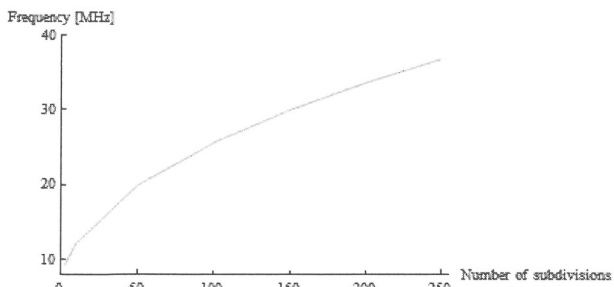
(b)  $m=50$



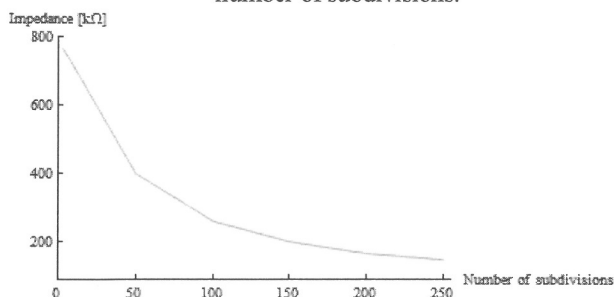
(f)  $m=250$

Fig.5 Frequency characteristics of the impedance changing the number of subdivisions.

Fig.5 から、複数の共振点が表れていることがわかる。これは、有限長ソレノイドコイルを複数個の丸型導体に分けて分布定数系として計算していることに起因する。分割個数  $m$  の増加と共に第1,第2共振点は共に高くなっていく。



(a) Relationship between the resonant frequency and the number of subdivisions.



(b) Relationship between the impedances and the number of subdivisions.

Fig. 6 Summary of the convergence properties of the quasi-analytical method.

Fig.6(a)から,分割個数が10個の場合は,共振周波数が低く,分割個数の増加に伴い共振周波数も高周波となることがわかる。分割個数の増加で徐々に一定の共振周波数となる傾向が見られる。

Fig.6(b)は分割個数の増加はインピーダンスの低下を促し徐々に一定値に収束することを示している。これは,有限長ソレノイドコイルを複数個の丸型導体に分割し,分布定数系として計算していることに他ならない。

準解析的方法による共振周波数は Fig.3 の実測値よりも多少高く,共振時のインピーダンスの周波数に対する尖鋭度も実測値よりも大きい。これは,現時点での準解析的方法はコイルの断面方向に対する表皮効果や平行方向のキャパシタンスのみを勘案したモデルであることに起因する。

## 4 結論

本稿では,有限長ソレノイドコイルを直線状導体の立体等価回路モデル化し,その等価回路を導出した。導出した等価回路を解くことで有限長ソレノイドコイルの共振現象が再現可能であることを示した。

よって,導体間のキャパシタンスとして浮遊容量を勘案する準解析的方法の新しいモデルを提唱し,従来の如何なる数値解析方法でも不可能であった,拡散と波動現象を含む系の解析が可能となった。

## 参考文献

- [1] T.Takano, S.Hayano, and Y.Saito, “Coil impedance computation having arbitrary geometrical shape,” IEEE PESC’98, Vol.2, May 1998
- [2] 渡澤泰之,早野誠治,斎藤兆古,“準解析的方法による電磁界解析手法の提案,” マグネティックス研究会資料,MAG-00-117,2000
- [3] 渡澤泰之, 早野誠治, 斎藤兆古:“準解析的方法による電磁界解析手法の提案 -導体間のキャパシタンス-”, マグネティックス研究会資料, MAG-00-254, 2000





## OS6-02

## ∞コイル型渦電流センサの最適設計に関する考察

## A study of optimized design of the ∞ eddy current sensor

菊地原弘基<sup>\*1</sup>(学正員), 齊藤兆古<sup>\*1</sup>(正員)  
大内学<sup>\*2</sup>, 茂木秀夫<sup>\*2</sup>, 及川芳朗<sup>\*2</sup>

Hiroki KIKUCHIHARA (Stu. Mem.), Yoshifuru SAITO (Mem.)  
Manabu OUCHI, Hideo MOGI, Yoshiro OIKAWA

Eddy current testing (ECT) is one of the most representative nondestructive testing methods for metallic materials, parts, structures and so on. Operating principle of ECT is based on the two major properties of magnetic field. One is that alternating magnetic field induces eddy current in all of the conducting materials. Thereby, an input impedance of the magnetic field source, i.e., electric source, depends on the eddy current path. Second is that the magnetic field distribution depends only on the exciting but also the reactive magnetic fields caused by the eddy currents in targets. Former and latter are the impedance sensing and magnetic flux sensing types, respectively.

This paper concerns with an optimization of a new magnetic flux sensing type sensor named "∞ coil" whose exciting and sensing coils are composed of the ∞ shape and finite length solenoid coil wound ferrite bar, respectively. Optimization of this ∞ coil fully depends on the 3D finite elements methods. According to the 3D finite element simulation results, we have successfully carried out the optimum size of two exciting coils and a sensing coil.

*Keywords:* Eddy current, Nondestructive testing, Optimization

## 1 緒言

現代の文明社会を支えるのは人類の叡智が創造した多くの文明の利器である。例えば、高速な移動手段を提供する高速鉄道、自動車、航空機、そして、電力生成・系統システム、照明システム、セキュリティシステムなど、いわゆる産業プロダクトから鉄橋、大型ビルや高速道路などの社会的インフラストラクチャまで広汎で多岐に渡る文明の利器が存在し、人類の文明生活を支えているのは自明であろう。

これら文明の利器の多くは何らかの形で機械的構造を持ち、強度や形状維持のフレームが存在する。大部分のフレーム材は金属材料からなり、それぞれの産業プロダクトの機能を維持するため、機械的ストレスを受け続けている。産業プロダクトの中で、大量輸送に関わる大型バス、高速列車、大型旅客機のみならず、原子力発電所で代表される大規模エネルギー変換システムなどのプラントや社会的インフラストラクチャ設備では、機械的ストレスだけでなく熱応力、中性子による劣化などが発生する。当然ではあるが、これらの

産業プロダクトではフレームの健全性が高度な信頼性、安全性の確保が要求されるために極めて重要な要素である。

金属の健全性を確保する手段として最も基幹的で重要な技術が、金属材料に対する非破壊検査技術である。金属の非破壊検査法として、渦電流探査法 (Eddy Current Testing, 以後 ECT と略記)、電気ポテンシャル法、超音波映像法および X 線断層撮影法のような様々な方法がある。この中で、ECT による方法は、検査対象と直接接触の必要がなく、比較的簡単な装置で高速な検査が可能である。このため、ECT は自動車の個々の部品検査から橋梁の劣化検査など極めて多くの分野で広汎に使われている。これは、人類の創造する文明の利器の力学的強度維持は、大部分が導電性を有する金属材料からなるためであり、特に ECT は選択的に非接触で金属部分のみ検査可能である[1-3]。

本稿は、∞コイル型渦電流センサの最適設計に関するものである。∞コイルは励磁コイルと検出コイルから構成され、検出感度は各コイルの大きさに依存する。形状の最適設計には励磁コイルの大きさを基準としソレノイド型検出コイルの半径、コイル長を変化させた時の検出感度を有限要素法により算出する。各形状での計算結果から半径とコイル長さの近似関数を導出し

連絡先：菊地原 弘基，〒184-8584 小金井市梶野町 3-7-2，  
法政大学大学院工学研究科電気工学専攻齊藤兆古研究室，  
e-mail: hiroki.kikuchihara.6e@stu.hosei.ac.jp

<sup>\*1</sup>法政大学大学院工学研究科電気工学専攻

<sup>\*2</sup>電子磁気工業株式会社

最適値を求める。よって、本論文は全ての試行計算結果から近似関数を求めるため、試行計算結果を無駄にすることがない最適設計の方法とその実例を紹介する。

## 2 ∞型 ECT センサ

### 2.1 ECT センサの動作原理

ECT の動作原理は、大別して二方法がある。一方は交番磁界を検査対象に照射することで被検査対象中に渦電流を発生させ、被検査対象中の欠損の有無による渦電流分布の相違を電源から見た入力インピーダンスの変化で感知する方法である。ここでは、この ECT 法をインピーダンス感知型と呼ぶ。このインピーダンス感知型 ECT の特徴は励磁コイルがセンサも兼ねる点にあり、構造が簡単で安価である。他方は励磁コイル以外の検出コイルを備えた励磁・検出コイル分離型である。この励磁・検出コイル分離型は被検査対象中の欠損の有無に起因する渦電流分布の相違が喚起する磁束の変化を感知する検出コイルの配置に自由度を持つ。このため、励磁・検出コイル分離型は、インピーダンス感知型に比較して高感度とされているが、検出コイルの構造や設置場所など多くの経験的習熟度を必要とする。

本論文で述べる∞コイル型 ECT センサの動作原理は励磁・検出コイル分離型に属し、その最適設計法を実例を通して述べる。

### 2.2 ∞コイル型 ECT センサの動作原理

∞コイル型 ECT センサは、二個の励磁コイルとコアに磁性体を持つ検出コイルから構成されている。二個の励磁コイルを隣り合う位置に配置し、互いに逆位相の電流を流す。励磁電流により生じる磁界分布は逆の極性を持ちループ状に形成されるため二個の励磁コイルの間には磁界がゼロまたは極めて小さい値となる領域が生まれる。コアにフェライトなどの磁性体を持つ検出コイルを二個の励磁コイル間の極めて磁界が小さい値を取る領域へ励磁コイルの面に対し垂直な方向に設置する。検出コイルの面が励磁コイルによって生じる磁界と常に平行となるため検出コイルには誘起電圧が発生しない。更に磁界が極めて小さい領域へ配置されることにより検出コイルが持つ磁性体の影響が少なく、元の磁界分布を乱さない設計となる。この∞コイル型 ECT センサを健全な被検査対象上に設置した場合、被検査対象中には励磁電流の逆方向に渦電流が流れる。被検査対象中の渦電流によって生じる磁束は検

出コイルの面に対し平行成分となるため誘起電圧は発生しない。しかし、被検査対象中に欠損が存在する場合、欠損を迂回する渦電流が発生し、検出コイルの面に対し垂直な磁束成分が生まれる。このため検出コイルに誘起電圧が発生し、欠損の有無を識別することが可能となる。

### 2.3 ∞コイルのモデリング

∞コイルのモデリングには有限要素法によるシミュレーションを用いコイルデザインの最適化を行った。Fig.1 は二個の隣り合う励磁コイルを示し、Fig. 2(a)はこれら二個の励磁コイルに逆位相の電流を流した場合の磁束密度分布を示す。コイル内の磁束密度の値に対しコイル間の磁束密度は小さくなっていることがわかる。Fig. 2(b)は二個のコイル間にコアにフェライトを持つ検出コイルを挿入したシミュレーション結果である。検出コイルを磁束密度が極めて小さい部分に配置するため励磁コイルによる磁界に影響を与えない。更に、コアに磁性体を使用することが可能となるため感度の向上に繋がる。

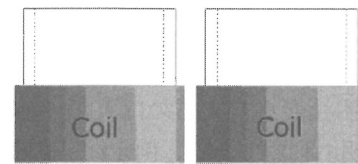
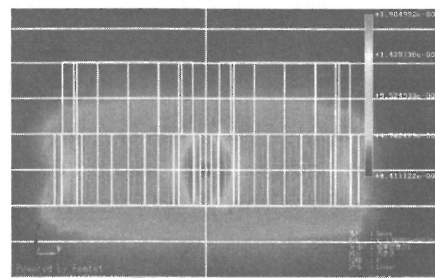
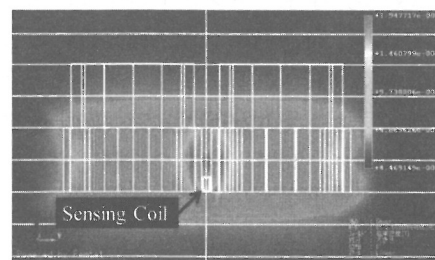


Fig. 1 Two exciting coils.



(a) Without ferrite bar



(b) With ferrite bar

Fig. 2 Magnetic fields intensity distribution.

## 2.4 ∞コイルの3Dシミュレーション

Fig. 3 に示す∞コイルの動作原理を検証するために三次元の有限要素法によるシミュレーションを行う。Table 1 に励磁コイルと検出コイルの諸定数を示す。∞コイルは厚さ 1mm の銅板上に配置され、欠損が無い場合、検出コイルに対し欠損が 0 度、90 度、45 度の場合について計算する。

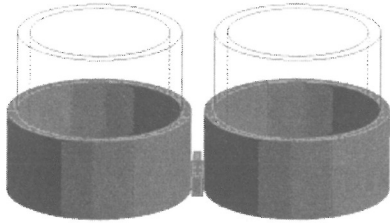


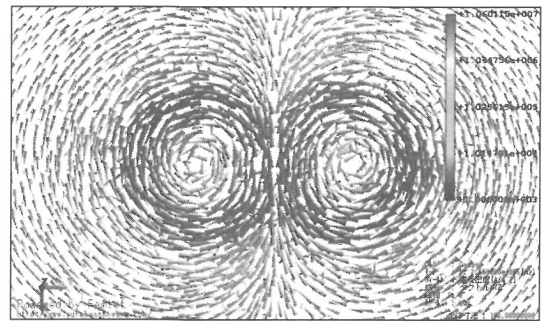
Fig. 3 3D simulation model of the ∞ coil.

Table 1 Various constants used in the 3D simulation.

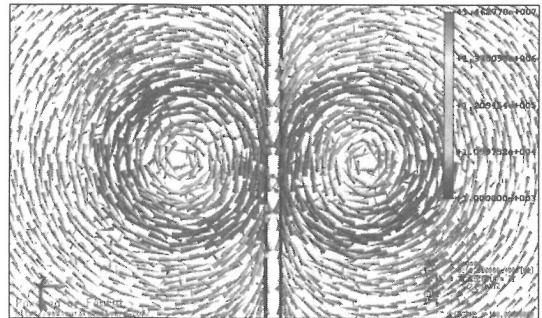
Exciting coil	
Coil outer diameter	22.4mm
Coil inner diameter	20mm
Coil length	10mm
Number of turn	75
Input current(peak)	250mA
Frequency	256kHz
Sensing coil	
Coil outer diameter	1.4mm×2.4mm
Coil inner diameter	1mm×2mm
Coil length	6mm
Number of turn	100
Axis core	JFEferrite_MB1H_23°C

Fig. 4, 5 はそれぞれ銅板上に流れる渦電流と検出コイルのフェライトコア内の磁束密度分布を示している。銅板中に欠損が存在しない場合、Fig. 4(a)に示す渦電流が流れる。渦電流によって生じる磁束密度は検出コイルの面に対し平行方向のみであるため Fig. 5(a)に示す方向となる。したがって欠損が存在しない場合、検出コイルに誘起電圧は発生しない。Fig. 4(b)は 2mm の幅の欠損が検出コイルに対し 0 度に配置された時の渦電流分布である。渦電流は欠損に沿う方向に流れるが、検出コイルの面に垂直の磁界を生む成分は流れないためフェライトコア内の磁束密度は Fig. 5(b)となる。0 度の場合も検出コイルに誘起電圧は発生せず、欠損を検知することは難しい。Fig. 4(c)に欠損が検出コイルに対し 90 度に配置した時の渦電流分布を示す。銅板中の渦電流は欠損によって妨げられ検出コイルの面に垂直に磁界を作る方向に流れる。しかしながら、欠損の両端で

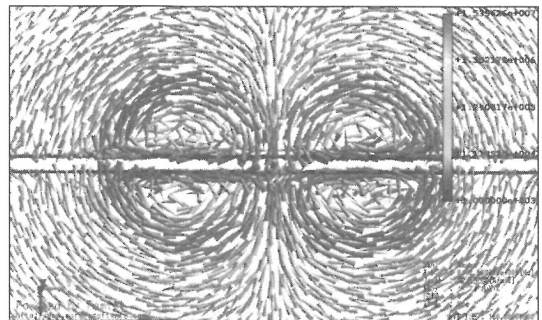
発生する渦電流は互いに打ち消し合う方向に流れるためフェライトコア内の磁束密度は垂直方向に発生しない(Fig. 5(c))。Fig. 4(d)に欠損が検出コイルに対し 45 度に配置した時の渦電流分布を示す。渦電流は欠損沿って流れ、検出コイルに垂直成分を含む磁界を生成する。Fig.5(d)に示すように 45 度の方向に磁束が発生するため、検出コイルに誘起電圧が発生する。



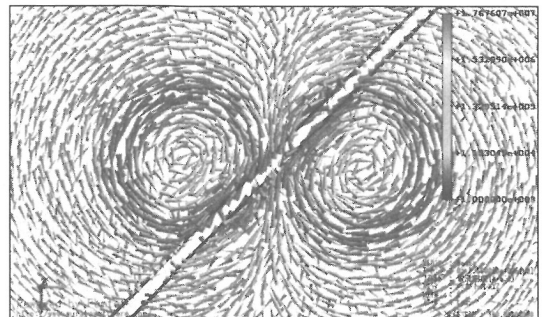
(a) No defect



(b) 0 degree defect to the two adjacent exciting coils

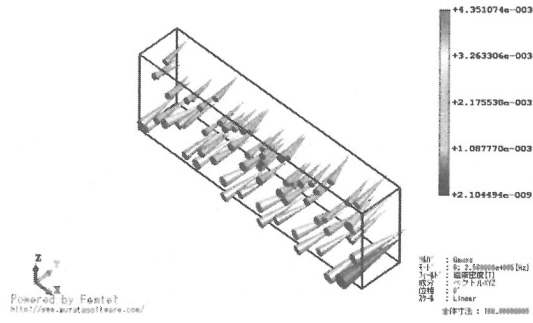


(c) 90 degree defect to the two adjacent exciting coils

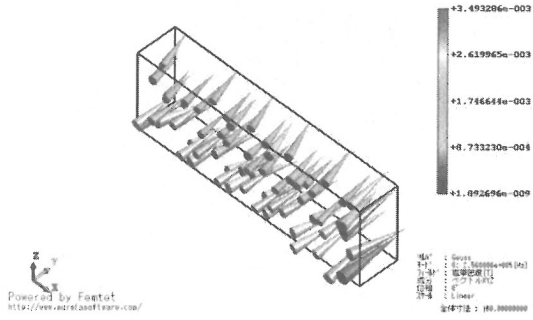


(d) 45 degree defect to the two adjacent exciting coils

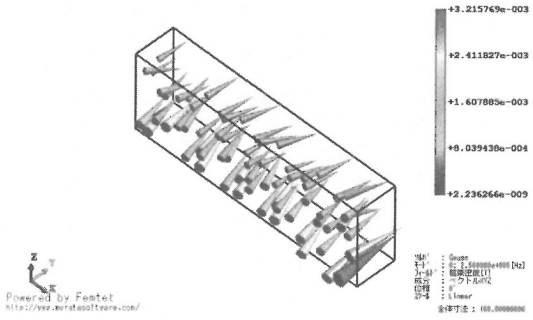
Fig.4 Eddy currents in a plane metallic target.



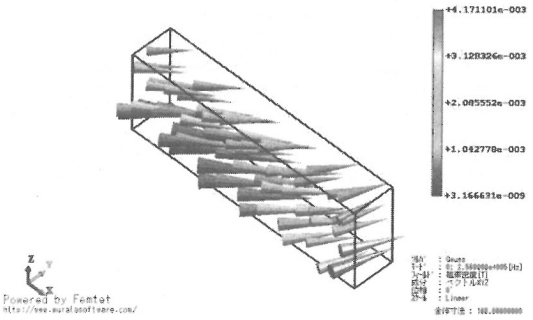
(a) No defect



(b) 0 degree defect to the two adjacent exciting coils



(c) 90 degree defect to the two adjacent exciting coils



(d) 45 degree defect to the two adjacent exciting coils

Fig.5 Magnetic flux density vector distributions in the ferrite bar.

Fig. 5(a)-(d)における検出コイルの誘起電圧を Fig. 6 に示す。Fig. 6 より欠損が 45 度の場合、高い誘起電圧が発生し欠損の有無を識別できることがわかる。

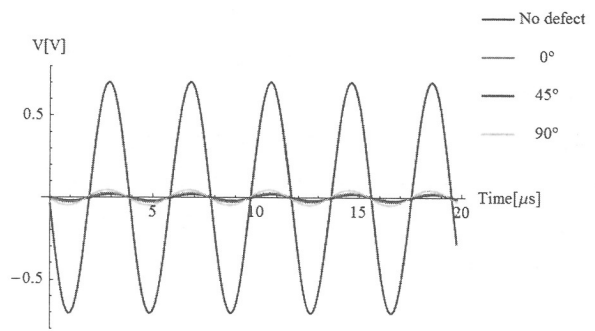


Fig.6 Induced voltages in the sensor coil.

### 3 ∞コイルの最適設計

#### 3.1 最適設計法

現在の工業製品の設計法では、過去の経験や実地試験によって最適なモデルが決定されているため、新たに開発された製品に対する設計では過去の経験が無く実地試験による手間が掛り多くの労力が必要となる。

開発された∞コイルは二個の励磁コイルとコアに磁性体を持つ検出コイルから構成されるため、検出感度は各コイルの大きさに依存する。それゆえ、∞コイルの形状の最適設計には励磁コイルの大きさを基準としソレノイド型検出コイルの半径、コイル長を変化させた場合の検出感度を有限要素法により算出する。各形状での計算結果から半径比とコイル長比の近似関数を導出し最適値を算出する方法を試みる。この方法では全ての試行計算結果から近似関数を求めるため、試行計算結果を無駄にすることがなく最適が可能とされる。

#### 3.2 有限要素法による∞コイルの最適計算

∞コイルの形状の最適設計には Table 2 に示す通り励磁コイルの半径 5mm, コイル長 10mm を基準とし、ソレノイド型検出コイルの半径 R 比, コイル長 L 比を 0.1 から 1.0 まで 0.1 刻みに変化させた場合で 100 個のノイズ信号に対する検出信号比 (Signal to Noise Ratio, 以後, S/N 比と略記) を有限要素法により算出する。検出信号 S は, SUS316 から成る 100mm×100mm×10mm の板状の被検査対象上に長さ 10mm, 幅 0.5mm, 深さ 1.0mm の欠損を検出コイルに対し 45 度に配置した場合に発生する誘起電圧である。Fig. 7 に計算結果を示す。Fig. 7 より R 比が低く, L 比が 0.7 から 0.8 の付近に対しピーク値を持ち、最適な比率があることがわかる。

Table 2 Various constants of  $\infty$  coil.

Exciting coil	
Coil outer diameter	10.4mm
Coil inner diameter	10mm
Coil length	10mm
Number of turn	100
Input current(peak)	250mA
Frequency	256kHz
Sensing coil	
Coil outer diameter	1.4~10.4mm
Coil inner diameter	1.0~10mm
Coil length	1.0~10mm
Number of turn	100
Axis core	Ferrite

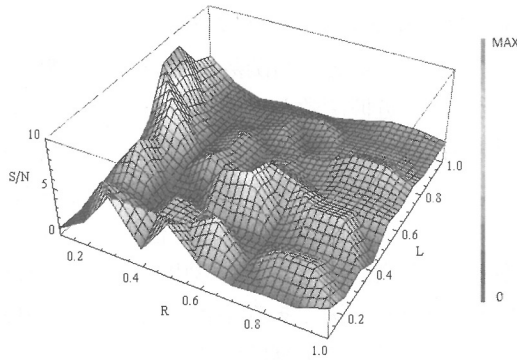


Fig.7 Signal to Noise (S/N) ratio distribution by FEM simulations.

### 3.3 べき級数関数を用いた最適設計

Fig. 7 で求めた R 比, L 比に対する S/N 比を表すために, 式(1)の二変数のべき級数関数近似を適用する。

$$f(R, L) = a_0 + a_1 R + a_2 L + a_3 RL + a_4 R^2 + a_5 L^2 + \dots + a_{m-1} R^{m-1} + a_m L^m \quad (1)$$

式(1)の係数  $a_0, a_1, a_2, \dots, a_m$  は最小自乗法で決定される。すなわち, 式(1)の係数を要素とするベクトル  $\mathbf{A}$  は式(2)で与えられる。

$$\mathbf{A} = [\mathbf{C}^T \mathbf{C}]^{-1} \mathbf{C}^T \mathbf{Y} \quad (2)$$

ここで, 上添え字 "T" は行列の転置を示し, ベクトル  $\mathbf{A}, \mathbf{Y}$ , 行列  $\mathbf{C}$  はそれぞれ(3),(4),(5)式で与えられる[4]。

$$\mathbf{A} = [a_0 \ a_1 \ \dots \ a_m]^T \quad (3)$$

$$\mathbf{Y} = [f(R_{0,1}, L_{0,1}) \ f(R_{0,2}, L_{0,1}) \ \dots \ f(R_{1,0}, L_{1,0})]^T \quad (4)$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & R_{0,1} & L_{0,1} & R_{0,1}L_{0,1} & R_{0,1}^2 & L_{0,1}^2 & \dots & R_{0,1}^n & L_{0,1}^n \\ 1 & R_{0,2} & L_{0,1} & R_{0,2}L_{0,1} & R_{0,2}^2 & L_{0,1}^2 & \dots & R_{0,2}^n & L_{0,1}^n \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 1 & R_{1,0} & L_{1,0} & R_{1,0}L_{1,0} & R_{1,0}^2 & L_{1,0}^2 & \dots & R_{1,0}^n & L_{1,0}^n \end{bmatrix} \quad (5)$$

式(1)-(5)で求めた近似関数を Fig. 8 に示す。べき級数の次数について試行錯誤の結果, 7 次関数までで Fig.7 の結果が表現でき, Fig.8 がその結果である。よって, 本論文では 7 次関数近似を採用した。さらに求めた関数から S/N 比が最大値を取る値は R 比が 0.10, L 比が 0.78 であることが判明した。この方法では, 全ての試行計算結果からべき級数の近似関数を求めるため, 試行計算結果を無駄にしない。

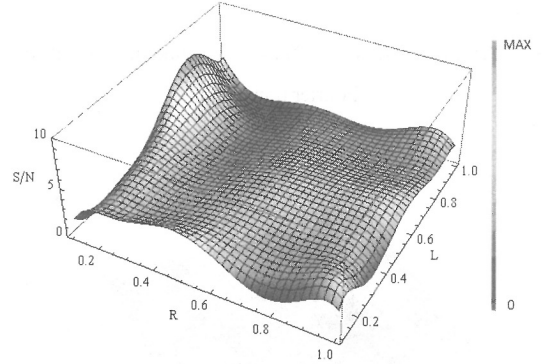


Fig.8 Approximate S/N ratio distribution by Power series.

### 3.4 フーリエ変換を用いた最適設計

離散フーリエ・逆フーリエ変換を採用し, Fig. 7 に示す 100 個の計算結果をフーリエ変換する。Fig. 9 は式(6)に示すフーリエ変換を用いて得られた二次元フーリエ・スペクトラムである。Fig.10 は式(7)のフーリエ逆変換を Fig. 9 のスペクトラムへ適用して得られる Fig. 7 の近似三角関数である。Fig. 8 に示すべき級数を用いた近似結果と比較し, Fig. 7 の近似三角関数は各シミュレーション点での S/N 比を厳密に再現するが, 点間の値を求めるには適さないことがわかる。

$$F(u, v) = \frac{1}{N} \sum_{R=0}^{N-1} \sum_{L=0}^{N-1} f(R, L) \exp\{-j2\pi(uR + vL)/N\} \quad (6)$$

$$f(R, L) = \frac{1}{N} \sum_{R=0}^{N-1} \sum_{L=0}^{N-1} F(u, v) \exp\{j2\pi(uR + vL)/N\} \quad (7)$$

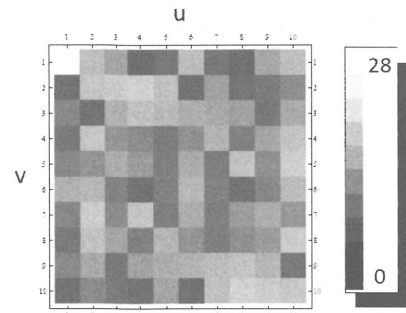


Fig.9 Fourier power spectrum distribution.

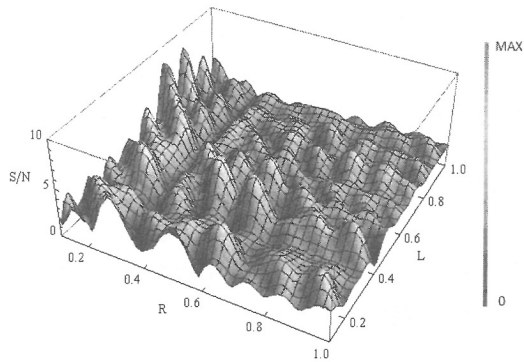


Fig.10 A representation of S/N ratio distribution by the discrete Fourier transform.

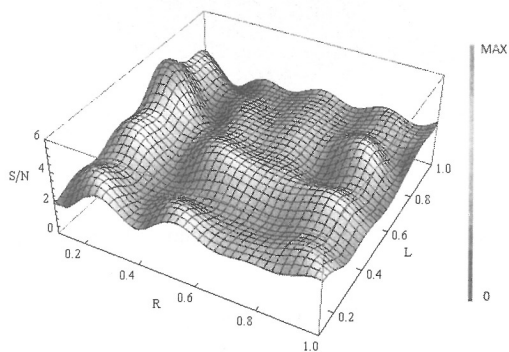


Fig.11 Approximate S/N ratio distribution by the discrete Fourier transform employing (1,1)-(5,5) spectra.

近似する三角関数の次数を決定するため、フーリエ逆変換を低次から高次まで変更して行い、結果として Fig.9 の原点から  $5 \times 5$  領域までの低周波成分で Fig. 7 へ傾向が十分に一致する三角波近似関数が導出できた。その結果を Fig. 11 に示す。Fig. 11 の近似関数から S/N 比が最大値を取る値は R 比が 0.14, L 比が 0.79 であることが判明した。フーリエ変換を用いた近似関数法は、R 比と L 比を変更してシミュレーションする場合の R 比と L 比の分割間隔の最小値決定に有用であり、本論文では R 比と L 比が 0.2 間隔程度で充分であったことが判明した。これはシミュレーションに要する計算回数が 25% へ削減できることを意味する。

## 5 結言

本稿は  $\infty$  コイル型渦電流センサの最適設計法について提案し、 $\infty$  コイルの検出感度が最大となる励磁コイルに対する検出コイルの半径とコイル長の比率を決定した。

$\infty$  コイルのコイル配置は有限要素法によるシミュレーション結果から決定され、コアに磁性体を持つ検出コイルを励磁磁界分布へ可能な限り影響しない二個の励磁コイルの間に配置する。このため、励磁コイルに対する検出コイルの大きさが検出感度に依存し、最適設計において極めて重要な要素となる。

本論文では有限要素法で得られたシミュレーション結果からべき級数と三角関数を用いた近似関数を導出し、それらの近似関数から最適値を求めた。べき級数近似関数法は、全ての試行計算結果から近似関数を求めるため、試行計算結果を無駄にすることがない最適設計の一方法と位置づけられる。他方、離散フーリエ変換を用いた設計法はコイル形状だけでなく計算時間の短縮に繋がる方法である。両者の最適値は一致し、最適設計結果の妥当性を裏付けることとなった。

## 参考文献

- [1] I.Marionova, S.Hayano and Y.Saito, Ployphase eddy current testing, *Journal of Applied Physics*, Vol. 75, No.10, pp. 5904-5906, 1994.
- [2] N.Burais and A.Nicolas, Electromagnetic field analysis in remote field eddy current testing systems, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol.25, No.4, pp.3010-3012, 1989.
- [3] S.McFee and J.P.Webb, Automatic mesh generation for h-p adaption, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol.29, No.2, pp.1894-1897, 1993.
- [4] J.Kawazoe and Y.Saito, Fluctuation Frequency Analysis of the Barkhausen Signals Under Static and Dynamic Stresses, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol.49, No.5, pp.1997-2000, 2013.

## 外付けコンデンサによる共振型渦電流探傷法の感度向上

## Enhance the Sensitivity of Resonance Type Eddy Current Testing

丸山 公希\*<sup>1</sup>(学生員), 齊藤 兆古\*<sup>2</sup>(正員)

Koki MARUYAMA(Stu. Mem.), Yoshifuru SAITO (Mem.)

Eddy current testing (ECT) is one of the most representative nondestructive testing methods for metallic materials, parts, structures and so on. This paper proposes an improvement methodology of the impedance sensing type ECT. Sensitivity of the impedance sensing type ECT is improved by means of three steps. One is an optimum exciting frequency selection. We employ the natural parallel resonant frequency of ECT coil. The second is to increase the sharpness of the resonance curve on impedance versus frequency characteristic by changing the coil connection. Finally, we attach externally capacitor to reduce the resonance frequency into low and find optimum externally capacitor value taking the skin effects into account. As a result, it is found that his makes it possible to enhance the sensitivity of the impedance sensing type ECT operating at the resonant frequency.

*Keywords:* Eddy Current Testing, resonance, sensitivity.

## 1 緒言

エレベータやエスカレータ, さらには航空機などの構造物を支える金属材料の非破壊検査は安全確保のために極めて重要な技術である。金属の非破壊検査として, 渦電流探傷法(ECT)による方法は検査対象と直接接触の必要がなく, コストも安価なため他の非破壊検査に比較して有利な特性を有する。

ECT の動作原理は比較的単純である。最も単純な構造の ECT は交番磁界を検査対象に照射することで被検査対象中に渦電流を発生させ, 被検査対象中の欠損の有無による渦電流分布の相違を電源から見た入力インピーダンスの変化で感知する方法である。ここでは, この ECT 法をインピーダンス感知型と呼ぶ。インピーダンス感知型 ECT の特徴は励磁コイルがセンサも兼ねる点にあり, 構造が簡単で安価である。

本論文はインピーダンス感知型 ECT 法の高感度化技術に関する一方法を提案する。インピーダンス感知型 ECT は単純な有限長ソレノイド型コイルで大部分が作られる。このため, ECT そのものの幾何学的形状や機械的構造の変更による高感度化でなく, ECT の本質的に有する電気的特性を利用した高感度化の提案である。

結果として従来のインピーダンス感知型 ECT よりも 200~500%程度の探査感度が得られることを主として実験的に示す。

## 2 ECT センサ

## 2.1 ECT の動作原理

Fig.1(a)に示す有限長ソレノイドコイルを ECT センサとする。このセンサに欠損のない検査対象の導体板を設置したものが Fig.1(b)である。このセンサのコイルに交流電流を通電するとファラデーの法則により交番磁界が発生し渦電流が導体板に喚起される。センサの入力インピーダンスを測定することで, 導体板に欠損がない場合(Fig.1(b))と欠損がある場合(Fig.1(c))との違いを判断することができる[1-4]。これは, 従来の単相変圧器において電源端子から見た二次側インピーダンスの変化を検知していることと同じ原理である。したがって, 有限長ソレノイドコイルが導電性材料の欠陥を検知できることがわかる。これが ECT の基本的な動作原理である。

## 2.2 ECT コイルの共振現象

コイルに電流を流すことによりコイルの周辺に磁界が発生する。このため ECT コイルは誘導性インピーダンス特性を持つ。しかし, ECT を構成するコイル間にキャパシタンスが存在するため, 有限長ソレノイドコイルは Fig.2 に示すように共振現象を呈する。Fig.2(a)と 2(b)はそれぞれ周波数  $f$  に対するインピーダンス  $Z$  と位相  $\phi$  の特性である。

連絡先: 丸山 公希 〒184-8584 小金井市梶野町 3-7-2, 法政大学大学院理工学研究科電気電子工学専攻,  
e-mail:kouki.maruyama.&n@stu.hosei.ac.jp

\*1\*2 法政大学

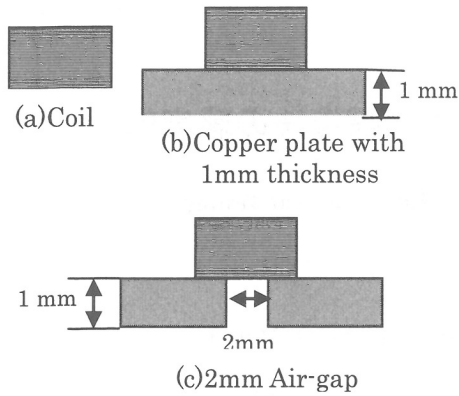
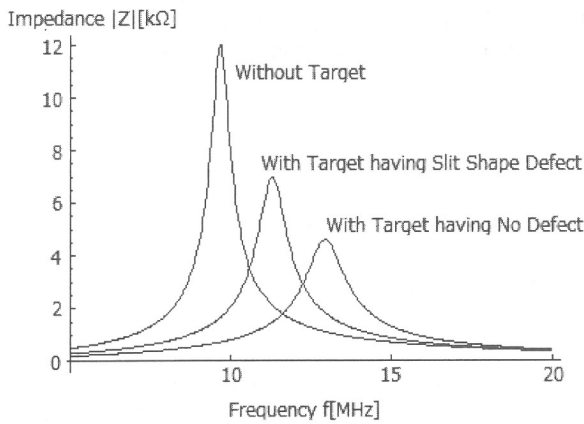
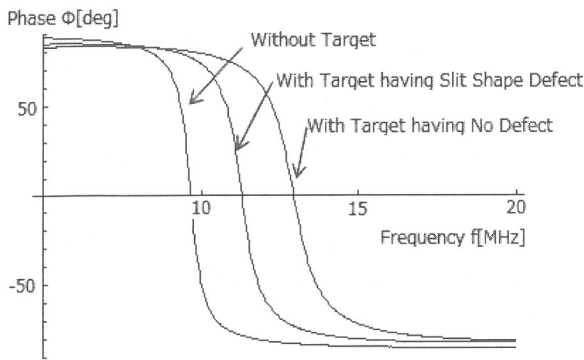


Fig.1 Test coil, the target and measurement conditions.



(a) Impedance  $|Z|$  vs. Frequency  $f$ .



(b) Phase  $\phi$  vs. Frequency  $f$ .

Fig.2 Frequency characteristics of the ECT sensor coil.

## 2.2 駆動周波数の最適化

ECT の検査対象に対する感度および磁束の浸透深さは駆動周波数に対する依存性が極めて高い。このため、ECT の駆動周波数は ECT 感度向上に最も重要な要素となる。理論上、ECT の駆動周波数は検査対象の

導電率および表皮浸透深さを考慮に入れることで決定する。実際的には、最終的な駆動周波数は過去の経験や実地試験によって決定される。

本論文では、ECT センサコイルを検査対象に欠損がない部分に位置した場合の共振周波数をセンサ駆動周波数とする。この場合、ECT センサの入力インピーダンスは最大値を取る。検査対象に欠損や物性的変化があると共振条件が崩れ、入力端子からみたインピーダンスは共振時よりも絶対値が減少する。したがって、検査対象が健全な場合と欠損がある場合でインピーダンスの変化が最大となる共振型 ECT が本研究の対象である。

ECT センサコイルの感度を示す変化率  $\varepsilon$  を

$$\text{変化率 } \varepsilon = \frac{|\text{測定値} - \text{基準値}|}{\text{基準値}} \times 100[\%] \quad (1)$$

と定義する。ここで、式(1)の基準値と測定値はそれぞれ検査対象が健全な場合と欠損がある場合の ECT センサの入力インピーダンスである。

## 2.3 尖鋭度 Q の向上

式(1)の変化率は、式(2)で定義される尖鋭度 Q に比例する。

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f} \quad (2)$$

ここで  $f_0$  と  $\Delta f$  は、それぞれ共振周波数と帯域幅である。尖鋭度 Q はインピーダンスの周波数特性がもつ共振曲線の急峻度合いを表している。すなわち、式(2)の尖鋭度 Q が高い場合、式(1)の変化率  $\varepsilon$  が向上することを意味する。

尖鋭度 Q を増加させるため、Fig.3 に示す共振結線を提案する。Fig.3(a) と 3(b) は、それぞれ 2 個の導体を共振結線したものである。R, L, M, C はそれぞれ抵抗, 自己インダクタンス, 相互インダクタンス, キャパシタンスである。Fig.3(d) はキャパシタンスをコイル中心間に仮定した Fig.3(c) の等価回路である。

また、前述したように共振結線型 ECT は駆動周波数をセンサコイルの共振周波数に設定するが、この共振周波数が数メガ Hz と比較的高周波であるため、表皮効果を勘案すれば、検査対象に浸透する渦電流、磁束が浅いという弱点を有する。換言すると、駆動を低周波化できれば、共振結線型 ECT は更なる高感度化が期待できるということである。対処法として Fig.3(e) に示すようにセンサコイルに対して並列に外付けコンデンサ  $C_0$  を装着する。



Fig.4 は通常と共振型結線の巻線法の相違を示す。共振型結線は、導線間の面する部分を平均的に均一化するため、Fig.5 で示すように2本の導線をツイストする。ツイストすることで導線間の接する面が異なるため、Fig.4(b)の共振結線の巻線に比較して導線間の距離が均一化されキャパシタンスの効果が ECT コイル全般に渡って同等化される。その結果、共振時の尖鋭度 Q 値が向上し、ECT センサの感度が増加する[4,5]。

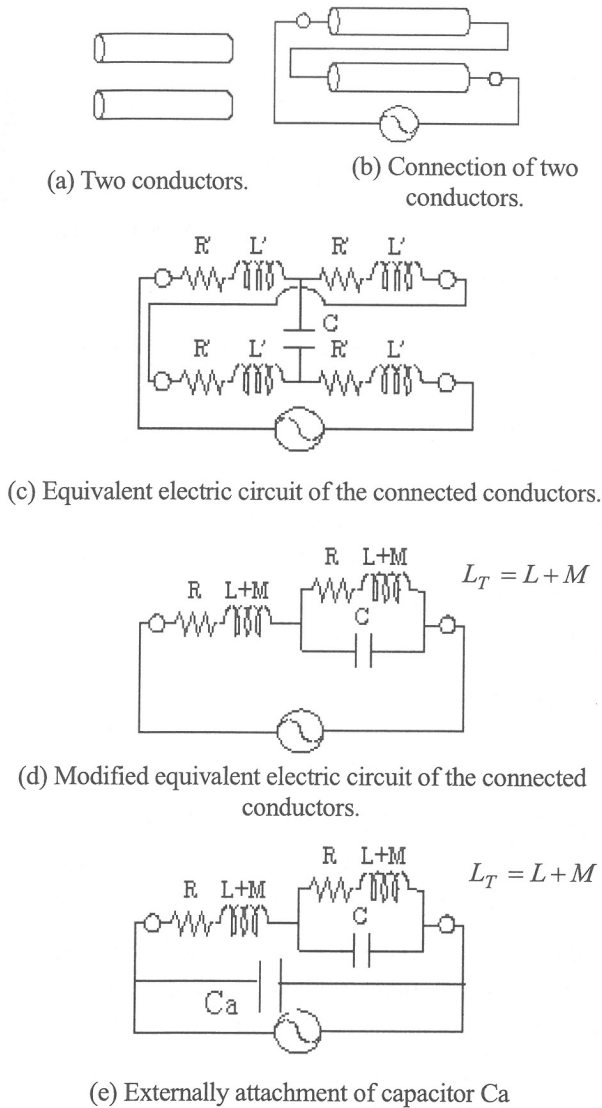


Fig.3 Principle of a resonance coil connection.

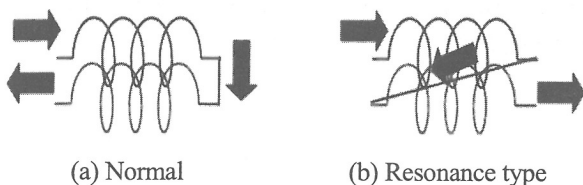


Fig.4 Comparison of the normal with resonance coil connection.



Fig.5 Example of a pair of twisted coils.

### 3 実験

#### 3.1 センサコイルの各パラメタの決定

表1に実験で使用する試作ECTセンサコイルとその諸定数を示す。

Table 1 Specifications of the tested ECT coils.

	Conductor length	60cm
	Diameter of conductor	0.1mm
	Axis core	Ferrite bar(MnZn)
	Coil outer diameter	2.4mm
	Coil inner diameter	2mm
	Coil length	4mm
	Number of twisted turns	175/m
	Number of coil layers	3

このセンサコイルには、1mあたり175回のツイストが施され、さらにコアにMnZn系フェライトを使用しているため、コイル形状や長岡係数を考慮したFig.3(c)-(e)に示す各種回路パラメタの決定は非常に困難である。そのため本論文では、センサコイルのインピーダンス周波数特性の測定値(Fig.6)から得た共振時の既知の値(具体的には共振周波数 $f_r$ と共振時のインピーダンス $Z_{Exp}$ )およびセンサコイルの直流抵抗値を用いてFig.3(d)で示した等価回路図からセンサコイルのインダクタンス・キャパシタンスのパラメタを決定する。その具体的な方法は以下のとおりである。

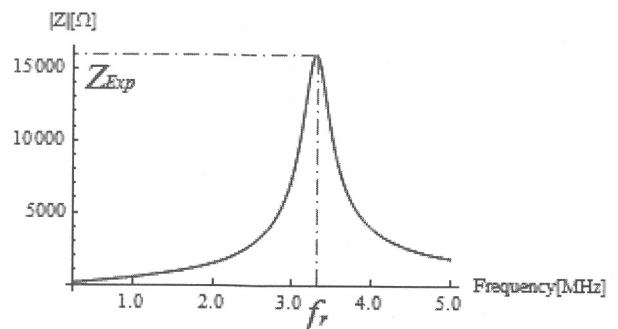


Fig.6 Measured Impedance  $|Z|$  vs. Frequency  $f$ .

Fig.3(d)の等価回路よりセンサコイルのインピーダンスは

$$Z = \frac{R[2(1-\omega^2 L_T C) + \omega^2 R^2 C^2 + \omega^4 L_T^2 C^2]}{(1-\omega^2 L_T C)^2 + \omega^2 R^2 C^2} + j\omega \frac{(1-\omega^2 L_T C)(2L_T - \omega^2 L_T^2 C - R^2 C)}{(1-\omega^2 L_T C) + \omega^2 R^2 C^2} \quad (3)$$

で与えられる。ここで  $R$ ,  $L_T$ ,  $C$ ,  $\omega$  はそれぞれ Fig.3 中の抵抗, 自己インダクタンスと相互インダクタンスの和, キャパシタンス, 角周波数である。共振条件は式(3)の虚数部のインピーダンスがゼロであるから

$$(1-\omega^2 L_T C) = 0 \quad \text{or} \quad (2L_T - \omega^2 L_T^2 C - R^2 C) = 0$$

となる。上式を解くと

$$f_{r1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_T C}} \quad (4)$$

$$f_{r2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_T C}} \sqrt{2 - \frac{CR^2}{L_T}} \quad (5)$$

という 2 個の共振周波数が得られる。実測値の Fig.6 からわかるように共振周波数は 1 周波数のみである。したがって、ここでは式(4)の共振周波数を採用し、各パラメータを導出する。

共振時のインピーダンスは

$$Z_{Re} = \frac{R[2(1-\omega^2 L_T C) + \omega^2 R^2 C^2 + \omega^4 L_T^2 C^2]}{(1-\omega^2 L_T C)^2 + \omega^2 R^2 C^2} \quad (6)$$

であり、式(4)の周波数で共振している場合のインピーダンスは式(6)より

$$Z_{Exp} = R + \frac{L_T}{RC} \quad (7)$$

となる。式(7)で  $R$  が既知の直流抵抗  $R_m$  であるとすれば、インダクタンス  $L$  は

$$L_T = R_m C (Z_{Exp} - R_m) \quad (8)$$

で与えられる。ここで  $R_m$  はセンサコイルの直流抵抗,  $Z_{Exp}$  はセンサコイルの共振インピーダンスの測定値 (Fig.6 参照) である。さらに式(8)を式(4)へ代入するとキャパシタンス  $C$  は

$$C = \frac{1}{\omega_{r1} \sqrt{R_m (Z_{Exp} - R_m)}} \quad (9)$$

で求まる。式(9)を式(8)に代入すると

$$L_T = \frac{\sqrt{R_m (Z_{Exp} - R_m)}}{\omega_{r1}} \quad (10)$$

を得る。

式(9), (10)が実験値から求めたセンサコイルの各回路パラメータであり、これらのパラメータを再び式(3)に代入し、実測定値と比較した図が Fig.7 である。

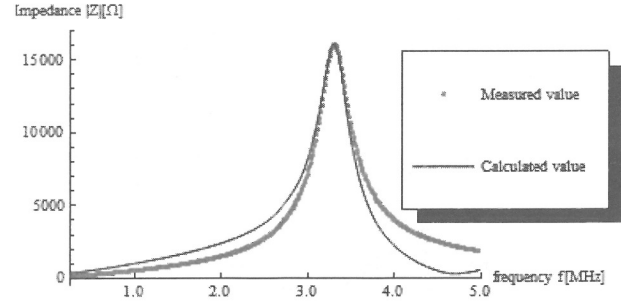


Fig.7 Comparison of the measured value with calculated value

Fig.7 の結果より計算値および測定値は概ね一致した。しかし、計算値と測定値の完全な一致は、空心を仮定した Fig.3(d)の等価回路図を、フェライトコアを使用している供試コイルに適用するには、磁束分布の相違から不十分と考えられ、より精緻で複雑なモデルを考慮しなければならないことがわかった。

## 3.2 欠損探査

### 3.3.1 共振周波数の低減

Fig.3(e)で示すように外付けコンデンサをセンサコイルに並列に接続し、共振周波数の低減を試みる。センサコイルが有するコイル間のキャパシタンスが約 100pF であり、この値を基準として装着する外付けコンデンサ容量を 100pF, 470pF, 1020pF と設定した。Fig.8 は表 1 で示したセンサコイルに対して各外付けコンデンサを装着した場合のインピーダンス対周波数特性である。並列共振においてはインピーダンスが最大値をとる点が共振周波数である。

Fig.8 の結果より、外付けコンデンサの容量増加が共振周波数を低下することが判る。

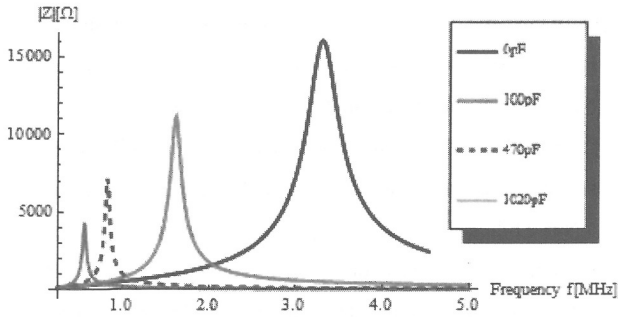


Fig.8 Effect of the externally attached capacitor  $C_a$  to the resonance frequencies.

さらに外付けコンデンサによる影響を調べるために尖鋭度  $Q$  を式(2)より算出した。Fig.9 は Fig.8 のそれぞれの共振周波数に対する尖鋭度  $Q$  を示す。

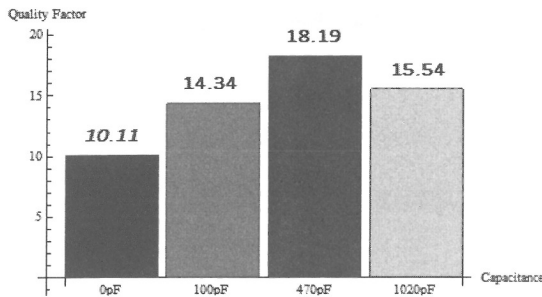


Fig.9 Improvement of quality factor  $Q$ .

外付けコンデンサの装着は共振周波数のみならずインピーダンスも低下させるが  $Q$  値を向上させる。しかし、基準とするキャパシタンスの約10倍である1020pFのコンデンサを装着すると  $Q$  値は低下する。これは、過大な容量のコンデンサを外付けすると、センサコイルから外付けコンデンサへ電流がバイパスし、センサの機能が発揮され難いことに起因すると考えられる。

### 3.3.2 検査対象モデル

Fig.10 に SUS304 からなる検査対象を示す。検査対象の中心には放電加工によって長さ 10mm、幅 0.2mm、深さ 0.5mm の人工欠損が作成されている。さらにこの人工欠損の両端には機械的な接合部が存在する。

測定範囲は Fig.10 中の正方形 20mm×20mm 枠内であり、測定は”・”で示される 2.5mm 間隔でサンプリングされた 9 点×9 点の位置で行った。センサコイルをそれぞれの測定点”・”に位置した場合のインピーダンスを測定する。Fig.6 の左下隅で測定したインピーダンス値を基準値とし、正方形枠内の”・”点で測定されたインピーダンス値を測定値として式(1)へ代入し、インピーダンスの変化率  $\varepsilon$  を求める。

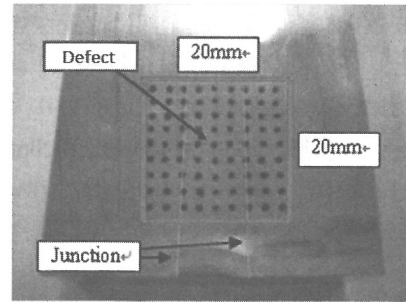
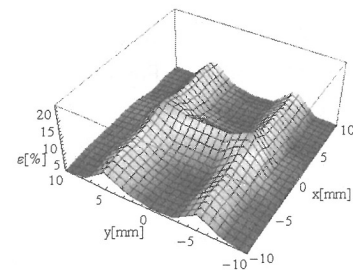
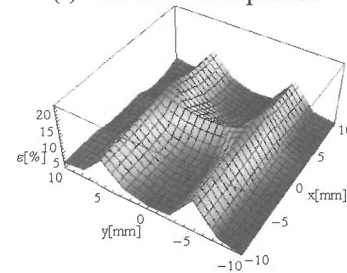


Fig.10 Target test work and measured points.

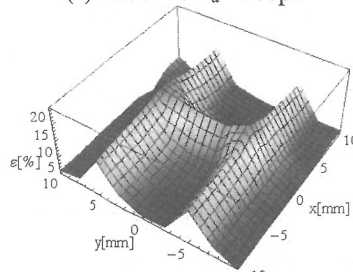
### 3.3.4 欠損探査結果



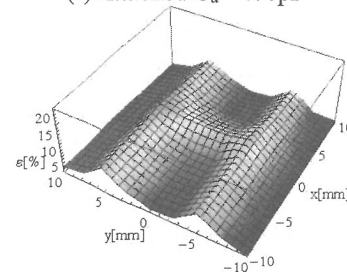
(a) No external capacitor.



(b) Attached  $C_a=100\text{pF}$



(c) Attached  $C_a=470\text{pF}$



(d) Attached  $C_a=1020\text{pF}$

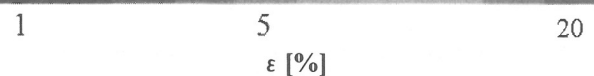


Fig.11 Defect searching results operating with resonant frequencies.

駆動周波数を検査対象の健全部に位置させた時の共振周波数として欠損探査を行う。各外付けコンデンサを装着した場合の共振周波数は Fig.8 より、それぞれ外付けコンデンサ無、100pF、470pF、1020pF の場合、3.31MHz、1.62MHz、0.83MHz、0.56MHz である。Fig.11 が欠損探査結果を表すインピーダンスの変化率分布である。

外付けコンデンサの有無に拘らずいずれの場合も欠損探査は可能である。外付けコンデンサの装着はコンデンサ容量の増加と共に感度も向上する。しかし、過剰なコンデンサ容量の装着は感度を低下させる。

結論的には、センサ感度は Fig.9 に示す Q 値と言える。Fig.9 の結果から、Q 値を最大化する最適な外付けコンデンサ容量が存在することも判明した。

#### 4 結言

本論文では、インピーダンス感知型 ECT の感度向上に関する 1 方法を提案し、その有効性を実験的に検証した。

感度向上の具体的な方法は、ECT センサが本質的に持つ固有の電氣的性質である共振現象に注目し、センサの駆動周波数をコイルが検査対象の欠損がない部分に設置した場合の共振周波数に設定することと、インピーダンスの周波数に対する変化率を大きくするため、導線間のキャパシタンス効果を増強する結線方式とツイスト型巻線形式である。

さらにセンサコイルの自然な共振周波数が高いという弱点を克服するために外付けコンデンサを装着した。その結果、従来の ECT センサと比較をして、提案するツイストコイルを用いた共振結線型 ECT センサは従来型よりも 200~500%程度の感度を持つことを示した。

共振結線型 ECT の等価回路パラメータを、共振点でインピーダンス虚部がゼロという条件を利用して実験値から求めた。その結果、計算値と実験値は概ね一致した。しかし、供試コイルは MnZn 系フェライトを軸として構成されているため、磁束分布の変化を勘案すると空心を前提とする等価回路モデルは厳密になりたらず、より精緻で複雑な等価回路を仮定し化ければならないと考えられる。

#### 参考文献

[1]I.Marinova, S.Hayano and Y.Saito, Ployphase Eddy Current Testing, Journal of Applied Physics, Vol. 75, No.10, pp. 5904-5906, 1994.

[2]N.Burais and A.Nicolas, Electromagnetic Field Analysis in Remote Field Eddy Current Testing Systems, IEEE Transactions on Magnetics, Vol.25, No.4, pp.3010-3012, 1989.

[3]Y.Midorikawa, S.Hayano and Y.Saito, A Resonant Phenomenon between Adjacent Series Connected Coils and Its Application to a Noise Filter, Advanced Computational and Design Techniques in Applied Electromagnetic Systems, Vol.6, pp. 633-639, 1995.

[4] S.Hayano, Y.Nakajima, H.Saotome and Y.Saito, A new type high frequency transformer, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 27, No.6, pp.5205-5207, 1991.

[5] Hiroki KIKUCHIHARA, Iliana MARINOVA, Yoshifuru SAITO, Enhance the Sensibility of the Eddy Current Testing, Proceedings of The 2012 Asia - Pacific Symposium on Applied Electromagnetics & Mechanics, PP.232-237.

## OS7-02

## バルクハウゼン信号の高次周波数ゆらぎ解析法とその応用

## Application of The Frequency Fluctuation Analysis Method to The Barkhausen Signal and Its Application

河副 隼<sup>\*1</sup> (学生員), 齊藤 兆古<sup>\*1</sup> (正員)

Jun KAWAZOE (Stu. Mem.), Yoshifuru SAITO (Mem.)

Ferromagnetic materials are widely used for various manufactured products such as cars, trains, and ships. Iron and steel are the most popular materials for frame structures because of their mechanical properties. Nondestructive testing of iron and steel is an extremely practical way of maintaining their mechanical reliability. It is well known that Barkhausen signals are only emitted from ferromagnetic materials while they are magnetizing. These signals also vary depending on their past mechanical as well as radioactive stress histories.

In the present paper, we have applied a generalized analysis of frequency fluctuations to Barkhausen signals in order to detect the various mechanical stresses. Surprisingly, we have succeeded in clarifying that application of our frequency fluctuation analysis to the Barkhausen signals made it possible to detect several kinds of different pressure mechanical stresses.

**Keywords:** Barkhausen signals, Frequency fluctuations, Signal processing, Least squares method

## 1 緒言

バルクハウゼン信号は、磁区構造を持つ強磁性体、例えば、鉄、ニッケル、コバルト、ガーネット等の磁化過程で観測される。また、バルクハウゼン信号は機械的応力や中性子による損傷等へ敏感に反応することが知られている。

鉄に代表される強磁性体は、多くの人工的プロダクト、すなわち、建造物や製造物中に必須とされる機械的強度を支えるメインフレームの材料として広汎に使われている。機械的構造はその本質的な役割のため、常に機械的応力が加わり、残留応力も存在する。機械的強度維持のため、機械的応力や残留応力に対する非破壊検査技術は安全性確保のために極めて重要であり、予め残留応力などが非破壊的に探査可能となれば、大部分の人工的プロダクトに於ける機械的安全性や耐久性が計数化可能となり、プロダクトの安全性が確保できる。

従来から、バルクハウゼン信号は機械的応力に対して敏感に反応することが知られている。しかしながら、バルクハウゼン信号はバルクハウゼンノイズと呼ばれるようにランダム性が強く、バルクハウゼン信号から機械的応力や中性子による損傷などが感知可能な信号処理技術は存在しなかった[1,2]。

先行研究として、バルクハウゼン信号へゆらぎ周波数解析を適用することで印加応力に対する巨視的な規則性抽出に成功した例が報告されている[3]。

本論文の主要な目的は、バルクハウゼン信号から巨視的な規則性抽出を行う場合の周波数範囲設定に関する課題を克服し、さらに従来の周波数ゆらぎ解析法を周波数の1次関数からn次関数へ一般化し、その有効性を吟味することである。

本論文では、周波数のn次関数へ一般化された周波数ゆらぎ解析法を珪素鋼板の応力探査へ適用し、応力の有無が明確にバルクハウゼン信号へ反映する可視化技術を報告する。具体的には、本論文で採用された供試試験体である珪素鋼板へ周波数のn次関数へ一般化された周波数ゆらぎ解析法を適用した場合、関数の絶対値が大きい有意義な係数はせいぜい4次関数程度であることから、これら4個の係数を3次元空間上の情報として可視化する方法の提案である。

周波数ゆらぎとしてよく知られているのは $1/f$ ゆらぎである。これは、風の音やさざなみ、川のせせらぎなどの自然現象の音に含まれ、人間に癒し効果を与えることが知られている[4]。

従来の $1/f$ ゆらぎ周波数解析は、周波数とフーリエ・パワースペクトラム両者の対数値を前提として、周波数に対するフーリエ・パワースペクトラムの変化率を周波数に対する1次関数で最小自乗近似する方法に基づいている。すなわち、周波数とフーリエ・パワ

連絡先：河副 隼，〒184-8584 小金井市梶野町 3-7-2, 法政大学大学院工学研究科電気工学専攻齊藤兆古研究室, e-mail: jun.kawazoe.9s@stu.hosei.ac.jp

<sup>\*1</sup> 法政大学大学院工学研究科電気工学専攻

ースペクトラム両者の対数值に対して、周波数に対するフーリエ・パワースペクトラムの変化率を  $a_0 + a_1 f$  なる周波数  $f$  に対する 1 次関数で近似する。  $a_0$  と  $a_1$  はそれぞれ 0 次と 1 次の周波数ゆらぎの係数であり、  $a_1$  は 1 次の周波数ゆらぎ特性を与え、特に、  $a_1 = -1$  の場合を  $1/f$  ゆらぎと呼ぶ。

本論文では、従来の周波数に対するフーリエ・パワースペクトラムの変化率を 1 次関数で近似する手法を周波数に対する 4 次関数近似へ拡張した高次周波数ゆらぎ解析法を提案する。さらに、バルクハウゼン信号のパワースペクトラムの有効周波数領域を抽出するため、ユークリッド距離を最小化する最適化手法である k-means 法を適用する。k-means 法で抽出されたパワースペクトラムの有効周波数領域を周波数の 4 次関数近似曲線で表し、4 個の係数を 3 次元空間上に可視化する。磁性体に外部応力を加えた場合、4 個の係数が 3 次元空間上で明確に変化し、大雑把であるが外部印加応力の大きさも掌握可能であることを報告する。

## 2 一般化された周波数ゆらぎ解析

### 2.1 基本式

任意の信号  $g(t)$  およびそのフーリエ・パワースペクトラム  $G(f)$  を考え、フーリエ・パワースペクトル  $G(f)$  および周波数  $f$  それぞれの対数を求める。縦軸に  $\log G(f)$ 、横軸に  $\log f$  として信号  $g(t)$  の周波数特性を描く。すなわち、信号の周波数特性を  $x$ - $y$  平面座標系で、横軸  $x$  を周波数  $f$  の対数、縦軸  $y$  をフーリエ・パワースペクトラムの対数として表す。

全周波数領域に対する周波数ゆらぎ特性を表すために、式(1)のべき級数関数近似を適用する。

$$h(f) = e^{(a_0 + a_1 f + a_2 f^2 + \dots + a_n f^n)} \quad (1)$$

式(1)の係数  $a_0, a_1, a_2, \dots, a_n$  は最小自乗法で決定される。すなわち、式(1)の係数を要素とするベクトル  $\mathbf{A}$  は式(2)で与えられる。

$$\mathbf{A} = [\mathbf{C}^T \mathbf{C}]^{-1} \mathbf{C}^T \mathbf{Y} \quad (2)$$

ここで、上添え字  $T$  は行列の転置を示し、ベクトル  $\mathbf{A}$ 、 $\mathbf{Y}$  および行列  $\mathbf{C}$  はそれぞれ式(3),(4),(5)で与えられる

$$\mathbf{A} = [a_0 \quad a_1 \quad \dots \quad a_n]^T, \quad (3)$$

$$\mathbf{Y} = [h(f_0) \quad h(f_1) \quad \dots \quad h(f_m)]^T, \quad (4)$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & f_0 & f_0^2 & \dots & f_0^n \\ 1 & f_1 & f_1^2 & \dots & f_1^n \\ 1 & f_2 & f_2^2 & \dots & f_2^n \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & f_m & f_m^2 & \dots & f_m^n \end{bmatrix}, \quad (5)$$

$$m > n.$$

式(4),(5)において、 $m$  は式の数であり、1Hz, 10Hz, 100Hz, 1000Hz,  $\dots$  などサンプル周波数の数と一致する。サンプル周波数の数  $m$  は、常に供試材料の数  $n$  より多い。このため、式(3)-(5)の条件は常に満たされる。

### 2.2 1 次周波数ゆらぎ

Fig. 1 は本論文で採用したバルクハウゼン信号測定装置である。Fig. 1 で、継鉄として U 字型マンガンジंक系フェライトコアを採用した。供試材料は厚さ 0.35mm 幅 30mm 長さ 100mm の方向性珪素鋼板である。U 字型フェライトコアの底部に巻かれた励磁コイルは 300 回巻きであり、この励磁コイルへ振幅 1A、周波数 1Hz の正弦波交流電流を通電した。また、鋼板の圧延方向は長手方向で、サーチコイルは長手方向に対して直角に巻いてある。

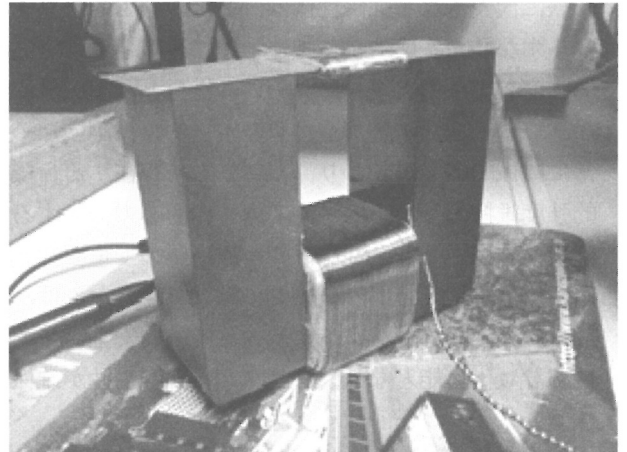


Fig. 1 Device for measuring Barkhausen signals.

Fig. 2 に示すように 3kg の錘をサンプルの中心部へ吊り下げてない場合、すなわち、何の応力も加えない場合のバルクハウゼン信号の周波数特性を Fig. 3 に示す。

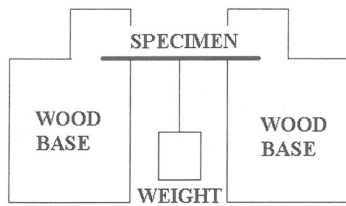


Fig. 2 Stresses are applied by hanging weights.

Fig. 3 から、バルクハウゼン信号の周波数特性は明らかに異なる 2 つの周波数帯域からなることがわかる。一方は低周波数領域であり、式(1)の 1 次関数近似を採用した場合、周波数に対するフーリエ・パワースペクトラムの変化率が  $f^{-2.26}$  となる。他方は、周波数に対するフーリエ・パワースペクトラムの変化率がほぼ  $f^0$  となるホワイトノイズの高周波数領域である。

Fig. 4 は、Fig. 2 に示すように 3kg の錘をサンプルの中心部へ吊り下げた場合のバルクハウゼン信号の周波数特性である。

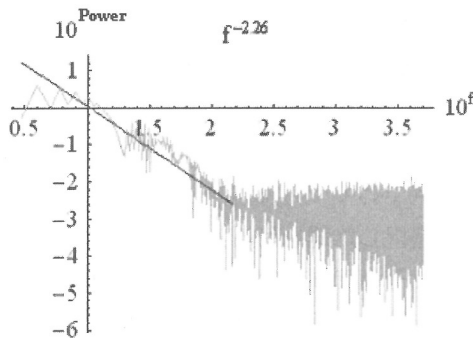


Fig. 3 Example of typical frequency characteristics of Barkhausen signal under no stress.

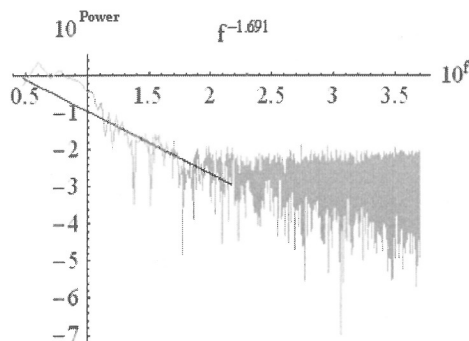


Fig. 4 Example of typical frequency characteristics of Barkhausen signal under 3 kg of stress.

Fig. 4 に於いても、Fig. 3 と同様に周波数特性を 2 周波数領域に分けることが可能である。一方は、式(1)で 1 次関数近似した場合、周波数に対するフーリエ・パ

ワースペクトラムの変化率が  $f^{-1.69}$  となる低周波数領域である。他方は、周波数に対するフーリエ・パワースペクトラムの変化率がほぼ  $f^0$  となる高周波数領域である。

Figs. 3, 4 に於ける周波数に対するフーリエ・パワースペクトラムの変化率  $f^{-2.26}$  と  $f^{-1.69}$  の違いは珪素鋼板に加えられた 3kg の錘をつるした場合に拠る。

この結果は、30 個の同一仕様の供試材料に対して同様な傾向が確認されている[3]。

しかしながら、式(1)の 1 次関数近似を採用した場合、直線近似であるため、重要な問題点がある。すなわち、周波数範囲の選択が周波数ゆらぎ特性へ直接関係する 1 次関数近似を適用する周波数範囲の決定にあり、これが経験に依存する点である。

### 2.3 一般化された周波数ゆらぎ特性解析

横軸を周波数  $f$  の対数、縦軸を Fig. 1 の実験装置から得られたバルクハウゼン信号のフーリエ・パワースペクトラムの対数とし、式(1)を用いて高次近似関数の係数を計算した。その結果得られた関数の絶対値が大きい有意義な係数はせいぜい 4 次関数程度であることが判明した。このため、本論文では 4 次関数近似を採用した。

Fig. 5 は、錘を吊るさない場合のバルクハウゼン信号に対して、式(1)の 4 次関数近似を適用して得られる 4 次周波数ゆらぎ曲線（濃い実線）とバルクハウゼン信号の周波数特性（薄い実線）を重ねた図である。

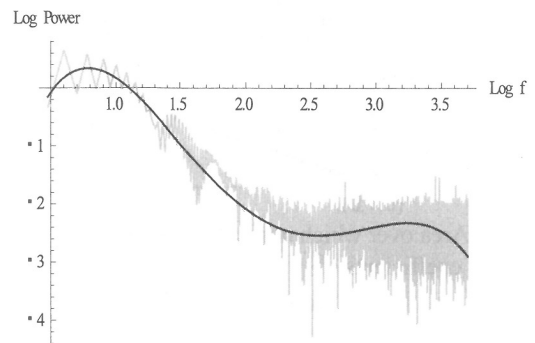


Fig. 5 Example of typical frequency characteristics of the Barkhausen signal under no stress along with an up to the 4<sup>th</sup> order power series curve in (1).

係数  $a_1, a_2, a_3, a_4$  の再現性を調べるため、同一仕様の供試材料 10~12 個に対する係数  $a_1, a_2, a_3, a_4$  を求めた。得られた係数  $a_1, a_2, a_3, a_4$  をすべて 0 から 1 の値に正規化した。正規化された係数  $a_1', a_2', a_3', a_4'$  の値をそれぞれ x 軸、y

軸, z 軸と座標点の濃淡度へ対応させ, x,y,z の 3 次元空間上にプロットすると Fig. 6 の結果が得られる。

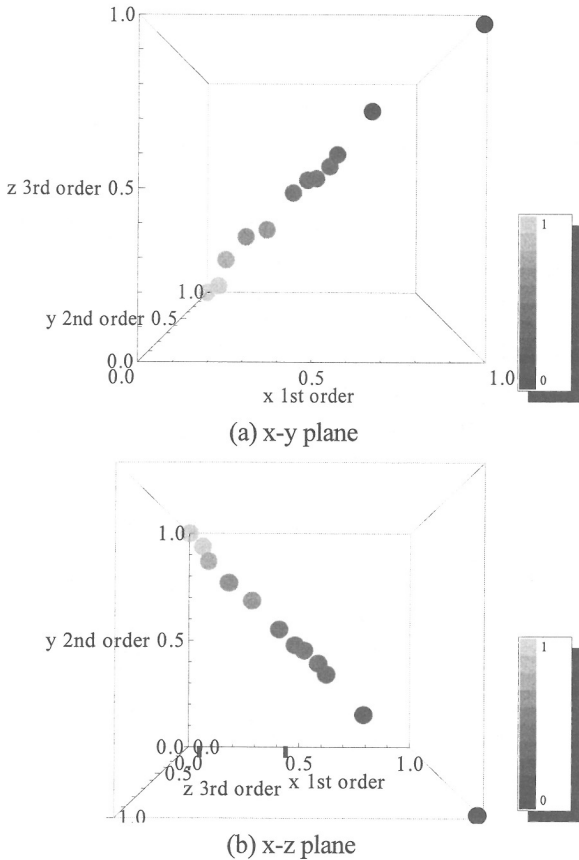


Fig. 6 Dispersion of frequency fluctuation coefficients.

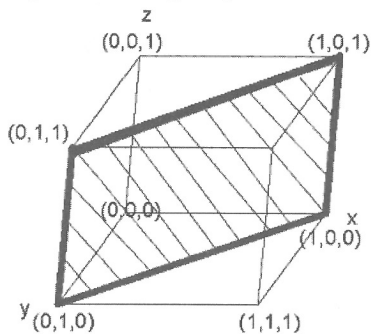


Fig. 7 Area over which normalized frequency fluctuation coefficients  $a_1, a_2, a_3, a_4$  are dispersed (hatched surface).

Fig. 6 は同一仕様の供試材料それぞれに対する係数  $a_1, a_2, a_3, a_4$  の分布を示している。Fig. 6(a) と Fig. 6(b) から, 座標点分布しているのは, Fig. 7 の斜線で示されている平面近傍領域となることがわかる。

Fig. 6 の結果と Fig. 7 の斜線部分について考えると, 錘を吊るさない場合の同一仕様とする珪素鋼板にバルクハウゼン信号のバラツキが存在し, このバラツキは Fig. 7 の斜線部分近傍に座標点分布する周波数ゆ

らぎ特性となることを意味する。

#### 2.4 印加応力の可視化

2.3 節で行った実験と同様にして, 3kg 以下の錘をいくつか用意して, その中から無作為に選択した錘を吊るし周波数ゆらぎ特性を測定した。

Fig. 8 は, 錘を吊るした場合のバルクハウゼン信号に対して, 式(1)の 4 次関数近似を適用して得られる 4 次周波数ゆらぎ曲線 (濃い実線) とバルクハウゼン信号の周波数特性 (薄い実線) を重ねた図である。

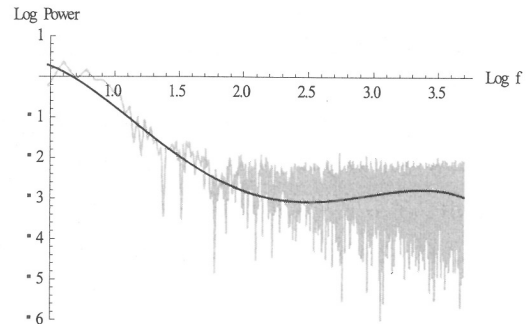
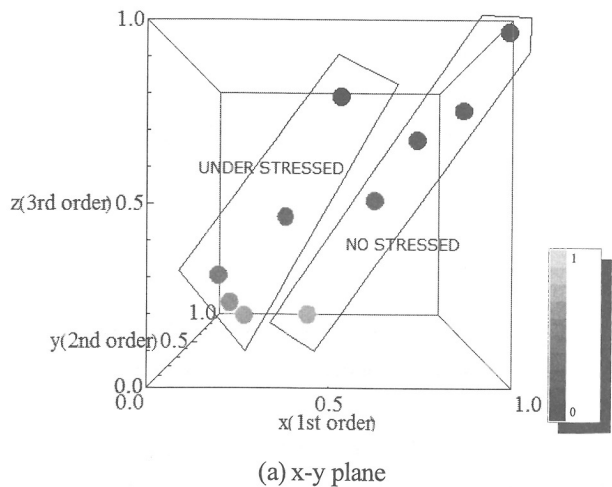


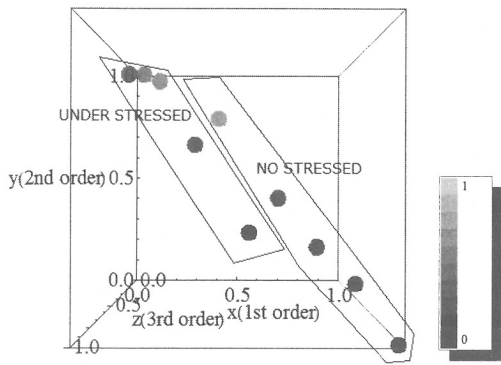
Fig. 8 One frequency characteristic of the Barkhausen signals under stress along with the 4<sup>th</sup> order power series curve in (1).

Fig. 9 に 1kg 以内の錘をいくつか用意し, 正規化した係数  $a_1, a_2, a_3, a_4$  の分布を示す。1kg 以内の重さから無作為に選択した錘を吊るした場合と錘を吊るしていない場合でそれぞれ 5 個のデータ, 計 10 個のデータを抽出した。それらのデータを用いて, 最大値を 1 としてゼロから 1 へ正規化して描いた結果が Fig. 9 である。

Fig. 9 のいずれにおいても錘を吊るした場合は直線状に分布する係数  $a_1, a_2, a_3, a_4$  が平行移動し, (0,1,0) 座標近傍へ集中することがわかる。







(b) x-z plane

Fig. 9 Difference in normalized frequency fluctuation coefficients  $a_1', a_2', a_3', a_4'$  between stressed and non-stressed groups.

## 2.5 印加応力の可視化と k-means 法

2.4 節で行った実験と同様にして、1kg 以下の錘をいくつか用意して、その中から無作為に選択した錘を吊るした場合と錘を吊るしていない場合で、周波数ゆらぎ特性を測定した。周波数ゆらぎ特性はホワイトノイズである高周波部分とバルクハウゼン信号を含む低周波部分にクラスタリングした。クラスタリングは k-means 法を採用した。

k-means 法は、最初に各データに対してランダムにグループを割り振り、各グループの中心をもとめる。次に各データを最も近い中心のグループに割り当て直す。これらを繰り返して、グループに変化がなかった場合にグループが確定し、クラスタリングが終了する。

Fig. 10 は錘を吊るした場合のバルクハウゼン信号の周波数特性を高周波部分と低周波部分に分割した波形と、バルクハウゼン信号を含む低周波部分に対して式(1)の4次関数近似を適用して得られる4次周波数ゆらぎ曲線を重ねた図である。

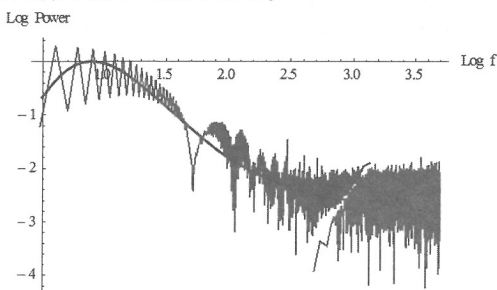


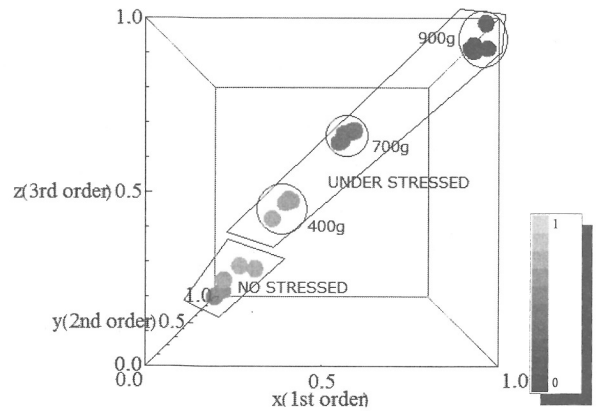
Fig. 10 Classified into 2 groups frequency characteristics of Barkhausen signals by the k-means method and a 4<sup>th</sup> order power series approximation curve to the lower frequency range.

1kg 以下である 900g, 700g, 400g の 3 種類の錘を用意し、同じ重さの錘あたり 5 回の周波数ゆらぎ特性の測定を行った。錘を吊るしていない場合を含めて 4 種類の応力を珪素鋼板へ印加して実験した。周波数のクラスタリングは k-means 法を採用し、4 次の近似関数を採用した。

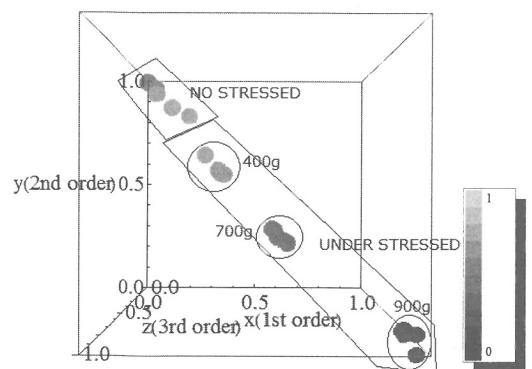
Fig. 11 は 1kg 以内の重りをいくつか用意し、その中から無作為に選択した錘を吊るした場合と錘を吊るしていない場合のデータ、計 4 種類で 20 個のデータに対する正規化した係数  $a_1', a_2', a_3', a_4'$  の分布を示す。

Fig. 11 のいずれにおいても錘を吊るした場合は直線状に分布する係数  $a_1', a_2', a_3', a_4'$  が、(1,0,1)座標側へ集中することがわかる。

また、錘を吊るした場合には、(0,1,0)座標側にかけて、吊るした錘の重さ、すなわち、圧力に準じて分布していることがわかる。



(a) x-y plane



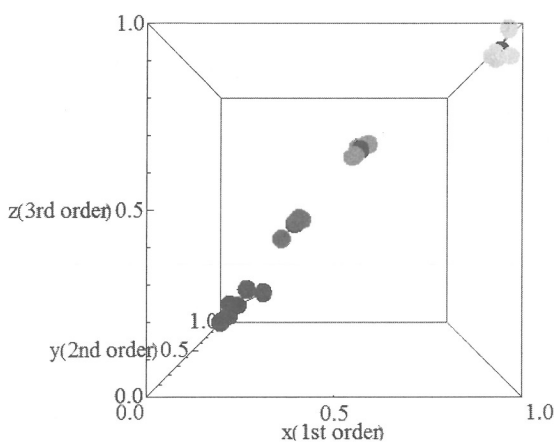
(b) x-z plane

Fig. 11 Difference in normalized frequency fluctuation coefficients  $a_1', a_2', a_3', a_4'$  between stressed and non-stressed groups.

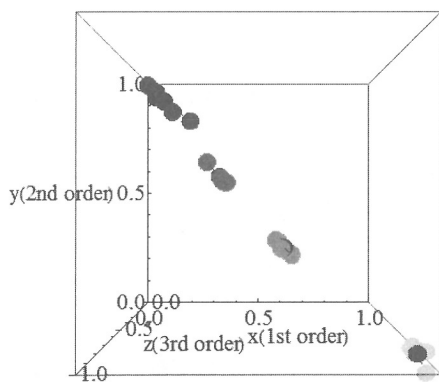
Fig. 12 に k-means 法を Fig. 11 に適用し、Fig. 11 の結果をクラスタリングした結果である。3 種類の錘を吊

るした場合と錘を吊るしていない場合の計4種類に対するデータを k-means 法でクラスタリングすれば、錘の重さに対してもクラスタリングが可能であることがわかる。

Fig.12 で、それぞれのグループ中心にある黒点は、k-means 法を行った際におけるグループの重心に相当する。k-means 法は性質上、初期値がランダムに振り当てられる。そのため、初期値の振り当てによりグルーピングの結果が多少異なるが、サンプル数が充分多ければ一意的なクラスタリング可能である。このことから、Fig.12 では、多少のクラスタリングのばらつきは考慮していない。



(a) x-y plane



(b) x-z plane

Fig. 12 Classified into 4 groups of the normalized frequency fluctuation coefficients by means of the k-means method.

### 3 結言

本論文は、バルクハウゼン信号から巨視的な規則性抽出を行う場合に技術的課題として残っていた周波数範囲設定に関する問題を克服するため、周波数ゆらぎ解析法を周波数の1次関数からn次関数へ一般化した。

周波数のn次関数へ一般化された周波数ゆらぎ解析法を珪素鋼板の応力探査問題へ適用し、応力の有無がバルクハウゼン信号へ反映する可視化法も併せて提案した。

その結果、珪素鋼板の錘の有無や錘の重さの相違を3次元空間上で可視化可能であることが判明した。

また、バルクハウゼン信号の低周波領域のみへ4次関数を用いた周波数ゆらぎ解析法を適用することで、印加応力の有無が明確となることを述べた。バルクハウゼン信号の低周波領域を客観的にクラスタリングする方法としてk-means法を採用した。その結果、より明確で客観的のある応力分布情報が3次元空間上に可視化された。

さらに、3次元空間上に可視化された応力印加情報へk-means法を適用することで応力の大きな相違が判定可能なグルーピングが可能であることが判明した。

### 参考文献

- [1] R. M. Bozorth: Ferromagnetism, p. 462 (IEEE PRESS)
- [2] M. Katsumata, S. Hayano and Y. Saito: A Study of Barkhausen Phenomenon Visualization, The Visualization Society of Japan, B203, July (2003).
- [3] S. Nojima and Y. Saito: Application of Frequency Fluctuation to Barkhausen Signals and its Application, J. Magn. Soc. Jpn., 35, 380-385 (2011).
- [4] M. Teranishi, K. Maruyama, S. Hayano, and Y. Saito: Visualization of 1/f Frequency Component in Dynamic Image of Natural Phenomena, The Visualization Society of Japan, B108, July (2005).

## OS7-04

## 区間 1 次関数法によるバルクハウゼン信号の周波数ゆらぎ解析

## 1st Order Frequency Fluctuation Analysis of the Barkhausen Signals

西山 祐樹<sup>\*1</sup>(学生), 齊藤 兆古<sup>\*1</sup>(教員)

Yuki Nishiyama (Stu.Mem.), Yoshihuru Saito (Men.)

This paper concerns with the optimization problems in the frequency fluctuation characteristics analysis of the Barkhausen signals emitted from the ferromagnetic materials. Major ferromagnetic material is the iron and its composites which are used extensively as the structural frames of various artificial products such as car, train, bridge and sky scraper buildings. So that we apply the frequency fluctuation analysis method to the Barkhausen signals in order to inspect whether the structural frames are stressed or not.

Until now, we have tried to extract the pressure characteristic signal from the Barkhausen signals under pressured ferromagnetic materials. As a result, it has been clarified that the pressure characteristic signals are contained in low frequency range of the Fourier spectrum of Barkhausen signals under pressured. However, its 1st order frequency fluctuation method has some drawback, i.e., the frequency range containing the pressure characteristic signals should be artificially extracted.

To overcome this drawback, we apply one of the optimum methodologies, i.e., k-means method, to the Fourier power spectrum of the Barkhausen signals under pressured.

Thus, we have succeeded in extracting the pressure characteristic signal from the Barkhausen signals under pressured by combining the 1st order frequency fluctuation analysis and k-means method.

*Keywords:* 1st order frequency fluctuation analysis, k-means method, Barkhausen signal,

## 1 序論

バルクハウゼン信号は、磁区構造を持つ強磁性体で観測される。例えば、鉄、ニッケル、コバルト、ガーネット等の磁化過程などである。また、バルクハウゼン信号は機械的応力や中性子による損傷等へ敏感に反応することが知られている。

強磁性体の代表である鉄は、身の回りに存在する多くの人工プロダクト、例えば、建造物や製造物中に必須とされる機械的強度を保つメインフレーム材料として幅広く使用されている。構造物中のフレームはその本質的な役割のため、常に機械的応力が加わり残留応力が存在する。機械的強度維持のために機械的応力や残留応力に対する非破壊検査技術は安全性確保のために極めて重要であり、予め残留応力などが非破壊的に探査可能となれば、大部分の人工的プロダクトに於ける機械的安全性や耐久性が計数化可能となり、プロダクトの安全性が確保できる。

従来からバルクハウゼン信号は機械的応力に対して敏感に反応することが知られている。しかしながら、バルクハウゼン信号はバルクハウゼンノイズと呼ばれ

るランダム性が強く現れることもあり、バルクハウゼン信号自体から機械的応力や中性子による損傷などが識別可能な信号処理技術は存在していなかった。

先行研究として、バルクハウゼン信号へゆらぎ周波数解析を適応することで印加応力に対する巨視的な規則性抽出に成功した例が報告されている[1]。

本論文の目的は、バルクハウゼン信号から巨視的な規則性抽出を行う場合に技術的課題となった周波数範囲を設定する問題を克服するため、最適化法の1種である k-means 法によって類似した性質を持つ周波数グループへクラスタリングし、周波数範囲選択へ客観的を持たせることが目的である。

具体的な例として、珪素鋼板に加わる応力負荷の有無をバルクハウゼン信号の1次周波数ゆらぎ法を用いて識別を試みる。すなわち、供試試験体である珪素鋼板へ応力負荷時のバルクハウゼン信号を測定し、バルクハウゼン信号のフーリエ・パワースペクトラムと周波数の両者を両対数空間に描き、k-means 法を用いて類似した性質を持つ周波数グループへクラスタリングし、各周波数グループの1次周波数ゆらぎを求め、1次周波数ゆらぎの勾配を周波数の関数として描き、応力負荷の有無でどの周波数の1次周波数ゆらぎの勾配が変化するか吟味する。ここで、1次周波数ゆらぎとは「周波数に対するスペクトラム・グループの傾き

連絡先：西山 祐樹, 〒352-0011 東京都小金井市梶野町3-7-2, 法政大学大学院デザイン工学研究科システムデザイン専攻,

e-mail: yuki.nishiyama.5h@stu.hosei.ac.jp

<sup>\*1</sup>法政大学大学院

を1次関数で近似し、1次関数の係数を最小自乗法で決定する方法」をいう[2]。したがって、最小自乗法で決まる1次関数の係数が「1次周波数ゆらぎの勾配」と記している。

## 2 一般化された周波数ゆらぎ解析

### 2.1 基本式

任意の信号を  $g(t)$  及びそのフーリエ・パワースペクトラム  $G(f)$  とし、フーリエ・スペクトル  $G(f)$  及び周波数  $f$  それぞれの対数を求める。縦軸を  $\log G(f)$ 、横軸に  $\log f$  として信号  $g(t)$  の周波数特性を描く。すなわち、信号の周波数特性を  $x$ - $y$  平面座標系で、横軸  $x$  を周波数  $f$  の対数、縦軸  $y$  をフーリエ・パワースペクトラム  $G(f)$  の対数とした両対数空間に描く。全周波数領域に対する周波数特性を表すために、式(1) のべき級数関数近似を考える。

$$h(f) = a_0 + a_1 f + a_2 f^2 + \dots + a_n f^n \quad (1)$$

式(1)の係数は最小自乗法で決定される。式(1)の係数を要素とするベクトル  $\mathbf{A}$  は式(2)で与えられる。

$$\mathbf{A} = [\mathbf{C}^T \mathbf{C}]^{-1} \mathbf{C}^T \mathbf{Y} \quad (2)$$

ここで、上添字である  $T$  は行列の転置を示し、ベクトル  $\mathbf{A}$ 、 $\mathbf{Y}$ 、行列  $\mathbf{C}$  はそれぞれ(3)、(4)、(5)式で与えられる。

$$\sqrt{\sum (u-v)^2} \quad (3)$$

$$\mathbf{Y} = [h(f_0) \quad h(f_1) \quad \dots \quad h(f_m)] \quad (4)$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & f_0 & f_0^2 & \dots & f_0^n \\ 1 & f_1 & f_1^2 & \dots & f_1^n \\ 1 & f_2 & f_2^2 & \dots & f_2^n \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 1 & f_m & f_m^2 & \dots & f_m^n \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$m > n$$

式(3)~(5)で、 $m$  は式の数であり、1Hz, 10Hz, 100Hz, 1000Hz... などサンプル周波数の数と一致する。サンプル周波数  $m$  は、常に供試材料の数  $n$  より多い。これにより  $m > n$  の条件は常に満たされる [3]。

### 2.2 1次周波数ゆらぎ

Fig. 1 に本論文で採用したバルクハウゼン信号測定装置を示す。継鉄としてU時型マンガンジंक系フェライトコアを採用し、供試材料に厚さ0.35mm幅30mm長さ100mmの珪素鋼板を使用した。U字フェライトコアの底部に巻かれている励磁コイルは300回巻きであり、この励磁コイルに1A, 1Hzの正弦波交流電流を通電させた。この時にオシロスコープで上端に位置する供試材料に巻かれているサーチコイルの誘起電圧を測定し、フーリエスペクトラム変換しゆらぎ周波数を抽出する。

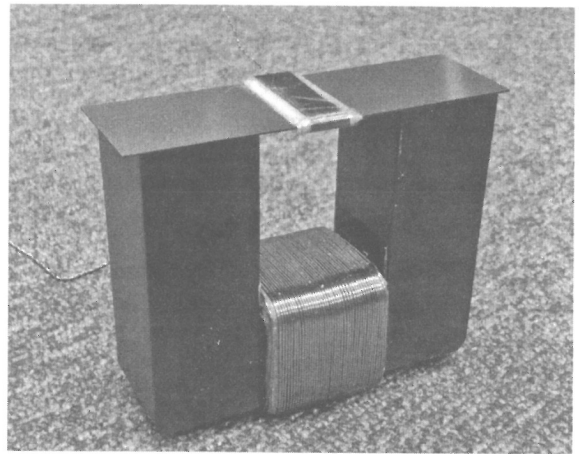


Fig. 1 Barkhausen measurement experiments device

### 2.3 k-mean 法による周波数グループのクラスタリング

本論文では、フーリエ・パワースペクトラムと周波数をそれぞれ両対数空間上へ表示し、フーリエ・パワースペクトラムを周波数グループ毎にクラスタリングし、周波数グループ毎に周波数に対するフーリエ・パワースペクトラムの変化を式(1)の周波数に対する1次関数、 $a_0 + a_1 f$  で近似する。係数、 $a_1$  が1次周波数ゆらぎの勾配である。

フーリエ・パワースペクトラムを周波数グループ毎にクラスタリングするには2方法考えられる。一方は機械的に周波数範囲を2分してクラスタリングを行う機械的方法[1]。他方は、何らかの合理的な数学的手法を用いて周波数範囲を2分してクラスタリングを行う数学的方法である[3]。

本研究では、機械的方法と数学的方法の1種であるk-means法で周波数範囲をクラスタリングする。

k-means法によるクラスタリングはどのようなデータにも適用可能である。必要となるのは、集合(グル

ープ) 内の各要素が他の要素とどのくらい離れているかを測る尺度, つまり要素  $u$  と  $v$  間の距離である。この距離を式(6)のユークリッド距離で求める。

$$\sqrt{\sum (u-v)^2} \quad (6)$$

クラスタの平均をもとにしてクラスタ数  $k$  個に分類することから  $k$ -means 法( $k$ -平均法)と呼ばれる。

応力の加わっていない場合のバルクハウゼン信号へ機械的な周波数クラスタリング法を適用して得られた 1 次周波数ゆらぎ解析結果とその勾配対周波数特性の例をそれぞれ Figs. 2, 3 に示す。同一バルクハウゼン信号へ  $k$ -means 法による周波数クラスタリング法を適用して得られた 1 次周波数ゆらぎ解析結果とその勾配対周波数特性をそれぞれ Figs. 4, 5 に示す。

機械的周波数クラスタリング法と  $k$ -means 法による周波数クラスタリングによって供試バルクハウゼン信号は Figs. 2, 4 に示されている。何れのクラスタリング法でも 30 個の周波数グループに分割した。

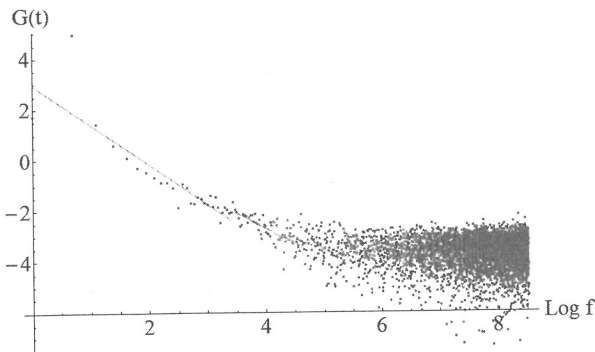


Fig. 2 1st order frequency fluctuation characteristics of the mechanically clustered.

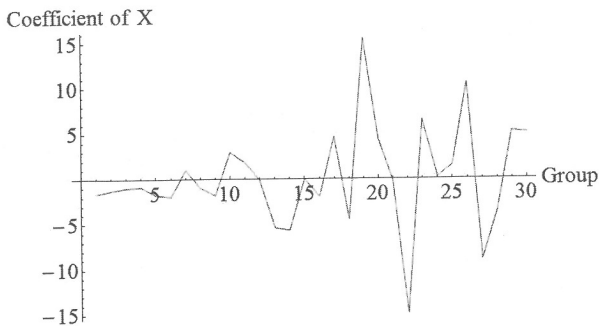


Fig. 3 1st order gradient vs. frequency characteristic of the mechanically clustered frequency groups.

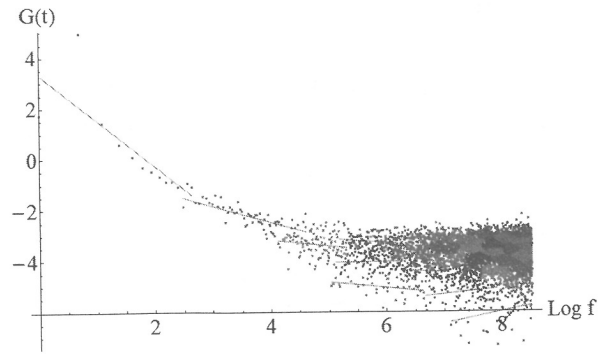


Fig. 4 1st order frequency fluctuation characteristics of the clustered by the  $k$ -means method.

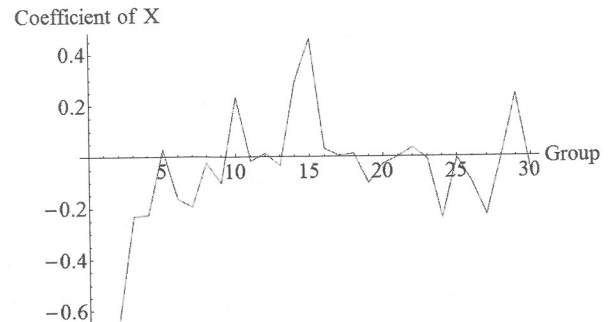


Fig. 5 1st order gradient vs. frequency characteristic of the clustered frequency groups by the  $k$ -means method.

Figs. 2, 4 はそれぞれ応力の加わっていない場合のバルクハウゼン信号へ機械的周波数クラスタリング法を適用して得られた 1 次周波数ゆらぎ解析結果と  $k$ -means 法による周波数クラスタリング法を適用して得られた 1 次周波数ゆらぎ解析結果を示している。

機械的な周波数クラスタリング法と  $k$ -means 法による周波数クラスタリング法による結果の相違を吟味する。機械的な周波数クラスタリング法は周波数グループが規則的間隔に分類されているため周波数グループ毎の 1 次近似関数直線が縦縞状になるのが Fig. 2 から分かる。また低周波領域において一次近似直線の傾きの変化が少ないことが Fig. 3 から分かる。

他方,  $k$ -means 法による周波数クラスタリングは, 式(6)によるユークリッド距離を使用して分類することから, 周波数グループが規則的間隔とはならず巨視的には低周波領域, 高周波領域共に分類されることが Fig. 4 から分かる。このことから低周波領域の勾配の周波数に対する変化の絶対値が大きいことが Fig. 5 から分かる。

## 2.4 応力負荷時におけるクラスタ解析

2.3節と同様な解析を、応力負荷として496g, 1026gの錘をFig. 6に示すようにして加えた場合に得られるバルクハウゼン信号へ適用する。

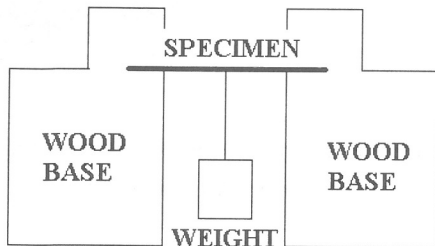
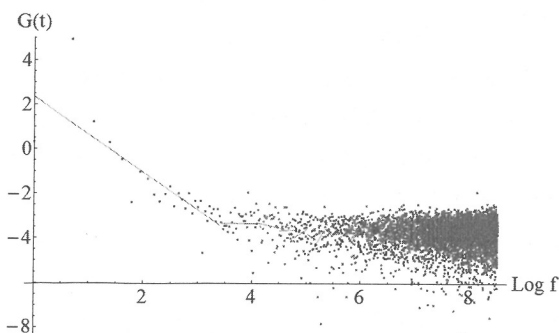


Fig. 6 Measuring device of stress load

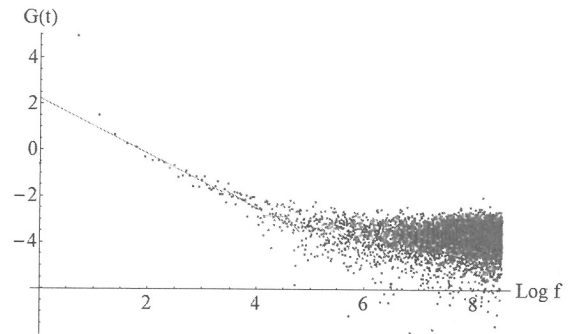
Fig. 7, 9はそれぞれ応力印加時のバルクハウゼン信号へ機械的周波数クラスタリング法を適用して得られた1次周波数ゆらぎ解析結果とk-means法による周波数クラスタリング法を適用して得られた1次周波数ゆらぎ解析結果を示している。

応力印加時のバルクハウゼン信号へ機械的周波数クラスタリング法を適用して得られた1次周波数ゆらぎの解析結果とその勾配対周波数特性をそれぞれFigs. 8, 10に示す。

機械的周波数クラスタリング法とk-means法による周波数クラスタリングによって供試バルクハウゼン信号をFigs. 7, 9に示す。何れのクラスタリング法でも30個の周波数グループに分割した。



(a) 496g

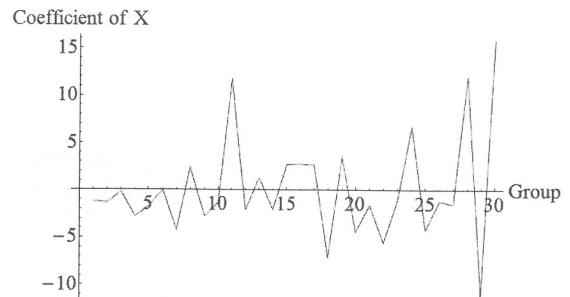


(b) 1026g

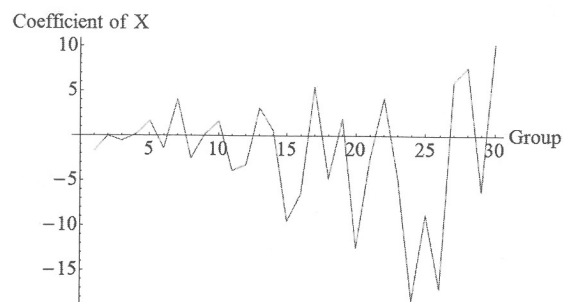
Fig. 7 1st order frequency fluctuation characteristics of the mechanically clustered under the pressure loads.

Figs. 7, 9から、機械的周波数クラスタリング法とk-means法による周波数クラスタリングにおいても、低周波領域の勾配が圧力の増加に従って小さくなることが観察される。

しかしながら、Fig. 8に示す機械的周波数クラスタリング法による勾配対周波数特性は、高周波領域の変化が大きく、低周波領域の勾配が圧力の増加に従って小さくなることが判定できない。

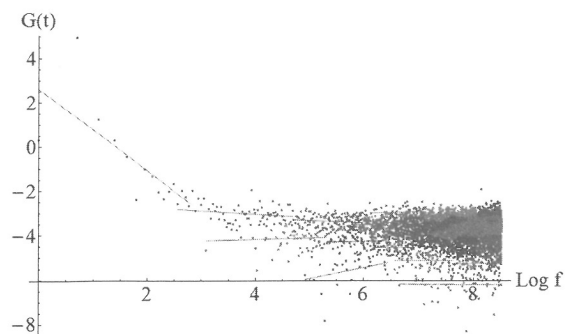


(a) 496g

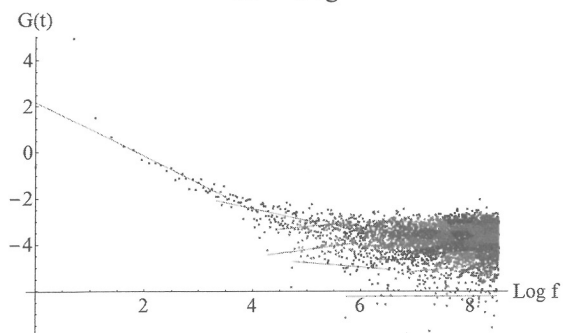


(b) 1026g

Fig. 8 1st order gradient vs. frequency characteristic of the mechanically clustered frequency groups under the pressure loads

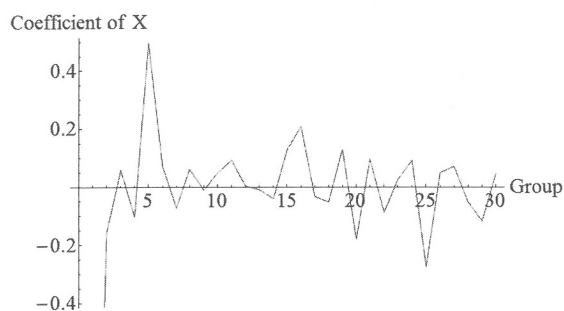


(a) 496g

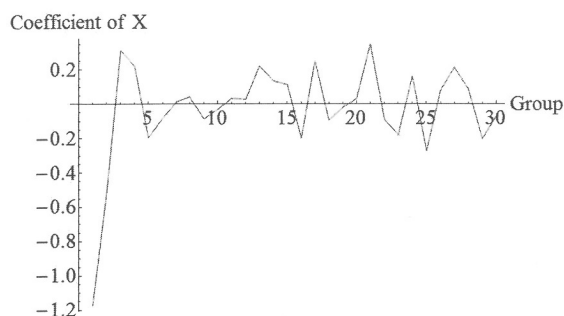


(b) 1026g

Fig. 9 1st order frequency fluctuation characteristics of the clustered by the k-means method under the pressure loads.



(a) 496g



(b) 1026g

Fig. 10 1st order gradient vs. frequency characteristic of the clustered frequency groups by the k-means method under the pressure loads.

他方, Fig. 10 に示す k-means 法による周波数クラスタリングによる勾配対周波数特性は, 高周波領域の変化が小さく, 低周波領域の勾配が圧力の増加に従って大きくなり, Figs. 9 の観察結果と一致する。

以上の結果から, 1 次関数周波数ゆらぎ解析を k-means 法と併用することで客観的に周波数グループがクラスタリングされ, その結果は人間が観察した結果と一致する傾向を持つことがわかる。

### 3 結論

本論文は, バルクハウゼン信号から巨視的な規則性抽出を行う場合に技術的課題として残った周波数範囲の設定問題を解決する 1 方法として, ユークリッドノルムを最小化する k-means 法を提案し, その有効性を具体的な実験例を交えて示した。

### 参考文献

- [1] 野嶋悟士, 齊藤兆古, バルクハウゼン信号の周波数ゆらぎ解析とその応用, 日本磁気学会 第 35 巻 pp. 380-385, 2011.
- [2] 寺西正晃, 丸山和夫, 早野誠治, 齊藤兆古, 自然界の画像が持つ  $1/f$  周波数成分の可視化, 可視化情報シンポジウム(2005 年 7 月工学院大学), No. B108, 2005.
- [3] Jun Kawazoe, Iliana Marinova, and Yoshifuru Saito, Fluctuation Frequency Analysis of the Barkhausen Signals Under Static and Dynamic Stresses, IEEE Trans. on Magnetics, Vol. 49, NO. 5, pp. 1917-2000, 2013.





## 線形化 Chua 型磁化特性モデルによる複素透磁率の表現方法

## Complex permeability based on a Chua type magnetization model

根守 英明<sup>\*1</sup>(学生員), 齊藤 兆古<sup>\*1</sup>(正員)

Hideaki NEMORI (Stu.Mem.), Yoshifuru SAITO (Mem.)

Even though, Chua-type magnetization model is capable of representing the various nonlinear magnetization characteristics of the ferromagnetic materials, a complex permeability is one of the simplest and convenient representations of the hysteretic magnetization properties.

In this paper, we evaluate the frequency characteristics of a complex permeability derived from Chua type model. As a result, a comparison of the both our model and experimental frequency characteristics reveals a fairly good agreement.

*Keywords:* Chua-type magnetization model, complex permeability.

## 1 序論

鉄に代表される強磁性体は、建造物や製造物中に必須とされる機械的強度を支えるメインフレームの材料など、多くの人工プロダクトに使われている。機械的構造はその本質的な役割のため、常に機械的応力が加わり残留応力も存在する。機械的強度維持のため、機械的応力や残留応力に対する非破壊検査技術は安全性確保のために極めて重要である。予め残留応力などが非破壊的に探査可能となれば、大部分の人工的プロダクトに於ける機械的安全性や耐久性が計数化可能となり、プロダクトの安全性が確保できる。

強磁性体は磁区構造を持ち、結晶に物理的エネルギーが加わることで磁区構造、磁化特性が変化する。したがって、鉄の非破壊検査において、対象の磁化特性を把握することは極めて有効である。

本論文では、磁性材料の磁化特性を把握する手法として新 Chua 型磁化特性モデルを採用する。早野・斎藤らの提唱する新 Chua 型磁化特性モデル(以下、Chua 型磁化特性モデルと略記)は、等方性磁性材料の場合、良好な動的磁化特性を再現可能とし、磁性材料の磁化特性を考慮した解析を可能とした[1]。

本論文は Chua 型磁化特性モデルのパラメータを定

数とした線形化 Chua 型磁化特性モデルから導かれる複素透磁率の周波数特性について吟味する。

## 2 Chua 型磁化特性モデルの構成方程式

Chua 型磁化特性モデルは、磁化特性で、静的な磁区状態を表す構成方程式(1)と動的な磁区状態を表す構成方程式(2)の和で表される。

$$H_{static} = \frac{1}{\mu} B \quad (1)$$

$$H_{dynamic} = \frac{1}{s} \left( \frac{dB}{dt} - \mu_r \frac{dH}{dt} \right) \quad (2)$$

すなわち、静的な磁区状態と動的な磁区状態の両方を包括した Chua 型磁化特性モデルの構成方程式は式(3)で表される。

$$H = H_{static} + H_{dynamic} \\ H + \frac{\mu_r}{s} \frac{dH}{dt} = \frac{1}{\mu} B + \frac{1}{s} \frac{dB}{dt} \quad (3)$$

以下、Chua 型磁化特性モデルのパラメータである透磁率  $\mu$ 、可逆透磁率  $\mu_r$ 、ヒステリシス係数  $s$  について述べる。

2.1 透磁率  $\mu$ 

磁化特性モデルを構成するパラメータは、パラメータそのものが過去の磁気履歴を包含するものは採用できない。理由は、磁化特性モデルそのものが磁気履歴によって異なるためである。磁気飽和特性を表す磁化

連絡先: 根守 英明, 〒184-8584 東京都小金井市梶野町 3-7-2, 法政大学大学院理工学研究科電気電子工学専攻 齊藤兆古研究室,

e-mail: hideaki.nemori.4p@stu.hosei.ac.jp

<sup>\*1</sup> 法政大学大学院

曲線は初期磁化曲線、ヒステリシスループの頂点をトレースして得られる正規磁化曲線、B-H 平面の各点で交流消磁をして得られる理想磁化曲線がある。これらの磁気飽和特性を表す磁化曲線で、過去の磁気履歴に依存しない曲線は、B-H 平面の各点で過去の履歴を交流消磁して得られる理想磁化曲線のみである。

よって、Chua 型磁化特性モデルの透磁率  $\mu$  は理想磁化曲線を採用する。透磁率  $\mu$  は静的な磁区状態を表すパラメータであり、式(4)によって定義される。

$$\mu = \frac{B}{H_s} \quad (4)$$

Bozorth は図 1 に示すような飽和値に至る周期的磁化状態の B-H ループにおいて、同一磁束密度における上昇曲線と下降曲線それぞれの磁界の平均値をトレースした曲線が極めて良く理想磁化曲線と一致することを指摘している[2]。

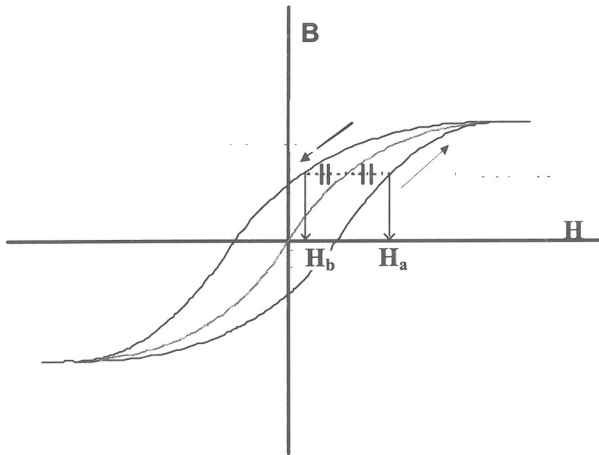


Fig.1 Ideal magnetization curve

図 1 で同一磁束密度における上昇・下降曲線は式(5)、(6)で表される。

$$H_a = \frac{1}{\mu} B + \frac{1}{s} \left( \frac{dB}{dt} - \mu_r \frac{dH_a}{dt} \right) \quad (5)$$

$$-H_b = \frac{1}{\mu} B - \frac{1}{s} \left( \frac{dB}{dt} - \mu_r \frac{dH_b}{dt} \right) \quad (6)$$

式(5)と(6)の平均をとると

$$\frac{1}{2} \left\{ (H_a - H_b) + \mu_r \left( \frac{dH_a}{dt} - \frac{dH_b}{dt} \right) \right\} = \frac{1}{\mu} B \quad (7)$$

の関係が得られる。従って、

$$\frac{dH_a}{dt} \cong \frac{dH_b}{dt} \quad (8)$$

の条件が成り立つとき、すなわち、測定時の磁界の時間変化の変化率が対称であれば、

$$\frac{H_a - H_b}{2} = \frac{1}{\mu} B \quad (9)$$

となり、式(4),(9)より理想磁化曲線から Chua 型モデルにおける透磁率が近似的に求まる。

## 2.2 可逆透磁率 $\mu_r$

Chua 型磁化特性モデルの可逆透磁率  $\mu_r$  もまた透磁率と同様に、過去の磁気履歴に影響されるようでは磁化特性モデルのパラメータとして採用できない。磁界 H と磁束密度 B それぞれの微小変化を  $\Delta H$  と  $\Delta B$  とする場合、両者の関係を結合するパラメータとして増分透磁率  $\mu_\Delta$  が一般に知られている。この増分透磁率の中で過去の磁気履歴に影響されず一意的に測定可能なのは、理想磁化曲線測定時に得られる増分透磁率である

図 2 に示すように、磁界 H を増加中に反転させて後、再び増加するとマイナーループを描く。

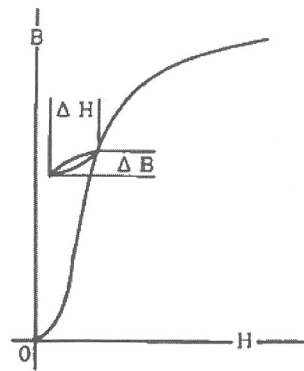


Fig.2 Minor loop

磁界 H と磁束密度 B の増分  $\Delta H$  と  $\Delta B$  を図 2 のように定義すれば、増分透磁率  $\mu_\Delta$  は式(10)によって定義される。

$$\mu_\Delta = \frac{\Delta B}{\Delta H} \quad (10)$$

式(10)で  $\Delta H$  を小さくしていくと、マイナーループの囲む面積は小さくなり、最終的には直線となる。この直線となった状態では、可逆的な磁化過程となる。このとき、

$$\mu_r = \lim_{\Delta H \rightarrow 0} \frac{\Delta B}{\Delta H} \quad (11)$$

を可逆透磁率という。増分透磁率  $\mu_\Delta$  は単純に磁界 H もしくは磁束密度 B の一価関数として表現できない。同様に、可逆透磁率  $\mu_r$  も単純に H もしくは B の一価関数として表すことは困難である。Gans によって、可逆透磁率  $\mu_r$  はバイアス磁束密度 B の一価関数として表されると報告されている[2]。これを Gans の法則という。

しかし、Bozorth は Gans の法則に従わない材料を指

摘している[2]。可逆透磁率  $\mu_r$  はマイナーループを極限に小さくすることで得られるが、理想磁化曲線を求める場合の交流磁界を減少する過程でも得ることができる。この理想磁化曲線の測定に伴って得られた可逆透磁率は、磁束密度  $B$  または磁界  $H$  の単純な一価関数として表すことができる。なぜなら、理想磁化曲線は、交流磁界で過去の履歴を打ち消して得られる各磁区状態における磁界と磁束密度の関係を表す特性を持つからである。また、 $B=0$  における可逆透磁率  $\mu_r$  は初透磁率  $\mu_i$  と等しい。以上のことから、Gans の法則は、理想磁化曲線の測定時にもなって得られる可逆透磁率  $\mu_r$  に対して厳密に成り立つ。同一磁束密度における上昇曲線と下降曲線の傾きの平均値をとることで、可逆透磁率  $\mu_r$  の近似値が求まる。

### 2.3 ヒステリシス係数 $s$

式(3)の Chua 型磁化特性モデルの構成方程式で、透磁率  $\mu$ 、可逆透磁率  $\mu_r$  さらにヒステリシス係数  $s$  はそれぞれ一定値ではなく、 $\mu$  と  $\mu_r$  は理想磁化曲線測定時のバイアス磁束密度の一価関数で表現される。他方、ヒステリシス係数  $s$  は磁束密度の時間変化  $dB/dt$ 、磁界の時間変化  $dH/dt$ 、さらに磁束密度  $B$  の一価関数で与えられる。

式(3)において、磁束密度  $B=0$  のときヒステリシス係数  $s$  は、

$$s = \frac{1}{H} \left( \frac{dB}{dt} - \mu_r \frac{dH}{dt} \right) \quad (12)$$

と表される。ここで、 $B=0$  のとき磁界  $H$  は保磁力  $H_c$  となるため  $H=H_c$  よりヒステリシス係数  $s$  は、

$$s = \frac{1}{H_c} \left( \frac{dB}{dt} - \mu_r \frac{dH}{dt} \right) \quad (13)$$

となる。励磁電流を変化させ、磁束密度  $B=0$  時の  $dB/dt$  と  $dH/dt$  を求めることによりヒステリシス係数が求まる。

## 3 線形化 Chua 型磁化特性モデル

### 3.1 線形化 Chua 型磁化特性モデル

高周波動作領域では、磁性材料を時間  $t$  に対して正弦波状に変化する磁界  $H$  で励磁したとき磁束密度  $B$  も正弦波状に変化し線形な動作となり、磁気飽和を無視することができる。このような線形動作を前提とした場合、Chua 型磁化特性モデルのパラメータ  $\mu$ 、 $\mu_r$ 、 $s$  は一定値となる[3]。

磁界  $H$  と磁束密度  $B$  がともに時間  $t$  に対して正弦波状に変化することから、複素記号法  $d/dt \rightarrow j\omega$  を式(3)に適用し変形すると線形化 Chua 型磁化特性モデルの式(14)が得られる。

$$(1 + j\omega \frac{\mu_r}{s}) \hat{H} = (\frac{1}{\mu} + j\omega \frac{1}{s}) \hat{B} \quad (14)$$

ここで、 $\hat{\phantom{x}}$  はフェーザーを表す。式(14)から複素透磁率  $\hat{\mu}(\omega)$  は、

$$\hat{\mu}(\omega) = \frac{\hat{B}}{\hat{H}} = \mu \left\{ \frac{s^2 + \omega^2 \mu \mu_r}{s^2 + (\omega \mu)^2} - j \frac{\omega(\mu - \mu_r)s}{s^2 + (\omega \mu)^2} \right\} \quad (15)$$

と表すことができ、偏微分方程式などへの導入が容易となる。また、 $\tau_c = \mu/s$  として式(15)を変形すると、

$$\hat{\mu}(\omega) = \frac{\mu + \mu_r (\omega \tau_c)^2}{1 + (\omega \tau_c)^2} - j \frac{\omega \tau_c (\mu - \mu_r)}{1 + (\omega \tau_c)^2} \quad (16)$$

となる。

式(16)が線形化 Chua 型磁化特性モデルによる複素透磁率を表す構成方程式である。

### 3.2 複素透磁率の周波数特性

複素透磁率は周波数によって変化する。ここで実数部について、式(16)の右辺第1項の極値をとると、

$$\lim_{\omega \rightarrow 0} \frac{\mu + \mu_r (\omega \tau_c)^2}{1 + (\omega \tau_c)^2} = \mu \quad (17a)$$

$$\lim_{\omega \rightarrow \infty} \frac{\mu + \mu_r (\omega \tau_c)^2}{1 + (\omega \tau_c)^2} = \mu_r \quad (17b)$$

となる。式(17a)より低周波領域では複素透磁率の実数部は透磁率  $\mu$  によって支配される。一方、式(17b)より高周波領域では可逆透磁率  $\mu_r$  により支配される。

次に、損失に直接関係する複素透磁率の虚数部の周波数特性について調べる。虚数部について、式(16)の右辺第2項の極値をとると、

$$\lim_{\omega \rightarrow 0} \frac{\omega \tau_c (\mu - \mu_r)}{1 + (\omega \tau_c)^2} = 0 \quad (18a)$$

$$\lim_{\omega \rightarrow \infty} \frac{\omega \tau_c (\mu - \mu_r)}{1 + (\omega \tau_c)^2} = 0 \quad (18b)$$

となり、低周波領域および高周波領域で共に支配的でない。さらに式(16)の虚数部を変形すると

$$\mu_l(\omega) = \frac{\tau_c(\mu - \mu_r)}{\omega\tau_c^2 + \frac{1}{\omega}} = \frac{\tau_c(\mu - \mu_r)}{\left(\sqrt{\omega\tau_c^2 - \frac{1}{\omega}}\right)^2 + 2\tau_c} \quad (19)$$

となるから

$$\omega_l = \frac{1}{\tau_c} = \frac{s}{\mu} \quad (20)$$

で最大となる。したがってヒステリシス係数は

$$s = \omega_l \mu \quad (21)$$

で表される。

## 4 実験

### 4.1 試験片

実験は図3に示すようなリング状フェライトコア H5C2(TDK 製)を用いた。図4のように H5C2 にホルマル線を巻いてインピーダンスと位相を測定する。表1にはフェライトコアの諸定数を示す。

Table 1 Various constants of the tested toroidal core.

Outer diameter $r_o=44.5\text{mm}$
Inner diameter $r_i=30.0\text{mm}$
Thickness $d=13\text{mm}$
Number of turns $N=180\text{turns}$

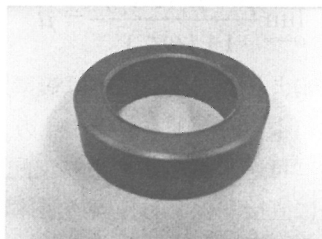


Fig.3 Tested ferrite core H5C2(TDK).

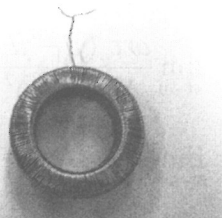


Fig.4 Tested toroidal core.

### 4.2 パラメータの測定

リング状試験片の複素透磁率は、複素透磁率の実数部を表す式(21)式と複素透磁率の虚数部を表す式(22)の和で表される。

$$\text{Re}[\mu(\omega)] = \frac{l}{\omega N^2 A} |Z(\omega)| \sin \theta(\omega) \quad (21)$$

$$\text{Im}[\mu(\omega)] = \frac{l}{\omega N^2 A} [|Z(\omega)| \cos \theta(\omega) - R] \quad (22)$$

コイルの諸定数及びインピーダンスと位相の測定結果より、複素透磁率の実数部と虚数部を求めた。

### 4.3 複素透磁率の周波数特性

表2はインピーダンスと位相の測定結果より求めた Chua 型モデルのパラメータである。図5は Chua 型モデルから求めた複素透磁率の周波数特性と実験値の比較である。

Table 2 Parameter of the Chua-type model

$\mu = 2.424 \times 10^{-2} [H/m]$
$\mu_r = 2.890 \times 10^6 [H/m]$
$s = 13.7 [\Omega/m]$

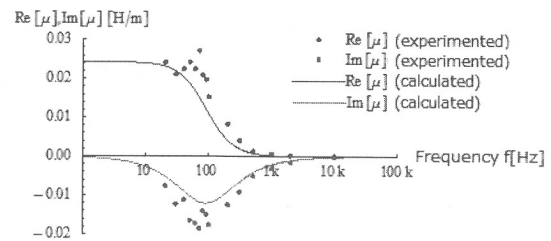


Fig.5 Frequency characteristics of the complex permeability of the tested toroidal core.

## 5 結論

本論文では、Chua 型磁化特性モデルの概要を述べ、比較的簡便に鉄損が算定可能な複素透磁率モデルを導いた。インピーダンスと位相測定の実験から求めた複素透磁率のパラメータを算出した。

実験値から求めたパラメータを用いた Chua 型磁化特性モデルの複素透磁率の周波数特性は実験値と良好に一致した。

以上の結果から、線形化 Chua 型モデルが複素透磁率の周波数特性を表現するのに妥当であることを具体的な例を用いて述べた。

## 参考文献

- [1] 早野誠治, 宮崎淳, 並木勝, 斎藤兆古“磁界計算のための磁性材料の構成式”マグネティックス研究会, SA-90-33, RM-90-45, Aug. 1990.
- [2] R.M.Bozorth, "Ferromagnetism" (Van Nostrand, 1951)
- [3] S.Hayano, Y.Saito, and Y.Sakaki, "A magnetization model for computational magneto dynamics", Journal of Applied Physics, Vol.29, No.28, pp.4614-4616, Apr., 1991.

## フーリエ級数を用いた磁界制御型磁化特性モデルの導出

## Derivation of a Magnetization Model by Fourier Series

和久田 恭祐\* (学生員), 齋藤 兆古\* (正員)

Kyosuke WAKUDA (Stu. Mem.), Yoshihuru SAITO (Mem.)

Apply Fourier analysis to the magnetization characteristics leads to a mathematical constitutive equation of the dynamic magnetization characteristics. When a magnetic flux density in the ferromagnetic materials is sinusoidally time varying, its accompanying magnetic field intensity becomes a non-sinusoidal distorted time periodic wave caused by the nonlinear magnetization characteristics of the ferromagnetic materials. Apply Fourier analysis to the magnetic fields makes it possible to classify the magnetic fields into the odd and even time periodic components. Considering the time in phase magnetic flux and time derivative of flux density components to each of the odd and even components of magnetic fields leads to a simple constitutive relation which is capable of representing the hysteretic property of the ferromagnetic materials.

*Keywords:* Fourier series, Magnetic hysteresis, Ferromagnetic materials.

## 1 緒言

有限要素法で代表される数値解析技術の進展と小型・高性能のパーソナルコンピュータの爆発的な普及で、従来、大型計算機でしか利用できなかった電磁界解析ソフトが個人レベルでも利用可能な環境が構築されている。

しかしながら、殆ど総ての電磁界解析ソフトウェアパッケージは線形問題に関して十分に実用性があるが、強磁性体が絡む電磁界解析では、解析空間が空気など線形媒質で支配される場合を除いて実務に耐えられない。

この理由は、磁性体の磁化特性にある。総ての磁性体は非線形であり、磁気飽和、磁気ヒステリシス、磁区間のアノマラスな渦電流などを呈し、これらの特性は応力、温度などの環境条件によっても変化する[1]。従って、磁性体の磁化特性、特に磁気履歴特性を導入しなければ磁性体が系を支配する電気機器には無力である。

強磁性体中で磁束密度が正弦波状に時間変化している場合、この磁束密度に伴う磁界は強磁性体の非線形磁化特性に起因して歪波となる。この磁界へフーリエ解析を適用することで、磁界は奇関数成分と偶関数成分の波形へ分けられる。奇関数と偶関数の磁界と同相

となる磁束密度とその時間微分を勘案すると、磁界と磁束密度、および磁束密度の時間微分の関係を表す構成方程式が導かれる[2,3]。この構成方程式は磁区履歴特性を表す磁化特性モデルであり、バルク強磁性体、すなわち、トロイダルコアなどでは限られた周波数範囲で極めて有用な磁化特性モデルとなることが報告されている[4]。

本論文では、磁界制御型の磁化特性モデルをフーリエ級数で導き、その妥当性を簡単な実験で検証する。

## 2 磁界制御型磁化特性モデル

## 2.1 理論的基礎

磁性体を磁化する磁界  $H$  が任意の奇関数で与えられるとする。磁界  $H$  が強磁性体に加えられ磁束密度  $B$  が生じたとする。強磁性体の非線形な磁化特性に起因して磁束密度  $B$  は磁界  $H$  と同時間位相である奇関数成分  $B_{Odd}$  と磁界  $H$  と時間位相が  $90$  度異なる偶関数成分  $B_{Even}$  からなる。

すなわち、

$$B = B_{Odd} + B_{Even} \quad (1)$$

ここで、式(1)の右辺はフーリエ級数を使って、

$$\begin{aligned} B &= B_{Odd} + B_{Even} \\ &= \sum_{i=1}^n B_{si} \sin(i\omega t) + \sum_{i=1}^n B_{ci} \cos(i\omega t) \end{aligned} \quad (2)$$

連絡先: 和久田 恭祐, 〒184-0002 東京都小金井市梶野町 3-7-2, 法政大学大学院理工学研究科電気電子工学専攻,  
e-mail: kyosuke.wakuda.9r@stu.hosei.ac.jp

\*法政大学

となり、 $B_{sb}, i=1, 2, \dots, n$  と  $B_{ci}, i=1, 2, \dots, n$  はそれぞれ次式で与えられる。

$$B_{si} = \frac{2}{T} \int_0^T B \cdot \text{Sin}(i\omega t) dt \quad (3)$$

$$B_{ci} = \frac{2}{T} \int_0^T B \cdot \text{Cos}(i\omega t) dt \quad (4)$$

磁束密度の奇関数成分  $B_{Odd}$  は磁界  $H$  と同時位相であるから、 $\mu[\text{H/m}]$  を透磁率として、

$$B_{Odd} = \mu H \quad (5)$$

の関係式で表される。

他方、磁束密度の偶関数成分  $B_{Even}$  は磁界  $H$  の時間微分  $dH/dt$  と同時位相となるから、 $\gamma[\Omega/\text{m}]$  を両者間のパラメータとすれば、

$$B_{Even} = \gamma \frac{dH}{dt} \quad (6)$$

の関係が成り立つ。

従って、式(5),(6)を式(1)へ代入し、

$$B = \mu H + \gamma \frac{dH}{dt} \quad (7)$$

が得られる。

式(7)が磁界制御型磁化特性モデルである。特に、磁界制御型と呼ぶ理由は、磁界系を制御する既知入力を磁界  $H$  としていることによる。

## 2.2 例題

磁界  $H$  が Fig.1 で与えられたとする。

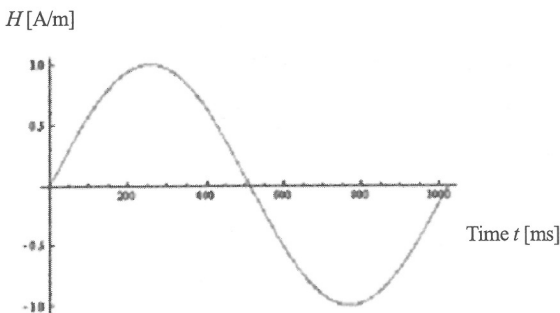


Fig.1 Magnetic field  $H$ .

Fig.1 の磁界がある強磁性材料に加えられ、磁性体中に Fig.2 に示す磁束密度が生じたとする。

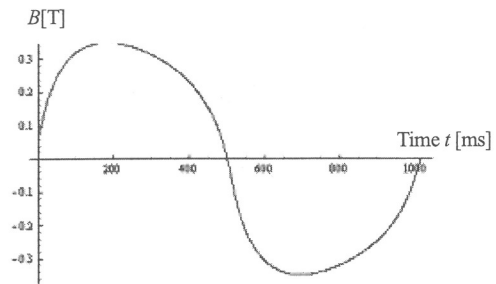
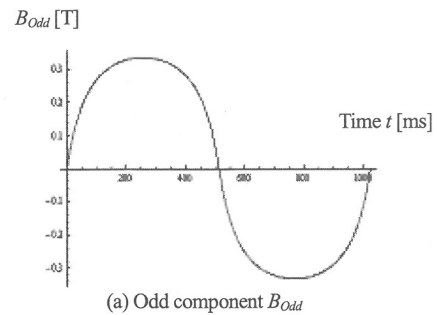
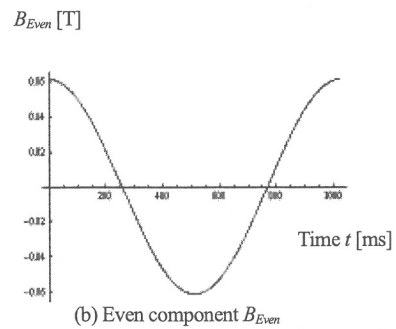


Fig.2 Flux density  $B$ .

Fig.2 の磁束密度へフーリエ級数を適用する。すなわち、式(2)-(4)から、Fig.3 に示す磁束密度の奇関数成分  $B_{Odd}$  と磁界  $H$  と時間位相が 90 度異なる偶関数成分  $B_{Even}$  が得られる。



(a) Odd component  $B_{Odd}$



(b) Even component  $B_{Even}$

Fig.3 Odd and Even components of the flux density  $B$ .

Fig.1,3(a)を比較すると明らかに磁界  $H$  と磁束密度の奇関数成分  $B_{Odd}$  は同じ時間位相である。従って、磁界  $H$  と磁束密度の奇関数成分  $B_{Odd}$  の関係を、時間  $t$  を両者の共通パラメータとして、描くと Fig.4 となる。

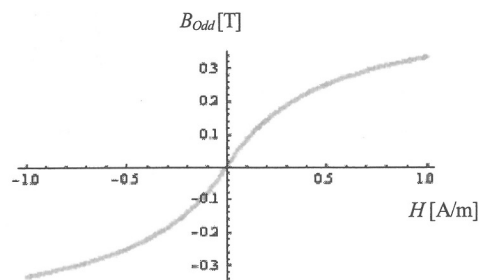


Fig.4 A relationship between  $B_{Odd}$  and  $H$ .

Fig.4 で磁束密度  $B_{Odd}$  を磁界  $H$  で割り算すると透磁率  $\mu[\text{H/m}]$  が与えられる。

Fig.1 に示す磁界  $H$  の時間微分  $dH/dt$  は偶関数となるから、磁束密度の偶関数成分  $B_{Even}$  と同じ時間位相になる。従って両者の関係は Fig. 5 で表される。

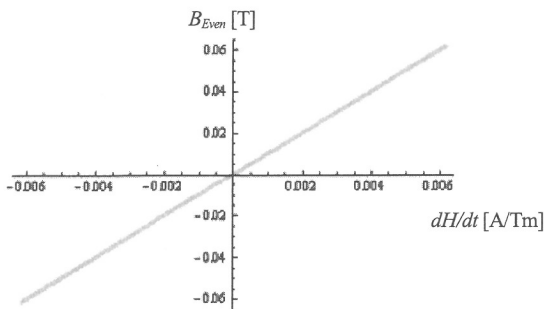


Fig.5 A relationship between  $B_{Even}$  and  $dH/dt$ .

Fig.5 で磁束密度  $B_{Even}$  を磁界の時間微分  $dH/dt$  で割り算するとパラメタ  $\gamma[\Omega/\text{m}]$  が与えられる。

奇関数と偶関数の磁束密度の和が全体の磁束密度  $B$  であるから、式(7)の構成方程式が得られる。式(7)を使って  $B$ - $H$  関係を描くと Fig. 6 のヒステリシスループが得られる。

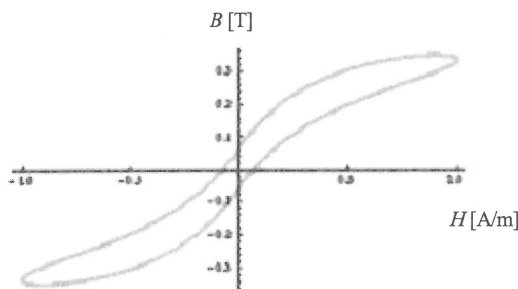


Fig.6  $B$ - $H$  loop.

### 3 まとめ

本論文では磁界制御型の磁化特性モデルをフーリエ級数で導いた。

モデル導出のキーポイントは、磁性材料には必ず磁気飽和が存在するため、磁束制御型は実現不可能と考え、電流で制御可能な磁界を外部入力に選んだ。

次に磁気履歴現象を呈する系は必然的に位相遅れの成分が生まれ履歴損失、すなわち、ヒステリシス損が生ずる。このため、磁界に従属して決まる磁束密度を駆動磁界と同位相成分と 90 度位相が異なる成分をフーリエ級数の直交性を利用して分離した。

磁界と同位相の磁束密度間を関係づけるパラメタとして透磁率を導入した。

磁束密度の 90 度位相遅れの成分を入力磁界と関係づけるパラメタを導入した。

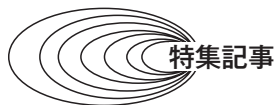
最終的に磁束密度の奇関数成分と偶関数成分の和から構成方程式を導出した。

### 参考文献

- [1] R.M.Bozorth, Ferromagnetism, Van Nostrand, 1951.
- [2] Y.Saito, S.Hayano, H.Nakamura, Y.Kishino and N.Tsuya, A Representation of Magnetic Hysteresis by Fourier Series, Journal of Magnetism and Magnetic Materials, 54-57, pp. 1613-1614, 1986.
- [3] S.Hayano, Y.Saito, and Y.Sakaki, A magnetization Model for Computational Magnetodynamics, Journal of Applied Physics, Vol.29, No.28, pp.4614-4616, 1991.
- [4] 早野誠治, 宮崎淳, 並木勝, 斎藤兆古“磁界計算のための磁性材料の構成式”マグネティックス研究会, SA-90-33, RM-90-45, 1990.







## 『源氏物語』の可視化\*

井波 真弓\*\*, 齊藤 兆古\*\*\*, 堀井 清之\*\*,  
細井 尚子†, 山縣 貴幸†, 藤澤 延行†,  
村井 祐一††, 山田 美幸†††, 熊谷一郎††††

### Visualization of “The Tale of Genji”

Mayumi INAMI, Yoshifuru SAITO, Kiyoshi HORII, Hisako HOSOI, Takayuki YAMAGATA,  
Nobuyuki FUJISAWA, Yuichi MURAI, Miyuki YAMADA, Ichiro KUMAGAI

#### 1. はじめに

近年、工学分野で発展してきた可視化手法が文学などの芸術の分野へも広がりを見せている。例えば、井波らによるウェーブレット解析を用いた『源氏物語』<sup>1)</sup>や『銀河鉄道の夜』<sup>2)</sup>における感情の変化の可視化、山田・村井らによるシェイクスピア作品のストーリーの可視化<sup>3),4)</sup>、細井による『源氏物語』の統計解析のためのテキストマイニング<sup>5)</sup>が行われている。これら過去の研究では、それぞれ異なる文学作品を対象としていたため、各可視化手法によりどのような可視化情報が得られるかを比較することは困難であった。そこで、本稿では『源氏物語』を対象として各可視化手法を適用する。

『源氏物語』は、平安貴族社会の生活を背景として書かれており、その芸術性から日本文学の最高傑作とされている。『源氏物語』は、54帖からなる長編物語であり、作者は紫式部であるといわれている。各帖は、全体の構成の観点から3部に分けることができ、それぞれの登場人物、年紀、文章の違いなどから複数作者説も挙げられている。また、物語の成立時期は11世紀初頭とされているが、正確な年紀は不明である。そのため、従来国文学の立場から多くの研究がなされているが、一方でその文学的な価値からサイエンティフィックアート研究の対象として可視化分野でもしばしば取り上げられている。

本稿では、文学作品に対する可視化により、どのよう

な情報が得られるかを比較するため、『源氏物語』を対象として3つの可視化手法を解説する。2章では、ウェーブレット解析を用いた語りの構造の変化について可視化を行う。3章では、統計解析のためのテキストマイニング法の適用および数量化理論Ⅲ類を用いた特徴抽出を行う。4章では、物語のパターンを絵画的に可視化する方法について解説する。

#### 2. ウェーブレット多重解像度解析

##### 2.1 概要

文学作品は作家のメッセージがコード化されたものである。文学研究者や評論家はこの作家のメッセージを作家固有の暗黙知としてとらえ、自己の暗黙知のコードを参照しながら文学作品を解析する。このように作品の分析は個人的経験に依存することが多い。そこで、線形空間論の正規直交系と離散値系ウェーブレット変換を導入することでより精緻な分析を行い、従来、文学者にしかできなかった文学作品の分析結果に客観的な評価を与えるとともに、文学作品の文体、文法構造、さらに作品の暗黙知<sup>6)</sup>解析などに対して合理的で普遍性のある結果を導くことを目的に、これまで、『源氏物語』を含めた広範囲な文学作品に適用を試みてきた。

コードには作品中に含まれる語、句、文章など、さらに、読み手の理解、解釈が含まれ、作品解析に際しては離散値系ウェーブレット変換のキーワードとして用いる。まず、文章や文体の表現形式に注目<sup>7)</sup>してキーワードを選択した場合、解析者に依存せず一意的な結果が得られる処理を可能とし、従来指摘されていた文体論の問題点である客観性と全体性の提示を可能とした。次に、内容に主眼を置いてキーワードを選択<sup>8),9)</sup>した解析から作品の暗黙知の可視化を可能とした。これは頻出度数の多い語彙が必ずしも作品において支配的になっているとは言えず、むしろ言葉の裏に秘められた言葉が抽出可能であることが判明し、統計学や確率論による手法では不可能であった暗黙知の可視化を可能にした。

本稿では離散値系ウェーブレット多重解像度解析を用

\* 原稿受付 2013年5月2日

\*\* 正会員 白百合女子大学 文学部 (〒181-8525 東京都調布市緑ヶ丘1-25, E-mail: minami@shirayuri.ac.jp)

\*\*\* 正会員 法政大学大学院 デザイン工学研究科

† 正会員 新潟大学 可視化情報研究センター (〒950-2181 新潟県新潟市西区五十嵐2の町8050, E-mail: yamagata@eng.niigata-u.ac.jp)

†† 正会員 北海道大学大学院 工学研究院 (〒060-8628 北海道札幌市北区北13条西8丁目, E-mail: murai@eng.hokudai.ac.jp)

††† 正会員 北海道大学大学院 文学研究科

†††† 非会員 明星大学理工学部 機械工学系

いて『源氏物語』第一帖「桐壺」の語りの構造がどのように変化するかを検証する。

物語は「和歌」をどのように様式的に配置するかということにおいて構築される<sup>10)</sup>。「和歌」と「語り」は深く関わって展開してきたが、平安時代<sup>11)</sup>になると表現上の異質性がきわだつようになった。

「語り」を担う物語の語り手は『源氏物語』の場合、複数存在しているといわれている。藍美喜子<sup>12)</sup>は「語り」の多重構造を時間軸で見ると、源氏に仕えた古女御、古女房の話を書きとめる筆録者の語り文、源氏の物語本を紹介する語りの三層にわたる語り手が存在し、それぞれの時間軸のズレによって、自由自在に思い出の物語の過去と現在を駆け巡る手法を獲得したと述べている。

従来「和歌」中心の助動詞の意味分析が行われ、「語り」特有の用法が説明されずにきたが、鈴木泰<sup>13)</sup>は「語り」分析に動詞に助動詞のつかない基本形を含めた研究が不可欠だとし、『源氏物語』から会話・和歌と語りの文章を区別し、和歌を除いた会話と語りの文章に注目しての過去の助動詞「キ・ケリ」と完了の助動詞「ツ・ヌ・タリ・リ」のついた形を対象にテンス・アスペクトについて論じている。

テンスとアスペクト<sup>14)</sup>とはどちらも時の表現についての意味的カテゴリーだが、テンスは当の出来事の発生時点と発話時点との前後関係をいい、過去・現在・未来に三分される。他方、アスペクトはテンスとは独立にその出来事自身の時間的なあり方による区別で、完了と未完了とに大別される。現代日本語について日本では用言が「た」ともなうか否かによって、過去および未来の意になるような時を表す文法範疇をテンス、時制という。また「出かけた」のように「た」ともなう形を「タ形」といい、「出かける」のようにともなわない形を「非タ形」または「ル形」(動詞の終止形は「る」でおわるから)とする。

現代小説の中では過去の出来事を述べる時、文末に「タ形」だけでなく、「ル形」も用いられる。「ル形」使用されることで、語り手の視点が自在に行き来し、作品を生き生きとさせる効果があること<sup>15)</sup>が指摘されている。石出靖男<sup>16)</sup>は、夏目漱石の『三四郎』と『草枕』の2作品の「タ形」文末・「非タ形」文末に注目し、ストーリー展開に速さや強弱の調節が行われることや作品の印象に与える影響について考察した。

現代日本語の作品は文末の「タ形」、「ル形」が視点の問題との関係を含めて多くの研究がなされているが、『源氏物語』においては「語り」における時間軸の研究に不可欠な助動詞のつかない基本形の表現が看過されてきた。また、日本語における過去と現在がいかにより自在に作品を形成したかその構造を可視化したものがない。そこで、本稿では時間軸に注目し、離散値系ウェーブレット多重解像度解析を用い、語りの構造がどのように変化するかを**吟味する**。本稿においては言語解析と形式

を主眼とした解析を行うため、解析者へ依存しない一意的な可視化結果を与えている。

## 2.2 解析方法

### 2.2.1 解析対象

本稿では『新編日本古典文学全集』<sup>17)</sup>のテキストを用いる。段落の区切り等、本テキストに従う。

### 2.2.2 キーワードの選択と方法

(1)作品の構成を継時的に見るために「タ形」、「ル形」、「引用」をキーワードとして選び、~~未~~段落ごとの使用頻度を調べた。キーワードは著者が作品を読み、次のように選択した。「桐壺」に現れる語りの文末に注目し、過去の助動詞「キ・ケリ」と完了の助動詞「ツ・ヌ・タリ・リ」のついた形を「タ形」、「タ形」以外を「ル形」、和歌・会話を「引用」とした。Table 1は「桐壺」におけるキーワードの選択結果である。

(2)得られたデータに離散値系ウェーブレット変換の多重解像度解析を適用する。

### 2.2.3 分析

「タ形」、「ル形」、「引用」の要素にベクトルの概念を用いる。「タ形」を基準ベクトルとして、ベクトルをグラムシュミットの方法によって全て直交化し、重複要素を除く。さらに直交化されたベクトルを単位ノルムに正規化する。正規化されたデータにウェーブレット多重解像度解析を適用する。本研究では基底関数は演算処理の意味が把握できるドビッシーの2次<sup>18),19)</sup>を採用する。

離散値系ウェーブレット変換で取り扱われるデータの個数は2のべき乗である。このため、 $n=32$ 個の要素からなるデータベクトルを考える。このベクトルの最初から17番目の要素まではTable 1の値で構成されており、残り15要素の値はゼロである。この様にして得られた行ベクトルをYとする。さらに、**W**はウェーブレット

Table 1 Number of elements.

大段落	タ形	ル形	引用
1. 更衣を想う桐壺帝	1	6	0
2. 更衣に皇子誕生	4	8	0
3. 三歳の若宮袴着の儀	0	3	0
4. 更衣病み, 命果てる	1	9	5
5. 若宮, 更衣の里へ	0	3	0
6. 更衣の葬送, 人々の愛惜	3	4	2
7. 帝, 悲しみに沈む	1	3	1
8. 靱負命婦, 母君訪問	3	22	23
9. 靱負命婦参, 帝の哀傷	4	6	9
10. 若宮参内, 祖母死去	4	3	1
11. 若宮の聡明さと美貌	1	5	2
12. 高麗人の観相, 源姓	3	5	2
13. 先帝の四の宮(藤壺)入内	3	9	2
14. 源氏, 藤壺の宮を慕う	0	5	4
15. 源氏の元服, 左大臣家の婿	5	20	3
16. 左右大臣家の勢力の拮抗	1	2	0
17. 源氏, 藤壺の宮を恋慕	1	10	0
合計	35	143	5

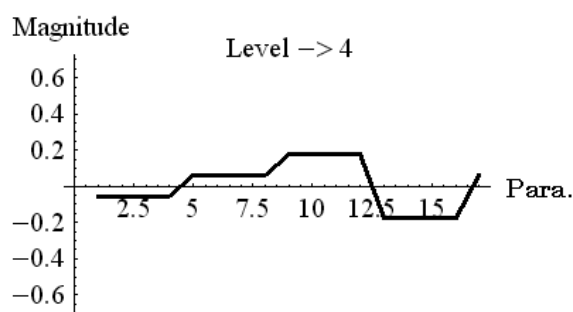


Fig. 1 Level 4 of the discrete wavelets multi-resolution analysis: Ta- form

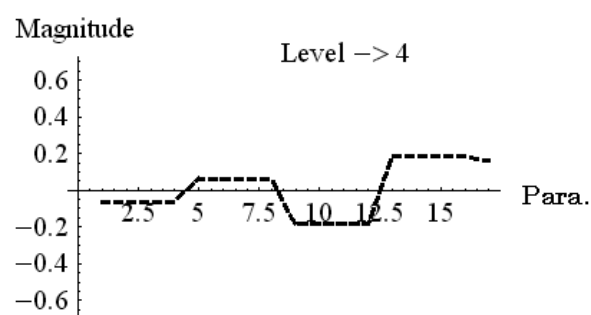


Fig. 2 Level 4 of the discrete wavelets multi-resolution analysis: Ru- form

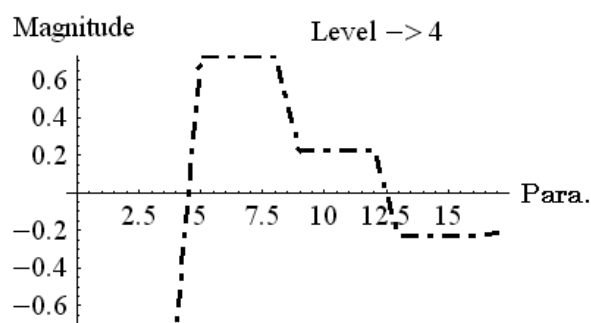


Fig. 3 Level 4 of the discrete wavelets multi-resolution analysis: Inyo

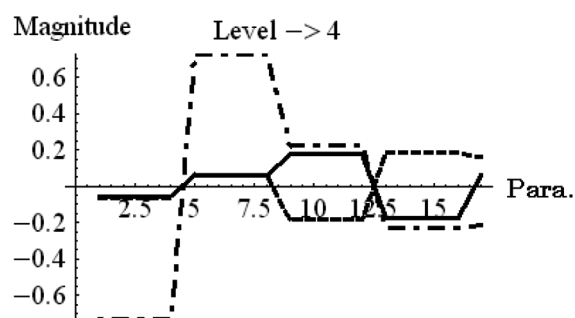


Fig. 4 Level 4 of the discrete wavelets multi-resolution analysis: patterns of 3 keywords. Solid: Ta- form, Dotted: Ru- form, Alternate long and short dash: Inyo.

変換行列である。

ウェーブレット変換行列を  $W$  とすればウェーブレットスペクトラム  $S$  は次式で与えられる。

$$S = WY \quad (1)$$

離散値系ウェーブレット変換で、特にドビッシューの2次を採用した場合、ウェーブレットスペクトラムの第1レベル（ウェーブレットスペクトラムベクトル  $S$  の最初の1要素を除き、他を全てゼロとする）は全要素の平均値に対応し、第2レベル（ウェーブレットスペクトラムベクトル  $S$  の第2要素のみ残し、残りの要素をゼロとする）は全データを前半と後半に分けた場合の変化率、さらに第3レベル（ウェーブレットスペクトラムベクトル  $S$  の第3, 4要素のみ残し、残りの要素をゼロとする）は全データを4分割してグループしたデータ間の変化率を意味する。従って、データの個数が  $n=2^x$  であるならば、第  $(X+1)$  レベルは、隣接要素間の差を意味する。

### 2.3 結果および考察

「桐壺」の要素ベクトルに離散値系ウェーブレット多重解像度解析を適用した結果を Fig. 1, 2, 3, 4 に示す。横軸は本作品の最初から最後まで大段落ごとに構成要素を時系列に並べた。縦軸はキーワードの大段落ごとの頻度の変化率を表す。グラフは実線は「タ形, Ta-form」、鎖線は「ル形, Ru-form」、一点鎖線は「引用, Inyo」を表す。

実際のデータ数としては17段落までであるが、解析には2のべき乗のデータが必要であるため最後の段落に18から32段落をゼロデータとした<sup>20)</sup>。また、結果はゼロを追加した段落を削除してある。離散値系ウェーブレット多重解像度解析は、全体、半分、1/4、1/8…というように段階に分けて分析し、これをレベル1、レベル2、レベル3、レベル4…と呼ぶ。レベル1では作品全体の平均を示す。レベル2では半分に分けた1段落から8段落の平均と9段落から16段落の平均の変化を示す。レベル3では4等分、レベル4では8等分、レベル5では16等分、レベル6では32等分である。

#### 2.3.1 解析結果

全体の流れを見るために分析対象を8等分したレベル4の結果を Fig. 1, 2, 3, 4 に示す。本論文では1段落から4段落を第1パート、5段落から8段落を第2パート、9段落から12段落を第3パート、13段落から16段落を第4パート、17段落を第5パートと呼ぶ。

第1パートと第2パートにおいてはキーワードの「ル形」と「タ形」緩やかに増加している。「引用」は第1パートから第2パートにおいて大きく変化し、第2パートにおいて大きく増加している。第3パートから第4パートかけてキーワードの「引用」と「タ形」がほぼ同様の曲線を描き、キーワードの「ル形」が少なくなっている。第4パートではキーワードの「タ形」と「引用」が減少している。物語の終焉にあたる第5パートにおい

では「タ形」のキーワードが増加し、「ル形」は緩やかに減少し、「引用」は緩やかな増加を見せている。

### 2.3.2 「タ形」と「ル形」の解析結果

キーワードの「タ形」とキーワードの「ル形」との関係を見ると、第1パートと第2パートで共に増加傾向にあるが、頻出度合いの変化が小さい。第3パートと第4パートにおいては頻出度合いの変化が多少大きくなり、相反する傾向が見られる。第5パートになると、キーワードの「タ形」は緩やかに増加し、「ル形」は緩やかに減少する。

第1パートは作品の冒頭の部分で、桐壺帝と更衣の関係や宮廷にまつわる人々の関係が語られる。皇子の誕生や袴儀などの行事がかたられるが、更衣は心労が重なり亡くなってしまふ。第2パートでは更衣を取り巻くさまざまな人々の気持ちが和歌や会話で語られる。第3パートで「タ形」が「引用」と同様の傾向を示し始めると「ル形」は「タ形」とは相反する変化を示す。

### 2.3.3 「タ形」と「引用」の解析結果

キーワードの「タ形」とキーワードの「引用」は第1パートから第2パートにかけて増加しているが、「引用」の増加が顕著である。第3パートと第4パートではほぼ連動している。

「引用」は第3パート以降減少し、「タ形」は第1パートから第3パートにかけて増加する。更衣の死の悲しみが語られる部分から主人公光源氏の登場へと内容が変化すると、キーワードの「引用」は減少する。藤壺の登場と共にキーワードの「タ形」が減少し、「ル形」によって語られる。これから『源氏物語』始まる部分がいかにも目の前に現れるように語られる。第4パートで一旦減少するが、第5パートで再び増加する。

### 2.3.4 「ル形」と「引用」の解析結果

キーワードの「ル形」とキーワードの「引用」は第1パートから第2パートにかけて増加しているが、「引用」の増加が顕著である。第3パートと第4パートでは相反する傾向を示している。「ル形」は第1パートから第5パートにかけて増加減少を繰り返し、「語り」が単調にならないよう文末に変化をもたせていると考えられる。「引用」は更衣を失った悲しみが表現される部分が非常に多い。

### 2.3.5 考察

(1) 第1から第2パートにかけて「タ形」と「ル形」は共に緩やかに増加しており、ほぼ同様の変化が見られた。しかし、第3から第4パートにかけて相反する傾向が見られた。第5パートにおいては「ル形」にはほぼ変化が見られなかったが、「タ形」は増加した。その理由として第3パートでは帝に起こった出来事が語られるため「タ形」が多い。さらに、第4パートでは藤壺の入内や源氏の結婚など新しい人間関係が構築される箇所であるが、「タ形」から「ル形」へと語り口に変化が見られ、語り手が視点を自在に登場人物へ移動したり、臨場感を

持たせたりするために効果的に使用された。

(2) 第2パートにおいて「引用」が大きく増加し、その後第3第4パートにかけて緩やかに減少していった。物語の語り手や女房の口を借りるのではなく「引用」を通して更衣の死という大きな感情の流れが表現されていることが考察された。

(3) 「桐壺」の導入部の「引用」に関しては文末表現に大きな特徴は見られないが、登場人物の心情は「引用」で表現され、「引用」が少なくなると、それに代わり「語り」の「ル形」と「タ形」で作品に変化をもたせていることが明らかとなった。

先行研究においては語りの構造に対して何らかの数学的方法を適用して客観的な解析が行われていなかった。しかし本研究では人手で選んだキーワードに対して離散値系ウェブレット多重解像度解析を適用することで、語り手の表現方法の一端を可視化し、客観的考察を与えた。

## 3. 助動詞の自動検出と統計解析

### 3.1 概要

『源氏物語』については、現在でも複数作者説など不明な点が多く、国文学の立場からの研究だけではなく、統計的な手法を用いた研究などさまざまな視点から研究が行われている。村上ら<sup>21)</sup>は、長年の歳月をかけて『源氏物語』全巻の単語を品詞分類し、さらに助動詞などの詳細な出現頻度を算出し、数量化理論Ⅲ類による統計解析を行っている。しかしながら、一般に文学作品の品詞分類には多くの歳月が必要なこと、また、予期されるように解析結果には多くの不確定性を含むため、その理解には作品の内容の理解が必須であることは言うまでもない。この種の研究をさらに発展させるには、コンピュータを用いた文学作品のテキストマイニング法の発達と統計的可視化手法の導入が必要不可欠と思える。

本章では、『源氏物語』の助動詞の検索および特徴抽出のプログラムによる自動化<sup>22)</sup>を試みる。数量化理論Ⅲ類による統計解析にクラスタリングを組み合わせた方法を用いて、『源氏物語』の第1部の33帖の類似性を評価することで、本手法の有効性を考察する。

### 3.2 解析方法

#### 3.2.1 『源氏物語』の構成

『源氏物語』は、54帖からなる長編物語である。その各帖は、全体の構成の観点から3部に分けられており、第1部：1～33帖、第2部：34～41帖、第3部：42～54帖に分けられている。特に第1部では、2つの系列が存在し、それぞれTable 2に示すように紫の上系と玉鬘系に分類できる。本研究では、第1部の1～33帖を解析に用いた。

#### 3.2.2 テキストマイニング法

助動詞に対するテキストマイニングを行うためには、注目する助動詞の出現頻度を明らかにする必要がある。

Table 2 Two groups in the part 1 of the tale of Genji

紫の上系	1. 桐壺, 5. 若紫, 7. 紅葉賀, 8. 花宴, 9. 葵, 10. 賢木, 11. 花散里, 12. 須磨, 13. 明石, 14. 滯標, 17. 絵合, 18. 松風, 19. 薄雲, 20. 朝顔, 21. 少女, 32. 梅枝, 33. 藤裏葉
玉鬘系	2. 帚木, 3. 空蝉, 4. 夕顔, 6. 末摘花, 15. 蓬生, 16. 関屋, 22. 玉鬘, 23. 初音, 24. 胡蝶, 25. 蛩, 26. 常夏, 27. 篝火, 28. 野分, 29. 行幸, 30. 藤袴, 31. 真木柱,

本研究では、対象となるテキストからプログラムにより助動詞を検索し、その出現頻度を算出した。本研究では、2文字以上の助動詞である「たり」、「けり」、「なり」、「べし」、「めり」、「さす」、「らむ」、「らる」、「けむ」、「まじ」、「まし」、「まほし」の12種を対象とした。助動詞の検索では、通常の名詞の検索と異なり、活用形を考慮する必要がある。例えば、完了や断定の助動詞である「たり」の場合には、「たら」、「たり」、「たる」、「たれ」を含めて検索する必要がある。また、助動詞においては文末に現れることが多いため、対象となる助動詞に「。」や「、」を加えて検索することで検出精度の向上を図った。加えて、助動詞の「なり」については、動詞の「なる」と同様の活用形を持つため、判別が困難である。例えば、1帖の桐壺に出現する「出でおはすものなりけり」の場合は助動詞の「なり」であり、「この御子三つになりたもう年」の場合は動詞である。そこで、判別が困難な単語については、その前後の単語から助動詞を判別した。あらかじめ1帖と4帖に出現する「なり」をマニュアルで判別した後にリスト化し、残りの帖に対してリストと照合することでプログラムによる検索を行った。解析の対象とした『源氏物語』のテキストは、渋谷<sup>23)</sup>により公開されているローマ字表記されたものを使用した。

### 3.2.3 数量化理論Ⅲ類とクラスタリング法

テキストマイニングにより得られた各帖における助動詞の出現頻度を基に各帖の関係を評価するため、統計解析手法である数量化理論Ⅲ類により検討した。数量化理論Ⅲ類は、ある二次元の度数分布 $p_{ij}$ が与えられたときに以下の式で定義される相関係数 $\rho_{XY}$ が最大となるようにスコア $x_i, y_j$ を求める方法である。

$$\rho_{XY} = \frac{\rho_{XY}}{\sigma_X \sigma_Y} \quad (2)$$

ただし、 $\sigma_{XY}$ ,  $\sigma_X$ ,  $\sigma_Y$  は以下の式で与えられる。

$$\sigma_{XY} = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m x_i p_{ij} y_j - \sum_{i=1}^n \left( x_i \sum_{j=1}^m p_{ij} \right) \cdot \sum_{j=1}^m \left( y_j \sum_{i=1}^n p_{ij} \right) \quad (3)$$

$$\sigma_X = \sqrt{\sum_{i=1}^n \left( x_i^2 \sum_{j=1}^m p_{ij} \right) - \left\{ \sum_{i=1}^n \left( x_i \sum_{j=1}^m p_{ij} \right) \right\}^2} \quad (4)$$

$$\sigma_Y = \sqrt{\sum_{j=1}^m \left( y_j^2 \sum_{i=1}^n p_{ij} \right) - \left\{ \sum_{j=1}^m \left( y_j \sum_{i=1}^n p_{ij} \right) \right\}^2} \quad (5)$$

本研究では、度数分布として助動詞の出現率を用いた。本解析により助動詞の出現率が類似した帖で同様なスコ

アが得られる。

解析によって得られた各帖の関係から同一の系統の巻を自動的に分類するために、クラスタリング手法であるk-means法を用いた<sup>24)</sup>。この方法は、あらかじめクラスター数がわかっており、各クラスターを構成する要素数が同程度になるようなデータに対して適用可能である。クラスターの分類では、初めに各要素をランダムなクラスターに分類し、各クラスターを構成する要素の重心を求める。次に、各要素を最も近い重心のクラスターに分類する。これらの操作をクラスターの構成要素および重心位置が変わらなくなるまで繰り返すことで要素を分類する。上記の数量化理論Ⅲ類では、複数の成分に関する関係が得られることから、各成分の寄与率を考慮して重心からの距離を算出した。テキストマイニングにより得られる助動詞の出現頻度やクラスタリングによる各帖の分類の自動化の有効性を検証するため、村上らにより算出されたデータに対して同様の解析を行った。

### 3.3 結果および考察

#### 3.3.1 テキストマイニングによる助動詞の検索

Table 3はプログラムによる自動抽出により得られた助動詞の出現頻度である。各巻の中での助動詞の出現頻度を比較するために、代表的な帖として紫の上系から1桐壺、玉鬘系から4夕顔を例として示している。また、第1部の1-33帖の合計を合わせて示す。括弧内の数字は、村上ら<sup>21)</sup>により求められた助動詞の数である。各助動詞で示されている検出誤差は、解析対象の33巻に対して本手法により検出された助動詞数と村上らの結果とのRMS誤差である。1文字の助動詞については、前後の文字だけでは他の品詞との区別がつかず、検出精度が悪いため本研究では2文字の助動詞に限定した。表より、「たり」、「けり」、「なり」、「べし」の出現数が他の助動詞に比べて多いことがわかる。検出誤差を見ると、「なり」と「さす」のRMS誤差が大きい。これは、他の品

Table 3 Frequencies of auxiliary verbs

	たり	けり	なり	べし
1 桐壺	40(36)	57(56)	49(33)	34(35)
4 夕顔	135(132)	98(97)	113(97)	77(76)
1-33帖	2157 (2075)	1630 (1637)	1423 (1650)	1292 (1302)
誤差(%)	1.1	0.4	4.3	0.7
	めり	さす	らむ	らる
1 桐壺	3(6)	24(21)	4(4)	3(3)
4 夕顔	32(32)	20(18)	19(19)	20(20)
1-33帖	411(416)	437(322)	282(299)	298(304)
誤差(%)	1.0	8.0	2.3	0.9
	けむ	まじ	まし	まほし
1 桐壺	6(6)	5(5)	3(3)	6(6)
4 夕顔	15(14)	18(17)	5(4)	4(4)
1-33帖	202(206)	230(212)	192(184)	78(79)
誤差(%)	1.4	2.7	2.0	1.3

詞にも同じ音の語があるため, その判別が困難だからである. しかしながら, 大部分の助動詞は3%以下の誤差で検出できている.

### 3.3.2 数量化理論Ⅲ類およびクラスタリング解析

Fig. 5は村上らが行った助動詞の出現数を基にした数量化理論Ⅲ類による解析結果である<sup>21)</sup>. ただし, 1文字の助動詞も含めて出現数の多い21種の助動詞を解析に用いている. 横軸と縦軸は, 式(3)-(5)におけるスコアで, 寄与率の大きいものから第1成分と第2成分を示している. また, 紫の上系と玉鬘系とをそれぞれグループで分けて示している. 図より, 紫の上系と玉鬘系とは16帖を除くと2つのグループに分けることができ, 助動詞の出現頻度に明らかな差があることがわかる. このように数量化理論Ⅲ類では, 同様な傾向を持つデータが近くに現われるため, データの特徴抽出が可能である. しかしながら, 村上らの結果におけるグループ分けは物語の内容を考慮して行われており, 紫の上系と玉鬘系が重なり合った領域では予備知識なしに判別することは困難である. 一般にこのような分類ではその作品に対する深い知識と理解が必要である. そこで, 数量化理論Ⅲ類による解析結果を基に, プログラムによる自動的なグループ分けの方法について検討する.

Fig. 6は村上らのデータを基に1~33巻の助動詞の出現頻度に数量化理論Ⅲ類とクラスタリングを適用した結果である. 数量化理論Ⅲ類による解析では, 村上らの結果と同様の分布が得られた. 図中の記号は, 四角が紫の上系, 三角が玉鬘系の帖を示しており, 塗りつぶした記号はクラスタ1, 白抜きの記号はクラスタ2に分類された帖である. クラスタリングによる分類との対応をみると, 紫の上系の群と玉鬘系の分類に有意な差が見られる. 村上らの結果 (Fig. 5参照) において, 2つの系が重なった領域に位置する帖を除けば, 誤分類された帖は16帖と32帖の2つだけである. したがって, クラスタリングによる自動的な分類でも助動詞の出現頻度による各系の特徴抽出が可能である.

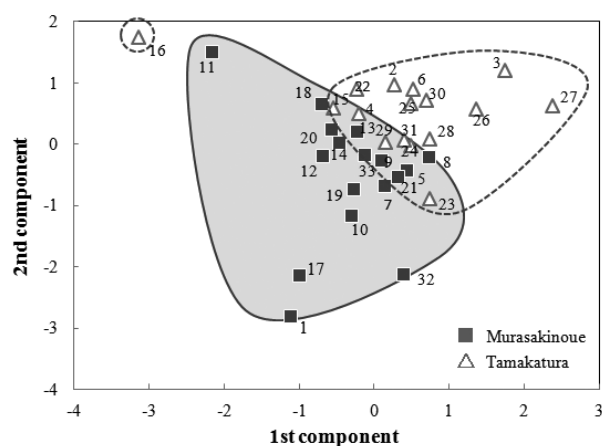


Fig. 5 Configuration of 33 stories in the part 1 of the tale of Genji <sup>21)</sup>

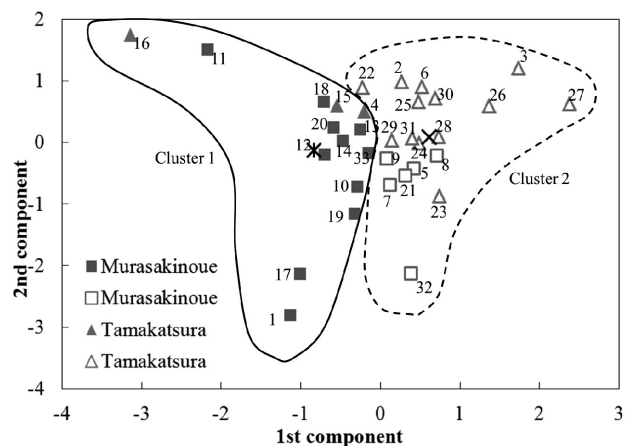


Fig. 6 Clustering of stories 1-33 (Murakami's data)

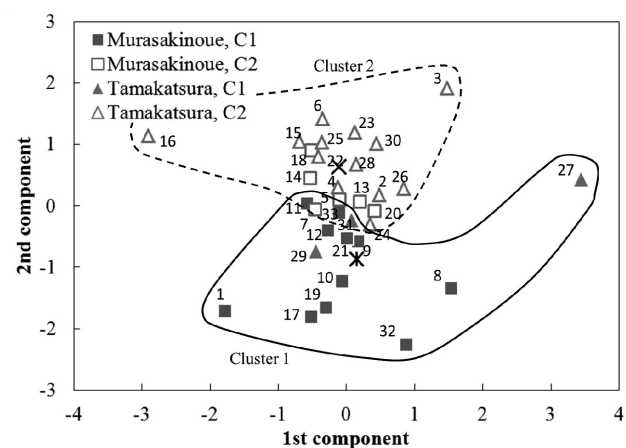


Fig. 7 Clustering of stories 1-33 (present data)

次に, 助動詞の出現頻度の検出誤差が, 解析に及ぼす影響について検討した. Table 3に示す12種の助動詞について, プログラムによる自動検出の結果を用いて数量化理論Ⅲ類による解析およびクラスタリングを行った.

これは, 真の助動詞の出現頻度に対してRMS誤差で平均2%の誤差を含んだ場合に相当する. Fig. 7は, 自動検出した助動詞の出現頻度に対して数量化理論Ⅲ類とクラスタリングを適用した結果である. 助動詞の出現頻度に誤差を含む場合でも, 特徴的な巻の位置関係はあまり変化していない. Fig. 6の場合と同様に, 村上らのデータにおけるあいまいな領域のデータを除けば, 誤分類は5帖である. しかし, 紫の上系と玉鬘系の大部分はそれぞれ異なるクラスタとして分類されている. 今後, 1文字の助動詞の自動検出が可能になれば, さらにクラスタリングによる誤分類が減少すると考えられる.

### 3.3.3 助動詞の出現頻度と文の長さ

最後に, 自動検出により得られた助動詞の出現頻度と文章の長さ注目し, 『源氏物語』の各帖の特徴抽出を行った. 具体的には, 紫の上系, 玉鬘系の帖について, 助動詞「けり」とそれを含む文の文字数を評価した. 助動詞の「けり」は, 伝聞の過去を表わすものであり, その出現数をみることで物語が現在のことなのか過去のこ

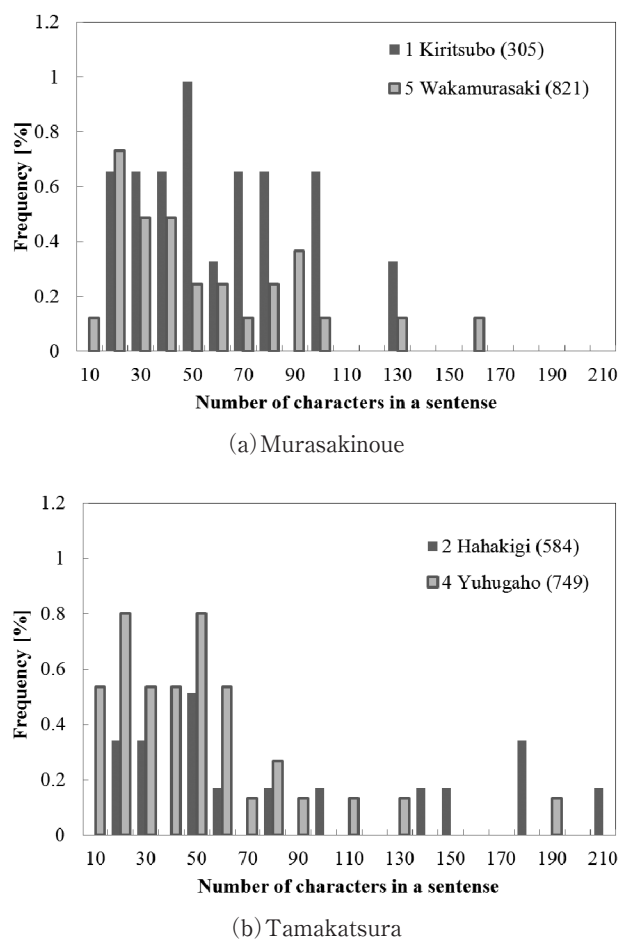


Fig. 8 Number of characters in each sentence with the auxiliary verb "keri"

となのかを特徴づける指標になると考えられる。Fig. 8は、助動詞「けり」が含まれている文のみに注目した場合の1文あたりの文字数とその出現頻度の関係である。紫の上系からは1.桐壺と5.若紫(a)を、玉鬘系からは2.帚木と4.夕顔(b)の結果を示している。図中の括弧で示した数字は、その帖の文の数である。Fig. 8 (a)と(b)の紫の上系と玉鬘系を比較すると、「けり」を含む文の出現頻度に違いがみられる。すなわち、玉鬘系では「けり」を含んだ文の出現頻度が紫の上系よりわずかに少ない。また、紫の上系では文字数が10~100文字の文において「けり」の使用が見られる。一方、玉鬘系では10~40文字程度の比較的短い文章での出現頻度が高いものの、100文字以上の文においても比較的好く用いられている。これらの特徴は、同じ系の中の異なる巻においてもみられる。

本研究では、『源氏物語』の助動詞のテキストマイニングおよび特徴抽出の自動化について検討を行った。プログラムによる検索により、2文字の助動詞についてはRMS誤差で平均2%の誤差で助動詞の出現頻度が検出可能であり、わずかに誤差を含んだデータにおいてもクラスタリングにより各帖の関係を自動的に分類できることを示した。

## 4. 物語のパターンを絵画的に可視化する方法

### 4.1 研究の経緯

山田と村井はこれまでウィリアム・シェイクスピアの戯曲を中心に、英文テキストから物語のパターンを可視化する研究を行ってきた<sup>3)</sup>。シェイクスピアの数々の戯曲と『源氏物語』は、ともに世界中の言葉に翻訳され、愛されてきた古典である。それゆえ、我々の新しい試みは、専門性の垣根を越えて、たちまち多くの方々から、その有効性と問題点とをご教授頂くことができた。可視化情報学会で研究成果を講演するたび、文理双方の分野から多面的な質問と助言を受け、それが貴重な刺激となり、本研究がここまで展開してきた。この少し変わった研究が、可視化情報学会の場で、大切に育てて頂いたことに関して、最初に深く謝意を示しておきたい。開始当初、この分野の先駆者であられる白百合女子大学の井波先生と堀井先生に、相談をもちかけ、激励のお言葉を頂いた。そこから、互いの考え方やスキルを提示し続けることで、独自の展開に向かって進んでいった。

### 4.2 電子テキスト時代の文学研究

電子テキストの普及の社会的影響は、論文閲覧からスマートフォンのアプリまで、今更、説明するに及ばない。著書『ゲーテンベルクからグーグルへ』<sup>25)</sup>は、言葉の電子化がもたらす全ての可能性を予測している。その中に我々が対象とする古典文学の新しい批評も示唆されている。しかし最大の問題は、研究の対象が、人が創作したアートという点である。この点において、自然現象を相手にする理工学の電子化革命との決定的な違いが生じる。文学・芸術では、作者のメッセージや感情世界を汲み取るという過程に研究の醍醐味がある。しかし、それは普遍的でも客観的でもなく、読者には個別の自由な解釈が許され、むしろその範囲が大きいほど作品の魅力が大きいと言えよう。同じ文学作品を、十代の頃に読むのと、いま読むのとでは感じ方や捉え方が違う。比して、理工学の論文は、百人が読んでも一通りしか解釈できないように書くことを指導される。法律や特許では、一見厳密に見えるが、実際はその逆で、恣意的に複数の解釈が許されるよう作文することがある。このように電子テキストは、デジタル数値と異なり、それ自体は人が創り上げた言葉であり、意図する曖昧さや比喩などが含まれ、気が遠くなるほど難しい研究対象である。電子化されたところで、有意義な結果を導くのは難しいだろうという謙虚な姿勢を前提としている。

そのような背景で、我々が最初に取り組んだのは、ウィリアム・シェイクスピアの『オセロー』、『ロミオとジュリエット』などの著名な悲劇であった<sup>3)</sup>。これらは主として愛と死の対照をテーマとしており、可視化結果は中盤から悲劇に展開する明瞭な模様を描いた。その後、『ハムレット』や『マクベス』そして『リア王』を代表とする悲劇に始まり、シェイクスピア全37作品の可視

化を試みた。さらに、それにチャールズ・ディケンズの長編小説の作品に応用し、小説の可視化結果は乱雑で解釈が困難なものとなった。しかし、物語を複数の視点で見る<sup>4)</sup>ことで、幾多のサブテーマの同時進行が読者を楽しませている様子が立証された。解釈を拡大すれば、読者の立場や心境によって見え方が異なるという、文学の多面性に存在する価値を裏付けたことになった。これを応用した最新の研究では、あえて可視化対象を、新聞記事や取扱説明書にも広げ、文学作品と比較した。その結果、文学作品だけに存在するいわば構造色のようなものがあることが示された<sup>26), 27)</sup>。それは、愛ゆえの死、愛が引き起こす狂気や憎しみなど、登場人物の人間心理や、物語の異様な世界観を電子テキストから抽出するという試みに光を与えるものとなった。そして『源氏物語』はまさにそのような心理描写を豊富に含んでおり、挑戦的な可視化ターゲットと言える。

#### 4.3 『源氏物語』の電子テキスト解析

『源氏物語』は、これまで千年もの間、日本で愛され、多数の翻訳、映画、演劇、漫画等が生まれ、海外にも多くの翻訳本を生み出し、多様な解釈も論じられている。その電子テキストは教育研究向けに一般公開されており、我々はそれをコンピュータプログラムで読み込み、物語の可視化に挑んだ。これまで英文学作品で成果を出してきた我々のアプローチが『源氏物語』に通用するかという試験的な位置づけである。ここでは『源氏物語』全54帖から、若かりし源氏の淡い恋心を描いた「空蟬」(第3帖)および、源氏の父である帝と母である桐壺更衣の相思相愛の物語「桐壺」(第1帖)を取り上げる。

解析方法の概略を説明するならば、可視化のテーマに関連したキーワード群をテキストから検索し、その頻度分布を正方形のキャンバス上に描くというものである。具体的には、まず作品のテーマを表す何組かのキーワードを検索し、それらの座標から物語の内容の経時変化を画像表象する。キーワードの検索にあたっては、予め作品中の全単語を全自動で配列として記録する。このとき英文ではスペースや句読点を単語間の区切りとして認識可能である。例えば“We visualize a story.”だとスペースとピリオドの位置から判断して4単語から構成されるのがわかる。これに対して、日本語では単語間でも文字が連続するため、単語への分解は高度な自然言語処理を必要としてしまう。例えば「私達は物語を可視化する。」という一文は、意味を理解せずに単語に分解することは不可能である。そこで本研究では、単語分解ルーチンをスキップし、キーワードを連続文字列として直接検索するという暫定的方法を採用した。先の例の場合、「物語」という単語を検索するとき、「物」「語」の2文字が連続する部分を全文字走査で見つける。これにより構文解析をすることなくキーワード検索が可能となる。無論、厳密な単語の抽出は、コンピュータ言語学や自然言語処理において実現している技術である。しかし我々

の可視化では、キーワードの分布さえ取得されれば、それ以上にテキストを分析する必要はない。このことにより、英語と日本語の間でのテキスト解析の難易度はほとんど差異がなかった。換言すれば、本可視化手法は対立概念をもつキーワード群の登場頻度分布のみで可視化するゆえ、意味の解釈に立ち入ることなく文学作品を可視化することができるのである。なお、キーワード検索に関係する日英の言語間の差異として、日本語における主語の省略だけは歴然としたものがあった。これは『源氏物語』の古文から現代文への翻訳や、日本語から世界の言語への翻訳において大きな影響をもっている。翻訳にまつわる研究については末尾にも述べるが、本研究の応用の一つになっている。

#### 4.4 絵画的な表現へのプライオリティ

山田と村井のアプローチの最大の特徴は、結果の表象の方法である。それは2つの、いわば個性的な手段から成る。ここで個性的と表現する理由は、それらが主観に基づく選択であるためである。まず一つは、二次元のスクリーンにキーワード分布を展開することである。本来、文学作品は、読書の形式、舞台の形式、ドラマや映画の形式のいずれでも、始まりから終わりまで、時間軸を1つだけ持っている。しかし人為的に時間軸を二次元に拡張するという方法を採用。この点は毎回、議論を呼んでいるため、本紙面を借りて説明させて頂きたい。時間というものは情報としては次元を越えるものではない(物理学の相対論や量子論を除く)。しかし我々は、可視化の結果を絵画的に示したいという最終形を先に定義する。そのため時間を疑似次元に展開する。時間の次元化の理由付けは、もはや自然科学も客観性もなく、我々の主張でしかない。これを以下のような様々な例えで、その主張を受け入れて頂いているのが現状である。例えばモノクロの図を輝度にあわせて疑似カラー表示することは、CTやMRIによる人体の組織の可視化で常套手段になっている。これは見た人が視覚的に把握しやすくなるという利点の優先にほかならない。この場合、輝度という1成分の情報をRGBの3成分に人工的に増殖している。対象が時間軸であるとき、同じような拡張でも非日常的と解釈され理解が得られにくい。しかし以下の例はどうだろうか。1本の毛糸でセーターを編むのは、一次元の材料から三次元の品物をつくっているではないか。毎日見る壁時計でも、長針と短針という2つの組み合わせで解りやすく表現されている。それらはいずれも、本来は次元である量を、人の手により次元に拡張し、その結果、人に分かりやすさを提供している。数学の世界でさえ、実数から複素数に拡張することで、諸現象の豊かな記述能力を獲得している。このような次元の拡張は、人による人のための操作であり、その定義の客観性や普遍性を論ずる領域にない。本研究の場合、可視化の対象が、人によって作られた文学であり、その結果の表象でも、我々が主観的に決めるルールを適



用しても違和感を唱えるべきではない。結果が有効であれば、そのルールもまた機能していると言えるのである。

もう一つの个性的な手段は、絵画や写真から抽出したカラーバーを採用して数値データを色彩化することである。標準的なレインボー（色相角が一定速度で一巡するカラー表示方法）では、カラフルであっても無機質な印象しか残さない。試行錯誤を繰り返すうちに我々が経験したことは、絵画からの色コードのサンプリングにより、その絵のもつ情景が、結果に上乘せされることである。また、風景画などの写真からの色コードのサンプリングは、我々の日常視覚認識で自然に機能する知覚作用、立体認識、陰性残像などの効果を生じさせた。いわば錯覚を誘導し、結果の視覚認識で趣が生ずるのである。これらの事は、美術や彫刻における色彩心理と立体感の認知科学として知られる。CGの世界でも、透明性の表現は高度の技術が必要とされるが、それもまた、単なる幾何光学だけでなく色彩認知の脳内処理と連動しているのである。要するに、人は色そのものだけでなく色の縁辺対比、つまり少なくとも色の空間勾配情報を常に処理しているのである。このような理由から、絵画や写真から抽出したカラーバーの導入は、創作としての可視化という付加価値を与える。これまで多くの方から、可視化結果がとても綺麗で印象的だと感想を頂いている。

以上の2つのアプローチを組み合わせることで、作品がもつ物語のイメージを表現する。その先にある最終的な狙いは、文学作品の中に入り込んで、物語を追体験する読者が抱く風景そのものを、豊かな色彩とともに絵画的に再現することである。我々はこれを、作品に潜む印象世界の顕在的な再可視化(art-to-art)と位置づけ、なおも発展性が大きい研究であると認識している。これは客観と主観を対立視せず、融合させるという文理横断・学際研究の特徴と言えるだろう。

#### 4.5 「空蟬」および「桐壺」の可視化

『源氏物語』から、「空蟬」および「桐壺」の可視化の結果の例を紹介する。我々のアプローチは、まず各作品における対立概念を構成するキーワード群を選考し、その後、電子テキストからその二次元化された分布を得て、指定するカラーバーをもちいて絵画的に可視化する。この間の処理時間は、数万の単語から成る作品でも10秒に満たない。そのためキーワード群の選定が適切かどうかを試行錯誤判定するのもまた、数分で完了する。ごく最近の研究では、この試行錯誤の過程をもコンピュータに任せ、我々が知恵を絞ってキーワード群を選ぶという作業を省略させることもできるようになりつつある。

ここでは「空蟬」について、2つのテーマで可視化を試みた。1つは、空蟬に思いを寄せる源氏、源氏の恋を応援する空蟬の弟（小君）、そして抵抗する空蟬による主要人物登場の可視化である。そしてもう1つは、空蟬への恋心と冷たい態度への恨めしい気持ちを表す源氏の相反する感情を抽出した解析である。

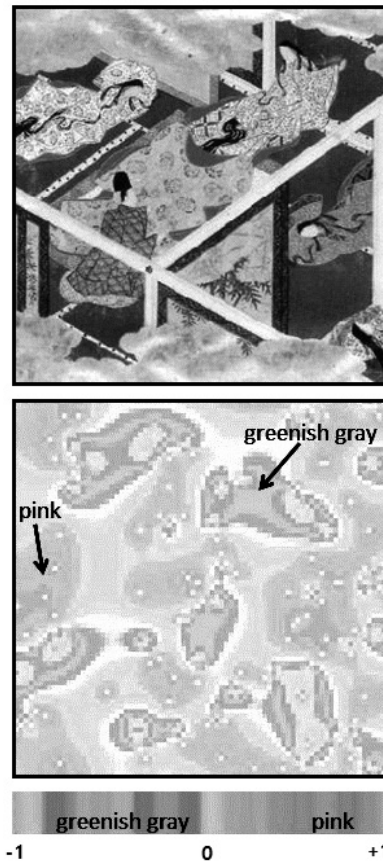


Fig. 9 Visual imagery from "Utsusemi" painted by Yoshimitsu Tosa, regarding contrast of Men and Women

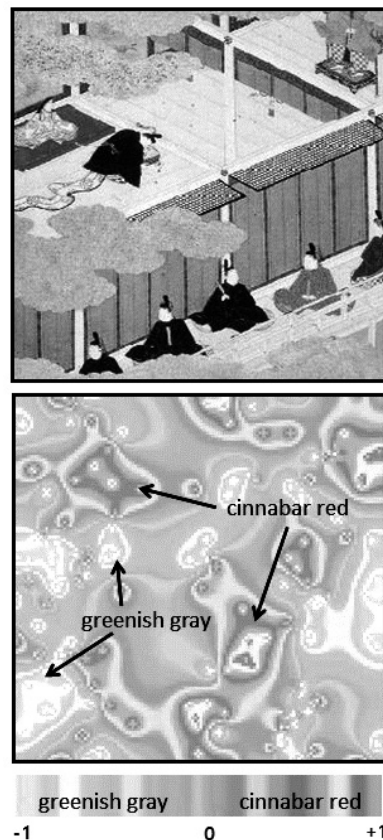


Fig. 10 Visual imagery from "Kiritsubo" painted by Mitsunori Tosa, regarding contrast of Men and Women

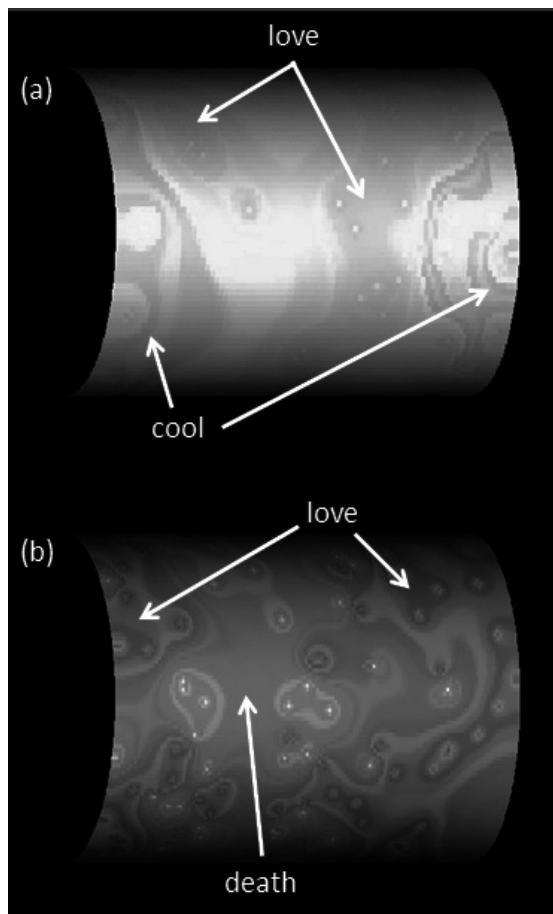


Fig.11 Imagery from (a) "Utsusemi" and (b) "Kiritsubo"

Fig. 9では、源氏や小君による「男性」と空蟬による「女性」の登場頻度をテーマとして解析した。最初、男たちが女に近づこうと働きかけ（ピンク色）、それに女が反応し（緑グレー）、中盤から後半にかけて男女が呼応する可視化結果が得られた。この可視化結果は、空蟬に思いを寄せる源氏が弟の小君の協力を得て、空蟬を垣間見、さらに近づこうとするが、空蟬の抵抗に合い、逃げおせられ（空蟬は蟬が脱皮するかのごとく薄衣を脱ぎ、源氏から逃げる）、口惜しい気持ちを露わにする物語内容と合致している。もう1つのテーマは、源氏の空蟬への思いをより端的に示したもので(Fig.11(a))、「恋」「愛」などのキーワードが「冷淡」「恨めしい」などの相反する気持ちに、最終的に混在しているのを見ることができる。つまり、空蟬の冷淡な行動がさらに源氏の恋心をつのらせていることがわかる。

「桐壺」に関しては、源氏の父親である帝と母親である桐壺更衣、そして桐壺亡き後、桐壺の瓜二つという理由で帝の下に嫁ぐ藤壺の登場人物の可視化を試みた。さらに、帝が桐壺に対して抱く「愛」や桐壺の「美」をポジティブキーワードとし、対して、帝の周りにはいる女性たちからの「嫉妬」や桐壺の「死」といったネガティブキーワードで可視化を行った。

Fig.10において、最初、桐壺（緑グレー）と帝（朱

色）が出会い、すぐに混在する。中盤で、桐壺が亡くなり、帝の気持ち描写が増え、終盤に新たな藤壺（緑グレー）が登場する。別テーマで帝の桐壺に対する思いをしてみる(Fig.11(b))。最初、帝の桐壺の相思相愛の朱色から桐壺の死（緑グレー）、そして帝の悲しみを経て、帝は桐壺への一層の愛の気持ちを抱くことがわかる。可視化結果と「桐壺」の物語内容が一致していることが証明できる。

#### 4.6 今後の展開

ここでは、著者らが開発してきた英文学作品用の文学可視化解析プログラムを、日本語テキスト用に書き換え、『源氏物語』の物語世界を絵画的に可視化した例を示した。その際、日本語の原文は単語への分解が容易でないが、構文解析を経由せず物語のテーマを構成するキーワード頻度分布を高速検出できるように工夫を行った。この応用の結果、冷たさゆえの恋心、死ゆえの愛の高まり、など『源氏物語』の物語構想のパターン抽出に概ね成功したと判断できる。本記事で掲載した結果は、『源氏物語』を対象とする文学の研究としては初歩的なものであるが、今後は、その様々な翻訳によって生み出される差異の可視化に取り組む予定である。すなわち古典(Teika Genji)、現代日本語訳(Yosano Genji)、英語翻訳(Seidensticker Genji)の比較解析を行い、各言語の特色による細かな文章構造の違いを可視化する。その一部の成果は、可視化情報学会全国講演会にて発表した<sup>28)</sup>。この成果からは、特に、古文のあいまいさ（主語や形容詞などの欠落や多義語の存在）が読み手（翻訳者）に解釈の自由度を与えていることが明らかになり、このことが『源氏物語』の翻訳に多様性を与え、多くの人々を魅了し続けている要因の一つと見なすことができると推論された<sup>29)</sup>。

古典文学の『源氏物語』が抱く世界観は時空を超えて今も広がり続けている。一方、電子テキスト時代に生まれた本研究の文学可視化スタイルは、これまでの通説を確認する客観的診断方法として機能するだけでなく、解釈の多様性の発見や、作品の個性を表象するグラフィカルなレジュメとして応用が広がるものと期待している。

#### 5. おわりに

本稿では、文学作品の可視化により得られる情報について、『源氏物語』を対象として3つの可視化手法を紹介した。それぞれの手法において、その目的や得られる情報は異なるものの、作品の理解や解釈に従来とは異なる新しい視点を加えるという点では共通している。また、本稿で紹介した可視化手法は、『源氏物語』を例とする古典文学だけではなく、現代文学や英文学などさまざまな文学作品に適用可能であり、今後の文学作品の理解に有用なツールとなっていくことが期待される。

## 参考文献

- 1) 井波真弓, 齋藤兆古, 堀井清之: 『源氏物語』における源氏と醜女末摘花の恋, 可視化情報, Vol. 29, Suppl. No. 1 (2009) pp. 329-332.
- 2) 井波真弓, 齋藤兆古, 堀井清之: 『銀河鉄道の夜』におけるオノマトベ, 可視化情報, Vol. 31, Suppl. No. 1 (2011) pp. 207-212.
- 3) Yamada, M., Murai, Y.: Story Visualization of Literary Works: How a Computer Reads Shakespeare's Plays, J. Visualization, Vol. 12 (2009) pp. 181-188.
- 4) Yamada, M., Murai, Y.: Stereoscopic story visualization in literary works demonstrated by Shakespeare's plays, J. Visualization, Vol. 13 (2010) pp. 355-363.
- 5) 細井尚子: 源氏物語における助動詞に基づく特徴抽出, 可視化情報, Vol. 31, Suppl. No. 2 (2011) pp. 97-98.
- 6) 堀井清之: 線形空間論を用いた文学作品における暗黙知の可視化, 可視化情報, Vol. 21, Suppl. No. 1 (2001) pp. 774-782.
- 7) 井波真弓, 齋藤兆古, 堀井清之: 『源氏物語』第四帖「夕顔」における「あやし」と美的理念, 可視化情報, Vol. 28, Suppl. No. 1 (2008) pp. 461-464.
- 8) 井波真弓, 岩崎晴美, 宮沢賢治, 土屋宏之, 齋藤兆古, 堀井清之: 『源氏物語』における源氏と空蟬の恋ウェブレット多重解像度解析, 可視化情報, Vol. 24, Suppl. No. 1 (2004) pp. 211-214.
- 9) 井波真弓, 齋藤兆古, 堀井清之: 『源氏物語』における源氏と藤壺の涙, 可視化情報, Vol. 29, Suppl. No. 2 (2009) pp. 31-34.
- 10) 『和歌文学論集』編集委員会[編者]: 和歌と物語, 風間書房, (1993) p. 1.
- 11) 広田収: 桐壺更衣の物語と歌の位相, 人文学 (143), 同志社大学人文学会 (1986) pp. 104-117.
- 12) 藍美喜子: 『源氏物語』語り手の横顔, 甲子園短期大学紀要 20, 甲子園短期大学 (2002), pp. 101-108.
- 13) 鈴木泰: 改訂版古代日本語同士のテンス・アスペクト - 源氏物語の分析 -, ひつじ書房 (1992).
- 14) 金田一春彦, 林大, 柴田武編: 日本語百科大事典, 大修館書店 (1988) pp. 200-201.
- 15) 守谷三千代: 小説の中の視点と文法 - 時制と相を中心に -, 早稲田大学日本語研究教育センター紀要 4, 早稲田大学, (1992), pp. 98-120.
- 16) 石出靖男: 夏目漱石の小説におけるタ形文末・非タ形文末の表現効果, 表現研究 (93), 表現学会 (2011) pp.1-10.
- 17) 阿部秋生, 秋山虔, 今井源衛, 鈴木日出男: 新編日本古典文学全集 20 源氏物語①, 小学館 (1994).
- 18) 堀井清之, 齋藤兆古: 特許「文学作品解析方法および解析装置」, 特願 JP10-102673A.
- 19) 齋藤兆古: 画像処理入門, 朝倉書店 (1998) pp.40-42.
- 20) 齋藤兆古: ウェブレット変換の基礎と応用 - Mathematica で学ぶ, 朝倉書店 (1998) p.39, pp.93-95.
- 21) 村上征勝, 今西祐一郎: 源氏物語の助動詞の計量分析, 情報処理学会論文誌, Vol. 40, No. 3 (1999) pp. 774-782.
- 22) 細井尚子, 山縣貴幸, 五十嵐裕也, 藤澤延行: 統計解析に基づく源氏物語の特徴抽出と可視化, 可視化情報, Vol. 32, Suppl. No. 1 (2012) pp. 361-362.
- 23) 渋谷栄一: 源氏物語の世界, <http://www.sainet.or.jp/~eshibuya>, (参照日 2013年4月1日).
- 24) Hartigan, J. A.: クラスタ分析, マイクロソフトウェア (1983) pp. 109-145.
- 25) Shillingsburg, P. L.: From Gutenberg to Google: electronic representation of literary texts, The University of Cambridge Press, Cambridge (2006)
- 26) 山田美幸, 村井祐一, 熊谷一郎: 多様なジャンルにおけるテキストパターンの可視化と文学作品の特徴について, 可視化情報, Vol.31, Suppl. No. 1 (2011) pp. 213-214.
- 27) Yamada, M., Murai, Y., Kumagai, I.: Story visualization of novels with multi-theme keyword density analysis, J. Visualization (in press, 2013) doi:10.1007/s12650-013-0163-4.
- 28) 山田美幸, 村井祐一, 熊谷一郎: 「源氏物語」における日本語テキストのストーリー可視化, 可視化情報, Vol.32, Suppl. No. 1 (2012) pp. 359-360.
- 29) 山田美幸, 村井祐一, 熊谷一郎: 「源氏物語」と“The Tale of Genji”のストーリー可視化: 日英翻訳テキストの可視化比較について, 可視化情報, Vol.32, Suppl. No.2 (2012) pp. 149-150.