

バルクハウゼン信号の高次周波数ゆらぎ解析

THE HIGHER ORDER FREQUENCY FLUCTUATION ANALYSIS OF THE BARKHAUSEN SIGNALS

河副隼

Jun KAWAZOE

指導教員 齊藤兆古

法政大学大学院理工学研究科電気工学専攻修士課程

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.

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

1. はじめに

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。

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、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。

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

(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) 1次周波数ゆらぎ

図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。図1で、継鉄としてU字型マンガジンク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。

図2に示すように錘をサンプルの中心部へ配置し、応力を加えた。

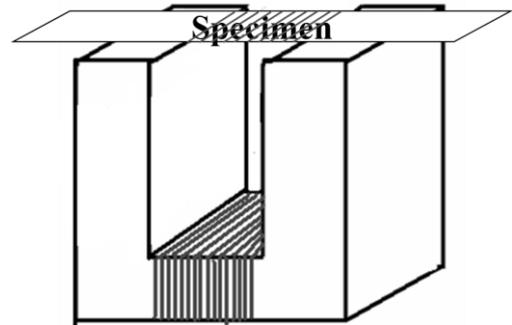


図1 バルクハウゼン信号測定装置

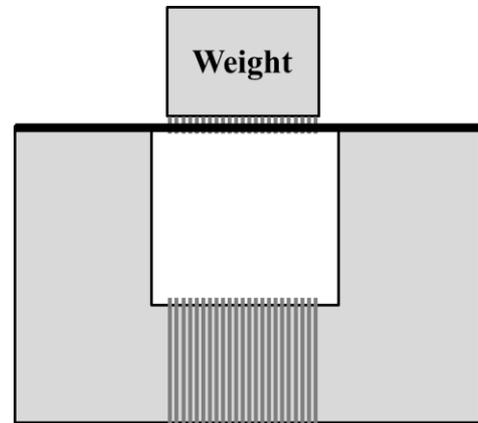


図2 応力印加方法

図3に応力を加えない場合のバルクハウゼン信号の周波数特性を示す。

図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。

図4は、図2に示すように3kgの錘をサンプルの中心

部へ配置した場合のバルクハウゼン信号の周波数特性である。

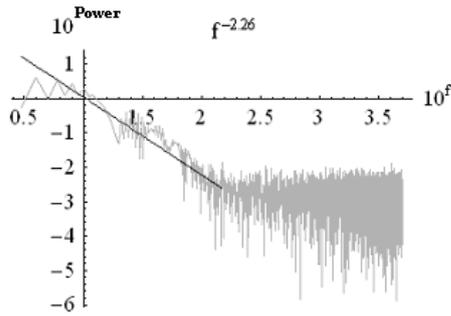


図3 無応力時におけるバルクハウゼン信号の周波数特性

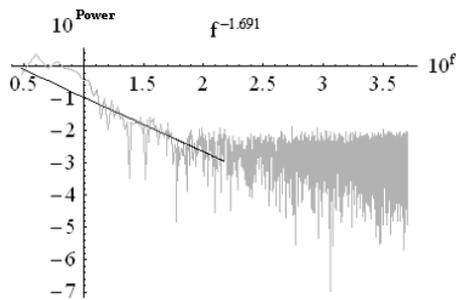


図4 応力 3kg 時におけるバルクハウゼン信号の周波数特性

図4に於いても、図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 になる高周波数領域である。

図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 の応力を印加した場合に拠る。

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。

3. N次周波数ゆらぎ解析

(1) 周波数ゆらぎ解析法と可視化方法

横軸を周波数 f の対数、縦軸を図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。

図5は、応力を印加し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。

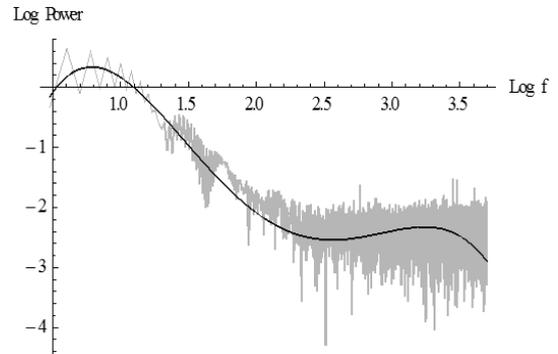


図5 無応力時における信号の周波数特性と4次関数による近似曲線

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、x, y, zの3次元空間上にプロットすると図6の結果が得られる。

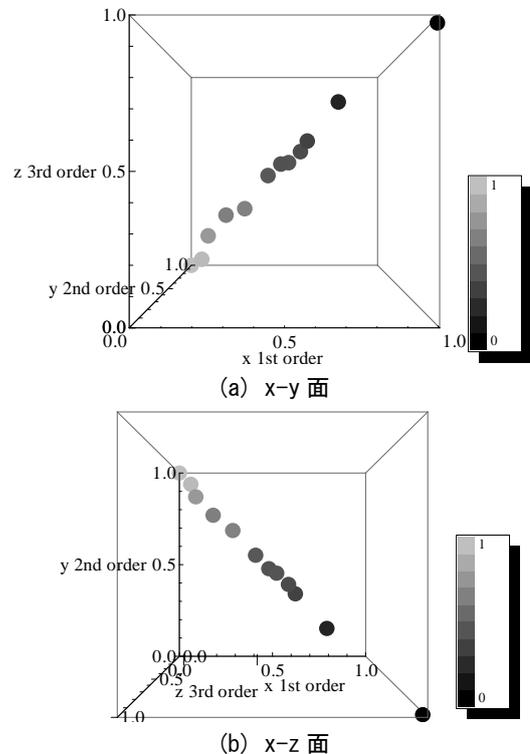


図6 周波数ゆらぎ係数 a_1', a_2', a_3', a_4' の分布

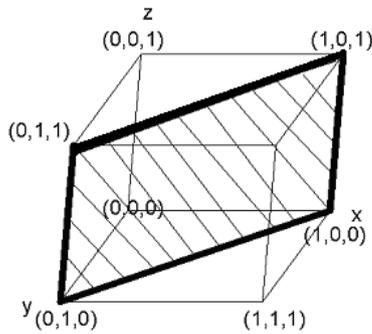


図7 正規化された周波数ゆらぎ係数 a_1', a_2', a_3', a_4' が分散する面

図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。図6(a)と図6(b)から、座標点が分布しているのは、図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。

図6の結果と図7の斜線部分について考えると、応力を印加し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、このバラツキは図7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) 周波数ゆらぎ解析

a) 解析

3.1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、応力を印加した状態で周波数ゆらぎ特性を測定した。また、高周波部分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であるため、 10^3 以上の高周波領域を除外した。

図8は応力を印加した場合のバルクハウゼン信号の周波数特性を 10^3 以下の低周波部分に限定した波形と、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。

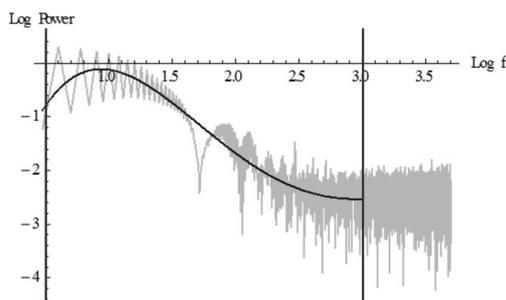


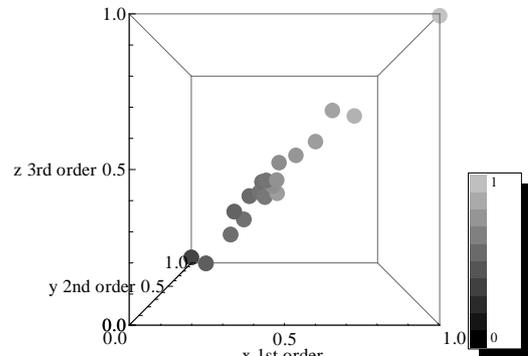
図8 応力印加時における信号の周波数特性と4次関数による近似曲線

b) 応力有無の可視化

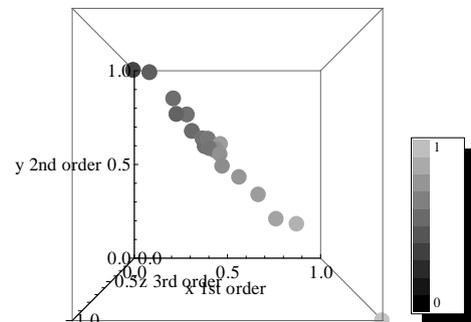
図9に3kg以内の錘をいくつか用意し、正規化した係数 a_1', a_2', a_3', a_4' の分布を示す。3kg以内の重さを用いて応力を印加した場合と印加していない場合でそれぞれ10個のデータ、計20個のデータを抽出した。それらの

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図9である。

図9のいずれにおいても応力を印加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。



(a) x-y面



(b) x-z面

図9 応力有無による係数 a_1', a_2', a_3', a_4' の分布の違い

(3) k-means法を用いた周波数ゆらぎ解析

a) k-means法を用いた解析

3.2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、応力を印加した状態で周波数ゆらぎ特性を測定した。この節以降は、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、低周波部分を解析に使用した。

クラスタリング法として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。これを繰り返す、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。このようにして、データ集合を与えられたクラスタ数に分類する方法である。

図10は応力を印加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。

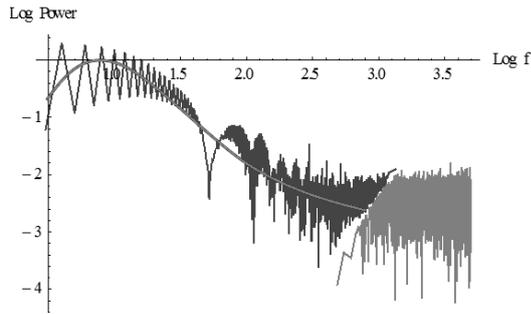


図 10 k-means 法適用後の低周波部分に対して 4 次関数近似を適用した例

b) 応力有無の可視化

図 11 に 3kg 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。3kg 以内の重さを用いて応力を印加した場合と印加していない場合でそれぞれ 10 個のデータ、計 20 個のデータを抽出した。

図 11 のいずれにおいても応力を印加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。

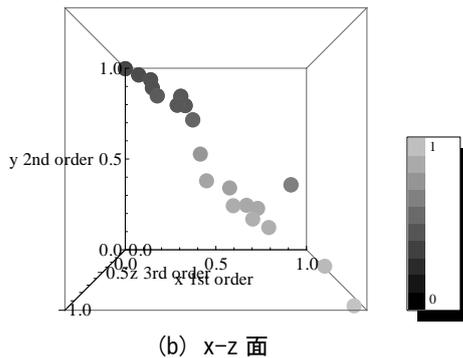
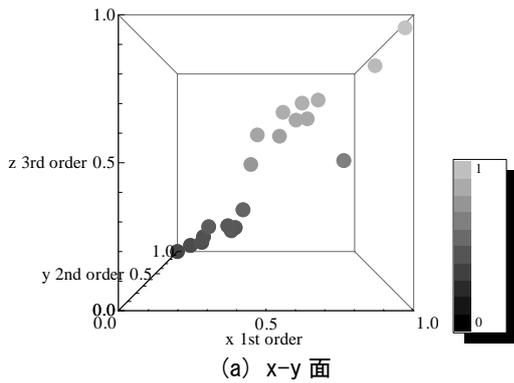


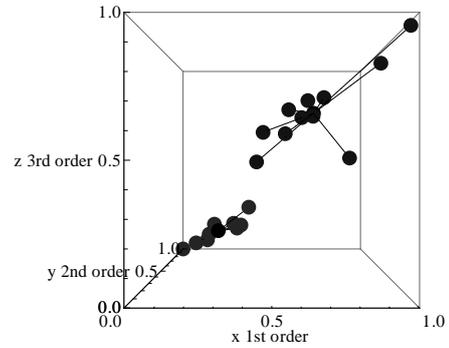
図 11 応力有無による係数 a_1', a_2', a_3', a_4' の分布の違い

c) k-means 法を用いた応力評価

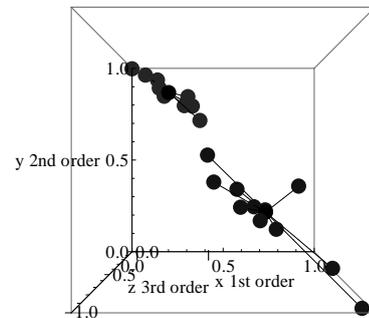
図 12 は k-means 法を図 11 に適用し、図 11 の結果をクラスタリングした結果である。クラスタリング法は、3.3.a 項で説明した k-means 法を 3 次元に拡張したものである。応力を印加した場合と応力を印加しない場合の計 2 種類に対するデータを k-means 法でクラスタリングすれば、応力の大きさに対してクラスタリングが可能で

あることがわかる。[5]

図 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 法の性質上、初期値がランダムに振り当てられるため、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。しかし、サンプル数が充分多ければ一意的なクラスタリングが可能であることから、図 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 面



(b) x-z 面

図 12 応力有無による係数 a_1', a_2', a_3', a_4' の分布のクラスタリング

(4) k-means 法を用いた応力別周波数ゆらぎ解析

a) k-means 法を用いた解析

3.3 節で行った実験と同様にして、1kg 以下である 900g, 700g, 400g の 3 種類の錘を用意し、応力を印加していない場合を含め 4 種類、同じ応力あたり 5 回の周波数ゆらぎ特性の測定を行った。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。

b) 応力有無の可視化

図 13 は 1kg 以下である 900g, 700g, 400g の 3 種類の錘を用意し、応力を印加した場合と応力を印加しない場合のデータ、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。

図 13 のいずれにおいても応力を印加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、(0, 1, 0) 座標から (1, 0, 1) 座標側にかけて、印加した応力の大きさ、すなわち、圧力に準じて分布していることがわかる。

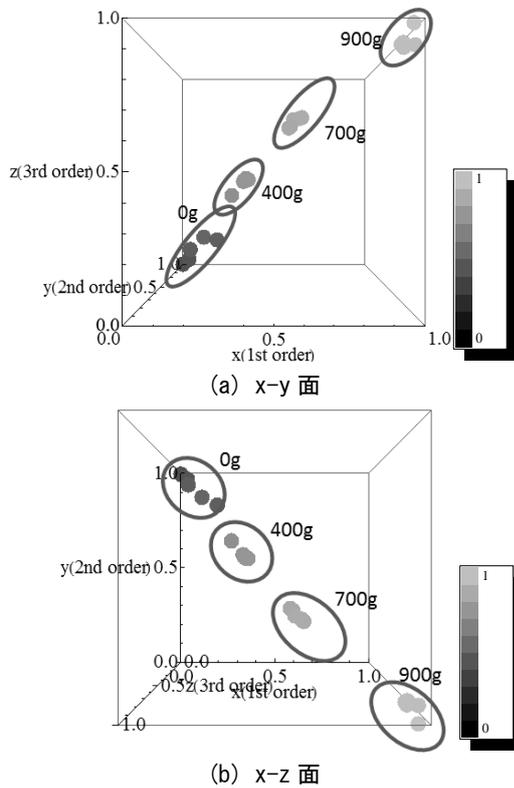


図 13 応力有無による係数 a_1, a_2, a_3, a_4 の分布の違い

c) k-means 法を用いた応力評価

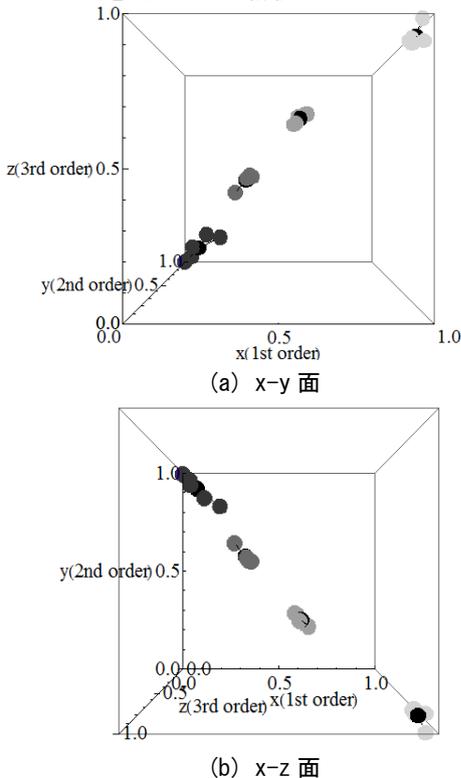


図 14 応力有無による係数 a_1, a_2, a_3, a_4 の分布のクラスタリング

クラスタリングした結果である。3種類の応力を印加した場合と応力を印加しない場合の計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、応力の大き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。

4. 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索問題へ適用し、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、珪素鋼板の応力の有無や応力の大きさの相違を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。

謝辞：本研究を進めるに当たり、齊藤兆古教授には数多くのご指導、ご支援を賜りました。深く感謝致します。また、ご協力を頂いた齊藤兆古研究室の皆様にご心より感謝致します。

参考文献

- 1) R. M. Bozorth: Ferromagnetism (IEEE PRESS).
- 2) 勝又理毅, 早野誠治, 齊藤兆古: バルクハウゼン現象の可視化法に関する一考察, 可視化情報シンポジウム, B203, 2003.
- 3) 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, pp380-385, 2011.
- 4) 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, B108, 2005.
- 5) Jun KAWAZOE, Iliana MARINOVA, Yoshifuru SAITO: Fluctuation Frequency Analysis of the Barkhausen Signals under Static and Dynamic Stresses, IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS, Vol.49, NO.5, MAY 2013, pp1997-2000, 2013.

図 14 は k-means 法を図 13 に適用し、図 13 の結果を

新 ∞ コイル型渦電流センサに関する研究

A STUDY OF NEW ∞ EDDY CURRENT SENSOR

菊地原弘基

Hiroki KIKUCHIHARA

指導教員 齊藤兆古

法政大学大学院工学研究科電気工学専攻修士課程

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 two major properties of the magnetic field. One is that alternating magnetic field induces eddy current in 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 not only on the exciting but also on 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". Exciting and sensing coils are composed of ∞ shape coil and a finite length solenoid coil wound on ferrite bar, respectively. Development of this ∞ coil fully depends on the 2D and 3D finite elements method modeling. According to the simulation results, we have worked out two types of ∞ coils. Practical experiments reflect the validity of both simulation and design aims, quite well. Thus, we have succeeded in developing ∞ coil having a higher sensibility compared with that of conventional one.

Key Words : Eddy current, Nondestructive testing

1. はじめに

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。多くのフレーム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、超音波画像法および 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に関するものである。開発には有限要素法によるシミュレーションを用い、検査対象中に欠損が存在する場合のみ生じる磁束成分を検出コイルが検知できるモデルに設計した。二個の励磁コイルを互いに逆位相の電流を流すことで N 極と S 極を形成する。励磁コイル間の中心は磁界が極めて小さい値であるため、励磁コイルによる磁界を乱さずに磁性体のコアに持つ検出コイルを配置でき感度の向上に繋がった。

2. ∞コイル型 ECT センサ

(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。∞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、検査対象上に欠損が存在する場合のみ生じる磁束成分を検出コイルが検知できるモデルに設計された。

(2) ∞コイル型 ECT センサの動作原理

本論文で提案する∞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極めて小さい値となる部分が生まれる。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の間に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部分に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っている。我々はこの ECT センサの形状から“∞コイル”と呼ぶ。この∞コイルを健全な検査対象上に設置した場合、検査対象中には励磁電流の逆方向に渦電流が流れる。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、検査対象中に欠損が存在する場合、欠損を迂回するように流れる渦電流が発生し、検出コイルの面に対し垂直な磁束成分が発生する。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[4]。

(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例である。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

二個のコイル間にフェライトコア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。

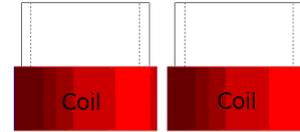
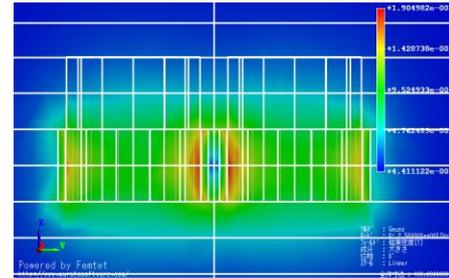
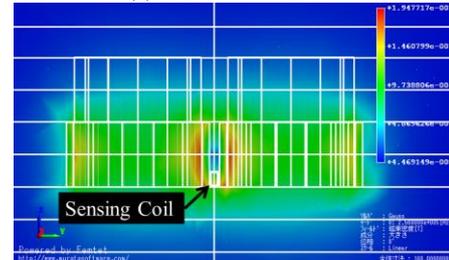


Fig.1 Two exciting coils



(a) Without ferrite bar



(b) With ferrite bar

Fig. 2 Magnetic fields intensity distribution

(4) ∞コイルの 3DFEM 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 1 mm 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。

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

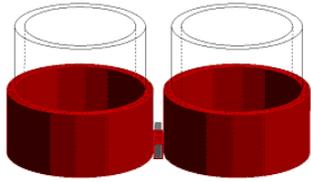
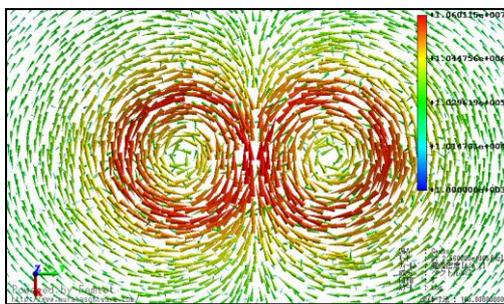
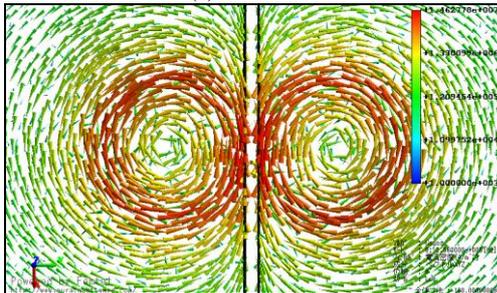


Fig. 3 3D simulation model of the ∞ coil

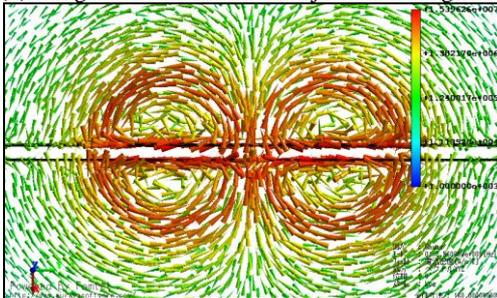
Fig. 4, 5 はそれぞれ銅板上に流れる渦電流と検出コイルのフェライトコア内の磁束密度分布を示している。銅板中に欠損が存在しない場合, Fig. 4(a)に示す渦電流が流れる。渦電流によって生じる磁束密度は検出コイルの面に対し平行方向のみであるため Fig. 5(a)に示す方向となる。したがって欠損が存在しない場合, 検出コイルに誘起電圧は発生しない。



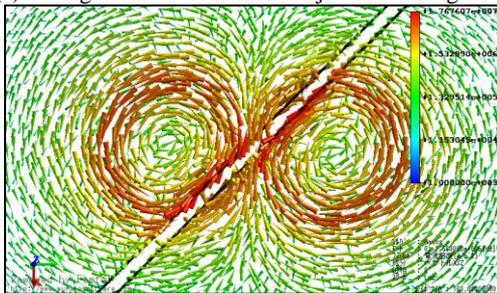
(a) No defect



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



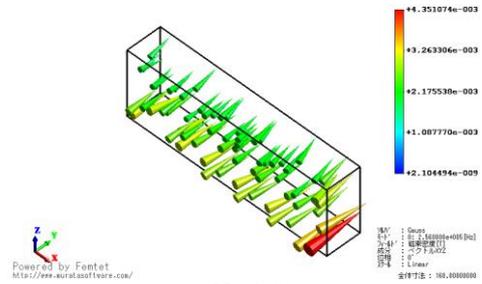
(c) 90 degree defect to the two adjacent exciting coils



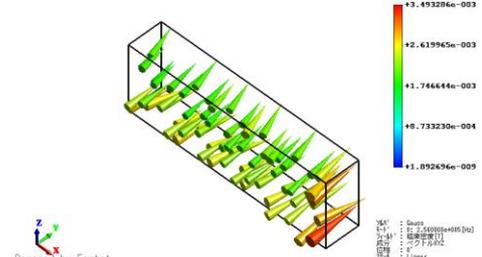
(d) 45 degree defect to the two adjacent exciting coils

Fig.4 Eddy currents in a plane metallic target

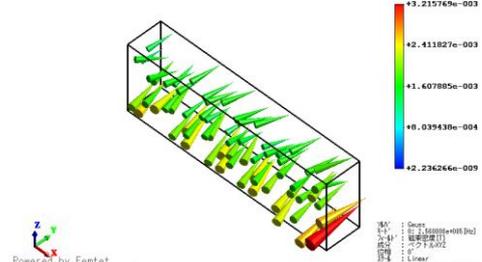
Fig. 4(b)は 2 mm の幅の欠損が検出コイルに対し 0 度に配置された時の渦電流分布である。渦電流は欠損に沿う方向に流れるが, 検出コイルの面に垂直の磁界を生む成分は流れないためフェライトコア内の磁束密度は Fig. 5(b)となる。0 度の場合も検出コイルに誘起電圧は発生せず, 欠損を検知することは難しい。Fig. 4(c)に欠損が検出コイルに対し 90 度に配置した時の渦電流分布を示す。銅板中の渦電流は欠損によって妨げられ, 検出コイルの面に垂直に磁界を作る方向に流れる。しかしながら, 欠損の両端で発生する渦電流は, 互いに打ち消し合う方向に流れるためフェライトコア内の磁束密度は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。



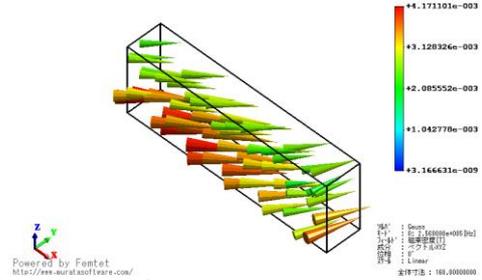
(a) No defect



(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.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。

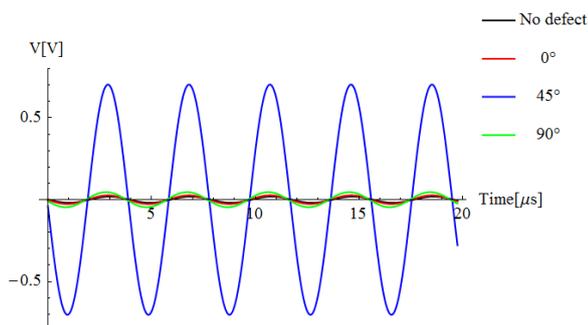


Fig.6 Induced voltages in the sensor coil

3. 実験

(1) 測定方法

検査材料として厚さ 1 mm の二枚の銅板を使用する。一枚は欠損が無く、他方は幅が 2 mm の貫通欠損を持つ。Table 2 に ∞ コイルに使用した励磁コイルと検出コイルの諸定数を示す。我々は二個の励磁コイルと一つの検出コイルを用い Fig.7 に示す ∞ コイルを作製した。Fig.7 に示す ∞ コイルの諸定数は 3D シミュレーションで使用した Fig.3 のモデルと一致している。Fig.7 に示す ∞ コイルを検査材料上に配置し、欠損が無い場合、検出コイルに対し欠損が 0 度、45 度、90 度の場合で検出コイルの誘起電圧を測定する。

Table 2 Various constants of the prototype ∞ coil

Exciting coil	Conductor length:	4.7m
	Diameter of conductor:	0.4mm
	Coil outer diameter:	23mm
	Coil inner diameter:	20mm
	Coil length:	10mm
	Number of turn:	75
	Number of coil layers:	3
	Number of coils:	2
	Input current(peak):	250mA
	Frequency:	256kHz
Sensing coil	Conductor length:	60cm
	Diameter of conductor:	0.1mm
	Axis core:	Ferrite bar (MnZn)
	Coil outer diameter:	2.4mm×2.4mm
	Coil inner diameter:	1.4mm×1.4mm
	Coil length:	6mm
	Number of turn:	100
	Number of coil layers:	2
	Number of coils:	1



Fig.7 Picture of the prototype ∞ coil

(2) 測定結果

Fig.8 に検出コイルの誘起電圧を示す。シミュレーションの計算結果と同様に欠損が検出コイルに対し 45 度の場合に高い誘起電圧が発生する。Fig.6 のシミュレーション結果と比較し誘起電圧の値は低くなるが同じ傾向を示していることがわかる。 ∞ コイルによって欠損の有無を識別することが可能となった。

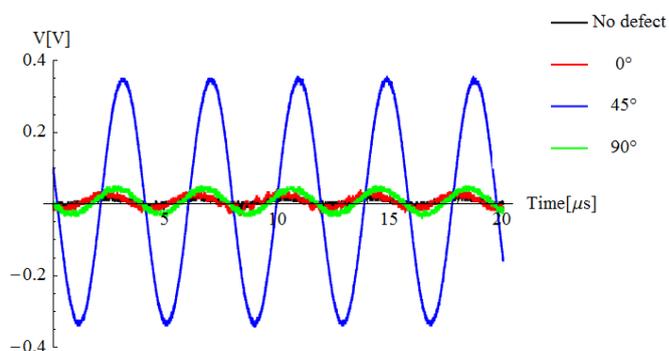


Fig.8 Measured voltages of the practical

4. 従来型 ECT センサに対する優位性

(1) 測定方法

∞ コイルと従来型 ECT センサの特性を比較するために、三種類の ECT センサのリフトオフ特性を測定する。測定に使用した SS400 から成る検査対象を Fig.9 に示す。検査対象の表面上には、長さ 20 mm、幅 0.2 mm、深さ 0.2, 0.3, 0.4 mm の三種類の欠損が存在する。欠損は、放電加工によって人工的に作成されたものである。三種類の ECT センサは二軸駆動マシンにより 50 mm/s の速度で移動させ、電子磁気工業株式会社の製品である渦流探傷器「ET-5002」によって欠損の信号を測定する。Fig.10 に示す ET-5002 の動作原理は、センサが欠損上を移動するとき、ブリッジ回路の平衡バランスが乱れることによる変化を信号として表示する。駆動周波数は 256 kHz に設定し、リフトオフは、1 mm から 10 mm まで 1 mm 間隔で測定を行う。また、それぞれのリフトオフ距離において三種類のセンサに対する ET-5002 のパラメーターは統一する [5]。

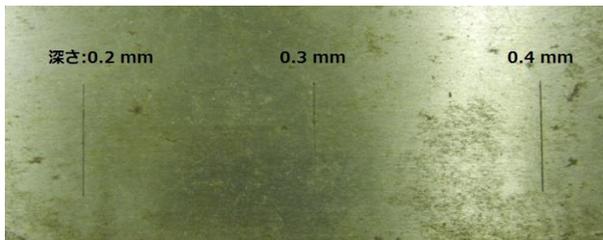


Fig.9 Target piece with three defects



Fig.10 ET-5002 produced by Denshijiki Industry Co., Ltd.

測定に使用した三種類のECTセンサのモデルと諸定数をTable 3,4に示す。従来型ECTセンサとして電子磁気工業株式会社製で励磁・検出コイル分離型とインピーダンス感知型の原理に基づく二種類(Table 4)を用いる。Table 4に示す励磁・検出コイル分離型ECTセンサは励磁コイルに励磁電流を流し、8の字に配置された2個の検出コイルに発生する誘起電圧を信号とする。また、インピーダンス感知型ECTセンサは8の字に配置されたコイルが励磁コイルと検出コイルを兼ね、双方の入力インピーダンスの変化を信号とし、欠損を識別する。

Table 3 Various constants of ∞ coil

∞ コイル	
Sensing coil	
Diameter of conductor:	0.1mm
Axis core:	Ferrite bar (MnZn)
Coil inner diameter:	0.5mm×2mm
Coil length:	4mm
Number of turn:	100
Number of coil layers:	3
Number of coils:	1
Exciting coil	
Diameter of conductor:	0.12mm
Axis core:	No
Coil inner diameter:	6mm
Coil length:	6mm
Number of turn:	100
Number of coil layers:	3
Number of coils:	2

Table 4 Various constants of the conventional ECT sensor

励磁・検出コイル分離型	
Sensing coil	
Diameter of conductor:	0.1mm
Axis core:	Ferrite bar (MnZn)
Coil inner diameter:	1mm×2mm
Coil length:	10mm
Number of turn:	50
Number of coil layers:	2
Number of coils:	2
Exciting coil	
Diameter of conductor:	0.12mm
Axis core:	No
Coil inner diameter:	4mm
Coil length:	12mm
Number of turn:	100
Number of coil layers:	1
Number of coils:	1
インピーダンス感知型	
Sensing coil	
Diameter of conductor:	0.1mm
Axis core:	Ferrite bar (MnZn)
Coil inner diameter:	0.5mm×2mm
Coil length:	10mm
Number of turn:	100
Number of coil layers:	3
Num4ber of coils:	2
Exciting coil	
X	

(1) 測定結果

ET-5002によって得られた三種類の測定信号をFig.11に示す。三種類のセンサとも5個のピークが生じていることがわかる。5個のピークの中で、検査対象上の欠損によって生じた信号はFig.11に示す②-④である。①と⑤の信号は、それぞれセンサが検査対象に近づいた場合と離れた場合に生じた信号であるため、ここでは②-④の信号について議論していく。全てのセンサにおいて、3個のピークの大きさは欠損の深さに比例していることがわかる。Fig.11の信号の中で、 ∞ コイルで得られた信号は、他のセンサと比較して、最も感度が高いことがわかる。より詳細な特性を評価するために、深さ0.2 mmの欠損によって生じた②の信号に注目する。

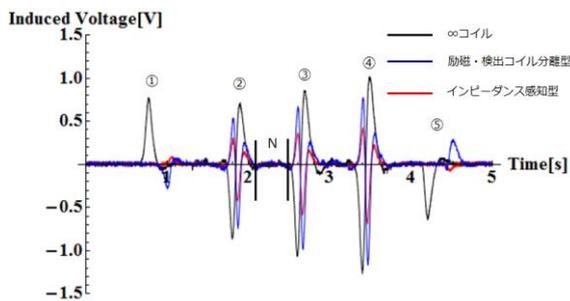


Fig.11 Induced voltage (liftoff = 2mm)

(2) 測定の比較

リフトオフを1 mmから10 mmに変えたときの②信号のピーク値をFig.12に示す。∞コイルの誘起電圧が多くのリフトオフ条件で従来型と比較し優位性があることがわかる。しかし、リフトオフが1 mmと6 mmの場合、励磁・検出コイル分離型が最も高い誘起電圧を発生している。欠損を測定する場合、GAINを大きくすると誘起電圧が大きくなり検出感度は高くなるが、欠損以外のノイズ信号も増幅してしまう。したがって、誘起電圧の大きさではなくノイズ信号に対する検出信号比(Signal to Noise Ratio, 以後、SN比と略記)で評価する必要がある。Fig.13にリフトオフを1 mmから10 mmに変えたときのSN比特性を示す。ここで、検出信号Sは②信号のピーク値であり、ノイズ信号NはFig.11に示すNの区間の最大値をノイズ信号とする。Fig.13で示すように、SN比はリフトオフの大きさに逆比例している。SN比の評価では全てのリフトオフにおいて、∞コイルに優位性があることがわかった。

今回の測定ではリフトオフに対するET-5002の設定値を経験的に決定したが、検査対象の条件に応じて設定値を決定する必要がある。すなわち、欠損の判定は最終的には過去のデータに基づく経験的閾値で決定せざるを得ない。

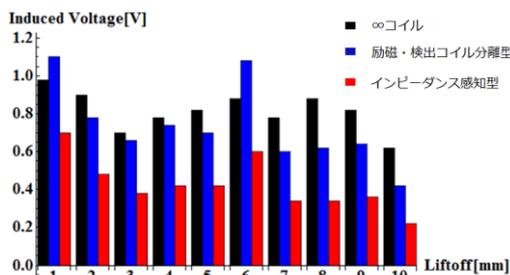


Fig.12 Peak signal magnitude vs. liftoff

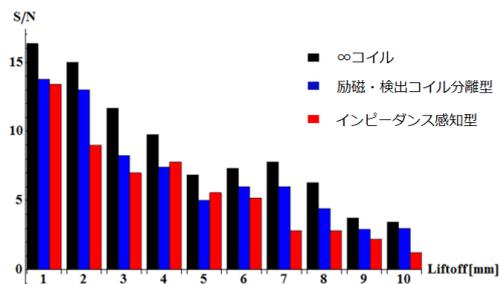


Fig.13 SNR vs. liftoff

5. まとめ

本論文は∞コイル型渦電流センサを提唱し、有限要素法によるシミュレーションと実験的検証、および従来型 ECT センサと特性比較を行った。2, 3 章では、三次元の有限要素法シミュレーションによって新型の高感度渦電流センサ「∞コイル」を開発について提案した。

∞コイルは励磁電流により磁界がループ状に形成されるため、二個の励磁コイルの間に磁界が極めて小さい値となる部分が生まれる。この磁界が小さい値になる部分へ検出コイルを配置する概念が最も大きなキーポイントであり、検査対象中に欠損が存在する場合のみに発生する磁界変化を検出できる高感度のセンサに繋がった。

4 章では、∞コイルと市販されている従来型 ECT センサの比較実験を行った。電子磁気工業株式会社の製品である渦流探傷器「ET-5002」を使用し、∞コイルと二種類の従来型 ECT センサのリフトオフ特性を測定した。SS400 の検査材料では∞コイルが従来のセンサと比較し、高い SN 比を有することが判明した。

謝辞: 本研究を進めるに当たり、齋藤兆古教授には数多くのご指導、ご支援を賜りました。厚く御礼申し上げます。

本研究で試料、実験環境を提供して戴くとともに有益なご助言を戴いた電子磁気工業株式会社の及川芳朗会長、茂木秀夫氏、大内学氏に深く感謝致します。

また、多くのご協力を頂いた齋藤兆古研究室の皆様にも心より感謝致します。

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) 菊地原弘基, 齋藤兆古, 大内学, 茂木秀夫, 及川芳朗: 新∞型渦電流センサの開発, 第21回 MAGDA コンフェランス in 仙台, OS6-8, pp.181-185, 2012.
- 5) Hiroki KIKUCHIHARA, Iliana MARINOVA, Yoshifuru SAITO, Manabu OHUCHI, Hideo MOGI, Yoshiro OIKAWA: Optimization of the Eddy Current Testing, The 15th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation, Oita Japan November 11-14 2014, WC4-4, pp.495.

スープ皿形状フェライトコアを用いた一次・二次コア分離型 変圧器の開発に関する研究

Development of the flat transformers for contact less power supplies use

福士泰弘

Fukushi Yasuhiro

主査 齋藤兆古教授 副査 小林尚登教授

法政大学大学院デザイン工学研究科建築学専攻修士課程

All of the modern electrical devices are composed of two major parts: one is the electrical/electronic signal processing parts, and the other is the power suppliers.

Contactless power supplier is composed of a transformer having the distinct primary and secondary cores 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 possible as low.

This paper has clarified that intensive 3 dimensional finite elements simulation concerning on the magnetic field distributions around contactless transformer leads to obtain one of the reasonable core shapes. Further it has been revealed that a tested trial transformer gives nearly 80 percent power transmission efficiency even though the primary and secondary coils cores are separated by 10mm air gap. Also, this paper provides one of the success research solutions to overcome the specific absorption rate (SAR) problem based on the finite elements and optimization methodologies.

Thus, the contactless flat shaped transformer whose primal and secondary ferrite cores are separated by air gap has been successfully developed by means of the intensive 3 dimensional finite element simulations.

Key Words : Contactless power supplier, Flat transformer, Numerical Analysis, FEM

1. はじめに

エネルギーは運動エネルギーや位置エネルギーなど多彩な形態をとるが、現代文明において電気エネルギーが最も効率良く生成と利用が可能であり、電気はエネルギーそのものとしてだけでなく通信・情報にも信号としても広範に利用されている。

また、半導体技術の発展は、電気・電子機器の小型軽量化のみならず、インテリジェント化を可能とし、爆発的な電気・電子機器の普及をもたらした。その結果、高周波で駆動される電気・電子機器は生産設備のみならず家電機器まで広汎に普及し、家庭、事務所、工場、その他あらゆる場所でパソコン、ファックス、携帯電話、空調設備、照明機器等の多くの電気・電子機器が設置され、必要不可欠な文明の利器として活用されている[1]。

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。理由は至極簡単で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る。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方法は、充電ケーブルの煩雑さや感電の危険性は避けられない[2]。

このような需要に答える一給電方法のあり方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、煩雑さは確実に避けられる、感電事故もない。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。この過酷な電磁環境中에서도、電気・電子機器は誤作動をすることなく円滑にそれらの機能を発揮しなければ人類の文明生活が維持できない。換言すれば、あらゆる周波数の電磁界で満たされた空間の中で人類は生活を強いられている状況である。電気・電子機器に対してだけでなく人類に対しても可能な限り、高周波の電磁界が分布しない自然な空間が望ましいことは言うまでもない[3]。

本論文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プー皿形状のフェライトコアを使った平面変圧器の開発に関するものである。

2. 非接触給電技術

2.1 既存技術

非接触給電システムは現在一部で商品化されている。電気シェーバー、電動歯ブラシなどが見受けられる。展示会などでは携帯電話用などの小型充電器などが見られる。使用場所を選ばない電化製品等の利便性の向上、充電部の露出がなく感電の恐れがない安全性の強化、電源コードの削減・環境保全等の観点から多様な研究開発が行われている。非接触給電システムはタコ足配線の解消、移動型電気機器の代表例である掃除機への給電、今後需要が高まるであろう介護ロボットへの給電等々の諸問題を解決する有力なシステムである。

しかし現状を見るに、非接触給電システムは話題性があるが実態は大きく進歩していない。現在一部で商品化されている非接触給電システムは小型・小容量なものしか無く、普及しているとは考えられない。電気エネルギーを使用する製品は小型機のみならず大型のものとなると自動車と幅広く存在する。これらの大型電気機器へ非接触給電システムを開発する糸口を見いだすのが本論文の目的の一部でもある。

2.2 問題点

現代の非接触給電システムには幾つかの問題がある。普及しない原因はこれらの諸問題点に起因すると考えられる。最大の問題は出力、容量が小さいことである。電気電子部品は大きなものになると自動車や新幹線の電車にまでなるが、容量の問題で現状の技術では厳しい。新幹線等の電車では通常、架線とパンタグラフを用いた直接接触で給電されているが、電車が高速になるとパンタグラフに拠る給電も限界があり、非接触給電が鋭意開発されている。従来の小型家電機器で用いられて居る内鉄型変圧器を用いた非接触給電システムの容量増加による単純な方法は必然的に大きな漏洩磁界の問題を喚起する。

本論文で提案する一次・二次コア分離型平面変圧器は外鉄型の一種であるため、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。

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、本論文で提唱するスプー皿形状の磁気コアを用いた一次・二次コア分離型変圧器では、一次・二次間の磁氣的結合は周波数の関数であり、大容量化を実現するにはこの現象の理論的な解明を行い、最適な駆動周波数等、多くのパラメーターを決定しなければならない。

3. 一次・二次コア分離型変圧器の型式

3.1 従来のU字型フェライトを用いた形式

非接触給電システムではエアギャップを介して電力伝送を行う。このため、一次・二次コア分離型変圧器は最も重要な基幹部品である。一般的に変圧器のコア材料である磁性体(フェライト)は重量が重い。そのためコアの軽減、削減が非接触給電システムに望まれることである。現在の小型非接触給電システムを使用した機器は大部分がこのU字型磁性コアを使用している。

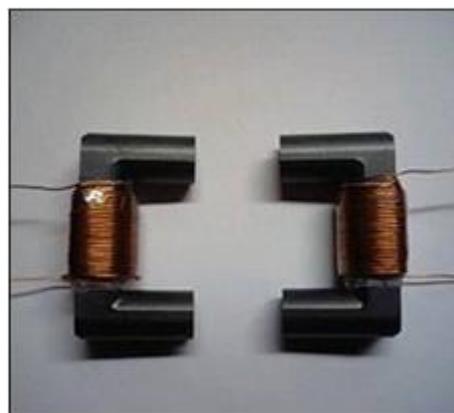


図1 U字型フェライトコアを用いた一次・二次コア分離型単相変圧器

しかしこのU字型を使用すると周辺への磁束の漏れが大きくなる。また、エアギャップを挟んだ場合の結合係数は厳しい値となる。現状ではU字型磁性コアを使用した例が多い。比較のため、本研究に於いてもU字型磁性コアを用いた一次二次コア分離型変圧器を試作した。表1に試作U字型コア変圧器の諸定数をリストしてある。図1は試作U字型コア変圧器を示す。

U字型フェライトコアの変圧器を用いた一次二次コア分離型単相変圧器は磁極間距離10mm時の結合係数が0.18と極めて低い値を示すため、非接触給電システムが製品として望まれる水準まで達していない。U字型フェライトコアを用いた一次二次コア分離型単相変圧器は電力伝送という観点でもあまり芳しいとは言えない。非接触給電は間にエアギャップを挟まなければならない。非接触給電システムはエネルギーを伝送する経路となるエアギャップがネックとなっている。エアギャップが増加はエネルギーの伝送効率と単位時間当たりのエネルギーの絶対量を削減する。これは、バッテリーの充電等では膨大な時間を要することとなる。既に、製品化されている電気シェーバー等はほとんど磁極が接合した状態で使わなければならない。唯一の利点は水に強いということである。磁極間が少しでもずれてしまうと全く充電できなくなると言っても過言ではないだろう。これは結合係数の値からでも容易に理解できる。U字型の磁極面が少しでもずれると一次二次コア分離型単相変圧器を採用した非接触給電システムは成り立たない。

表1 分離U型单相変圧器の寸法

U字型コア材料	TDKPE22UU
1次側コイル巻き数	30回
2次側コイル巻き数	30回
1次側コイル導線径	0.4mm
2次側コイル導線径	0.4mm

U字型コアを使用すると周辺への磁界の拡散なども大きな障害になるために、U字型のコアは小型の小容量機、小容量機に限定されると考えられる。

3.2 新方式スプ型フェライトコアを用いた形式

非接触給電システムでは周辺の電気・電子機器に対する電磁誘導障害を与える。このため、本研究では図2に示すスプ型フェライトコアを用いた一次・二次コア分離型单相変圧器を提唱する。試作一次・二次コア分離型单相変圧器の諸定数を表2に示した。

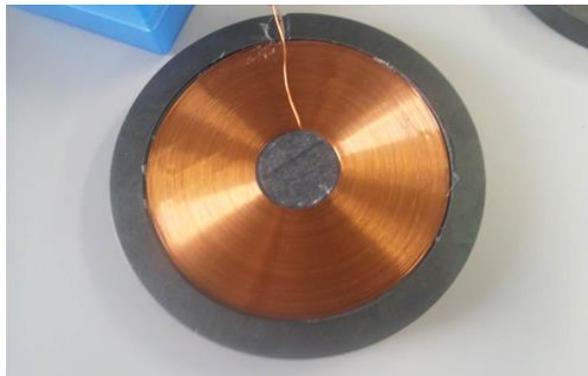


図2 スプ型フェライトコアを用いた一次・二次コア分離型单相変圧器

表2 分離スプ型单相変圧器の諸定数

コアの外径	105mm
コアの凹み内径	95mm
コアの厚さ	10mm
コアの凹みの深さ	1mm
コイルに使用した導線長	506.3cm
コイル導線径	0.4mm

図2に示すスプ型形状のコアを1対用意し、向かい合わせるような形を形成し、非接触給電用一次・二次コア分離型单相変圧器を実現する。



図3 スプ型フェライトを使用した一次・二次コア分離型单相変圧器

我々の試作したスプ型フェライトを使用した一次・二次コア分離型单相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。また、磁束の通過する経路は一次・二次コイルを取り囲む形状であるため、本論文で提唱するスプ型フェライトコアを用いる変圧器は明らかに外鉄型の一つであり、この種の外鉄型変圧器は磁束の流れをコントロール可能であり、U字型コアで問題となる周辺への電磁界拡散を有る程度閉じ込めることが可能である。磁界を外鉄型変圧器のように閉じ込めることにより電磁界拡散を防ぐ。

しかし、スプ型フェライトコアはU字型磁性コアと比べると大きな欠点がある。それは重量である。スプ型のコアはU字型磁性コアと比較して、重量が大きくなる点にある。

4. 試作一次二次コア分離型変圧器の特性

4.1 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 κ 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 κ 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。変圧器の基礎的で最も重要な性能指標である結合係数 κ を求める。

変圧器の一次・二次コイルを下図に示す回路モデルで考える。下図の端子 a,b,c,d を結線を変更して、数通りのインピーダンスを測定することで簡単な式(4)の計算で結合係数 κ が求まる。

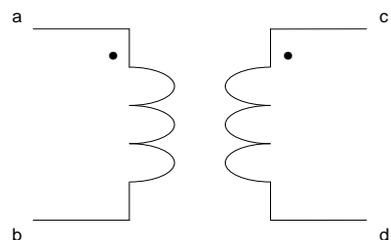


図4 変圧器の回路モデル

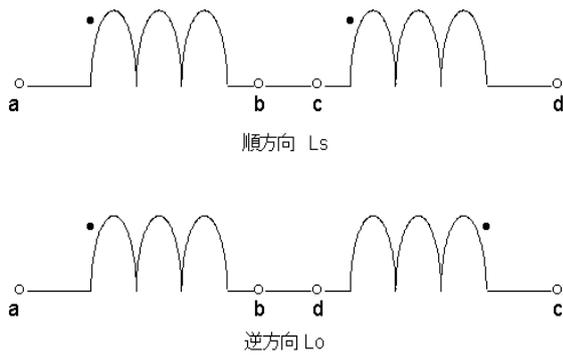


図5 インダクタンス測定の加極性と減極性接続

図5に示す接続で、加極性結線から、
図5に示す接続で、加極性結線から、

$$L_s = L_1 + L_2 + 2M \quad (1)$$

が成り立つ。

同様に図5に示す結線で、減極性結線から式(2)が成り立つ。

$$L_o = L_1 + L_2 - 2M \quad (2)$$

従って、式(1)と式(2)の引き算から、相互インダクタンスは

$$M = \frac{L_s - L_o}{4} \quad (3)$$

一次と二次コイル間の結合係数は

$$\kappa = \frac{M}{\sqrt{L_s L_o}} \quad (4)$$

で求められる。

ここで我々の試作した U 字型フェライト非接触給電システムの一次・二次の対応する磁極面間の距離が 10mm である場合の駆動周波数と結合係数の関係を図6に示す。

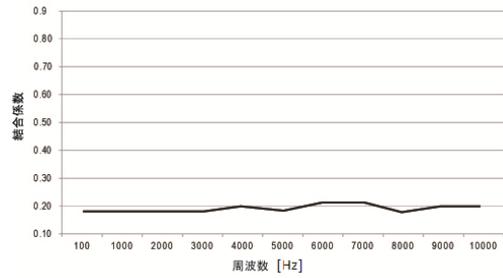


図6 U字型コアを使用した場合の結合係数と駆動周波数の関係

U字型の結合係数の周波数特性は、周波数に依存せずに一定値であり、その値は $\kappa=0.18$ である。この値は励磁磁束の18%しか二次コイルに鎖交しないことと等価であり、変圧器としては極めて低い値である。このため、実際に販売されているシェーバ等では、非接触給電とは言いながら、一次と二次の磁極を囲む絶縁体を介した直接接触であり、その電力伝送効率は70%程度である。すなわち、U字型コアを採用した一次・二次コア分離型変圧器は10mmのエアギャップを介した非接触給電は有り得ない状態である。

さらに、U字型コアを使用した一次・二次コア分離型変圧器の場合、結合係数は周波数に無関係に一定値である点は、U字型コアを使用した一次・二次コア分離型変圧器は通常の変圧器の延長線上の特性を前提として設計された変圧器であることを意味する。

他方、最初から一次・二次コア分離型を前提として設計されたスプ型フェライトコアを使用した一次・二次コア分離型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が、ある周波数ではほぼ一定値となる。一次・二次間の磁局面間の距離が10mmである場合の駆動周波数と結合係数の関係をの実験値を図7に、計算値を図8に示す。

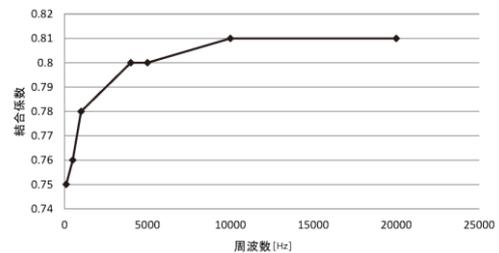


図7 スプ型コアを使用した結合係数と駆動周波数 (実験値)

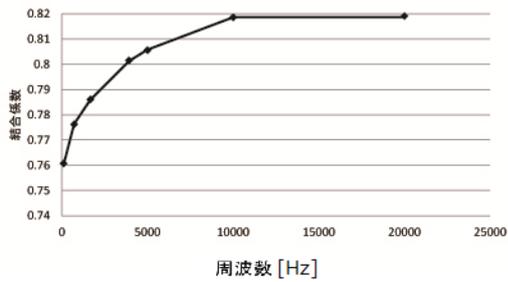
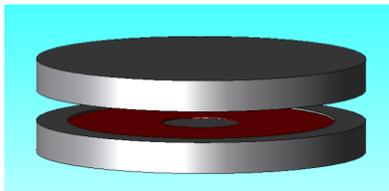


図8 スープ皿型コアを使用した結合係数と駆動周波数



(計算値)

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程度でほぼ一定値0.81となる。このように、試作平面変圧器の結合係数が従来型のU字型変圧器では考えられない周波数特性となる背景を数値シミュレーションで明らかにする。

4.2 磁束密度ベクトル分布

3次元有限要素法を用いたシミュレーションにより図9の試作平面変圧器の周辺磁界を可視化する。可視化により、駆動周波数が磁束密度ベクトル分布へ与える影響をみる事ができる。一次側に定電流源を接続し、2次側に1Ωの抵抗負荷を接続し、図9に示すモデルで3次元有限要素シミュレーションを行う。

図9 スープ皿型変圧器のシミュレーションモデル

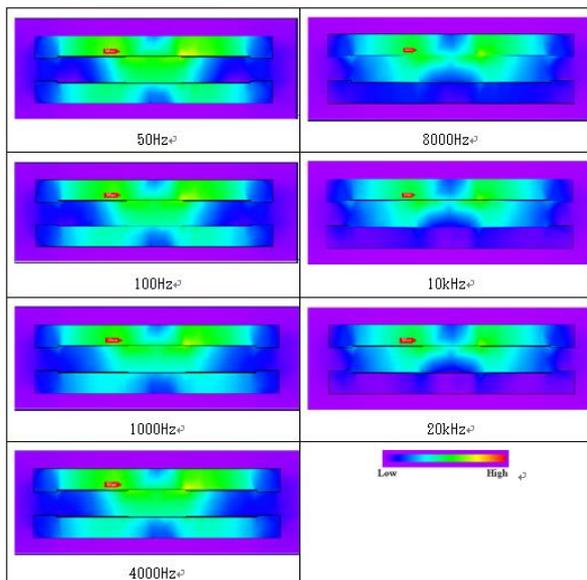


図10 駆動周波数を変化させた場合の磁束密度ベクトル

分布

図10に示されている磁束密度ベクトル分布のシミュレーション結果から、低周波では一次コイルの電流に起因する磁束が一次・二次コア全体に分布するが、高周波では下面の二次コアに磁束は殆ど進入せず、一次励磁電流の映像電流として二次電流が流れ、磁束はコア中心部に集中し、漏洩磁束が削減され、結果として、結合係数の増加に繋がることが判る。

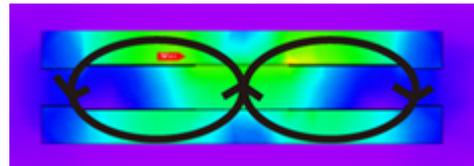


図11 磁束の還流

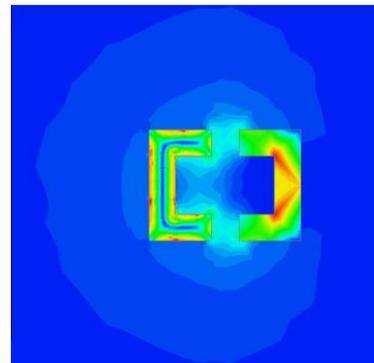


図12 U字型コアの磁束の還流

U字型コアとスープ皿型コアを採用した一次・二次コア分離型変圧器の磁束密度ベクトル分布のサンプルをそれぞれ図11、図12に示す。両者の差は歴然であり、U字型コアはエアギャップ付近から周辺へ磁束が拡散していることが判る。磁束の拡散度合いは周辺のコントラストから歴然とした広がりである。これが周辺機器へ与える電磁界の影響を与える原因であり、これを制御することが非接触給電システムの研究の最初の課題である。

U字型コアの断面から断面への磁束の流れはのみならず周辺への拡散が甚だしいことが図12のシミュレーション結果から明らかである。

他方、スープ皿型コアを採用した一次・二次コア分離型変圧器を使用した非接触給電システムは一次・二次コイルを磁性体であるフェライトで覆い、周辺への磁束の拡散を削減している。スープ皿型のコアを採用し、そのスープを注ぐところに拡散スパイラル状のコイルを格納することで磁束を中深部へ集中させる制御に成功している。そして、スープの皿の縁に当たる断面が他の部分より接近するため、主磁束がフェライト端部の断面を通る。コアの形状は円形であるため、見かけ上コア端部の厚みは少ないように見えるが半径が最も大きい部分であるため、磁極面としての

面積は大きい。その結果、図 11 のような磁束の循環が確認できる。中心部に流れる磁束と周辺に流れる磁束はほぼ等しく、周辺へ拡散する磁束密度は少ない。すなわち、一次・二次間の結合が高い。

さらに着目すべきは、図 10 に於けるスプー皿型コアを用いた一次・二次コア分離型変圧器の駆動周波数に対する磁束密度ベクトル分布の変化である。

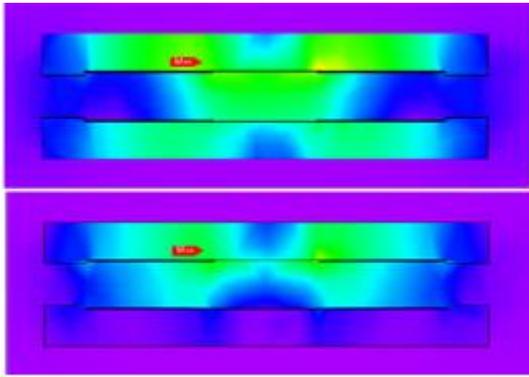


図 13 50Hz と 10kHz の磁束密度ベクトル分布

図 13 は駆動周波数が 50Hz と 10kHz における磁束密度ベクトル分布の比較である。明らかに、両者共に中心部の磁束密度ベクトル分布は小さい。これは、二次側の電流が一次側の影像電流となり、励磁磁束を打ち消すことから発生する現象である。二次側に電流が流れていないのではなく、一次側の励磁電流、すなわち、影像電流の効果が大きくなるために起こる。

スプー皿型コアを用いた一次・二次コア分離型変圧器の周波数に対する磁束密度ベクトル分布の変化に着目する。50Hz から 10kHz へ周波数が高くなるに連れて磁束が中心に集まり、一定値を超えると影像電流が支配的になる。結果として、全体の磁束密度が削減され、漏れ磁束も削減される。図 10 で 10kHz から 20kHz に於ける磁束密度ベクトル分布を観察すると、50Hz から 10kHz へ至る場合の磁束密度ベクトル分布の変化に比較して、その変化は小さい。これは、周波数に対して磁束密度ベクトル分布が指数関数的に変化するためであり、試作機では約 10kHz がいたずらに鉄損を増加させない最適駆動周波数と言える。

4.3 結合係数と磁界ベクトル分布

ここでは、周波数による結合係数と磁束密度ベクトル分布の関係を考える。図 9 で、上部と下部の磁束密度ベクトル分布の大きさが小さい青色部分の括れに着目する。上部に於ける磁束密度ベクトル分布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。この傾向は下部に於ける磁束密度ベクトル分布の括れでは顕著となり、結合係数が一定値 $\kappa = 0.81$ となる駆動周波数 10kHz でほぼ一定の大きさになる。

上部に於ける磁束密度ベクトル分布の括れは、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。また、図 2 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。

磁束密度ベクトルの分布は、下部中心に位置する弱い磁束密度ベクトル分布の括れが周波数に比例して大きくなる。これは、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ベクトル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。影像電流の分布がほぼ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。

よって 10kHz がこの形の変圧器の最適な駆動周波数となる。これにより一次側の入力を増加することでより大きな電力を伝送でき、大容量化、漏れ磁束問題を解決することができる。

5. まとめ

本論文は、非接触給電システムが普及することによって喚起される生活環境中における電磁環境問題の解決策のキーを担う低 SAR レベルの一次・二次コア分離型変圧器開発に関するものである。

非接触給電システムの最基幹部品である一次・二次コア分離型変圧器の特性を表す諸定数の中で最も重要な結合係数を実測し、有限要素法に拠る三次元数値シミュレーションで行った磁束密度ベクトル分布の可視化結果とそれを比較することにより結合係数の周波数依存性を解明をし、一次・二次コア分離型変圧器開発のための足がかりを構築した。

一次・二次コア分離型変圧器が与える近傍磁束密度ベクトル分布の可視化を U 字型フェライトコアとスプー皿型フェライトコアに関して行った。磁束密度ベクトル分布からそれぞれのコアの特性を比較し、スプー皿型フェライトコアが漏洩磁束を削減することを示した。

2 種類のコアを使用したそれぞれの一次・二次コア分離型変圧器の結合係数を測定することによりスプー皿型コアでは周波数により結合係数の値が変化し、高周波数で結合係数が劇的に改善されることを確認した。

スプー皿型コアを使用した場合、三次元有限要素解析を使用した磁束密度ベクトル分布がある周波数以上で一定値となることから最適駆動周波数の決定を可能とした。駆動周波数を変更して行った三次元有限要素解析により得

られた磁束密度ベクトル分布を比較することにより、スープ皿形状のフェライトコア採用した一次・二次コア分離型変圧器における周波数に対する磁束密度ベクトル分布の相違が結合係数へ反映することを明らかにすることができた。

以上から、三次元有限要素法による磁束密度ベクトル分布解析と実験から非接触給電用一次・二次コア分離型変圧器設計の一端を確立した。

残る解決すべき課題として本研究の基本条件である EMC 問題に対する更なる解決策の模索がある。非接触給電用変圧器の磁束密度ベクトル分布からコア形状による漏洩磁束の違いを明らかにした結果、最適な非接触給電用変圧器を実現させる指標を与えることに成功した。この指標を導入することで更に外部環境に優しい給電システムの実現に繋がるであろう。しかし、今後は電力伝送効率の向上、コアの削減による軽量化、移動しながらの給電の高効率化など実用化に向けた多くの解決すべき課題が残っている。

謝辞: 本研究を進めるに当たり、齋藤兆古教授には数多くのご指導、ご支援を賜りました。厚く御礼申し上げます。

また、多くのご協力を頂いた齋藤兆古研究室の皆様にご心より感謝致します。

参考文献

- 1) 高田将吾、齋藤兆古、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、齋藤兆古、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) 富士泰弘、齋藤兆古、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、齋藤兆古、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.