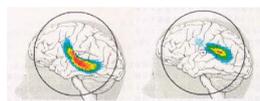


2011 年度法政大学理工学部電気電子工学科

齊藤兆古研究室卒業論文集

学籍番号	氏名	題目	頁
08x2003	渥美 惟成	「音響情報を用いた機械監視システムの提案」	1
08x2033	河副 隼	「バルクハウゼン信号の周波数ゆらぎ解析」	8
08x2036	菊地原 弘基	「渦電流センサの感度向上に関する研究」	15
08x2042	栗原 涼	「ソレノイド型空心変圧器の基本設計」	25
08x2048	小林 亮介	「赤外線ビデオカメラを用いた過渡熱伝達分布測定の 可視化とその応用」	34
08x2077	畠 明希	「音響情報に拠る電気機器状態把握に関する研究」	38
08x2081	福士 泰弘	「非接触給電用平面型変圧器の実験的解析」	45
06d3083	野口 智生	「渦電流分布の赤外線画像を利用した金属の非破壊検査」	49



音響情報を用いた機械監視システムの提案

08x2003 渥美 惟成 指導教員 齊藤 兆古

概要

本研究は、いわゆるノイズと言う用語で一括される音響情報を弁別可能とする信号の周波数ゆらぎ解析法をアナログ作業機器の機械監視システムの基幹ツールとして応用可能かを検討するものである。すなわち、周波数ゆらぎ信号処理を用いた CAD/CAM 工程の機械監視システムの提案である。本研究では主に、交流発電機にかかる負荷の値を変化させ、それぞれの負荷時の稼働音を録音し負荷の違いがどのように周波数ゆらぎ信号に現れるかを検討した。結果として、稼働音の周波数ゆらぎ信号からある程度の負荷状況を把握することが可能であることを報告する。

1 序論

マイクロコンピュータの広汎な普及は工場の生産ラインへ大きな影響を与え、プログラミングを変えることで多様な機能を発揮する NC (Numerical Control Machine) マシンの広汎な普及は製品の設計、いわゆるコンピュータ支援設計 (Computer Aided Design, CAD) を用いたコンピュータ支援製造 (Computer Aided Manufacturing, CAM) 工程を完成させつつある。

このように現代の製造工場では、多くが多彩な機能を有する NC マシンの多用によって製造工程が極限まで機械化され、結果として、省力化が徹底されている。ところで、大多数の製造工程では製品の形状などを削り出す切削作業などのアナログ作業が必然的に伴う。これは、如何に CAD/CAM が広汎に普及してもアナログ的作業を行う工作機械の構造的な問題点、例えば、切削機の刃 (バイト) の消耗は避けられないことから、常にバイトの消耗度合いを監視し、消耗度合いに応じてバイトの交換を必要とすることを意味する。

CAD/CAM システムで、アナログ作業機器の維持管理をオンラインで監視するシステムは、依然として、人間の習熟した五感に依存することが大きい。本研究は、人間の五感の中で聴覚を大幅に拡張する機械機能を実現し、機械監視システムの一方法を提案するものである。

習熟した人間の聴覚は、アナログ作業機器の維持管理に極めて有用で、例えば電動機の回転に伴う騒音からベアリングの状況や潤滑油の交換時期などの判断が可能とする。音響情報に関する人間の習熟度合いは、基本的には経験に負うことが大部分であり、いわゆるノイズに近い音響情報の微妙な変化からアナログ作業機器の状態を把握する技術に帰する。

本研究は、ゆらぎ周波数を利用した信号処理方法をアナログ作業機器の機械監視システムの基幹ツールと

して応用可能かを検討するものである[1]。すなわち、周波数ゆらぎ信号処理を用いた CAD/CAM 工程の機械監視システムの提案である。

2 音響情報処理

2.1 周波数ゆらぎ情報処理とは

本研究で採用する方法は周波数ゆらぎ信号処理法である。周波数ゆらぎとは、信号情報のフーリエパワースペクトラムと周波数、両者の対数を取った図 1 に示す両対数グラフで、フーリエパワースペクトラムと周波数の関係を周波数に関する 1 次関数で近似し、1 次関数の係数を最小自乗法で求める。すなわち、周波数に対するフーリエパワースペクトラム傾きを利用した信号処理方法である。

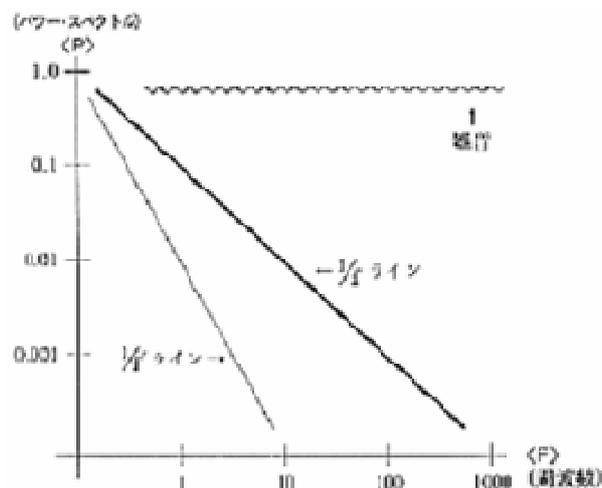


図 1 周波数揺らぎの基本ライン

図 1 で、周波数が低い部分のパワーレベルが高く、高域の周波数のパワーレベルが低い反比例が観測され、傾きが-1 を取るものが 1/f 揺らぎ周波数特性として知られている。

1/f 揺らぎは自然界の現象だけでなく、人間の行為や人工物でも観測することができ、人間に心地良さや和み感を与えるとされている。特に、人間の生体リズムは外界から五感に伝わって来る 1/f 揺らぎを感知すると交感神経を刺激し、自律神経を調和する。自律神経の調和が維持されると血液の循環が良くなり、人間の活動はより活発になる。尚、図 1 の周波数揺らぎの中で、パワースペクトラムが周波数に対して減衰せず一定のものはホワイトノイズと呼ばれ、耳障りな音や不快感を覚える色彩や配列などから検出される。また 1/f² 揺らぎと呼ばれる周波数ゆらぎは 1/f 揺らぎよりも周波数に対する傾きが大きく、右下に下がるような周波数特性を与え、これは単調な信号を意味し、人間に不快感を与えるとされている。

2.2 電動発電機系の監視への応用

本研究では、電力を得る主要な動力源となる交流発電機の状態把握を具体的な例として取り上げる。

その手順は以下の通りである。

- ① 北館地下の電力システム工学実験室 (N103) に設置してある交流発電機の負荷を変動させて音響情報を収録する。
- ② 収録した音響信号をフーリエ変換し、フーリエパワースペクトラムと周波数の両者の対数を取る。
- ③ フーリエパワースペクトラムと周波数の両対数のグラフからゆらぎ周波数情報を個々の負荷状況の固有情報とする。
- ④ フーリエパワースペクトラム上と周波数へ最小自乗法を適用し 4 次関数での近似を行う。最小自乗近似で得られた結果を 3 次元空間に表示し、負荷状態がどのように 3 次元空間上に分布するかを吟味し、分布のバラツキの差異から交流発電機の状態把握がどの程度可能かを検討する。

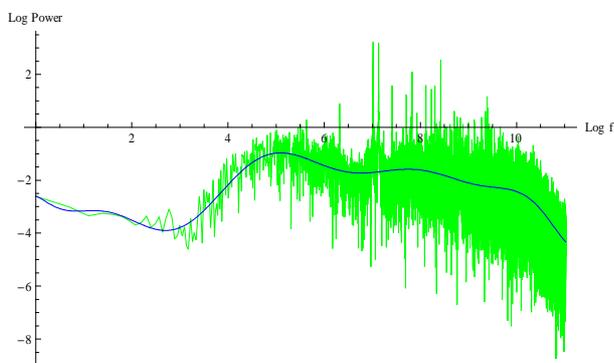


図 2 音響情報のフーリエ周波数スペクトラム

フーリエ変換及び 4 次関数近似には数式処理ソフト *Mathematica* を使用した。

図 2-3 はそれぞれ実際に測定したモータ音のフーリエ周波数対スペクトラムおよび 4 次関数の係数を 3 次元空間した表示した例を示す。

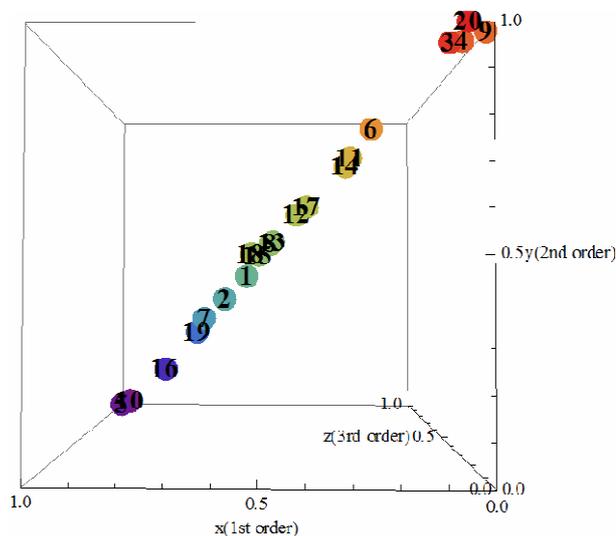


図 3 4 次関数を使った周波数ゆらぎ解析結果

3 実験

3.1 実験システム (方法及び回路図説明)

北館地下のエネルギー実験室にある交流発電機に、電流計、電圧計、電力計、三相総合負荷装置を接続し図 4 に示す回路を作成する。直流電動機・直流発電機・交流発電機の稼働後、負荷の値を変化させそれぞれの音を録音する。

3.2 実験内容

定格 20V 一定の状態、三相総合負荷装置の値を変化させ、無負荷・51.8Ω・15.7Ω・11.1Ω・8.9Ωの音をそれぞれ 40 個録音し比較を行なった。また東電側と同期運転している場合との音の違いを調べるために、同期運転している状態で電機子電流 7.4A 界磁電流 2.6A 力率 1 出力 2.5kW の音と同じく 40 個録音し比較を行なった。今回は 40 個のデータを 20 個ずつに分け 2 回 4 次関数による近似を行い、音の録音は全て SONY の IC レコーダー ICD-SX78 を使用し、5 秒間の録音で統一した。

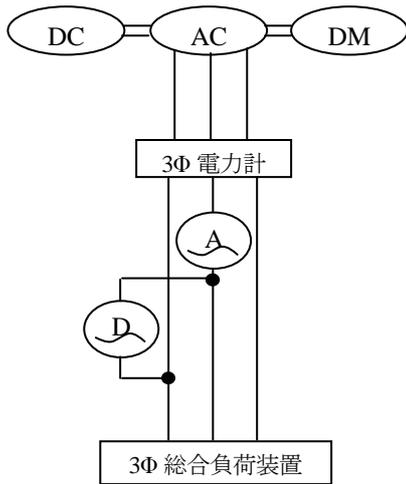


図4 実験回路の概要



図5 誘導電動機及び直流発電機

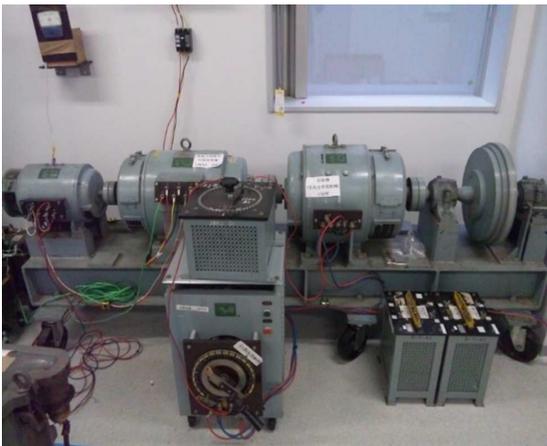


図6 同期発電機

3.3 揺らぎ周波数情報処理による評価

40 個の測定データを 20 個ずつに分けそれぞれ 4 次関数による近似を 2 回適用した。1 次の係数が x 座標、

2 次の係数が y 座標、3 次の係数が z 座標、4 次の係数が点の色をそれぞれ表している。図 7-31 にそれぞれの負荷状態に於ける 4 次関数近似を行った結果を示す。

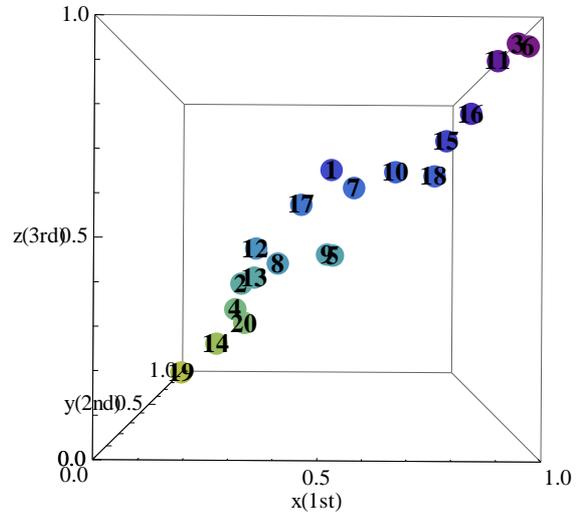


図7 無負荷 界磁電流 2.6A x-z 平面

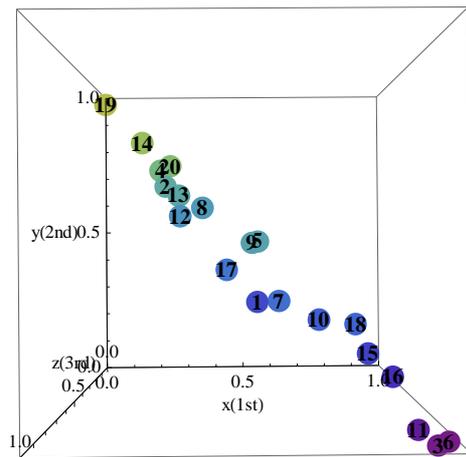


図8 無負荷 界磁電流 2.6A x-y 平面

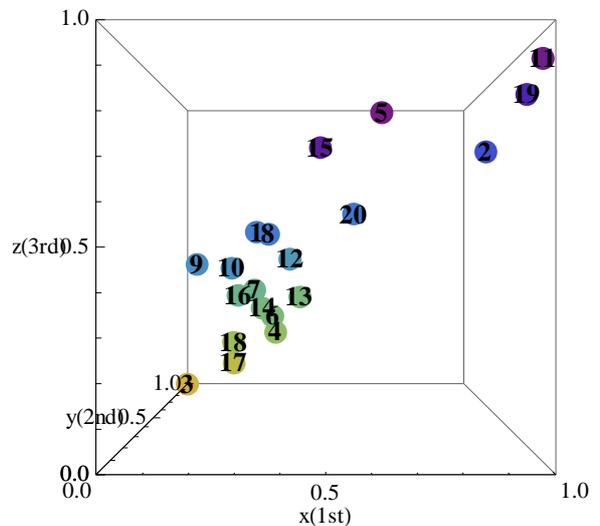


図9 無負荷 界磁電流 2.6A x-z 平面

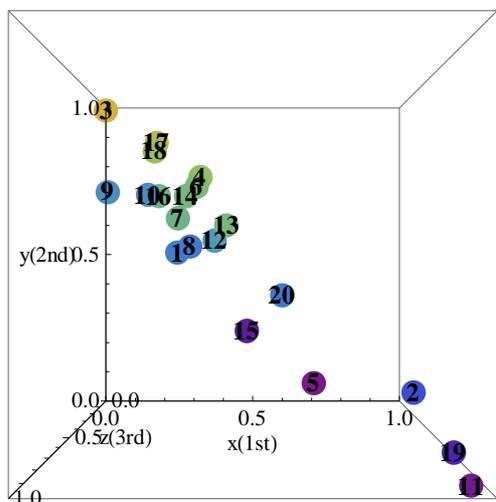


図 10 無負荷 界磁電流 2.6A x-y 平面

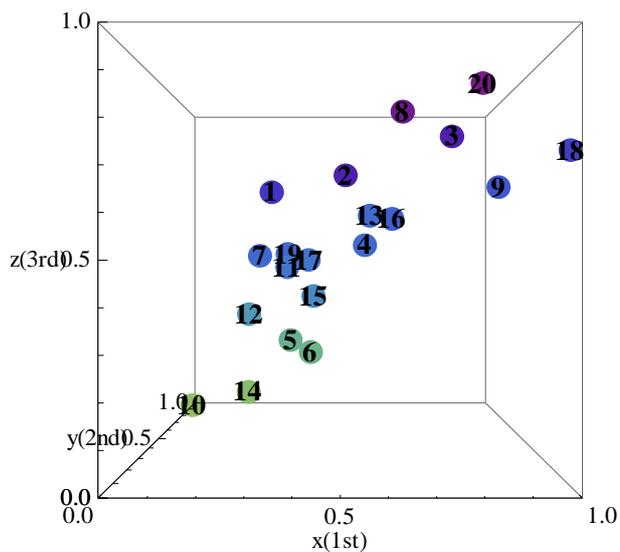


図 13 51.8Ω 界磁電流 2.6A x-z 平面

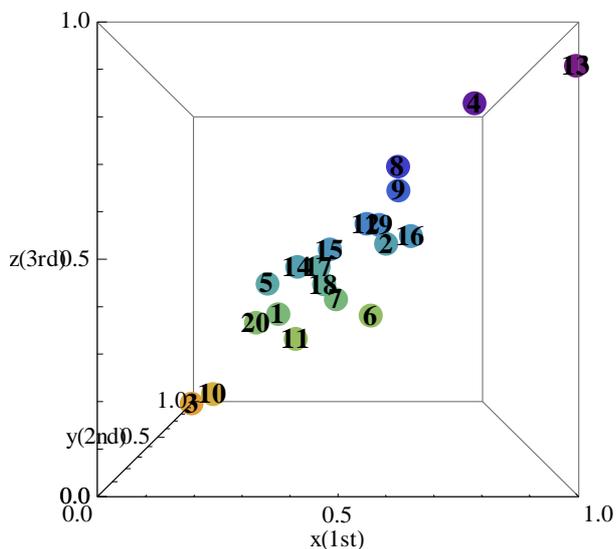


図 11 51.8Ω 界磁電流 2.6A x-z 平面

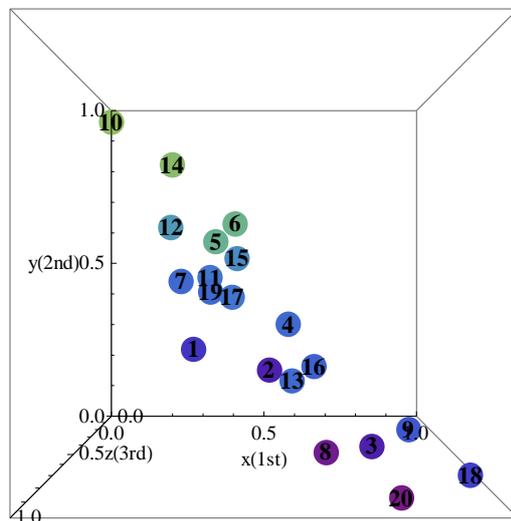


図 14 51.8Ω 界磁電流 2.6A x-y 平面

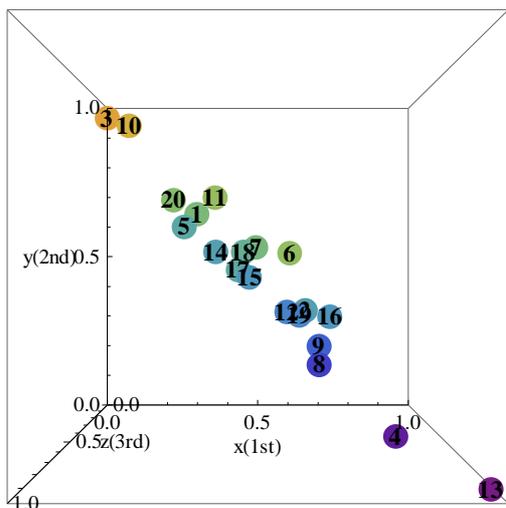


図 12 51.8Ω 界磁電流 2.6A x-y 平面

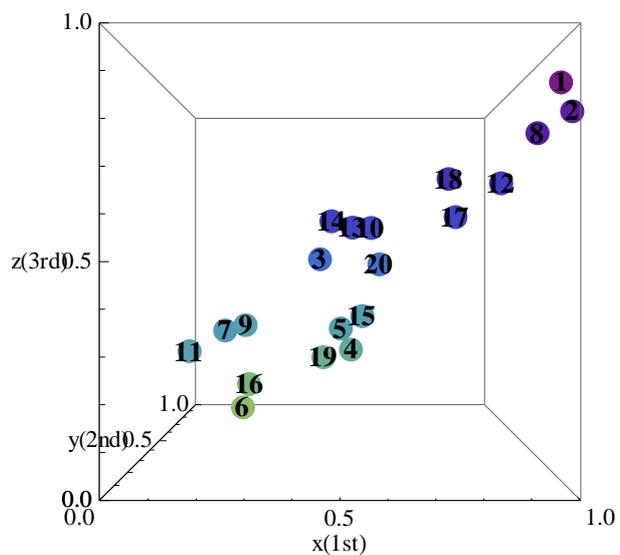


図 15 15.7Ω 界磁電流 2.7A x-z 平面

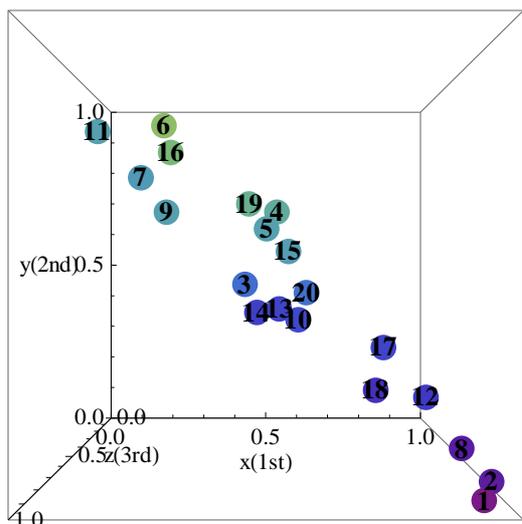


图 16 15.7Ω 界磁電流 2.7A x-y 平面①

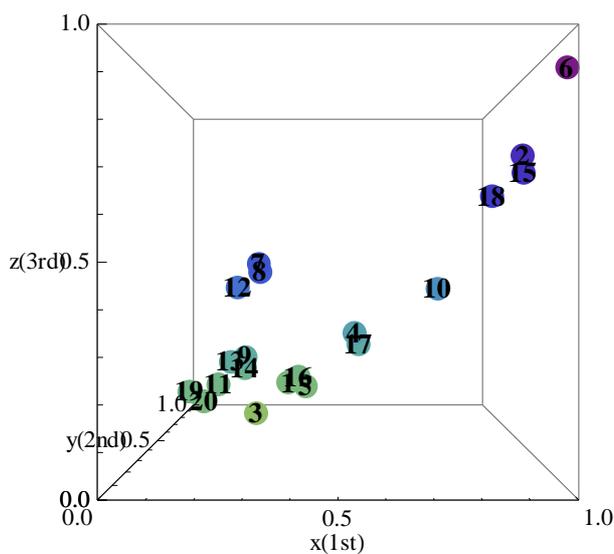


图 19 11.1Ω 界磁電流 2.7A x-z 平面□

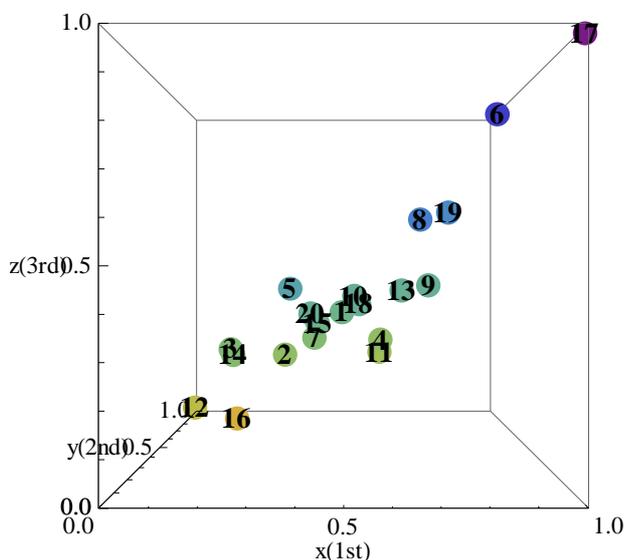


图 17 15.7Ω 界磁電流 2.7A x-z 平面

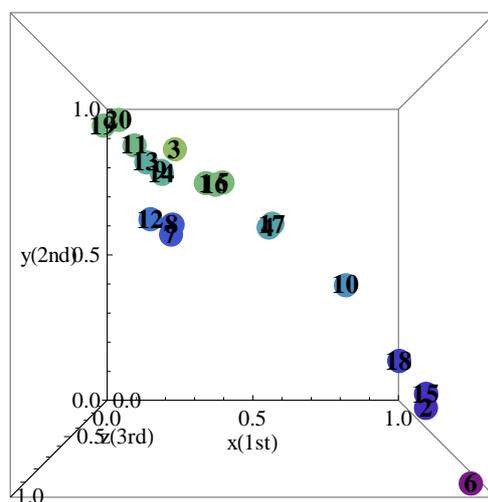


图 20 11.1Ω 界磁電流 2.7A x-y 平面

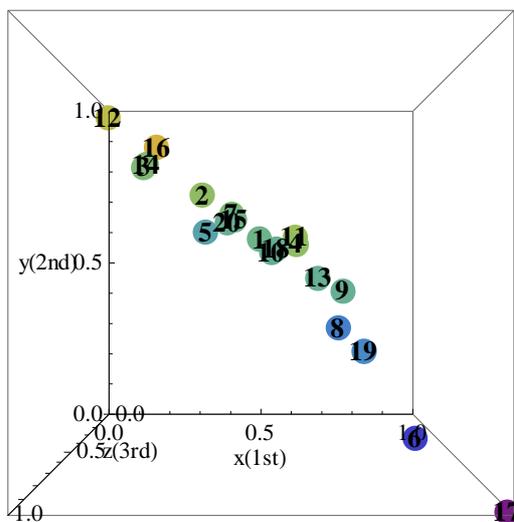


图 18 15.7Ω 界磁電流 2.7A x-y 平面

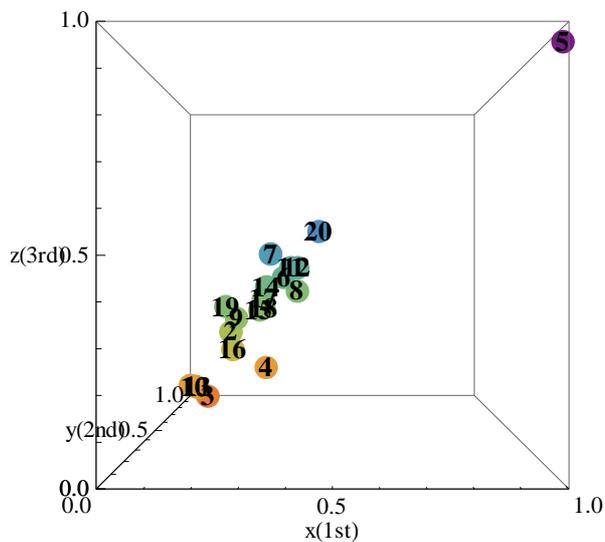


图 21 11.1Ω 界磁電流 2.7A x-z 平面

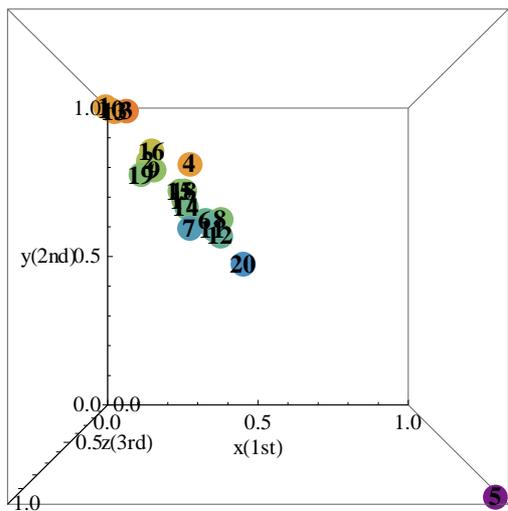


図 22 11.1Ω 界磁電流 2.7A x-y 平面

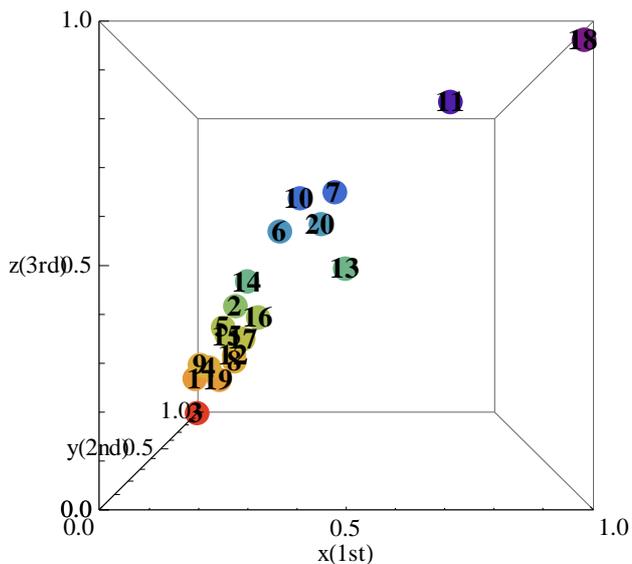


図 25 8.9Ω 界磁電流 2.8A x-z 平面

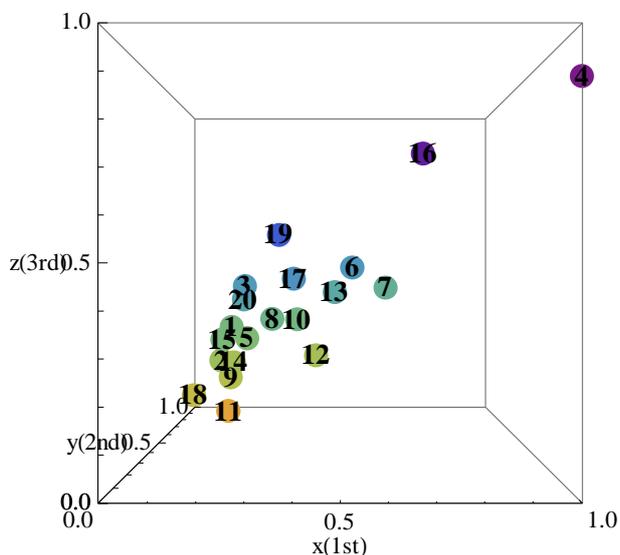


図 23 8.9Ω 界磁電流 2.8A x-z 平面

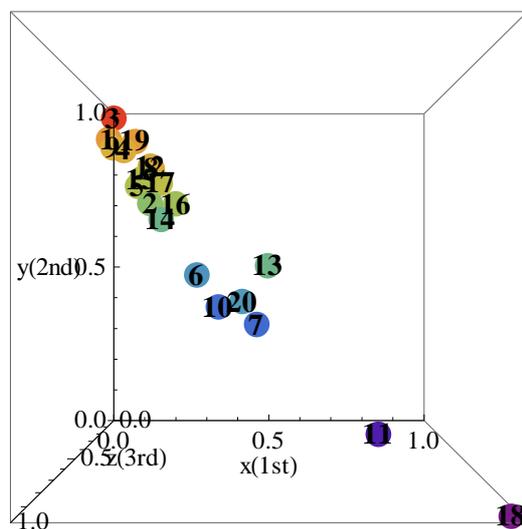


図 26 8.9Ω 界磁電流 2.8A x-y 平面

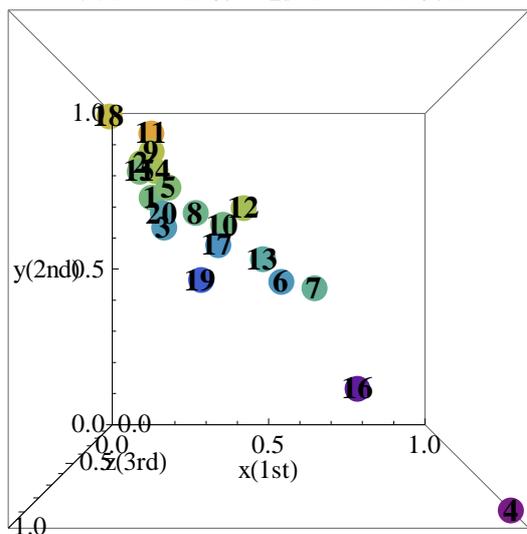


図 24 8.9Ω 界磁電流 2.8A x-y 平面

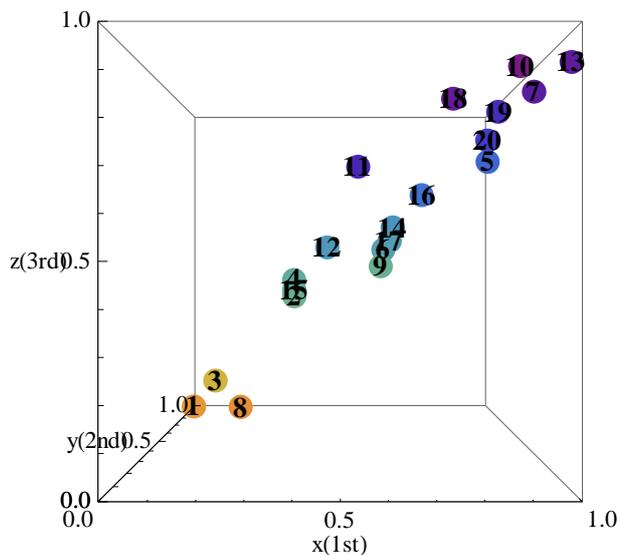


図 27 同期運転 電機子電流 7.4 界磁電流 2.6 力率 1 2.5kW

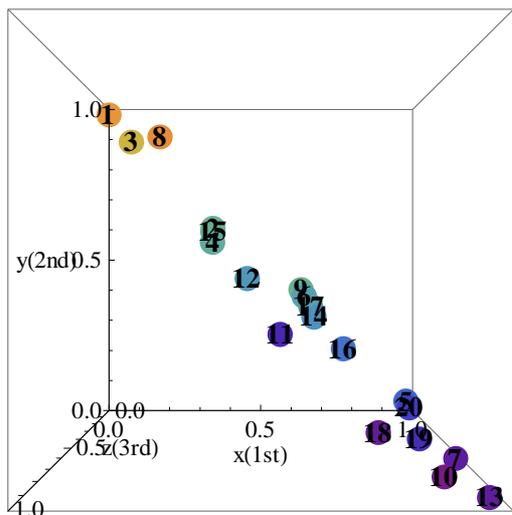


図 28 同期運転 電機子電流 7.4 界磁電流 2.6 力率 1 2.5kW

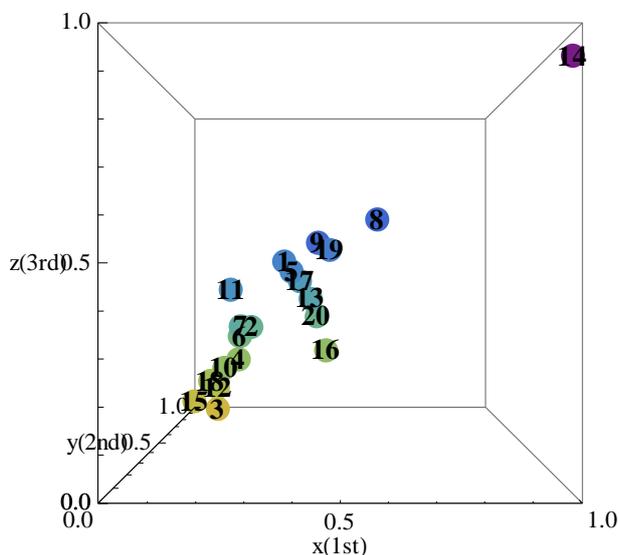


図 29 同期運転 電機子電流 7.4 界磁電流 2.6 力率 1 2.5kW

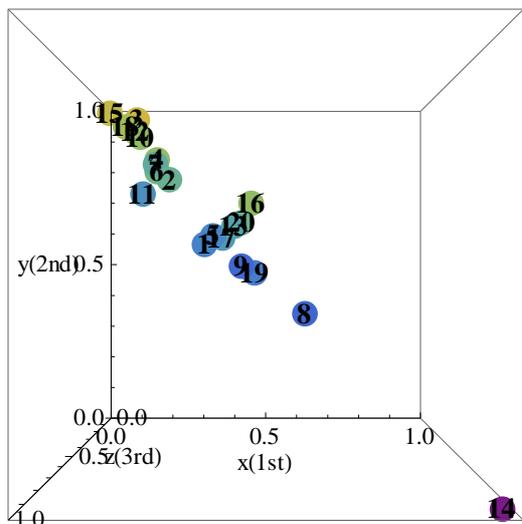


図 30 同期運転 電機子電流 7.4 界磁電流 2.6 力率 1 2.5kW

3.4 考察

録音を行なった日によってデータの多少のばらつきはあるものの、負荷の値が高く流れる電流が小さい場合は比較的データが均一にバラつき、ある一面上に広がる傾向にあると考えられる。逆に負荷の値が小さく流れる電流が大きくなると、1次3次の係数が小さくなり x-z 平面の左下にデータが分布する傾向にあるようである。また同時に4次の係数が全体として比較的高くなると考えられる。

同期運転を行い力率 1 で録音した音は比較的均一にバラつく傾向がある。

これらの結果から、稼働中の発電機の音響情報を常時録音し続け、4次関数最小自乗近似を行なった音響情報のゆらぎ周波数特性を定期的に確認することによって過電流などの異常事態が感知可能とされることが考えられる。

録音した日によって多少異なる傾向が出てしまうのは雑音や気温、湿度などにより収録した音響情報に微妙な差異が生ずるためと考えられ、環境が一定にコントロールされた雑音の少ない空間で音響情報を収録すればより精度の高い結果が期待できると考えられる。

4 結論

本研究を通して得られた、負荷状況によって機器が発する音が微妙に変化するといった結果は少なくとも発電機や電動機などの機器においては、CCD カメラなどで人間が監視し続けることでは決して得られることのできない情報である。现阶段では、機器にマイクを設置することで正常運転であるか異常状態での運転であるかを判断する程度のツールに過ぎないが、状況を変え、データ数を増やすことでより細かい状態変化を音から読み取ることができるはずである。よって、アナログ作業機器の機械監視システムの基幹ツールとして音の周波数ゆらぎ情報が応用可能であるといえる。そして同時に本研究が、音による機械監視システムを作り上げるための一助となったといえる。

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、Journal of Magnetics Society of Japan, Vol.35, No.4, 2011pp.380-385.
- [2] 安藤恵祐、齊藤兆古：ゆらぎ周波数を用いた電気機器の監視システム

バルクハウゼン信号の周波数ゆらぎ解析

08x2033 河副 隼 指導教員 齊藤 兆古

論文概要

強磁性体の中で鉄は、電気機器のみならず自動車、列車、船などのような様々な製品に広汎に使用されている。製品の機械的信頼性を維持するために、鉄の非破壊検査は特に信頼性の高い強度が必要な高速鉄道、自動車、船舶、電気機器、機械的動力伝達機構に対して極めて重要な技術である。強磁性体の大きな特徴は強磁性体が磁区構造を持つためバルクハウゼン信号が磁化過程で生ずる点にあり、このバルクハウゼン信号は強磁性体に加わる機械的応力のみならず残留応力によって変化することが知られている。

本論文は様々な機械的応力をバルクハウゼン信号から探査するため、一般化された周波数ゆらぎ解析法を提唱する。その結果、従来の周波数ゆらぎ解析の一般化と応力の可視化がなされ、残留応力もある程度が探査可能となったことを報告する。

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に技術的課題となった周波数範囲設定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 次関数へ一般化する

ことである。

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に関して併せて本論文で報告する。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 次元空間上に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く。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る。特に、 $a_1=1$ の場合を $1/f$ ゆらぎと言う。

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。 $a_0, a_1, a_2, \dots, a_n$ それぞれの項は 0 次, 1 次, 2 次, \dots, 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, \dots, 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、本稿で提唱され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

任意の信号の $g(t)$ 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・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 $\log f$ として信号の $g(t)$ 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。

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

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。

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

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

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

$$m > n.$$

式(3)-(5)で、 m は式の数であり、1Hz, 10Hz, 100Hz, 1000Hz, \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

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 1A, 1Hz の正弦波交流電流を通电した。



図 1 バルクハウゼン信号の測定

図 2 に、応力の加わっていない場合のバルクハウゼン信号の周波数特性を示す。図 2 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 f^0 となるホワイトノイズの高周波数領域である。

図 3 に、3kg の応力を加えた場合のバルクハウゼン信号の周波数特性を示す。

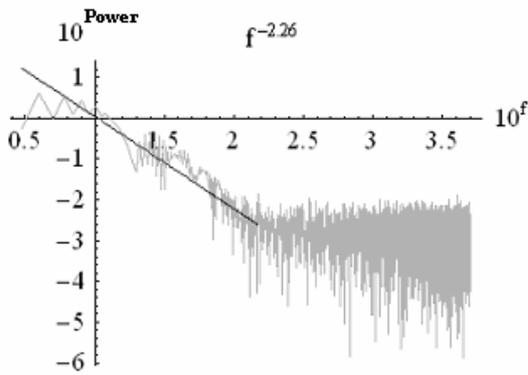


図2 応力のない場合のバルクハウゼン信号の周波数特性

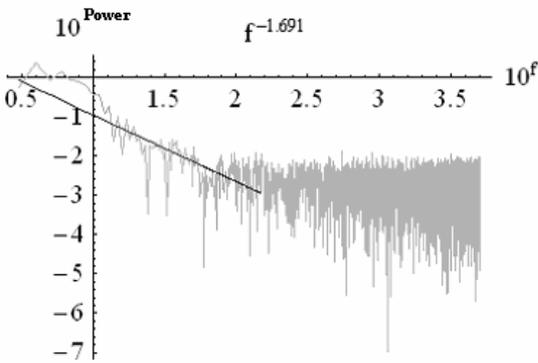


図3 3kgの応力を加えた場合のバルクハウゼン信号の周波数特性

図3に於いても、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 f^0 になる高周波数領域である。

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の応力に拠る。この結果は、30個の同一仕様の供試材料に対して確認されている[3]。

しかしながら、式(1)の1次関数近似を採用した場合近似が直線であるため、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が問題である。他方は、比較的大きな応力のみが顕著な周波数ゆらぎ特性の変化で抽出され、細かい印加応力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4は、応力を印加し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。

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個用いて実験した。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軸と座標点の濃淡へ対応させて可視化する。

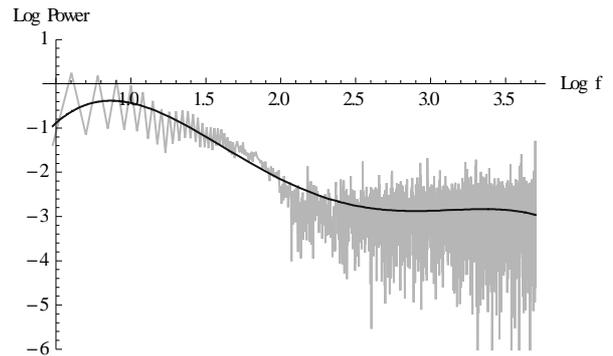


図4 応力のない場合のバルクハウゼン信号と4次関数近似曲線

図5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5(a)と図5(b)から、座標点が分布しているのは、図6の斜線で示されている平面近傍のみとなることがわかる。

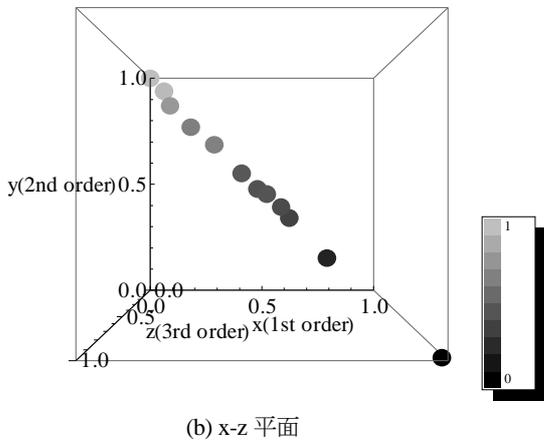
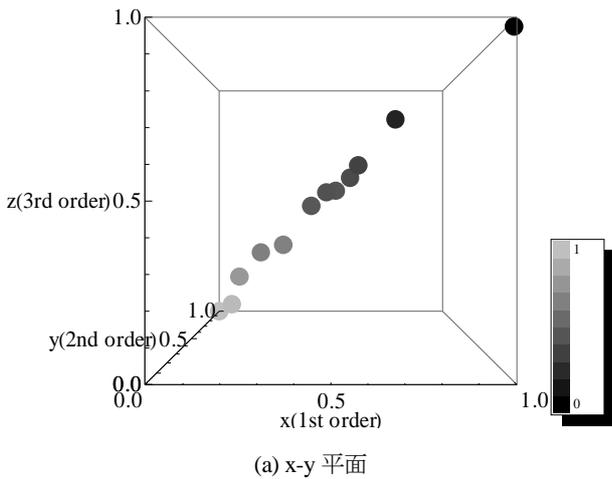


図5 応力のない場合の周波数ゆらぎ特性

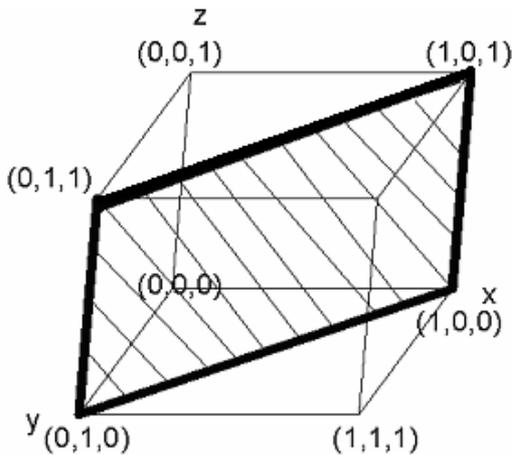


図6 正規化された周波数ゆらぎの係数 a_1', a_2', a_3', a_4' の分布範囲

図5の結果と図6の斜線部分について考えると、印加応力がゼロであっても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あり、このバラツキは図6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がわかる。

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、ランダムな応力が印加された場合の4次周波数ゆらぎ特性を測定した。応力の印加は図7に示すようにランダムな重量を持つ錘を吊るすことで行った。

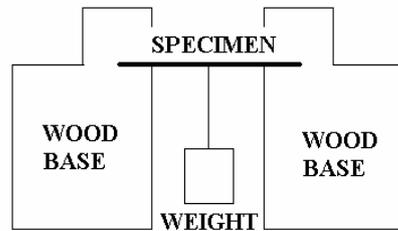


図7 応力の印加法

図8は応力印加時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。

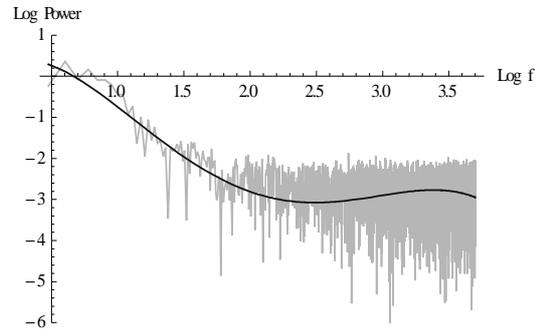
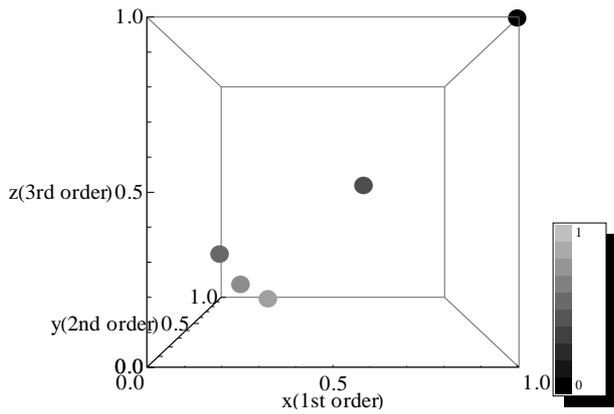


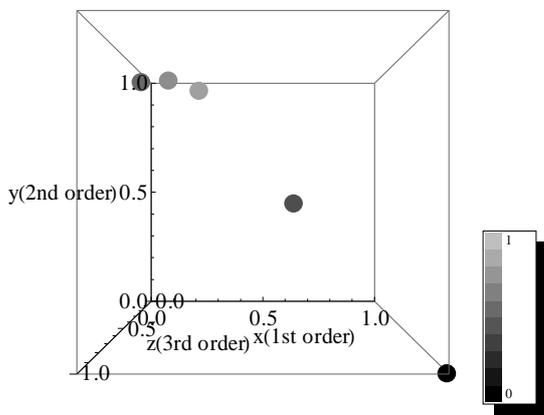
図8 応力印加時のバルクハウゼン信号と4次関数近似曲線

図9はランダム応力印加時の正規化した係数 a_1', a_2', a_3', a_4' の分布を示す。

図5(a)と図9(a)を合成すれば図10が得られる。同様に図5(b)と図9(b)を合成すれば図11が得られる。図10,11の何れに於いても応力の印加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。



(a) x-y 平面



(b) x-z 平面

図9 応力印加時の周波数ゆらぎ特性

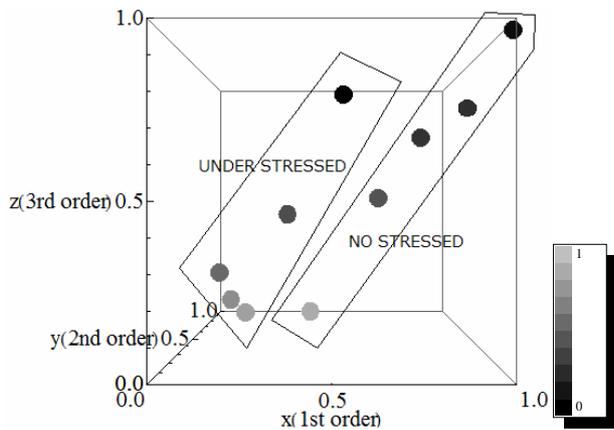


図10 応力のある場合と無い場合の周波数ゆらぎ特性の比較 (x-y 平面上の正規化された係数 a_1', a_2', a_3', a_4' 分布)

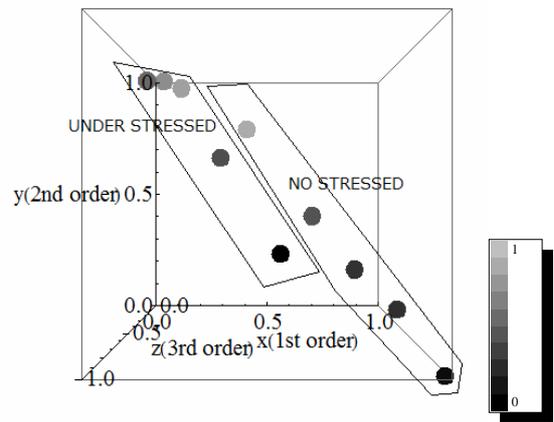


図11 応力のある場合と無い場合の周波数ゆらぎ特性の比較 (x-z 平面上の正規化された係数 a_1', a_2', a_3', a_4' 分布)

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4次周波数ゆらぎ特性を測定した。残留応力は図12へ示すように供試材料を 0° 、 5° 、 15° 、 45° 曲げた後、もとの状態へ復元して生成した。

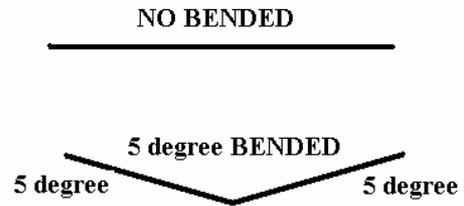


図12 曲げてない状態と 5° 曲げた状態

図13は残留応力が存在する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。

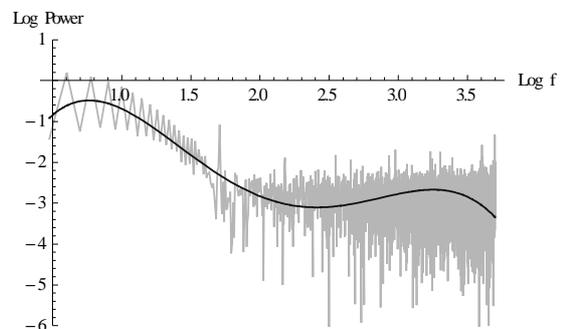
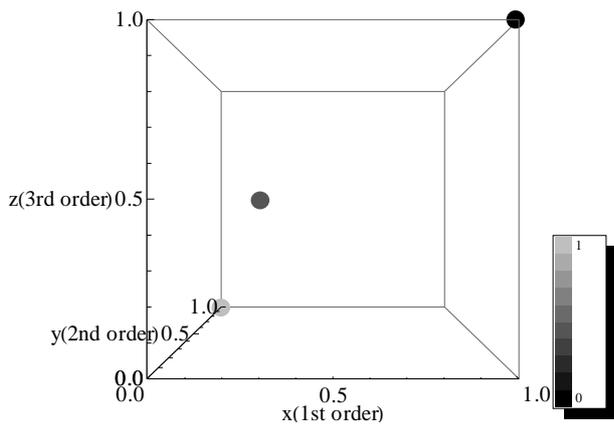
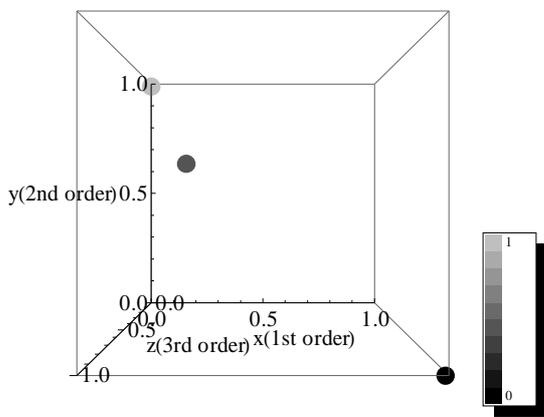


図13 残留応力が存在する場合のバルクハウゼン信号と4次関数近似曲線



(a) x-y 平面



(b) x-z 平面

図 14 残留応力が存在する場合の周波数ゆらぎ特性

図 14 は残留応力が存在する場合の係数 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。

図 5(a)と図 14(a)を合成すれば図 15 が得られる。同様に図 5(b)と図 14 (b)を合成すれば図 16 が得られる。図 10,11 の何れに於いても応力の印加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がわかる。残留応力による周波数ゆらぎ特性の変化は単純な応力印加時と比較して小さく、3次元座標上の特定の領域へ集中しない。このため、残留応力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。

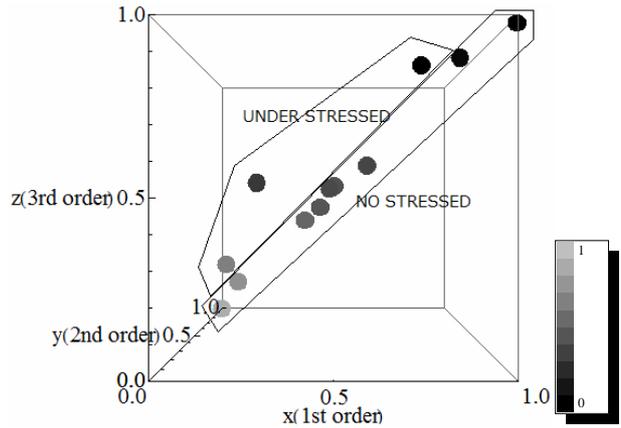


図 15 残留応力のある場合と無い場合の周波数ゆらぎ特性の比較(x-y 平面上の正規化された係数 a_1', a_2', a_3', a_4' 分布)

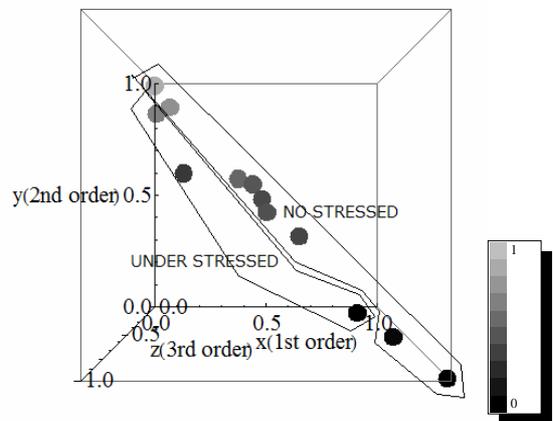


図 16 残留応力のある場合と無い場合の周波数ゆらぎ特性の比較 (x-z 平面上の正規化された係数 a_1', a_2', a_3', a_4' 分布)

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、珪素鋼板の印加応力や残留応力が3次元空間上で可視化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).

渦電流センサの感度向上に関する研究

08X2036 菊地原 弘基 指導教員 齊藤 兆古

論文概要

本論文は従来から大部分の渦電流探傷法 (ECT) で広汎に用いられている有限長ソレノイド型 ECT センサの感度向上法を提案する。感度向上は ECT の駆動周波数と ECT センサを構成するコイル間のキャパシタンスを利用して行う。すなわち、駆動周波数を ECT センサ固有の共振周波数に選択し、コイルの結線方法を工夫してコイル間キャパシタンスの効果を増強する。その結果、インピーダンスの共振周波数に対する変化率が増加し、ECT センサ感度が向上することを理論的・実験的に示す。結果として、本論文の提案する新方式有限長ソレノイド型 ECT センサによって 1mm を超えるセンサと検査対象間の距離を介して ECT 探傷が可能であることを報告する。

1 序論

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による。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・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。

産業プロダクトから社会的インフラストラクチャにいたる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。機械的構造の強度や形状を維持するフレームの多く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、人間の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ある。当然であるが、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、安全性を確保す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、超音波影像法および X 線断層撮影法のような様々な方法がある。この中で、金属の非破壊検査として、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点に拠る [1-2]。

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。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、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。励磁・センサコイル分離型 ECT はセンサコイルの配置に自由度があり、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。

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が共振現象を呈する。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

カ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[3]。2) コイル間のキャパシタンスの効果は、ECT コイルに加わる印加電圧を等しく分担し、隣接した 2 個のコイルによって最大化される。2 個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。2 個の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 2 個のコイルをツイストする。この結果、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 よりも 200~400%程度の探查感度が得られる。

2 ECT センサ

2.1 ECT の動作原理

図 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図 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(図 1 (b))と欠損がある場合(図 1 (c))との違いを判断することができる。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。

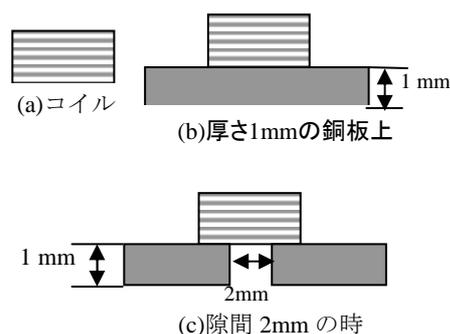
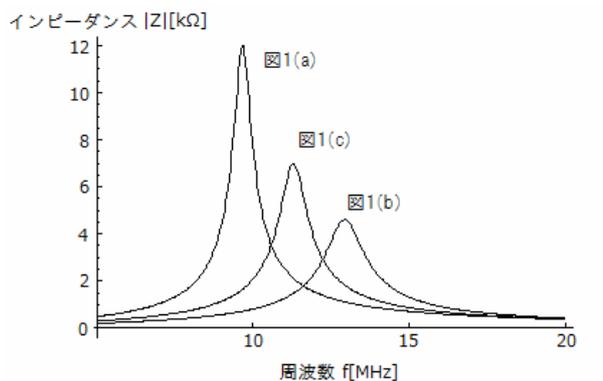


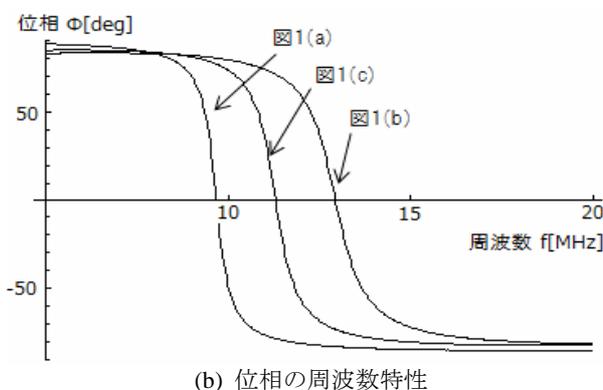
図 1 センサコイルと測定条件

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図 2 に示すように共振現象を呈する。図 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 ϕ の特性である。



(a) インピーダンスの周波数特性



(b) 位相の周波数特性

図 2 インピーダンスと位相の周波数特性

2.3 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、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。

ECT センサコイルの感度を示す変化率 ε 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 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 Δf 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 ε が向上することを意味する。

次に、尖鋭度 Q を増加させるため、図 3 に示す共振結線を提案する。図 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。図 3(d)は図 3(c)の等価回路を示す。

図 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にするため、図 5 で示すように 2 個の導線をツイストする。ツイストすることで図 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

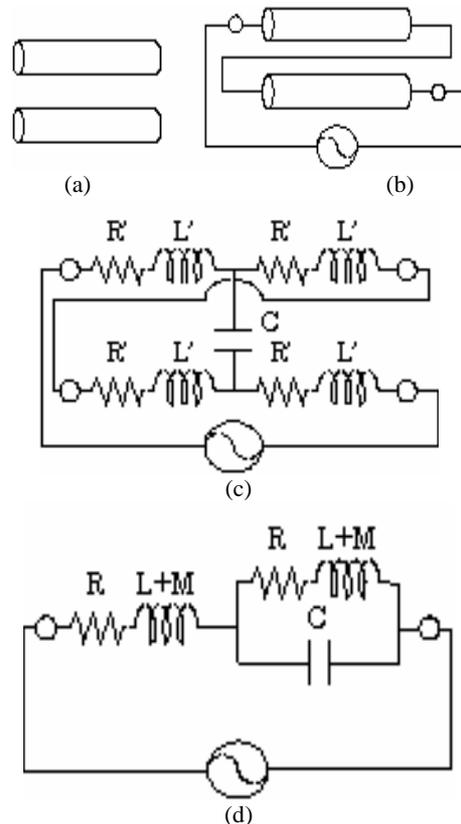


図 3 共振結線の原理

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]。

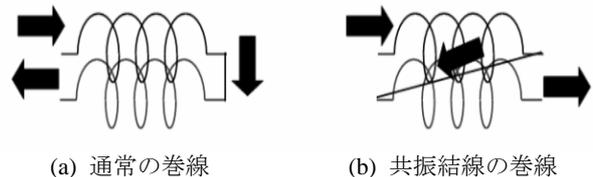


図 4 通常の巻線法と共振型結線巻線法の比較



図 5 導線をツイストさせた例

3 実験

3.1 測定方法

図 6 に SUS304 と SUS316 の二つの異なる材料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 10mm、幅 0.2mm、深さ 0.5mm の人工欠

損が作成されている。測定範囲は図 6 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 点の位置で行う。図 7 に示す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。図 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 ε を求める。

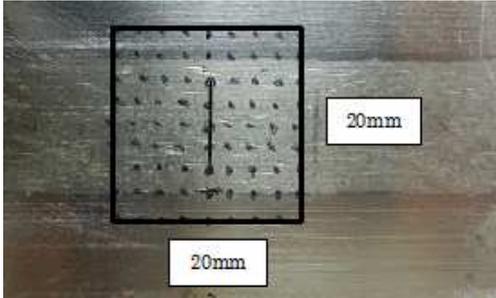


図 6 測定材料



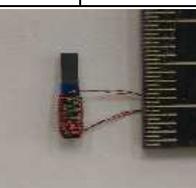
図 7 インピーダンスアナライザ

3.2 従来型と改良型の測定

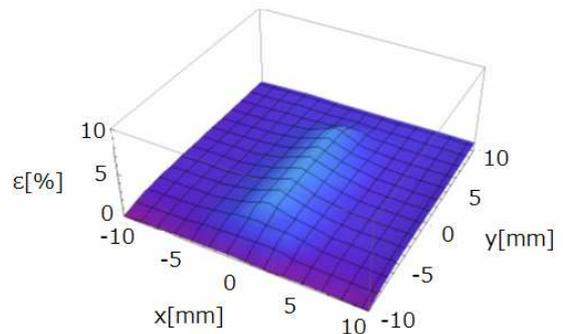
比較のため表 1 に示す従来型、共振結線型、ツイスト型の ECT センサを用いて実験する。全てのセンサの中心軸はマンガンジnk系フェライトコアで構成されている。No.1 は従来型の ECT センサ、No.2 は共振結線型 ECT センサ、No.3 はツイストコイルを採用した共振結線型 ECT センサである。

表 1 試作 ECT センサ

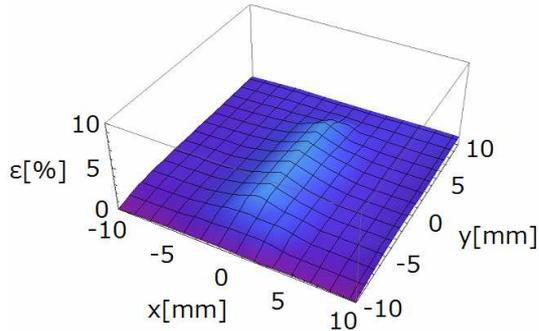
No.1	従来型	導線長	60cm
------	-----	-----	------

	導線径	0.1mm
	鉄心コア	フェライト(MnZn)
	外径	2.4mm
	内径	2mm
	長さ	6mm
	層数	2
No.2	共振結線型	
	導線長	60cm
	導線径	0.1mm
	鉄心コア	フェライト(MnZn)
	外径	2.4mm
	内径	2mm
	長さ	6mm
	層数	2
No.3	ツイスト型	
	導線長	60cm
	導線径	0.1mm
	鉄心コア	フェライト(MnZn)
	外径	3mm
	内径	2mm
	長さ	5mm
	層数	3

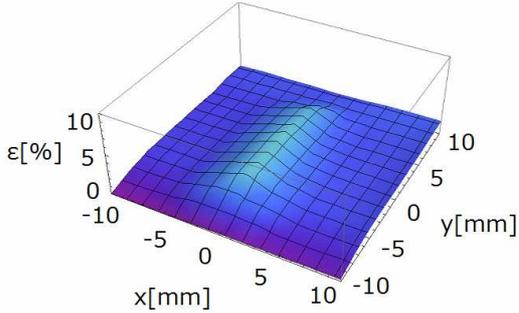
最初の実験は従来型 ECT センサで標準的に用いられている周波数 256kHz を駆動周波数として採用した。図 8 は表 1 で示す 3 種類の試作 ECT センサを使用した場合の実験結果である。図 8 の実験結果から何れの試作 ECT センサも検査対象の材料の相違、さらに線状の欠損を探查可能である。しかし、図 8 の結果からいずれのセンサが最も高感度かを判定出来ない。すなわち、駆動周波数が 256kHz の場合、ECT センサの結線やツイストに拠る相違は殆ど探查感度に反映されない。



(a) No.1 従来型



(b) No.2 共振結線型



(c) No.3 ツイスト型

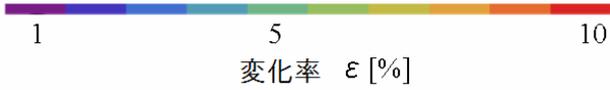
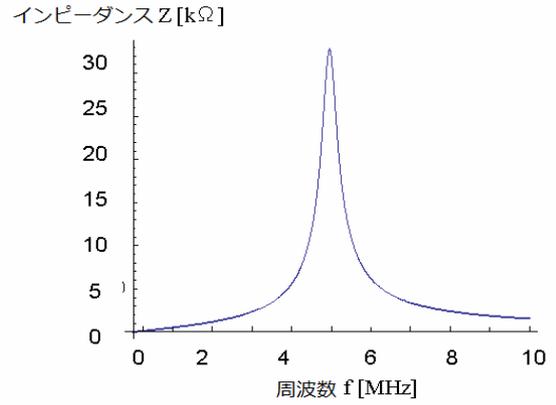
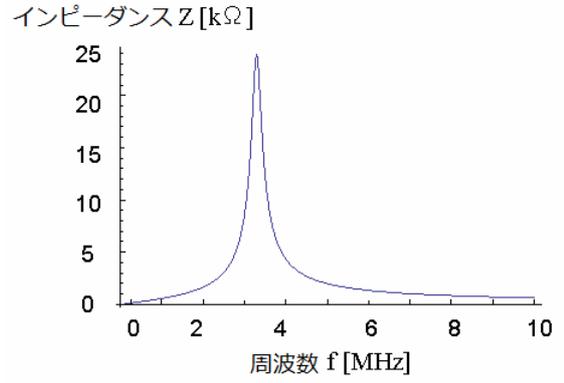


図 8 駆動周波数 256kHz とした場合の実験結果

表 1 中の試作 ECT センサそれぞれが持つインピーダンスの周波数特性を図 9 に示す。表 1 中の試作センサ No.1, 2, 3 それぞれの共振周波数は 4650, 4950, 3300kHz である。これらの試作 ECT センサの共振周波数を駆動周波数に設定し、駆動周波数 256kHz の場合と同様に実験する。図 10 が実験結果である。

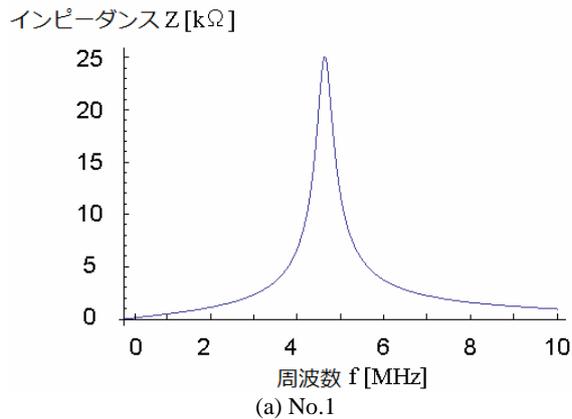


(b) No.2

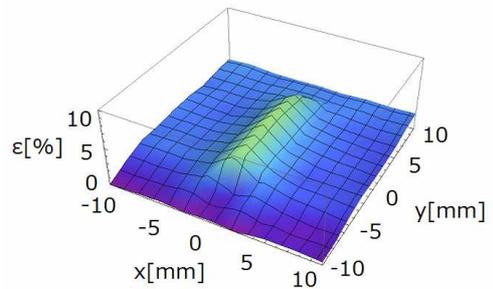


(c) No.3

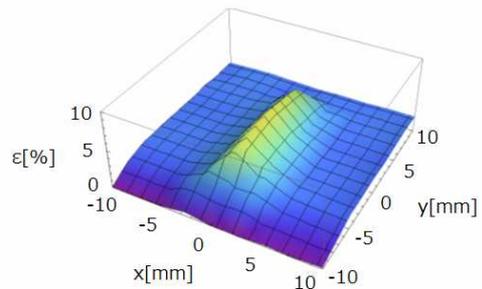
図 9 試作 ECT センサのインピーダンス対周波数特性



(a) No.1



(a) No.1 従来型



(b) No.2 共振結線型

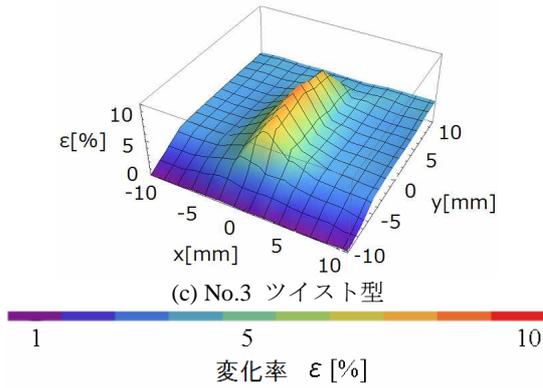


図 10 共振周波数を駆動周波数とした場合の実験結果

図 10 は、図 8 の駆動周波数を 256kHz 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す。特に図 10(c)のツイストコイルを採用した共振型 ECT センサの感度は 10%に近く、256kHz で駆動する従来型(図 8(a))よりも約 400%近く感度が向上している。図 10 に示す実験結果を吟味することで、No.3 のツイストコイルを採用した共振型 ECT センサの感度が最大であることがわかる。

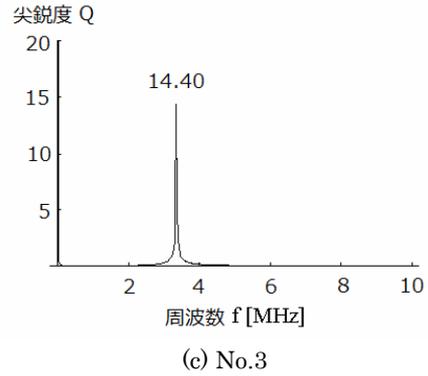


図 11 尖鋭度 Q の比較

図 11 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。図 11 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。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、微少な物理的変化に対してインピーダンスが敏感に変化する。これは図 8、図 10 の実験結果と図 11 の尖鋭度 Q から明らかである。

3.3 層数とツイスト数の違い

ここでは、ツイストコイルを採用した共振結線型 ECT センサの層数とツイスト回数が式(1)で定義される感度へどのように影響するかを実験的に吟味する。すなわち、ツイストコイルを採用した共振結線型 ECT センサの層数とツイスト回数の実験的最適値探査である。実験は表 2 で示す全 10 種類のツイストコイルを採用した共振結線型 ECT センサを試作して行った。駆動周波数をそれぞれの共振周波数に設定して得られた実験結果を図 12 に示す。

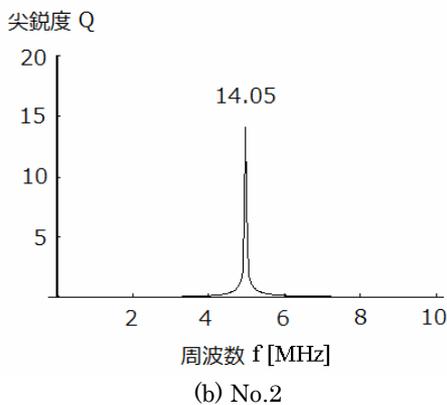
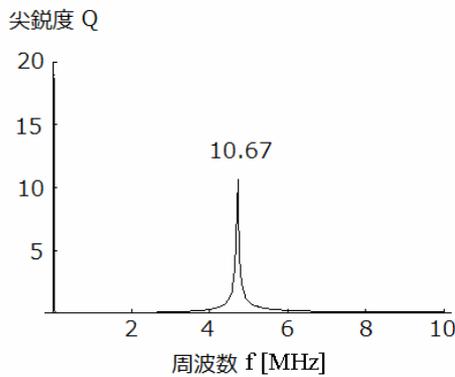
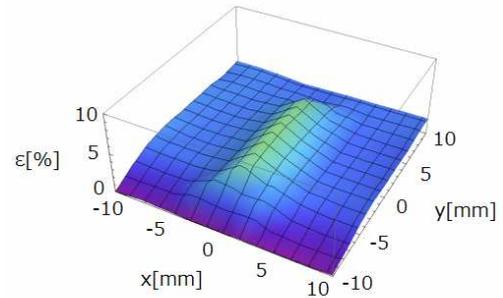


表 2 ツイスト型 ECT センサコイル

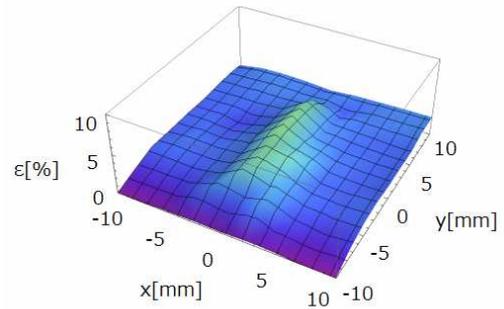
No. 1	導線長	60cm
	導線径	0.1mm
	鉄心コア	フェライト (MnZn)
	外径	2.4mm
	内径	2mm
	長さ	6mm
	ツイスト数	125/m
No. 2	層数	2
	導線長	60cm
	導線径	0.1mm
	鉄心コア	フェライト (MnZn)
	外径	2.4mm
	内径	2mm
	長さ	6mm
ツイスト数	150/m	
	層数	2

No. 3	導線長 導線径 鉄心コア 外径 内径 長さ ツイスト数 層数	60cm 0.1mm フェライト (MnZn) 2.4mm 2mm 6mm 175/m 2
No. 4	導線長 導線径 鉄心コア 外径 内径 長さ ツイスト数 層数	60cm 0.1mm フェライト (MnZn) 2.4mm 2mm 6mm 200/m 2
No. 5	導線長 導線径 鉄心コア 外径 内径 長さ ツイスト数 層数	60cm 0.1mm フェライト (MnZn) 2.4mm 2mm 6mm 400/m 2
No. 6	導線長 導線径 鉄心コア 外径 内径 長さ ツイスト数 層数	60cm 0.1mm フェライト (MnZn) 2.4mm 2mm 6mm 125/m 3
No. 7	導線長 導線径 鉄心コア 外径 内径 長さ ツイスト数 層数	60cm 0.1mm フェライト (MnZn) 2.4mm 2mm 6mm 150/m 3
No. 8	導線長 導線径 鉄心コア 外径 内径 長さ ツイスト数 層数	60cm 0.1mm フェライト (MnZn) 2.4mm 2mm 6mm 175/m 3
No. 9	導線長 導線径 鉄心コア 外径 内径 長さ ツイスト数 層数	60cm 0.1mm フェライト (MnZn) 2.4mm 2mm 6mm 200/m 3

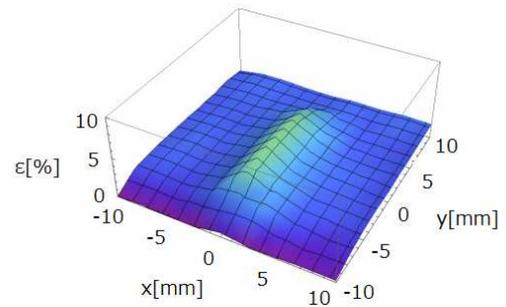
No. 10	導線長 導線径 鉄心コア 外径 内径 長さ ツイスト数 層数	60cm 0.1mm フェライト (MnZn) 2.4mm 2mm 6mm 400/m 3
--------	---	--



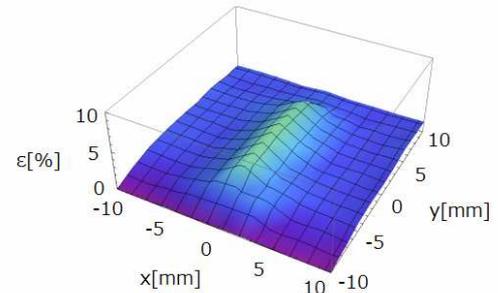
(a) No.1 2層 125 ツイスト/m



(b) No.2 2層 150 ツイスト/m



(c) No.3 2層 175 ツイスト/m



(d) No.4 2層 200 ツイスト/m

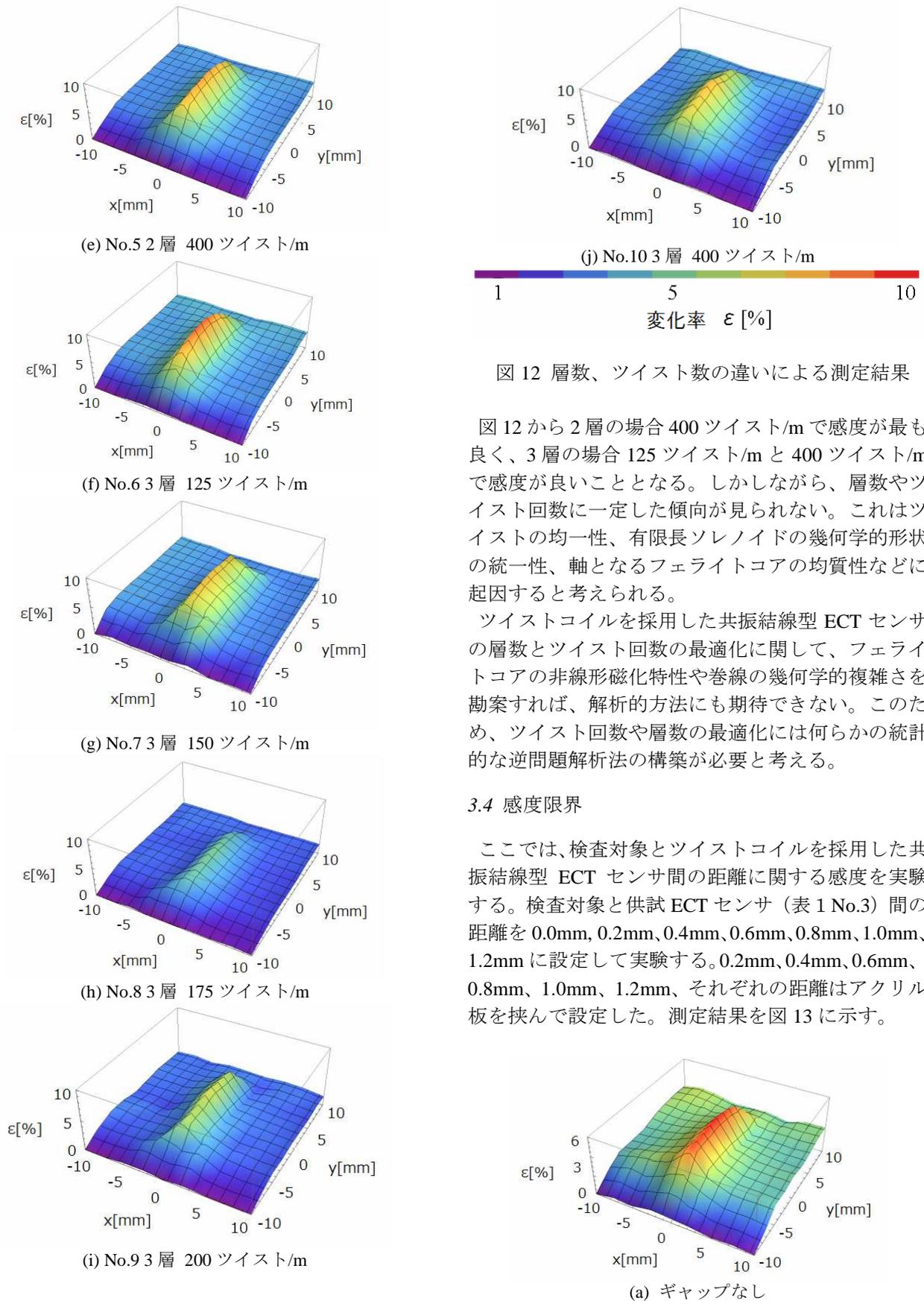


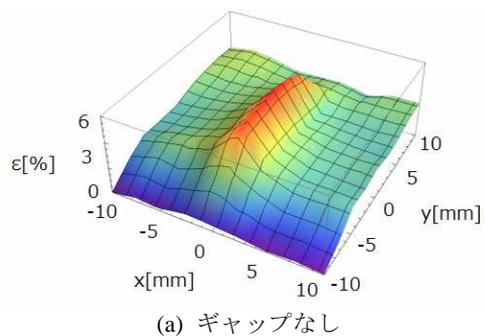
図 12 層数、ツイスト数の違いによる測定結果

図 12 から 2 層の場合 400 ツイスト/m で感度が最も良く、3 層の場合 125 ツイスト/m と 400 ツイスト/m で感度が良いこととなる。しかしながら、層数やツイスト回数に一定した傾向が見られない。これはツイストの均一性、有限長ソレノイドの幾何学的形状の統一性、軸となるフェライトコアの均質性などに起因すると考えられる。

ツイストコイルを採用した共振結線型 ECT センサの層数とツイスト回数の最適化に関して、フェライトコアの非線形磁化特性や巻線の幾何学的複雑さを勘案すれば、解析的方法にも期待できない。このため、ツイスト回数や層数の最適化には何らかの統計的な逆問題解析法の構築が必要と考える。

3.4 感度限界

ここでは、検査対象とツイストコイルを採用した共振結線型 ECT センサ間の距離に関する感度を実験する。検査対象と供試 ECT センサ (表 1 No.3) 間の距離を 0.0mm、0.2mm、0.4mm、0.6mm、0.8mm、1.0mm、1.2mm に設定して実験する。0.2mm、0.4mm、0.6mm、0.8mm、1.0mm、1.2mm、それぞれの距離はアクリル板を挟んで設定した。測定結果を図 13 に示す。



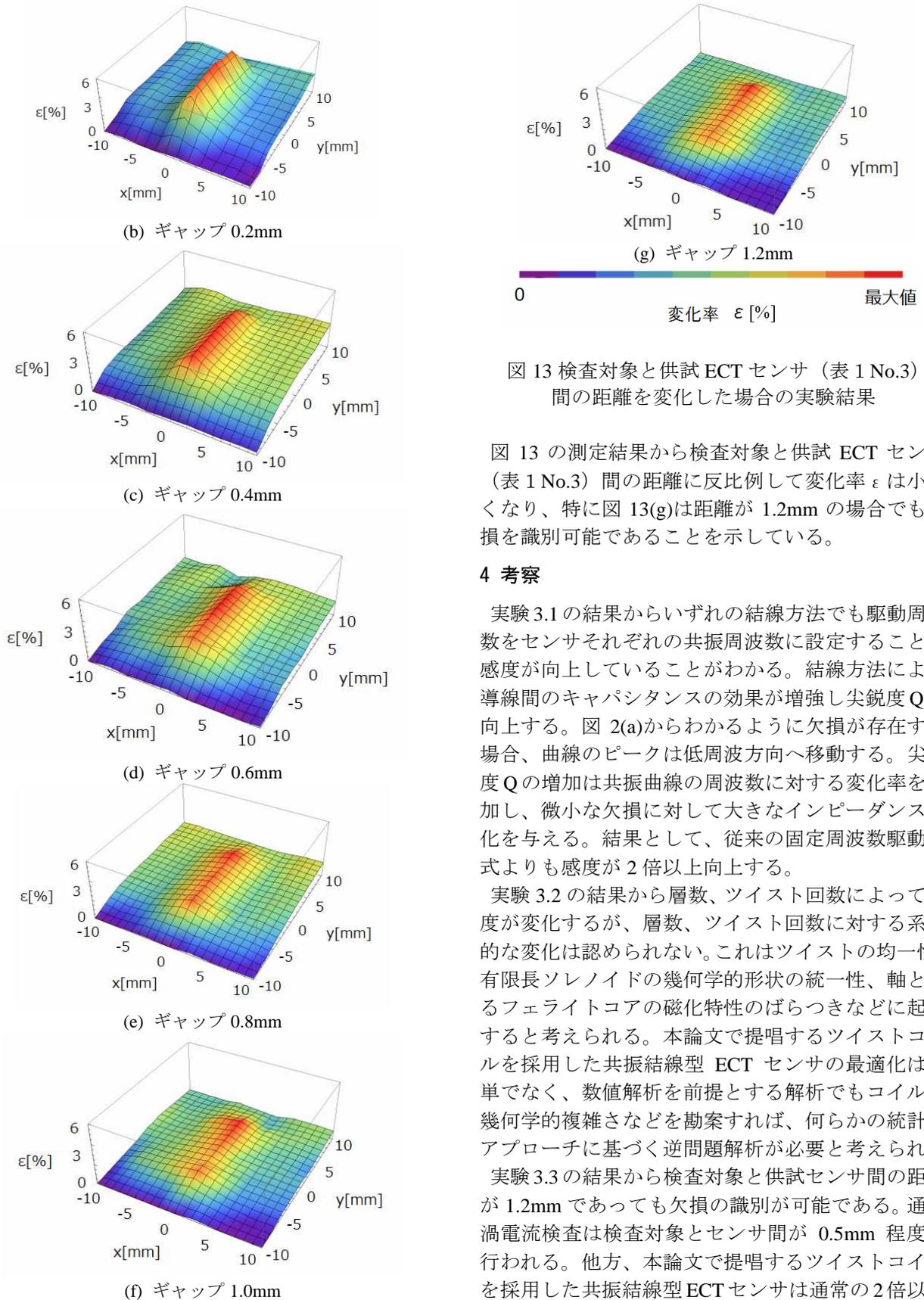


図 13 検査対象と供試 ECT センサ (表 1 No.3) 間の距離を変化した場合の実験結果

図 13 の測定結果から検査対象と供試 ECT センサ (表 1 No.3) 間の距離に反比例して変化率 ε は小さくなり、特に図 13(g)は距離が 1.2mm の場合でも欠損を識別可能であることを示している。

4 考察

実験 3.1 の結果からいずれの結線方法でも駆動周波数をセンサそれぞれの共振周波数に設定することで感度が向上していることがわかる。結線方法により導線間のキャパシタンスの効果が増強し尖鋭度 Q が向上する。図 2(a)からわかるように欠損が存在する場合、曲線のピークは低周波方向へ移動する。尖鋭度 Q の増加は共振曲線の周波数に対する変化率を増加し、微小な欠損に対して大きなインピーダンス変化を与える。結果として、従来の固定周波数駆動方式よりも感度が 2 倍以上向上する。

実験 3.2 の結果から層数、ツイスト回数によって感度が変化するが、層数、ツイスト回数に対する系統的な変化は認められない。これはツイストの均一性、有限長ソレノイドの幾何学的形状の統一性、軸となるフェライトコアの磁化特性のばらつきなどに起因すると考えられる。本論文で提唱するツイストコイルを採用した共振結線型 ECT センサの最適化は簡単でなく、数値解析を前提とする解析でもコイルの幾何学的複雑さなどを勘案すれば、何らかの統計的アプローチに基づく逆問題解析が必要と考えられる。

実験 3.3 の結果から検査対象と供試センサ間の距離が 1.2mm であっても欠損の識別が可能である。通常、渦電流検査は検査対象とセンサ間が 0.5mm 程度で行われる。他方、本論文で提唱するツイストコイルを採用した共振結線型 ECT センサは通常の 2 倍以上大きな検査対象とセンサ間の距離に対しても有効である。

5 結論

本論文では、渦電流センサの感度向上に関する新たな考え方を提案し、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。

その結果、従来の ECT センサと比較をして、提唱するツイストコイルを採用した共振結線型 ECT センサは従来型よりも 200~400% 程度の感度を持つことを示した。

さらに、層数とツイスト回数に関して吟味し、検査対象とセンサ間の距離を変化させて感度限界を調べた。その結果、ツイストコイルを採用した共振結線型 ECT センサは通常の 2 倍以上大きな検査対象とセンサ間の距離に対しても有効であることを示した。

謝辞

本研究第 3 章の実験で試料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開発部製品課茂木秀夫氏、大内学氏に感謝の意を表す。

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 fieldanalysis in remote field eddy current testing systems, IEEE Transactions on Magnetism, 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 als, 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 Magnetism, Vol. 27, No.6, pp.5205-5207, 1991.
- [5] 細原隆史, 齊藤兆古, 新方式共振型 ECT の提案とその特性, 電気学会マグネティックス研究会, MAG-10-151, 2010.

ソレノイド型空心変圧器の基本設計

08x2042 栗原 涼 指導教員 齊藤 兆古

概要

最近の電力用半導体素子の高周波化に伴い各種電源機器は高周波化による小型化が実現されている。駆動周波数の増加に対して高効率が期待でき、磁性材料を使わないで一次・二次間の磁気結合が極めて密な空心変圧器は理想的な変圧器の一形態と言える。本論文では、空心変圧器を導線の径や形状を変えたものを幾つか試作し、それらの特性を測定し、実験値と理論値の比較を行い、空心変圧器の最適設計に関する考察を行う。

1 緒言

大容量電源機器から小型の DVD プレイヤーなどの電子機器で最も広範に使われる電気機器として変圧器がある。また、大規模な変電所などにも使用されており、現代文明を支える機器の重要な一要素と言っても過言ではない。磁性材料や絶縁材料の進歩に伴って変圧器も大きな改良が積み重ねられてきたが、依然としてより大きな改良の必要性がある。

最近の電力用半導体素子の高周波化に伴い、各種電源機器の小型化が実現されてきている。特に、パワートランジスタ、パワーMOS-FETなどの自己消弧形半導体デバイスは数百 kHz 以上の駆動が可能であり、小電力のスイッチングレギュレータから電子計算機用として主に使用される無停電電源装置(UPS)に至るまで幅広く用いられている。一方、これらの電源機器の中で平滑用および変圧用として用いられるインダクタおよびトランスは、フェライトまたはアモルファス磁性材料を磁心に用いることで高周波化に対応している。しかしながら、比較的高周波特性の良好な磁性材料であるフェライトにおいても、MHz 帯以上の動作では透磁率が小さく実質的に空心と同じ動作となり、さらに材料の渦電流やヒステリシス損失が増加し、磁性材料を用いる本質的な利点が失われてしまう。

このため、如何なる高周波に於いても高効率が維持できる変圧器が理想の変圧器として考えられる。駆動周波数の増加に対して高効率が期待でき、磁性材料を用いない空心で漏れ磁束が極小化され一次・二次間の磁気結合が極めて密な空心変圧器は理想的な変圧器の一形態と言える[1]。

ここでは、空心変圧器を導線の径や形状を変えたものを幾つか試作し、それらの特性を測定し、実験値と理論値の比較を行い、空心変圧器の最適設計に関する

考察を行う[2-5]。

2 ツイストコイル型空心トランス

2.1 動作原理

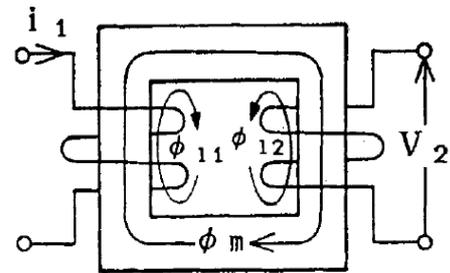


図1 磁路材料を磁性体に用いた従来の内鉄型トランスの原理図

図1に磁性材料を磁心に用いた従来型のトランスの原理図を示す。主磁束 ϕ_m は一次および二次巻線に共通に鎖交し、一方、漏れ磁束 ϕ_{11} および ϕ_{12} は、各巻線の近傍でその磁束を生じさせる電流の流れている巻線と同じ巻線のみ鎖交している。

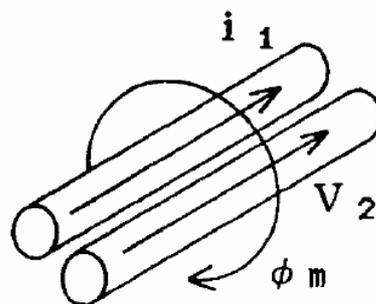


図2.2 隣接する1次・2次コイル

図1に存在する漏れ磁束を削減する一方途として一次・二次巻線間の幾何学的な距離を接近させることが

考えられる。この場合、図1に示すような磁性体が構成する磁路の概念は無く、磁氣的結合は個々の導線周囲を取り囲む磁束が担うこととなる。

導体に高周波電流を通電すると、表皮効果によって電流は導体の表面に集中する。表面に集中した電流が生ずる磁束は隣接するコイルの表面に鎖交する。これが高周波空心トランスの基本動作原理であり、導体の直径が数100 μm の時、励磁周波数が数10 kHz以上となると磁心が無い状態、すなわち、空气中(透磁率 $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$) においても結合係数が70%以上となることが確認されている。

2.2 円形断面導体の表皮効果

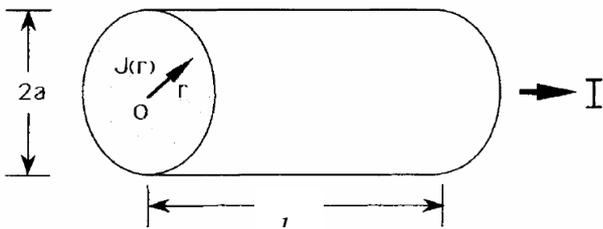


図3 円筒型コイル

図3に示す様な半径 a 、長さ l_1 の導体に電流 I が流れている導体断面上の電流密度 J に関する支配方程式は、

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial J}{\partial r} \right) = \frac{\mu_0}{\rho} \frac{\partial J}{\partial t} \quad (1)$$

となる[5]。

ここで、 r 、 t および ρ はそれぞれ半径方向の座標、時間および導体の抵抗率である。円形境界の場合のこの種の支配方程式の解は、ベッセル関数によって表され、

$$J(r) = \frac{k_1 I}{2\pi a} \frac{I_0(k_1 a)}{I_0'(k_1 a)} e^{j\omega t} \quad (2)$$

として与えられる。ただし $I_0(k_1 r)$ は0階第1種の変形ベッセル関数であり、 ω を電流の角周波数として、

$$k_1 = a \sqrt{\frac{\mu_0 \pi \omega}{2\rho}} \quad (3)$$

とした。また、 I_0' は I_0 の半径方向に対する微分関数を表し、式(1)右辺の時間微分 $\partial/\partial t$ は $j\omega$ ($j = \sqrt{-1}$) とした。

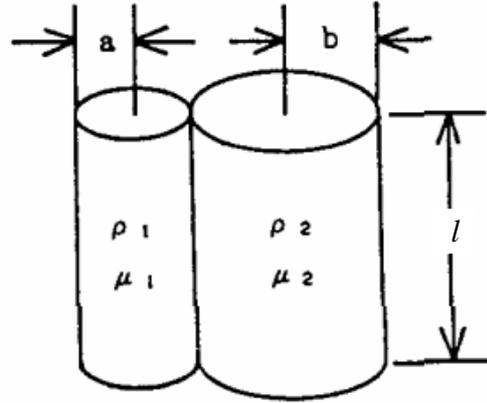


図4 隣接した一次・二次コイル

図4の左に位置する一次導体の内部磁束を考える。導体表面の両端電位差 V は、導体表面電流が内部磁束と鎖交しないことから、

$$k_a = a \sqrt{\frac{\mu_1 \pi \omega}{2\rho_1}} \quad (4)$$

として、

$$V = \rho_1 l J(a) = \rho_1 l \frac{k_1 I}{2\pi a} \frac{I_0(k_a a)}{I_0'(k_a a)} \quad (5)$$

として与えられる。

一方、図4の一次導体を集中定数としてみた交流抵抗と内部インダクタンスをそれぞれ R_{A1} と L_{I1} とすれば、

$$V = (R_{A1} + j\omega L_{I1}) I \quad (6)$$

が成り立つ。

ここで、電流 I は

$$I = \int_0^a J 2\pi r dr \quad (7)$$

である。

式(5)で直流抵抗 $R_{D1} = \rho_1 l / (\pi a^2)$ とすれば、式(5)式および式(6)より、

$$\frac{1}{R_{D1}} (R_{A1} + j\omega L_{I1}) = \frac{k_1 a}{2} \frac{I_0(k_a a)}{I_0'(k_a a)} \quad (8)$$

を得る。

(8)式の実部および虚部がそれぞれ等しいから、

(a)電源角周波数 ω が小さく、 $k_a < 1$ の場合、

$$\begin{aligned} \frac{1}{R_{D1}}(R_{A1} + j\omega L_{i1}) &= \frac{k_a a}{2} \frac{I_0(k_a a)}{I_0'(k_a a)} \\ &\simeq 1 + j\kappa_a^2 + \frac{1}{3}\kappa_a^4 - j\frac{1}{6}\kappa_a^6 \end{aligned} \quad (9)$$

と近似できるため、

$$\begin{aligned} R_{A1} &= R_{D1} \left(1 + \frac{1}{3}k_a^4 \right) \\ L_{i1} &= \frac{\mu_1 l}{2} \left(1 - \frac{1}{6}k_a^4 \right) \end{aligned} \quad (10)$$

(b)電源角周波数 ω が大きく、 $k_a \geq 1$ の場合、

$$\begin{aligned} \frac{1}{R_{D1}}(R_{A1} + j\omega L_{i1}) &= \frac{k_a a}{2} \frac{I_0(k_a a)}{I_0'(k_a a)} \\ &\simeq (1 + j) + \frac{1}{4} + \frac{3}{32(1 + j)\kappa_a} \end{aligned} \quad (11)$$

と近似できるため、

$$\begin{aligned} R_{A1} &= R_{D1} \left(\frac{1}{4} + k_a + \frac{1}{64} \frac{1}{k_a^3} \right) \\ L_{i1} &= \frac{\mu_1 l}{2} \left(\frac{1}{k_a} - \frac{1}{64} \frac{1}{k_a^3} \right) \end{aligned} \quad (12)$$

として交流抵抗 R_{A1} 、および内部自己インダクタンス L_{i1} が与えられる[6]。

図4に示すように二次は半径 b 、長さ l のコイルからなるから、式(10)、(12)と同様にして、

$$\begin{aligned} k_b &= b \sqrt{\frac{\mu_2 \pi \omega}{2\rho_2}} \\ R_{D2} &= \frac{\rho_2 l}{\pi b^2} \end{aligned} \quad (13)$$

とすれば、

(a)電源角周波数 ω が小さく、 $k_b < 1$ の場合、

$$\begin{aligned} R_{A2} &= R_{D2} \left(1 + \frac{1}{3}k_b^4 \right) \\ L_{i2} &= \frac{\mu_2 l}{2} \left(1 - \frac{1}{6}k_b^4 \right) \end{aligned} \quad (14)$$

(b)電源角周波数 ω が大きく、 $k_b \geq 1$ の場合、

$$\begin{aligned} R_{A2} &= R_{D2} \left(\frac{1}{4} + k_b + \frac{1}{64} \frac{1}{k_b^3} \right) \\ L_{i2} &= \frac{\mu_2 l}{2} \left(\frac{1}{k_b} - \frac{1}{64} \frac{1}{k_b^3} \right) \end{aligned} \quad (15)$$

2.3 インダクタンス

電流が各コイル軸を中心として対称に分布すると仮定した場合、図4の一次二次コイル間の相互インダクタンス M_c は

$$M_c = \frac{\mu_0}{2\pi} l \left\{ \log \left(\frac{2l}{a+b} \right) - 1 \right\} \quad (16)$$

で与えられる。

従って、一次・二次コイル、それぞれの自己インダクタンスは

$$\begin{aligned} L_{1c} &= L_{i1} + M_c \\ &= L_{i1} + \frac{\mu_0}{2\pi} l \left\{ \log \left(\frac{2l}{a+b} \right) - 1 \right\} \\ L_{2c} &= L_{i2} + M_c \end{aligned} \quad (17)$$

$$= L_{i2} + \frac{\mu_0}{2\pi} l \left\{ \log \left(\frac{2l}{a+b} \right) - 1 \right\}$$

で与えられる。

式(17)に於ける L_{i1}, L_{i2} はそれぞれ一次二次コイルの内部インダクタンスであり、式(4)の κ_a と式(13)の κ_b の関数であるから、周波数の関数として変化することに注意を要する。

2.4 実際の空心変圧器

2.4.1 ツイストコイル

実際の空心変圧器では、図4に示すようにコイルを平行に並べ通電した場合、二次電流の負荷が誘導性が容量性かで位相が異なるが、仮に二次電流が一次電流と同方向である場合、両者の導体中の電流は導体間に集

中する。逆に二次電流が一次電流と逆方向であるある場合、導体中の電流は互いの電流間の距離が最大になるように分布する。このため、空心変圧器の特性は負荷の力率、すなわち、二次電流の位相によって変化することとなる。この問題を緩和する一方法として図5に示すように一次と二次コイルを互いにツイストさせることで両者の接する面を交互に入れ替えて平均化する。

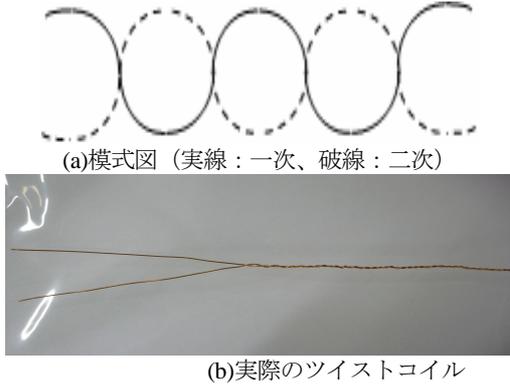


図5 ツイストの模式図と実際のツイストコイル

2.4.2 実際の構造と長岡係数

実際に空心変圧器をツイストコイルで作成する場合、何らかの形でコイルを束ねて置かざるを得ない。最も簡単にコイルを束ねる方法は、図6に示すように有限長ソレノイド形状とすることである。

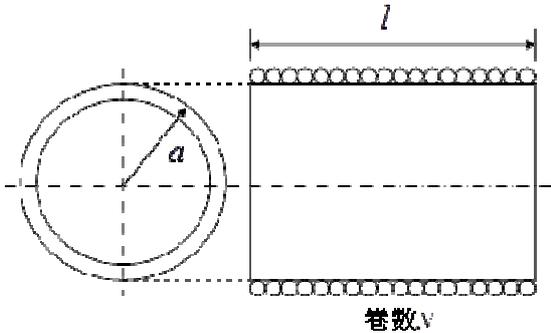


図6 有限長ソレノイド型

図6の有限長ソレノイドでは、ソレノイド内を貫通する一次二次に共通な磁束が存在するため、単純なツイストコイルに比較してより大きな一次・二次間の結合が期待できる。

一次・二次コイルをツイストしたコイルで有限長ソレノイドコイルを作成した場合、有限長ソレノイドコイルの平均半径を x 、長さを t 、ソレノイド中は真空もしくは空気として透磁率を $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ 、一次、

二次コイルの巻数をそれぞれ N_1, N_2 とすれば、有限長ソレノイド型の構造に起因する一次・二次コイル間の相互インダクタンスは

$$M_s = C\mu_0\pi x^2 \frac{N_1 N_2}{t} \tag{18}$$

$$= C \times 4\pi^2 x^2 \times \frac{N_1 N_2}{t} \times 10^{-7}$$

ここで、

$$\text{長岡係数} : C = \frac{4}{3\pi\kappa'} \left\{ \frac{\kappa'^2}{\kappa^2} (K - E) + E - \kappa \right\}$$

$$\kappa = \sqrt{\frac{4x^2}{4x^2 + t^2}}$$

$$\kappa' = \sqrt{1 - \kappa^2}$$

$$\text{第一種完全楕円積分} : K = \int_0^{\pi/2} \frac{d\phi}{\sqrt{1 - \kappa^2 \sin^2 \phi}}$$

$$\text{第二種完全楕円積分} : E = \int_0^{\pi/2} \sqrt{1 - \kappa^2 \sin^2 \phi} d\phi \tag{19}$$

とする。

よって、有限長ソレノイド型空心変圧器のインダクタンスは、 L_{s1}, L_{s2} をそれぞれ一次二次コイルの自己インダクタンスとして、

$$L_1 = L_{t1} + M_c + L_{s1}$$

$$= L_{t1} + \frac{\mu_0}{2\pi} l \left\{ \log \left(\frac{2l}{a+b} \right) - 1 \right\} + C 4\pi^2 x^2 \frac{N_1^2}{t} \times 10^{-7}$$

$$L_2 = L_{t2} + M_c + L_{s2}$$

$$= L_{t2} + \frac{\mu_0}{2\pi} l \left\{ \log \left(\frac{2l}{a+b} \right) - 1 \right\} + C 4\pi^2 x^2 \frac{N_2^2}{t} \times 10^{-7} \tag{20}$$

となる。

2.4.3 結合係数

一次と二次巻線の有効長を l_{1e} と l_{2e} 、コイル間の透磁率を μ_0 とすれば、巻線間の相互インダクタンス M_c は、

$$(a) \ l_{1e} \leq l_{2e} \text{ のとき}$$

$$M = M_c + M_s$$

$$= \frac{\mu_0}{2\pi} l_{2e} \left\{ \log \left(\frac{2l_{1e}}{a+b} \right) - 1 \right\} + C\mu_0\pi x^2 \frac{N_1 N_2}{t}$$

(21)

(b) $l_{1e} > l_{2e}$ のとき

$$M = M_c + M_s$$

$$= \frac{\mu_0}{2\pi} l_{1e} \left\{ \log \left(\frac{2l_{2e}}{a+b} \right) - 1 \right\} + C\mu_0\pi x^2 \frac{N_1 N_2}{t}$$

(22)

となる。

よって、一次、二次コイルの有効長、および巻数が N_1, N_2 とした一般的な場合のインダクタンスは

(a) $l_{1e} \leq l_{2e}$ の場合

$$L_1 = L_{1l} + M_c + L_{s1}$$

$$= L_{1l} + \frac{\mu_0}{2\pi} l_{2e} \left\{ \log \left(\frac{2l_{1e}}{a+b} \right) - 1 \right\} + C4\pi^2 x^2 \frac{N_1^2}{t} \times 10^{-7}$$

(b) $l_{1e} > l_{2e}$ の場合

$$L_2 = L_{2l} + M_c + L_{s2}$$

$$= L_{2l} + \frac{\mu_0}{2\pi} l_{1e} \left\{ \log \left(\frac{2l_{2e}}{a+b} \right) - 1 \right\} + C4\pi^2 x^2 \frac{N_2^2}{t} \times 10^{-7}$$

(23)

で与えられ、一次と二次間の結合係数 k は、次式によって与えられる。

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

(24)

2.5 実験によるパラメータ

2.5.1 変圧比

変圧器の二次側回路が開放のときには、変圧比 r は、

$$r = \frac{\omega M}{\sqrt{R_{A1}^2 + (\omega L_1)^2}}$$

(25)

となる。

2.5.2 結合係数

図 7(a)に示すように変圧器の一次、二次、それぞれのインダクタンス L_1, L_2 とする。一次の自己インダクタンス L_1 は二次を開放し、端子間の周波数を変えて入力インピーダンスから測定される。同様に二次の自己インダクタンス L_2 は一次を開放し、周波数を変えて端子間の入力インピーダンスから測定される。さらに、

図 7(b)と(c)の結線でそれぞれの端子間インダクタンス L_s, L_o を周波数を変えて入力インピーダンスから測定することで相互インダクタンス M が以下のように求められる。

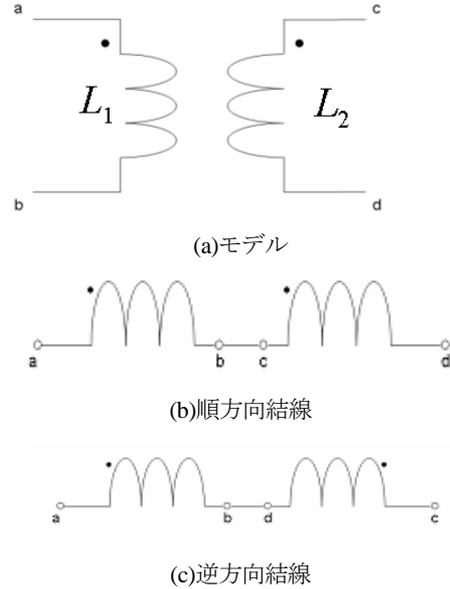


図 7 変圧器の相互インダクタンス測定回路

$$L_s = L_1 + L_2 + 2M$$

$$L_o = L_1 + L_2 - 2M$$

$$M = \frac{L_s - L_o}{4}$$

(26)

2.5.3 効率

変圧器の電力伝達効率 ε は

$$\varepsilon = \frac{\text{負荷に消費される電力}}{\text{1次端子間からの入力}} \times 100[\%]$$

(27)

で計算される。

一次端子間からの入力は、デジタルオシロスコープを用いて一次端子間電圧と入力電流の両者を同時に時間方向へ離散化された数値データを要素とするベクトルで取り込む。仮に、サンプリングタイム Δt としてパソコンへ取り込んだこれらのベクトルを

$$\mathbf{V}_{in} = [v_{in,1} \quad v_{in,2} \quad \cdots \quad v_{in,n}]^T$$

$$\mathbf{I}_{in} = [i_{in,1} \quad i_{in,2} \quad \cdots \quad i_{in,n}]^T$$

(28)

とすれば、一次端子間からの入力は

$$\begin{aligned}
 P_{in} &= \frac{1}{n} \mathbf{V}_{in} \cdot \mathbf{I}_{in} \\
 &= \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n v_{in,j} \cdot i_{in,j}
 \end{aligned}
 \tag{29}$$

で計算される。

負荷に消費される電力も、サンプリングタイム Δt としてパソコンへ取り込んだ負荷の端子電圧と負荷電流をそれぞれ、

$$\begin{aligned}
 \mathbf{V}_{out} &= [v_{out,1} \quad v_{out,2} \quad \dots \quad v_{out,n}]^T \\
 \mathbf{I}_{out} &= [i_{out,1} \quad i_{out,2} \quad \dots \quad i_{out,n}]^T
 \end{aligned}
 \tag{30}$$

とすれば、一次端子間からの入力

$$\begin{aligned}
 P_{out} &= \frac{1}{n} \mathbf{V}_{out} \cdot \mathbf{I}_{out} \\
 &= \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n v_{out,j} \cdot i_{out,j}
 \end{aligned}
 \tag{31}$$

で計算される。

よって効率 ϵ は

$$\epsilon = \frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100 [\%]
 \tag{32}$$

で計算される。

3 実験

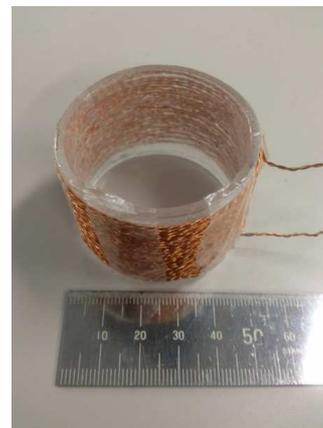
3.1 試作空心変圧器

試作した変圧器の諸定数を表 1 に示す。

表 1 試作ツイストコイル

タイプ	形状	一次	二次	変圧比
A 1層30回巻	ツイスト型 長さ:30mm 直径:50mm	導線長:6m 導線直径: 0.4mm	導線長:6m 導線直径: 0.4mm	1:1
B 変圧比 2:3	ツイスト型 長さ:40mm 直径:50mm	導線長:12m 導線直径: 0.4mm	導線長:18m 導線直径: 0.4mm	2:3
C 1層15回巻	ツイスト型 長さ:15mm 直径:50mm	導線長: 2.5m 導線直径: 0.4mm	導線長: 2.5m 導線直径: 0.4mm	1:1

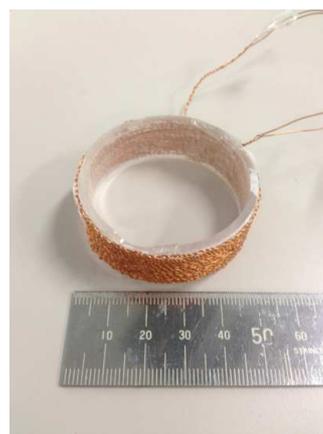
図 7(a)-(c)は試作変圧器の外観を示す。



(a) タイプ A



(b) タイプ B

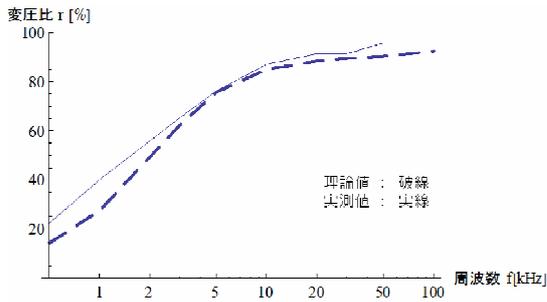


(c) タイプ C

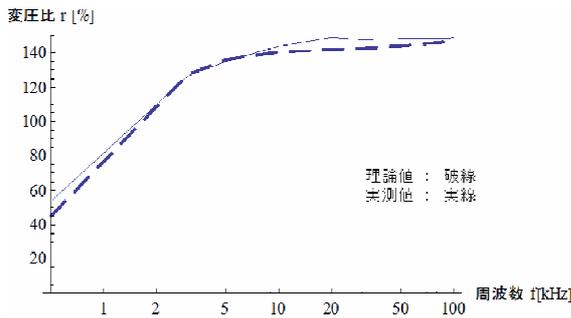
図 7 試作ツイストコイル型空心変圧器

3.2 変圧比

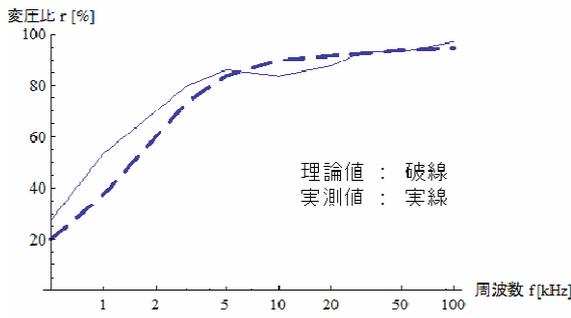
試作変圧器 A-C それぞれに対する変圧比の理論値と実験値の比較を図 8(a)-(c)に示す。



(a) タイプ A



(b) タイプ B



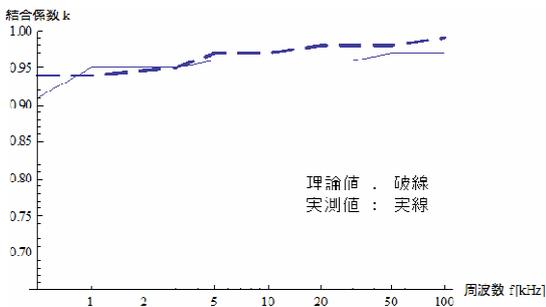
(c) タイプ C

図 8 変圧比の実験値と理論値の比較

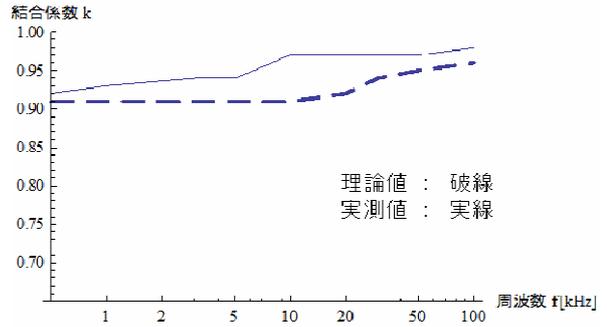
何れの試作変圧器の変圧比も理論値と実測値が同様な周波数特性を示すことがわかる。

3.3 結合係数

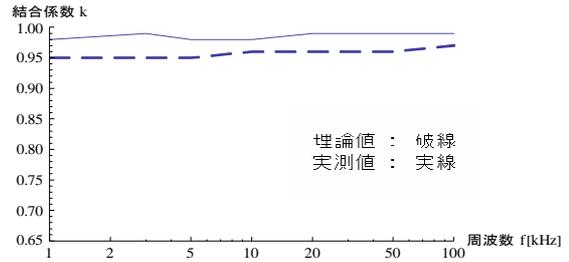
試作変圧器 A-C それぞれに対する結合係数の理論値と実験値の比較を図 9(a)-(c) に示す。



(a) タイプ A



(b) タイプ B



(c) タイプ C

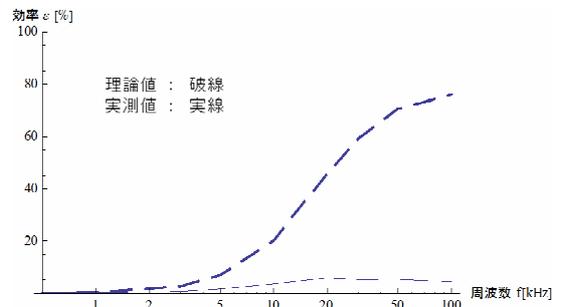
図 9 結合係数の実験値と理論値の比較

何れの試作変圧器の結合係数も理論値と実測値が同様な周波数特性を示すことがわかる。

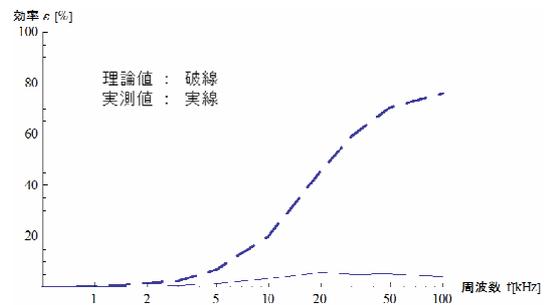
3.4 効率

3.4.1 低抵抗負荷

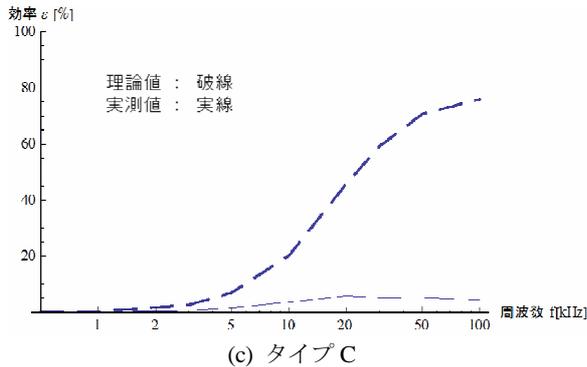
試作変圧器 A-C それぞれの二次へ抵抗値 1Ω を接続し負荷とした。試作変圧器 A-C それぞれに対する効率の理論値と実験値の比較を図 10(a)-(c) に示す。



(a) タイプ A



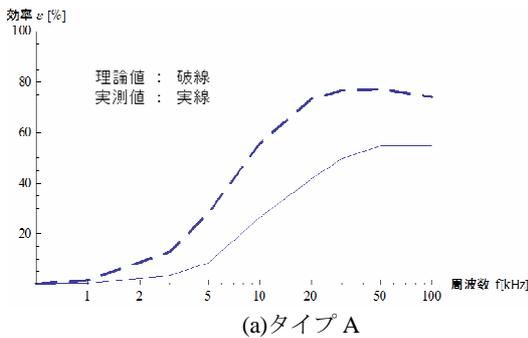
(b) タイプ B



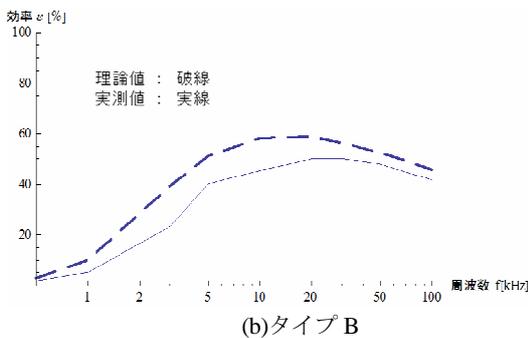
(c) タイプ C
図 10 効率の実験値と理論値の比較
低抵抗(1Ω)負荷時

3.4.2 高抵抗負荷

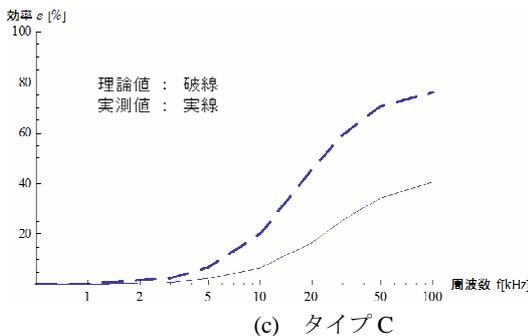
試作変圧器 A-C それぞれの二次へ抵抗 10Ωを接続し負荷とした。試作変圧器 A-C それぞれに対する効率の理論値と実験値の比較を図 11(a)-(c)に示す。



(a)タイプ A



(b)タイプ B



(c) タイプ C

図 11 効率の実験値と理論値の比較
高抵抗(10Ω)負荷時

図 10 から二次に低抵抗負荷 1Ωの抵抗を接続した場合、理論値と比較して実験値はかなり小さい効率となった。これは、負荷抵抗がコイルの抵抗に比較して小さいため、事実上、短絡に近い状態となり、負荷の存在が誤差の範囲となったことによると考えられる。

他方、図 11 に示すように図 10 の場合より大きい抵抗 10Ωを負荷とした場合は理論値と実験値が一致する傾向が得られた。

4 まとめ

磁性材料を全く用いないツイストコイル型空心変圧器を試作し実験を行った。その結果、表皮効果と長岡係数を用いて導いた理論値と実験値が比較的良好に一致することを明らかにした。

参考文献

- [1] S.Hayano,N.Nakajima,H.Saotome and Y.Saito, A New High Frequency Transformer, IEEE Trans. MAG-27, No.6, Nov. 1991, pp.5207-5207.
- [2] 齊藤兆古、新方式高周波トランスの提案、電気学会マグネティックス研究会資料、MAG-91-86 (1991)
- [3] 早乙女英夫、小川達成、早野誠治、齊藤兆古、木脇久勝、高周波空心トランスの小型電源装置への適用、電気学会パワーエレクトロニクス研究会資料、PE91-63 (1991)
- [4] 早乙女英夫、小川達成、早野誠治、齊藤兆古、高周波軽量トランスのDC/DCコンバータへの適用、電気学会パワーエレクトロニクス研究会資料、PE91-54CPM91-113 (1991)
- [5] 小川達成、早野誠治、齊藤兆古、空心変圧器の一考察、電気学会マグネティックス研究会資料 MAG-93-132 (1993)
- [6] F.Bowman 著、平野鉄太郎訳、ベッセル函数入門、日新出版、昭和 44 年 4 月第 3 版

赤外線ビデオカメラを用いた 過渡熱伝達分布測定の見視化とその応用

08X2048 小林 亮介 指導教員 齊藤 兆古

概要

近年、商品の品質管理のため赤外線カメラを用いた非破壊検査の技術が実用化されている。この背景として、赤外線カメラの広汎な普及と監視技術の高度化が挙げられる。

本論文では、磁性体を含むあらゆる種類の金属材料を検査対象とする非破壊検査法の一方法として、検査対象である金属の過渡温度上昇分布動画を赤外線ビデオカメラで取得し、赤外線動画画像から絶対温度上昇分布動画を再構成することで、金属中の欠損やシステム欠陥箇所を可視化する方法を検討する。

1 序論

人間は外部から得る情報のなかで 80%以上を視覚から取り入れている。しかし、視覚から得られる情報にも限界があり、金属中の欠損やシステム欠陥箇所を全て把握することはできない。

本研究では誘導加熱を用いて検査対象である金属を加熱し、過渡温度上昇分布動画を赤外線ビデオカメラで取得し、得られた動画をコンピュータで画像処理、すなわち、画像認識・識別・監視技術を含めた赤外線動画画像情報処理により、金属中の欠損やシステム欠陥箇所を可視化する[1,2]。換言すれば、本研究は赤外線カメラと誘導加熱を用いた金属探査技術の応用技術開発である。具体的には、赤外線カメラを用いた“基準温度同時撮影法”を用いて、検査対象である金属の過渡温度上昇分布動画画像から絶対温度分布動画を厳密に抽出し、金属中の欠損やシステム欠陥箇所さらに非金属中に混入した微小金属片なども可視化する[3,4]。

2.基準温度同時撮影法

2.1 赤外線ビデオカメラ

本研究で使用した赤外線カメラは図 1 に示す三菱電機株式会社製「三菱サーマルイメージャ(形式 IR-SC 1)」である。

赤外線カメラで取得された赤外線画像は対象物の温度分布を温度の高い部分を白色、温度が低い部分を黒色のモノクロ濃淡情報として可視化する。

具体的な赤外線画像として、人の手を通常のデジタルカメラで撮影した画像と赤外線カメラで撮影した赤外線画像を比較する。通常のデジタルカメラで撮影さ

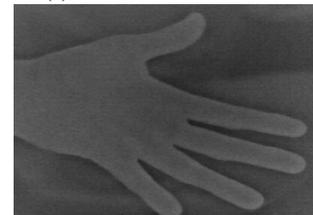
れた画像と赤外線画像をそれぞれ図 2(a) と図 2(b) に示す。



図 1 赤外線ビデオカメラ



2(a) 通常のカメラ画像



2(b) 赤外線画像

図 2. 赤外線カメラとその画像例

図 2(a) に示す通常のカメラ画像から温度の違いを感知することはできない。しかし、図 2(b) の赤外線画像から温度の違いを濃淡分布として明確に感知することができる。

2.2 画素値

赤外線画像の画素値は 0~255 の 8 ビット整数値であり、画素値は画像の濃淡に比例する。画素値 0 で黒

色を表し、画素値 255 で白色を表し、中間色は 0 から 255 間の数値で表される。

本論文では赤外線カメラを使用して得られた赤外線動画画像をコンピュータの論理的演算機能を利用して絶対温度分布動画画像へ変換する。温度分布と対応するモノクロ濃淡情報は計算機中で「画素値」の分布として表される。図 2(b)の赤外線画像を計算機に取り込み、表示された画素値分布を図 3 に示す。

```

87 81 82 87 87 79 77 78 76 76 78 75 90 93 84 66 78 65 74 78 75 83
86 81 75 70 70 58 67 88 85 85 84 83 88 89 63 64 61 62 60 62 64 71
89 70 75 84 84 82 87 92 86 86 82 86 60 59 65 67 66 61 55 60 56 66
77 67 82 79 79 77 79 82 88 88 81 48 59 60 51 58 53 53 59 60 65 65
84 90 80 90 90 81 81 80 82 82 57 60 55 52 55 54 49 44 47 56 60 65
68 86 81 80 80 74 83 73 67 67 72 92 45 50 53 64 62 69 71 69 78 75
88 87 89 83 83 81 81 74 72 72 77 61 71 73 70 47 53 69 71 75 70 79
87 87 86 83 83 76 77 85 77 77 71 75 67 72 80 74 80 79 81 86 89 70
88 87 90 86 86 82 84 83 72 72 73 67 74 42 40 84 83 84 89 85 85 98
88 93 85 84 84 75 90 78 74 74 80 81 73 69 71 91 85 57 55 60 62 64
94 80 63 57 57 86 80 81 80 80 73 75 54 42 53 84 86 87 87 91 98 64
89 85 75 53 53 60 47 81 80 80 51 85 80 103 88 50 59 58 60 95 95 105
96 87 69 69 69 62 63 62 78 78 54 54 82 90 85 78 48 68 75 65 68 76
98 71 74 65 65 59 61 55 80 80 84 54 50 59 85 90 86 60 66 65 69 71
86 73 79 61 61 62 64 62 61 61 89 97 56 68 63 64 73 91 54 67 74 79
    
```

図 3 図 2(b)の部分画素値分布

図 3 の画素値分布を観察すれば、人間の手で最も温度が高い部分（画素値が大きい）と低い部分（画素値が小さい）がわかる。

2.3 画素値と温度の関係

赤外線画像を構成する画素値と温度の関係を明らかにする。赤外線カメラでは自動利得制御 (Automatic Gain Control、AGC)機能が有効に機能している。このため、赤外線カメラは熱画像中の最高温から最低温へ至る部分を最大コントラストで可視化する。結果として得られる赤外線画像は目視によって温度分布が把握可能とする。

画素値と絶対温度を比較すれば、単純な比例関係ではなく両者の関係は指数関数的である。したがって、この関係を用いて画素値を温度へ換算すれば絶対温度分布の可視化画像を得ることが可能となる。

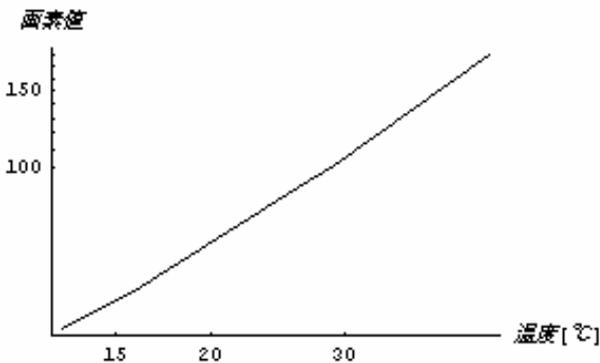


図 2.5 画素値と温度の関係図

2.4 基準温度同時撮影法

赤外線カメラは発熱体を強調するため AGC 機能を有する。このため、完全黒体を用いない限り絶対温度測定は不可能である。この問題を解決するため、既知

の温度を有する物体と被検査対象を同時に撮影し、画像の画素値から絶対温度を計測可能とする方法が「基準温度同時撮影法」である[3,4]。

具体的な例として図 4 中の検査対象物を右のコップとし、左のコップを基準温度として撮影しておく。図 4 では、左のコップのお温度は予めわかっている。



図 4 デジタルカメラで撮影した画像

図 4 に示すコップの赤外線画像を図 5 に示す。図 5 の赤外線画像を構成する画素値と温度の関係を基準温度で換算し、絶対温度分布の可視化画像を得る。すなわち、赤外線画像を構成する画素値全てに絶対温度が割り振られ、赤外線画像を絶対温度分布画像へ変換される。

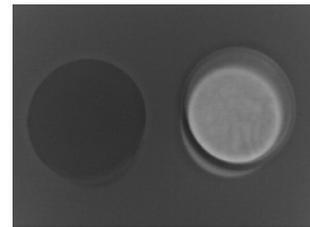


図 5 赤外線カメラで撮影した赤外線画像

基準温度同時撮影法では、温度が既知である対象の赤外線画像を構成する画素値と温度の関係を把握しなければならない。AGC と赤外線反射率問題を解決する一方法として、基準温度同時撮影法は極めて有効な方法である。図 6 は基準温度同時撮影法によって得られた図 5 の絶対温度分布である。

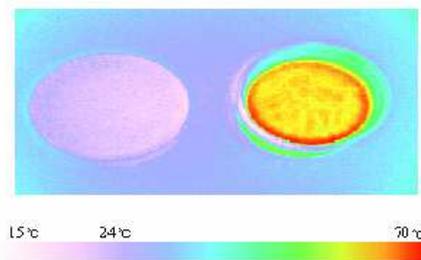


図 6 図 5 から得られた絶対温度分布画像

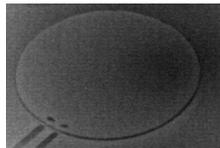
基準温度同時撮影法を用いれば熱伝導率の異なる異種金属が混在する場合へ交流磁界を照射し、過渡温度上昇分布動画画像から金属の弁別も理論上可能となる。

3. 赤外線情報応用

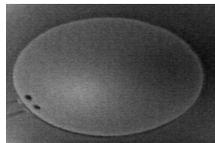
3.1 基準温度同時撮影法を用いた連続監視

基準温度同時撮影法を用いて連続監視技術の構築を試みる。基本的な手法は取得した赤外線動画像をワンフレーム毎に監視する手法である。

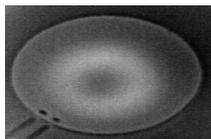
具体的な例としてフライパンを家庭用 IH 調理器を用いて加熱して得られる赤外線熱動画像を取り上げる。図 7 は赤外線熱動画像のサンプルフレームである。



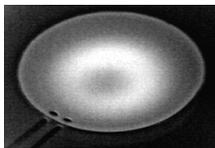
(a)加熱前



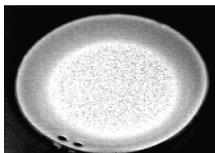
(b)5 秒加熱



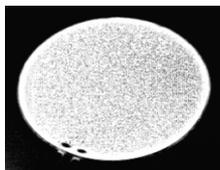
(c)10 秒加熱



(d)15 秒加熱



(e)20 秒加熱



(e)23 秒加熱

図 7 加熱過程の赤外線動画像

図 7 から、IH 調理器により加熱されたフライパンはフライパン自体が発熱体となっているためにフライ

パンの接する部分から全体的に温度が上昇していく様子が観察される。

3.2 金属の欠損探査

金属製品の品質管理として、歪み、ひび割れ、ねじれ等の欠損の有無を自動的に監視するシステム構築の可能性を検討する。すなわち、金属の製品の歪み、ひび割れ、ねじれ等の欠損を基準温度同時撮影法による絶対温度分布測定で探査する。

具体的な例として、図 8 に示す平面ドーナツ状励磁コイルを用いて図 9(a),9(b)に示す珪素鋼板を誘導加熱した場合を取り上げる。



図 8 平面ドーナツ状励磁コイル



図 9(a) 欠損の無い珪素鋼板



図 9(b) 歪み欠損を有する珪素鋼板

図 9 供試珪素鋼板

図 9(a),9(b)に示す珪素鋼板それぞれを平面ドーナツ状励磁コイル上に置き 50kHz、210V で 30 秒間誘導加熱した。誘導加熱に用いた平面ドーナツ状励磁コイルのインダクタンスと抵抗はそれぞれ $250\mu\text{H}$ 、 $80\text{m}\Omega$ である。

図 9(a),9(b)に示す珪素鋼板それぞれの赤外線フレーム画像・絶対温度分布画像を図 10 と図 11 に示す。図 10 (b)と 11(b)から赤色部分が最も高温を示し、歪み欠損部は周辺と比較して 10°C ほど低くなっていることがわかる。以上の結果から、赤外線動画像を絶対温度分布動画像へ変換し、加熱方法による温度上昇分布の相違から金属中の欠損が探査可能とされた。

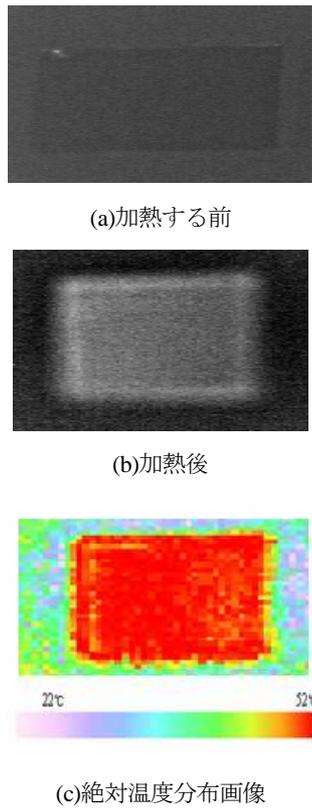


図 10 欠損の無い珪素鋼板の赤外線フレーム画像と絶対温度分布画像

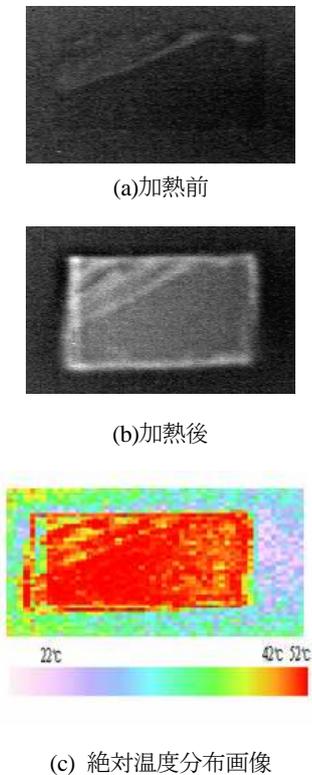


図 11 歪み欠損がある珪素鋼板の赤外線フレーム画像と絶対温度分布画像

4 電気不導体中の金属探査

4.1 ミシン針の探査

衣料の最終検査で最も重要な検査過程は衣料へミシン針の混入探査である。この検査過程の重要性は衣料が直接人体へ装着されるためミシン針が混入すれば如何なる事態を招くかで自明である。

被検査対象である衣料を交流磁界へ暴露すれば、電氣的に不導体である繊維には誘導電流が流れない。衣料中のミシン針は誘導電流で加熱され温度が上昇する。したがって、交流磁界に暴露されている衣料の赤外線画像からミシン針が可視化される。これが、赤外線カメラと誘導加熱の併用による金属探査の原理である。この探査方法を衣料の最終検査工程へ適用し自動化の可能性を検討する。

4.2 実験

図 12(a)に示す折れたミシン針を布などの電気不導体中に忍ばせ、平面ドーナツ状励磁コイルへ 100kHz、330V 印加し 60 秒間誘導加熱する。誘導加熱に用いた平面ドーナツ状励磁コイルのインダクタンスと内部抵抗はそれぞれ $280 \mu\text{H}$ 、 $95\text{m}\Omega$ である。

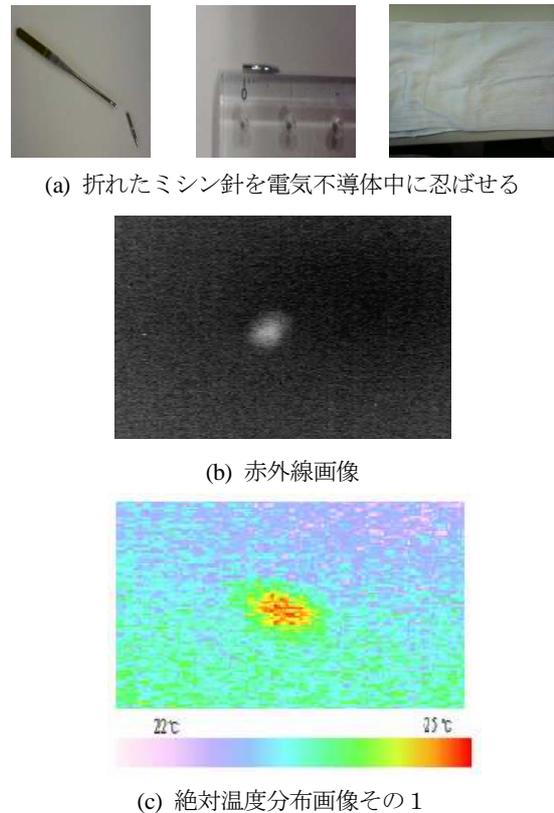


図 12 電気不導体中の微小金属探査

図 12 は被探査対象である折れたミシン針を図 13 に示す平面ドーナツ状励磁コイルの中心部へ位置させた

場合の赤外線画像と絶対温度分布画像である。



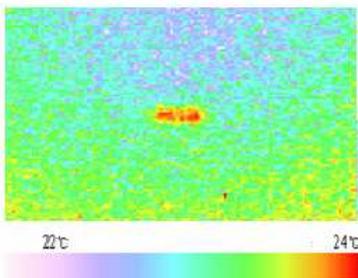
図 13 平面ドーナツ状励磁コイル

図 14 は被検査対象である折れたミシン針を図 13 に示す平面ドーナツ状励磁コイルの端部へ位置させた場合の赤外線画像と絶対温度分布画像である。図 12 の結果と比較して、温度分布に多少の差違がは見られる。すなわち、平面ドーナツ状励磁コイルの中心部分と端部では折れたミシン針の温度分布が異なる。これは、平面ドーナツ状励磁コイルの位置によって検査対象である折れたミシン針中の渦電流が異なることに起因して温度分布も変わるためである。

折れたミシン針が平面ドーナツ状励磁コイルの中心部分と端部の何れ存在すしても探査可能である。



(a) 赤外線画像



(b) 絶対温度分布画像

図 14 電気不導体中の微小金属探査その 2

よって、基準温度同時撮影法を微小金属片探査へ応用することで従来の金属片探査実験からは得られなかった付加的情報の抽出が可能であることが判明した。

5 結論

本論文では、赤外線カメラを使用して撮影された赤外線動画画像をコンピュータの演算機能を利用して絶対温度分布可視化動画画像へ変換する基準温度同時撮影法の非破壊検査への具体的応用を検討した。

その結果、赤外線カメラを用いて機器の異常事態の連続監視、金属の欠損探査、電気不導体中の微小金属探査が可能であることが判明した。

本論文で目的としている画像処理技術、すなわち、画像認識・識別・監視技術を含めた赤外線動画画像情報による知的非破壊検査・監視技術の強力な基幹技術の検証がなされたと言える。

参考文献

- [1] 鈴木剛, 齋藤兆古, 堀井清之:、過渡熱伝達分布測定による金属欠損の可視化,第 35 回可視化情報シンポジウム工学院大学 2007 年 7 月 25 日, C211, Vol.27, Suppl.No.1 (2007 年 7 月)pp. 223-224
- [2] 鈴木剛, 齋藤兆古:、過渡熱伝達分布による金属欠損の可視化, 第 16 回 MAGDA コンフェレンス in 京都, 2007.11.22-23、P21, pp.281-284
- [3] 鈴木 剛, 齋藤 兆古,堀井 清之、電気抵抗の赤外線画像による可視化、第 36 回可視化情報シンポジウム(工学院大学 2008 年 7 月) P01-02
- [4] 鈴木 剛, 齋藤 兆古:、電流分布の赤外線による可視化とその応用”、第 17 回 MAGDA コンファレンス in 日立 (2008.11.20~21) P47

音響情報に拠る電気機器状態把握に関する研究

08x2077 畠 明希 指導教員 齊藤 兆古

論文概要

本研究は従来全く利用されていない電気機器の駆動音を利用した健全性の評価から制御まで行う概念的にも原理的にも新しいシステム開発であり、到底、1年間の卒業研究で完成を期することが出来ない。このため、本年は、本研究の大局的見通しを得るための根幹要素となる電気機器駆動時の音響情報の解析を行なった。実験室は比較的少ない騒音が少ない良好な音響環境であったが、無響室などで実験を行うとより明快な結果が得られると考えられる。結果として、電気機器にマイクを取り付け、得られた音響情報を解析し、電気機器の状態評価から制御までを行うため最初の足掛かりが構築できた。

1 序論

近年の文明社会をより豊かにしているのは、供給されるエネルギー形態から、広汎な電気機器の普及と発達に拠ると言っても過言で無い。電気機器が正常に駆動していることが人々の文明生活を損なわない条件とも言える。

電気機器の健全性や制御は、多くの場合、何らかの形で電氣的損失や電気系へ干渉を伴う電圧計、電流計、電力計等の観測機器を必要とする。本研究は、殆ど電力を消耗せず、電気系へ全く干渉しない電気機器が稼働中の音響情報を利用して、電気機器の健全性評価から究極は制御を行わんとする基礎研究の第一歩である。

2 原理

本研究で採用する音響情報の処理法は周波数ゆらぎ解析法である。周波数ゆらぎとは、信号情報のフーリエ・パワースペクトラムと周波数両者の対数を取った図1に示す両対数グラフを考え、図1で、周波数対するフーリエ・パワースペクトラムの変化率を1次関数で近似し、最小自乗法で得られる1次関数の係数、すなわち、傾きを利用する信号処理方法である[1]。

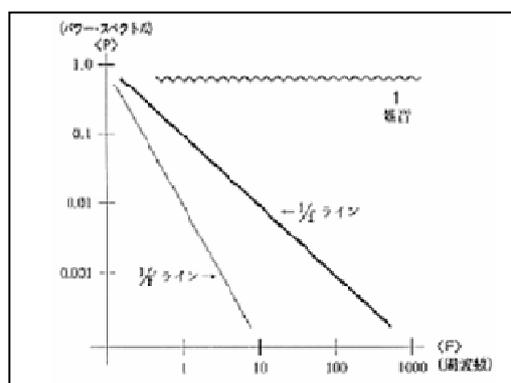


図1 周波数ゆらぎ

図1で、周波数が低い部分のパワーレベルが高く、高域の周波数でパワーレベルが低く傾きが-1となる場合が $1/f$ 揺らぎ周波数特性として知られている[2]。

$1/f$ 揺らぎは自然界の現象だけでなく、人間の行為や人工物でも観測することができ、人間に心地良さや和み感を与えると言われている。特に、人間の生体リズムは外界から五感に伝わって来る $1/f$ 揺らぎを感知すると交感神経を刺激し自律神経を調和する。自律神経の調和が取れると血液の循環が良くなり、人間の活動はより活発になる。尚、図1の周波数揺らぎの中で、フーリエ・パワースペクトラムが周波数に対して減衰せず一定のものはホワイトノイズと呼ばれ、耳障りな音や不快感を覚える色彩や配列などから検出される。また $1/f^2$ 揺らぎと呼ばれる傾きが急峻で右下に垂下する周波数特性は単調な信号を意味し、人間に不快感を与えるとされている。

本研究では、図1のような1次関数近似でなく、4次関数曲線へ拡張した周波数ゆらぎ解析法を用いて音響情報の識別を試みる。

3 実験

3.1 実験方法

電気機器、主として回転機の駆動時に発する音響情報はいわゆる騒音に近い。

この騒音に近い典型例として磁性体が磁化時に発するバルクハウゼン信号がある。応力印加時のバルクハウゼン信号解析に成功した周波数ゆらぎ解析法を一般化した高次周波数ゆらぎ解析法を本研究では採用する[3]。

典型的な電気機器として電動発電機系を取り上げる。電動発電機系に於ける三相同期発電機の並行運転時、力率や出力などの変更時の音響情報特性抽出を本研究の具体的課題とする。

3.2 三相同期発電機の音響情報

同期発電機が母線(東京電力の電力系統)と並行運転している。界磁抵抗と電動機の回転数調整装置で、力率 1.0、発電機出力を定格の 50%(2.5kW)に設定する。測定対象の環境依存性を吟味するため、同じ実験を日時を変更して 10 回行う。

力率変更時の音響情報を収録する。発電機出力を一定に保ちつつ、界磁電流を増減して力率と電機子電流の値を調節する。いわゆる同期調相機として駆動し、遅れ力率 0.5 から進み力率 0.5 まで音響情報を力率 0.1 刻みで変更しながら 10 回収録する。

出力変更時の音響情報を収録する。界磁抵抗と電動機の回転数調整装置で、力率 1.0 を保ちつつ発電機出力を定格の 0.5kW から 3.0kW まで音響情報を 0.5kW 刻みで変更しながら 10 回収録する。

高次周波数ゆらぎを表す 1,2,3,4 次関数それぞれの大きさを 0 から 1 の値に正規化し、x,y,z 軸の座標値と座標点のカラーで表示する。図 2 は 4 次関数の大きさを示すカラーバーである。このカラーバーは全ての結果に共通である。



図 2 4 次関数の大きさを表すカラーバー

3.2.1 音響情報の再現性

日時を変更して 10 回収録した力率 1.0 出力 2.5kW 時の音響情報を高次周波数ゆらぎ信号処理した結果を図 3 と図 4 へ示す。図 3 は x-z 平面、図 4 は x-y 平面から可視化した結果である。

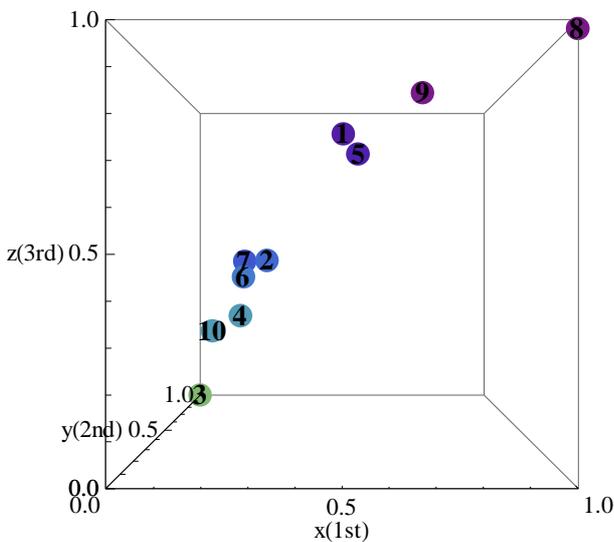


図 3 力率 1.0 出力 2.5kW(x-z 平面)

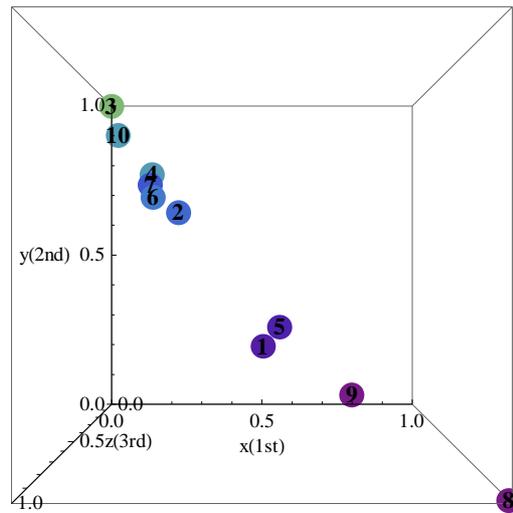


図 4 力率 1.0 出力 2.5kW(x-y 平面)

図 3,4 から、力率 1.0、出力 2.5kW 時の音響情報は x,y,z 次元空間上で座標(0,1,0)から座標(1,0,1)の線上に分布する。換言すれば、日時の変更による音響情報のバラツキは座標(0,1,0)から座標(1,0,1)の線上に揃って規則的に分布する。

3.2.2 力率変動

発電機出力を一定に保ちつつ、遅れ力率 0.5 から進み力率 0.5 まで音響情報を力率 0.1 刻みで変更しながら 10 回収録した。得られた力率変動時の音響情報を高次周波数ゆらぎ信号処理した結果を図 5-16 へ示す。図 5,7,9,11,13,15 は x-z 平面、図 6,8,10,12,14,16 は x-y 平面から可視化した結果である。

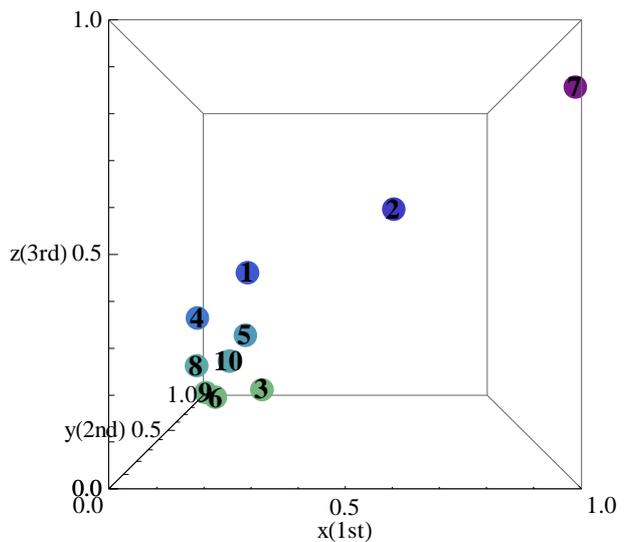


図 5 遅れ力率 0.7(x-z 平面)

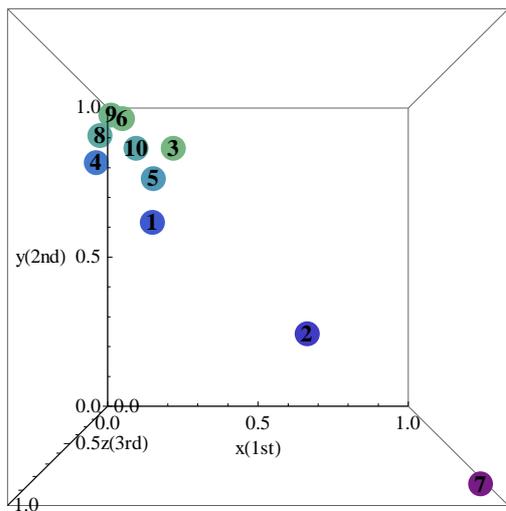


図6 遅れ力率 0.7(x-y 平面)

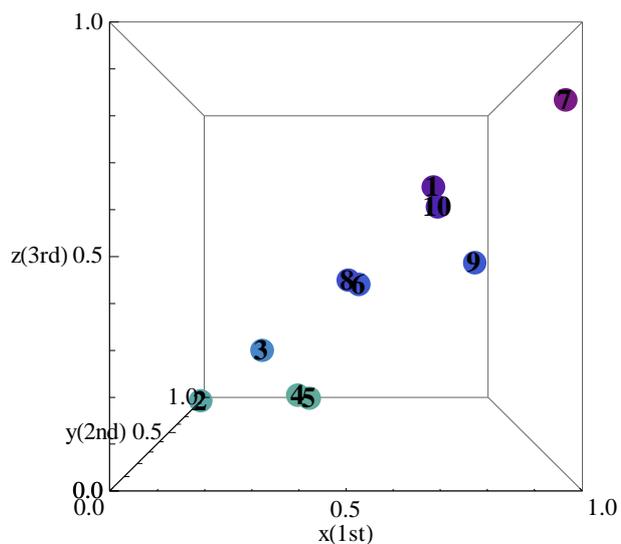


図9 遅れ力率 0.9(x-z 平面)

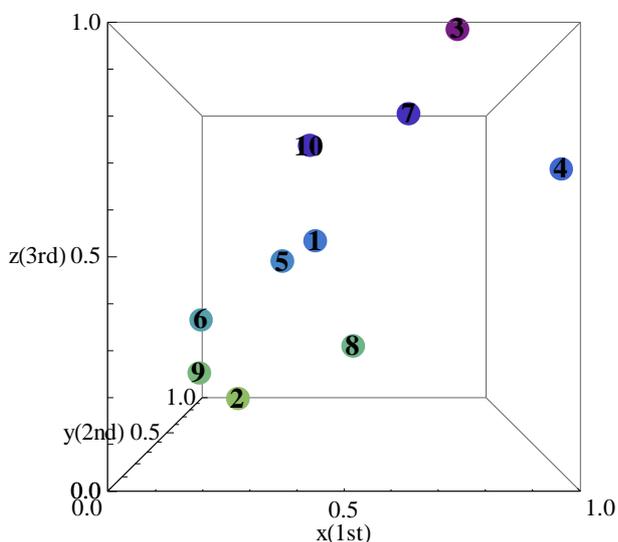


図7 遅れ力率 0.8(x-z 平面)

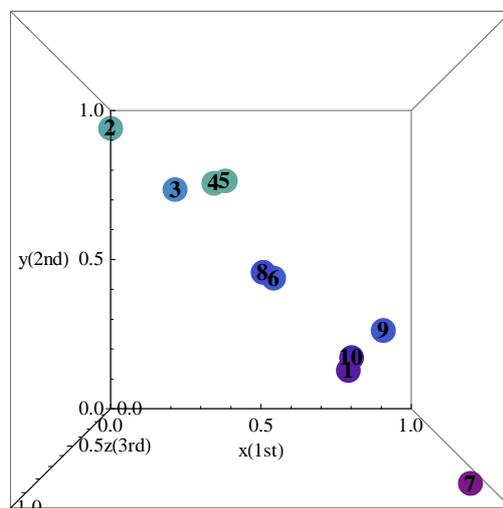


図10 遅れ力率 0.9(x-y 平面)

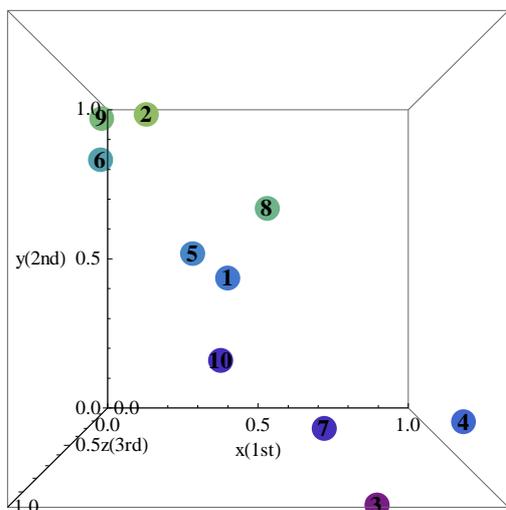


図8 遅れ力率 0.8(x-y 平面)

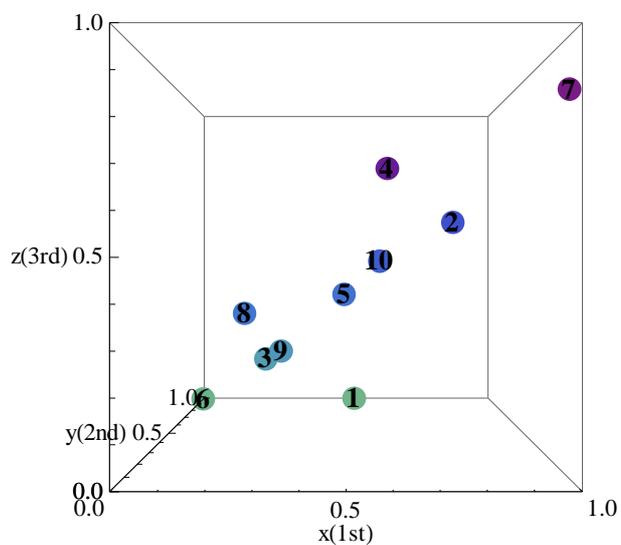


図11 進み力率 0.9(x-z 平面)

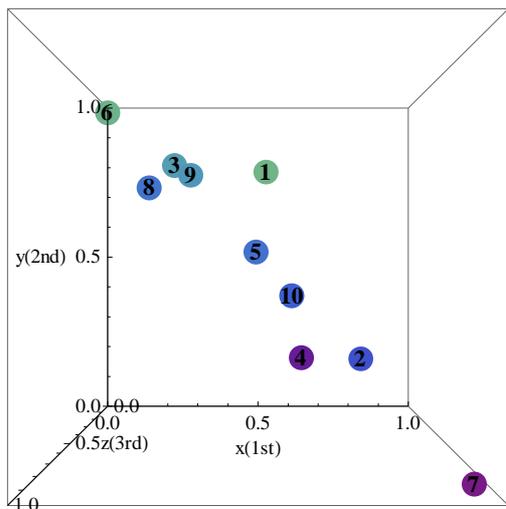


図 12 進み力率 0.9(x-y 平面)

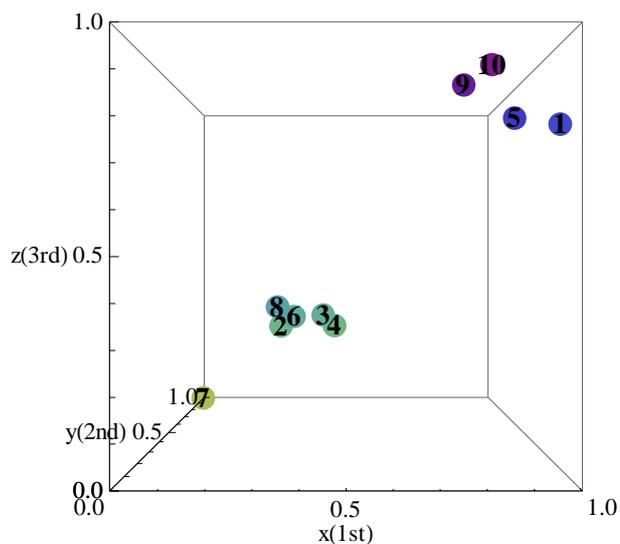


図 15 進み力率 0.7(x-z 平面)

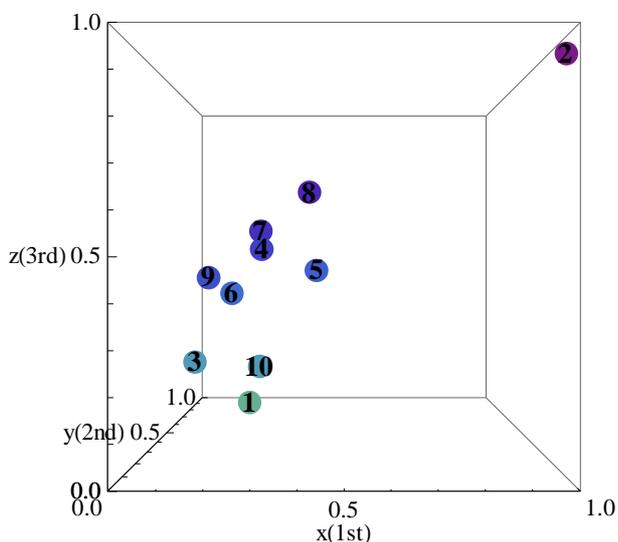


図 13 進み力率 0.8(x-z 平面)

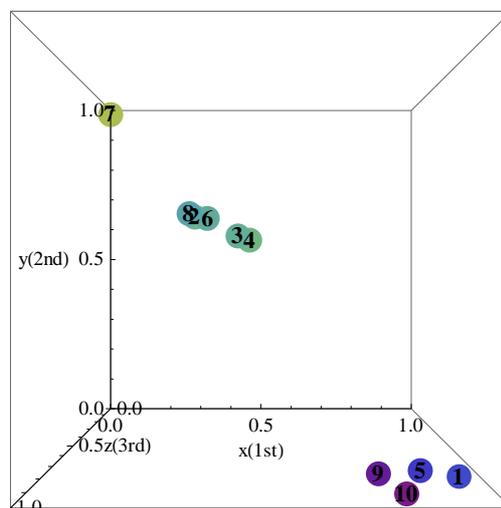


図 16 進み力率 0.7(x-y 平面)

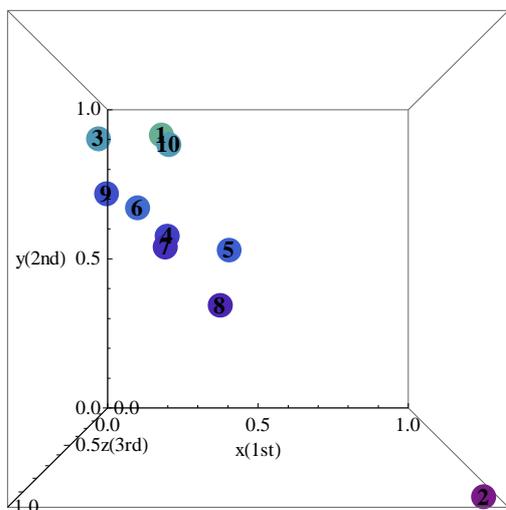


図 14 進み力率 0.8(x-y 平面)

図 5-16 から、発電機出力を一定に保ちつつ、遅れ力率 0.5 から進み力率 0.5 まで力率を 0.1 刻みで変更した場合の音響情報は x, y, z 次元空間上で座標(0,1,0)から座標(1,0,1)の線上の近傍へ分布するが、図 5,6 遅れ力率 0.7 では(0,1,0)近傍へ集中的に分布、図 7,8 遅れ力率 0.8 と図 9,10 遅れ力率 0.9 では座標(0,1,0)から座標(1,0,1)の線近傍へ分散的に分布、図 11,12 進み力率 0.9 でも座標(0,1,0)から座標(1,0,1)の線近傍へ分散的に分布、図 13,14 進み力率 0.8 では(0,1,0) 近傍へ集中的に分布、図 15,16 進み力率 0.7 では座標(0.3,0.6,0.3)と座標(0.9,0.9)の 2 座標点点近傍に集中して分布する。

3.2.3 出力変動

力率を 1.0 に維持して発電機出力を定格の 0.5kW から 3.0kW まで変更して音響情報を収録した。得られた音響情報の処理結果を図 17~26 に示す。

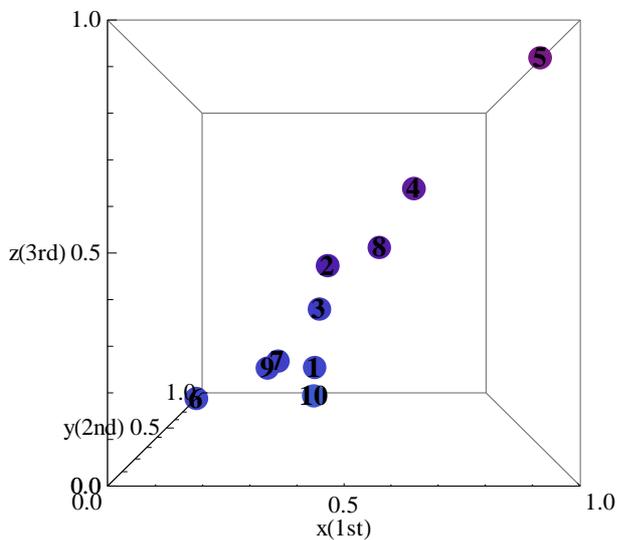


図 17 出力 0.5kW(x-z 平面)

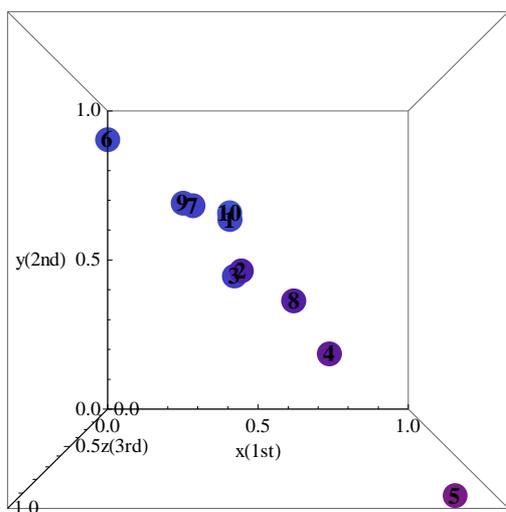


図 18 出力 0.5kW(x-y 平面)

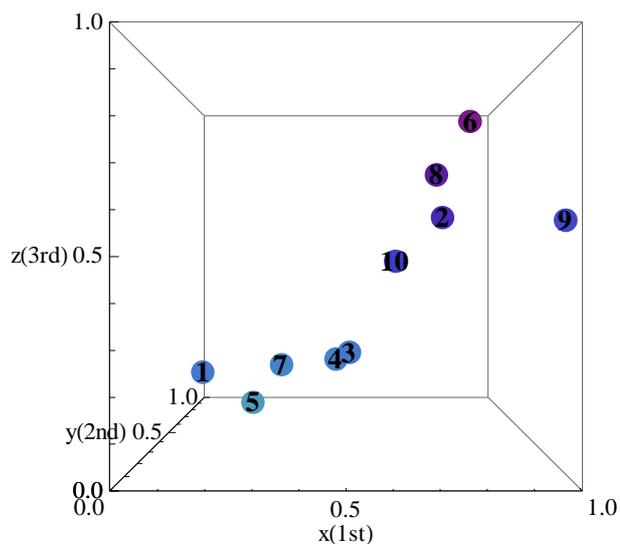


図 19 出力 1.0kW(x-z 平面)

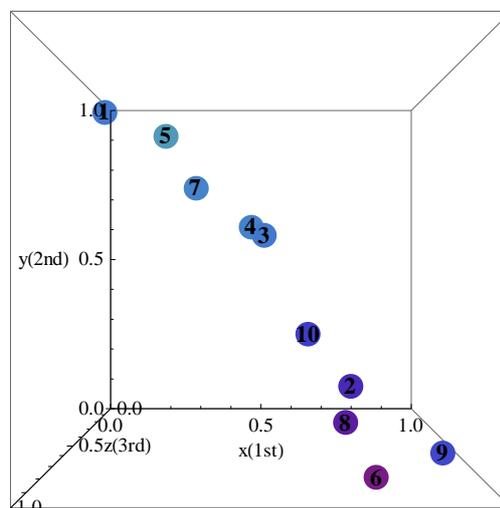


図 20 出力 1.0kW(x-y 平面)

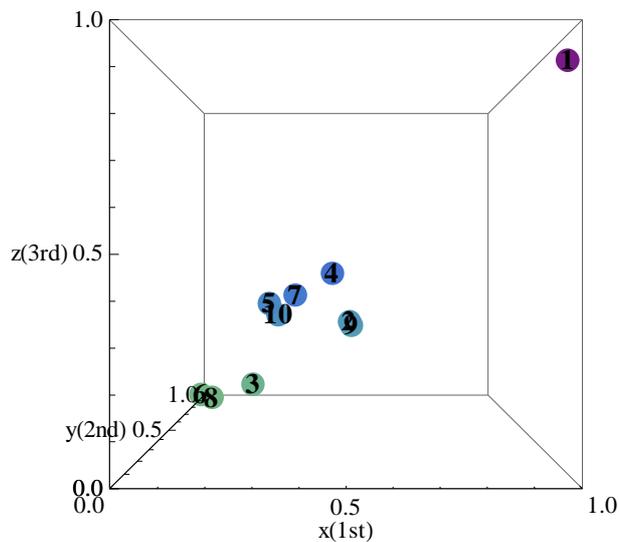


図 21 出力 1.5kW(x-z 平面)

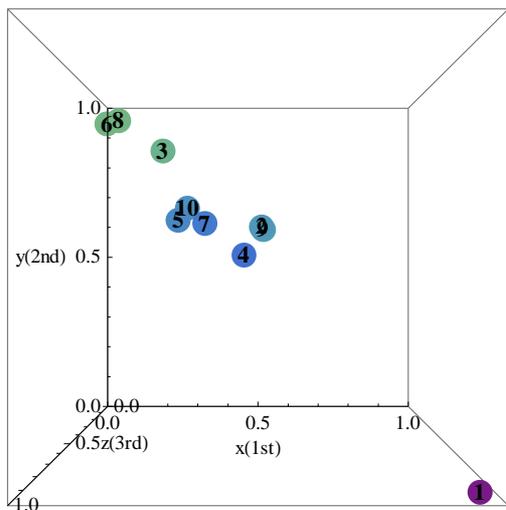


図 22 出力 1.5kW(x-y 平面)

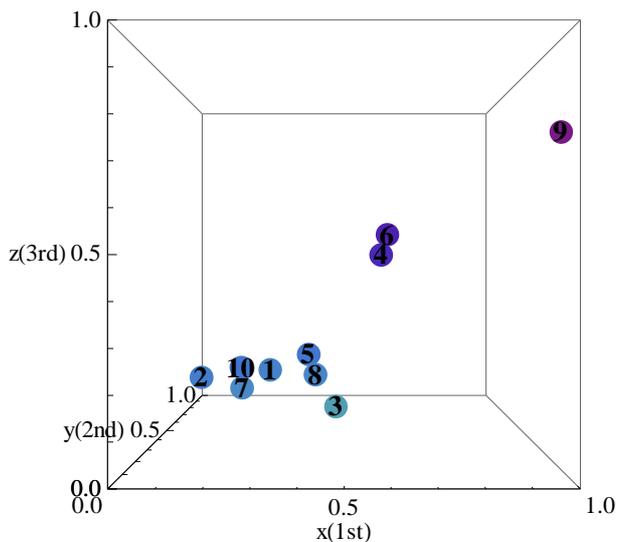


図 25 出力 3.0kW(x-z 平面)

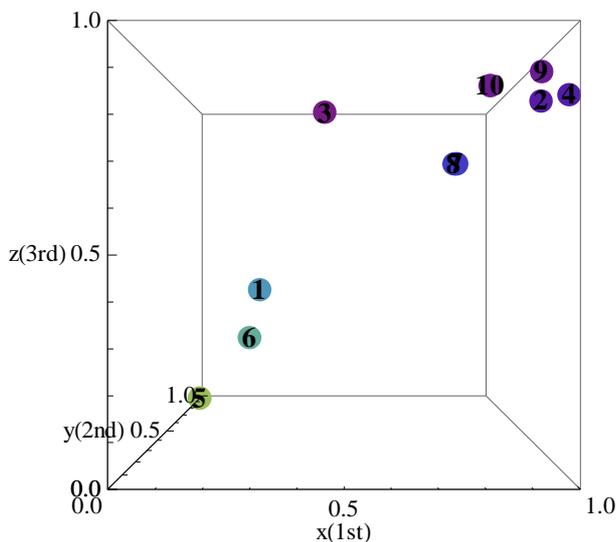


図 23 出力 2.0kW(x-z 平面)

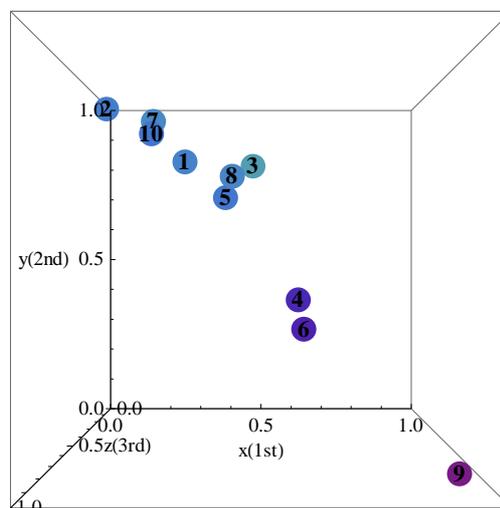


図 26 出力 3.0kW(x-y 平面)

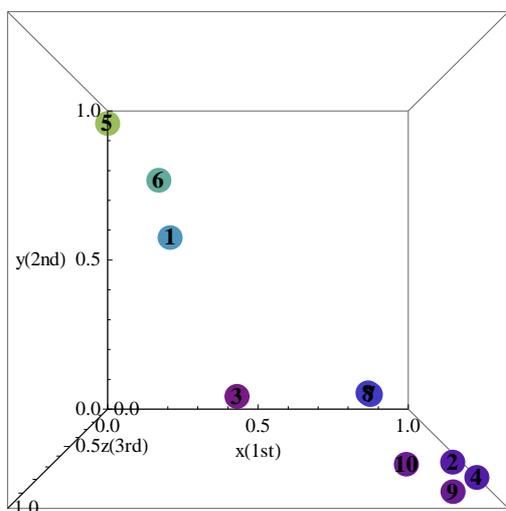


図 24 出力 2.0kW(x-y 平面)

図 17-26 から、力率を 1.0 に維持して発電機出力を定格の 0.5kW から 3.0kW まで変更して得られた音響情報は x, y, z 次元空間上で座標(0,1,0)から座標(1,0,1)の線上の近傍へ分布するが、図 17,18 出力 0.5kW では(0.4,0.4,0.4)近傍で局所的広がる分布、図 19,20 出力 1.0kW では座標(0,1,0)から座標(1,0,1)の線近傍へ分散的に分布、図 21,22 出力 1.5kW では座標(0.4,0.6,0.4) 近傍へ集中的に分布、図 23,24 出力 2.0kW では座標(1,0,1) 近傍へ集中的に分布、図 25,26 出力 3.0kW では(0.1,0.8,0.1) 近傍に集中的に分布する。

発電機出力を定格の 0.5kW から 3.0kW まで変更した場合で、図 21,22 に示す出力 1.5kW 結果中の座標(1,0,1)に位置する点①は他の場合と著しく異なる。このため、点①を削除した結果を図 27,28 に示す。

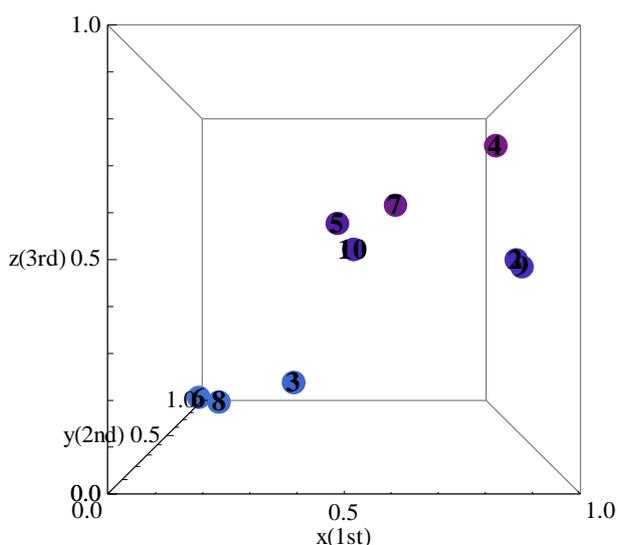


図 27 出力 1.5kW (x-z 平面、点①を削除)

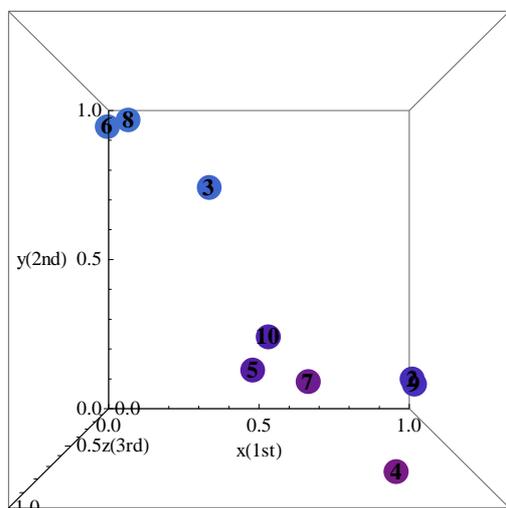


図 28 出力 1.5kW (x-y 平面、点①を削除)

図 27,28 から、座標(0,1,0)から(1,0,1)の線に沿って分散的分布している。従って、力率 1 の場合、出力に関係なく同様な音響情報と考えられる。

4 結論

本研究は従来全く利用されていない電気機器の駆動音を利用した健全性の評価から制御まで行う概念的にも原理的にも新しいシステム開発に基礎的な第一段階を行った。

本稿では、研究の大局的見通しを得るため電気機器駆動時の音響情報解析を行なった。実験室は比較的良好的な音環境であったが、日時を変えて測定した音響情

報に系統的・規則的なバラツキが存在した。このバラツキは周辺の騒音か電気機器に起因するかは区別できない。しかしながら、100%力率で駆動時に呈する規則的な特性から、無効電力が存在する非 100%力率状態では 100%力率の駆動時と本質的に異なる分布となることが判明した。

100%力率を維持して発電機出力を 0.5kW から 3.0kW まで変更した場合、出力が小さい場合は 100%力率で駆動時に呈する系統的な特性に近い特性である。しかし、出力が増加するとバラツキを持つ分布となる。

以上の結果から、無効電力が存在する非 100%力率駆動状態では 100%力率駆動時と本質的に異なる事が判明した。

参考文献

- [1] 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).
- [2] 菅井 桂子, 齋藤 兆古, 堀井 清之: 1/f ゆらぎ周波数解析による環境評価の提案、日本可視化情報学会, 第 38 回可視化情報シンポジウム 2010 年 7 月 20 日 (火)-21 日 (水) 工学院大学 (新宿校舎) Paper No. E108
- [3] 野嶋悟士, 齋藤兆古: バルクハウゼン信号の周波数ゆらぎ解析とその応用、*Journal of Magnetics Society of Japan*, Vol.35, No.4, 2011pp.380-385.

非接触給電用平面型変圧器の実験的解析

08X2081 福士 泰弘 指導教員 齊藤 兆古

概要

非接触給電はエアギャップにより分離されている 2 個のコアにそれぞれ一次・二次コイルを装着した変圧器が基幹要素とする。本論文では平面型のフェライトコアを使った平面変圧器を試作し、一次・二次間の結合係数や電力伝達効率などの特性を実験的に検討した結果を報告する。

1. 序論

生活の中で最も身近で利用されているエネルギーは電気エネルギーであり、近年の電気電子機器の増加はめまぐるしいものがみられる。家庭、事務所、工場、その他あらゆる場所に、パソコン、ファックス、携帯電話、空調機器、照明機器等の多くの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。

携帯電話などの日常生活で必須になりつつある電子機器に共通して言えることは、電源として電池を採用している点にある。換言すれば、大部分の携帯用電子機器は充電器を介して電池を充電しなければ機能しない。現在の電子機器では電池と充電機器の標準化がなされて無く、電子機器の種類に合わせて個々の充電器を必要とし、電源のみならず電源ケーブルの引き回しによる煩雑さを招いている。

本研究はこのような状況を打破する一方法として比較的大きな非接触空間を介在する給電システム用平面型変圧器の開発に関する基礎研究である[1]。

研究の動機となったのは、筆者の研究室で 1cm の空隙を介して 80% の電力伝送効率を達成した平面型非接触変圧器の開発に成功したことに起因する。

平面型非接触変圧器は一次・二次共に平面型のフェライトコア中にスパイラル状に巻かれた平面型コイルを配置した構造である。平面型非接触変圧器は、駆動時に磁束が平面型コイルの中心部へ集中するため、この種の非接触電源に共通する根本的問題である周辺へ分布する漏れ磁束を劇的に削減した変圧器である。

給電システム周辺の漏洩磁束問題をほぼ完全に解決した電気電子機器用の汎用非接触給電システムは電気エネルギー伝送の理想的な一形態と言える。

2 平面型非接触変圧器の実験的解析

2.1 基本構造

平面型非接触変圧器は内部にコイルを格納する窪みを持つ 2 個の円盤状フェライトコアと一次・二次コイルを形成するスパイラル状に巻かれた 2 個のコイルからなる。

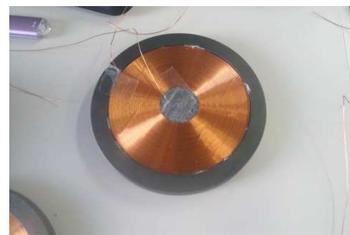
2.2 試作平面型非接触変圧器

本研究ではスパイラル状に巻いた一次・二次の平面コイルの巻き数、フェライトの厚さやコイルの導線径を変更した平面型非接触変圧器を試作した。

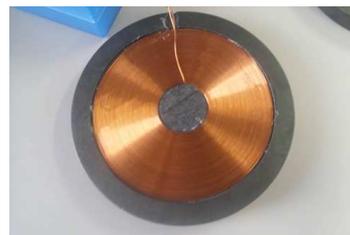
試作変圧器は以下の 3 種類である。表 1 は試作した変圧器の諸定数を示す。図 1 は試作した変圧器の概観を示す。

表 1 試作平面型非接触変圧器の諸定数

No.	諸定数	
1	フェライトの厚さ	2cm
	フェライトの直径	105mm
	コイル径	0.4mm
	コイル巻き数	75 回
2	フェライトの厚さ	2cm
	フェライトの直径	105mm
	コイル径	0.6mm
	コイル巻き数	50 回
3	フェライトの厚さ	2cm
	フェライトの直径	105mm
	コイル径	0.4mm
	コイル巻き数	37 回



(a) 変圧器 No. 1



(b) 変圧器 No. 2



(c) 変圧器 No. 3
図1 試作変圧器の概観

2.3 結合係数

結合係数 κ は変圧器の基礎的で最も重要な一性能指標である。変圧器の一次巻線と二次巻線間の磁束の結合度合いを示す係数であり、この値が大きいと漏れ磁束が少ない変圧器であり、一次側の入力エネルギーが磁束を介して二次側へ良好に伝達される。他方、この値が小さいと一次側の入力エネルギーが漏れ磁束として一次側へ多く蓄えられ、二次側へ伝達されるエネルギーが少なく、漏れ変圧器と呼ばれる。

図2へ示すように一次・二次コイルの結線を変更して結合係数 κ は測定される。図2で、 L_1 は一次側自己インダクタンス、 L_2 は二次側自己インダクタンスであり、 M は相互インダクタンスである。

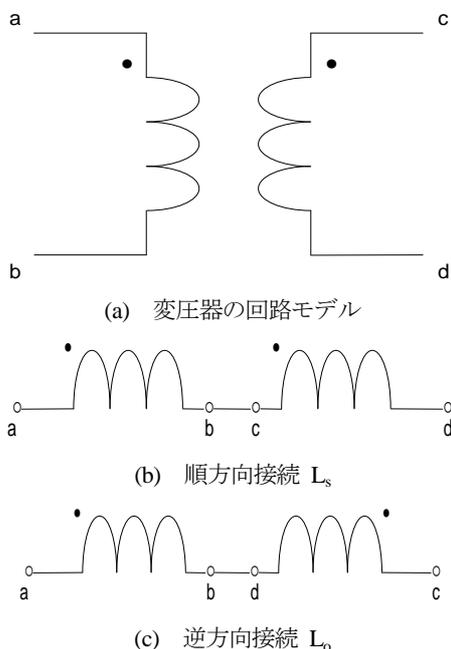


図2 結合係数 κ の測定

結合係数 κ は図2へ示す結線時のインダクタンス順方向インダクタンス L_s と逆方向インダクタンス L_o をインピーダンスアナライザで測定し、以下の計算で求められる。

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

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

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

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (4)$$

試作した変圧器の結合係数を表2に示す。

表2 試作した変圧器の結合係数 κ その1

供試変圧器		: 一次 : No1, 二次 : No1				
測定周波数		100Hz				
Gap [mm]		0	3	5	7	10
L1 [μ H]		3893	2666.5	1440	1219	998
L2 [μ H]		3910	2671	1432	1212.5	993
Ls [μ H]		15518	10475	5432	4522	3612
Lo [μ H]		121	175.5	230	320	410
κ		0.986	0.964	0.905	0.864	0.804
測定周波数		1000Hz				
Gap [mm]		0	3	5	7	10
L1 [μ H]		3873	2641	1409	1196.5	984
L2 [μ H]		3884	2657.5	1431	1210	989
Ls [μ H]		15445	10427	5409	4477	3545
Lo [μ H]		112	181	250	316.5	383
κ [%]		98.8	96.7	90.8	86.4	80.1
測定周波数		10000Hz				
Gap [mm]		0	3	5	7	10
L1 [μ H]		3899	2656.5	1414	1201.5	989
L2 [μ H]		3910	2663.5	1417	1200.5	984
Ls [μ H]		16779	11280	5781	4665.5	3550
Lo [μ H]		112	179.5	247	319.5	392
κ [%]		106.7	104.3	97.7	90.5	80.0
測定周波数		30000Hz				
Gap [mm]		0	3	5	7	10
L1 [μ H]		4000	2712	1424	1206	988
L2 [μ H]		4014	2721	1428	1208.5	989
Ls [μ H]		17450	11460	5470	4520	3570
Lo [μ H]		112	179.5	247	316.5	386
κ [%]		108.2	103.8	91.6	87.0	80.5

図3は表2の結果を図示した結果である。

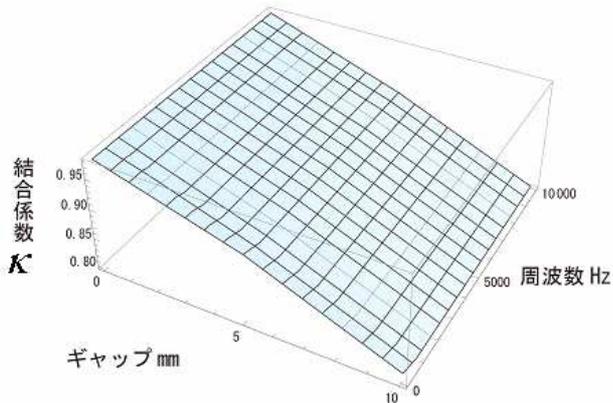


図3 結合係数、周波数およびギャップの関係

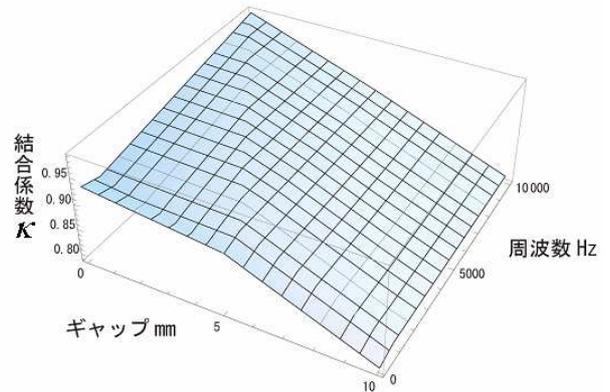


図4 結合係数、周波数およびギャップの関係

表2と図3の結果は結合係数が殆ど周波数に無関係であることがわかる。

表3と図4は一次側と二次側の変圧器をNo.1とNo.2とした場合の結合係数 κ を示す。

表3 試作した変圧器の結合係数 κ その2

供試変圧器		: 一次: No1、二次: No2				
測定周波数		100Hz				
Gap [mm]		0	3	5	7	10
L_1 [μ H]		3262	2356	1450	1225	1000
L_2 [μ H]		1451	1060	669	571	473
L_s [μ H]		8601	6264	3927	3243	2559
L_o [μ H]		486	426.5	367	370.5	374
κ [%]		93.3	92.3	90.4	85.9	79.4
測定周波数		1000Hz				
Gap [mm]		0	3	5	7	10
L_1 [μ H]		3252	2348.5	1445	1221	997
L_2 [μ H]		1483	1073	663	558	453
L_s [μ H]		8602	6251	3900	3216.5	2533
L_o [μ H]		441	382	323	346	369
κ [%]		92.9	92.4	91.4	86.9	80.5
測定周波数		10000Hz				
Gap [mm]		0	3	5	7	10
L_1 [μ H]		3277	2367.5	1458	1228	998
L_2 [μ H]		1500	1085	670	564.5	459
L_s [μ H]		9244	6574.5	3905	3223	2541
L_o [μ H]		438	383.5	329	349.5	370
κ [%]		99.3	96.6	90.5	86.3	80.2
測定周波数		30000Hz				
Gap [mm]		0	3	5	7	10
L_1 [μ H]		3469	2478.5	1488	1245	1002
L_2 [μ H]		1580	1130	680	565	450
L_s [μ H]		9120	6511	3902	3212	2522
L_o [μ H]		440	390	340	353	366
κ [%]		92.7	91.4	88.5	85.2	80.3

表4 試作した変圧器の結合係数 κ その3

供試変圧器		: 一次: No1、二次: No3				
測定周波数		100Hz				
Gap [mm]		0	3	5	7	10
L_1 [μ H]		3792	2587	1382	1195	1008
L_2 [μ H]		876	613	350	294	238
L_s [μ H]		8355	5748	3141	2585.5	2030
L_o [μ H]		1075	807	539	500.5	462
κ [%]		99.9	98.1	93.5	87.9	80.0
測定周波数		1000Hz				
Gap [mm]		0	3	5	7	10
L_1 [μ H]		3768	2578.5	1389	1190.5	992
L_2 [μ H]		869	607.5	346	289.5	233
L_s [μ H]		8314	5722.5	3131	2565.5	2000
L_o [μ H]		1063	784.5	506	481.5	457
κ [%]		100.2	98.6	94.7	88.7	80.2
測定周波数		10000Hz				
Gap [mm]		0	3	5	7	10
L_1 [μ H]		3806	2596	1386	1190	994
L_2 [μ H]		873	612.5	352	291.5	231
L_s [μ H]		8351	5743	3135	2568	2001
L_o [μ H]		1070	791.5	513	483.5	454
κ [%]		99.9	98.2	93.8	88.5	80.7
測定周波数		30000Hz				
Gap [mm]		0	3	5	7	10
L_1 [μ H]		3780	2579	1378	1183.5	989
L_2 [μ H]		888	633	378	300	222
L_s [μ H]		8383	5759	3135	2568	2001
L_o [μ H]		1066	788	510	482	454
κ [%]		99.8	97.3	90.9	87.5	8.5

表3と図4の結果はギャップが小さい場合、結合係数は周波数が高いほど大きくなる傾向がある。

表4と図5は一次側と二次側の変圧器をNo.1とNo.3

とした場合の結合係数 κ を示す。

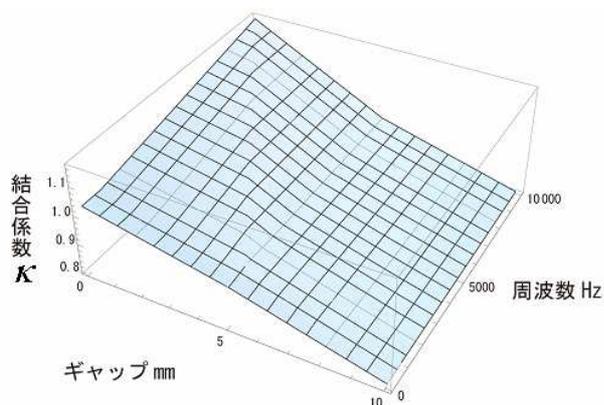


図5 結合係数、周波数およびギャップの関係

表4と図5の結果はギャップが小さい場合、結合係数は周波数が高いほど大きくなる傾向があり、これは表3と図5の場合より顕著となった。

以上の結果から、試作した平面型フェライトコア型を用いた単相変圧器は10[mm]程度のエアギャップが存在しても十分な磁気的結合を維持することが判明した。

2.3 効率

給電システムの最も重要な性能指標である電力伝送効率を調べる。

図8はに効率測定時の状況を示す。負荷抵抗は周波数によって表皮効果など電流の不均一分布に起因して表5に述べてあるように変化する。

表5 負荷抵抗値の周波数に対する変化

抵抗値 [Ω]	周波数 [Hz]
11~12	10000
16~17	30000



図6 効率測定時の状況

効率の測定の結果を表5に示す。

表5 電力の伝送効率

供試変圧器		一次：No.1、二次：No.1					
測定周波数		100Hz					
Gap(mm)	0	2	4	6	8	10	
効率(%)	45	40	37	35	30	24	
測定周波数		1000Hz					
Gap(mm)	0	2	4	6	8	10	
効率(%)	42	40	40	33	28	24	
測定周波数		10000Hz					
Gap(mm)	0	2	4	6	8	10	
効率(%)	50	42	38	35	33	22	
測定周波数		30000Hz					
Gap(mm)	0	2	4	6	8	10	
効率(%)	62	56	55	40	30	25	
供試変圧器		一次：No.1、二次：No.2					
測定周波数		30000Hz					
Gap(mm)	0	2	4	6	8	10	
効率(%)	52	50	44	35	25	22	
供試変圧器		一次：No.1、二次：No.3					
測定周波数		30000Hz					
Gap(mm)	0	2	4	6	8	10	
効率(%)	57	58	50	38	38	28	

表5の結果は、電力伝送効率は一次を巻き数が多いコイル、二次コイルを少ない巻き数のコイルで形成した場合に伝送効率が向上する傾向が見られる。しかし、実用的には未だ不十分であり、二次共振などを利用して伝送効率を大幅な向上が必要である。

3 結論

本論文では、非接触給電システムの根幹要素である一次・二次コイル分離型変圧器を試作し、試作変圧器の結合係数及び電力伝送効率の測定を行った。

試作した平面変圧器の効率は結合係数よりもエアギャップが支配的であり、周波数を上げると伝送効率の向上が期待できることが判明した。

残る課題は EMC(ElectroMagnetic Compatibility)問題のみならず電力の伝送効率向上にある。一次側を多い巻き数コイル、二次側を少ない巻き数のコイルとし、二次コイルに並列にコンデンサを装着し、二次共振を行えば伝送効率の向上も期待できる。

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.

渦電流分布の赤外線画像を利用した金属の非破壊検査

工学部情報電気電子工学科 06d3083 野口 智生 指導教員 齋藤 兆古

論文概要

本研究では磁性体を含むあらゆる種類の金属材料を検査対象とする赤外線による知的非破壊検査・監視技術の一端を構築することを目指す。本研究で使用した赤外線カメラには AGC(Automatic Gain Control)機能が組み込まれている。これは対象物の赤外線画像中で支配的温度に合わせて感度を最大に自動制御する機能であり、絶対温度分布の可視化を不可能にする。このため、本論文では赤外線カメラを使用して撮影された相対温度表示の赤外線画像を、コンピュータの論理的演算機能を利用して、絶対温度表示の赤外線画像へ変換し、測定対象物の渦電流加熱による温度変化から応力検査を可能とすることを目的としている。

1 序論

映像情報による診断は、様々な分野で極めて具体的な状態把握を可能にする。例えば言語の異なる民族間でも映像情報を用いることで意思疎通が可能となるように人間の視覚情報処理は大変有効な知的機能である。

近年、商品の品質管理・保証に、赤外線カメラを用いた非破壊検査の技術が実用化されている。この背景として、赤外線カメラの普及と監視技術の高度化が挙げられる。

また、現代文明を支える多くの構造物は鉄を含む構造体で構成されている。構造物の非破壊検査は人工的構造物の根幹を支える検査技術であり、その重要性は人類文明を支える根幹技術の一つであろう。例えば、渦電流(Eddy Current Testing)を利用した非破壊検査は、非磁性体金属に対して極めて効果的な検査手段であるが、磁性体に対して、解決すべき課題が未だに残されている。

2 理論

2.1 赤外線

赤外線とは可視光の赤色よりも波長が長く、ミリ波長の電波よりも波長の短い電磁波全般を指し、人の目では見ることができない光である。

赤外線の波長はおよそ $0.7[\mu\text{m}] \sim 1000[\mu\text{m}]$ に分布する。すなわち、可視光線と電波の間に属する電磁波である。赤外線は波長によって、近赤外線、中赤外線、遠赤外線に分けられる。性質として可視光より波長が長いと、目に見えず可視光は明暗に関係しない。

あらゆる物体は全て絶対零度以上の温度を持っていて、それらの絶対零度以上の温度を持つ物体から

個々の温度に対応した強さの赤外線が放射されている。よって、赤外線領域を検知する映像装置を使用することで熱源となる物体や生物の存在を検知することが可能である。

赤外線強度を解析することで温度分布を割り出し表示する装置がサーモグラフィ(熱映像)である。すなわち、赤外線は熱線としての性質を持ち、温度の高い物体ほど赤外線を強く放射する。

2.2 赤外線カメラ

本研究において使用した赤外線カメラは「三菱サーマルイメージャ(形式 IR-SC 1 三菱電機株式会社)」である。



図 1 赤外線カメラ

赤外線カメラで撮影された赤外線画像は、測定対象物の温度分布をモノクロ濃淡情報として表示し、温度の高い部分を白色、温度が低い部分を黒色で可視化する。

一例として、水とお湯を入れたコップをデジタルカメラと赤外線カメラで撮影した画像を比較する。

図 2 はデジタルカメラで撮影した画像であり、この画像からコップの水の温度の違いを感知することができない。しかし、図 3 の赤外線カメラで撮影した画像からコップの水の温度は白が高温、黒が低温として感知可能である。



図 2 デジタルカメラによる水とお湯の画像

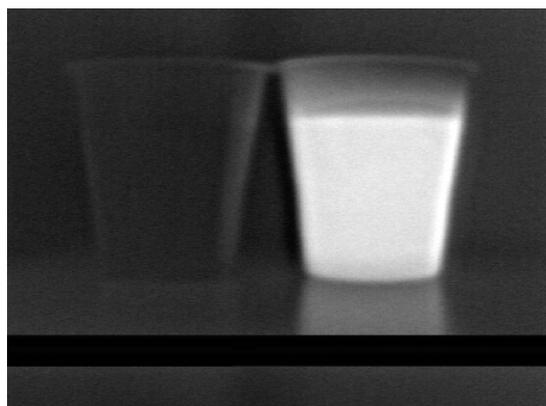


図 3 赤外線カメラによる水とお湯の画像

2.3 Automatic Gain Control

本研究では赤外線ビデオカメラで撮影した赤外線可視化動画を絶対温度分布動画へ変換することを基幹技術とする。

赤外線動画から絶対温度分布動画への変換で最も問題となるのが、殆んど全ての赤外線ビデオカメラに組み込まれている AGC(Automatic Gain Control) である。

AGC とは赤外線カメラの感度レンジを撮影対象の温度分布中で最も支配的な温度に設定し、ダイナミックレンジを自動制御する機能である。この機能は、感度のダイナミックレンジが限られた赤外線 CCD を用いて広範囲な温度幅の撮影を高コントラストで可能とし、赤外線カメラの適用範囲をより広汎な温度へ対応可能

とする。

もし、赤外線カメラに AGC が備わっていない場合、温度感知範囲が限定されてしまい、不測の温度に対する熱画像の撮影が困難となる。

しかし、AGC 機能を持つ赤外線カメラはダイナミックレンジを自動的に最適化するので、相対的な温度分布を把握するのに極めて有効ではあるが、絶対的な温度分布画像の撮影を不可能とする。

可動部分や動力源を含むシステムにおいては、相対的な温度分布よりも遙かに絶対的な温度分布が必要とされる。これは多くの機器が特定の許容絶対温度内で正常に機能すべく設計されていることから自明である。

これらから、大多数の AGC 機能を利用した単純な赤外線可視化画像から、各種機器の適正動作温度を監視する高精度な持続的監視システム構築は困難である事がわかる。

2.4 計算機中の赤外線データ

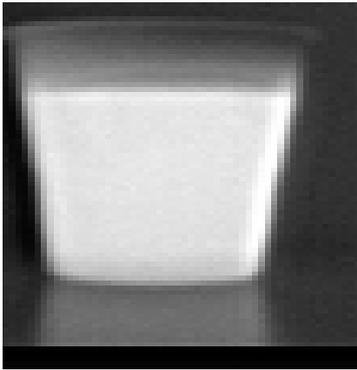
ここでは赤外線カメラを使用して撮影された赤外線画像がコンピュータ中でどの様に表されるかを述べる。

赤外線カメラの画像データを計算機の演算機能を利用して絶対温度分布画像へ変換する場合、温度分布として表示されるモノクロ濃淡情報は計算機中で画素値の分布として表わされ、0~255 の 8 ビット整数値を用いて画像濃淡を表現される。画素値 0 で黒色、画素値 255 で白色を表し、中間色はその間の数値で表現される。

一例として、図 4 のお湯の入ったコップの画像を、図 5 には図 4 の赤外線画像を、さらに図 5 の赤外線画像を計算機に取り込み表示された画素値分布の概略を図 6 へ示す。図 4,図 5,図 6 からわかるように、温度の高い部分ほど、画素値が大きく、白色で表示さる。



図 5 お湯の画像



52	82	99	83	77	68	63	61	56	52
38	81	135	121	117	111	109	107	109	45
28	91	228	220	217	218	218	211	202	38
22	60	246	230	229	230	231	238	187	37
22	30	246	226	229	231	229	243	147	40
25	7	237	229	230	229	227	254	100	42
27	0	223	226	226	226	223	255	67	43
27	0	203	230	226	226	224	252	38	38
41	26	123	190	195	196	193	173	41	47
41	35	91	94	91	92	94	102	49	50
46	47	115	122	122	121	122	127	64	54
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

図 6 お湯の赤外線画像

図 7 お湯の画素値分布

2.5 AGG と画素値

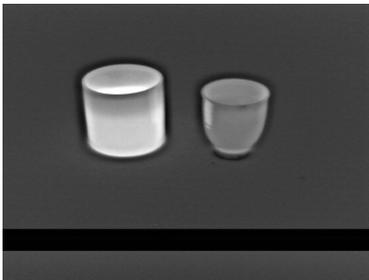


図 8 左:56.0[°C]、右:35.2[°C]のお湯

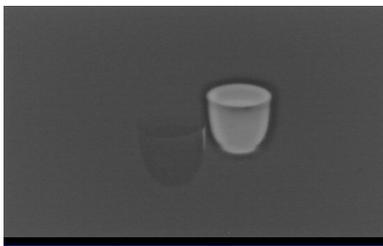


図 9、左:18.2[°C]、右:35.2[°C]のお湯

実際に AGC が機能した場合の画素値の変化を示す。図 8 は 56.0°C のお湯と 35.2°C のお湯の赤外線画像である。図 9 は図 8 の 35.2°C のお湯と 18.2°C の赤外線画

像である。

図 8,9 の赤外線画像を比較すると、お湯部分を構成する画素値は図 8、図 9 の左から順に 201,122,114,70 となる。これはお湯の温度に変化は無くとも同時に撮影される環境に応じて赤外線カメラの出力が変化することを意味する。

このため、赤外線画像を構成する画素値のみから正確な温度を得ることは困難である。これが赤外線カメラを用いた絶対温度測定的基本的な問題点である。

2.6 画素値と温度の関係

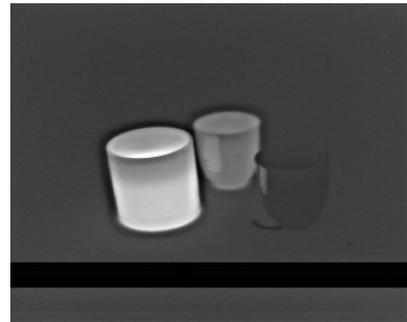


図 10 異なる温度のお湯画像

図 10 は 3 種類のそれぞれ温度の異なる湯を入れたコップの赤外線画像である。図 10 で、上段左が一番高温になっており、その温度は左が 56.0°C、中心が 35.2°C、右が 18.2°C である。

図 10 の赤外線画像のお湯部分を構成する画素値は高温から順に 202,122,69 となる。赤外線画像を構成する画素値と温度も指数関数的に変化するため図 11 に示すように両対数グラフで表示する。

図 11 から、温度と画素値は明らかに指数関数的関係であり、この関係を用いて画素値を温度へ換算すれば絶対温度分布の可視化画像を得ることが可能となる。図 11 は画素値と温度の関係を図示したものである。

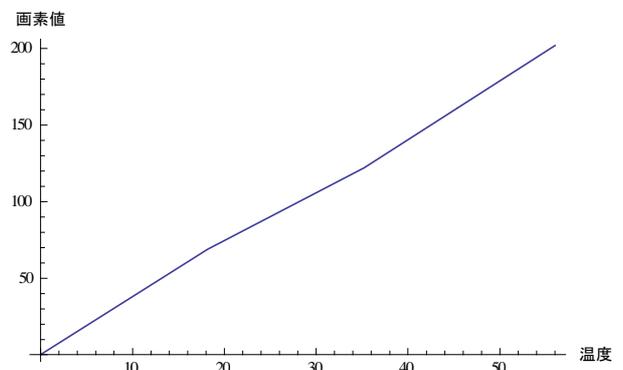


図 11 画素値と絶対温度の関係

2.7 基本温度同時撮影法による絶対温度画像



図 12 基準温度同時撮影法の実例とする対象

2.6 節で述べた画素値と温度の関係を用いて赤外線画像を絶対温度分布画像へ変換する手法について説明する。

図 12 は基準温度同時撮影法の実例とする対象である。同図で、画像手前にある鉄板が温度分布を得たい検査対象である。

検査対象と同時にあらかじめ温度のわかっているお湯（画像奥のコップ）を基準温度として同時に撮影しておく。次に図 12 を赤外線カメラで撮影し、赤外線画像を構成する画素値と温度の関係を基準温度で正規化し、これにより、たとえ AGC が機能していたとしても、赤外線画像を構成する画素値全てに温度が割り振られ、絶対温度分布画像へ変換することが可能となる。この手法を「基準温度同時撮影法」と呼ぶ。

「基準温度同時撮影法」の基本的な着想は、長さなど既知の情報を持つ対象を画像中に同時に写しこみ、全体の画像中で、幾何学的情報が既知の対象画像を基準として幾何学的情報が未知である対象物の幾何学的情報を求める航空写真に拠る地図作成法と同様である。

「基準温度同時撮影法」は、温度が既知である対象の赤外線画像を構成する画素値と温度の関係を把握しなければならないが、AGC 問題、赤外線反射率問題を解決する方法として極めて有効である。

図 12 では、お湯を基準温度として熱電対温度計を使用している。また、お湯と検査対象物の反射率が等しいと仮定して実験を行っており、この仮定は、基準温度として検査対象物と同じ材質（反射率）の物体、若しくは検査対象物の検査対象物中の複数点の温度が測定可能であれば、厳密な温度計測が可能であること

を意味する。

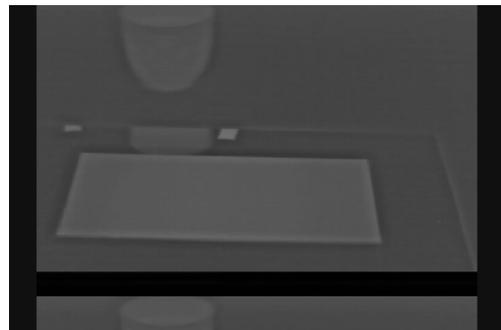
3 鉄板の絶対温度測定

3.1 IH 調理器による渦電流分布推定

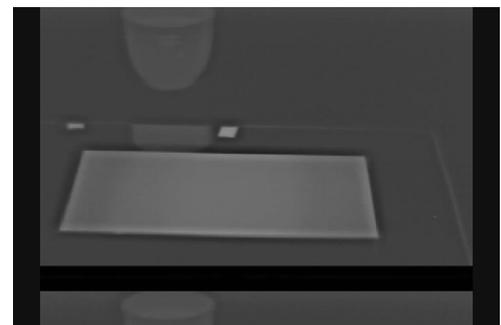
家庭用 IH 調理器で 200mm×100mm×10mm の 1 枚の鉄板を誘導加熱した。用いた IH 調理器は「SONY SONETT（形式 81-15755SONY）100V 1.2KW」である。



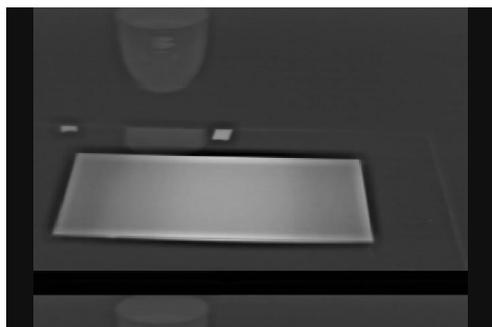
図 13 IH 調理器の画像



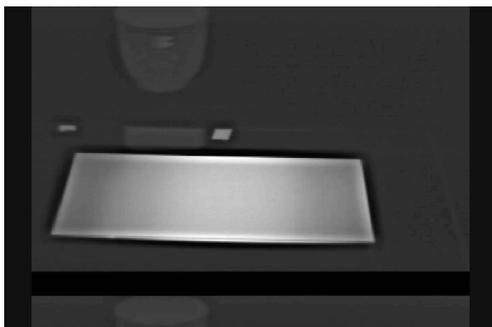
(a)30 秒



(b)60 秒



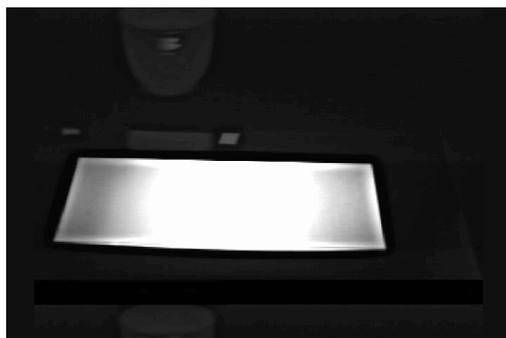
(c)90 秒



(d)120 秒



(e)150 秒



(f)180 秒

図 14 IH 調理器による鉄の加熱赤外線画像

3.2 鉄板中のクラック探索

ここでは 2 枚の鉄板を使い、模擬的に鉄板内部の傷の探索を行う。



図 15 鉄板の画像

図 15, 16 はそれぞれ 200mm×100mm×10mm の鉄板と、それを 2 等分に切断した鉄板の画像である。

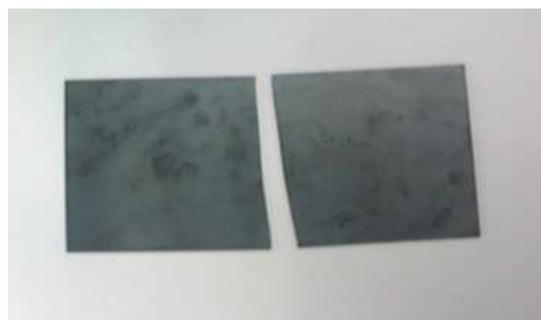
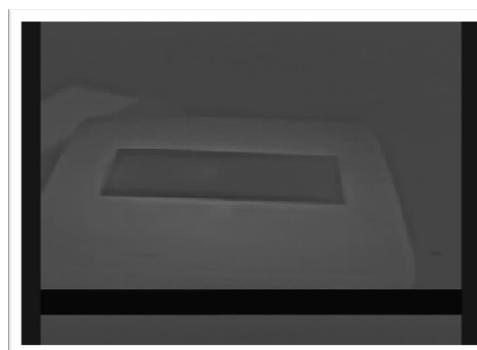


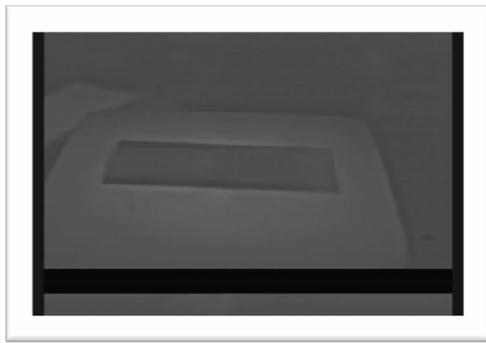
図 16 鉄板の画像

図 16 の 2 分割された鉄板へ図 15 の鉄板を重ねて鉄内部の傷を模擬した。この重ねた鉄板を、IH 調理器を用いた渦電流による加熱過程の赤外線画像を図 17 に

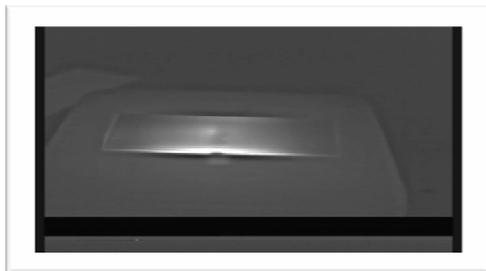


示す。

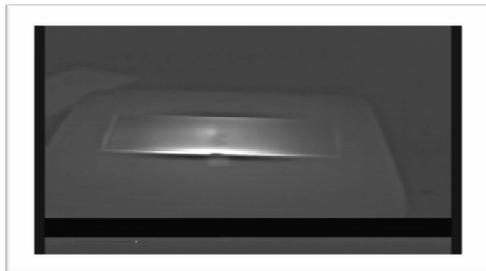
(a)0 秒



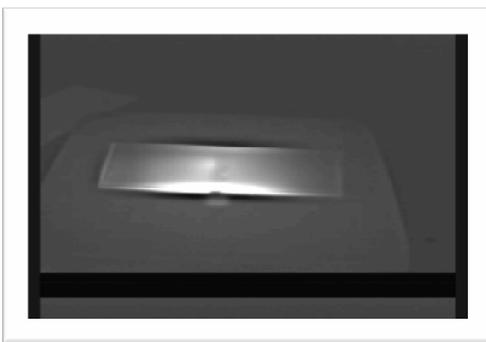
(b)30 秒



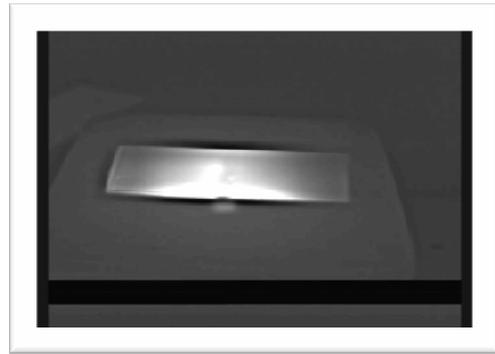
(c)60 秒



(d)90 秒



(e)120 秒



(f)150 秒

図 17 鉄板の渦電流による過渡温度上昇

図 17(a)-(f)より誘導加熱開始から 120 秒位から微少であるが中央部に熱変化が観察され始める。これは、IH 調理器によって図 16 に示す鉄板が渦電流によって加熱され、図 15 に示す重ねた鉄板へ熱伝達する過程で、傷の部分に起因して熱伝達が均一になされないことに起因すると考えられる。さらに、中央の変化部の画素値は 60 秒から 150 秒の間で 99, 131, 179 と変化が見られた。よって、これらの画素値の比較は、表面から探知できない鉄内部の欠損の有無が明確に判定可能であった。

4 結論

本論文では、赤外線画像を構成する画素値と絶対温度が指数関数的に関係すると仮定して、両者を両対数グラフへプロットすることで、画素値を絶対温度へ換算する「基準温度同時撮影法」の一応用例を述べた。

換言すれば、赤外線画像に基準温度として既知の温度を持つ物体を同時に撮影し、温度と熱画像の画素値間の校正曲線を用いて得られる絶対温度は、熱電対温度計と同程度の分解能を持つ温度画像であると考えられる。

「基準温度同時撮影法」と渦電流による誘導過熱を利用した非破壊検査法の一例を示した。その結果、検査対象金属中の欠陥部分を抽出することに成功した。また、「基準温度同時撮影法」を用いれば、欠陥部分の温度変化を連続監視することも可能である。

この結果は、我々が目的としている画像処理技術、すなわち、画像認識・識別・監視技術を含めた、赤外線画像情報による知的非破壊検査・監視技術の強力な基幹技術開発の一端が示されたと言える。

謝辞

本論文作成にあたり、齋藤兆古教授には、多くのご指導をして頂き、深く感謝致します。

参考文献

- [1] 鈴木 剛、齋藤 兆古：赤外線ビデオカメラを用いた電流分布の可視化とその応用(法政大学 2008 年度修士論文)
- [2] 齋藤兆古：*Mathematica* による画像処理入門、朝倉書店