

非接触給電技術に関する基礎的研究

Fundamental Study of Contactless Power Suppliers

高田 将吾

Shogo TAKADA

指導教員 齊藤兆古

法政大学大学院工学研究科電気工学専攻修士課程

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

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

Key Words: Contact-less power supplier, Magnetic field visualization, Wavelets multi-resolution analysis

1. 緒 論

半導体技術の発展は、電気・電子機器の小型軽量化のみならず、インテリジェント化を可能とし、爆発的な電気・電子機器の普及をもたらした。その結果、高周波で駆動される電気・電子機器は生産設備のみならず家電機器まで広汎に普及し、家庭、事務所、工場、その他あらゆる場所でパソコン、ファックス、携帯電話、空調設備、照明機器等の多くの電気・電子機器が設置され、必要不可欠な文明の利器として活用されている。それらの電気・電子機器が空間を占める密度は、従来想定不可能な密度である。この意味で、現代の人工空間はあらゆる周波数の電磁界で満たされている。この過酷な電磁環境中에서도、電気・電子機器は誤作動をすることなく円滑にそれらの機能を発揮しなければ、人類の文明生活が維持できない状況に至っている。換言すれば、あらゆる周波数の電磁界で満たされた空間の中で人類は生活を強いられている状況である。電気・電子機器に対してだけでなく人類に対しても可能な限り、高周波の電磁界が分布しない自然な空間が望ましいことは言うまでもない。

近年、地球温暖化対策のために電気自動車の開発が急務となっている。電気自動車普及の大きなボトルネックとして電気自動車への給電システムとそのインフラがある。

本稿は電気自動車を前提とする非接触給電システム開発に関するものであり、具体的には非接触給電システムが与える周辺電磁界分布の可視化とそのウェーブレット解析である。

2. 磁界分布の可視化

2.1 一次・二次コア分離型単相変圧器

非接触給電システムでは一次・二次コイル分離型の変圧器を採用するため、空隙を介して電力電送を行う。変圧器のコア材は比較的重量があるため、コア材の量を削減する方途として高周波駆動が一般的である。高周波特性のよい磁性材料はフェライトである。我々の非接触給電システムでは、Fig. 1 に示す 2 個の U 字型フェライトを用いた一次・二次コイル分離型単相変圧器と Fig. 2 に示す 2 枚の平面型フェライトを用いた一次・二次コイル分離型単相変圧器を試作した。

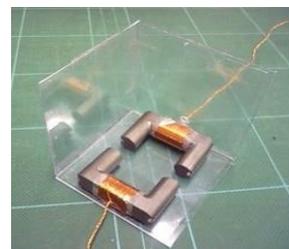


Fig.1 U shape ferrite core transformer



Fig.2 Flat shape ferrite core transformer

2.2 磁界ベクトル分布

Fig. 3 に U 字型フェライトを用いた変圧器で、フェライトコアヘッド間が 10mm である場合の磁界ベクトル分布図を示す。一次・二次のフェライトコアヘッドに平行な x-y 平面で、フェライトコアヘッド面に垂直な方向を高さ z 方向として、高さ (z 方向) を 10mm 毎に 4 段階変更して、磁界の xyz の 3 成分を測定した。また、磁界分布測定には、二次側端子を開放している。

Fig. 4 に平面型フェライトを用いた変圧器で、コア間が 40mm である場合の磁界ベクトル分布図を示す。一次・二次の平面型フェライトコアに平行な x-y 平面で、平面型フェライトコア面に垂直な方向を高さ z 方向として、高さ (z 方向) を 10mm 毎に 4 段階変更して、コア間の磁界の xyz の 3 成分を測定した。この場合も U 字型コアと同様に、磁界分布測定時には、二次端子を開放している。

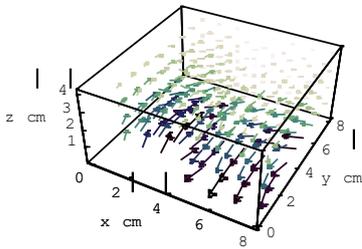


Fig.3 Magnetic field vector distribution around the U shape ferrite core transformer

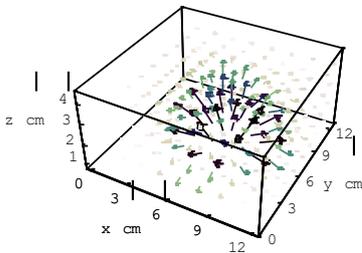


Fig.4 Magnetic field vector distribution around the flat shape ferrite core transformer

3. 磁界ベクトル分布のウェーブレット解析

3.1 理論

一般に、3 次元のウェーブレット変換は、3 次元行列の転置行列を

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

で表すと、

$$\mathbf{S} = \left[W_n \cdot \left[W_m \cdot \left[W_l \cdot \mathbf{H}_{lmn} \right]^T \right]^T \right]^T \quad (2)$$

で与えられる。ここで、 \mathbf{S} はウェーブレットスペクトラム、 \mathbf{H} は $l \times m \times n$ の直方マトリックス、 W_l 、 W_m 、および W_n はそれぞれ $l \times l$ 、 $m \times m$ 、 $n \times n$ のウェーブレット変換行列である。さらに、 \mathbf{H} の各要素が x、y、z 方向の 3 成分からなるベクトル

$$\mathbf{H} = \mathbf{X} + \mathbf{Y} + \mathbf{Z} \quad (3)$$

であるとき、式(1)、(2)より

$$\mathbf{S} = \left[W_n \cdot \left[W_m \cdot \left[W_l \cdot (\mathbf{X} + \mathbf{Y} + \mathbf{Z}) \right]^T \right]^T \right]^T \quad (4)$$

が得られる。ここで \mathbf{X} 、 \mathbf{Y} 、 \mathbf{Z} はそれぞれ直交するベクトルであるから式(4)は

$$\begin{aligned} \mathbf{S} &= \left[W_n \cdot \left[W_m \cdot \left[W_l \cdot \mathbf{X} \right]^T \right]^T \right]^T \\ &+ \left[W_n \cdot \left[W_m \cdot \left[W_l \cdot \mathbf{Y} \right]^T \right]^T \right]^T \\ &+ \left[W_n \cdot \left[W_m \cdot \left[W_l \cdot \mathbf{Z} \right]^T \right]^T \right]^T \end{aligned} \quad (5)$$

となる。すなわちベクトルデータのウェーブレット変換スペクトラムは各成分のウェーブレット変換スペクトラムを成分とするベクトルである[4]。

3.2 磁界ベクトル分布の解析

Figs. 3、4 で示した 3 次元磁界ベクトル分布へウェーブレット変換を適用する。

Figs. 3、4 に示したベクトルデータを x、y、z 成分ごとにウェーブレット変換し、ウェーブレットスペクトラムを求める。Figs. 3、4 ともに基底関数にドビッシーの 2 次基底関数を使用する。

Fig. 5 に U 字型フェライトコアを用いた場合のベクトルウェーブレットスペクトラム、Fig. 6 に平面型フェライトコアを用いた場合のベクトルウェーブレットスペクトラムを示す。

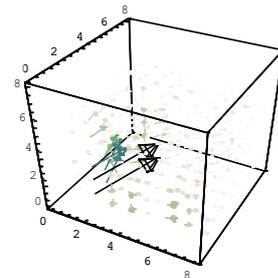


Fig.5 Wavelet spectra of the transformer employing U shape cores

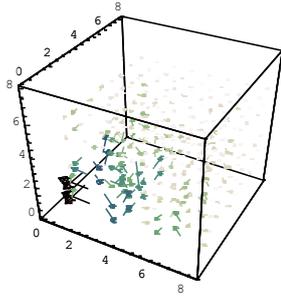
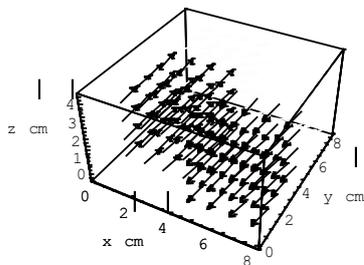


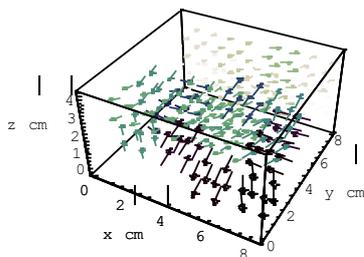
Fig.6 Wavelet spectra of the transformer employing flat shape cores

Figs. 5、6 は複数個のベクトルウェーブレットスペクトラムからなる。すなわち、Figs. 5、6 は空間周波数別に空間周波数の低い、最も支配的なウェーブレットスペクトラムと空間周波数が高いウェーブレットスペクトラムからなる。Figs. 5、6 に於けるベクトルウェーブレットスペクトラムへ離散値系ウェーブレット変換の多重解像度解析を適用する。すなわち、Figs. 5、6 に於けるベクトルウェーブレットスペクトラムへそれぞれを独立にウェーブレット逆変換して再現された3次元磁界ベクトル分布を空間周波数の低いウェーブレットスペクトラムから順に、Level 1、Level 2、Level 3として、Figs. 7、8に示す。

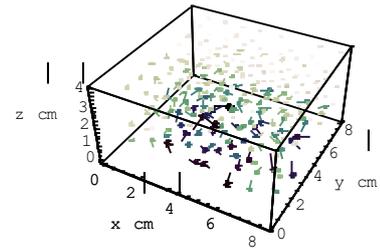
Fig. 7(a)は明らかに空間に漏れのない無い、一次側コアと二次側コア間で磁気結合がなされている理想的な磁界分布を表しており、Figs. 7(b)、(c)は磁氣的結合に直接寄与しない漏れ磁界分布を表している。



(a) LEVEL 1

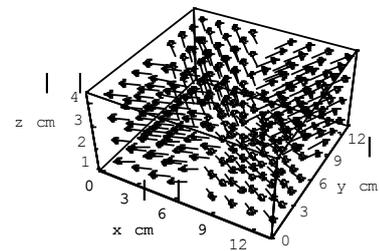


(b) LEVEL 2

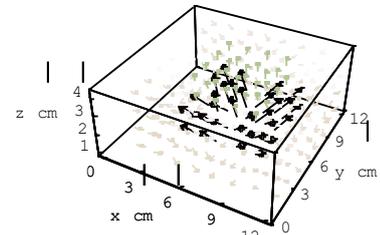


(c) LEVEL 3

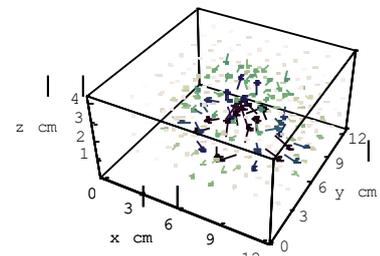
Fig.7 The wavelet multi-resolution analysis results of the transformer employing U shape cores



(a) LEVEL 1



(b) LEVEL 2



(c) LEVEL 3

Fig.8 The wavelet multi-resolution analysis results of the transformer employing flat shape cores

Figs. 8(a)、(b) は一次側コアと二次側コア間で磁氣的結合がなされている磁界分布を表しており、Fig. 8(c)は磁氣的結合に直接寄与しない漏れ磁界分布を表している。

平面型フェライトコアを用いた変圧器では最低レベルの磁界ベクトル分布の他にも高次レベルの磁界ベクトル分布が磁氣的結合に寄与する。これが平面型変圧器特有の磁界ベクトル分布であろう。すなわち、U字型フェライトコアを用いた変圧器と平面型フェライトコアを用いた変圧器はその磁氣的結合様式が相補的な形で異なるためである。言い換えれば、U字型フェライトコアを使った変圧器は磁氣的結合がU字型に沿った直線的磁界ベクトルによってなされるため、一定方向へ磁界ベクトルが揃ったレベル1のスペクトラムが理想的な磁界ベクトルを再現する。しかし、平面型フェライトコアを持つ変圧器ではコアの中心から噴水状に広がる磁界ベクトルによって磁氣的結合がなされるため、低次のウェーブレットスペクトラムに加え高次のウェーブレットスペクトラムが平面型コア特有の噴水状磁界ベクトルを良好に表現可能とすることに拠る[11]。

このことを吟味するため、平面型フェライトコアを用いた変圧器に対して有限要素法を適用し、理論上の磁界ベクトル分布を求める。採用した電磁界解析用有限要素法パッケージはAnsoft社の学生用フリーソフトMaxwellSVである[6]。

平面型フェライトコアを用いた変圧器は明らかに円盤状磁性体コアを中心とする軸対象モデルで表現可能である。このため、有限要素法解析モデルとして平面型フェライトコアを用いた変圧器モデルを採用した[11]。Fig. 9 に変圧器モデルを示す。

有限要素法解析モデルから計算される Fig. 4 に対応する磁界ベクトル分布を Fig. 10 に示す。但し、円盤状磁性体コアの中心を通過する一断面に沿って表示してある。

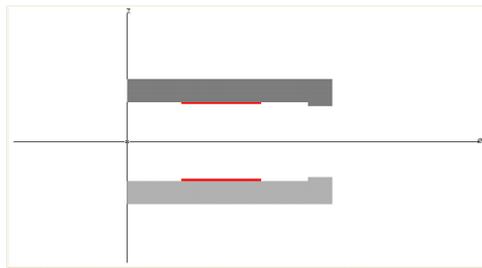


Fig.9 FEM modeled transformer employing flat shape cores

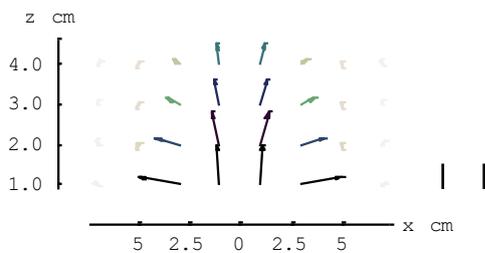


Fig.10 Computed magnetic field vectors distribution around the flat shape ferrite core transformer

Fig. 10 の平面型フェライトコアを用いた変圧器の磁界

ベクトル分布へ離散値系ウェーブレット変換を適用し、ウェーブレット多重解像度解析を適用する。Fig. 11 は Fig. 10 の平面型フェライトコアを用いた変圧器の磁界ベクトル分布へ離散値系ウェーブレット変換を適用して得られたベクトルウェーブレットスペクトラムである。

Fig. 11 の平面型変圧器の磁界ベクトル分布のウェーブレットスペクトラムへウェーブレット多重解像度解析を適用し、各解像度(レベル)の磁界ベクトル分布を吟味する。Fig. 12 は Fig. 10 のウェーブレット多重解像度解析結果である。

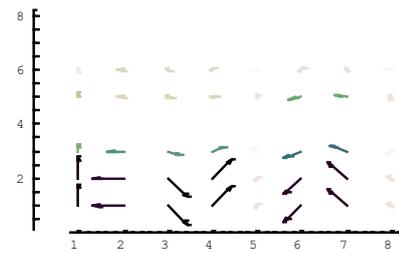
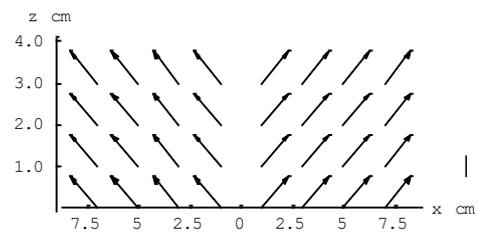
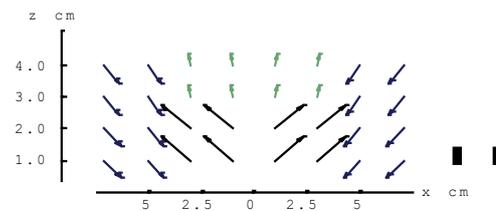


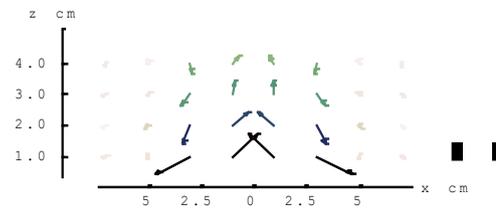
Fig.11 Wavelet spectra of the FEM modeled transformer employing flat shape cores



(a) LEVEL 1



(b) LEVEL 2



(c) LEVEL 3

Fig.12 The wavelet multi-resolution analysis results of the FEM modeled transformer employing flat shape cores

Fig. 12 の結果で、明らかに Fig. 8(c) に示されているレベル3の磁界ベクトル分布は励磁コイルのみに鎖交する漏れ

磁束分布を表している。すなわち、平面型変圧器で一次・二次コイルに鎖交する有効磁束はウェーブレット多重解像度解析のレベル2成分までと考えられる。

以上の結果から、変圧器の磁氣的結合様式で着目すべきウェーブレットスペクトラムが異なることが判明した。

4. 結合係数

変圧器の基礎的で最も重要な性能指標である結合係数 κ を調べて置く [11]。変圧器の一次・二次コイルを Fig. 13 に示す回路モデルで考えると、Fig. 14 に示す結線を施しインピーダンスを測定することで式 (6) から結合係数 κ が求まる。

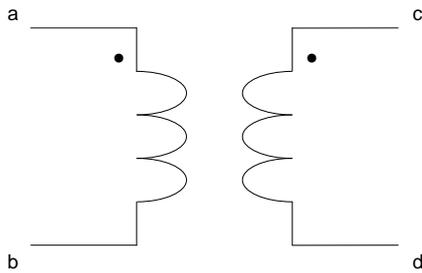


Fig. 13 Circuit model of transformer

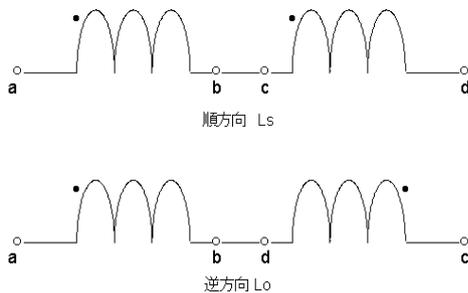


Fig. 14 Series connection of the primary and secondary inductances

$$\begin{aligned}
 L_s &= L_1 + L_2 + 2M, \\
 L_o &= L_1 + L_2 - 2M, \\
 M &= \frac{L_s - L_o}{4} \quad (6) \\
 \therefore k &= \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}
 \end{aligned}$$

Table 1 および Table 2 にそれぞれ U 字型フェライトコア型と平面型フェライトコア型の結合係数を示す。Table 2 の結果から、平面型フェライトコア型を用いた単相変圧器は 5mm 程度のエアギャップが存在しても十分な磁氣結合を維持とすることがわかる。

Table 1. Coupling factor of the transformer employing U shape cores (frequency: 30[kHz])

Gap[mm]	0	1	3	5	7	10
$L_1[\mu\text{H}]$	1180.6	108.6	90.9	87.0	84.5	82.1
$L_2[\mu\text{H}]$	1187.1	108.8	92.1	87.0	84.4	82.1
$L_s[\mu\text{H}]$	4012.1	332.4	234.3	211.8	195.7	186.6
$L_o[\mu\text{H}]$	129.9	132.2	135.8	138.3	140.8	144.5
κ	0.82	0.46	0.27	0.21	0.16	0.13

Table 2. Coupling factor of the transformer employing flat shape cores (frequency: 30[kHz])

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

5. 並列共振時の電力変換効率

本稿では Fig. 15 に示すように二次側の抵抗負荷に対して並列に共振用コンデンサを接続した基本的な並列共振回路を考える。Fig. 16 にその等価回路を示す。平面型フェライトコアを使用し、コア間のギャップを 10[mm] とした。二次側を抵抗負荷とし、共振用コンデンサの値を変化させた場合の電力変換効率を調べた [11]。

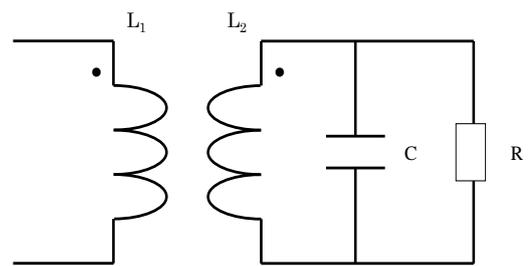


Fig. 15 Parallel capacitor at secondary winding

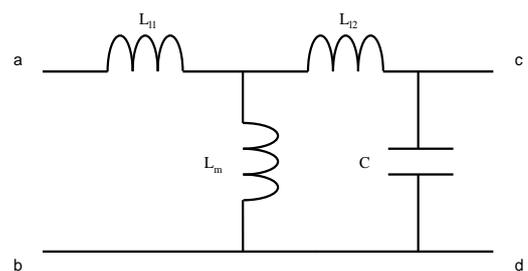


Fig. 16 Equivalent circuit

Table 3. Efficiency of power conversion (R: 1[Ω])

C[μF]	入力 [W]	出力 [W]	効率 [%]
20.00	1.97	1.48	75.00
39.98	2.20	1.76	79.88
59.87	2.29	1.61	70.20
79.45	3.28	1.82	55.41
99.03	2.93	1.71	58.36

Table 4. Efficiency of power conversion (R: 10[Ω])

C[μF]	入力 [W]	出力 [W]	効率 [%]
20.00	3.88	1.16	29.97
39.98	2.86	0.97	33.74
59.87	3.29	0.81	24.46
79.45	3.75	0.68	18.09
99.03	4.07	0.47	11.61

Table 3 および Table 4 に電力変換効率を示す。Table 3 より抵抗負荷 1[Ω] では共振用コンデンサの値が 39.98[μF] の場合に電力変換効率が 79.88[%] と最大になり、Table 4 より抵抗負荷が 10[Ω] では共振用コンデンサの値が 39.98[μF] の場合に電力変換効率は 33.74[%] と最大になることがわかる。また最大効率をとる共振用コンデンサの値を境に電力変換効率は徐々に低下していることがわかる。この結果から使用する負荷抵抗により共振用コンデンサの最適値が存在することがわかる。

6. 共振時の磁界ベクトル分布

共振時と非共振時の磁界ベクトル分布を比較するために共振時に加え、非共振時の磁界ベクトル分布を Fig. 17 に示す。さらに、Fig. 17 に示す磁界ベクトル分布に対するウェーブレット多重解像度解析の結果を Fig. 19 に示す。2.2、3.2 において平面型フェライトコアを用いた周辺磁界ベクトル分布とそのウェーブレット解析を示したが、ここで示す磁界分布は二次側端子に負荷抵抗 1[Ω] を接続した場合の周辺磁界ベクトル分布である。

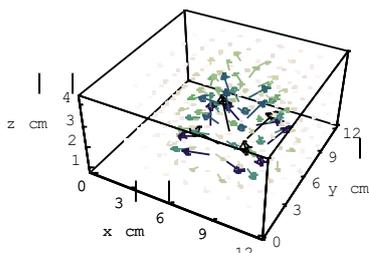


Fig.17 Magnetic field vector distribution under 1Ω loaded

平面型フェライトコアを用い、共振用コンデンサを接続し共振をさせた場合のフェライトコア近傍磁界ベクトル分布を Fig. 18 に示す。同図の磁界ベクトル分布に対するウェーブレット多重解像度解析の結果を Fig. 20 に示す。

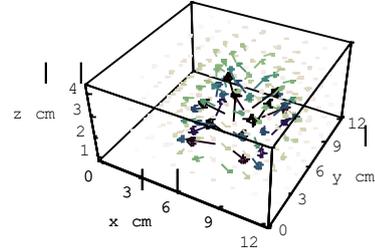
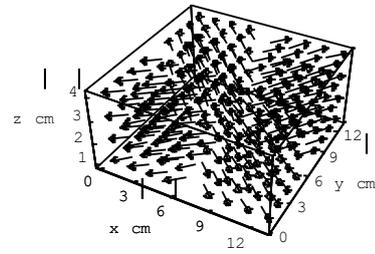
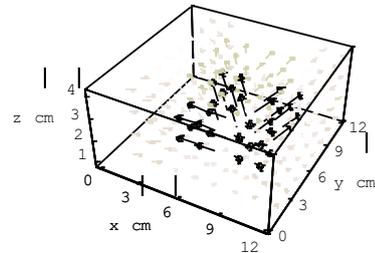


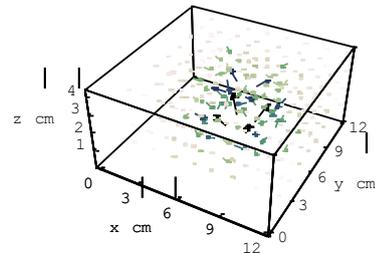
Fig.18 Magnetic field vector distribution at resonant state under 1Ω loaded



(a) LEVEL 1

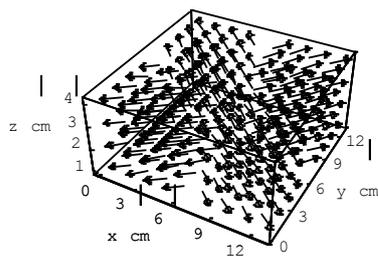


(b) LEVEL 2

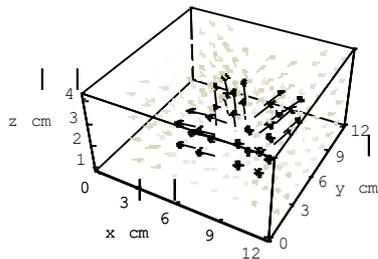


(c) LEVEL 3

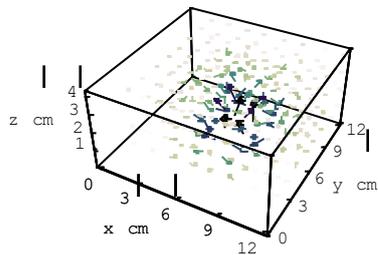
Fig.19 The wavelet multi-resolution analysis results under 1Ω loaded



(a) LEVEL 1



(b) LEVEL 2



(c) LEVEL 3

Fig.20 The wavelet multi-resolution analysis results at resonant state under 1Ω loaded

Fig. 19(c)と Fig. 20(c)を比較すると、Fig. 20(c)の磁界ベクトルの中心部は垂直方向を向いた成分が多く、明らかに二次の共振電流が作る磁界は一次の励磁磁界を吸収するかのようになっていることがわかる。

7. まとめ

本稿では、非接触給電システムの根幹要素である1次・2次コイル分離型変圧器の周辺磁界分布の可視化を行い、ウェーブレット変換による解析、および並列共振時における電力変換効率の測定を行った。

3次元磁界ベクトル分布に対するウェーブレット変換解析は、コア形状の最適化指標を明確に与え、非接触給電システムに於ける漏洩磁界問題解決の一助となることが判明した。さらに、非共振時と共振時の磁界ベクトル分布は明確に異なり、二次共振時は一次磁束が二次側に吸い込まれるような様相を示すことが示された。

電力伝送効率または電力変換効率は二次を共振させることで向上することを述べた。特に、大電流負荷に対して高電力変換効率が期待できることを示した。

謝辞

本研究を進めるにあたり、齊藤兆古教授には多くのご指導、ご支援を賜りました。厚く感謝いたします。

また、齊藤兆古研究室の皆様には公私にわたりご助言、ご支援を賜りました。ありがとうございました

参考文献

- 1) 齊藤兆古 著：「ウェーブレット変換の基礎と応用」、朝倉書店、1998年
- 2) 宮原晋一郎、早野誠治、齊藤兆古、増田則夫、遠矢弘和：「電気・電子機器の周辺電磁界可視化システム」、マグネティックス研究会資料、1998年、MAG-98-112
- 3) Sekijima, D., Hayano, and Saito, Y.: Time-domain Visualization of Quasi-3D Current Vector Distributions PSFVIP-3 March 18-21, 2001, U.S.A. F3303
- 4) 松山佐和、小口雄康、宮原晋一郎、齊藤兆古：「三次元ウェーブレット変換の応用」、日本氏シミュレーション学会、1998年、2-II-3
- 5) 金子聡、緑川洋一、早野誠治、齊藤兆古：「パネル型電力用変圧器に関する基礎的検討」、電気学会マグネティックス研究会資料、1996年、MAG96-191.
- 6) <http://www.theengineer.co.uk/news/ansoft-maxwell%C2%A%E-sv/299659.article>
- 7) 高田将吾、齊藤兆古、堀井清之：「非接触給電システム周辺電磁界分布の可視化」、可視化情報学会、2009年、P01-001
- 8) 高田将吾、齊藤兆古：「非接触給電システム近傍電磁界分布のウェーブレット解析」、可視化情報学会、2009年、P01-008
- 9) 高田将吾、齊藤兆古、堀井清之：「ウェーブレット解析を用いた非接触給電システム近傍の磁界分布の可視化」、可視化情報学会、2010年、P01-005
- 10) 高田将吾、齊藤兆古：「非接触給電システム周辺電磁界分布の可視化と設計への応用」、可視化情報学会、2010年、P00-01
- 11) 高田将吾、齊藤兆古：「ウェーブレット変換に拠る非接触給電システム周辺電磁界分布解析」、電気学会マグネティックス研究会資料、2010年、MAG-10-154

新方式共振型 ECT の提案とその特性

A PROPOSAL OF THE NEW RESONANCE TYPE EDDY CURRENT SENSOR AND ITS CHARACTERISTICS

細原隆史

Takafumi HOSOHARA

指導教員 齊藤兆古

法政大学大学院工学研究科電気工学専攻修士課程

ECT (eddy current testing) is extensively used to inspect such as elevator, airplane and nuclear electric power plant without any destructions.

This paper proposes a new resonance type ECT sensor system which makes it possible to detect the defect in the metallic plates with higher reliability compared with those of conventional resonance type one. Operating principle of this system is based on essential nature of a parallel resonant electrical circuit.

Maximizing the capacitance between the two parallel coils makes it possible to enhance the sensibility of the resonance type ECT sensor because of high Q value. As a result, we have succeeded in detecting the defects of plane metallic materials practically used in the nuclear plants, even though the conventional resonant type ECT sensor could not detect such ones.

Key Words : ECT sensor, parallel resonant electrical circuit, resonance connection

1. はじめに

エレベータやエスカレータ、さらに航空機や各種発電所などの構造を支える金属材料の非破壊検査は安全性確保のために極めて重要な技術である。他方、金属そのものの品質評価要素として、材料の均一性、ゆがみ、たわみなどがあり、これらの要素を計測する手段としての非破壊検査技術もある。金属の非破壊検査法として、超音波、放射線、電気抵抗、渦電流などを利用した方法が用いられている。この中で、超音波による金属の非破壊検査は精度が良く信頼性も高い反面、振動子を検査対象に接触させる必要がある。この意味では電気抵抗測定による非破壊検査も直接接触の必要性がある。放射線による方法は、安全性の観点から放射線の取り扱いに一定の基準が課されているため、使用上に制約がともなう。

金属の非破壊検査として、渦電流(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作業が行える反面、渦電流の流れる方向によって金属中の欠損を探知できない問題もある。しかしながらその汎用性は高く、非接触で探査が可能であるため、他の非破壊検査法に比較して有利な特性を有する¹⁾。

本論文で提案する共振型 ECT センサ系はセンサーコイルの並列共振周波数とインピーダンスが磁気的に結合する検査対象金属の状態に依存して変化することを利用している²⁾。すなわち、センサーコイルの入力から見た

共振条件が励磁コイルと磁気的に結合した検査対象中のクラックなどの欠損を反映することを利用したセンサである。

本論文では、有限長ソレノイド型センサーコイルのコイル間キャパシタンス効果を最大とする共振型結線 ECT センサを提案する^{3,4)}。提案する共振型結線 ECT センサによる金属中欠損の探査結果と従来型のそれと比較し、提案する共振型結線 ECT センサは感度が大きく向上することを報告する。

2. 共振型 ECT

(1) 原理

共振型 ECT センサの動作原理を具体的な実験例を通して述べる。図 1 に示すセンサーコイルで、(1)コイル単体のインピーダンス $|Z|$ と位相 ϕ の周波数特性を測定する。次に、(2)コイル下に被検査対象と同じ材質を持つ欠損のない金属板を設置して、コイルのインピーダンス $|Z|$ と位相 ϕ の周波数特性を測定する。さらに、(3)コイル下に貫通欠損と見なす 2mm のスリット状欠損がある被検査対象金属板を設置して、コイルのインピーダンス $|Z|$ と位相 ϕ の周波数特性を測定する。

図 2 はインピーダンス $|Z|$ および位相 ϕ の周波数特性を示す。最も共振時のインピーダンスが大きく共振周波数が低い場合がコイル単体時(1)であり、最も共振時のイ

インピーダンスが小さく共振周波数が高い場合はコイルが欠損のない被検査対象の金属板に面している場合(2)である。そして、金属板にスリットが有る場合(3)の共振時のインピーダンスと共振周波数は両者間に位置する値となる²⁾。

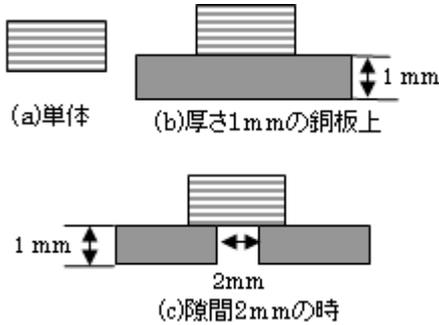
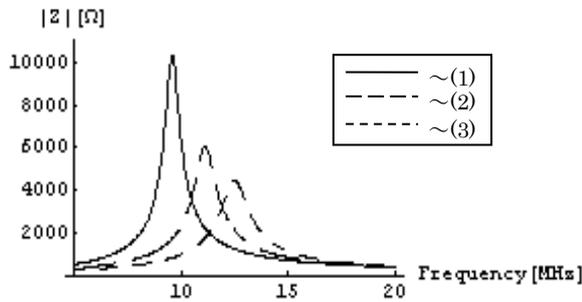
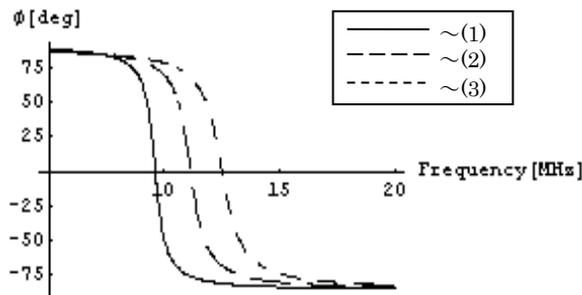


図1 試作コイルと測定条件



(a) $|Z|$ vs. f



(b) ϕ vs. f

図2 インピーダンスと位相の周波数特性

(2) 共振型結線 ECT

共振型結線 ECT の原理を述べる。図 3(a)に示す平行に並んだ 2 本の導体を考え、図 3(b)のように結線する。図 3(b)において、2 本の導体間を接続するコイルの抵抗やインダクタンスが無視できるとするならば、2 本の導体に加わる電位差は等しく、大きさは電源電圧の半分となる。さらに、この 2 本の導体に流れる電流の方向は同

方向であるため、コイル間キャパシタンスの効果が最大に発揮される。従って、図 3(c)に示すように、2 本の導体間のキャパシタンス C が想定可能となり、各導体の抵抗、自己インダクタンス、導体間の相互インダクタンスをそれぞれ R 、 L 、 M とすれば、図 3(c)の等価回路が導かれる。また、図 3(c)の等価回路は図 3(d)のように変形される^{3,4)}。

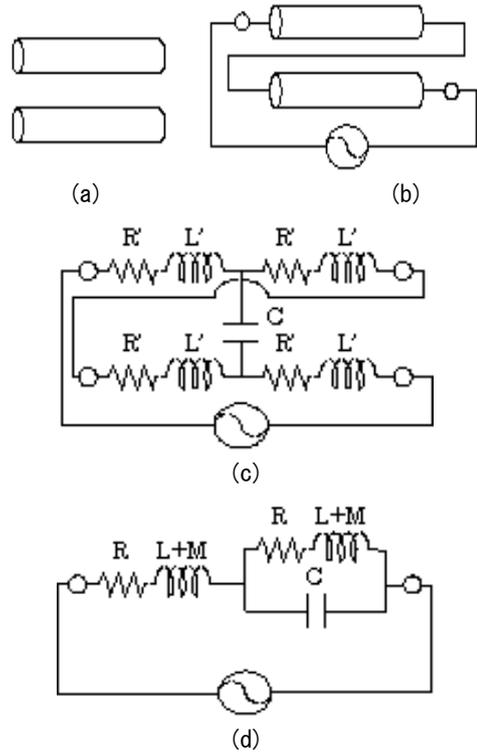
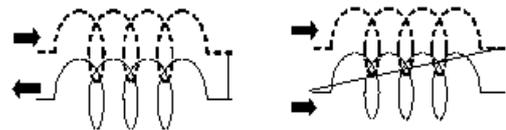


図3 共振型結線の原理

さらに、図 4 はセンサコイルにおいて、(a)通常の巻線法および(b)共振型結線の巻線法の相違を示す。



(a) 通常の巻線法 (b) 共振型結線巻線法

図4 通常の巻線法と共振型結線巻線法の比較

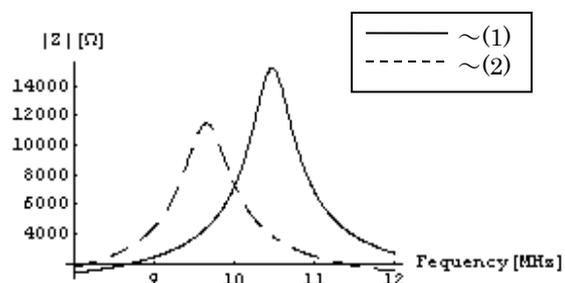
(3) 共振型結線 ECT の周波数特性

表 1 は測定に用いた有限長ソレノイド型試作センサの諸定数を示す。実験は通常の巻線法によるコイルと共振型結線の巻線法によるコイルを試作し、それぞれのコイル単体のインピーダンス対周波数特性の測定を行い、さらに回路の尖鋭度 Q 値を式(1)で計算した。

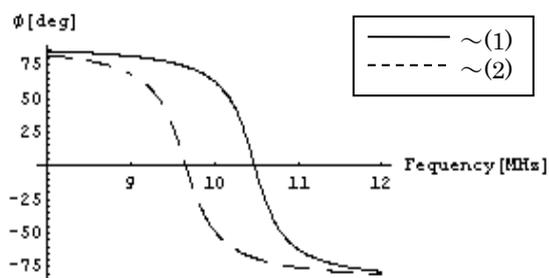
$$Q = \frac{R}{|X|} = \frac{|Z| \cos \phi}{|Z| \sin \phi} \quad (1)$$

表 1 試作コイルの諸定数

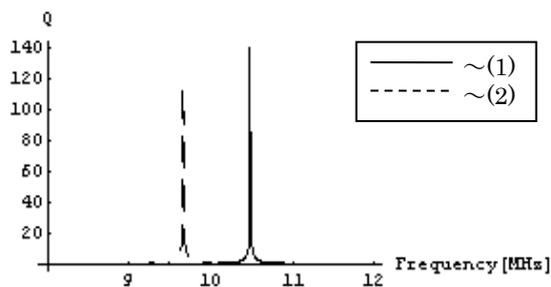
巻数	20[回]
内径	20[mm]
外径	21[mm]
長さ	5[mm]
層数	2[層]
巻線径	0.4[mm]



(a) $|Z|$ vs. f



(b) ϕ vs. f



(c) Q

図 5 測定結果

図 5 にそれぞれのコイルのインピーダンス $|Z|$ 、位相 ϕ 及び Q 値の周波数特性を示す。図 5 の(1)は共振型結線の巻線法によるコイルの結果であり、(2)は従来型の巻線法によるコイルの結果である。この結果は、いずれのコイルにおいても周波数特性は並列共振であり、共振型結線のコイルは共振周波数、共振時のインピーダンス及び Q が増加することがわかる。この理由は、従来型の巻

線法によるコイルでは巻線間に加わる電圧が場所によって異なり、且つ、小さい。しかしながら、共振型結線の巻線法によるコイルは、導体間キャパシタンスへコイル全体に加わる全電圧の半分が加わることに拠る。注意すべきは、キャパシタンスは幾何学的形状と媒質のパラメータで決まる量であり、その効果が生かされるか否かはキャパシタンスへ加わる電位差に拠る点である。

3. 欠損探査

(1) SUS316

表 1 に示す有限長ソレノイド型の ECT センサを用いて、図 6 に示す SUS316 の欠損を共振時のインピーダンス $|Z|$ と共振周波数 f を測定する。

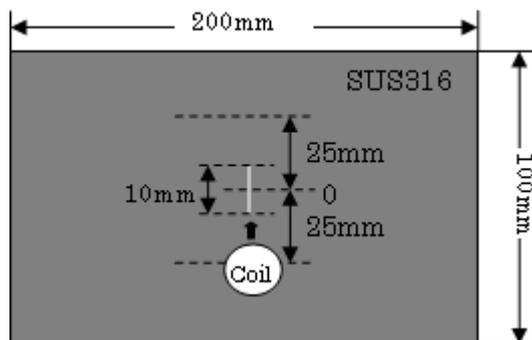
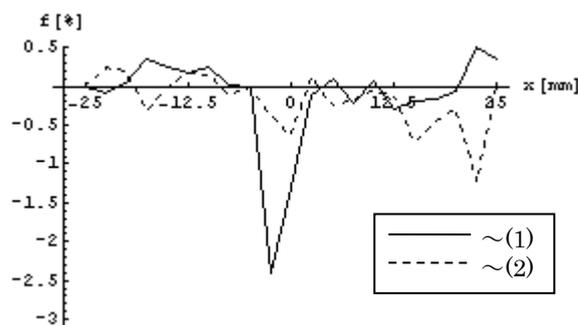
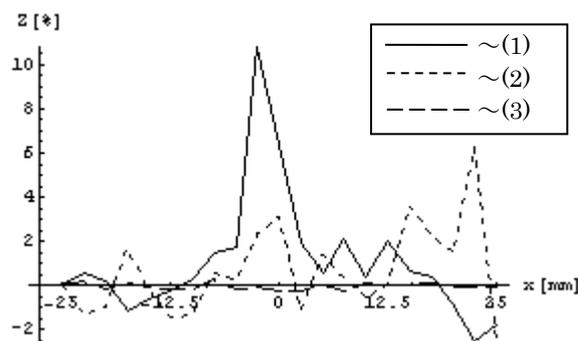


図 6 矩形スリットを有する探査対象の金属板



(a) 共振周波数の変化



(b) インピーダンスの変化

図 7 矩形スリットの欠損探査結果

図 7 は、共振型、従来型、および通常の ECT センサを用いて、縦・横・厚みがそれぞれ 100mm×200mm×10mm の SUS316 の中央部に放電加工により作成した深

さ 0.5mm、長さ 10mm の矩形スリット状非貫通欠損を
 探査した結果である。図 7(1)は共振型結線 ECT、同図(2)
 は従来の共振型 ECT、同図(3)は通常の ECT の測定周波
 数を 10kHz に固定して得られた、それぞれの結果である。
 この結果から、通常の ECT センサ系では、ほとんど欠
 損が検出困難であることが分かる。また、従来型の共振
 型 ECT では S/N 比が悪く明確に欠損部が区別困難であ
 ることが分かる。他方、共振型結線 ECT では、従来型
 の共振型 ECT と比較して共振周波数、共振時のインピ
 ーダンスの感度が共に約 5 倍以上に向上することが分か
 る。ここで、図 7 の縦軸 f、z は共振周波数と共振時のイン
 ーダンスの変化率であり、式(2)で、x=-25mm におけ
 る位置の測定値を基準値として計算した。さらに、測定
 点数は 2.5mm 間隔で 21 点である。

$$\text{変化率} = \frac{\text{測定値} - \text{基準値}}{\text{基準値}} \times 100\% \quad (2)$$

(2) SUS304

表 1 に示す有限長ソレノイド型の ECT センサを用い
 て、図 8 に示す SCC(stress corrosion crack、応力腐食割
 れ)の探査を行う。図 9 は SUS304 に生じた SCC の模式
 図である。

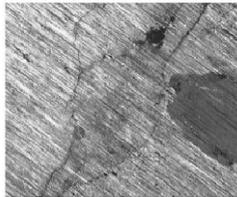


図 8 SCC の金属顕微鏡写真

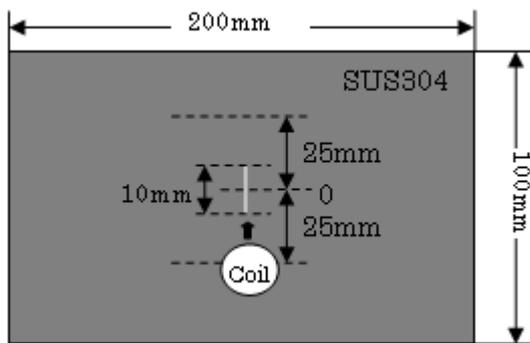
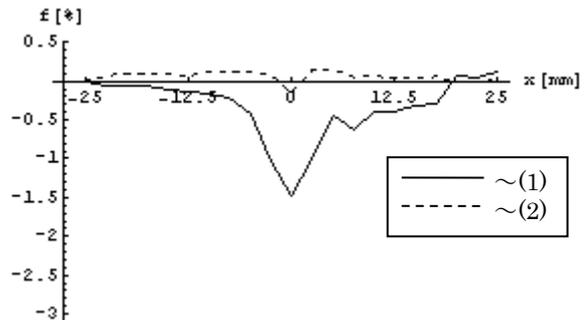


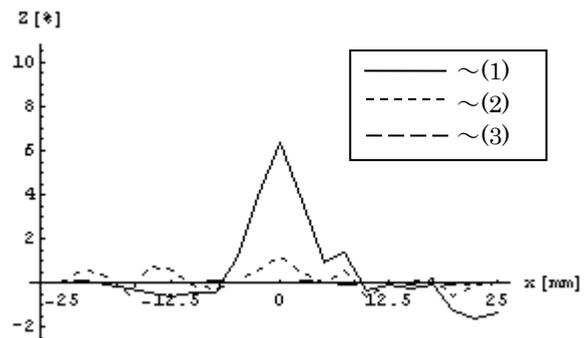
図 9 SCC を有する探査対象の金属板

図 10 は、共振型、従来型、および通常の ECT、各セ
 ンサを用いて、縦・横・厚みがそれぞれ 100mm×200mm
 ×10mm の SUS304 の中央部にある長さ 10mm の
 SCC(stress corrosion crack、応力腐食割れ)欠損を探査
 した結果である。図 10(1)は共振型結線 ECT、同図(2)は
 従来の共振型 ECT、同図(3)は通常の ECT の測定周波数
 を 10kHz に固定して得られた、それぞれの結果である。

この結果から、各センサによる探査結果は、SUS316 の
 場合と同様な傾向となるが、変化率は SUS316 の場合
 に比較して小さいことがわかる。ここで、図 10 の縦軸 f、
 z はそれぞれ共振周波数と共振時のインピーダンスの変
 化率であり、式(2)で x=-25mm における位置の測定値を基
 準値として計算した。さらに、測定点数は 2.5mm 間隔
 で 21 点である。



(a) 共振周波数の変化



(b) インピーダンスの変化

図 10 SCC 欠損探査結果

(3) 肉盛り溶接平板

表 1 に示す有限長ソレノイド型の ECT センサを用い
 て、図 11 に示す肉盛り溶接平板の探査を行う。図
 12(a),(b)は、それぞれ矩形スリットを有する肉盛り溶接
 平板の模式図の上面、および側面図である。肉盛りによ
 る凹凸の影響を削減するため、図 12(b)に示すセンサと
 検査対象の間に厚さ 0.06mm のプラスチックシートを挟
 んだ。

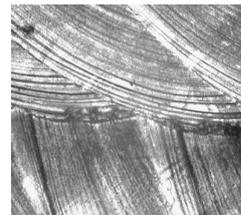
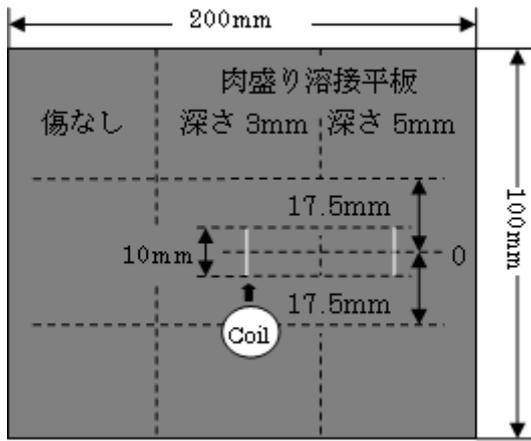


図 11 肉盛り溶接平板の金属顕微鏡写真



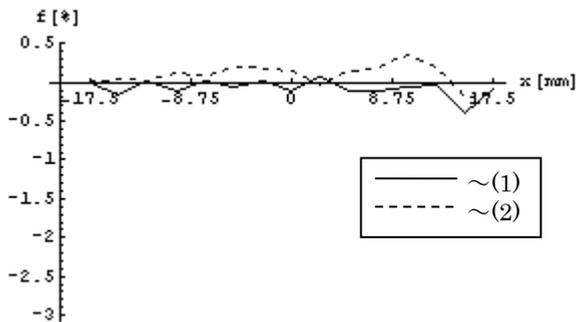
(a) 上面図



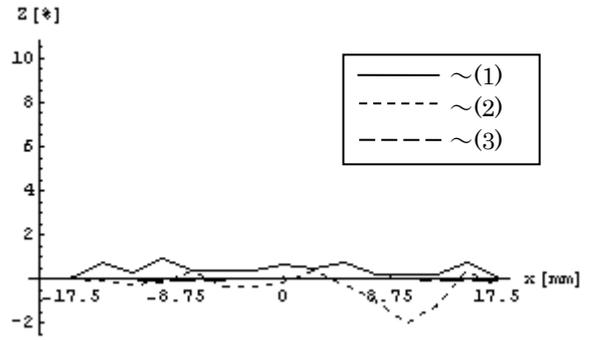
(b) 側面図

図 12 矩形スリットを有する肉盛り溶接平板

図 13,14,15 は、縦・横・厚みが 100mm×200mm×10mm の肉盛り溶接平板を検査対象とし、それぞれ、無欠損部分、深さ 3mm、長さ 10mm の矩形スリット状非貫通欠損部分、深さ 5mm、長さ 10mm の矩形状非貫通欠損部分を探索した結果である。図 13,14,15 中の (1),(2),(3)は、それぞれ共振型、従来型、および通常の ECT センサによる結果である。各センサによる探索結果は、無欠損部分を除き、SUS316 の場合と同様な傾向となるが、変化率は SUS316 の場合に比較して小さく、その大きさは傷の深さにほぼ比例することがわかる。ここで、図 13,14,15 の縦軸 f 、 z はそれぞれ共振周波数と共振時のインピーダンスの変化率であり、式 (2) で $x=-17.5\text{mm}$ における位置の測定値を基準値として計算した。さらに、測定点数は 2.5mm 間隔で 14 点である。

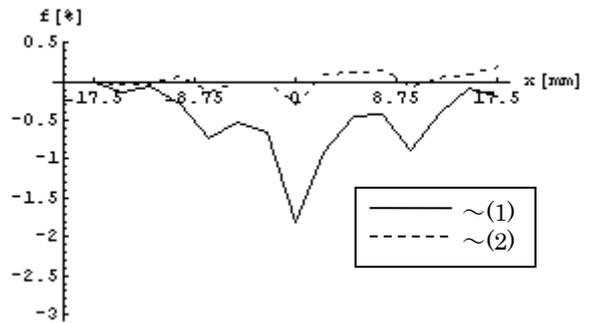


(a) 共振周波数の変化

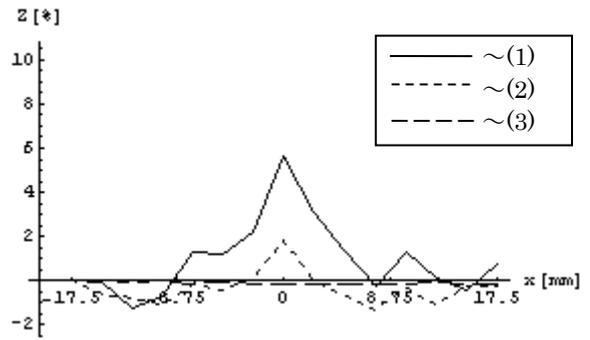


(b) インピーダンスの変化

図 13 無欠損部分の欠損探索結果

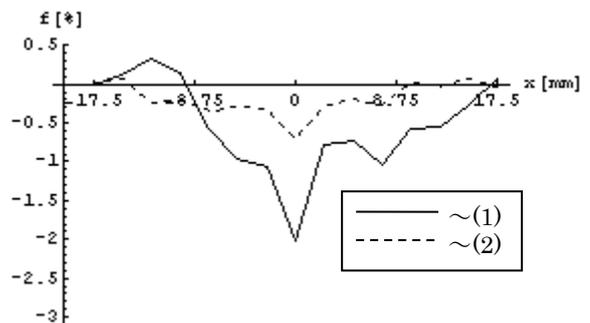


(a) 共振周波数の変化

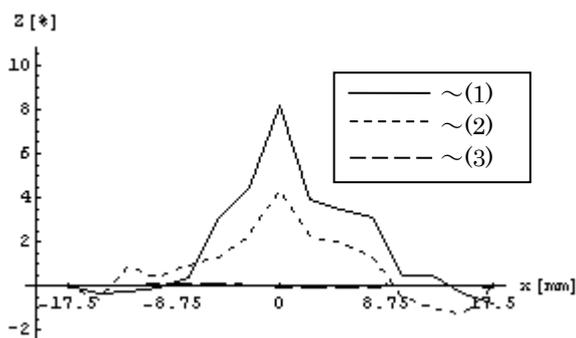


(b) インピーダンスの変化

図 14 深さ 3mm、長さ 10mm の矩形スリット状欠損部分の欠損探索結果



(a) 共振周波数の変化



(b) インピーダンスの変化

図 15 深さ 5mm、長さ 10mm の
矩形スリット状欠損部分の欠損探査結果

4. まとめ

本論文では、線間キャパシタンスの効果を利用した新方式共振型 ECT センサを提唱し、従来の共振型 ECT センサおよび通常の ECT に拠る欠損探査結果の比較を行った。

その結果、新方式共振型 ECT センサの感度は従来型に比較して大きく向上した。この要因として、新方式共振型 ECT センサの共振周波数、共振時のインピーダンスのいずれも従来の共振型 ECT センサのそれらに比較して増加し、さらに感度の指標である Q 値も向上したことが考えられる。

すなわち、新方式共振型 ECT センサは、従来の共振型 ECT では S/N 比が悪く、明快に把握出来ない欠損を明快に検出することが可能であると考えられる。

謝辞：本研究を進めるに当たり、齋藤兆古教授には数多くのご指導、ご支援を賜りました。深く感謝致します。

また、多くのご協力を頂いた齋藤兆古研究室の皆様へ心より感謝致します。

参考文献

- 1) I.Marinova, S.Hayano and Y.Saito, Ployphase eddy current testing, Journal of Applied Physics, Vol. 75, No.10, pp. 5904-5906, 1994.
- 2) 細原隆史、齊藤兆古、堀井清之、”共振型 ECT センサによる金属欠損の可視化”、日本可視化情報学会、第 37 回可視化情報シンポジウム、2009 年 7 月、P01-006.
- 3) Y.Midorikawa, S.Hayano and Y.Saito, A resonant phenomenon between adjacent series connected coils and its application to a noise filter, Elsevier Studies in Applied Electromagnetics in Materials, Vol.6, pp.633-639, 1995.
- 4) 緑川洋一、佐藤貞弘、早野誠治、齊藤兆古、”共振型インダクタのフィルタへの応用”、1995 年 2 月、電気学会マグネティックス研究会資料、MAG-95-32、1995.
- 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、2010 年 11 月、MAG-10-151.
- 6) 細原隆史、齊藤兆古、”共振型 ECT センサによる金属中欠損の一可視化法”、日本可視化情報学会、可視化情報学会全国講演会（主催）、2009 年 10 月、P01-005.
- 7) 細原隆史、齊藤兆古、”共振型 ECT センサによる金属中欠損の一可視化法”、法政大学情報メディア教育研究センター研究報告、Vol23、2010 年 3 月.
- 8) 細原隆史、齊藤兆古、堀井清之、”ECT センサに関する準解析的方法によるインピーダンス対周波数特性の可視化—導体間のキャパシタンスについて—”、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、P01-003.
- 9) 細原隆史、齊藤兆古、”新方式共振型 ECT の提案とその特性”、日本可視化情報学会、可視化情報学会全国講演会 2010,霧島（主催）、2010 年 10 月、P00-02.

ビッター法による動的磁壁挙動に関する研究

Research on Dynamic Magnetic Domain Walls Movement by Bitter Method

石井隆

Takashi ISHII

指導教員 齊藤兆古

法政大学大学院工学研究科電気工学専攻修士課程

This paper visualizes the magnetic wall dynamics of ferromagnetic materials when impressing the perpendicular and longitudinal alternating magnetic fields to the specimens and extracts the $1/f$ fluctuating frequency characteristics. As a result, it is extracted a difference between the perpendicularly and longitudinally directed magnetization characteristics.

Key Words: Ferromagnetic materials, Magnetic wall dynamics, $1/f$ fluctuating frequency, Iron loss, Bitter method

1. 緒論

磁性鋼板は電気・電子機器を構成する主要な材料である。一般に、磁性材料は磁区と呼ばれる微小磁石の集合で構成され、外部磁界に応じて材料中の磁気エネルギーが最小となるように磁区が変化する。すなわち、磁性材料の磁化過程は外部磁界に対する磁区挙動である。所望の磁化特性を持つ材料開発・評価に、磁区挙動の可視化は磁化過程を掌握するために重要な役割を担う。磁区挙動の可視化は、磁性コロイド溶液を用いたビッター法、電子顕微鏡に拠る方法、磁気光学効果を利用した方法等で行われる。ビッター法は手軽な方法であるが、磁区間の磁壁しか観察できない。また、磁気光学的方法は磁性体表面の磁区挙動可視化に限定される。電子顕微鏡に拠る方法は磁性体内部の磁区挙動を観察可能とするが、高価な機器を必要とする。

従来、我々は磁区の電子顕微鏡画像から磁性体の磁化特性を抽出する全く新しい方法を提案した¹⁾。現在、我々は安価な設備で磁性体の磁壁を可視化可能とするビッター法を用いて磁性体の磁化特性を抽出する方法を開発している²⁻⁷⁾。

本稿では、強磁性体の動的磁壁移動をビッター法で可視化し、動的磁壁画像の特徴を $1/f$ ゆらぎ周波数分布特性で評価する。また、動的磁壁画像のフレーム画像を構成する画素値より求めた局所的磁化特性と赤外線カメラによる熱分布から推定される鉄損分布に関する考察を行う。

2. 動的磁壁移動の可視化と磁化特性

(1) ビッター法による磁壁移動の可視化

試料台に試料を載せ、研磨した試料面にスポットで磁性コロイド溶液をたらし、カバーガラスを載せて観察す

る。強磁性体微粒子 (γ 酸化鉄) のコロイド液を強磁性体表面につけると、コロイド液内に分散していた酸化鉄の微粒子が、磁壁付近の急峻な磁化変化に起因する表面の漏れ磁束の傾斜に引き付けられて集まり、表面近傍の磁壁の観測ができる。この引き付けられた微粒子を光学顕微鏡で観察する。この原理は、マグネットビューワなどの商品に応用されており、比較的面倒な実験準備を必要とせず実行可能である²⁾。

(2) 交流磁界中の磁壁移動と磁化特性

Fig.1 に本研究で使用した実験装置と励磁コイルを示す。Fig.2 に示す励磁コイルへ周波数 1[Hz]の交流磁界を印加した場合の動的磁壁画像のフレーム画像例を示す。Fig.3 は供試材料の B-H ループである。

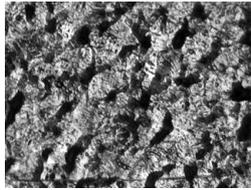


(a) Entire measurement system.

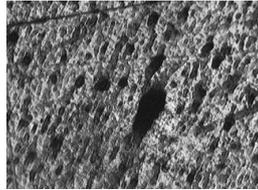


(b) Exciting coil and yoke.

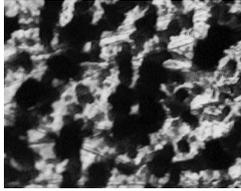
Fig.1 Experimental devices.



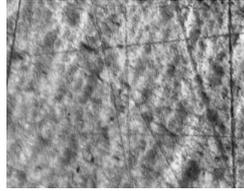
(a) Soft iron.



(b) Non-Oriented Silicon steel.

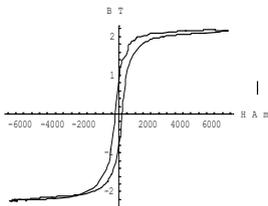


(c) Permalloy 45%.

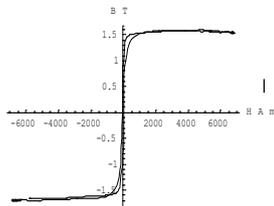


(d) Nickel.

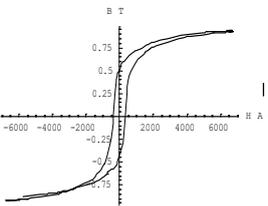
Fig.2 Sample flame images of dynamic magnetic domain walls.



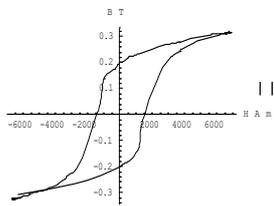
(a) Soft iron.



(b) Non-Oriented Silicon steel.



(c) Permalloy 45%.



(d) Nickel.

Fig.3 B-H Loops of the tested magnetic materials.

(3) E型フェライトコア上の動的磁壁画像

Fig.4 に示すように、E型フェライトコアの中央脚に励磁コイルを巻き、方向性珪素鋼板および無方向性珪素鋼板、パーマロイ 45%に交流磁界を印加させた場合の各点における動的磁壁画像のフレーム画像を Figs.5-7 に示す。

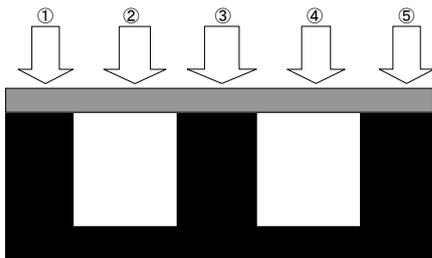
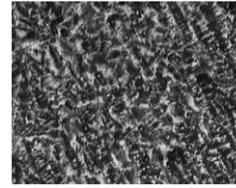
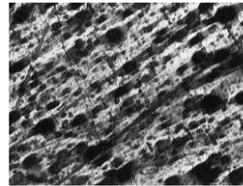


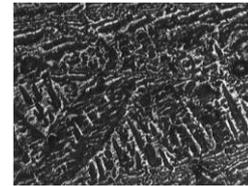
Fig.4 Experimental Devices.



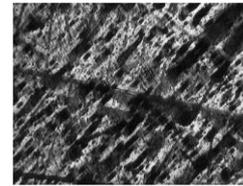
(a) Point ①.



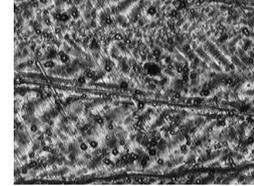
(b) Point ②.



(c) Point ③.



(d) Point ④.



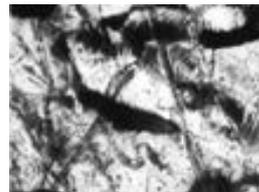
(e) Point ⑤.

Fig.5 Flame images of magnetic domain walls at each of the positions ①, ②, ③, ④ and ⑤.

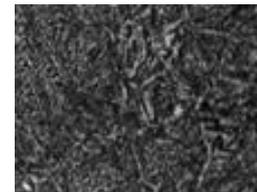
Sample: Grain Oriented Silicon Steel.



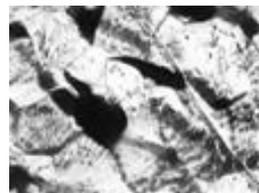
(a) Point ①.



(b) Point ②.



(c) Point ③.



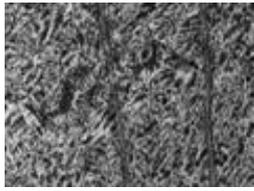
(d) Point ④.



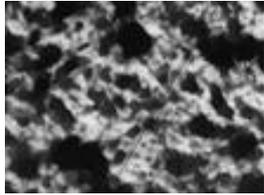
(e) Point ⑤.

Fig.6 Flame images of magnetic domain walls at each of the positions ①, ②, ③, ④ and ⑤.

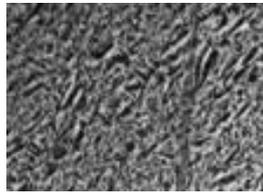
Sample: Non-Oriented Silicon Steel.



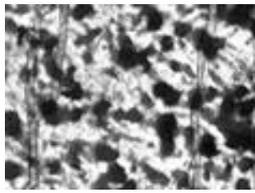
(a) Point ①.



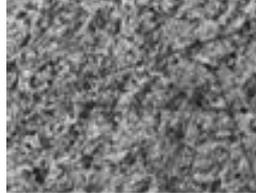
(b) Point ②.



(c) Point ③.



(d) Point ④.



(e) Point ⑤.

Fig.7 Flame images of magnetic domain walls at each of the positions ①, ②, ③, ④ and ⑤.

Sample: Permalloy45%.

3. 動的磁壁画像の 1/f ゆらぎ周波数特性

(1) 1/f ゆらぎ周波数特性

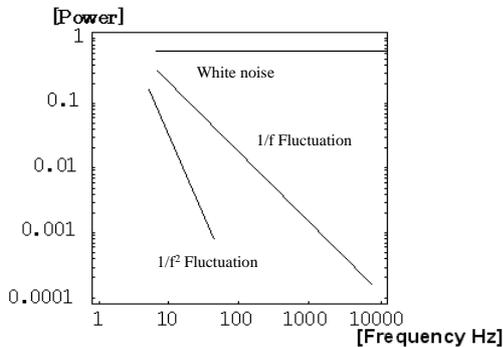


Fig.8 Typical Fourier power spectrum.

「1/f ゆらぎ」は小鳥の囀りなどの自然界に多く存在する。Fig.8 に示すように、直線の傾きが 0 の場合は主にホワイトノイズである。また、直線の傾きが急になる程単調な信号である。そしてホワイトノイズと単調な信号の中間的な信号で傾きが約-1 の場合を「1/f ゆらぎ」と呼び、人間が心地よいと感じる信号と言われている。

動的磁壁画像の 1/f ゆらぎは動的磁壁画像のフレーム方向変化、すなわち、動的磁壁画像を構成するフレーム画像の画素値の変化によって生成される。

(2) 動的磁壁画像の 1/f ゆらぎ

Figs.9-11 に Fig.4 で示した各点それぞれにおける方向性

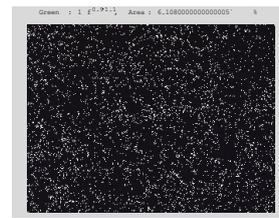
珪素鋼板、無方向性珪素鋼板、パーマロイ 45%の動的磁壁画像の 1/f ゆらぎ周波数分布を白黒二値化させた画像を示す。白色の点は 1/f ゆらぎを表し、それ以外は黒色である。

また、方向性珪素鋼板、無方向性珪素鋼板、パーマロイ 45%の 1/f 周波数分布特性を式(1)で評価した結果を Table 1-3 に示す。

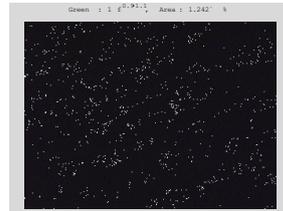
$$\frac{1/f \text{を呈する画素数}}{\text{全画素数}} \times 100[\%] \dots \dots \dots (1)$$

コアヘッド上の point①、point③、point⑤とコアヘッド間の point②、point④の 1/f 周波数分布特性を比較すると、コアヘッド上の方が 1/f ゆらぎ数が多く表れていることがわかる。すなわち、水平磁界を印加させた場合より、垂直磁界を印加させた場合の方が 1/f ゆらぎ数が顕著に表れる。

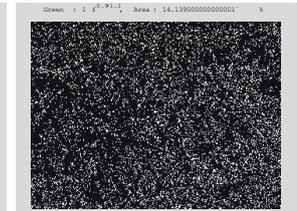
また、方向性珪素鋼板と無方向性珪素鋼板を比較した場合、無方向性珪素鋼板はコアヘッド間で方向性珪素鋼板より 1/f ゆらぎが多く抽出された。



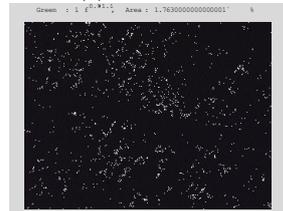
(a) Point ①.



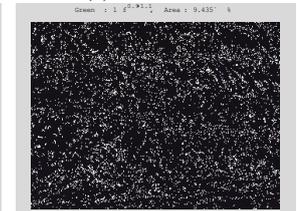
(b) Point ②.



(c) Point ③.



(d) Point ④.



(e) Point ⑤.

Fig.9 Extracted 1/f frequency fluctuations from the non-oriented silicon steel.

①, ②, ③, ④ and ⑤ refer to the sampled points.

White point denotes 1/f frequency pixel.

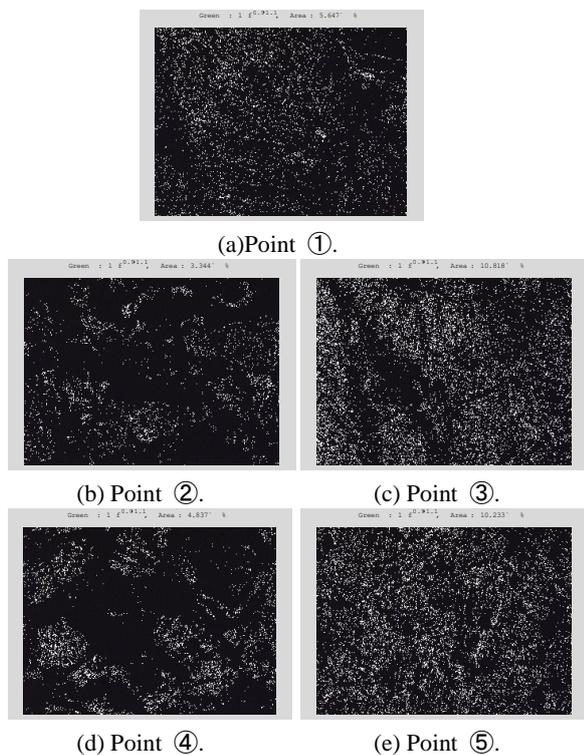


Fig.10 Extracted 1/f frequency fluctuations from the non-oriented silicon steel.

①, ②, ③, ④ and ⑤ refer to the sampled points.

White point denotes 1/f frequency pixel.



Fig.11 Extracted 1/f frequency fluctuations from the permalloy45%.

①, ②, ③, ④ and ⑤ refer to the sampled points.

White point denotes 1/f frequency pixel.

Table 1 1/f frequency fluctuation characteristic of the grain oriented silicon steel.

The Point.	Extraction Rate.
①	6.11%
②	1.24%
③	14.13%
④	1.76%
⑤	9.43%

Table 2. 1/f frequency fluctuation characteristic of the non-oriented silicon steel.

The Point.	Extraction Rate.
①	5.65%
②	3.34%
③	10.82%
④	4.84%
⑤	10.23%

Table 3. 1/f Frequency fluctuation characteristic of the permalloy45%.

The Point.	Extraction Rate.
①	5.40%
②	0.08%
③	10.69%
④	0.05%
⑤	3.36%

4. 長手方向と垂直方向の磁化特性

(1) 動的磁壁画像と磁化特性

Fig.12 に示すように、継鉄を構成する、U字型フェライトコアの底部に励磁コイルを巻き、サンプルである軟鉄板に交流磁界を印加させた場合の各点における動的磁壁画像のフレーム画像を Fig.13 に示す。Fig.14 は Fig.12 の Point ②に検出コイルを巻き、得られた誘起電圧と励磁電流より求めた B-H ループである。

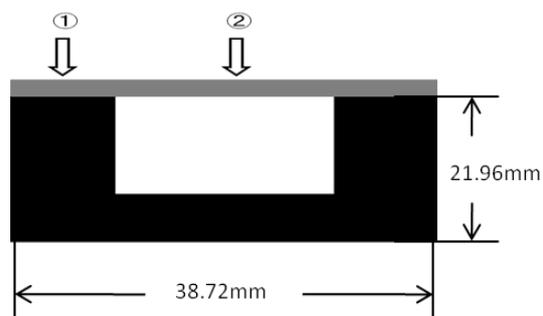
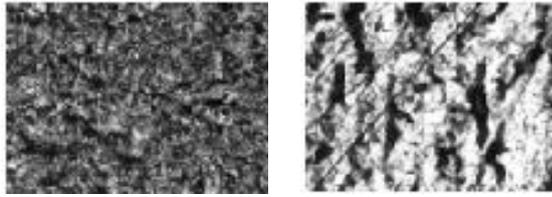


Fig.12 Experimental device for the local magnetization characteristics measurement.



(a) Point ①. (b) Point ②.

Fig.13 Flame images of dynamic magnetic domain walls at each of the positions: ① and ② in Fig.12.
Sample: Soft iron.

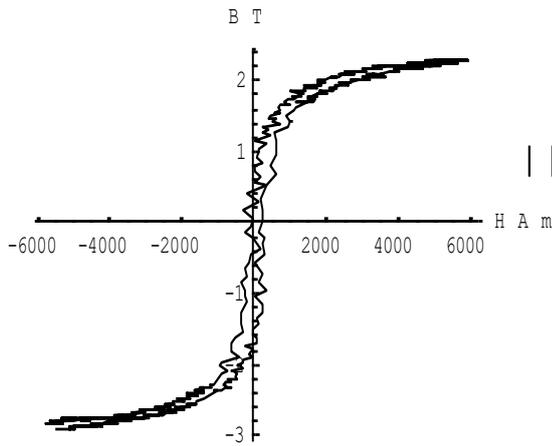
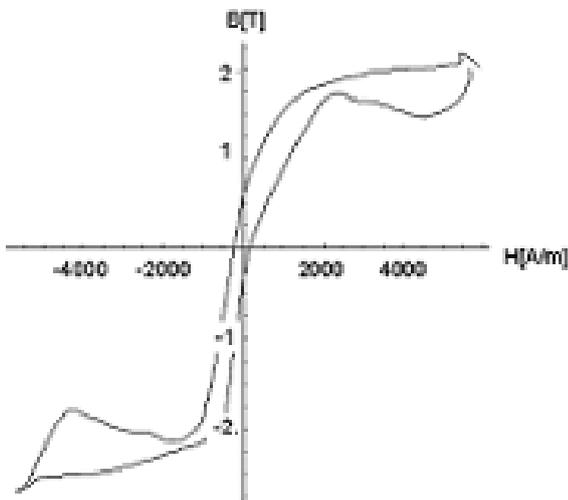


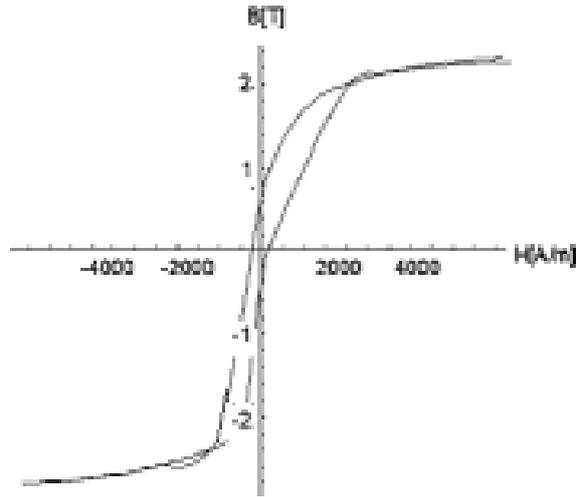
Fig.14 B-H loop of the tested soft iron.

(2) モノクロ動画の平均画素値と磁化特性

Fig.15 は Fig.14 で得られた磁束密度と Fig.13(b)の動的磁壁画像の平均画素値を対応させ、Point ①と Point ②の画素値より求めた B-H ループである。垂直方向磁化が強い部分の Point ①の方が長手方向の Point ②に比べ、B-H ループ幅が大きくなるのがわかる。尚、Fig.13(b)の飽和磁束密度を基準として、Fig.13(a)の画素値が対応する磁束密度を決定した。



(a) Point ①.

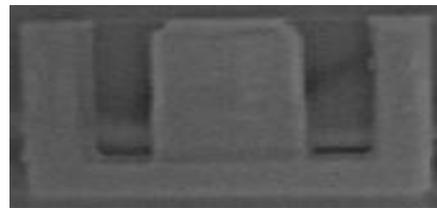


(b) Point ②.

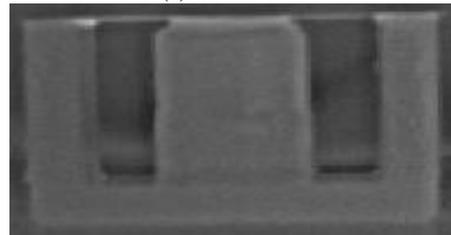
Fig.15 Magnetization characteristics of soft iron evaluated from the entire pixel values in each of the flame images.

(3) 赤外線カメラによる熱分布

赤外線カメラ（三菱サーマルメジャー）を使用し、Fig. 12 の実験装置に 1[kHz]の交流磁界を 60 秒間印加した場合の側面から見た赤外線画像を Fig. 16 に示す。Fig. 16 (b)より垂直方向磁化が強い部分の熱分布が大きく、鉄損が増加していることが判明した。



(a) 0 Second.



(b) 60 Second.

Fig.16 Side view of the infrared images.

5. まとめ

本稿では、E型フェライトコアを継鉄として強磁性体板を交流磁化した場合の動的磁壁移動画像を撮影し、1/f ゆらぎ周波数の抽出を行った。その結果、コアヘッド間の長手方向磁界が支配的な部分より、コアヘッド上の垂直磁界が支配的な部分の方が 1/f ゆらぎ周波数の数が顕著であることが判明した。従って、1/f ゆらぎ数と鉄損の関係より、1/f ゆらぎ数が多い部分は鉄損が大きいと考えられる²⁾。すなわち、磁束の流れの方向が変化する部分の鉄損が大きくなる可能性を示唆している。

また、無方向性珪素鋼板は、方向性珪素鋼板よりコアヘッド間、すなわち、長手方向における $1/f$ ゆらぎ周波数の数が多く観測された。これは、結晶中の原子配列方向がランダムであることに起因すると考えられる。

次に、U字型フェライトコアを継鉄として薄板状強磁性体の動的磁壁移動画像を可視化した。画素値による磁化特性の抽出を行い、その結果、コアヘッド上の垂直磁界が支配的な部分はコアヘッド間の長手方向磁界が支配的な部分に比較して B-H ループ幅が大きくなり、鉄損が大きくなる可能性が示唆された。すなわち、磁束の流れる方向が変化する部分の鉄損が大きく可能性を明らかにした。

赤外線カメラによる鉄損分布の検証実験を行った。その結果、鉄損は、最も磁束密度が高く垂直方向磁化が強い中央脚上に多く、さらに、磁束が長手方向から垂直方向へ変化する変曲部（左脚の右端部）に集中して鉄損が存在することが判明した。この結果は動的磁壁画像から得られた傾向と一致した⁷⁾。

謝辞

本研究を進めるに当たり、齋藤兆古教授、早野誠治元教授には数多くのご指導、ご支援を賜りました。深く感謝致します。また、齋藤兆古研究室の皆様には、公私にわたりご助言、ご支援を賜りました。ありがとうございました。

参考文献

- 1) Hisashi Endo, Seiji Hayano, Masahiro Fujikura, Hisashi Mogi, Chikara Kaido and Yoshifuru Saito; Magnetic domain dynamics visualization, International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics 15 (2001/2002) 409-416
- 2) 須永高志、寺西正晃、齋藤兆古、堀井清之：ビッター法による可視化画像から $1/f$ ゆらぎの抽出、可視化情報学会シンポジウム、2006年7月、A311.
- 3) 石井隆、齋藤兆古、堀井清之：動的磁壁画像の可視化による強磁性体の磁化特性、可視化情報学会シンポジウム、2009年7月、P01-004
- 4) 石井隆、齋藤兆古：動的磁壁画像の可視化による強磁性体の磁化特性と $1/f$ ゆらぎ周波数特性、可視化情報学会全国講演会、2009年10月、P01-004
- 5) 石井隆、齋藤兆古、堀井清之：強磁性体の動的磁区画像と周波数ゆらぎ特性に関する幾つかの考察、可視化情報学会シンポジウム、2010年7月、P01-001
- 6) 石井隆、齋藤兆古：ビッター法による磁区画像の可視化とその応用、可視化情報学会全国講演会、2010年10月、P01-001
- 7) 石井隆、齋藤兆古、ビッター法による動的磁区挙動に関する研究、電気学会マグネティクス研究会、2010年11月、MAG-10-153

バルクハウゼン信号の周波数ゆらぎ解析とその応用

Frequency Fluctuation Analysis of the Barkhausen Signal and Its Application

野嶋悟士

Satoshi NOJIMA

指導教員 齊藤兆古

法政大学大学院工学研究科電気工学専攻修士課程

Ferromagnetic materials are widely used for a lot of artificial products such as cars, trains, ships and so on. Because of its mechanical property, iron steel is most popular in use for the frame materials. Nondestructive testing of iron steel is an extremely important way to maintain their mechanical reliability. As is well known fact that Barkhausen signal emitted from only the ferromagnetic materials having magnetic domain structures. And also, this signal changes its property depending upon their past mechanical as well as radioactive stress histories.

In the present paper, we have applied the frequency fluctuation analysis method to the Barkhausen signals emitted from the steels and its composite materials to detect the mechanical stress difference among them. Surprisingly, it has been succeeded in clarifying that apply the frequency fluctuation analysis to the Barkhausen signal makes it possible to detect the mechanical stress difference. This fact has been confirmed by applying our method to the 30 test ferromagnetic materials. Further, environmental noise problem essentially accompanying the Barkhausen signal measurements has been taken into account by the frequency fluctuation analysis.

Key Words : Barkhausen phenomenon, 1/f Fluctuation, Signal cognition

1. 緒論

多くの時間領域一次元信号はオシロスコープで電気信号として可視化される。音声信号や計算機のクロック信号などが代表例である。これらの信号の中で、人間の可聴周波数である音声信号はキーボードを経由せずに計算機へコマンド入力を直接可能とする。このため計算機と人間の有力なインターフェイスと考えられ、これを実現するために音声認識・識別方法が鋭意研究開発され、一部実用化されている。

主として鉄を主成分とする強磁性材料は原子炉容器のような大型構造物から画鋸のような小型のものまで極めて広汎に使われている。本研究は、これらの強磁性材料が磁化に伴い発するバルクハウゼン信号に関するものである。すなわち、強磁性体の機械的ストレスや放射線欠損などをこのバルクハウゼン信号の周波数ゆらぎ解析によって識別する方法を提案する。

従来から強磁性材料のバルクハウゼン信号は過去の応力履歴や残留応力によって変化することは良く知られている。しかし、従来の信号処理技術ではバルクハウゼン信号から強磁性材料の応力履歴などを高い信頼性で識別できなかった。この理由は単純で、バルクハウゼン信号はバルクハウゼンノイズとも呼ばれるように再現性に乏しく、単純なフーリエスペクトラム解析では規則性や周波数特性が簡単に掌握できないことに起因する。

近年の巨大な半導体素子の超集積化技術がもたらした IT 技術の一分野に音声信号認識・識別技術がある。本研究はこれらの IT 関連信号処理技術を背景とする信号の周波数ゆらぎ特性に着目した。強磁性材料特有のバルクハウゼン信号の応力履歴に起因する周波数ゆらぎ特性を解析し、従来、不可能であった強磁性材料の応力履歴などが識別可能であるかを検討する。

本稿では、最初にバルクハウゼン信号測定時に必然的に伴う環境ノイズに対する周波数ゆらぎ特性を解析し、環境ノイズの周波数ゆらぎ特性を掌握することで環境ノイズの影響を可能な限り削減することを試みる。その結果、主として構造材として使われる鉄系強磁性材料の呈するバルクハウゼン信号が応力の有無により明確に異なる周波数ゆらぎ特性を持つことを明らかにする。

2. バルクハウゼン信号の解析

(1) 強磁性体の磁化

消磁状態の強磁性体に磁界 H を徐々に加えていくと、磁束密度 B は Fig.1 に示すように、最初は緩やかに増加し、次に急激に増加し、また緩やかな増加となり、最終的には一定値に近づく。この曲線が初期磁化曲線 (initial magnetization curve) と呼ばれるものである [1]。この曲線において、領域を

(a) 初透磁率領域

(b)非可逆的磁化領域

(c)飽和領域

の3領域へ分類することが出来る。

(a)初透磁率領域では

$$B = \mu_i H + \frac{1}{2} \nu H^2 \quad (1)$$

で磁化特性が良好に近似される。ここで μ_i は初透磁率、 ν を Rayleigh の定数といい、式(1)が成り立つ領域を Rayleigh 範囲という。

(b) 非可逆的磁化領域の特性は磁気履歴、磁化速度などに依存するため、特定の関係式で表現することは困難である。

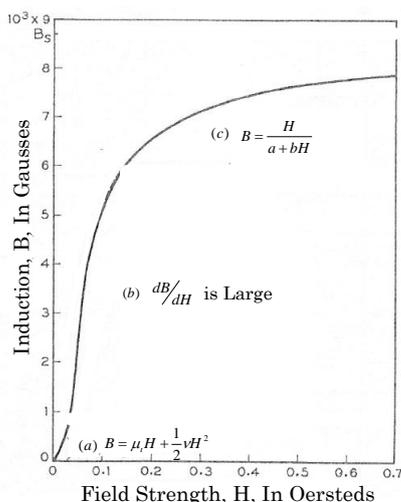


Fig. 1 Initial magnetization curve.

(c)飽和領域は各磁区内の磁化ベクトルの回転で磁化される領域であり、履歴の影響よりも磁気飽和特性によって B-H 関係が支配される。この領域では、磁束密度 B が磁界 H の一価関数で近似でき

$$B = \frac{H}{a+bH}$$

$$\frac{1}{\mu} = \frac{H}{B} = a+bH \quad (2)$$

なる関係式で良好に磁化特性が表される。式(2)は Frölich の関係式と呼ばれる。

(2) バルクハウゼン信号

多くの金属材料中で、鉄は最も広汎に使われる構造材である。鉄は機械的性質が制御可能であり、コスト的にも安価である。これが構造材として広汎に使われる理由であろう。鉄は強磁性体であり、強磁性体の磁化は 2.1 で示したような過程を辿る。この過程の中で、非可逆的磁壁移動領域(b)の磁化過程で生ずる信号がバルクハウゼン現象と呼ばれる強磁性体特有の現象である。[3,4]

Fig.2 に示すように磁性体の周囲へコイルを巻き、磁性体近傍で磁石を運動させるとバルクハウゼン現象に起因する電圧がコイルに誘起する。この電圧を増幅してスピーカーへ入力すればスピーカーからバルクハウゼンノイズ (Barkhausen noise) 音が聞かれる。

本稿ではバルクハウゼン現象に起因する時間領域 1

次元信号であるバルクハウゼンノイズを最終的な解析対象とする。信号収録過程において必然的に混入する環境ノイズに対して、最初に周波数ゆらぎ特性解析を適用する。これによって環境ノイズの周波数ゆらぎ特性を掌握する。最後に環境ノイズを削減したバルクハウゼン信号へ周波数ゆらぎ解析を適用する。

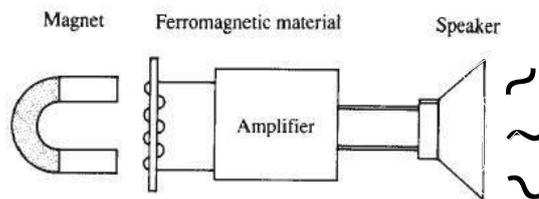


Fig. 2 Barkhausen signal generation.

(3) 1/f ゆらぎ

1/f ゆらぎとは自然界の鳥のさえずりや小川のせせらぎ音などに存在する特有の周波数特性である。信号のパワースペクトラムが周波数に反比例する場合、すなわち、フーリエパワースペクトラム対周波数の両対数グラフで傾きが-1になるものを特に「1/f ゆらぎ」と呼ぶ[2]。本稿では、信号の「1/f ゆらぎ」のみならず周波数ゆらぎ特性を信号の“固有の情報”として捉え、これを信号の固有特性と考える。

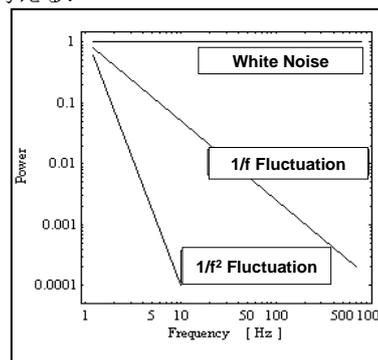


Fig. 3 Typical Fourier power spectra.

3. 実験

(1) 実験材料・装置

厚さ 0.15mm、長さ 30mm の珪素鋼板を供試材として取り上げた。供試材に太さ 0.2mm のホルマル線で作成した 300 回巻きの空芯サーチコイルを着脱することにより、誘起電圧およびバルクハウゼンノイズを測定できる装置を作成した。

実験に用いた試料を Fig.4 に示す。これらの試料を応力が加わっていない状態である珪素鋼板 A、供試材の中央点 b に 3kg の重しを吊るして応力を加えた珪素鋼板 B に 2 分類した。実際に応力が加わっている箇所は珪素鋼板 B の b 点のみである。

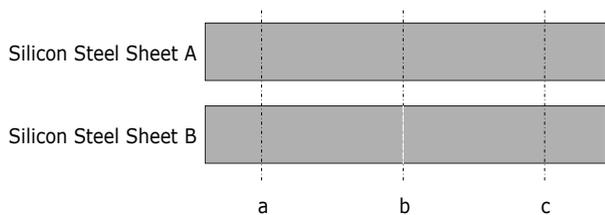


Fig. 4 Tested materials.

強磁性体を磁化する励磁コイルと継鉄を Fig.5 に示す。励磁コイルと継鉄は、それぞれ太さ 0.6mm のホルマル線を 300 回巻いたコイルと U 字型フェライトコアである。励磁コイル両脚に位置する磁極間に供試材を乗せて固定したのち、励磁コイルに電流を流し、磁極間の供試材料を均一に磁化する。

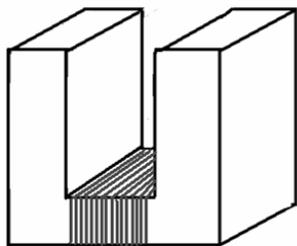
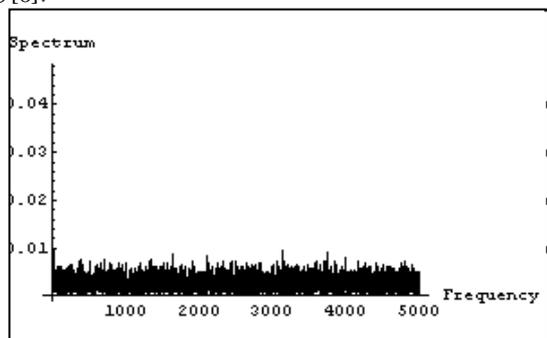


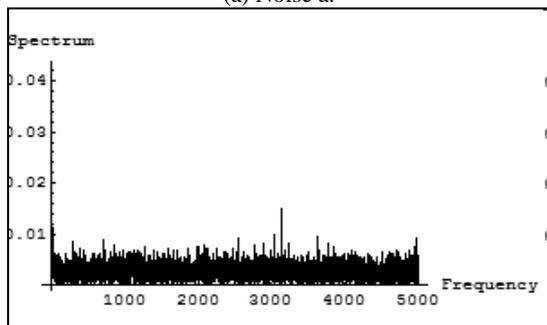
Fig. 5 Exciting coils and U-shaped ferrite yoke core.

(2) 環境ノイズ

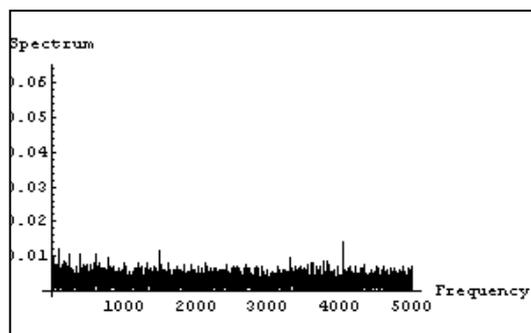
環境ノイズは広汎な周波数に跨るのみならずその位相も時々刻々と変化する。そこでサーチコイルに誘起する環境ノイズそのものを測定対象とし、周波数ゆらぎ特性解析を行う。これにより、時々刻々変化する環境ノイズを「周波数ゆらぎ」の度合いによって分類することを試みる[6]。



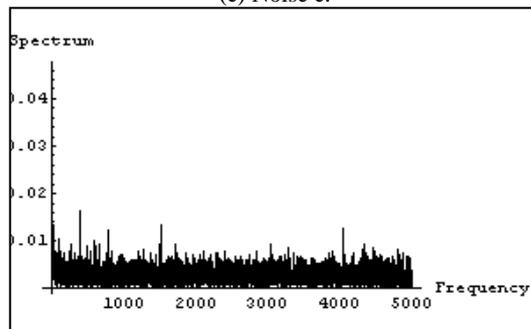
(a) Noise a.



(b) Noise b.



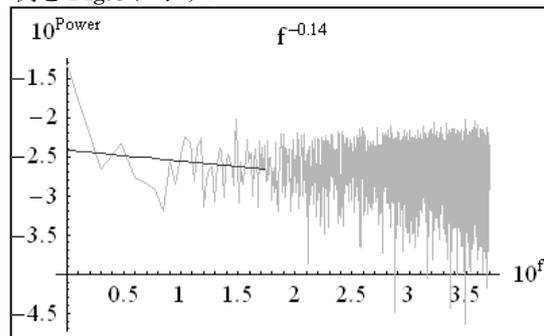
(c) Noise c.



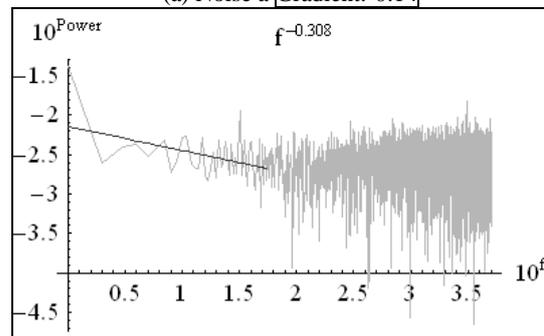
(d) Noise d.

Fig. 6 Fourier power spectrum vs. frequency characteristics of environmental noise.

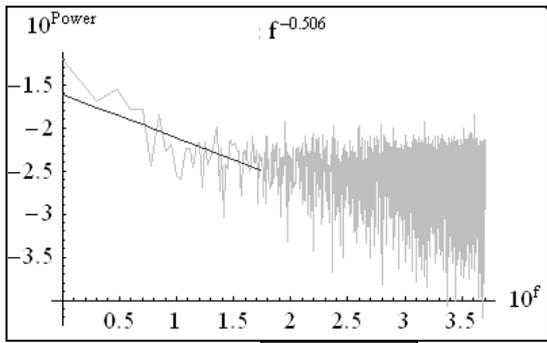
本稿では実験の再現性を確認するため 30 回ノイズを測定し、それぞれについて周波数ゆらぎ特性解析を行った。これらの中から、4 個の代表的なフーリエスペクトラム例を Fig.6 に示す。



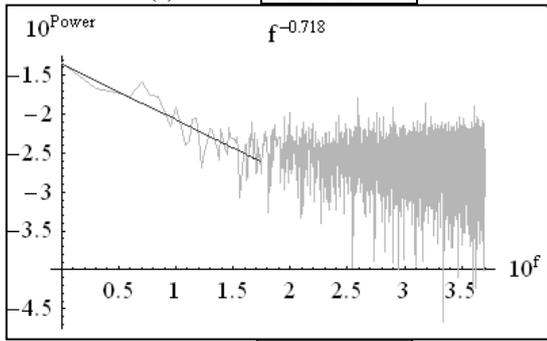
(a) Noise a Gradient:-0.14



(b) Noise b Gradient:-0.308



(c) Noise c Gradient:-0.506



(d) Noise d Gradient:-0.718

Fig. 7 Frequency fluctuations of the noise calculated by 1st order least squares.

Fig.6 に示す環境ノイズのフーリエスペクトラム間の相関係数は、供試 30 信号全てに対して 0.3 以下であり、全く同じ環境ノイズはひとつとして存在しないランダム信号である。

高周波領域においては環境ノイズの周波数ゆらぎ特性は何れも殆ど同様であり、周波数に無関係に一定値となり、環境ノイズ間で大きな差異は見られなかった。

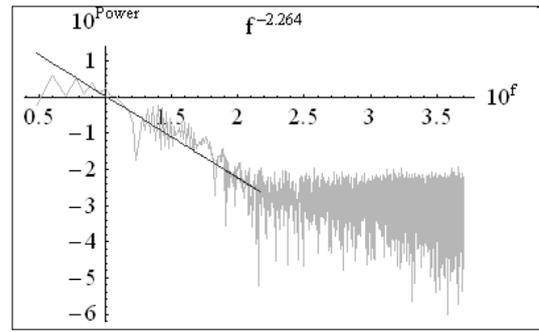
環境ノイズの低周波領域の周波数ゆらぎ特性解析結果を Fig.7 に示す。Fig.7 の結果から、環境ノイズは低周波領域のゆらぎの多寡によって、大きく以下の 4 ケースで大別出来る。

- ①周波数ゆらぎ特性パラメタの絶対値 「0~0.2」
- ②周波数ゆらぎ特性パラメタの絶対値 「0.2~0.4」
- ③周波数ゆらぎ特性パラメタの絶対値 「0.4~0.6」
- ④周波数ゆらぎ特性パラメタの絶対値 「0.6~」

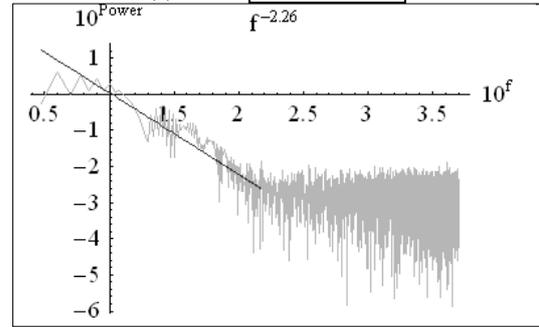
掲載していないデータを含め、ノイズデータ 30 個は全て上記の 4 分類の何れかに属することが判明した。この 4 分類は特定の実験室内の環境で可能な分類であり、全ての環境ノイズが周波数ゆらぎ特性によって 4 分類可能とは限らない点に注意を要する。

(3) 巨視的実験結果

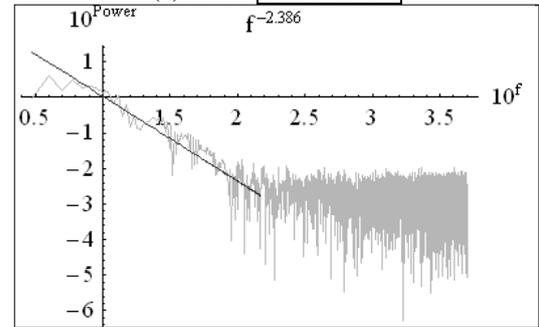
周波数ゆらぎ解析は人為的に解析周波数範囲を決定できる反面、解析範囲の決定法が存在しない。このため、本稿では、解析範囲を低周波領域に設定し、大まかな周波数ゆらぎ特性の傾向を掴むことを試みた。これらの結果を Figs.8, 9 に示す。Fig. 9(b)と他の Figs.8, 9 上に示されている傾きの相違から、応力負荷の有無によって、低周波数領域の周波数ゆらぎ特性に差異が存在することがわかる[5].



(a)Point a Gradient:-2.264

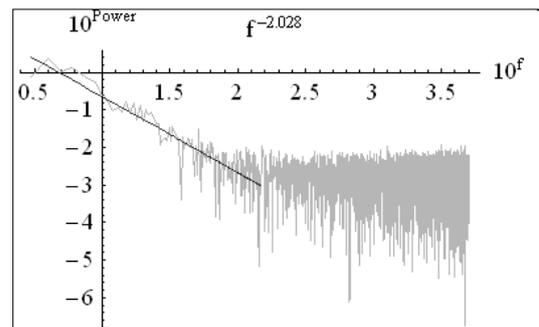


(b)Point b Gradient:-2.26

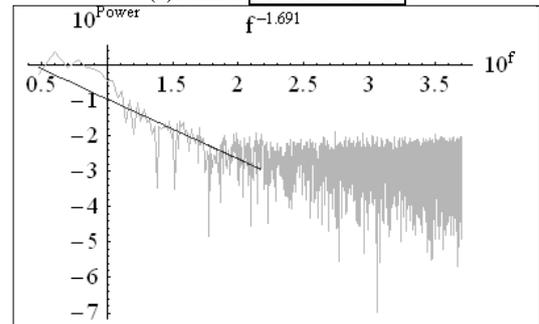


(c)Point c Gradient:-2.386

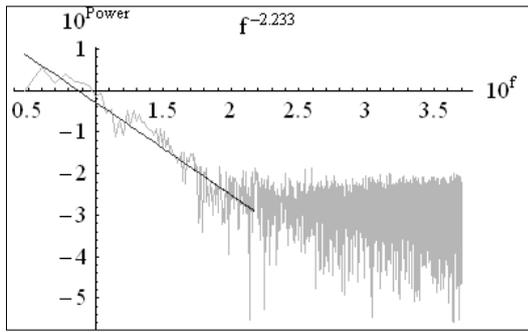
Fig.8 Gradient of low frequency ranges calculated by 1st order least squares to the silicon steel sheet A.



(a)Point a Gradient:-2.028



(b)Point b Gradient:-1.691



(c) Point c Gradient: -2.233

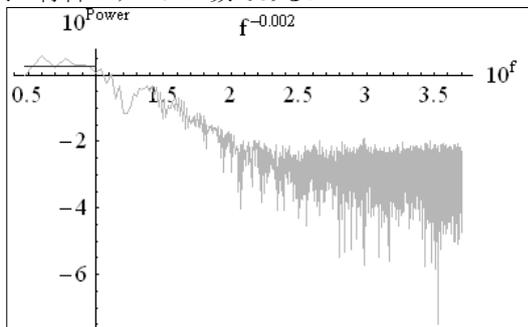
Fig.9 Gradient of low frequency ranges calculated by 1st order least squares to the silicon steel sheet B.

(4) 周波数領域の細分化

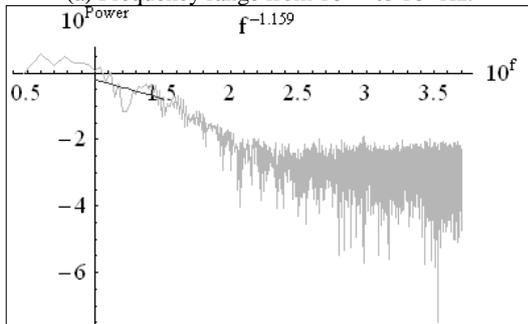
バルクハウゼン信号のパワースペクトラムからそれぞれの測定時に応じて、4 ケースに大別した環境ノイズのパワースペクトラム中から、該当環境ノイズ成分を削減する。その結果得られたデータを両対数図にプロットし、低周波領域における周波数ゆらぎ解析を行う。さらに直線近似する領域を3領域へ細分化する。それぞれの周波数領域は以下の通りである。

- ① 領域 $10^{0.48}$ (最小値) $\sim 10^1$ (Fig.10(a)参照)
- ② 領域 $10^1 \sim 10^{1.5}$ (Fig.10(b)参照)
- ③ 領域 $10^{1.5} \sim 10^2$ (Fig.10(c)参照)

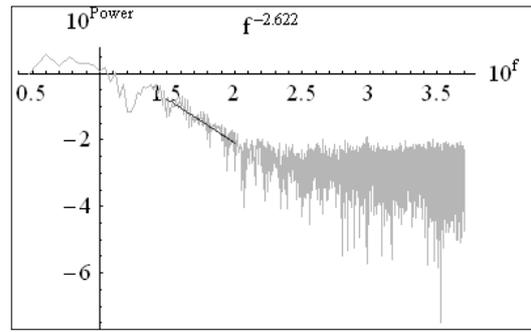
3 周波数領域、それぞれに対する傾きを解析した結果の例を Fig.10 に示す。さらに、最も顕著に差異が観察された周波数領域③について纏めた結果を Figs.11, 12 に示す。Figs.11, 12 で縦軸は周波数ゆらぎの傾き、横軸は同一材料のサンプル数である。



(a) Frequency range from $10^{0.48}$ to 10^1 Hz.

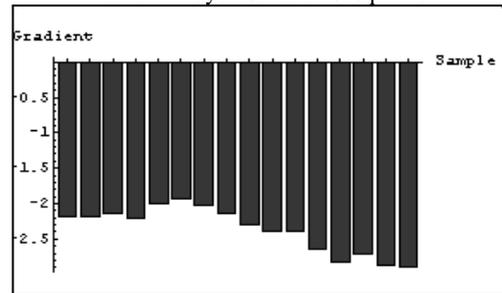


(b) Frequency range from 10^1 to $10^{1.5}$ Hz.

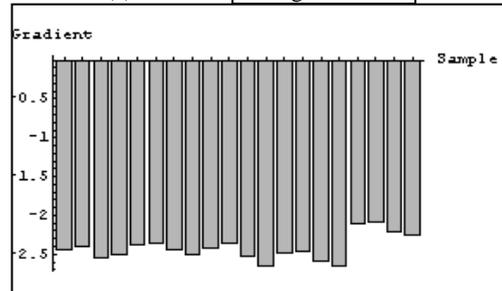


(c) Frequency range from $10^{1.5}$ to 10^2 Hz.

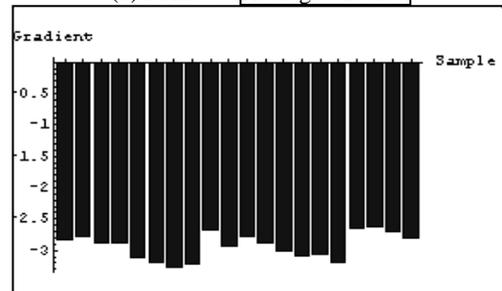
Fig. 10 Gradients of subdivided low frequency range calculated by 1st order least squares.



(a) Point a Average: -2.36487

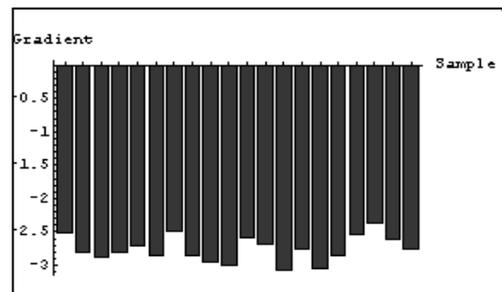


(b) Point b Average: -2.4198

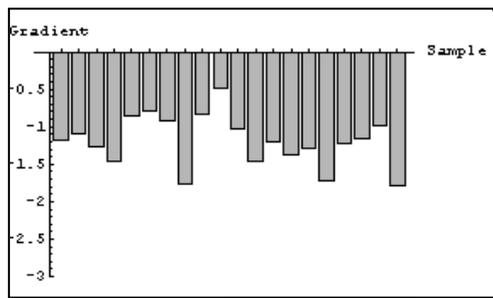


(c) Point c Average: -2.90235

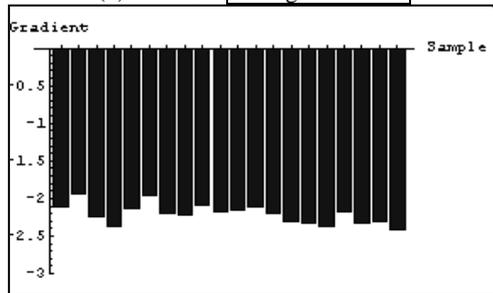
Fig. 11 Results of gradient calculation at frequency range $10^{1.5}$ to 10^2 Hz of a silicon steel sheet. A.



(a) Point a Average: -2.75935



(b) Point b Average: -1.19475



(c) Point c Average: -2.20705

Fig.12 Results of gradient calculation at frequency range $10^{1.5}$ to 10^2 Hz of a silicon steel sheet. B.

Figs.11, 12 から、応力を加えた点においては他の点とは明らかに異なる周波数ゆらぎ特性が観測されることがわかる[7,8]. すなわち, Fig.11 に示す応力が加えられてない珪素鋼板 A では, サンプルやサンプル上の位置によらず周波数ゆらぎの傾きは-2 以上の傾きを呈するが, Fig.12 に示す応力が加えられている珪素鋼板 B の Point b では, サンプルによらず周波数ゆらぎの傾きは-2 以下で-1 に近い傾きを呈することが明らかである.

4. まとめ

本論文では強磁性体のバルクハウゼンノイズの特徴を抽出する一方法として周波数ゆらぎ解析を用いる方法を提案し, 応力の有無識別へ応用した. バルクハウゼン信号は本質的にランダム性の強いノイズに近い性質を呈するため, バルクハウゼンノイズ測定時に必然的に伴う環境ノイズ対策が必要である.

本稿では, 最初に環境ノイズそのものの周波数ゆらぎ特性を解析し, その結果を用いて環境ノイズの影響を削減し, 応力の有無に拠る珪素鋼板の周波数ゆらぎ特性の相違を吟味した.

その結果, 応力の有無は, それぞれが呈するバルクハウゼンノイズの差異を, 低周波領域中で高域の周波数ゆらぎ特性から識別可能であることが判明した.

謝辞: 本研究を進めるに当たり, 齊藤兆古教授には数多くのご指導, ご支援を賜りました. 深く感謝致します.

また, ご協力を頂いた齊藤兆古研究室の皆様は心より感謝致します.

参考文献

- 1) R. M. Bozorth: Ferromagnetism (IEEE PRESS)
- 2) 寺西正晃, 丸山和夫, 早野誠治, 齊藤兆古: 自然界の画像が持つ $1/f$ 周波数成分の可視化, 可視化情報シンポジウム, 2005年7月, B108
- 3) 勝又理毅, 早野誠治, 齊藤兆古: バルクハウゼン現象の可視化法に関する一考察, 可視化情報シンポジウム, 2003年7月, B203
- 4) 野嶋悟士, 堀井清之, 齊藤兆古: 時間領域一次元信号の特徴抽出と可視化, 第37回可視化情報シンポジウム, 2009年7月, P01-002
- 5) 野嶋悟士, 堀井清之, 齊藤兆古: 時間領域一次元信号の揺らぎ周波数特性抽出とその一応用, 日本可視化情報学会, 可視化情報学会全国講演会(主催), 2009年10月, P01-009
- 6) 野嶋悟士, 堀井清之, 齊藤兆古: 時間領域信号の周波数揺らぎ解析による信号識別, 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, P01-002
- 7) 野嶋悟士, 齊藤兆古: 時間領域信号のゆらぎ周波数解析とその応用, 日本可視化情報学会, 可視化情報学会全国講演会 2010 霧島(主催), 2010年10月, P00-04
- 8) 野嶋悟士, 齊藤兆古: 時間領域信号の周波数ゆらぎ解析とその応用, 電気学会マグネティックス研究会, 2010年11月, MAG-10-152.