



2014 年度

齋藤兆古研究室卒業論文集

卒業論文発表会

2015年1月26日13時30分

応用電磁気学実験室

学籍番号	氏名	題名	頁
10X2016	伊藤 一貴	平面型 ECT センサの提案とそのリフトオフに関する研究	1
11X2013	石川 直杜	平面型 ∞ コイルの感度向上に関する幾つかの考察	7
11X2014	石幡 圭一郎	逆問題解析手法による非接触給電コイルの設計	14
11X2018	伊藤 健志	積層平面型空心変圧器の実験的特性	20
11X2022	内田 圭祐	周波数揺らぎに拠る音響データのサンプリング周波数評価とそのスピーカ設計へ応用に関する基礎的研究	24
11X2029	奥田 和哉	自己共振型テスラコイルの開発	29
11X2033	渡橋 悠馬	タイヤを介した非接触給電の提案	35
11X2049	倉橋 俊之	焦点型 ECT コイルに拠る探査感度向上に関する研究	40
11X2106	高橋 一平	∞ コイル型検出コイルを用いた漏れ磁束法の提案	48
11X2125	根本 育馬	空心変圧器に関する実験的考察	53
11X2134	半澤 秀幸	平面型 ∞ コイルの巻数及びリフトオフに関する研究	61
11X2159	山口 真史	赤外線カメラを用いた渦電流分布の可視化による欠損探査	67

〒184-8584 東京都小金井市梶野町 3-7-2

法政大学理工学部電気電子工学科

TEL:042-387-6200

平面型 ECT センサの提案とそのリフトオフに関する研究

10x2016 伊藤 一貴 指導教員 齊藤 兆古

論文概要

本論文は平面状コイルを用いた共振型結線 ECT(渦電流探傷法)センサに関する実験的考察である。通常のインピーダンス感知型 ECT センサはフェライトコアにコイルを巻いた立体的な形状であるが、本研究では空心でスパイラル状に巻いた ECT センサに関して実験的考察を与える。すなわち、直線状欠損探査を前提に平面状コイルの巻数やコイル半径を変更した幾つかのセンサを試作し、直線状欠損幅、被検査対象の材質の違い、異なるリフトオフに関して実験を行い、結果として共振型平面状 ECT センサが優れた性能を有することを報告する。

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。

金属の非破壊検査として、渦電流探傷法 (Eddy Current Testing, 以後、ECT と略記)、電気ポテンシャル法、超音波映像法および X 線断層撮影法のような様々な方法がある。

この中で、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 [1-3]。

このため、ECT は自動車を構成する膨大な数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ことに拠る。さらに ECT は、検査対象に非接触で探査可能であり、発振器、アンプ、探査プローブコイル、オシロスコープなど比較的安価で簡素な装置で構成可能であるため、最もメジャーな非破壊検査技術である。

本論文は、平面形状コイルからなる渦電流センサ (以後、平面型コイル) の動作原理、すなわち、共振型 ECT センサは励磁コイルの並列共振周波数とインピーダンスが磁氣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と、励磁コイルの入力端から見た共振条件が励磁コイルと磁氣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の有用性について報告する [1, 2]。

2. ECT センサ

2.1 ECT センサの動作原理

ECT の動作原理は、大別して二方法ある。一方は交番磁界を被検査対象に照射することで被検査対象中に渦電流を発生させ、被検査対象中の欠損の有無による渦電流分布の相違を電源から見た入力インピーダンスの変化で感知する方法である。ここでは、この ECT 法をインピーダンス感知型と呼ぶ。このインピーダンス感知型 ECT の特徴は励磁コイルがセンサも兼ねる点であり、構造が簡単で安価である。

他方は励磁コイルの他に独立した検出コイルを備えた励磁・検出コイル分離型である。この励磁・検出コイル分離型は被検査対象中の欠損の有無に起因する渦電流分布の相違が喚起する磁束の変化を感知する検出コイルの配置に自由度を持つ。このため、励磁・検出コイル分離型は、インピーダンス感知型に比較して高感度とされているが、検出コイルの構造や設置場所な

どに多くの経験的習熟度を必要とする。

本論文が検討する平面型 ECT コイルの動作原理はインピーダンス感知型に属する。

2.2 共振型 ECT 法

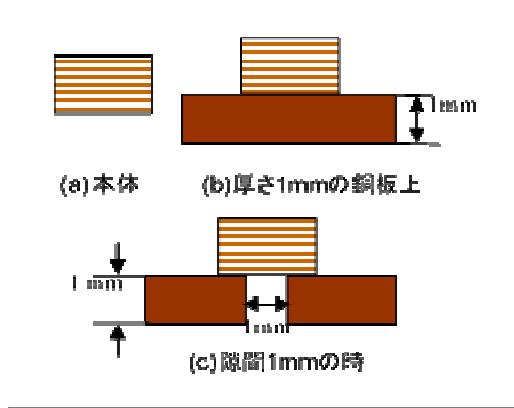


図1 センサーコイルと測定位置

共振型 ECT 法の原理を実際の直線（スリット）状欠損探査を通して述べる。

図1に示すセンサーコイルで、コイル本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。次にコイル下に被検査対象と同じ材質を持つ欠損の無い銅板を設置して、コイルのインピーダンス $|Z|$ と位相 ϕ の周波数を測定する。さらにコイル下に貫通欠損と見なす 1mm 幅のスリット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。

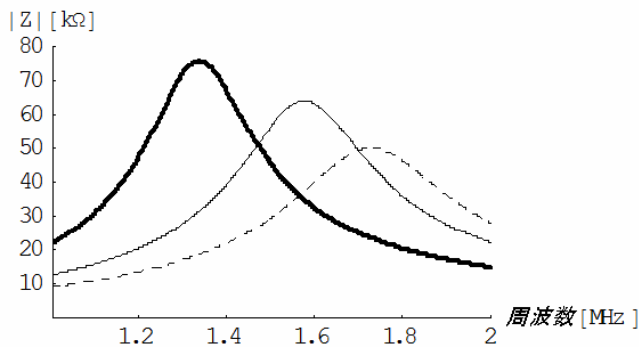


図2 インピーダンス $|Z|$ と周波数 f

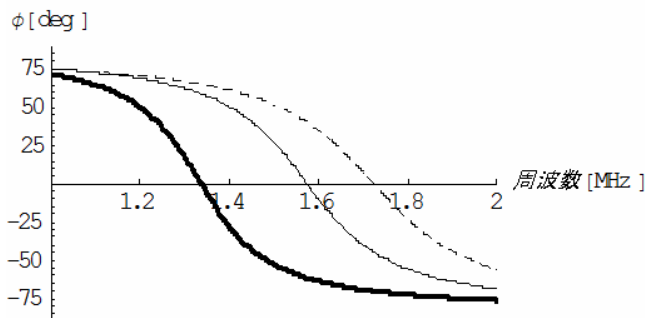


図3 位相 ϕ と周波数 f

図2、図3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 ECT コイル単体時であり、最も共振時の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無い被検査対象の金属板に面している場合である。金属板に 1mm 幅のスリット欠損がある場合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。

3. スリット状欠損探査

3.1 変化率及びコイルの仕様

厚さ 1mm、欠損間隔（スリット幅）1mm の銅板上においてスリット状欠損探査を行う。

欠損探査は共振周波数の変化で行う。なお、共振周波数の変化率は式(1)で定義する。

$$\eta = \frac{\text{欠損が無い対象上の共振周波数} - \text{コイル単体の共振周波数}}{\text{欠損が無い対象上の共振周波数} - \text{欠損が存在する対象上の共振周波数}} \times 100 \quad (1)$$

表1は試作した平面型 ECT コイルの諸定数を示す。表2は比較のために採用した従来型 ECT コイルの諸定数を示す。

表1 平面型コイル

	外径[mm]	内径[mm]	巻き数[回]	高さ[mm]	巻き線径[mm]
No.1	60	20	20	0.5	0.5
No.2	70	25	20	0.5	0.5
No.3	80	30	20	0.5	0.5
No.4	90	35	20	0.5	0.5
No.5	100	40	20	0.5	0.5

表2 従来型コイル

	巻き数[回]	内径[mm]	外径[mm]	高さ[mm]	巻き線径[mm]
No.1	10	8	14	10	0.4
No.2	20	8	19	10	0.4
No.3	30	35	43	10	0.4
No.4	40	8	28	10	0.4
No.5	50	6	11	12	0.2

図4、5はそれぞれ平面型と従来型 ECT コイルのサンプル写真である。

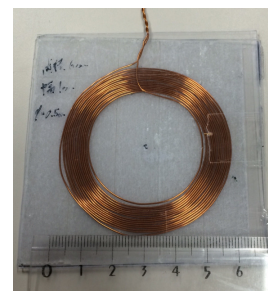


図4 平面型 ECT コイルのサンプル画像

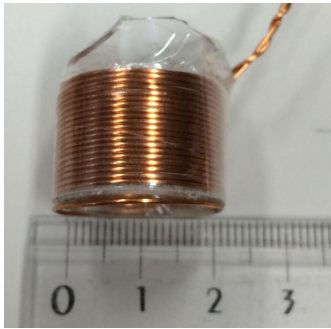


図5 従来型 ECT コイルのサンプル画像

3.2 平面型コイルの感度

平面型 ECT コイルの半径に対する式(1)で定義した変化率を図6に示す。

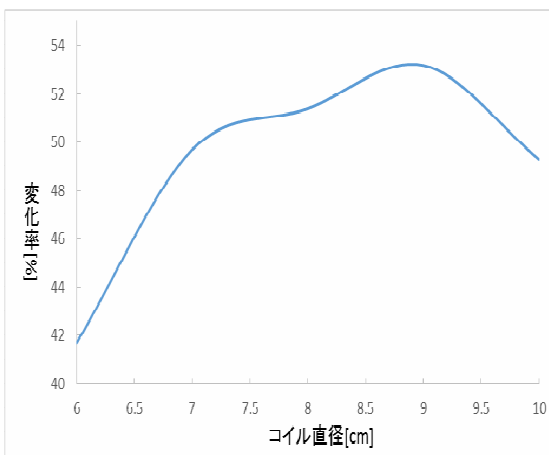


図6 コイルの直径と式(1)による変化率の関係

図6から、コイルの直径が大きくなるにつれ変化率が上昇する傾向があるが、一定の直径(9cm 付近)に達すると変化率が下降している。これは実験に使用している銅板が有限な平面であるため、その銅板に適したコイルの直径が存在すると言える。

3.3 従来型コイルの感度

従来型 ECT コイルの巻数に対する式(1)で定義した変化率を図7に示す。

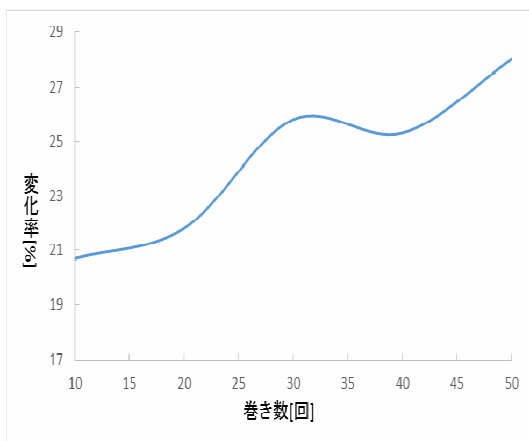


図7 コイルの巻数と式(1)による変化率の関係

図7からコイルの巻数が多いほど共振周波数の変化が大きくなっていることが判る。30回巻きで少し変化率が高くなっているが、これは今回使用したコイルの中で比較的平坦な形状であり、結果として、他のコイルに比べ漏れ磁束が少なかったと考えられる。

3.4 欠損探査

3.4.1 スリット幅

測定間隔を2mmとし、スリット幅を0、0.5、1、2[mm]と変更した場合の共振周波数とインピーダンスの変化を図8に示す測定基準点からコイルまでの距離をx[mm]として測定する。

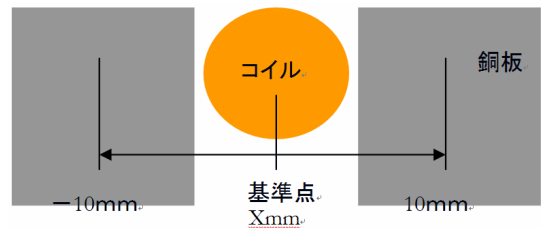


図8 スリット間隔の変化とコイルの横移動

欠損の無い銅板上の共振周波数とインピーダンスを基準値として、変化率を式(2)で定義する。

$$\eta = \frac{\text{欠損が存在する対象上の共振周波数} - \text{欠損が無い対象上の共振周波数}}{\text{欠損が無い対象上の共振周波数}} \times 100 \quad (2)$$

表3は本実験に採用した平面型 ECT コイルの諸定数を示す。

表3 実験に採用した平面型 ECT コイルの諸定数

外径	60[mm]
内径	20[mm]
巻き数	20[回]
高さ	0.5[mm]
巻き線径	0.5[mm]

図9は式(2)で計算される共振周波数変化率を示す。

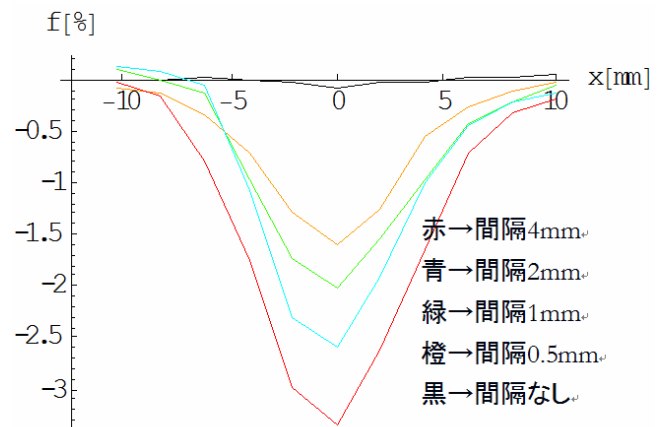


図9 スリット間隔と共振周波数の変化率

図9より欠損までの距離が近く、スリット間隔が広いほど共振周波数が基準値よりも低くなることが判る。

図10は共振周波数の変化とスリット幅の関係を整理した結果を示す。

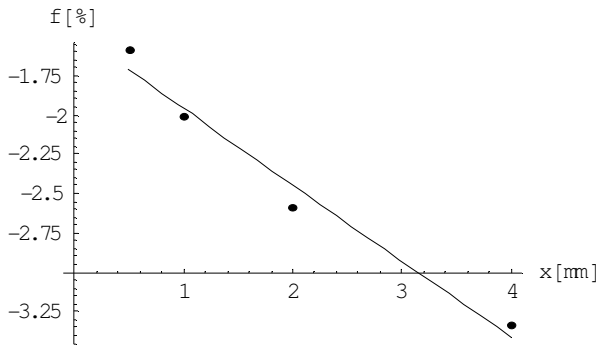


図10 共振周波数と欠損幅の関係

図10より最大共振周波数はスリット幅が広がるほど一次関数的に減少していくことが判る。欠損幅が広がるほど変化率は上がることから、非接触欠損探査の方法として共振型ECTは有効であることが分かる。

次に、図11にスリット幅とインピーダンスの関係を示す。

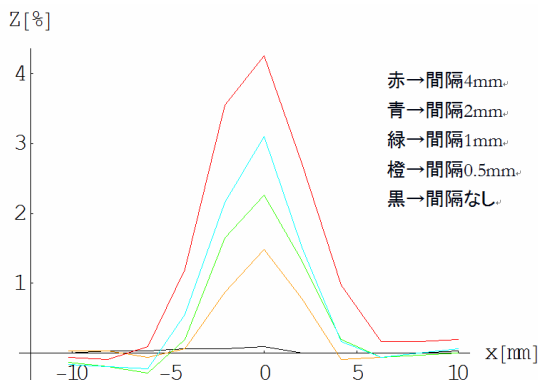


図11 スリット幅とインピーダンスの関係

図11から、共振周波数と欠損幅の関係とは逆に欠損部に接近するほど変化率が大きく、スリット幅が広がるほどインピーダンスが大きくなる特性が判明した。

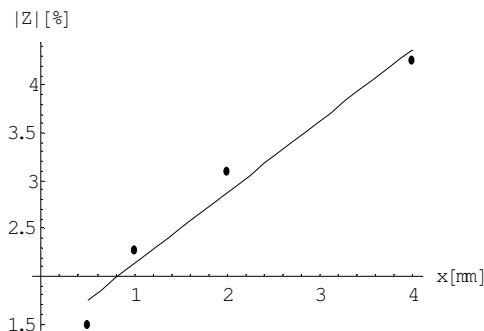


図12 インピーダンスとスリット幅の関係

図12は、最大インピーダンス変化率とスリット幅の関係を示す。

図12から、インピーダンスはスリット幅に対して一次関数的に大きくなることがわかる。このことから非接触欠損探査の方法として共振型ECTは有効であることが分かる。

3.4.2 被検査対象の材質

3.4.1節ではスリット幅を変化させて平面型共振ECTの感度を吟味した。ここでは、スリット幅を固定し、被検査対象の材質を銅、鉄、アルミと変えた場合の共振周波数とインピーダンスの変化率を吟味する。

被検査対象の直線状欠損幅を10mmとし、被検査対象の材質を銅、鉄、アルミと変更した場合の共振周波数とインピーダンスの変化、図13に示す測定基準点からコイルまでの距離をx[mm]として測定する。

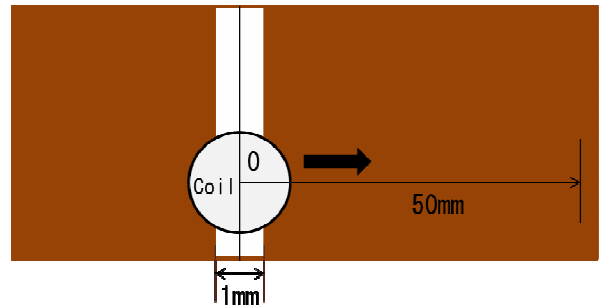


図13 被検査対象の基準位置

表4は本実験に採用した平面型ECTコイルの諸定数を示す。

表4 実験に採用した平面型ECTコイルの諸定数

外径	60[mm]
内径	20[mm]
巻き数	20[回]
高さ	0.5[mm]
巻き線径	0.5[mm]

銅、鉄、アルミに対する共振周波数と欠損から距離間の関係を図14(a), (b), (c)にそれぞれ示す。

図15(a), (b), (c)は銅、鉄、アルミに対するインピーダンスと欠損から距離間の関係をそれぞれ示す。

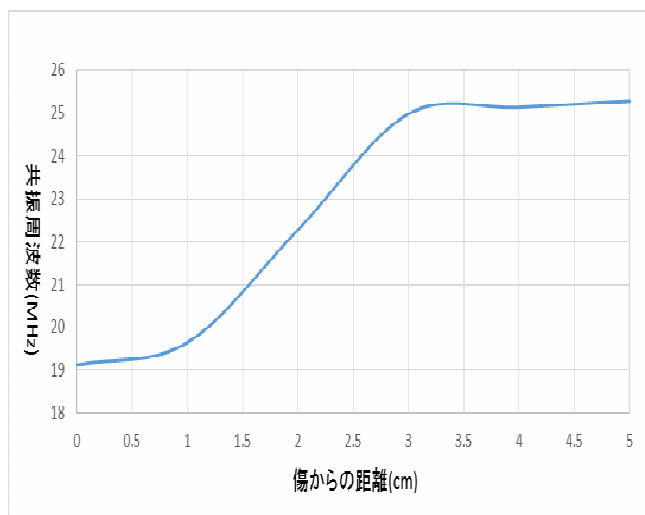


図 14(a) 銅での共振周波数

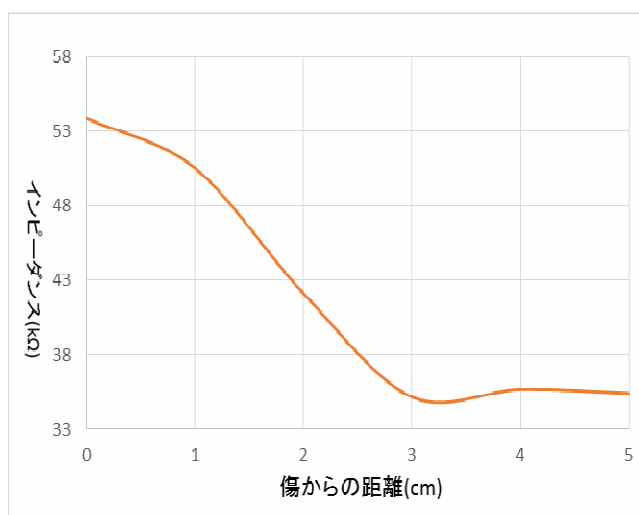


図 15(a) 銅でのインピーダンス

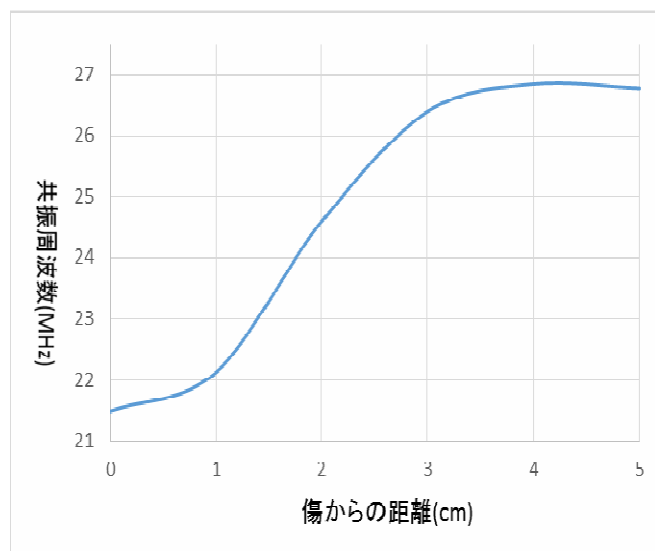


図 14(b) 鉄での共振周波数

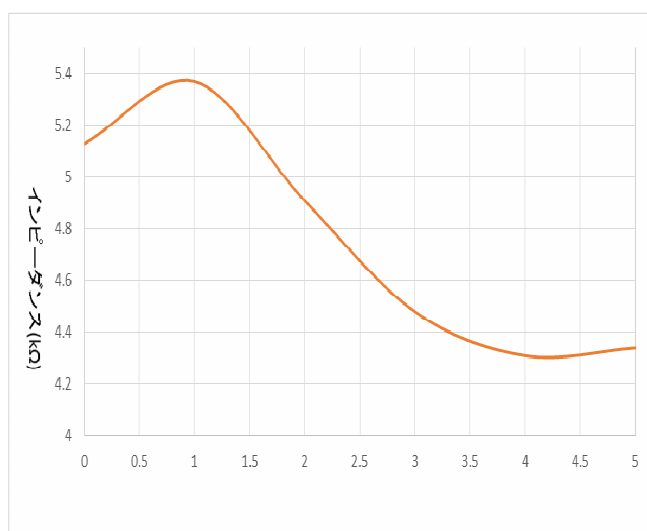


図 15(b) 鉄でのインピーダンス

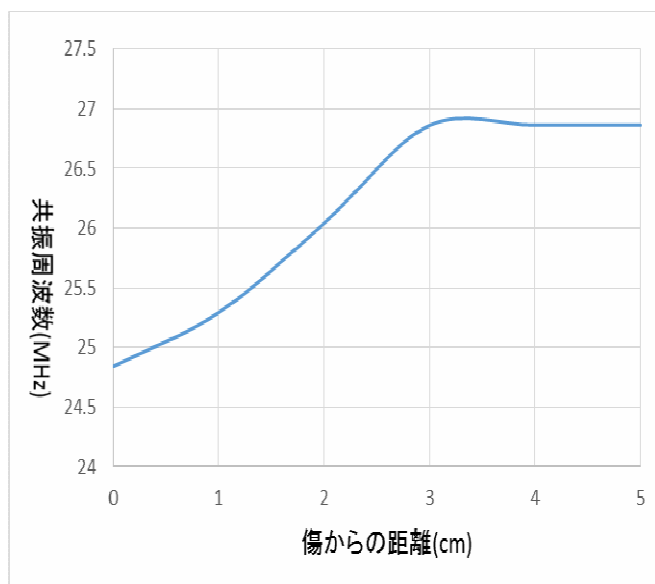


図 14(c) アルミでの共振周波数

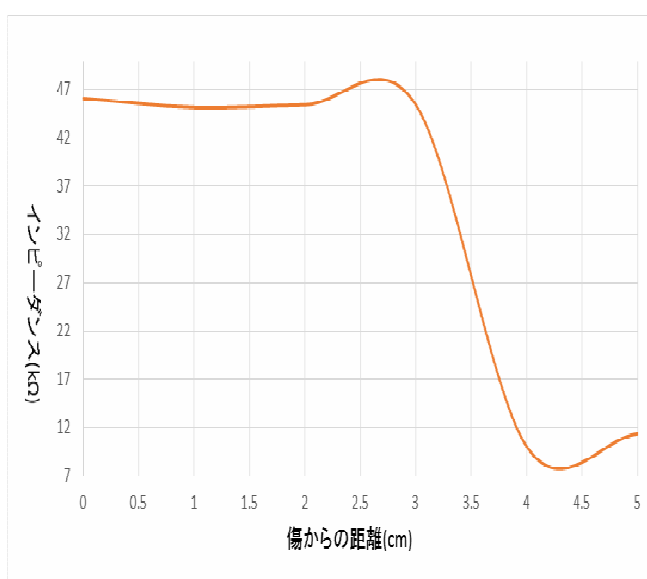


図 15(c) アルミでのインピーダンス

図 15 において、銅、鉄、アルミ共に距離 $x=0\sim 1\text{cm}$ 付近まで微小な共振周波数の上昇が見られ、距離 $x=1\sim 3\text{cm}$ 付近は 1 次関数的に共振周波数が増加していく。その後、 3cm 以降は共振周波数に変化が見られなくなる。このことから今回使用した平面型 ECT コイルは欠損までの距離が約 3cm 以内であり、且、電気導体であるならば材質を問わず欠損探査が可能であると言える。

次に、図 16 において、インピーダンスは距離 x に対して徐々に減少し、銅では $x=3\text{cm}$ 、鉄では $x=4\text{cm}$ 、アルミでは $x=4.25\text{cm}$ 付近で変化が見られなくなる。しかし、インピーダンスの距離 x に対する変化は被検査対象の材質で異なることが判明した。

4. 結論

本論文では、平面型共振 ECT 法の基礎的な特性を吟味した。

平面形状コイルからなる共振型 ECT センサは励磁コイルの並列共振周波数とインピーダンスが磁氣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と、励磁コイルの入力端から見た共振条件が励磁コイルと磁氣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の有用性について実験的な検討を行った。

その結果、平面型共振 ECT は、欠損の位置の探査に極めて有効な手段であることを検証した。

一方で、今回行った共振型 ECT 法では問題点も存在する。それは欠損が少ない場合での変化率は $1\sim 2\%$ と低く、欠損がある一定の大きさを超えると変化率が一定となり、欠損の大きさを探査することが出来ない等の問題点も存在することを示した。

参考文献

- [1] Hiroki KIKUCHIHARA, Iliana MARINOVA, Yoshifuru SAITO, Enhance the Sensibility of the Eddy Current Testing, Proceedings of The 2012 Asia-Pacific Symposium on Applied Electromagnetics & Mechanics, PP.232-237.
- [2] 丸山 公希、共振結線型 ECT センの感度向上に関する研究、2012 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。
- [3] I.MarinoVA, S.Hayano and Y.Saito, Ployphase Eddy Current Testing, Journal of Applied Physics, Vol. 75, No.10, pp. 5904-5906, 1994.

平面型 ∞ コイルの感度向上に関する幾つかの考察

11X2013 石川直杜 指導教員 齊藤兆古

論文概要

渦電流 (Eddy Current Testing, ECT) センサは代表的な非破壊検査の一つである。しかしながら、感度が低い等、様々な課題があるため依然として改良の余地がある。本論文は、 ∞ 文字状の励磁コイルと有限長ソレノイド型の検出コイルからなる渦電流センサ(以後 ∞ コイル)を用いて金属中の欠損を検出する非破壊検査に於ける感度向上に関する研究である。本研究では、 ∞ コイルの励磁コイルの形状と巻数を変化させ、3次元有限要素法による数値シミュレーションと試作コイルを用いた実験値の比較を行い、感度向上に関する考察を行う。ここで言う感度とは傷の有無でセンサコイルに誘起する電圧値の最大振幅であり、S/N比と最大誘起電圧値の両者を用いて考察をすることとする。

1 序論

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[1-3]。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。

2013年、我々の研究室で新型渦電流センサ・ ∞ コイルが開発された[1]。このECTセンサは従来のセンサに対して、高感度かつ高いリフトオフ特性を有する。しかしながら、その構造上、検出感度の向上には一定の限度がある。この感度限界を打破すべく、本論文は ∞ コイルの特性や構造を維持しつつ感度向上を意図した半円形平面型 ∞ コイルを提案する。結果として、従来の ∞ コイルを上回る感度を有するセンサの開発に成功した。

さらに、本論文は半円形平面型 ∞ コイルセンサの最適設計に関する考察も与える。

半円形平面型 ∞ コイルはスパイラル状に巻かれた励磁コイルと有限長ソレノイド型の検出コイルから構成され、検出感度は励磁・センサコイルそれぞれの大きさや形状に依存する。本論文で述べる最適設計に関する議論では、大前提として励磁コイルおよび検出コイルの高さを一定値に固定する。

形状の最適化では、励磁コイルの巻数を変更した場合の検出感度を有限要素法によるシミュレーション値と実験値の比較を行う。また、巻数の最適化では、形状を固定し、巻数を変化させた場合の検出感度についてシミュレーション値と実験値の比較を行う。

各形状・巻数でのシミュレーション値と実験値から最適な励磁コイルの形状や巻数に関する考察を与える。

2 平面型 ∞ コイル

2.1 平面型 ∞ コイルの構造

図1に平面型 ∞ コイルの構造を示す。平面型 ∞ コイルは二個の励磁コイルとコアに磁性体を持つ検出コイルから構成されている。我々はこの形状から“ ∞ コイル”と呼ぶ。

二個の励磁コイルを隣接して配置し、互いに逆位相の電流を流して場合に関して3次元有限要素法を用いてシミュレーションを行う。

励磁電流により生じる磁界分布は逆の極性を持ちループ状に形成されるため、図2のように二個の励磁コイルの間には磁界がゼロまたは極めて小さい値となる領域が生まれる。この領域へコアにフェライトなどの磁性体を持つ検出コイルを励磁コイルの面に対し垂直な方向に設置する。検出コイルの面が励磁コイルによって生じる磁界と常に平行となるため検出コイルには誘起電圧が発生しない。更に磁界が極めて小さい領域へ配置されることにより検出コイルが持つ磁性体の影響が少なく、元の磁界分布を乱さない設計となることが図2からわかる。



図1 ∞ コイルの構造

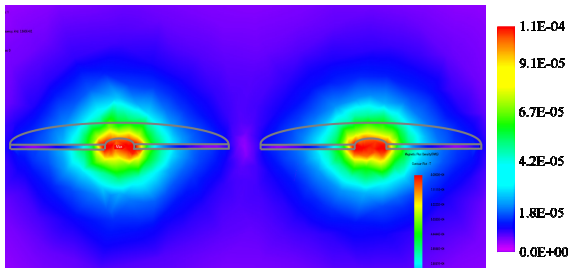


図2 ∞ コイルの磁界分布

2.2 平面型 ∞ コイルの動作原理

∞ コイルを健全な被検査対象上に設置した場合、被検査対象中には励磁電流の逆方向に渦電流が流れる。被検査対象中の渦電流によって生じる磁束は検出コイルの面に対し平行成分となるため誘起電圧は発生しない。しかし、被検査対象中に欠損が存在する場合、欠損を迂回するように流れる渦電流が発生し、検出コイルの面に対し垂直な磁束成分が発生する。このため検出コイルに誘起電圧が発生し、欠損の有無を識別することが可能となる。

図1に示す平面型 ∞ コイルの動作原理を検証するために3次元の有限要素法によるシミュレーションを行

う。表1に励磁コイルと検出コイルの諸定数を示す。平面型 ∞ コイルは厚さ1mmの銅板上に配置され、欠損が無い場合、検出コイルに対し直線状欠損が0度、90度、45度の場合に対してシミュレーションを行う。

表1 シミュレーションで使用した諸定数

励磁コイル	
外径	30mm
内径	10mm
長さ	0.4mm
巻数	20
入力電圧	1V
周波数	256kHz
検出コイル	
外径	1.4mm×2.4mm
内径	1mm×2mm
長さ	6mm
巻数	100
コア材料	MnZn/ferrite (permiability:3000)

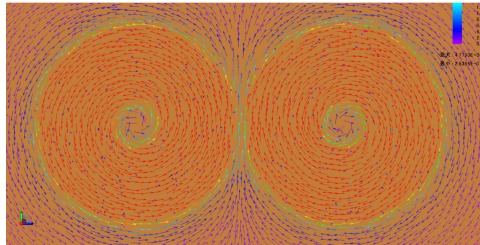
図3はそれぞれ銅板上に流れる渦電流と検出コイルのフェライトコア内の磁束密度分布を示している。銅板中に欠損が存在しない場合、図3(a)に示す渦電流が流れる。渦電流によって生じる磁束密度は検出コイルの面に対し平行方向のみであるため図4(a)に示す方向となる。したがって欠損が存在しない場合、検出コイルに誘起電圧は発生しない。

図3(b)は2mmの幅の欠損が検出コイルに対し0度に配置された場合の渦電流分布である。渦電流は欠損に沿う方向に流れるが、検出コイルの面に垂直の磁界を生む成分が流れない。このため、フェライトコア内の磁束密度は図4(b)のようになる。0度の場合も検出コイルに誘起電圧は発生せず、欠損を検知することは難しい。

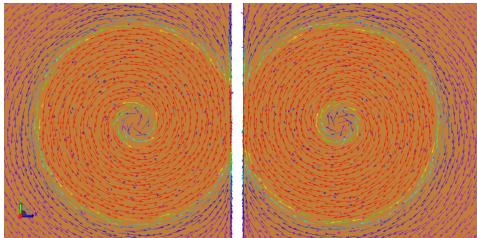
図3(c)は欠損が検出コイルに対し90度に配置した場合の渦電流分布を示す。銅板中の渦電流は欠損によって妨げられ検出コイルの面に垂直に磁界を作る方向に流れる。しかしながら、欠損の両端で発生する渦電流は互いに打ち消し合う方向に流れるため、図4(c)に示すようにフェライトコア内の磁束密度は垂直方向に発生しない。

図3(d)は欠損が検出コイルに対し45度に配置した場合の渦電流分布を示す。渦電流は欠損沿いに流れ、検出コイルに垂直成分を含む磁界を作る。このため、図4(d)に示すように検出コイルを貫く方向に磁束が発生し、検出コイルに誘起電圧が発生する。

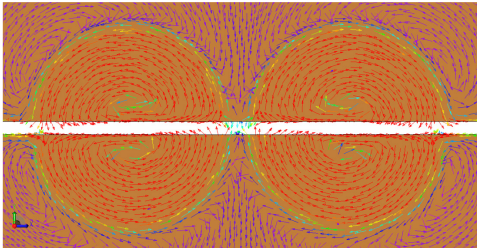
また、図 4(a)-(d)における検出コイルの誘起電圧を図 5 に示す。図 5 より欠損が 45 度の場合、高い誘起電圧が発生し欠損の有無を識別できることがわかる[3]。



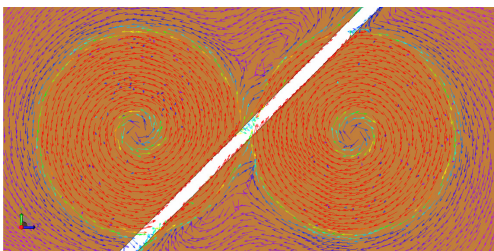
(a) 欠損なし



(b) 励磁コイルに対して 0 度の直線状欠損

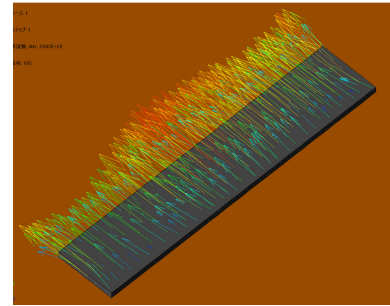


(c) 励磁コイルに対して 90 度の直線状欠損

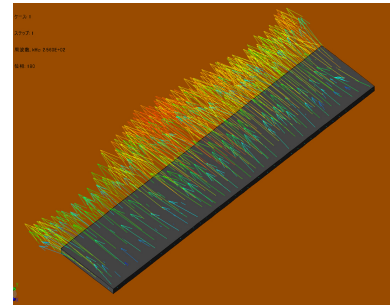


(d) 励磁コイルに対して 45 度の直線状欠損

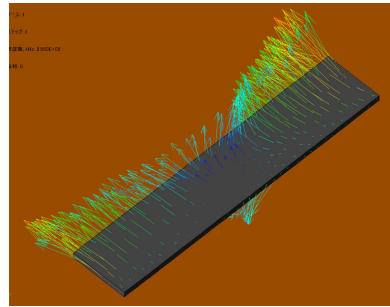
図 3 平面銅板における渦電流



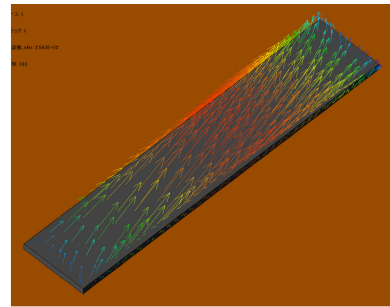
(a) 欠損なし



(b) 励磁コイルに対して 0 度の直線状欠損



(c) 励磁コイルに対して 90 度の直線状欠損



(d) 励磁コイルに対して 45 度の直線状欠損

図 4 フェライトバーにおける磁束密度ベクトル分布

3 平面型のコイルの最適設計

3.1.1 励磁コイルの形状の最適設計

本論文では、新平面型のコイルとして、従来の円形

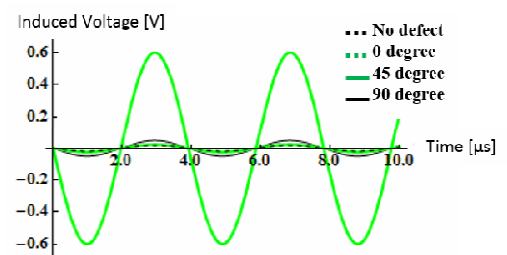


図 5 検出コイルの誘起電圧

の励磁コイルを半円形とした励磁コイルを提案する。

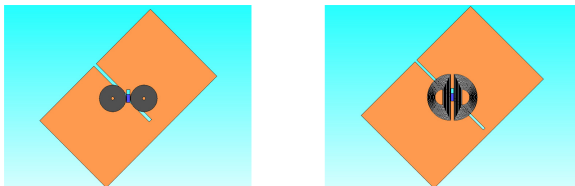
図 6 に示す平面型のコイルに対して、欠損探査に関するシミュレーションと図 7 に示す試作コイルを用いて実験を行う。但し、リフトオフは全て 0.2mm とした。

欠損は厚さ 1mm の銅板に幅 2mm、深さ 1mm の直線状貫通欠損である。

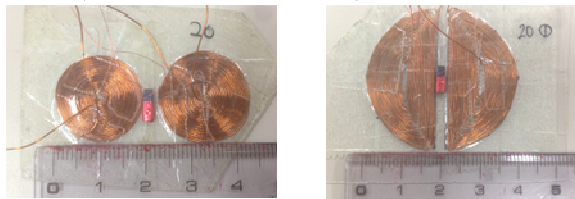
図 6, 7 はそれぞれ、シミュレーションモデルと試作した ∞ コイルを示す。また、各 ∞ コイルの諸定数を表 2 に示す。

表 2 シミュレーションモデルと試作した供試 ∞ コイルの諸定数

励磁コイル		
外径	9mm	18mm
内径	0.5mm	1mm
長さ	0.3mm	0.3mm
巻数	20	20
入力電圧	1V	1V
周波数	256kHz	256kHz
検出コイル		
外径	1.4mm×2.4mm	
内径	1mm×2mm	
長さ	6mm	
巻数	100	
コア材料	MnZn/ferrite (permiability:3000)	



(a) 円形励磁コイル (b) 半円形励磁コイル
図 6 シミュレーションで使用したモデル



(a) 円形励磁コイル (b) 半円形励磁コイル

図 7 試作 ∞ コイル

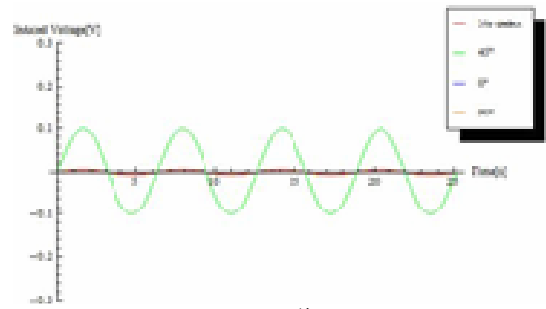
3.1.2 実験結果

シミュレーションと実験による検出コイルの誘起電圧をそれぞれ図 8, 9 示す。

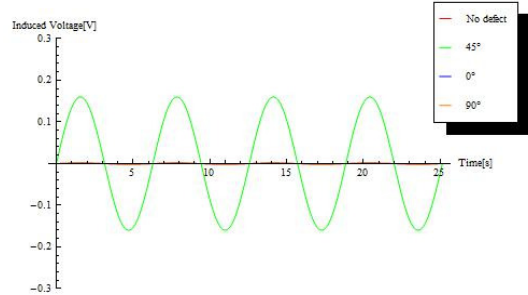
以上の結果を整理した S/N 比を表 3 に示す。

3.2.1 励磁コイルの巻数

3.1.2 節の結果から、本論文で提案する半円形型の平面型 ∞ コイルが円形型に比べて高い感度を示すことが

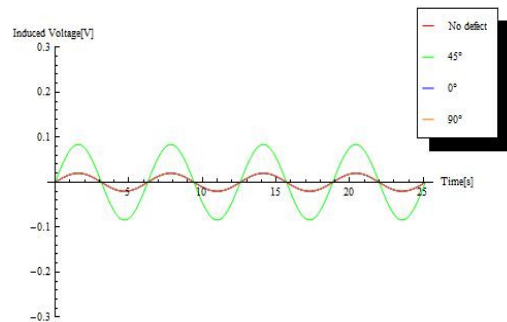


(a) 円形励磁コイル

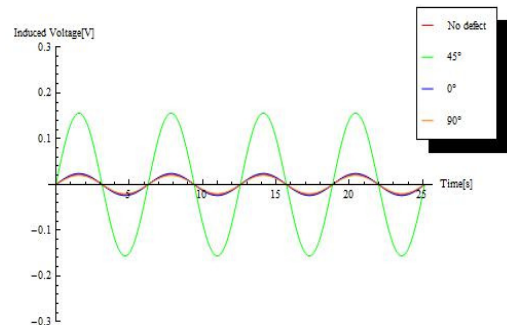


(b) 半円形励磁コイル

図 8 シミュレーションによる誘起電圧波形



(a) 円形励磁コイル



(b) 半円形励磁コイル

図 9 実験による誘起電圧波形

判明した。

表 3 シミュレーションと実験によるセンサ出力の比較

検出	モデル	シミュレーション		実験	
		円形	半円形	円形	半円形
傷なし	[V]	0.0060	0.0014	0.02	0.022
45°		0.1007	0.1589	0.064	0.158
S/N 比		16.81	114.21	4.2	7.09

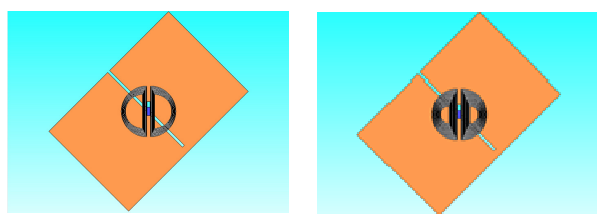
以下、半円形平面型 ∞ コイルに関して述べる。実験で使用する励磁コイルの巻数は10回巻と20回巻の外径を18mmに固定した2モデルである。本来はより多くの巻数が異なるモデルで実験を行うのが望ましいが、限られた外径18mmの試作コイルで、手作業では20回巻の作成が限界であったためである。

3.1.1節で行った実験と同様に欠損は厚さ1mmの銅板に幅2mm、深さ1mmの直線貫通欠損である。ここで、実際にシミュレーションで使うモデルと試作した各コイルを以下の図10、11に示す。また各コイルの諸定数を表4に示す。

尚、シミュレーションと実験、何れに於いてもリフトオフは0.2mmとした。

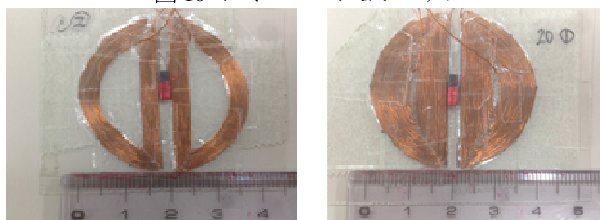
表4 各コイルの諸定数

励磁コイル		
外径	18mm	18mm
内径	10mm	1mm
長さ	0.3mm	0.3mm
巻数	10	20
入力電圧	1V	1V
周波数	256kHz	256kHz
検出コイル		
外径	1.4mm×2.4mm	
内径	1mm×2mm	
長さ	6mm	
巻数	100	
コア材料	MnZn/ferrite (permiability:3000)	



(a) 10回巻 (b) 20回巻

図10 シミュレーションモデル

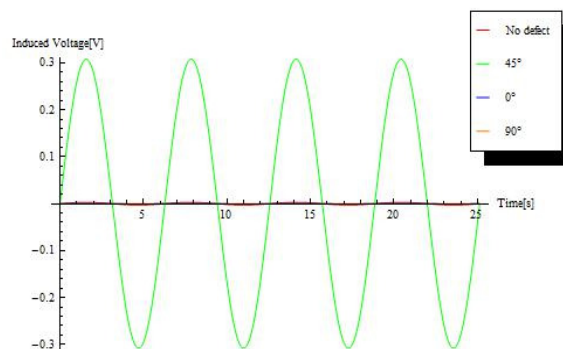


(a) 10回巻 (b) 20回巻

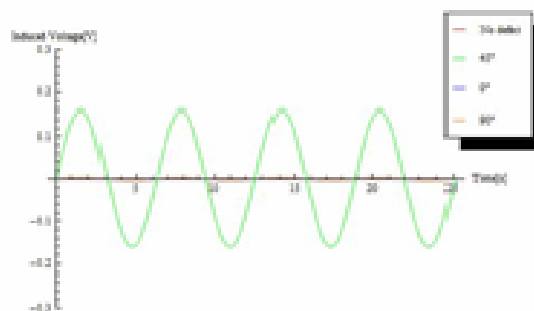
図11 試作コイル

3.2.2 実験結果

検出コイルの誘起電圧値のシミュレーション結果と実測結果をそれぞれ図12、13に示す。

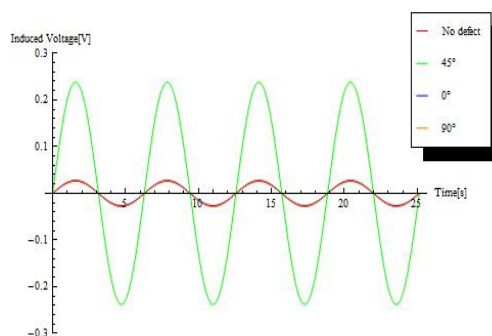


(a) 10回巻

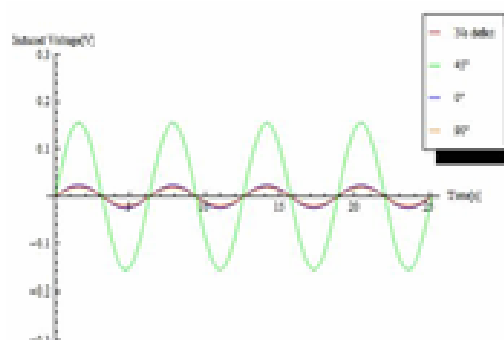


(b) 20回巻

図12 シミュレーションによる誘起電圧波形



(a) 10回巻



(b) 20回巻

図13 実験による誘起電圧波形

以上の結果から計算した各S/N比を表5に示す。

4 考察

4.1 励磁コイルの形状

3.1.2 節の結果から、円形励磁コイル型よりも半円形

表 5 シミュレーションと実験によるセンサ出力の比較

検	モデル	シミュレーション		実験	
		10回巻	20回巻	10回巻	20回巻
検なし	[V]	0.0028	0.0014	0.026	0.022
45°		0.3077	0.1599	0.238	0.156
S/N比		156.62	114.21	9.5385	7.99

励磁コイル型の ∞ コイルがシミュレーションにおいても実験においても高い感度を得ることがわかる。

詳細には、表 3 の S/N 比で比較すると半円形励磁コイル型の ∞ コイルは円形励磁コイル型よりも、シミュレーションでは約 7 倍、実験では約 1.7 倍の感度を示すことがわかる。

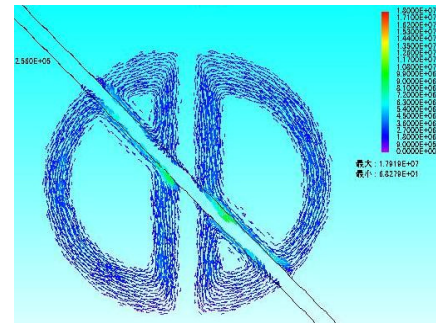
これは、新型である半円形励磁コイル型の ∞ コイルに高 S/N 比で高感度の ∞ コイルが実現できる可能性を示唆している。

励磁コイルを半円形にすることは円形では限られた 1 点であった励磁コイル間のゼロ磁界の範囲を拡張し、結果として検出コイルが励磁磁界の影響を広範囲で削減したため、感度が向上したと考えられる。

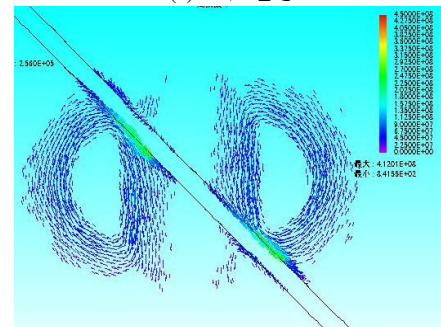
4.2 励磁コイルの巻数

3.2.2 節の結果から、誘起電圧のピーク値で評価すると、シミュレーションと実験、何れも 10 回巻の方が約 1.5 倍～2 倍程度大きい値である。しかし、表 5 では、シミュレーションでは 20 回巻、実験では 10 回巻の方が高い S/N 比を示す。これは、試作コイルとシミュレーションモデル間の差異による影響と考えられる。このため、巻数に関しては追試の必要がある。

現時点で言えることは、誘起電圧のピーク値では 10 回巻の方が 20 回巻よりも遥かに高い値であり、より微小な欠損を探索する場合、10 回巻の励磁コイルによる探索が望ましいと考えられる。20 回巻よりも 10 回巻の方が高い誘起電圧が得られた理由は、励磁コイルの中心に中空部が存在する場合の方が渦電流が欠損へ集中することに起因すると考えられる。これは、図 14 におけるシミュレーションによる 10 回巻と 20 回巻それぞれに於ける渦電流分布の差異から明らかである。



(a) 10 回巻き



(b) 20 回巻

図 14 巻数による渦電流分布の差異 (シミュレーション)

5 結論

本論文では、新平面型 ∞ コイルとして励磁コイルを従来の円形型から半円形型にすることでセンサの検出感度を向上させる事に成功した。

巻数において、同じ外径の励磁コイルであれば中心まで中空部が存在しない形で巻いたコイルよりも半円形の中心に中空部が存在する形で巻いた場合の方が、高感度となることを発見した。

これは、従来の形状の ∞ コイルでの巻数に比例してセンサ誘起電圧は高くなるという考え方を一新する発見と考える。

しかしながら、 ∞ コイルは欠損に対して 45 度になるように配置しなければ欠損を検出することができないという指向性の問題点もあり、実装化にはまだ距離があると考えられる (図 15 参照)。これらを解決していくのが今後の課題といえるだろう。

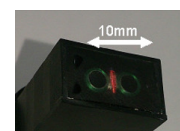


図 15 試作 ∞ コイル (電子磁気工業)

最後に、本論文の三次元有限要素法解析は JSOL 株式会社の「JMAG」を使用して行なった。

参考文献

- [1] 菊地原弘基, 齊藤兆古, 大内学, 茂木秀夫, 及川芳朗, ∞ コイル型渦電流センサの最適設計に関する考察, 日本 AEM 学会誌, Vol. 22, No.2, pp. 170-175
- [2] 丸山公希, 齊藤兆古, 平面型渦電流センサ, MAG-14-161
- [3] 丸山公希, 齊藤兆古, 平面型 ∞ コイル渦電流探傷法の最適設計に関する考察, 第 23 回 MAGDA コンファレンス in 高松

逆問題解析手法による非接触給電コイルの設計

11x2014 石幡 圭一郎 指導教員 齊藤 兆古

概要

非接触給電とは 2 個の一次、二次コイルをエアギャップを設けて設置し、電磁誘導を用いて接触せずに給電を行うものである。非接触給電は給電効率の面で課題があり、現在でもその課題に向けて試行錯誤されている。本研究は逆問題解析手法を用いることで受電側コイルを設計し、従来の非接触給電に比べて高効率を目指すという手法の一端を確立するためのものである。

1 序論

今日では携帯電話やパソコンをはじめ、身の回りの様々な電気機器において無線技術が用いられており、外出時でもノートパソコンを使って無線でインターネットに接続することは当たり前となっている。またパソコンの周辺機器、マウス、キーボード、プリンタなども無線化が進んでいて利便性が向上したといえる。

しかしながら電源に関しては有線での給電、または充電してから放電するという方式は旧態のままであり、無線機器が発達したノート PC であっても電源ケーブルは充電のために常に持ち運ばなければならないというのが現状である。

非接触給電は現在の技術では効率面に課題があり、効率を高めるために共振回路を組み込む方法[1]、コイルの形状を変化させる方法、受電側コイルの位置に合わせて送電側コイルの位置を動かす方法などが行われている。そのため短時間で大電力を送電するには不利であり、現在では防水性が求められる一部の携帯電話、電動シェーバーなどで用いられている。

本研究では非接触給電の効率を高めるため受電側のコイルの設計手法に着目した。従来の共振回路を組み込むという方法に加え、送電側コイルの生成する磁界分布から電流分布を推定するという逆問題を解くことによってコイルを設計する方法を開拓することが本研究の目的である。

2 非接触給電の原理・実験回路

本実験における非接触給電は 1 次側と 2 次側に 2 個のコイルを設置し、1 次コイルで磁界を変化させ、電磁誘導により 2 次側電圧を印加、給電するというものである。本実験ではコイル間のエアギャップは 1cm、1 次側は直径 10cm の平面コイルを前提とした。なお、非接触給電回路は 1 次側と 2 次側の空隙距離がある変

圧器と解釈することができる。変圧器では 1 次側と 2 次側のコイルの巻数によって式(1)のように変圧比が決まるため、本実験では 1 次、2 次共に 10 回巻きとした。実験回路を図 1 に示す。

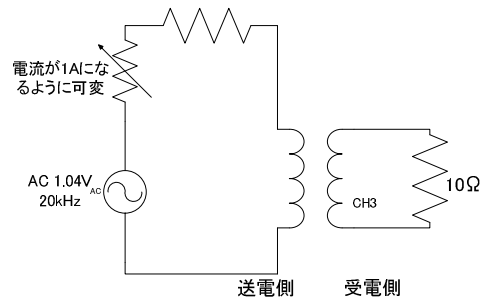


図 1 実験回路

$$\frac{N_1}{N_2} = k \frac{V_1}{V_2} \quad (k \text{ は結合係数}) \dots (1)$$

3 電磁界系逆問題とその解析法

2 次元平面上の磁界の値から電流分布を推定する問題のように、解が無数にあるなかから一意的な解を求めるためには何らかの拘束条件が必要である。本実験では、逆問題を解く手法として最小ノルム法と重み付き逆行列法を用いた。

両方法を説明するにあたって、例として、式(2)のような解ベクトルが 1 次元である例題を用いて説明する。

$$ax + by = c \quad \dots (2)$$

これを x-y 平面に表すと図 2 のようになる。

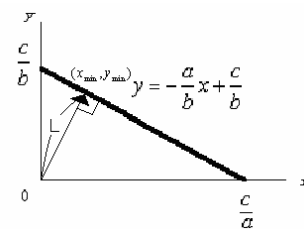


図 2 式(2)の直線解

積層平面型空心変圧器の実験的特性

11X2018 伊藤 健志 指導教員 齊藤 兆古

論文概要

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。空心変圧器は駆動周波数の増加に対して、磁性材料を使わないため鉄損が存在せず、一次・二次間の磁気結合が極めて密な空心変圧器は高効率期待できる理想的な変圧器の一形態と言える。本論文では、平面型空心変圧器を複数個試作し、それらを積層させた場合の特性を実験的測定し、変圧器実装時に有利な積層平面型空心変圧器の実用性を検討する。

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。変圧器は、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。特に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。

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電源へ主に使用される無停電源装置では、磁性体に用いた従来の内鉄型変圧器の原理図電電源装置(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図 1 は磁性材料を磁心に用いた従来型のトランスの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近傍で当該磁束を生じさせる電流の流れている巻線と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、渦電流やヒステリシス損失が増加し、いわゆる鉄損の増加から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図 1 に存在する漏れ磁束を削減する一方途として幾つか試作し、それらの特性を測定し、実験値と理論値 2 に示す様に一次・二次巻線間の幾何学的な距離を接近の比較を行い、高周波における高効率化の方途を検討させる方法が考えられる。

この場合、図 2 に示すような導体間の磁気結合を利用した空心変圧器では、高効率化の一方法として変圧器の一次側、二次側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。

本論文で特筆すべきはその形状ゆえ実装時に圧迫的有利と考えられる平面型空心変圧器の積層で空心変圧器を構成する点にある。

2 原理

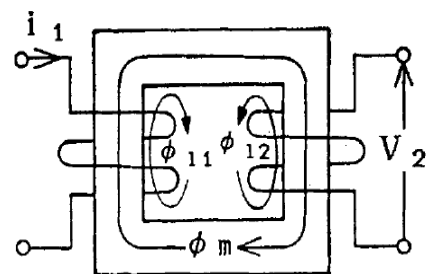


図1 磁路材料を磁性体に用いた従来の内鉄型トランスの原理図

また式(2)を書き換えると式(3)と表せる。

$$y = -\frac{a}{b}x + \frac{c}{b} \quad \dots (3)$$

求める解は x 、 y であり、これらの解は式(3)の直線上に無数に存在するということになる。

3.1 最小ノルム法

最小ノルム法とは、拘束条件として無数に存在する解の中から解ベクトルのノルムが最小となる解ベクトルを解とする考え方である。この方法は解の形を仮定しない汎用的な解法である。最小ノルム法では図2に示す直線上の解の中で、距離 L が短い解を式(1)の解とする。最小となる L は x - y 平面上で原点を通る解直線の垂直線であるから、その方程式は

$$\frac{x}{a} = \frac{y}{b} \quad \dots (4)$$

と表される。よって式(3)と(4)より最小ノルム解は

$$x_{\min} = \frac{a}{a^2 + b^2}c$$

$$y_{\min} = \frac{b}{a^2 + b^2}c \quad \dots (5)$$

と表される[3]。

3.2 重み付き逆行列法

重み付き逆行列法では、解の形を仮定することを拘束条件としている一般化逆行列の拡張である。多くの場合、解の形は連続関数として表される。式(2)のシステム方程式の解を求めることを考える。式(2)は式の個数が1、未知数の個数が2であるから、解ベクトルを式(6)のように仮定する。

$$\begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} W_1 \\ W_2 \end{pmatrix} s_0 \quad \dots (6)$$

ここで w_1 、 w_2 は重み係数、 s_0 は定数である。式(6)を式(2)に代入すると

$$(a \ b) = \begin{pmatrix} w_1 \\ w_2 \end{pmatrix} s_0 = (c) \quad \dots (7)$$

となる。よって解ベクトルは

$$\begin{pmatrix} x \\ y \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} w_1 \\ w_2 \end{pmatrix} (w_1 a + w_2 b)^{-1} (c) \quad \dots (8)$$

と表される。ここで重み部分について、解の形をフーリエ級数展開可能であると仮定して重みをつけると、解の形は式(9)のように表される[3]。

$$X(a) = s_0 + s_1 \cos a + s_2 \sin a + s_3 \cos 2a + \dots (9)$$

3.3 2次元電磁界系逆問題における測定点数

本実験において、磁界の値から電流分布を推定する際に前述の逆問題の解析手法を採用した。ここで、磁界の測定点数と解析手法の関係について予備解析を行う。

まず、サンプルデータとして、 x - y 平面上に直径0.3mmの導線を外径10cmの円となるように1周だけ巻いて簡単な励磁コイルとした。次にコイルから z 方向に1cm離れた平面において、測定点を9、49、169、625、2401、9409として磁界の値を計算した。例として測定点9409と測定点49のときの磁界分布をそれぞれ図3、4に示す。

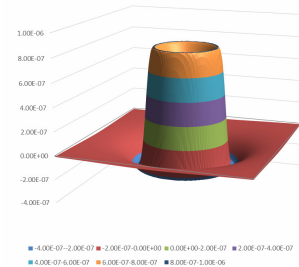


図3 磁界分布(測定点 9409)

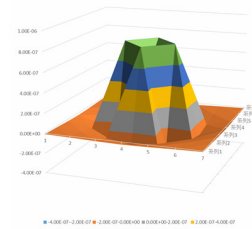


図4 磁界分布(測定点 49)

当然のことではあるが、測定点を増やした方が磁界分布が滑らかに再現されていることがわかる。

次にこの磁界の値を2方法(最小ノルム法、重み付き逆行列法)で解き、 x - y 平面の電流分布を推定した。解析結果の一例として、重み付き逆行列法で求めた測定点数169時の電流分布を図5に示す。

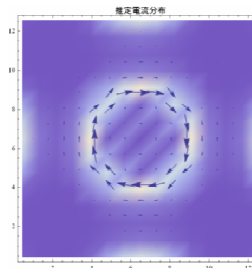


図5 電流分布(重み付き逆行列法 測定点 169)

同様にそれぞれの測定法で測定点を変えて、計 12 個の解析を行った。解析結果をまとめたものを表 1 に示す。

表 1 測定点とそれぞれの解析法の結果

測定点	最小ノルム法	重み付き逆行列法
3×3=9	×	×
7×7=49	○	○
13×13=169	○	○
25×25=625	不確定	○
49×49=2401	不確定	実行できたが不定
97×97=9409	不確定	実行できたが不定

表 1 から、測定点を増やしても安定して電流分布を推定できるのは重み付き逆行列法であることが判明した。当初、測定点を増やせば増やすほど解の形が安定して、詳細まで推定できると予想していたが、測定点を増やすということは値が近い磁界を増やす(解析では式の数を増やす)だけに過ぎず、あまり意味が無かったためだと考えられる。

重み付き逆行列法は解の形を仮定するため、電流分布を推定するまでのプログラムの実行速度も最小ノルム法に比べて速かった。そのため、パソコンのメモリ、プログラムの処理可能数の関係から、重み付き逆行列法が優位になったのだと考えられる。

この予備解析の結果から、本実験では重み逆行列法を用い、測定点は 11×11 の 121 点で行うこととした。

4 実験方法

4.1 受電コイルの作成

まず、送電側のコイルとして直径 0.3mm の導線を用いて、x-y 平面に外形 10cm、20 回巻きの平面コイルを作成した。次に、コイルから z 方向にエアギャップ 1cm 離れた 15cm×15cm の x-y 平面において、1.5cm の間隔で 121 点でコイル面に垂直方向成分の磁界をサーチコイルで測定した(図 11 参照)。なお、サーチコイルから磁界を求めるには式(10)を用いた。

$$H = \frac{V}{\mu_0 \omega N S} [A/m] \quad \dots (10)$$

ここで μ_0 は真空中の透磁率、 ω は角周波数、 N はサーチコイルの巻き数、 S はサーチコイルの平均断面積である。

更に、求めた 121 個の磁界の値を重み付き逆行列法を用いて、送電コイルから z 方向に 1cm 離れた x-y 平面の電流分布を推定し、この結果をもとに受電コイルを作成した(図 12 参照)

4.2 作成したコイルの検証

逆問題で作成したコイル (外形 9.2cm) の有効性を検証するため、図 13 に示す様に 6 個の受電コイル(外形 7、8、9、10、11、12cm)を作成し、それぞれの効率と結合係数を求めた。エアギャップは図 14 に従い 1cm とした。

なお、効率を求めるにはオシロスコープを図 6 のように接続し、電圧と電流それぞれの波形から電力を計算し、効率を式(11)を用いて計算した。

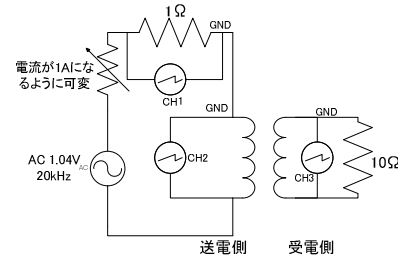


図 6 効率測定回路図

$$\text{効率} \varepsilon = \frac{\text{出力電流}}{\text{入力電流}} \times 100 [\%] \quad \dots \text{式(11)}$$

また、結合係数については、1、2 次側のインダクタンス L_1 、 L_2 、及び図 8 に示す順方向接続、図 9 に示す逆方向接続した場合のインピーダンスをインピーダンスアナライザで測定し、インダクタンス L_s 、 L_o 及び結合係数 κ を式(12)~(15)で求めた。

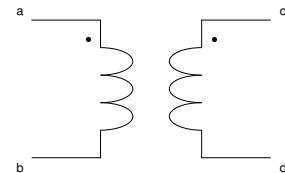


図 7 変圧器の回路モデル

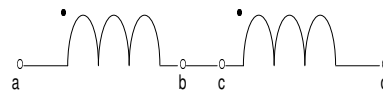


図 8 順方向接続

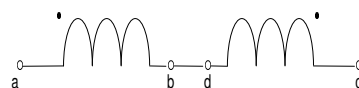


図 9 逆方向接続

$$L_s = L_1 + L_2 + 2M \quad \dots (12)$$

$$L_o = L_1 + L_2 - 2M \quad \dots (13)$$

$$M = \frac{L_s - L_o}{4} \quad \dots (14)$$

$$\kappa = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad \dots (15)$$

4.3 共振回路

非接触給電の効率を高める一例として、1次側と2次側にそれぞれコンデンサを並列に挿入し共振回路を形成し、4.2と同様に効率を測定した。コンデンサの値は共振周波数が概ね20kHz程度になるように以下の式(16)から求めた。

$$2\pi f = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \dots (16)$$

設定したコンデンサの値を表2に示す。

表2 20kHzで共振させる為設定したコンデンサの値

受電コイル 直径[cm]	受電側 L[μH]	送電側 C[μF]	受電側挿入C[μF]			共振周波数 [kHz]
			理想値	指示値	測定値	
7	32.41	1.5	1.95	2	2.06	19.49
8	37.68		1.68	1.5	1.53	20.96
9	42.75		1.48	1.5	1.53	19.68
9.2	48.34		1.31	1.5	1.53	18.51
10	49.85		1.27	1.5	1.53	18.23
11	57.82		1.10	1	0.98	21.18
12	61.85		1.02	1	0.98	20.48



図10 用いたACコンデンサ

5 実験結果

5.1 受電コイルの作成



図11 磁界の測定

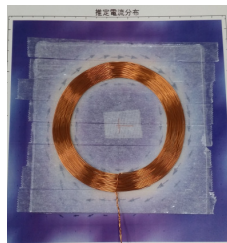


図12 試作受電コイル

磁界の測定は図11のようにサーチコイルで行った。測定した磁界の値を使って重み付き逆行列法を用いて設計した受電コイルは図12へ示すように外形が9.2cmとなった。

5.2 試作コイルと実験的検証

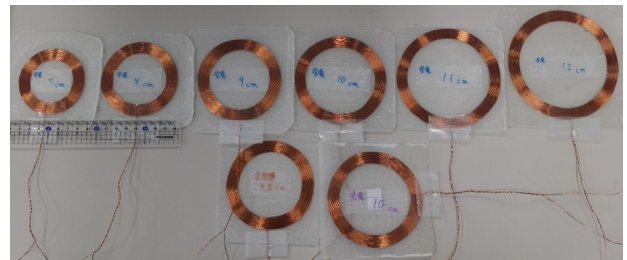


図13 試作受電、送電用コイル

1cmのエアギャップは図14に示すように1cmの厚さの亚克力板を送電側コイルと受電側コイルに挟んで実現した。

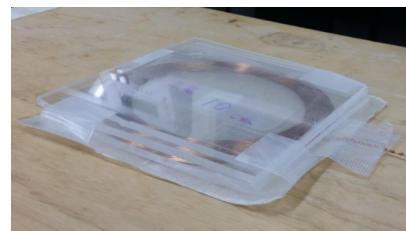


図14 1cmのエアギャップ

測定した効率、結合係数を表3に示す。

表3 測定した効率と結合係数

受電コイル 直径[cm]	周波数[kHz]ごとの効率[%]													結合係数
	14.0	15.0	16.0	17.0	18.0	19.0	20.0	21.0	22.0	23.0	24.0	25.0	26.0	
7	3.8	4.0	4.0	4.3	3.5	2.8	4.5	4.8	4.9	4.9	5.0	5.0	5.1	0.3
8	6.3	7.3	7.8	7.8	8.4	8.6	8.7	9.2	9.3	9.3	9.3	9.4	9.5	0.4
9	7.6	6.7	6.4	8.2	7.1	7.9	8.0	8.6	8.6	8.5	7.9	8.2	8.2	0.5
9.2	6.5	7.6	7.9	7.6	9.0	7.7	8.5	8.6	8.8	9.1	9.4	9.4	12.6	0.5
10	12.1	13.1	14.0	13.9	14.2	14.3	14.8	15.4	15.4	15.2	15.3	15.4	15.6	0.5
11	12.7	13.6	14.1	14.1	14.4	14.3	14.7	14.9	14.7	14.5	14.5	14.7	14.8	0.4
12	10.4	10.5	10.4	10.6	11.0	11.0	11.0	11.1	10.9	10.6	10.6	10.8	10.8	0.4

以上の結果のうち、例として逆問題を解いて作成した外形9.2cmの受電コイルの場合の効率の周波数特性を図15に示す。

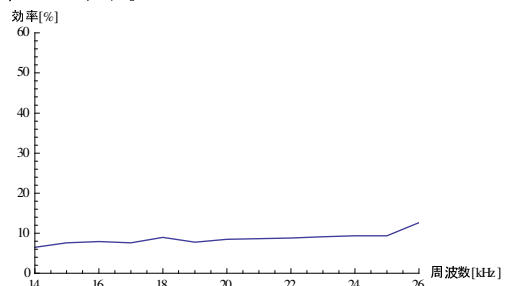


図15 効率の周波数特性(受電コイル9.2cm)

逆問題を解いて作成したコイルは、全体を通しておよそ10%程度の効率となった。

逆問題を解いて作成したコイルの有効性を確認するため、受電側コイルの直径を変えた場合の効率、結合

係数を図 16、17 に示す。なお効率については、それぞれ周波数 14~26kHz の範囲内で最大値とし、結合係数は周波数 20kHz 時とした。

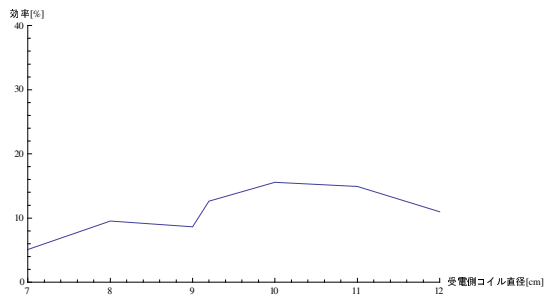


図 16 受電側コイルの直径を変えた場合の効率

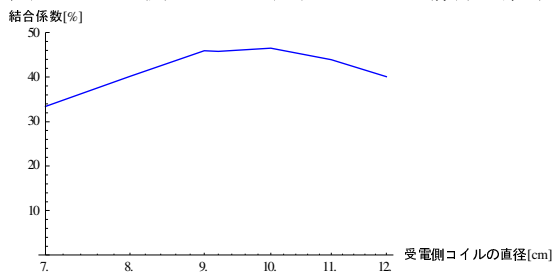


図 17 受電側コイルの直径を変えた場合の結合係数

図 16 から、逆問題で解いた 9.2cm のコイル付近で効率が最大値を取ることがわかる。また、図 17 から結合係数も同様に 9.2cm のコイル付近で最大値を取ることがわかる。

5.3 共振回路の挿入

それぞれの直径の受電コイルについて、非共振、一次側共振、二次側共振、一次・二次共振時の効率について、14~26kHz の周波数において図 18-20 に示す回路で測定した。

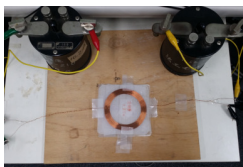


図 18 効率測定 (非共振)

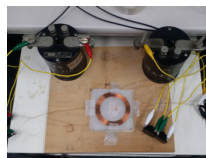


図 19 効率測定 (一次共振)

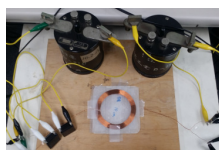


図 20 効率測定 (二次共振)

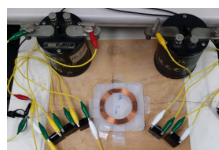


図 21 効率測定 (一次・二次共振)

実験結果を表 4、5、6 に示す

表 4 測定した効率(一次側共振)

受電コイル直径[cm]	周波数[kHz]ごとの効率[%]												
	14.0	15.0	16.0	17.0	18.0	19.0	20.0	21.0	22.0	23.0	24.0	25.0	26.0
7	11.7	15.5	19.5	20.3	17.1	12.4	10.3	7.9	6.9	5.9	4.8	4.2	3.7
8	18.6	23.7	28.1	30.7	28.8	23.4	18.2	14.0	12.2	10.6	9.2	7.7	6.7
9	16.9	18.7	26.8	29.6	21.3	18.1	15.3	13.5	11.3	9.2	8.4	7.0	6.2
9.2	22.6	31.9	39.8	38.3	35.4	30.7	26.5	20.9	16.9	14.7	13.0	11.7	10.4
10	30.3	39.1	45.0	46.8	46.1	39.8	32.4	26.5	21.3	19.0	15.8	13.8	12.3
11	31.4	37.4	43.3	48.2	44.6	38.3	33.4	28.3	21.8	17.9	15.6	13.5	11.6
12	25.4	30.5	36.0	41.2	36.7	31.4	24.5	21.8	17.1	14.2	12.1	10.4	8.9

表 5 効率(二次側共振)

受電コイル直径[cm]	周波数[kHz]ごとの効率[%]												
	14.0	15.0	16.0	17.0	18.0	19.0	20.0	21.0	22.0	23.0	24.0	25.0	26.0
7	10.7	13.5	16.0	18.4	20.8	21.2	19.9	15.6	14.3	11.6	9.3	7.4	5.8
8	15.2	18.1	20.6	23.3	26.3	27.5	26.9	25.5	23.6	21.2	18.2	15.4	12.7
9	21.0	22.6	24.4	25.7	26.9	25.4	22.7	20.6	16.8	14.2	12.1	10.3	8.2
9.2	16.5	18.9	21.6	24.0	35.2	31.4	29.2	26.5	22.9	19.7	16.0	13.7	11.4
10	32.9	35.4	36.0	36.5	36.0	33.4	29.5	26.3	22.0	18.4	15.5	13.6	11.7
11	24.0	25.1	25.5	26.3	27.9	27.2	24.7	22.3	20.5	19.8	17.0	15.3	13.2
12	21.3	21.9	22.2	22.1	22.9	21.7	20.0	17.9	16.6	14.9	13.4	12.6	10.5

表 6 効率(一次・二次共振)

受電コイル直径[cm]	周波数[kHz]ごとの効率[%]												
	14.0	15.0	16.0	17.0	18.0	19.0	20.0	21.0	22.0	23.0	24.0	25.0	26.0
7	27.7	37.8	46.5	47.1	44.1	40.9	38.6	31.9	23.6	16.8	11.8	8.5	5.9
8	35.4	48.8	55.2	57.3	54.6	52.2	50.7	45.1	40.9	32.1	23.9	17.8	12.9
9	29.0	30.3	31.2	33.2	36.1	42.7	42.5	35.0	29.1	27.2	22.8	16.9	12.5
9.2	50.9	56.3	61.4	61.0	56.6	53.6	55.1	53.9	47.8	37.7	29.6	22.7	17.0
10	60.0	61.1	57.8	59.0	65.4	63.7	57.7	58.6	51.3	39.0	28.1	20.5	15.2
11	51.0	55.9	63.5	65.6	59.8	58.5	59.1	56.5	46.7	35.6	30.4	24.6	19.7
12	45.0	49.8	56.4	58.2	53.7	52.0	49.8	42.7	34.5	27.8	21.3	14.6	11.4

一例として重み付き逆行列法を解いて作成した外径 9.2cm のコイルについて、効率の周波数特性を図 22 に示す。

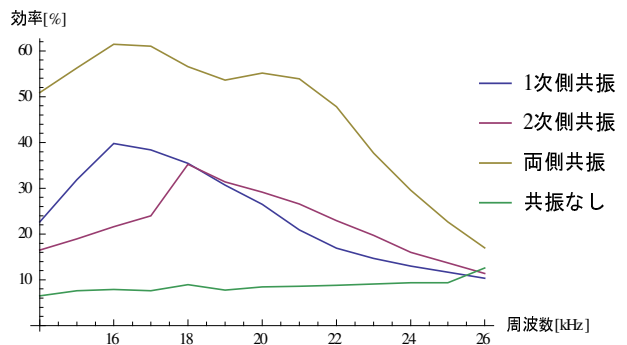


図 22 効率の周波数特性(受電側コイル 9.2cm)

図 22 から、一次・二次共振時が最も効率が高く、非共振 (10%程度)時に比較して大きな効率の上昇が見られた。また、一次共振、二次共振、それぞれも非共振時に比較して効率が上昇した。

6 考察

本実験では送電側から1cm離れた平面状の磁界の測定値を用いて重み付き逆行列法で電流分布を推定し、コイルを設計した。これは送電側が発生した磁界と同様の磁界を発生させるような電流分布を作ることにより励磁磁界を受けやすい、効率の高い受電コイルを設計するためである。

当初の予想では受電コイルは送電コイルが発生した磁界を全て受け止めるために送電コイル(直径 10cm)に比べ大きくなるものと考えていたが、実際には9.2cmとわずかに小さくなった。実際に11cm、12cmと大きくすると効率、結合係数が減少の方向にあるということが図16、17より明らかで、加えて5.2以降の検証実験では、設計した受電コイルは効率、結合係数ともに最大の値を取るため、このコイルの設計方法は有用なものであると考えられる。

しかし、本実験では、図12のように電流分布を紙面に印刷し、それに沿うように手作業でコイルを作成したため、実際にプログラムで求めた電流分布となるようにコイルが作成できない問題が考えられる。また、電流分布の閾値演算をしなかったため、電流分布内のノイズベクトルが存在する可能性もある[2]。加えて送電側に合わせて受電側も平面コイルの巻数は10回巻きと予め決めて作成したため、巻数などの点も考慮すればよりよい効率、結合係数の受電コイルを設計可能と考えられる。

効率を高めるためにコンデンサを用いて力率の改善と共振に関する実験では、表4~6、図22より、一次・二次共振時が最も効率が高かった。これは表4~6から、何れの受電コイルにおいても同様であった。ただし、図22から共振周波数は表2で設定した周波数よりも低い周波数となった。本実験では1次側、2次側のインダクタンスを測定する場合、一方のコイルを開放して測定した。そのため、測定時は片側のコイル、抵抗などによりインダクタンスが変わり、共振周波数が小さく測定されたのではないかと考えられる。

一次側共振、二次側共振時の効率を比較すると僅かに一次側共振の効率が高いが、大きな変化は見られなかった。

このことから、非接触給電で片側のみしか共振出来ない場合、給電時にインダクタンスの変化が小さい方にコンデンサを挿入した方が良いと考えられる。

本実験では逆問題を解いて受電コイルを設計する方法、加えて共振回路を組み込む方法で非接触給電の効率上昇を目指したが、最終的に最大でも60%の効率に留まってしまった。この値は空芯の非接触給電としては決して悪く無い値と考える。大電力を効率良く送電するためには、空芯ではなく磁性体のような磁路を形成する素子を回路へ組み込むことが有用ではないかと考えられる。

現段階では効率の面で課題がある非接触給電ではあるが、逆問題解析手法や共振、磁性体の採用のように様々な方法を駆使することで、更なる効率の上昇も期待できると考えられる。

7 結論

本論文では非接触給電システムの高効率化を意図して、逆問題的解析手法を用いて受電側のコイルを設計し、共振回路も組み込んだ。

設計したコイルの直径付近で効率、結合係数の最大値を取り、この逆問題的な設計手法は期待できるものであると判明した。

空芯での非接触給電としては良好な効率ではあるが、本実験での最大効率は60%と実用化には課題がまだある。受電側コイルの設計のみならず、送電側コイルの設計など、磁束を制御する磁路を工夫するなど、様々な方法を駆使することで、非接触給電の効率の更なる上昇も期待することが出来る。

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.
- [2] 青木誠、早野誠治、齋藤兆古、ウェーブレット変換によるカレントビューア信号の多重解像度解析、第27回99年可視化情報学会シンポジウム99年7月7~9日工学院大学新宿校舎NO217
- [3] 齋藤兆古、応用電磁気学教科書

Applied Electromagnetics

積層平面型空心変圧器の実験的特性

11X2018 伊藤 健志 指導教員 齊藤 兆古

論文概要

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。空心変圧器は駆動周波数の増加に対して、磁性材料を使わないため鉄損が存在せず、一次・二次間の磁気結合が極めて密な空心変圧器は高効率期待できる理想的な変圧器の一形態と言える。本論文では、平面型空心変圧器を複数個試作し、それらを積層させた場合の特性を実験的測定し、変圧器実装時に有利な積層平面型空心変圧器の実用性を検討する。

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。変圧器は、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。特に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。

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電源へ主に使用される無停電源装置では、磁性体に用いた従来の内鉄型変圧器の原理図電電源装置(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図 1 は磁性材料を磁心に用いた従来型のトランスの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近傍で当該磁束を生じさせる電流の流れている巻線と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、渦電流やヒステリシス損失が増加し、いわゆる鉄損の増加から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図 1 に存在する漏れ磁束を削減する一方途として幾つか試作し、それらの特性を測定し、実験値と理論値 2 に示す様に一次・二次巻線間の幾何学的な距離を接近の比較を行い、高周波における高効率化の方途を検討させる方法が考えられる。

この場合、図 2 に示すような導体間の磁気結合を利用した空心変圧器では、高効率化の一方法として変圧器の一次側、二次側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。

本論文で特筆すべきはその形状ゆえ実装時に圧迫的有利と考えられる平面型空心変圧器の積層で空心変圧器を構成する点にある。

2 原理

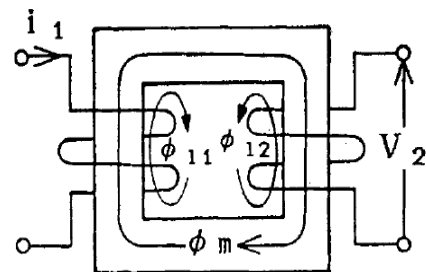


図1 磁路材料を磁性体に用いた従来の内鉄型トランスの原理図

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_{l1} および ϕ_{l2} 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。

本論文では、図2の動作原理に基づく平面状空心変圧器を複数重ねて1個の空心変圧器とした空心変圧器を試作し、その基本的な特性を実験的に明らかにすることである。

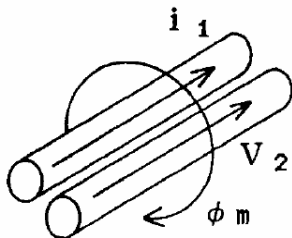


図2 隣接する1次・2次コイル

3 実験

3.1 試作空心変圧器

試作した平面型空心変圧器の諸定数を表 1 に示す。図 3 は試作した変圧器の 1 個の外観を示す。

表 1 平面型空心変圧器

試作変圧器	積層枚数	巻数(1次:2次)	外径[mm]
A	2	20:20	60
B	4	40:40	

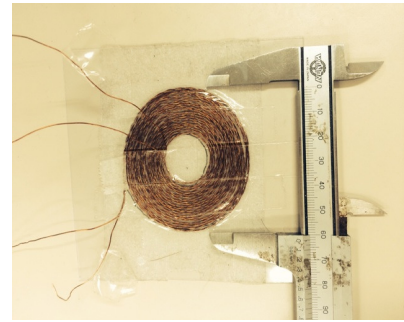


図 3 試作した変圧器

図 3 に示す平面状空心変圧器を 2 個と 4 個重ねてそれぞれ 1 個の変圧器として考え、薄型平面状変圧器の積層枚数が及ぼす影響を調べる。

表 2 積層枚数 2 枚の空心変圧器パラメタの周波数特性

周波数[kHz]	L1 [μH]	L2 [μH]	Ls [μH]	Lo [μH]	M	結合係数K
0.5	68.928	68.488	273.554	2.311	67.81075	0.9869462
1	68.038	68.903	273.606	2.871	67.68375	0.9885294
3	69.077	69.362	274.663	2.851	67.953	0.9817052
5	68.905	69.597	274.397	2.758	67.90975	0.9806443
7	68.945	69.334	274.368	2.793	67.89375	0.981986
10	68.897	69.224	273.954	2.819	67.78375	0.9815153
30	68.888	69.24	273.721	2.813	67.727	0.9806443
50	68.834	69.187	274.24	2.799	67.86025	0.9833355
100	68.721	69.063	276.559	2.775	68.446	0.9935292

表 3 積層枚数 4 枚の空心変圧器パラメタの周波数特性

周波数[kHz]	L1 [μH]	L2 [μH]	Ls [μH]	Lo [μH]	M	結合係数K
0.5	241.983	242.575	960.345	5.4818	238.7158	0.9852937
1	240.837	241.539	961.28	5.825	238.8638	0.9903644
3	240.937	241.685	961.345	5.6617	238.9208	0.9900962
5	240.651	242.417	961.498	5.7516	238.9366	0.9892528
7	240.649	242.239	961.272	5.7627	238.8773	0.9893748
10	240.613	241.558	960.536	5.5469	238.7473	0.9903032
30	240.233	241.441	965.868	5.5912	240.0692	0.9968151
50	239.999	241.129	980.739	5.5637	243.7938	1.0134288
100	239.476	240.68	1060.011	5.5139	263.6243	1.0980811

3.2 結合係数

表 2, 3 の結合係数はそれぞれ次の一連の実験によって求めた。

変圧器の一次・二次コイルを図 4 に示す回路モデルで考えると、両コイル間に相互誘導作用があるとき、自分のコイルがつくる磁束の一部が他コイルと鎖交する磁束を相互誘導作用の原因となる磁束とい

う意味から相互磁束と呼ぶことにする[1]。

コイルの結線時、相互磁束が互いに加わるような関係にある場合を和動接続、互いに打ち消し合う場合を差動接続という。

和動と差動状態の関係から、式(1)によって結合係数が計算される。

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

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

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

$$K = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad \dots (1)$$

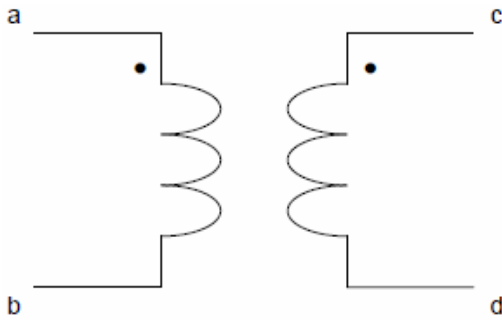


図4 変圧器回路モデル

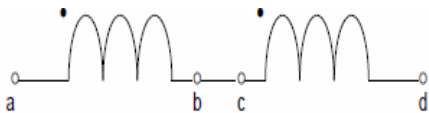


図5 和動接続 L_s

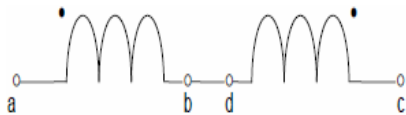


図6 差動接続 L_o エラー! 参照元が見つかりません。

図7,8はそれぞれ2層および4層の空心変圧器に対する結合係数の周波数特性を示す。

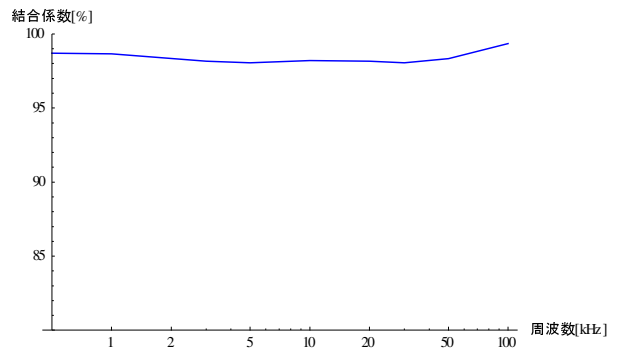


図7 2層空心変圧器に対する結合係数の周波数特性

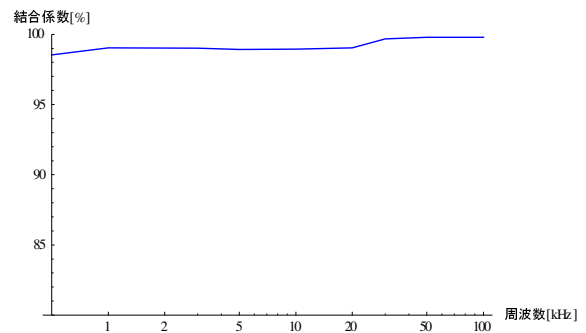


図8 4層空心変圧器に対する結合係数の周波数特性

図7,8から何れの空心変圧器も100kHz近傍ではほぼ結合係数は $K=1$ となることが判る。

3.3 効率

2層と4層の試作変圧器それぞれへ二次へ抵抗値10Ωを続し負荷として、効率の実験値と理論値の比較を行った結果をそれぞれ図9、10に示す[2]。

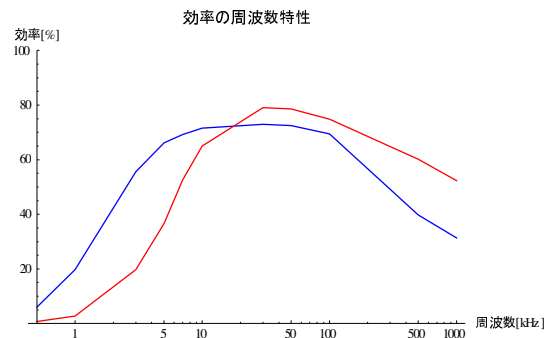


図9 2層空心変圧器の効率の実験値と理論値の比較

青線：理論値、赤線：実験値

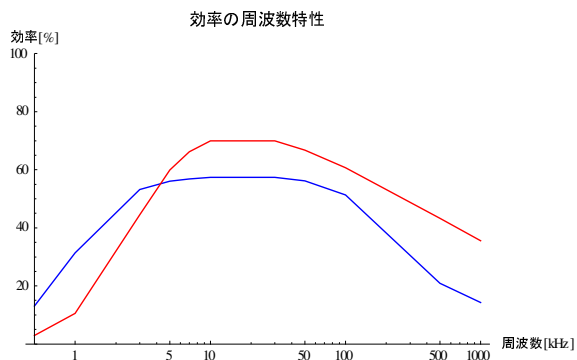


図 10 4 層空心変圧器の効率の実験値と理論値の比較

青線：理論値、赤線：実験値

図 9, 10 の結果から、理論的には層数が多い 4 層の方が磁束鎖交数の観点から高効率が期待されたが、実際は層数の増加は抵抗の増加に繋がり、層数が少ない 2 層が低周波で高効率となることが判明した。

4 結言

平面型空心変圧器について主として実験的な基礎考察を行った。その結果、理論的には層数が多い 4 層の方が磁束鎖交数の観点から高効率が期待されたが、実際は層数の増加は抵抗の増加に繋がり、層数が少ない 2 層が低周波で高効率となることが判明した。

参考文献

- [1] 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)
- [2] 法政大学理工学部電気電子工学科、齊藤兆古研究室電気電子工学実験Ⅲ資料

周波数揺らぎに拠る音響データのサンプリング周波数評価とそのスピーカ設計へ応用に関する基礎的研究

11x2022 内田 圭祐 指導教員 齊藤 兆古

論文概要

本研究は人間の聴覚へ最も敏感な周波数を中心とする音響情報のサンプリング圧縮データを周波数揺らぎ解析で評価し、その結果をスピーカ設計へ応用を意図している。従来の音響情報解析は声紋情報で知られるように音響情報のフーリエパワースペクトラムが主体であり、音響情報を構成する周波数のダイナミックな変化を評価する周波数揺らぎ解析は皆無と言える。本論文では、最も単純で強力な音響データ圧縮法として低周波サンプリング法を人間の聴覚へ最も鋭敏とされる 1kHz を中心として行い、その評価を周波数揺らぎ解析で行い、究極は次世代のオーディオ機器設計に対する新たな可能性の提案である。

1 序論

音楽は人類共通のものであり太古からあらゆる文化において存在していた。世界で最も古い文化の1つであるメソポタミア文明の遺跡からハープや太鼓を演奏している人々の姿を刻んだレリーフが発見されていることから音楽の歴史の長さが分かる。音楽は人々に癒しを与え、人間の感性へ訴える最も効果的な信号である。すなわち、音楽は我々の心理的環境を人工的に作る事を目的とした音響の代表例とも言う事が出来る。生まれたばかりの赤ん坊ですら音楽に対して反応を示すことからヒトという動物は音楽に対して何らかの遺伝的基盤を備えていると考えられる。現代でも我々の生活の一部となっている音楽は数えきれないほどあり、そのテンポや用いられる楽器は様々である。

音楽の記録技術は、古くは録音によりアナログレコードによる物理構造への変換が行われていたが、物理的接触を伴う媒体では磨耗が発生し、また記録から音声を再生する際の出力が小さい事から、電気的に増幅するようになり、次いで電氣的信号を磁気媒体に記録する方法へ、更には電氣信号をデジタル化して磁気的ないし光学的な媒体へ記録するように変化していった。

現代の音楽は IT、電子機器の高度化により、音楽に触れる場面が多岐にわたるようになった。音楽を編集するフリーソフトや作曲、演奏ソフトも手に入るようになり、スピーカや音響機器の低価格化も進み、同じアーティストで同じ曲でも個人の耳に届く際は、その人の好みの形となって届けられることが多いといえる。サンプリングレートも個人の使いたい容量、音質で自由に交換が行われ、スピーカもコストに合わせて好みの特性を選び設定も行う。

本研究ではサンプリングレート別、スピーカ別に揺

らぎ周波数を解析し、次世代の音響機器設計への一方論を与えんとするものである。

周波数揺らぎ解析は癒し、飽きなど人々の心理的關係が強く、音響機器設計へ非常に有効な方法と考えられる。

2 音響情報処理

2.1 揺らぎ周波数情報処理とは

周波数揺らぎとは、信号情報のフーリエパワースペクトラムと周波数、両者の対数をとった図 1 に示す両対数グラフで、フーリエ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 次関数の係数で周波数の傾向を評価する方法である。近似する 1 次関数は通常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の勾配を利用した信号解析・処理方法である[1]。

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、人間に心地よさや癒しを与えられている。特に人間の生体リズムは外界から五感に伝わってくる 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よくなるなどし、人間の活動はより活発になる。

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与える色彩や配列などから検出される。

また、1/f² 揺らぎと呼ばれる揺らぎ周波数は 1/f 揺ら

よりも周波数に対する勾配が大きく、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。

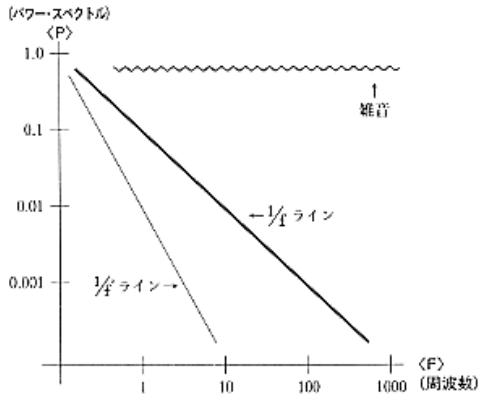


図1 周波数揺らぎの基本ライン

2.2 音楽データへの応用

本研究では様々な楽曲の周波数を分野別に解析し、その特徴をまとめていく。手順は以下の通りである。

- ・CDの音響情報を収録する。
 - ・サンプリングレートを低下させ、収録した音響信号のデータ量を削減する。
 - ・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。
 - ・フーリエパワースペクトラムと周波数の両対数グラフの勾配を用いて分野別に特徴を検討する。
 - ・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、 n 次関数で曲線近似を行う。
- 解析は以下の2分野に対して検討する。

- ・サンプリングレート
 - ・スピーカ
- 楽曲は以下を利用する。
- ・チャイコフスキーの「くるみ割り人形」花のワルツ
 - ・Kenny BarronのNew York Attitude

3 実験

3.1 サンプリングレート別周波数解析

ジャンルの違う2曲のサンプリングレートを1kHzから48kHzまで変更し、データ量の削減を行い、周波数ゆらぎ解析を行い、サンプリングレートの影響を周波数揺らぎ解析で行う。

図2はチャイコフスキーのバレエ組曲「くるみ割り人形」花のワルツのサンプリングレート別解析結果を示す。

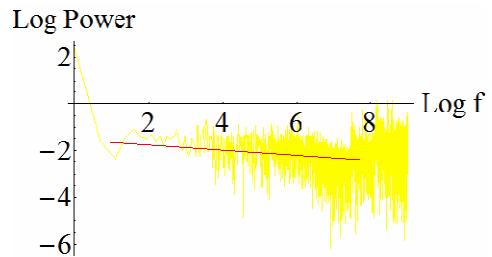


図2-1. 1kHz 「くるみ割り人形」花のワルツ

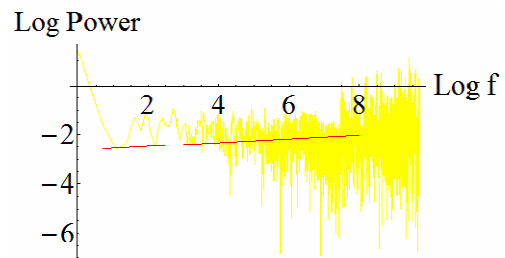


図2-2. 1kHz 「くるみ割り人形」花のワルツ

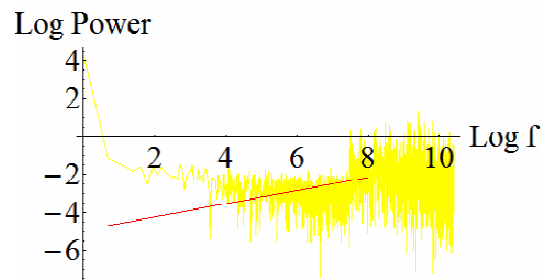


図2-3. 1kHz 「くるみ割り人形」花のワルツ

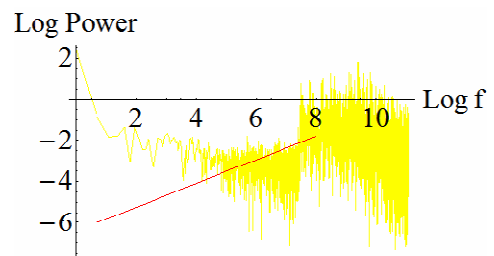


図2-4. 8kHz 「くるみ割り人形」花のワルツ

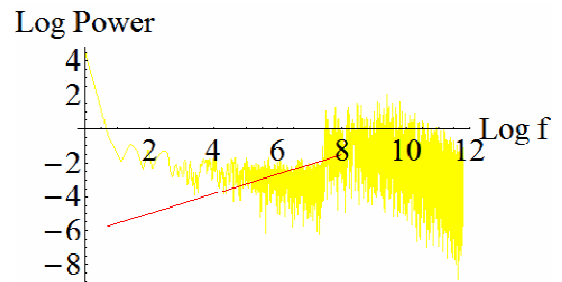


図2-5. 16kHz 「くるみ割り人形」花のワルツ

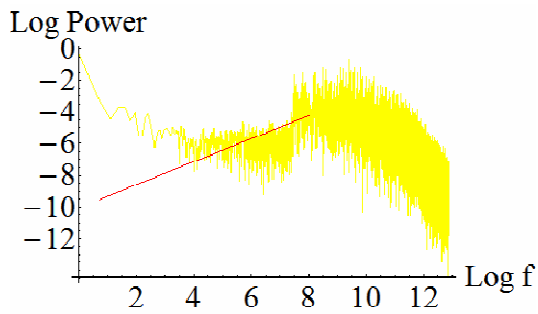


図 2-6. 16kHz 「くるみ割り人形」 花のワルツ

図 3 は Kenny Barron の「New York Attitude」のサンプリングレート別解析結果を示す。

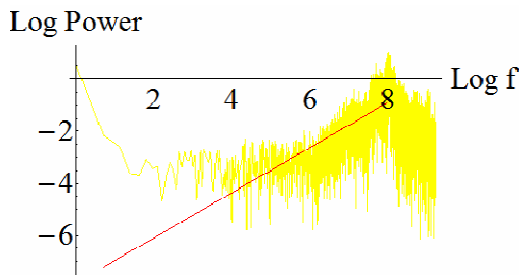


図 3-1. 1kHz New York Attitude

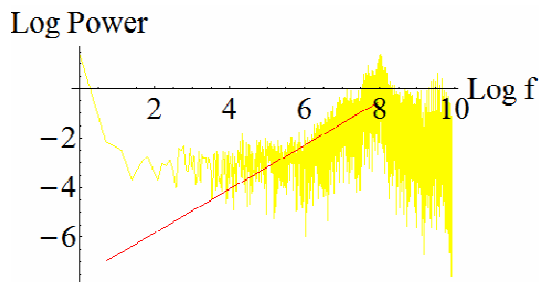


図 3-2. 2kHz New York Attitude

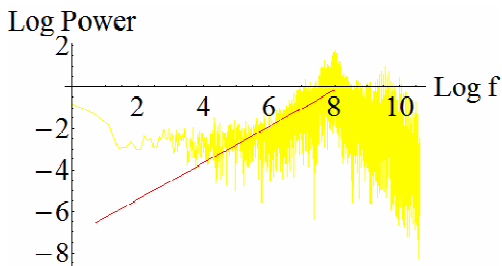


図 3-3. 4kHz New York Attitude

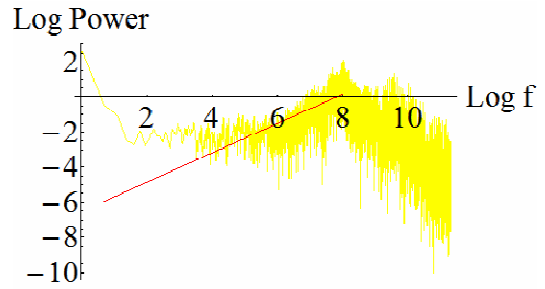


図 3-4. 8kHz New York Attitude

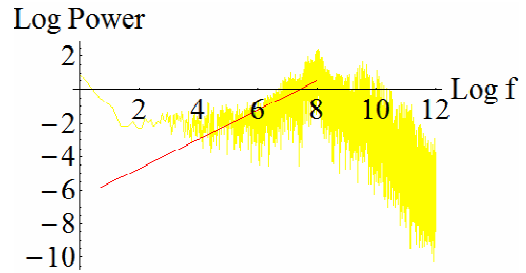


図 3-5. 16kHz New York Attitude

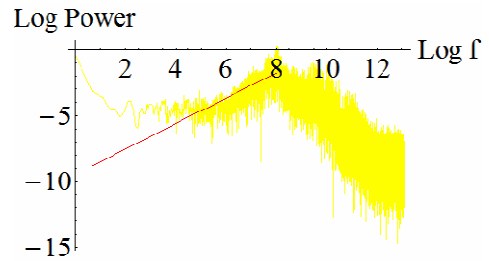


図 3-6. 48kHz New York Attitude

図 4 に曲別に勾配をまとめたグラフを示す。

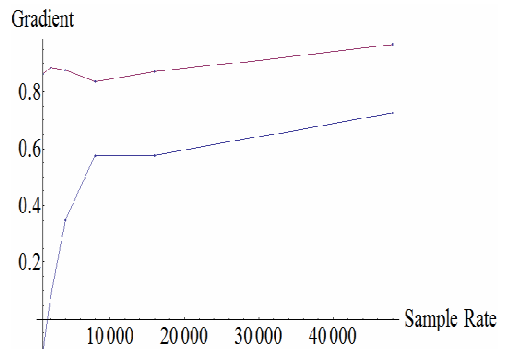


図 4 サンプルレートによる周波数の勾配

青：「くるみ割り人形」 花のワルツ
赤：New York Attitude

3.2 スピーカー別周波数解析

3.1 節と同じ 2 曲について異なるスピーカで再生させ、マイクレコーダで録音し、周波数解析を行った。使用機材を表 1 に示す。

表 1. 使用機材

マイクレコーダ: TASCAM DR-1	
スピーカ番号	型名 ton
1	Bose-101music monitor
2	Diaton-DS77z
3	Diaton-DS1000HR
4	JBL-4312M
5	JBL-TR105
6	KENWOOD-LS-300G
7	Onkyo-D202Alimited
8	Onkyo-Monitor2001
9	Sonus fable-GrandPianoHome

図 5-1、図 5-2 に Bose-101music monitor の解析結果を示す。

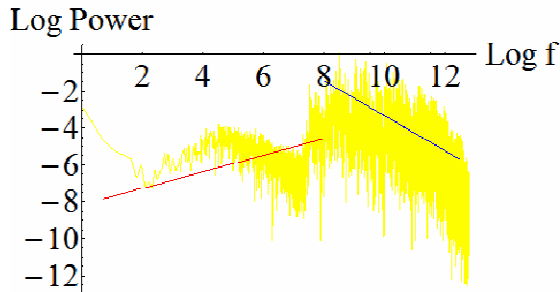


図 5-1. Speaker Number1 「くるみ割り人形」花のワルツ

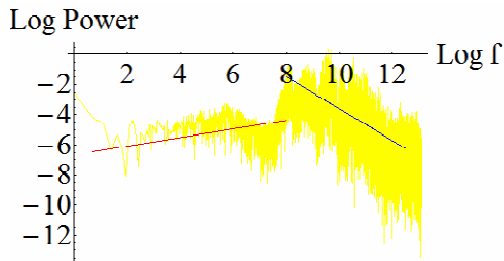


図 5-2. Speaker Number1 New York Attitude

図 6-1、図 6-2 に Diaton-DS1000HR の解析結果を示す。

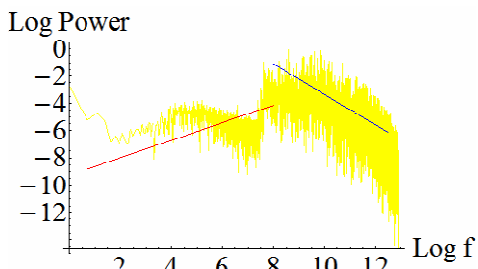


図 6-1. Speaker Number3 「くるみ割り人形」花のワルツ

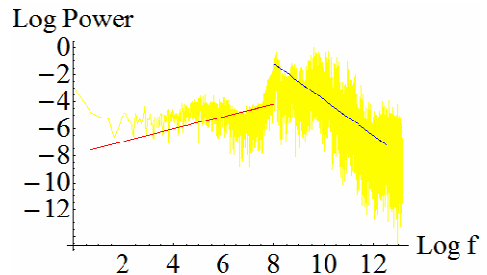


図 6-2. Speaker Number3 New York Attitude

図 7-1、図 7-2 に JBL-TR105 の解析結果を示す。

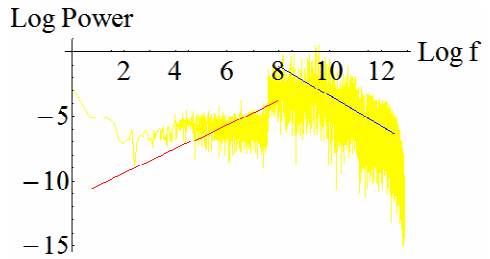


図 7-1. Speaker Number5 「くるみ割り人形」花のワルツ

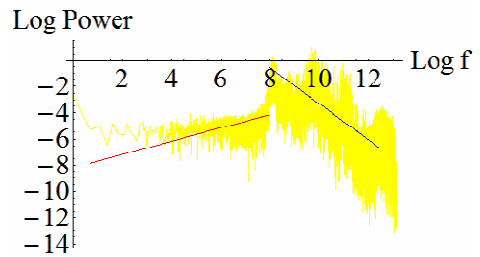


図 7-2. Speaker Number 5 New York Attitude

図 8-1、図 8-2 にスピーカの傾きをまとめたグラフを示す。なお、番号 10 はスピーカ、録音機器を通さずに解析し、勾配を求めたものである。

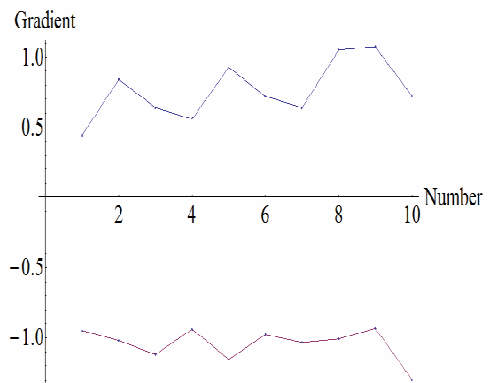


図 8-1. 「くるみ割り人形」花のワルツ 勾配まとめ
青: 低周波の勾配の変化
赤: 高周波の勾配の変化

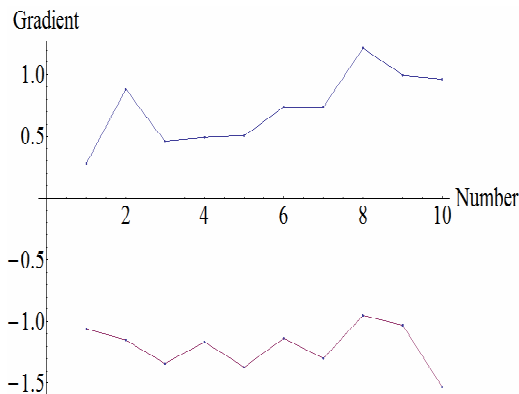


図 8-2. New York Attitude 勾配まとめ
 青：低周波の勾配の変化
 赤：高周波の勾配の変化

4 考察

4.1 サンプリングレートによる周波数解析

解析結果全体を見ると、サンプリングレートを下げたことにより高周波が失われ、一見、低周波が抽出されているように見える。しかし、勾配を求めるとそれぞれ大きく異なってくるのが分かる。

具体的には図 4 から高周波領域でも勾配の変化が存在することが判る。これは、サンプリングレートが単純に音響信号を低周波領域だけの情報へ変換しているとは言えないことを意味する。

サンプリングレートの増加は周波数揺らぎが一定値へ振動的に近づいていくことが分かる。また、クラシックとジャズでは変化の仕方が大きく異なっており、曲によって勾配の変化の仕方は多様であると考えられる。

サンプリングレートの低下はデータ量を低減するが、音響情報の特性、すなわち、周波数揺らぎ情報が失われる。

聴覚の観点からもエイリアシングが多く発生し、聞いていて違和感を感じる。15kHz 以上の Sample Rate では音源の規定値 48kHz に近づく。

4.2 スピーカ別揺らぎ周波数解析

図 8 に纏められた周波数揺らぎ解析結果から、低周波は正の勾配、高周波は負の勾配となることが判る。

図 8-1、図 8-2 から、何れのスピーカも勾配にばらつきがあり、一定の規則性抽出は困難と考えられる。しかし、隣接する勾配がほぼ等しくなっている点が図 8-1 の 7-8 番の高周波領域、図 8-2 の 3-4-5 の低周波領域に存在する。これは、4-5 番、7-8 番のスピーカはメーカー

ーが同じであるため、メーカー固有の特徴が抽出と考えるられる。

勾配に大きく変化がある点は低周波のみならず高周波にも存在する。

しかし、高周波領域の音響情報は気温、湿度の影響を受けやすく、空間に依存してしまうため一概に高周波も勾配に変化があるとは言えない。スピーカ、マイクを通さずに解析した 10 番の勾配はスピーカのそれとは大きな相違が見られる。

5 結論

本研究では、サンプリングレートは人間の聴覚情報処理可能な周波数範囲に等しい 15kHz 以上に維持することが望ましいこと、さらに、周波数揺らぎ解析は個々のスピーカを判別出来ないがスピーカの製造メーカーの特徴抽出を可能とすることを明らかにした。

参考文献

- [1] 照井麻乃, 揺らぎ周波数特性を利用した音源生成に関する研究、法政大学理工学部電気電子工学科齊藤兆古研究室 2012 年度卒業論文

自己共振型テスラコイルの開発

11X2029 奥田 和哉 指導教員 齊藤 兆古

論文概要

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、磁性材料を使わないため鉄損が存在せず、一次・二次間の磁気結合が極めて密な空心変圧器は高効率で期待できる理想的な変圧器の一形態と言える。本論文は、空心変圧器の一種であり、ニコラ・テスラによって考案された従来の外付けコンデンサを必要としたテスラコイルを、コイルの結線方式を変更するのみで外付けコンデンサを不要とする共振結線型テスラコイルの開発に関する研究である。

1 序論

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。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、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、これらの磁性材料においても 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、また鉄損が励磁周波数と共に増加するため、電源機器の効率を下げる要因となっている。

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の少ない一次・二次間の結合が密な空心変圧器は理想的な変圧器の一形態であると考えられる[1]。

2 テスラコイル

2.1 テスラコイルとは

テスラコイルとは、空心変圧器の一種であり、ニコラ・テスラによって考案されたものは、空芯式共振コイルとスパークギャップを用い、二次コイルの共振を利用して高周波・高電圧を発生させるものである。テスラコイルはスパークギャップ

とコイルからなり、コイルは巻数の少ない一次コイルと多数巻き上げた空心の二次コイル、そして放電極である容量球で構成される。容量球の大小により二次コイルの共振周波数を調整する。浮遊容量による影響が大きく、強力な放電をさせようとした場合の再現性が悪いことから不明な点の多いコイルとされる。テスラコイルの改良型として、半導体駆動回路を使用した SSTC (Solid State Tesla Coil) や共振コイルを別に設けて昇圧するマグニファイヤーなどがある。

2.2 テスラコイルの動作原理

大きな巻線比 (変成比) のトランスによって高電圧を得ようとした場合、一次・二次コイル間の絶縁の都合上、また、コイルの構造上、結合係数は低くならざるを得ない。そのため、一般に一次コイルと二次コイルとに鎖交する主磁束を形成することが困難で、漏れインダクタンスが大きくなるとともに相互インダクタンスが小さくなり過ぎて電力の伝達が悪くなる。

一方、トランスの二次コイルに電流が流れるとそれによって磁界が発生するが、二次側の系が共振状態にあるときは、一次側回路側の誘導性インピーダンスが激減し、二次コイルの共振電流が発生する磁界と一次コイルが発生する主磁束の磁界の位相が等しくなり、一次コイルの発生する磁界が二次コイルに引き込まれて一次・二次間に非常に強い結合が得られる。この状態であれば、鉄心などにより磁束を閉じ込める工夫をすること無く高い結合効果を得ることが出来る。すなわち一次コイルに与える電圧の周波数が二次側系の共振周波数であれば、本来トランスは単に一次、二次のコイルを適当に近くに設置した程度の状態でも効

率よく電力が伝達できる。また、漏れインダクタンスと二次側浮遊容量との間で起きる共振系によって昇圧効果も期待できる。テスラコイルでは一次側に与えるこの共振周波数の交流電圧を得るために回転型 Gap を用いる。この回転型 Gap によって火花放電のインパルス電流を発生させ、広帯域の交流を共振回路に与えて振動させている。また、回転型 Gap の回転数を調整することにより一次コイルに与える周波数の調整を実現している。尚、テスラコイルでは共振要素の相当部分が浮遊容量なので共振周波数が不安定であり、設置状況などにより周波数を調整する必要がある[2]。

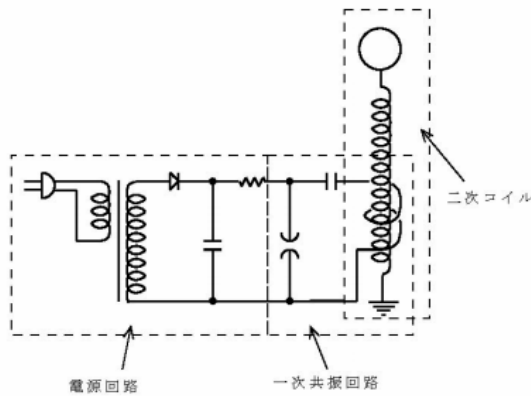


図1 テスラコイルの回路

2.2.1 コイルの共振を鋭くするために

コイルの共振を鋭くすると発生する電圧も高くなる。この共振の鋭さをQ (Quality factor) と呼ぶ。

二次コイルを集中定数に置き換え、一次コイルからの誘起電圧を e とすると図1の様に、RLC直列共振回路として表現することができる。このとき、Qは次式で与えられる。

$$Q = \frac{1}{R_2} \sqrt{\frac{L_2}{C_2}} \quad (1)$$

また、共振時に C_2 の両端に現れる電圧 V_0 は、

$$V_0 = eQ \quad (2)$$

で与えられる。一次コイルからの誘導による電圧 e が低くてもこれがQ倍されるので超高電圧を得ることが出来る[2]。

2.2.2 一次回路の製作

二次コイルの共振周波数 f_{r2} はインピーダンスアナライザで測定する。

キャパシタンス C 一次共振回路の共振周波数 f_{r1} は二次コイルの共振周波数 f_{r2} と同じにしなければならない。つまり、

$$f_{r1} = f_{r2} \quad (3)$$

である。

図1の一次回路のC,Lによって f_{r1} が決まり、次式で与えられる。

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

C,Lの値のとりかたは、任意であるが、一次回路に最初にエネルギーが蓄積されるのは共振用コンデンサCであるから、コンデンサのエネルギー

$$E_C = \frac{1}{2} CV^2 \quad (5)$$

が大きくなるように工夫する。この式の性質上、Cだけをやたら大きくするよりもVを少しでも大きくする方が良策である。つまり、電源回路の電圧を上げればよい。

Cと一次コイルLの間で共振しているとき、CのエネルギーがLの方に全て移行する瞬間がある。このとき、Lに蓄積されるエネルギー

$$E_L = \frac{1}{2} LI^2 \quad (6)$$

は $E_C = E_L$ の関係が有る。よって、一次回路の V_C と I の関係は、

$$CV_C^2 = LI^2 \quad (7)$$

となる。実際は、 E_L の一部は二次コイルに移行するので、 I は上式より小さい値になり、二次コイルの存在により、ギャップの電流（放電音）も小さくなる。

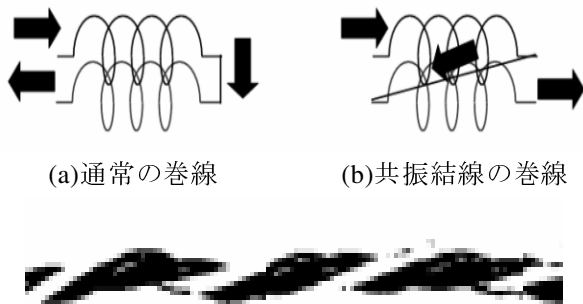
インダクタンス L 式(4)の変形により、 f_{r1} とCからLを算出し、目的の値になるように作る。表皮効果を考慮して、表面積の大きい線材が抵抗Rが小さく望ましい。

放電ギャップ 放電ギャップは二つの金属を向

かい合わせ、ギャップ間隔を微調整できるようなものであればなんでもよいが、先端が球面状である方がより安定した放電が発生する。

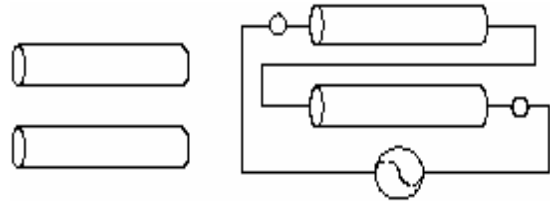
2.3 共振結線型テスラコイル

共振結線型テスラコイルは従来のテスラコイルと違い結線方法を変更する。図2に結線方法の相違を示す。共振結線は、導線間の面する部分を平均的に均一化するため、図2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導線間の距離が均一化されキャパシタンスの効果が二次コイル全般に渡って同等化される[3]。

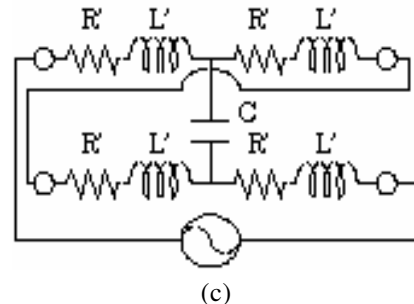


(a)通常の巻線 (b)共振結線の巻線
(c)導線をツイストさせた例
図2 非共振結線及び共振結線

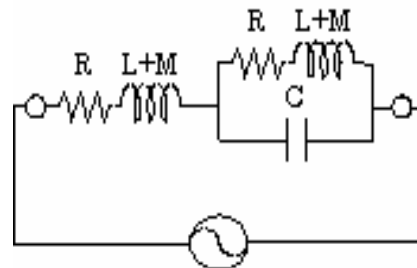
共振結線型テスラコイルの構造は比較的簡単である。図3(a)と(b)はそれぞれ2個の導体とそれらの共振結線を示している。図3(c)は共振結線型テスラコイルの等価回路であり、その等価回路を変形して図3(d)に示す。 R 、 L 、 M 、 C はそれぞれ抵抗、自己、相互インダクタンス、キャパシタンスである。



(a) (b)



(c)



(d)

図3 共振結線の原理

3. 実験


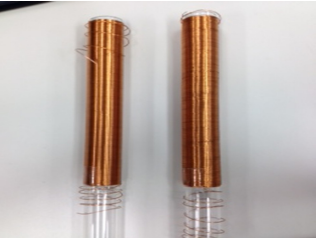

3.1 二次コイルの試作

表1に試作したソレノイドコイル、共振結線型コイルの性質及び図5~9に図4のインピーダンスアナライザを用いて測定したコイル単体の各周波数特性を示す。



図4 インピーダンスアナライザ

表 1 各試作コイルの諸定数

	導線長	19.24m
	導線径	0.5mm
	巻数	300turns
	外径	21mm
	内径	20mm
	長さ	174mm
	層数	1
共振周波数		5.6MHz
	導線長	38.08m
	導線径	0.5mm
	巻数	600turns
	外径	22mm
	内径	20mm
	長さ	174mm
	層数	2
共振周波数		181kHz
	導線長	95.9m
	導線径	0.5mm
	巻数	1500turns
	外径	21mm
	内径	20mm
	長さ	850mm
	層数	1
共振周波数		19.4MHz
	共振結線型	
	導線長	200.09m
	導線径	0.5mm
	巻数	3000turns
	外径	22mm
	内径	20mm
	長さ	850mm
層数	2	
共振周波数		32.6kHz
	非共振結線型	
	導線長	200.09m
	導線径	0.5mm
	巻数	3000turns
	外径	22mm
	内径	20mm
	長さ	850mm
層数	2	
共振周波数		202kHz

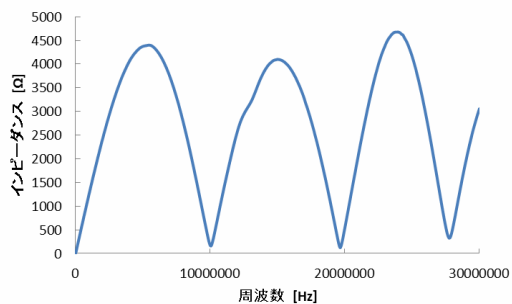


図 5 300 回巻コイルの周波数特性

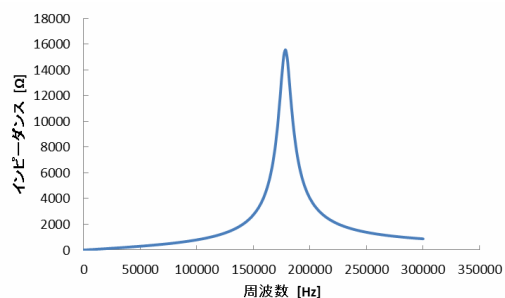


図 6 600 回巻(共振結線型)コイルの周波数特性

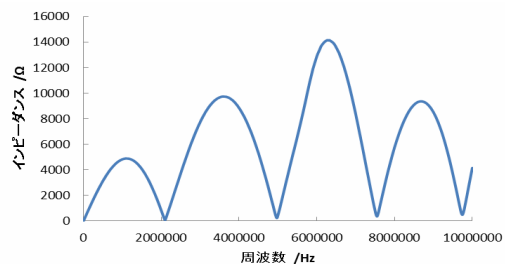


図 7 1500 回巻コイルの周波数特性

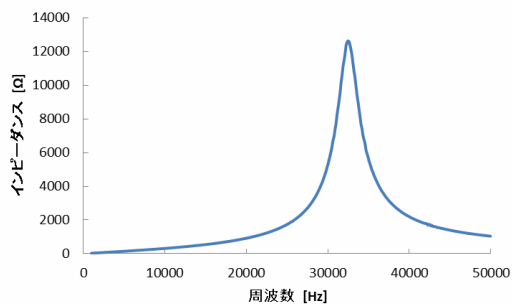


図 8 3000 回巻(共振結線型)コイルの周波数特性

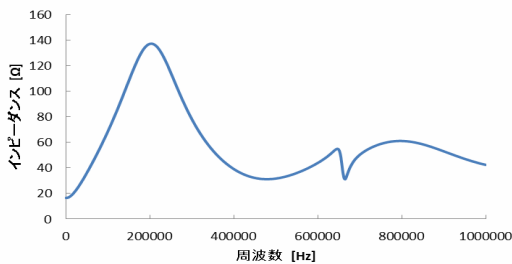


図 9 3000 回巻(非共振結線型)コイルの周波数特性

図 5 及び図 6 より、300 回巻のソレノイドコイルを共振結線型コイルにすることで、共振周波数の低減に成功している。さらに、共振点の減少により、放電実験を行う際に安定した放電が得られると考えられる。図 7、8 も同様である。

図 8 及び図 9 より、条件が結線方法のみ異なる場合の周波数特性を比較する。共振結線型と通常結線型では、共振結線型の方がより低い共振周波数の値を得ることがわかる。

3.2 二次側の誘起電圧の測定

実験を行う前に、3.1 節で試作した 600 回巻の共振結線型コイルに 10 回巻の一次コイルを取り付ける。一次コイルにアンプ、ファンクションジェネレータを用いて印加電圧をかけ、オシロスコープを用いて、二次コイルの誘起電圧を測定する。

図 10～11 に一次側印加電圧と二次側誘起電圧を示す。

ここでは、一次の印加電圧を 5V に固定する。さらに、ファンクションジェネレータで設定する周波数は小さい方から変えていくものとする。

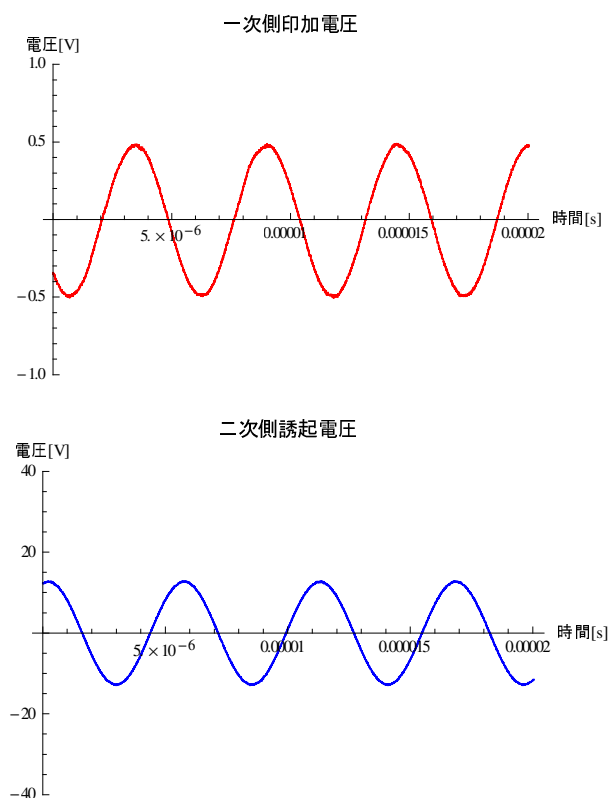


図 10 181kHz 時の印加電圧と誘起電圧

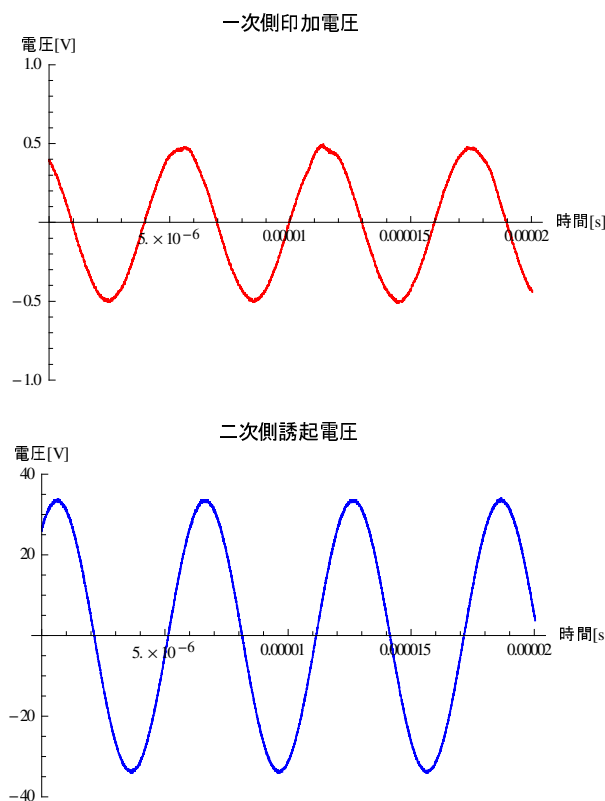


図 11 171kHz 時の印加電圧と誘起電圧

図 10 より、600 回巻共振結線型コイルの共振周波数 181kHz 時では、一次側印加電圧 0.5V に対して二次側誘起電圧は 25.8V を得た。よって、変圧比は約 51.7 となる。

図 11 より、ファンクションジェネレータで周波数を小さい値から増加して行き 171kHz で誘起電圧の最大値を得た。このときの誘起電圧は、38.8V である。よって、変圧比は約 77.5 となる。

このコイルで得られる理論上の最大変圧比は 60 であるので、二次コイルの共振周波数である 181kHz よりも低い値、すなわち、二次に共振周波数よりわずかに低い周波数で、理論上の変圧比より大きい値を得た。これは、二次単独の共振周波数に対し、一次のインピーダンスを含めた二次コイルに共振周波数が低くなることを意味し、二次コイル単独の共振周波数が変化しないほど一次・二次間の結合係数が低いことを意味する。

3.3 放電実験

ここでは、3.2 節で使用した器具の他に放電機材として自動車のスパークプラグ、スパークギャップテスターを用いる。

小型の電力増幅器を用いて 10V の電圧を一次コ

イルに印可する。シクネスゲージ (Thickness Gauge) を用いスパークプラグのギャップ長を変えて放電実験を行う。

表 2 ギャップ長と放電の関係

ギャップ長[mm]	放電の有無
0.77	無
0.50	無
0.40	無
0.30	無
0.20	無
0.10	無
0.07	無
0.06	無
0.05	無
0.04	有

3.2節の結果より、周波数 171kHz の駆動周波数を用いて実験する。これにより、二次側印加電圧が理論上 775V 得られる。条件によるが基本的に 1mm 放電させるのに必要な電圧は 1kV であると言われている。これは、775V の電圧ではギャップ長が 0.775mm 以内であれば放電することを意味する。表 2 より、放電時のギャップ長は 0.04mm だけであった。これは放電電圧は約 400V であることを意味し、共振結線では理論上キャパシタンスの端子電圧が全体の電圧の半分であるから、400V は放電電圧の約半分で正しい。

図 12 に放電前と放電中のスパークギャップテスターの写真を示す。

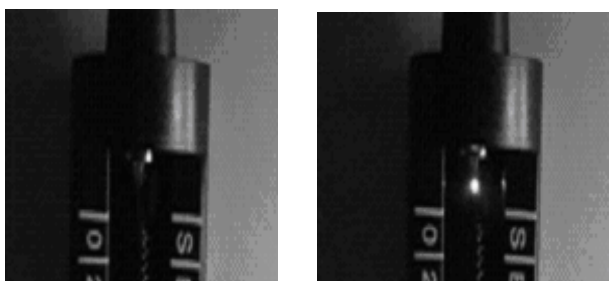


図 12 放電前(左)と放電中(右)のスパークギャップテスター

4. 結論

巻数と結線方法を変更して 5 個の二次コイルを試作した。600 回巻共振結線型コイルギャップ長が 0.04mm のとき放電現象を確認することができた。共振結線の多層化を行うことで共振周波数の低下と二次巻数の増加で、放電ギャップ長の増加と安定な放電が可能となる可能性が示唆された。

共振は二次コイルのみで決まるわけではなく、一次のインピーダンスのみならず負荷のインピーダンスも関係して、すなわち、全体としてのシステムで共振条件も共振周波数も決まる。

電力は電圧と電流の積である。テスラコイル方式に拠る給電システムでは、電力伝送方式が高電圧・小電流形式とならざるを得ない。このため、負荷はインピーダンスが大きく放電加工のような高電圧小電流の用途に向けた方式と言える。負荷の条件が高電圧・小電流であることは銅損の低下を意味し、高効率な非接触給電の条件と合致すると考える。

参考文献

- [1] 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クス研究会資料、MAG-93-132 (1993)
- [2] 牧野泰才、Q 値、平成 19 年 7 月 10 日、http://www.hapis.k.u-tokyo.ac.jp/public/makino/materials/20070710_Qfactor.pdf
- [3] Hiroki KIKUCHIHARA, Iliana MARINOVA, Yoshifuru SAITO, Enhance the Sensibility of the Eddy Current Testing, Proceedings of The 2012 Asia-Pacific Symposium on Applied Electromagnetics & Mechanics, PP.232-237.

タイヤを介した非接触給電の提案

11X2033 渡橋 悠馬 指導教員 齊藤 兆古

論文概要

本研究では、自動車のタイヤ内部（1/16 スケールモデル）に平面型空心変圧器の二次コイルを設置し、タイヤの外側・接地面に配置した一次コイルを設けた電磁誘導で給電する方式の可能性であるかを検討する。用いた空心変圧器の形状は平面形状の一次・二次コイルである。

実車の 1/16 スケールモデルへ、試作非接触空心変圧器を装着し、変圧器としての性能、すなわち、結合係数、電力伝送効率などの実測値と 3 次元有限要素法によるシミュレーション値を比較し、シミュレーションモデルの妥当性とタイヤを介した非接触給電の可能性を吟味した。

1. 目的

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でも、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、地球温暖化などの環境問題や石油など化石燃料の枯渇傾向を背景として電気自動車（EV）への取組みが世界中でなされている EV の方式として、車載バッテリーからの電力供給によってモータのみで駆動するタイプ（ピュア EV）と車載バッテリーによるモータ駆動とエンジン駆動とを組み合わせたプラグインハイブリッド（PHEV）タイプが実用化されているが、いずれのタイプも充電用ケーブルを車につなぐことによって車載バッテリーへの充電を行う。そのため、手に物を持っているとケーブルをつなげにくい、雨の日に濡れたケーブルが地面の土で汚れて手や服にドロがつく、などの不便が想定される。

一方で非接触充電は、離れて置かれた送電装置と受電装置の間で電力を伝えることができる技術である。非接触充電を利用することによって、EV を充電装置の上に停車するだけで充電可能とし、手に物を持って

ても雨の日でも容易に車載バッテリーを充電することができ、EV の利便性を高めることができる。

またガソリンスタンドの充電ステーション以外の場所でも充電が可能となるため、日々の充電回数を増やすことができることによって EV に搭載するリチウムイオン電池の縮小につながり低コストで EV が製造でき、EV が普及することで環境問題の解決にも寄与すると考える。

本研究は、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電磁誘導方式による非接触給電を用いた EV への給電である。その中でも必ず接地するタイヤとタイヤが接地した面を介した非接触給電システムの提案であり、筆者の知る限りこのような方式は実現されて無い。

2. 非接触給電システム

2.1 非接触給電とは 非接触給電システムとは、電源コード等の機械的な接触なしで、電源から機械へ電力を供給するシステムである。このシステムは移動するもの、回転するもの、水中・真空中等の密閉された場所で使用するものなどへ電力を供給可能とする。

非接触での電力供給を可能にする技術として主な電力伝送方式は、非放射型では「電磁誘導方式」、放射型では「マイクロ波方式」、「レーザ方式」等がある。

この非接触給電システムに関して、使用場所を選ばない電化製品等の利便性の追求や、充電部の露出がなく感電の恐れがない安全性、電源コードの削減・環境保全等の観点から多様な研究開発が行われている。将来的には移動中の電気自動車への非接触給電も考えられる。

本研究では、タイヤの内側に配置した受電コイルとタイヤの接地面に配置した送電コイル間の距離がタイヤの厚みで決まり、タイヤの厚みは高々数センチであることから、非接触空心変圧器でも比較的高効率で給電が期待可能な電磁誘導方式を採用する。

2.2 一次・二次コイル分離型単相変圧器

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、空隙を介して電力伝送を行う。

本研究では自動車のタイヤ内部に非接触変圧器の二次コイル搭載するため、平面型空心変圧器を採用する。試作した平面変圧器は、巻き方が円、正方形とした場合の3器を試作した。図1は一次・二次側ともにコイルの巻き数を15回とした円形平面型空心変圧器の試作器である。図2、図3は一次・二次側ともにコイル巻き数をそれぞれ15、30回巻とした正方形の試作平面型空心変圧器の試作器である。また表1、表2にそれぞれの変圧器の諸定数を示す。

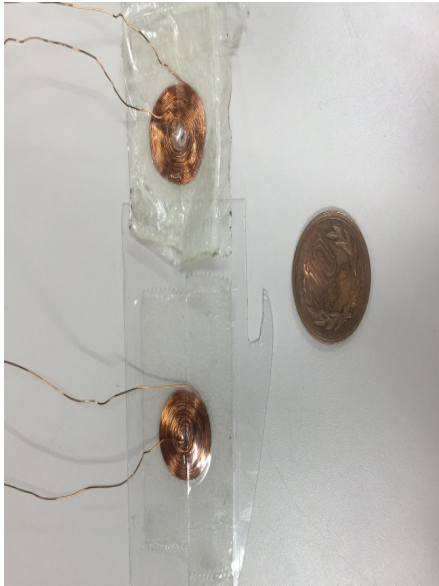


図1 円形平面型変圧器

表1 円形コイルの諸定数

1次側巻き数	15巻
2次側巻き数	15巻
使用した導線の直径	0.3mm

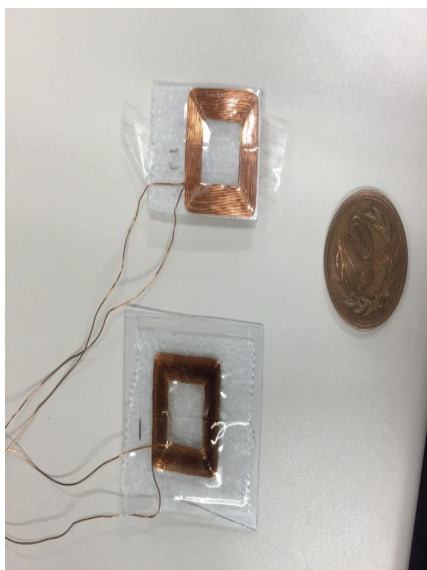


図2 正方形平面型変圧器 (15巻)

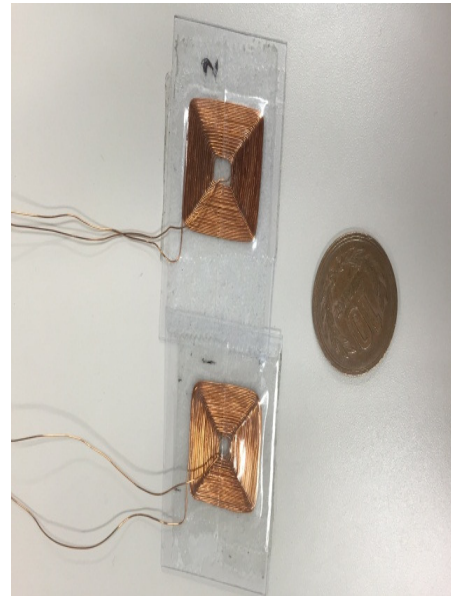


図3 正方形平面型変圧器 (30巻)

表2 正方形コイルの所定数

図2の変圧器	
1次側巻き数	15巻
2次側巻き数	15巻
使用した導線の直径	0.3mm
図3の変圧器	
1次側巻き数	30巻
2次側巻き数	30巻
使用した導線の直径	0.3mm

2.3 有限要素法を用いたシミュレーション

実車の1/16 模型タイヤの接地面の内側へ受電(2次)コイル配置し、タイヤ接地面に送電(1次)コイルを配置し、タイヤの厚みを空隙とした非接触給電の3次元有限要素法シミュレーションを行った。

使用したソフトは株式会社 JSOL の J MAG である。シミュレーションモデルは第2.2節で述べた一次・二次コイル分離型の変圧器を採用した。図2,3,4、それぞれのシミュレーションああモデルを図4, 図5, 図6に示す。また、シミュレータである J MAG の設定詳細を表3に示す。図7にシミュレーション結果の一例を示す。

表3 J MAG の設定

解析方法の種類	周波数応答解析
設定周波数	30 kHz

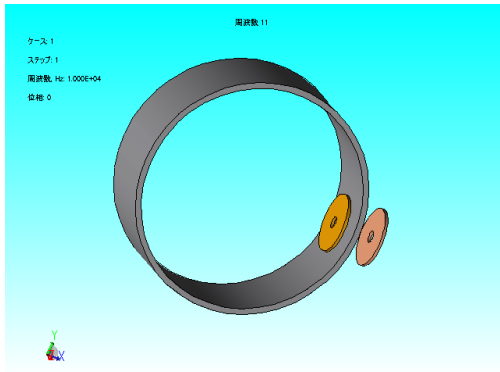


図4 シミュレーションモデル (円形・15巻)

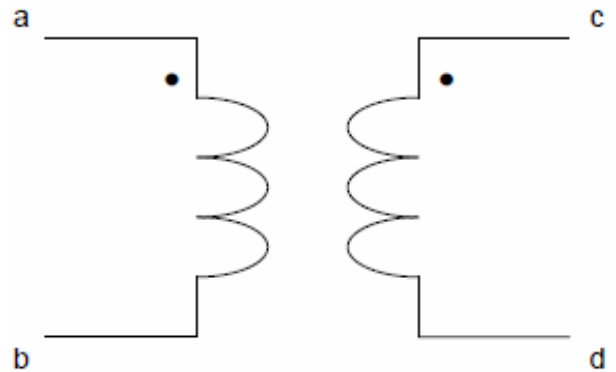


図8 変圧器回路モデル

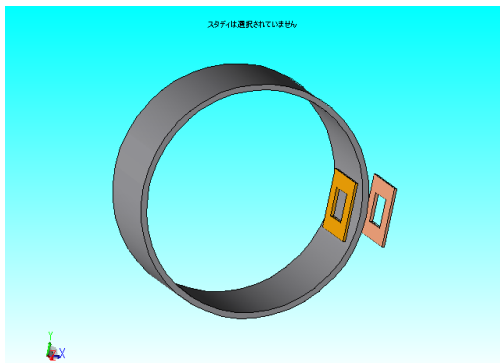


図5 シミュレーションモデル (正方形・15巻)

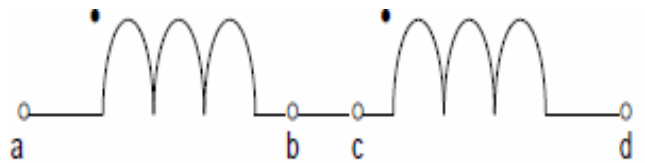


図9 和動接続 L_s

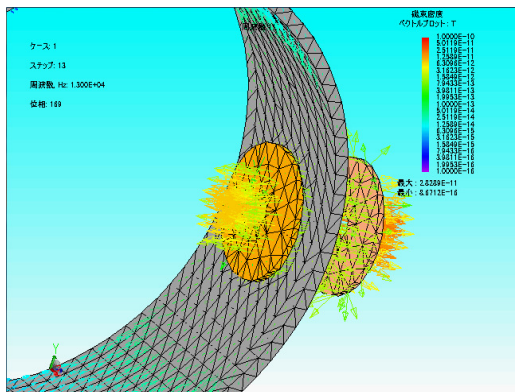


図7 シミュレーション結果の一例

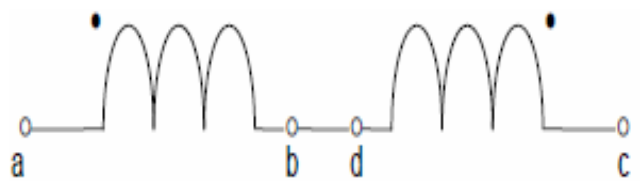


図10 差動接続 L_o, L_o

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

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

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

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

2.4 電力伝送効率

2.4.1 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 を調べる。

変圧器の一次・二次コイルを図8に示す回路モデルで考えると、両コイル間に相互誘導作用があるとき、自コイルがつくる磁束の一部が他コイルと鎖交する磁束を相互誘導作用の原因となる磁束という意味から相互磁束と呼ぶことにする[1]。コイルの結線時、相互磁束が互いに加わるような関係にある場合を和動接続、互いに打ち消し合う場合を差動接続という。

図9、図10に示すように和動と差動結線し、それぞれのインピーダンスを測定することで式(5)から結合係数 κ が求まる。

表4、表5及び表6はそれぞれ図1, 2, 3の空心変圧器の結合係数の実測値、シミュレーション値を示す。電源周波数の値は30kHzとした。

表4 円形平面型変圧器 (15巻) の結合係数

	測定値		シミュレーション値	
	0.3	10	0.3	10
1次側コイルL1 [μ H]	5.56327	5.51741	5.9947	6.0153
2次側コイルL2 [μ H]	5.87758	5.92259	5.9947	6.0153
和動接続 L_s [μ H]	19.0262	12.2904	16.7119	13.8868
差動接続 L_o [μ H]	3.32653	10.6213	4.267	10.1744
M [μ H]	3.9249175	0.417275	5.2447	0.9281
結合係数 κ	0.6863825	0.072996	0.9526	0.1542899

表 5 正方形平面型変圧器 (15 巻) の結合係数

	測定値		シミュレーション値	
	0.3	10	0.3	10
Gap[mm]	0.3	10	0.3	10
1次側コイルL1[μH]	6.985	6.92867	5.4917	6.8978
2次側コイルL2[μH]	7.40872	7.19176	5.4917	6.8978
和動接続Ls[μH]	23.9149	15.7807	17.7059	17.2978
差動接続L0[μH]	4.86325	12.3784	4.26097	10.2934
M[μH]	4.7629125	0.850575	5.4917	1.7511
結合係数k	0.6620912	0.1204953	0.732746	0.2538636

表 6 正方形平面型変圧器 (30 巻) の結合係数

	測定値		シミュレーション値	
	0.3	10	0.3	10
Gap[mm]	0.3	10	0.3	10
1次側コイルL1[μH]	11.3916	10.8621	7.48007	9.09596
2次側コイルL2[μH]	13.4182	13.5629	7.48007	9.09596
和動接続Ls[μH]	42.724	27.1014	21.6826	22.43176
差動接続L0[μH]	6.8739	21.6211	8.23766	13.95208
M[μH]	8.962525	1.370075	7.4801	2.11992
結合係数k	0.7249213	0.112878	0.803788	0.2330617

2.4.2 電力伝送効率

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。円形平面型変圧器の一次側コイルに入力電圧 3[V]を印加し、それぞれの負荷抵抗の電流、電圧を測定し、電力を算出する。また正方形平面型変圧器においても印加する入力電圧を 3[V]に設定し、同様の実測を行い、電力を算出する。図 11 に使用した回路を示す。一次側負荷抵抗 1[Ω]、二次側負荷抵抗 1[Ω]を使用する。

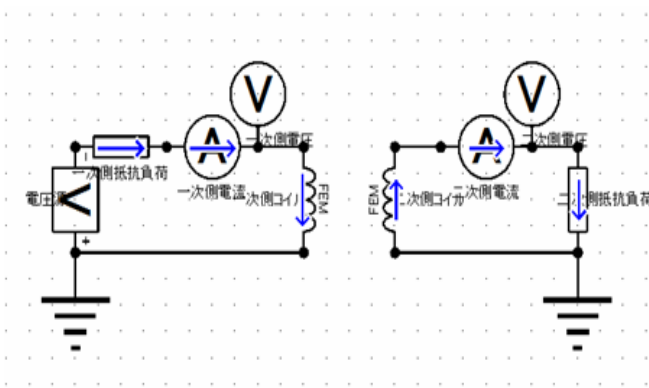


図 11 回路図

表 7 は、駆動周波数を 30kHz に設定した場合の図 1, 2, 3 の空心変圧器にそれぞれ示す円, 正方形平面型変圧器の電力伝送効率実測値とシミュレーションから得た値を示す。

何れの場合もシミュレーション値が実測値よりも大きい。最も実測とシミュレーション値が一致する場合は正方形(30 巻)の供試空心変圧器であった。

表 7 電力伝送効率の比較

円 (15巻)		
Gap[mm]	0.3	10
測定値[%]	19.8929	0.308149
シミュレーション値[%]	25.6684	0.068990048
正方形 (15巻)		
Gap[mm]	0.3	10
測定値[%]	20.9864	0.569876
シミュレーション値[%]	26.7306	0.405121916
正方形 (30巻)		
Gap[mm]	0.3	10
測定値[%]	17.0107	0.312402
シミュレーション値[%]	18.8434	0.28293209

2.5 実車の 1/16 モデルでの給電実験

表 7 より一次・二次間のギャップ 10mm で最も電力伝送効率の高い 15 巻の正方形平面型変圧器を実車の 1/16 スケールモデルに搭載した。給電は図 11 の回路を使用した。

二次回路の負荷として豆電球を採用し、電力伝送が直接観察可能な条件を設定した。

図 12 は電力が伝送されず負荷電球が消灯している状態を示す。図 13 は電力が伝送され負荷電球が点灯している状態を示す。



図 12 電力が伝送されず負荷電球が消灯している状態



図 13 電力が伝送され負荷電球が点灯している状態

3. 考察

3.1 結合係数

結合係数 κ は変圧器の一次・二次コイル間の漏洩磁束の過多を表す指標である。

円形平面型変圧器は表 4 より一次・二次コイル間のギャップ間隔 0.3 [mm] において結合係数は約 0.686 を示す。エアギャップがほとんど存在しないにも関わらず、結合係数が 1 に近くないということは接触状態でも漏洩磁束が存在することを意味する。同様に、正方形平面型変圧器では表 5・6 よりギャップ 0.3 [mm] において結合係数は約 0.7 を示す。それぞれの変圧器とも、一次・二次コイル間のギャップが大きくなるほど結合係数が低くなる。これはコイル間の空気領域が大きくなり、漏洩磁束が増え、鎖磁束が減少し、磁氣的結合は弱くなると言える。

3.2 電力伝送効率

一次側から二次側へ伝送される電力伝送効率もまた変圧器の重要な特性の一つである。

円形平面型変圧器は、表 7 より一次・二次コイル間のギャップ間隔 0.3 [mm] において電力伝送効率約 20 [%] を示す。ギャップ 10 [mm] では効率は約 0.3 [%] を示す。同様に正方形平面型変圧器は、ギャップ間隔 0.3 [%] では電力伝送効率 21 [%] を示し、ギャップ 10 [mm] において電力伝送効率約 0.56 [%] を示す。円形・正方形ともにギャップ 0.3 [mm] では電力伝送効率に差がほぼないがギャップ 10 [mm] において効率は正方形が円形の 1.9 倍高いことがわかる。これは正方形のほうが位置ずれによる漏洩磁束が少ないことに起因すると考えられ

る。

3.3 有限要素解析

株式会社 JSOL の 3 次元有限要素解析ソフト「JMAG」を用いて各一次・二次コイル分離型のシミュレーションモデルを作成し、実測値と比較した。結合係数の比較では、結合係数 κ の値は何れの変圧器に於いても比較的良く一致している。自己インダクタンス L_1 , L_2 に大きな誤差があるのは、図 1 と図 4, 図 2 と図 5, 図 3 と図 6 に示すコイルのシミュレーションモデルを平面として作成したため誤差が発生したと考えられる。電力伝送効率は、何れの変圧器に於いても概ね一致している。

4. 結論

本論文では自動車のタイヤ内部 (1/16 スケールモデル) に平面型空心変圧器の受電側コイルを設置し、タイヤの外側に接地した送電側コイルから非接触給電が可能かを検証した。

有限要素解析では実車の 1/16 スケールモデルの非接触変圧器を試作し、30kHz の駆動周波数においてタイヤ内外部の磁束分布で一次側から二次側に給電が可能であることが明らかとなった。しかし、一次・二次コイル間のギャップ 10mm において電力伝送効率が 0.57 [%] であり変圧器性能としては不十分である。

今後、電力伝送効率向上を目的にコア材の付加、一次・二次共振回路の有用性について検討する必要がある。電力伝送効率を向上すればタイヤを介した非接触給電を実現が期待できる。

参考文献

- [1] 日本電気技術者協会：「インダクタンス物語 (3) 」,
<<http://www.jeea.or.jp/course/contents/01154/>>
- [2] 高田将吾、齊藤兆古：「非接触給電技術に関する基礎的研究」(法政大学 2010 年度修士論文)
- [3] 川西健次、近角聡信、櫻井良文：「磁気工学ハンドブック」, 1998 年

焦点型 ECT コイルに拠る探査感度向上に関する研究

11X2049 倉橋 俊之 指導教員 齊藤 兆古

論文概要

本論文は、渦電流探傷法 (ECT) の中でも比較的高い感度が得られる共振型 ECT の感度向上および欠損形状の解像度向上に関する研究である。被検査対象中に喚起される渦電流の乱れを利用することで欠損探査を行う従来の共振型 ECT は共振時の急峻なインピーダンス変化を利用するため高感度である。欠損の有無に対する高感度は欠損形状が正確に探査されることを意味しない。これは、センサから発する交番磁界が四方に広がるため、欠損の有無に対する高感度は欠損範囲が広範囲になることへ繋がる。従って、従来の ECT の高感度化が欠損形状探査へ繋がる高解像度 ECT 開発のため、交番磁界を特定の焦点へ収束させるコイル形状の開発を行い結果として欠損形状を可視化可能とする ECT センサ開発が本論文の課題である。さらにインピーダンス感知型 ECT の駆動周波数を 1MHz 以下とするため、共振型結線を採用しセンサコイル単体の共振周波数を 1MHz 以下低減した。本論文では、欠損探査感度向上が欠損解像度向上へ繋がるセンサ開発と駆動周波数である共振周波数低減の二点に関して理論的かつ実験的に論じた。

1 序論

18 世紀の産業革命から現代までの文明を支え、築き上げたのは、機械構造を有するプロダクトと断言しても過言ではないほど、世界はそうしたプロダクトに満ち溢れている。現代のプロダクト社会は、人々の利便性に直接関与するプロダクト、いわゆる自動車、原子力発電等の産業プロダクトばかりではなく、それらの産業プロダクトに耐え得る構造や、機能性を活かすための高速道路、原子炉建屋等の社会的インフラストラクチャが必然的に存在する時代である。この両者はいずれも振動、回転、位置、音、熱エネルギーに拠る破損及び変形を減衰させることを重点とした構造・形状を有している。その構造・形状の中核には、強度や形状維持に優れた鉄鋼や非鉄金属が大部分を占めている。

しかし、幾ら強度や形状維持に優れているとは言っても、永久的に形状や機能性を維持するのは不可能であり、長期的・反復的応力分布は何らかの構造的・機械的欠陥を生ずる。この欠陥状態を放置すると、その機械的パフォーマンス低下のみならず、人の生命を左右する可能性も否めない。加えて、ソーシャルメディアが発達した現代では、些細なパフォーマンス低下、破損も、製造もしくは製造に関わった公私企業のイメージ急落へ繋がる。このような事態を回避するために、様々な点検・検査方法が存在する。

過去の多くの文明では、点検・検査よりも増設・新設する社会的プロダクトに比重を置いていた。しかし、近年では、コスト面や環境問題からより高度な安全性を迫る社会を構築する傾向に変貌し、異常箇所を点検・修理のみならず再使用する社会性が根付きつつある。

点検・検査を行う方途である打音検査、漏水調査等は、検査員の五感に依存するだけでなく経験年数に応じて差異を生じるなど曖昧な部分が多く存在する。従って、繰り返し使用するプロダクトへ科学・物理的根拠を基に、検査対象に直接触れずに正確な破損箇所を明示する有用な検査方法を見出す必要があった。その答えとなる検査技術を纏めていわゆる非破壊検査と言う。

非破壊検査には、非接触で行う渦電流探査法 (Eddy Current Testing, 以後、ECT と略記) から直接接触を必要とする電気ポテンシャル法、超音波映像法及び放射線を用いる X 線断層撮影法など、様々な方法が存在する。中でも、ECT による方法は、検査対象と非接触な上、比較的安価で簡単な装置で高速な検査を可能とする。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、機械構造を有するプロダクトの力学的強度維持は大部分が導電性を有する鉄鋼や非鉄金属材料からなるためである [1-2]。

ECT の動作原理は比較的単純である。最も単純な構造の ECT は交番磁界を検査対象に照射することで被検査対象中に渦電流を発生させ、被検査対象中の欠損があることで、被検査対象中の渦電流が大きく乱される。この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の差として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コイルの機能を兼ねる点にあり、換言すれば、コイル一つで安価で高速な検査が可能である。

ECT の持つ本質的で固有の電氣的性質は、理論的なコイルでは存在しない共振現象である。実際の有限長ソレノイド型コイルはコイル間の導電率が低い

空気領域にキャパシタンスが存在するため、交流電流を通電すると磁界のみならずコイル間に電界が発生し、通電電流を高周波化すると磁気エネルギーと電界エネルギーが拮抗し、いわゆるタンク回路の形成に繋がり共振現象を呈する。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。

インピーダンス感知型 ECT 法の中でも有限長ソレノイド型コイルの結線を変更した共振結線型 ECT は非常に高感度である。共振結線型 ECT は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]。これにより共振時における入力インピーダンスは極めて大きくなり、共振時のインピーダンスの尖鋭度 Q も高くなるため、入力インピーダンスの変化は必然的に大きくなり、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。

しかしながら、ECT 測定法にも幾つかの普遍的な課題がある。一つ目は、共振型 ECT のセンサコイルが共振現象を呈するのは数 MHz と高周波領域であり、この周波数帯を駆動周波数に選定すると検査対象に誘起する渦電流の表皮深さが浅くなってしまふ。これを克服するためにセンサコイルの駆動周波数低減が考えられる。二つ目は、センサコイルから発する交番磁界が四方に発散するため、欠損箇所のみだけでなく正常箇所にも磁界が照射してしまう欠点がある。

本論文では、前述のインピーダンス感知型 ECT 法の欠点を打破するため、共振結線法に拠る 1MHz 以内の共振駆動周波数の実現及び、交番磁界収束を可能とする螺旋状センサコイル(以後、焦点型コイルと記す)の試作実験に関して述べる。

2 ECT センサ

2.1 共振 ECT センサの動作原理

図1,2はECTセンサの原理を示した一例である。共振 ECT センサ動作原理は検査対象の欠損に応じて異なるため、数式を交えて順を追って説明する。

まず、図1の検査対象に欠損がないときの動作原理に着目する。センサコイルに交流電流 I_{ne} を通電すると、ファラデーの法則により交番磁界 H_{ne} が発生し、渦電流が導体板に喚起されることで、交番磁界を打ち消す方向に磁界 H_{no} を誘起される。また磁界 H_{no} に起因して交流電流 I_{ne} と逆方向の電流 $I_{no} (< I_{ne})$ も誘起される。このときの検査対象に欠損が無い場合のインダクタンス L_n は次のように表すことができる。

$$L_n \propto \frac{\mu S H_{ne}}{I_{ne}} - \frac{\mu S H_{no}}{I_{no}} \quad (1)$$

ここで、 μ, S はそれぞれ透磁率、コイル内の断面積である。

一方、検査対象に欠損がある図2の動作原理は、欠損がないときとほぼ同一であるが、図2を見ると欠損が原因で渦電流分布が乱れ、打ち消す方向の磁界が逸れることでコイル内に戻る磁界 H_{eo} が弱まる。また磁界 H_{eo} が弱まることで、交流電流 I_{ne} と逆方向の電流 $I_{eo} (< I_{ne})$ も弱まる。従って、検査対象の欠損があるときのインダクタンス L_e は次のように示すことができる。

$$L_e \propto \frac{\mu S H_{ne}}{I_{ne}} - \frac{\mu S H_{eo}}{I_{eo}} \quad (2)$$

式(1),(2)からインダクタンスの差分が次のように求めることができる。

$$\begin{aligned} L &= L_e - L_n \propto \frac{\mu S H_{ne}}{I_{ne}} - \frac{\mu S H_{no}}{I_{no}} - \left(\frac{\mu S H_{ne}}{I_{ne}} - \frac{\mu S H_{eo}}{I_{eo}} \right) \\ &= \mu S \left(\frac{H_{eo}}{I_{eo}} - \frac{H_{no}}{I_{no}} \right) \quad (3) \end{aligned}$$

式(3)は検査対象の欠損有、欠損無のインダクタンスの差の大きさを示すものであり、これが大きいほど各々の対象の磁気エネルギーに変動をもたらすことができる。結果的には検査対象の異常状態に応じて、磁気エネルギーと電界エネルギーに拠る共振現象、つまり共振周波数に変化をもたらすことができる。

これが ECT の基本的な動作原理である。

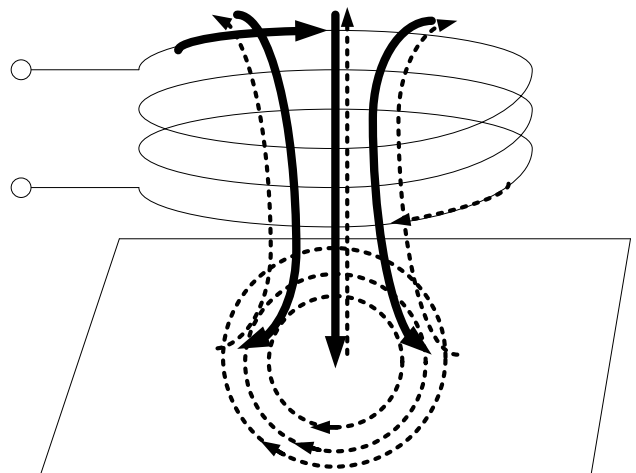


図1. ECT 検査対象異常無

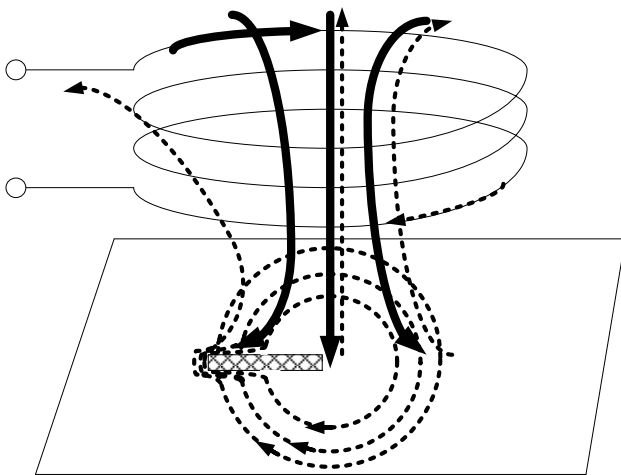
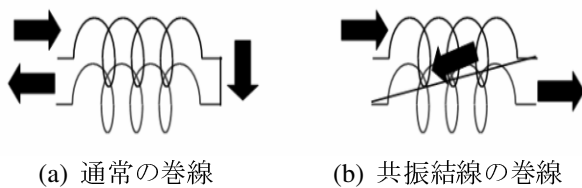


図 2 ECT 検査対象異常有

2.2 共振結線型 ECT

共振結線型 ECT は従来の ECT と違い結線方法を変更する。図 3 に結線方法の相違を示す。共振結線は、導線間の面する部分を平均的に均一化するため、図 3 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導線間の距離が均一化されキャパシタンスの効果が ECT コイル全般に渡って同等化される。その結果、共振時の尖鋭度 Q 値が向上し、ECT センサの感度が増加する[4-5]。

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 4 に示すように共振現象を呈する。図 5(a)と(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 ψ の特性である[5]。



(a) 通常の巻線 (b) 共振結線の巻線



(c) 導線をツイストさせた例
図 3 共振結線形状

共振結線型 ECT は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

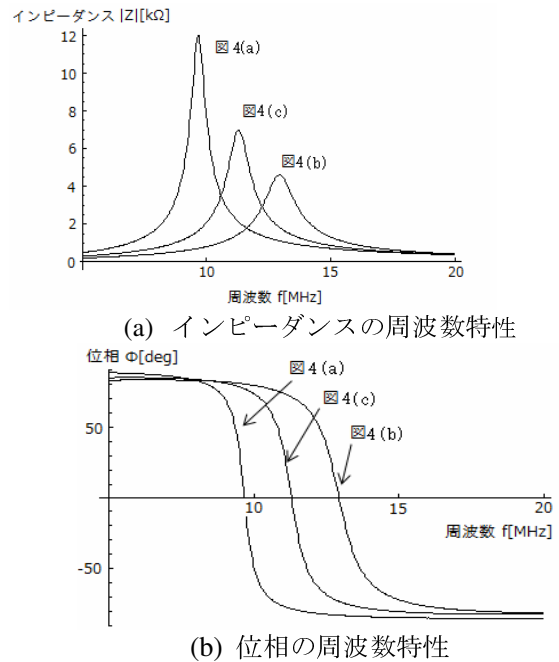


図 5 インピーダンスと位相の周波数特性
駆動周波数とする。この場合、ECT センサの入力インピーダンスは図 4(a)のように最大値を取る。検査対象に欠損や物性的変化があると共振条件が崩れ、入力端子からみたインピーダンスは共振時よりも絶対値が減少する。したがって、検査対象が健全な場合と欠損がある場合でインピーダンスの変化が最大となる。

ECT センサコイルの感度を示す変化率 ε を

$$\text{変化率 } \varepsilon = \frac{|\text{測定値} - \text{基準値}|}{\text{基準値}} \times 100[\%] \quad (4)$$

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。

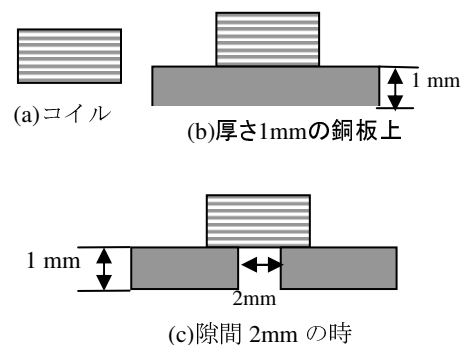


図 4 センサコイルと測定条件

共振結線型 ECT の構造は前述したように比較的簡単である。図 6(a)と 6(b)はそれぞれ 2 個の導体とそれらの共振結線を示している。図 6(c)は共振結線型 ECT の等価回路であり、その等価回路を変形して

図 6(d)に示す。R、L、M、C はそれぞれ抵抗、自己、相互インダクタンス、キャパシタンスである。

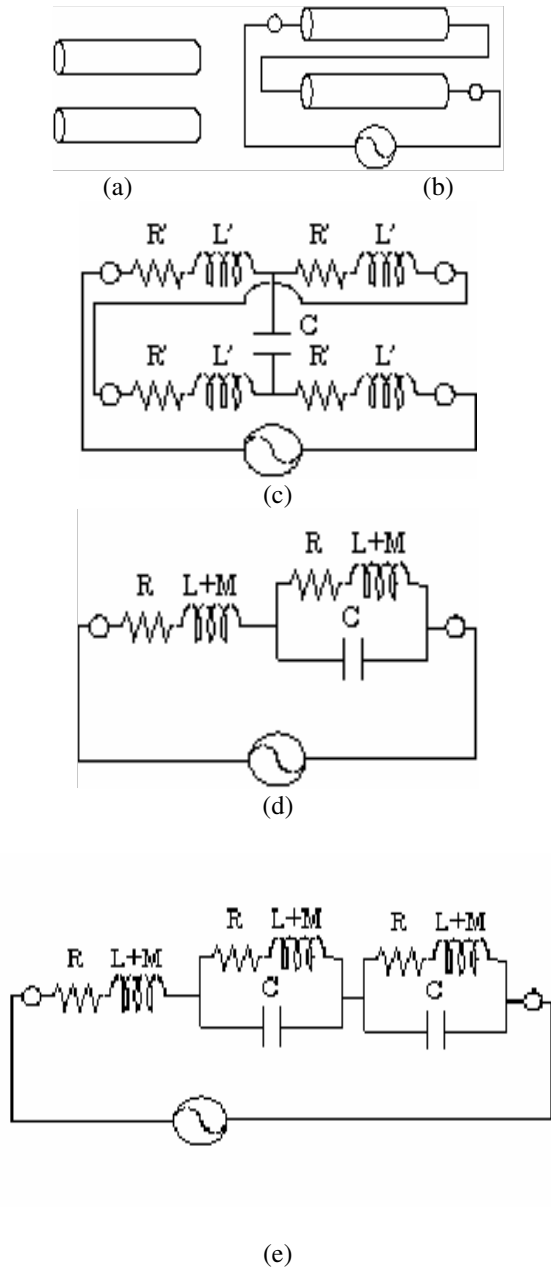


図 6 共振結線の原理

2.3 駆動周波数の低減

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。磁束の浸透深さは駆動周波数の平方根に反比例するため、従来の数 MHz と比較的高い駆動周波数を使う共振結線型 ECT においては磁束が深部まで浸透せ

ず、欠損の表面のみしか渦電流が誘起されない。すなわち、探査範囲が表面に限定される。

駆動周波数を低減することにより検査対象の深部まで磁束が浸透し、渦電流が欠損の深くまで誘起されるため、結果として探査感度も向上することが考えられる。そのため、共振結線法を用いると図 5(c)で示されるキャパシタンス C のような意図的にキャパシタンス成分を生み出すことができる。図 5(b)のように単に 2 個の導体を使用する考えでは、周波数低減は見込まれないため、3 個の導体を使用したと考えることで、さらなる共振周波数の低減化技術を確立した。その等価回路を図 6 (e)に示す。

2.4 焦点型センサの理論

焦点型センサコイルは、式(3)の特性を最大限活かした考え方である。要するに照射する磁束を集中させることによって渦電流分布形状の変化を大幅に促し、欠損有無の対象のインダクタンス差を最大に引き出す狙いがある。

図 7(a)、(b)は、それぞれ従来のソレノイドコイルと焦点型センサコイルの数値シミュレーションに拠る磁界ベクトルを示したものである。比較すると明らかであるが、従来型のソレノイドコイルは中心部で最大磁界を生ずるのに対して、図 6(b)に示す焦点型センサコイルは検査対象近傍に最大磁界を生じることが判る。ソレノイドコイルは、一卷線の周辺磁界の全てのコイルが並行であるため生かされない。

一方、焦点型センサコイルは一卷線あたりの半径が異なるため、一卷線の周辺磁界が有効に生かされ先端部分へ磁界が集中する。すなわち、磁界の収束度は焦点型センサコイルの方が円筒型に比較して優れていることが見て取れる。

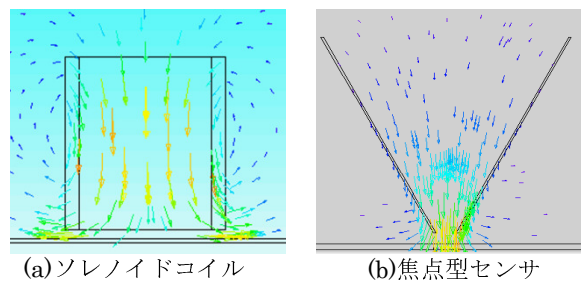


図 7 磁界ベクトル分布の比較

3 実験

3.1 センサコイルの特性

表1のソレノイドコイル、フィルムコイル、焦点型コイル、共振結線焦点型コイル及び図8のインピーダンスアナライザを用いて、コイル単体の各周波数特性を図9,10に示す。表1の複数のECTセンサは、直流抵抗、表皮効果に拠る交流抵抗の値を揃えるため、導線長の長さを一定に設定した。但し共振結線焦点型センサの導線長は異なる。



図8 インピーダンスアナライザ

表1 供試ECTセンサ

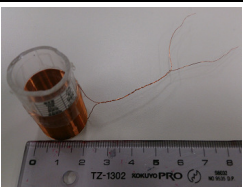
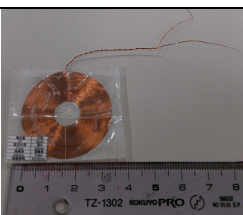
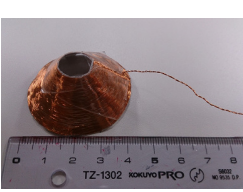
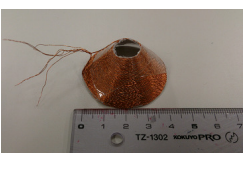
	導線長 導線径 巻数 外径 内径 長さ 層数	6.79m 0.2mm 106turns 21mm 20mm 23.5mm 1
	導線長 導線径 巻数 外径 空芯外径 長さ 層数	6.98m 0.2mm 57turns 36mm 11mm 0.2mm 1
	導線長 導線径 巻数 外径 内径 長さ 層数	6.9m 0.2mm 80turns 11~43mm 10.6~42.6mm 19mm 1
	導線長 導線径 巻数 外径 内径 長さ 層数 導線間隔	10.19m 0.2mm 120turns 12~41mm 11.6~40.6mm 20mm 3 56.3μm

図9から各センサの周波数特性を把握することが

できる。焦点型コイルは共振周波数、インピーダンス共に有限長ソレノイドコイルに比較して高い値である。従って、焦点型コイルはキャパシタンス成分、交流抵抗値が高いことがわかる。

他方、フィルムコイルは、他のコイルより共振周波数が高く、インピーダンス値は低い等、異なる特性を示した。これは、フィルムコイルが他のコイルと比較してインダクタンス成分、交流抵抗値も小さいことを意味する。

さらに、図10の共振結線焦点型コイルの周波数特性は図9の単層供試コイルと比較して全く異なった特性になった。共振結線焦点型コイルの共振周波数はコイルを3層にし、共振結線法を用いたことで0.67MHzまで低減した。インピーダンス値は共振周波数が図9の供試コイルの10倍以上低減した影響を受け、交流抵抗が抑えられ且つインピーダンス値も減少した。

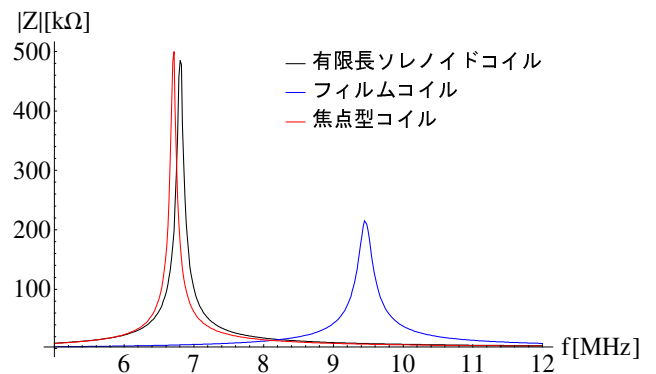


図9 供試ECTセンサ周波数特性

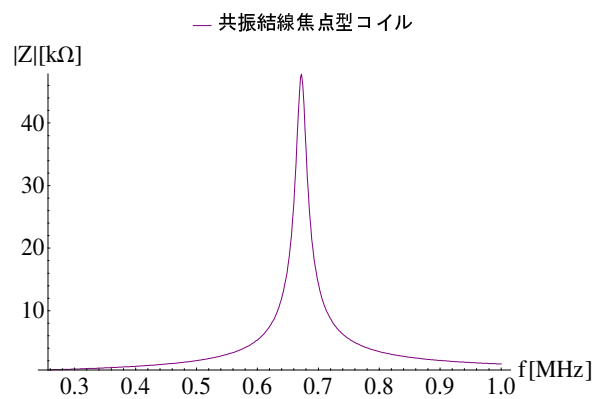


図10 共振結線焦点型コイル周波数特性

3.2 リフトオフ特性

図11に示す被探査対象と表1に示す供試コイル間の距離、すなわち、リフトオフ特性に関する実験結

果を図 12 に示す。

但し、リフトオフを 0.0mm、0.6mm、1.0mm、1.2mm、1.6mm、1.8mm、2.2mm、2.4mm、2.8mm、3.0mm、3.4mm、3.6mm、4.0mm に設定して実験した。

図 10 で示される緑点は基準値、橙点に対して欠損部としてインピーダンス値を求め、式(4)からインピーダンスの変化率 ε を求める。

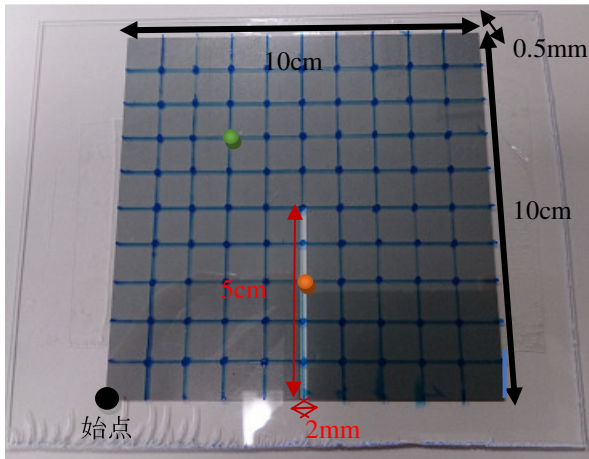


図 11 被検査対象 (鉄)

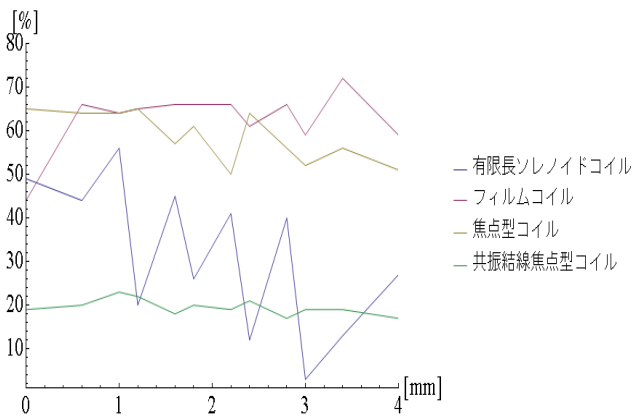


図 12 リフトオフ特性

図 12 から各供試コイルのリフトオフ特性が判る。有限長ソレノイドコイルは、距離が遠くなるほど変化率は減少しているが、変化率 (再現性) も乏しく値も他のコイルより小さい。またリフトオフ 0~1mm 以内、リフトオフ 1mm 以上の変化率は、それぞれ焦点型コイル、フィルムコイルが突出していることが判る。共振結線焦点型コイルは、変化率は 20%前後であるが距離の影響まったく受けないことが判明した。

3.3 2次元探傷試験

3.1 および 3.2 節で表 1 の供試 ECT センサを用いて、各供試コイルの周波数特性およびリフトオフ特性を示した。本節では、検査対象中の欠損形状の把握を可能とするインピーダンス変化の高度化、すなわち、解像度解析を行った。

検査方法は 2 次元、すなわち、ECT センサを平面上で走査して欠損探傷を行う。測定範囲は図 11 の端部を除く被検査対象全域(9cm×9cm)であり、測定点図 11 中に”・”で示される 1cm 間隔でサンプリングされた 9 点×9 点=81 点で行う。

測定方法は図 8 に示すインピーダンスアナライザを用いて、表 1 の供試コイルをそれぞれの測定点”・”に位置にし、インピーダンスを測定する。但し、リフトオフは 1mm とした。

駆動周波数はセンサそれぞれのインピーダンス周波数特性から求めた共振周波数に設定し、図 11 の緑点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(4)から変化率 ε を求める。

図 13~16 は、2 次元探傷試験の検査結果であり、x,y 軸に始点からそれぞれ縦横の距離、z 軸に変化率を示したものである。

有限長ソレノイドコイルでは、欠損が無い箇所でも高い変化率の値が見られるので、解像度はあまり良いとは言えない。

一方、フィルムコイルと焦点型コイルは被検査対象端部である周辺を除いた変化率は、何れも良好な解像度で欠損が可視化された。

図 14,15 から、焦点型コイルの解像度は欠損箇所及び被検査対象端部周辺に渡ってフィルムコイルのそれより優れている。

図 16 の共振結線焦点型センサコイルは、他の三センサコイルに比較して、被検査対象端部の変化率が抑制され、より高解像度であることが判明した。

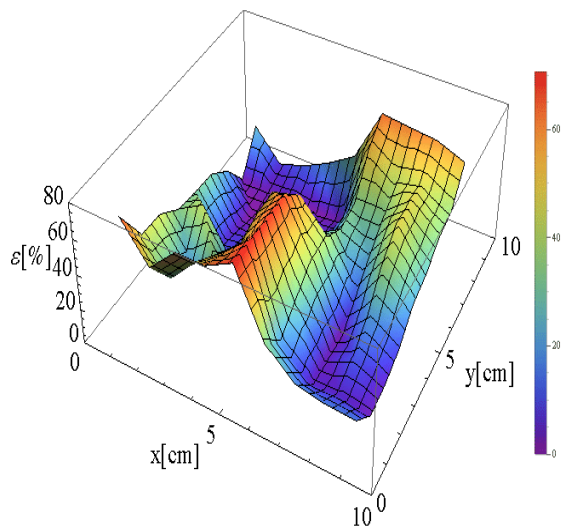


図 13 有限長ソレノイドコイル(2次元探傷)

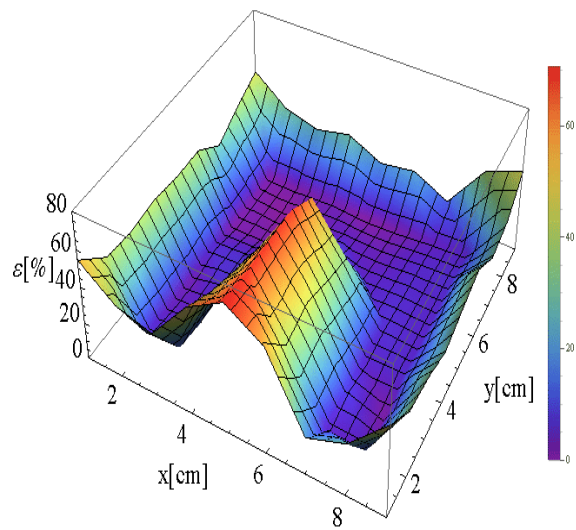


図 15 焦点型コイル(2次元探傷)

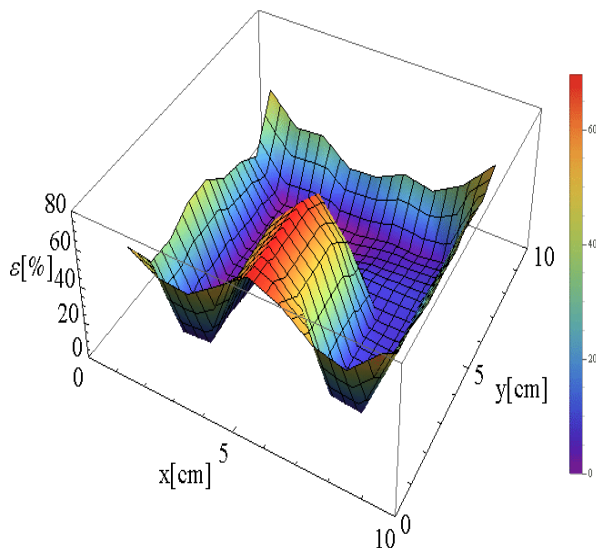


図 14 フィルムコイルコイル(2次元探傷)

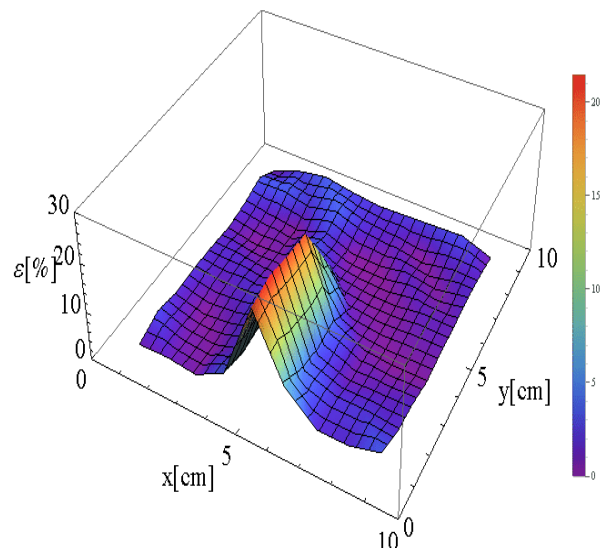


図 16 共振結線焦点型コイル(2次元探傷)

4 考察

3.1 節の実験結果である図 9 の各センサコイルの周波数特性から、単体での共振周波数低減を可能にしたのは、単層では焦点型コイルであった。この結果を考慮して、複層の供試型結線焦点型コイルを試作及び実験を行い、結果として図 10 に示す共振周波数 0.67MHz という 1MHz を大幅に下回る結果を得るのに成功した。

これらの結果から、複層の共振型結線焦点型コイルは導線一卷間の距離が有限長ソレノイドコイル、フィルムコイルに比較して長くなるため、線間キャパシタンスの集中化（共振結線による並列化）の影響が顕著に反映されたと考えられる。

また、フィルムコイルの共振周波が高いのは導線一卷間の距離が短く、キャパシタンスの値が小さく、

集中化（共振結線による並列化）の影響が小さいことに起因すると思われる。さらに、フィルムコイルのインピーダンスの大きさが他のコイルより小さいのは、導体がフィルムであるため表皮効果の影響が小さいことに起因すると推測される。

3.2 節で述べたリフトオフ特性では、共振結線焦点型コイルを除く、他のコイルの変化率はデータの「ばらつき」が見られる。

特に有限長ソレノイドコイルは再現性が乏しい。このことから、図 7 の磁界ベクトル分布で示される漏れ磁束や磁束の拡散が多大な影響をもたらしていると考えられる。

共振結線焦点型コイルは交流抵抗が低いため、インピーダンス変化率にあまり影響しなかったと思われる。

図 12 から単距離検査では焦点型コイル、長距離検

査ではフィルムコイルが最適なセンサであることが判明した。

3.3 節で述べた 2 次元（可視化・解像度）探傷試験では、有限長ソレノイドコイル、フィルムコイル、焦点型コイル、共振結線焦点型コイルの順に解像度が高いことが、図 13~16 から判明した。フィルムコイル及び焦点型コイルでも検査対象の端部から周囲 1cm 離れた箇所でも測定しても変化率が高くなったにも拘らず、共振結線焦点型コイルの変化率は最大 20%前後であるが、検査対象の端部に於ける変化率を抑えるのに成功した。

抛って、共振結線焦点型コイルは他のコイルより磁束を収束して検査対象に照射することを可能とした結果、高解像度が達成されたと考えられる[6]。加えて、3.2 節に述べたリフトオフ特性の結果を勘案すると、最大 4mm 以上で 2 次元探傷試験が可能と言える。

5 結論

本論文では、目標としていた共振型 ECT の駆動周波数 1MHz 以内に加え、さらに 2 次元（可視化・解像度）探傷に於ける高解像度化にも成功した。

共振結線方式を 3 層及び焦点型形状へ適用し、共振周波数を 0.67MHz までに低減化し、結果として表皮浸透深さを 2.5 倍以上とし、解像度も検査対象の端部 1cm 以内の可視化に繋げることができた。

実験結果を総合的に鑑みると、インピーダンス感知型に最適なコイル形状は、焦点型コイルとフィルムコイルの間の形状が望ましく、結線方法は共振周波数低減が可能である 3 層以上の共振結線法が有力と考えられる。

将来の課題として、3.2 節と 3.3 節で述べた実験結果に抛りコイルの評価手段が変化率のみだと共振周波数時の交流抵抗が低い複層コイルは変化率が低くなってしまったため、平等に比較できているとは言えない。従って、変化率の定義に改良の余地があると言える。

研究室に於ける試作であるため、供試コイルの形状が実用化されているセンサコイルより大きくなってしまった。今後、一層コンパクトな形状コイルを検討する必要があると思われる。

参考文献

- [1]I.Marinova, S.Hayano and Y.Saito, Ployphase Eddy Current Testing, Journal of Applied Physics, Vol. 75, No.10, pp. 5904-5906, 1994.
- [2]N.Burais and A.Nicolas, Electromagnetic Field Analysis in

Remote Field Eddy Current Testing Systems, IEEE Transactions on Magnetics, Vol.25, No.4, pp.3010-3012, 1989.

- [3]Y.Midorikawa, S.Hayano and Y.Saito, A Resonant Phenomenon between Adjacent Series Connected Coils and Its Application to a Noise Filter, Advanced Computational and Design Techniques in Applied Electromagnetic Systems, Vol.6, pp. 633-639, 1995.
- [4] S.Hayano, Y.Nakajima, H.Saotome and Y.Saito, A new type high frequency transformer, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 27, No.6, pp.5205-5207, 1991.
- [5] Hiroki KIKUCHIHARA, Iliana MARINOVA, Yoshifuru SAITO, Enhance the Sensibility of the Eddy Current Testing, Proceedings of The 2012 Asia - Pacific Symposium on Applied Electromagnetics & Mechanics, PP.232-237.
- [6] Shape Optimization of High Frequency Current Carrying Conductor by Skin Effect Visualization Kohei Kuroda Yoshifuru Saito Graduate School of Engineering, Hosei University

∞コイル型検出コイルを用いた漏れ磁束法の提案

11X2106 高橋 一平 指導教員 齊藤 兆古

論文概要

本論文は強磁性体材料を検査対象とする欠陥探査である漏れ磁束法に関する一方法を提案する。主にエレベータを吊るしているワイヤ等の検査に使われている漏れ磁束法は、検査対象と直接接触の必要がなく比較的簡単な装置で対象の裏面などの検査を可能とするものである。

漏れ磁束法探査法の鍵となる考え方は、直流磁界が強磁性体材料に適用されるとき、それらの磁化ベクトルは直流磁界の方向に整列する。しかし、材料に欠陥があった場合整列した磁化ベクトルは欠陥位置で歪む。この歪んだ磁化ベクトルはサーチコイルを走引することで検出される。

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鉄や混合物などの強磁性体からなり、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。建造物などの欠陥は重大な事故を引き起こす。そのような悲劇的な事故を回避し、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欠陥探査装置による主要構造材を構成する強磁性材料の検査は必須となる。

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は、渦電流探査法、電気ポテンシャル法、超音波映像法およびX線断層撮影法のような様々な方法がある。

たとえこれらの既存の方法がどの強磁性材料の欠陥探査にも有効だとしても、強磁性固有の磁化ベクトルが存在するため、必ずしも信頼できる結果とは言い切れない。

本研究では、強磁性体固有の磁化ベクトルを積極的に利用する漏れ磁束法に関する一方法を提案する。

主にエレベータを吊るしているワイヤ等の検査に使われている漏れ磁束法は、検査対象と直接接触の必要がなく比較的簡単な装置で対象の裏面などの検査を可能とする。

漏れ磁束法探査法の基幹となる着想は以下のとおりである。直流磁界が強磁性体材料に適用されると、それらの磁化ベクトルは直流磁界の方向に整列する。しかし、材料に欠陥があった場合、磁化ベクトルは欠陥箇所まで歪む。この歪んだ磁化ベクトルはサーチコイルを走引することで検出される。このように単純な方法で強磁性材料の欠陥探査を可能とする。

本研究は∞コイル型漏れ磁束法を提案し、その妥当性を三次元有限要素シミュレーションで明らかにする。

2 漏れ磁束法

2.1 漏れ磁束法の理論的背景

周知のように強磁性材料は磁区から成る。これを式で表すと以下ようになる。

$$\mathbf{B} = \mu_0 \mathbf{H} + \mathbf{M} \quad \dots (1)$$

上記の式で、 \mathbf{B} は磁束密度、 \mathbf{H} は磁束、 \mathbf{M} は磁化ベクトル、 μ_0 は透磁率である。

強磁性材料では磁区の存在のため、交流磁界が印加されると、磁気履歴や磁気飽和現象を呈する。このため、通常の渦電流探査装置では、欠損に起因するのかわかぬ磁化特性に起因するものか詳細な判別が困難となる。

この問題を克服する方法として2方法が提案されている。一方は、交流磁界に大きな直流磁界を重畳し、直流磁界で磁気飽和させ、事実上、磁性体の特性を抑圧し、通常の金属として渦電流探査法を適用する方法である。他方は、磁性体の特徴である磁区構造を積極的に利用する方法である。すなわち、均一な磁性体を直流磁界で磁化すると、磁区は印加直流磁界の方向に整列する。しかし、磁性体に欠損や不均一性があると、磁区の全てが外部磁界に応じて整列できない。このため、欠損や不均一な部分に漏れ磁束が生ずる。この漏れ磁束を定速度で走査する探査コイルの誘導起電力で捕らえることで欠損を探

査する。いわゆる漏れ磁束法がある。

本研究は後者の漏れ磁束法に関する数値シミュレーション解析である。もし材料に欠陥があった場合、磁化ベクトルは欠陥部分で外部磁界に応じて整列できない。この磁界の歪みは直流磁界に印加している磁界と平行方向にサーチコイルを移動したときに感知される。

ここで透磁率 μ を式(1)に代入し変形すると、

$$B = \mu_0 \{1 + [M / (\mu_0 H)]\} H = \mu H \quad \dots (2)$$

すなわち、透磁率 μ は次式で定義される。

$$\mu = \mu_0 \{1 + [M / (\mu_0 H)]\} \quad \dots (3)$$

数学的に式(3)は以下の事実に基づく。

$$\lim_{H \rightarrow \infty} \mu = \lim_{H \rightarrow \infty} \mu_0 \left[1 + \frac{M}{\mu_0 H} \right] \rightarrow \mu_0 \quad \dots (4)$$

式(4)は強力な印加磁界が強磁性体材料を非磁性体材料と化すことを意味する。よって、通常の渦電流探査法の感度が期待できる。一方、後者は、欠陥部位は透磁率が異なるため、磁界が磁性体から漏れる。この漏れた磁界を印加磁界方向と同方向へ定速度で走査するサーチコイルに誘起する電圧で感知する。

次にシミュレーションを行う静的磁界系の支配方程式を導く。

最初の条件は、磁束密度 B の発散はゼロである。すなわち、

$$\nabla \cdot B = 0 \quad \dots (5)$$

式(5)を満たすために、

$$\nabla \times A = B \quad \dots (6)$$

でベクトルポテンシャル A を導入する。磁界 H と電流密度 J との関係は

$$\nabla \times H = J \quad \dots (7)$$

であるから、磁界 H を磁束密度 B と透磁率を用いて書き直すと、

$$\nabla \times (1/\mu) \nabla \times A = J \quad \dots (8)$$

を得る。

式(8)において 4 面体要素を用いた 3 次元有限要素法で数値シミュレーションを行う。

2.2 誘起電圧

電路に磁気を近づけたり遠ざけたりして電路に磁束の変化を与えると電圧が生じる。これを電磁誘導と呼ぶ。このときに発生する電圧はファラデーの電磁誘導の法則より、

$$V = -N \frac{d\phi}{dt} \quad \dots (9)$$

また磁束は、

$$\phi = BS \sin \omega t \quad \dots (10)$$

式(9)と式(10)において、 V は電圧、 ϕ は磁束、 t は時間、 N は巻き数、 B は磁束密度、 S は断面積である。

式(9)に式(10)を代入し、誘起電圧は次式で与えられる。

$$V = -\omega NBS \cos \omega t \quad \dots (11)$$

2.3 表皮効果

電流が流れると、これによって誘導磁界が発生して電流の変化を妨げる向きに起電力が発生する。導体中心部の電流ほど磁束鎖交数が大きく逆起電力も大きいので電流密度は小さくなり、電流は導体の表面部に集中して流れるようになる。これを表皮効果という。

一般に、電気導体に交流電流を流した場合、電流は導体断面に均一に分布して流れない。周波数に応じて導体の中心部を流れる電流は少なくなり、導体端部に流れる電流が多くなる。このため、周波数がゼロである直流と交流では導体の電気抵抗は異なり、通常は、交流抵抗は直流抵抗よりも大きい。これは、直流では導体の断面を均一に電流が流れるが交流では導体断面を電流が不均一に流れるためである、導体内部の交流は、表皮効果のために、導体の表面に集中して流れ、導体の内部に入れば入るほど小さくなる。

導体の電流密度 J は深さ δ に対して以下のように減少する。

$$J = e^{-\delta/d} \quad \dots (12)$$

ここで d は表皮深さで、電流が表面電流の $1/e$ (約 0.37) になる深さであり、以下のように計算される。

$$d = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu}} \quad \dots (13)$$

式(13)において、 ρ は導体の電気抵抗率、 ω は電流の角周波数、 μ は導体の絶対透磁率である。

3 実験

3.1 欠損探傷シミュレーション

図 1 にシミュレーションで用いる検査装置と検査対象を示す。

検査対象の中央右の位置に裏面からの深さ 5mm、10mm、15mm の人工欠損が作成されている。図 2-5 に裏面欠損を示す。

励磁コイルの低周波駆動で駆動周波数が十分低く直流電流と看做し、検査対象を左方向へ 15mm ずつ 20 ステップ動かす。検査装置を通過させることによって、欠損部での左右の検出コイルの回路電圧を測定し、誘起電圧を導出しその差である差動電圧を求める。

尚、検査装置の継鉄を構成する磁性体は Mn-Zn ferrite 300 とした。

表 1 コイル諸定数

励磁コイル	
脚部	横 20mm:幅 20mm
導体長	8m
導体の直径	0.3mm
巻数	100
入力電圧	1V
周波数	10Hz
検出コイル	
脚部	20mm×20mm
導体長	4m
導体の直径	0.3mm
巻数	50

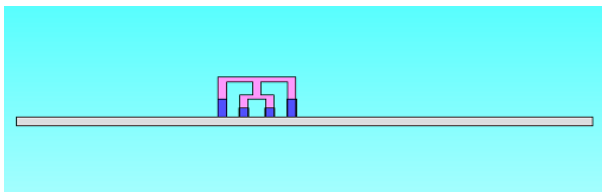


図 1 検査装置と検査対象

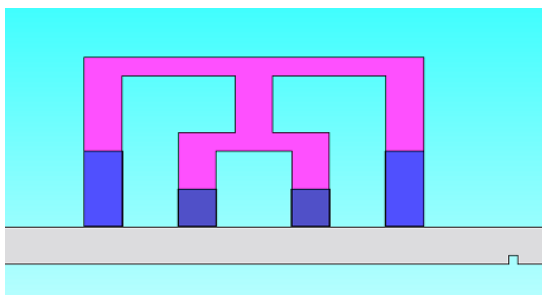


図 2 裏面欠損 5mm

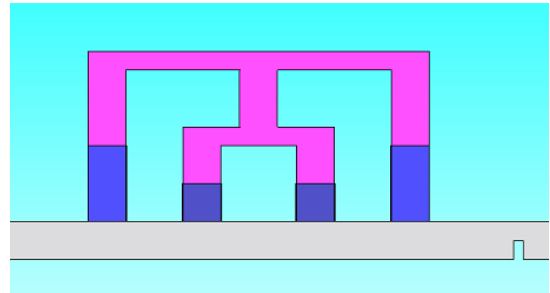


図 3 裏面欠損 10mm

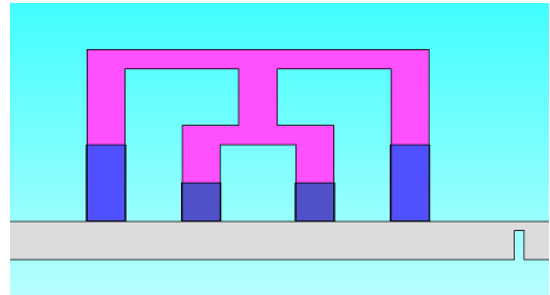


図 4 裏面欠損 15mm

3.2 数値シミュレーション

被検査対象として使用した材料は 2 種類あり、株式会社 JSOL の 3 次元有限要素解析ソフト「J-MAG」に登録されている鉄で電気抵抗率が最も高いものと低いものを用いた。

表 2 使用した材料

材料	電気抵抗率[ohm m]	初透磁率[μ_i]
SUY-1	1.2e-7	1394

ここで、初透磁率とは $H=0$ での μ の値。SUY-1 は電磁軟鉄鋼で、“純鉄”と称されている。

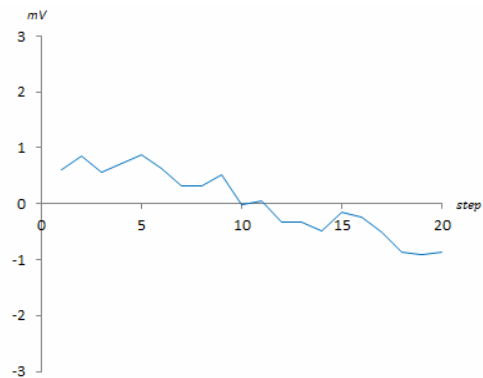


図 5 裏面欠損深さ 5mm の差動電圧

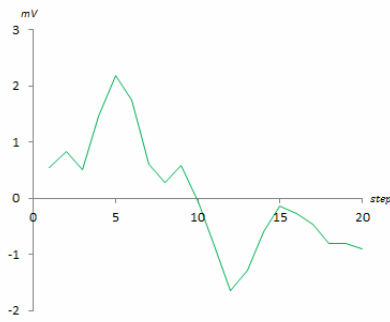


図 6 裏面欠損深さ 10mm の差動電圧

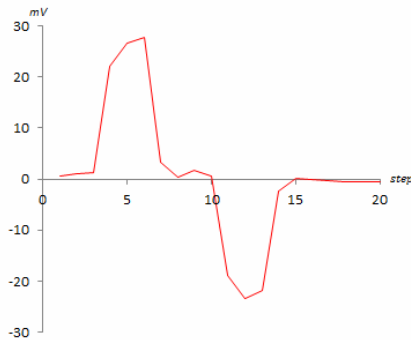


図 7 裏面欠損深さ 15mm の差動電圧

図 5～7 より、裏面欠損の深さが深いほど差動電圧の値が高いことがわかる。また、検出コイル付近を傷が通過するとき高い差動電圧を検出し探傷できると考えられる。欠損が深いほど磁束の流れを妨げることとなり、探査コイルに鎖交する磁束の差が大きく、結果として差動電圧に反映するためだと考えられる。

同様のシミュレーションを周波数 150Hz で行った実験結果を図 8 に示す。

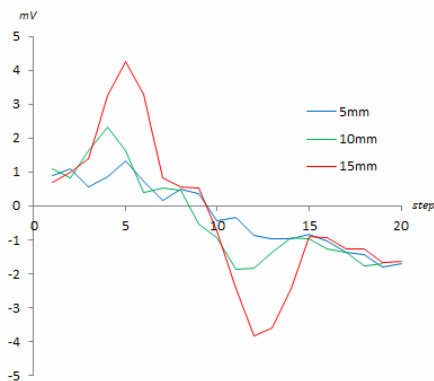


図 8 励磁周波数 150Hz における裏面欠損の差動電圧

図 8 より、図 5～7 同様、裏面欠損が 5mm、10mm では深いほど差動電圧の値が高いことがわかる。し

かし、得られた差動電圧の値は欠損が 15mm では励磁周波数 150Hz の値が励磁 10Hz に比較して小さい。

これは表皮効果によると考えられる。一般に、電気導体に交流電流を流した場合、電流は導体断面に均一に分布して流れず、周波数に応じて導体の中心部を流れる電流は少なくなり、導体端部に流れる電流が多くなる。また周波数がゼロである直流と交流では導体の電気抵抗は異なり、通常は、交流抵抗は直流抵抗よりも大きい。

よって、ほぼ直流電流と看做される 10Hz で稼働時の方が大きい値が得られたと考えられる。

3.3 試作測定器

ここまで、漏れ磁束法を用いた非破壊検査のシミュレーション結果を述べた。数値解析では実際に使用されている測定器を模したモデルである。

実際の測定器は簡易的な凹型フェライトを用いて試作した。

凹型フェライトの両脚に直径 0.3mm の導線を 50 回巻き、中心に検出コイルを ∞ コイルと同様に配置し、磁束の変化により生ずる誘起電圧を測定する。

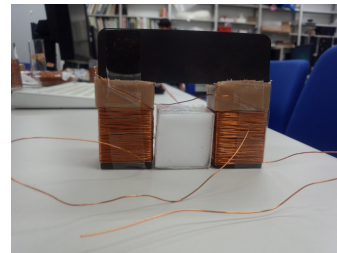


図 9 試作した漏れ磁束法のプロトタイプ

表 3 試作測定器の諸定数

励磁コイル	
脚部	横 27.5cm:幅 29.5cm
導体長	5.7m
導体の直径	0.3mm
巻数	50
入力電圧	1V
周波数	20kHz
検出コイル	
導体長	4m
導体の直径	0.3mm
磁性体コア	Ferrite bar(MnZn)
外径	2.4mm×2.4mm
内径	1.4mm×1.4mm
コイル長	6mm
巻数	100
コイル層の数	2
コイル数	1

3.4 測定結果

今回の実測の目的は漏れ磁束法による非破壊検査の原理を実験により確認することである。本来であれば低周波を用いて行うが、試作したプロトタイプを用いていることと、実測値を明確にすることを考慮し高周波を使用した。フェライトに巻いた導線に 20kHz の電流を流し磁束を発生させて、直線状の貫通欠損を有する被検査対象とする銅版上を通過させ、欠損の有無によって生じる磁束の時間変化に起因する差動誘起電圧を∞コイル形検出コイルによって観測した。

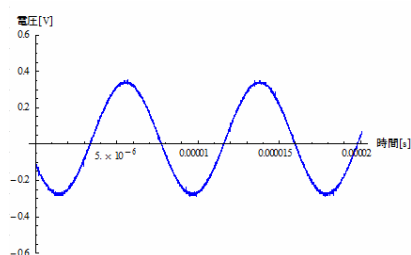


図 10 誘起電圧(検出コイルに対する欠損の角度 0 度)

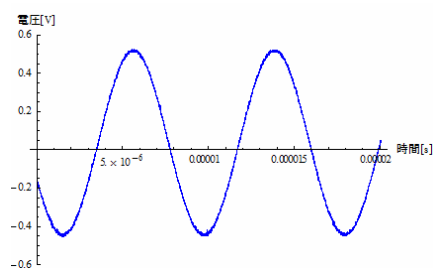


図 11 誘起電圧(検出コイルに対する欠損の角度 45 度)

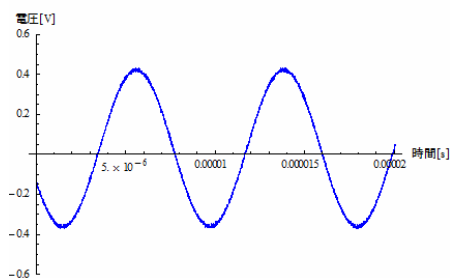


図 12 誘起電圧(検出コイルに対する欠損の角度 90 度)

表 4 誘起電圧値 (ピーク値)

印加電圧 [V]	8		
測定位置 [°]	0	45	90
誘起電圧 [V]	0.34	0.56	0.40

銅板を被検査対象とし、U 字形フェライトコアの脚上に配置し、欠損の有無を検出コイルの誘起電圧から探査する。

表 3 は検出コイルの誘起電圧の実測値である。表

3 からシミュレーション結果と同様に欠損の有無が検出コイルの誘起電圧に反映することが判る。

しかし、シミュレーション結果のように、検査対象の位置変化による誘起電圧値の変化は少なかった。シミュレーション結果を定性的に検証することは確認できた。

5 結論

本論文では、低周波駆動の漏れ磁束法を強磁性体材料に対する欠陥探査に適用した場合の数値シミュレーションとその原理検証実験を行い、その有効性と妥当性を示した。

強磁性体材料である SUY-1 では、励磁コイルの駆動周波数は出力である差動電圧に比例した。

また、比較的欠損が大である場合、駆動周波数の増加が裏側探査感度を向上させると判明した。

さらに、フェライトコアを走査する形式で漏れ磁束法の原理検証実験を行い、漏れ磁束を∞コイル状の探査コイルの差動出力電圧として測定した。その結果、裏側欠損の位置を判別できることを明らかにした。

今後の課題は、実際のフィールドテストで提案する方法の有用性を検証することであろう。本論文の三次元有限要素法解析は JSOL 株式会社の「JMAG」で行なった。

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 Magnetics, Vol.25, No.4, pp.3010-3012, 1989.
- [3]Y.Midorikawa, S.Hayano and Y.Saito, A resonant phenomenon between adjacent series connected coils and its application to a 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 Magnetics, 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.
- [6] 福田健人, 漏れ磁束法の三次元有限要素法シミュレーションによる一考察, 2013 年度齊藤兆古研究室卒業論文

空心変圧器に関する実験的考察

根本 育馬 指導教員 齊藤 兆古

概要

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、磁性材料を使わないため鉄損が存在せず、一次・二次間の磁気結合が極めて密な空心変圧器は高効率を期待できる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て数台の空心変圧器を試作し、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基礎的な高周波特性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。変圧器は、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。

特に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。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電源へ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、渦電流やヒステリシス損失が増加し、いわゆる鉄損の増加から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を期待でき、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[1-3]。

ここでは、空心変圧器を導線の径や形状を変更して試作し、それらの特性を測定し、実験値と理論値の比較を行い、高周波における高効率化の方途を検討する。

2 空心変圧器

2.1 基本構造

従来型変圧器の構造を図1に示す。従来型変圧器は磁性材料をコア材として使用する。このため、重く、鉄損が駆動周波数の増加に対して増加する。他方、空心変圧器は磁性材料をコア材としないため軽量化可能であり、鉄損が存在しないため駆動周波数の増加に対して高効率が期待できる変圧器である。

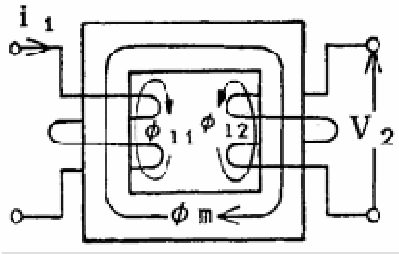


図1 従来型変圧器の構造

2.2 円形断面導体の表皮効果

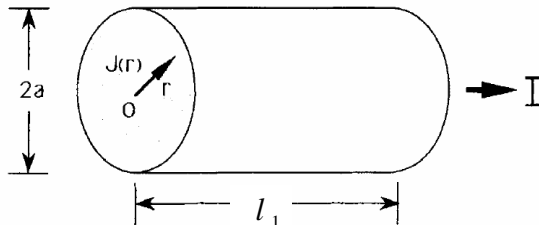


図2 円筒型コイル

図2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。

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、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_{l1} とすれば、

$$V = (R_{A1} + j\omega L_{l1}) I \quad (6)$$

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

$$\frac{1}{R_{D1}}(R_{A1} + j\omega L_{i1}) = \frac{k_a a}{2} \frac{I_0(k_a a)}{I_0'(k_a a)} \quad (8)$$

を得る。

式(8)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、

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

と近似できるため、以下の関係が成り立つ。

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

(b)電源角周波数 ω が大きく、 $k_a \geq 1$ の場合、

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

と近似できるため、以下の関係が成り立つ。

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

式(10)または式(12)から、交流抵抗 R_{A1} と内

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

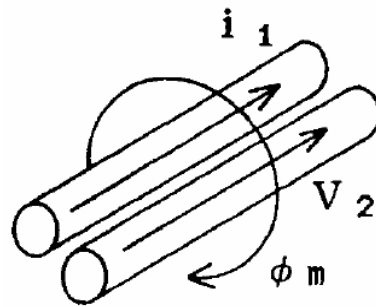


図3 隣接する1次・2次コイル

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3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

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

で与えられる。

式(17)に於ける L_{1l}, L_{2l} はそれぞれ一次二次コイルの自己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3に示すようにコイルを平行に並べ通电した場合、二次電流の負荷が誘導性か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4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4 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5に示すように有限長ソレノイド形状とすることである。

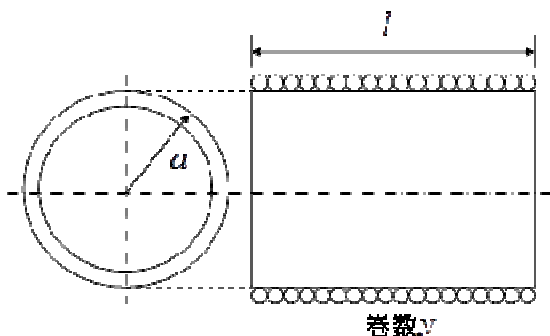


図5有限長ソレノイド型

図5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

$$\begin{aligned}
 M_s &= C \mu_0 \pi x^2 \frac{N_1 N_2}{t} \\
 &= C \times 4\pi^2 x^2 \times \frac{N_1 N_2}{t} \times 10^{-7}
 \end{aligned} \tag{18}$$

ここで、

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

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

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

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

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

(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1次2次コイルの自己インダクタンスとして、

$$L_1 = L_{l1} + M_c + L_{s1} \\ = L_{l1} + \frac{\mu_0}{2\pi} l \left\{ \log \left(\frac{2l}{a+b} \right) - 1 \right\} + C4\pi^2 x^2 \frac{N_1^2}{t} \times 10^{-7}$$

$$L_2 = L_{l2} + M_c + L_{s2} \\ = L_{l2} + \frac{\mu_0}{2\pi} l \left\{ \log \left(\frac{2l}{a+b} \right) - 1 \right\} + C4\pi^2 x^2 \frac{N_2^2}{t} \times 10^{-7}$$

(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) $l_{1e} \leq l_{2e}$ 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 とした一般的なの場合のインダクタンスは

(a) $l_{1e} \leq l_{2e}$ の場合

$$L_1 = L_{l1} + M_c + L_{s1} \\ = L_{l1} + \frac{\mu_0}{2\pi} l_{2e} \left\{ \log \left(\frac{2l_{1e}}{a+b} \right) - 1 \right\} + C4\pi^2 x^2 \frac{N_1^2}{t} \times 10^{-7}$$

(b) $l_{1e} > l_{2e}$ の場合

$$L_2 = L_{l2} + M_c + L_{s2} \\ = L_{l2} + \frac{\mu_0}{2\pi} l_{1e} \left\{ \log \left(\frac{2l_{2e}}{a+b} \right) - 1 \right\} + C4\pi^2 x^2 \frac{N_2^2}{t} \times 10^{-7}$$

(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。

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (24)$$

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、

$$r = \frac{\omega M}{\sqrt{R_{A1}^2 + (\omega L_1)^2}} \quad (25)$$

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を 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)の結線それぞれの端子間インダクタンス L_s, L_0 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 が式(26)から求められる。

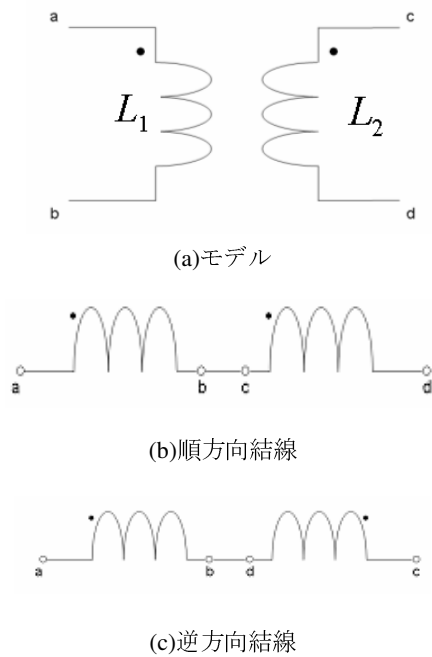


図6 変圧器の相互インダクタンス測定回路

$$\begin{aligned}
 L_s &= L_1 + L_2 + 2M \\
 L_o &= L_1 + L_2 - 2M \\
 M &= \frac{L_s - L_o}{4}
 \end{aligned}
 \tag{26}$$

2.5.3 効率

変圧器の電力伝達効率 ϵ は

$$\epsilon = \frac{\text{負荷に消費される電力}}{\text{一次端子間からの入力}} \times 100[\%] \tag{27}$$

で計算される。

一次端子間からの入力、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

$$\begin{aligned}
 \mathbf{V}_{in} &= [v_{in,1} \quad v_{in,2} \quad \dots \quad v_{in,n}]^T \\
 \mathbf{I}_{in} &= [i_{in,1} \quad i_{in,2} \quad \dots \quad i_{in,n}]^T
 \end{aligned}
 \tag{28}$$

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は

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

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。

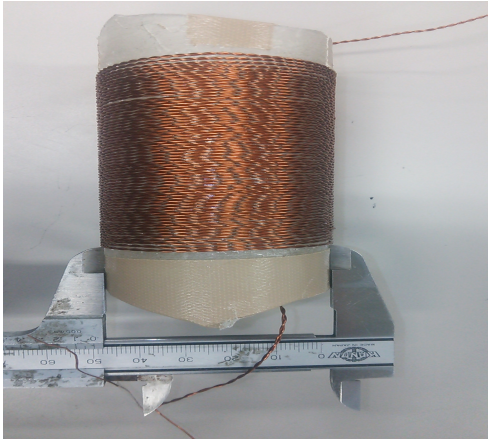
3 実験

3.1 試作空心変圧器

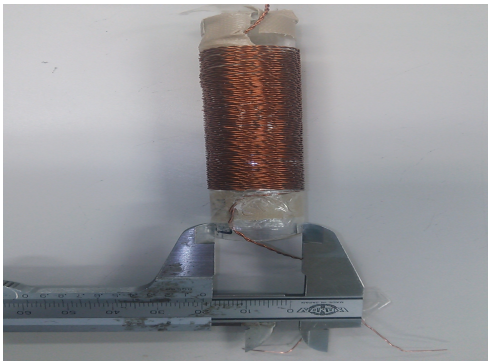
試作した変圧器の諸定数を表1に示す。

タイプ	形状	一次	二次	変圧比
ソレノイド1 70回巻	ツイスト型 長さ:80mm 直径:50mm	導線長: 11m 導線直径: 0.4mm	導線長:11m 導線直径: 0.4mm	1:1
ソレノイド2 70回巻	ツイスト型 長さ:80mm 直径:20mm	導線長:5m 導線直径: 0.4mm	導線長:5m 導線直径: 0.3mm	1:1

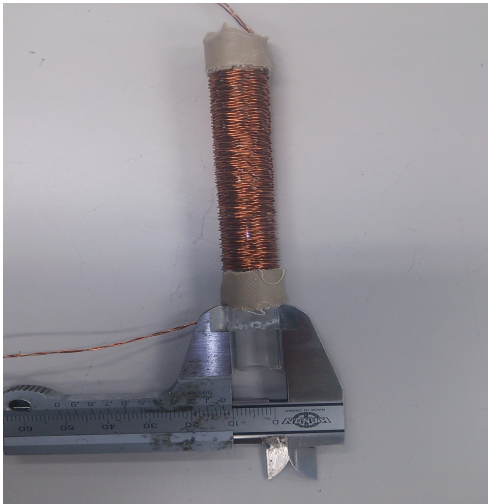
図6a)-(c)は試作変圧器の外観を示す。



(a) ソレノイドコイル 1



(b) ソレノイドコイル 2

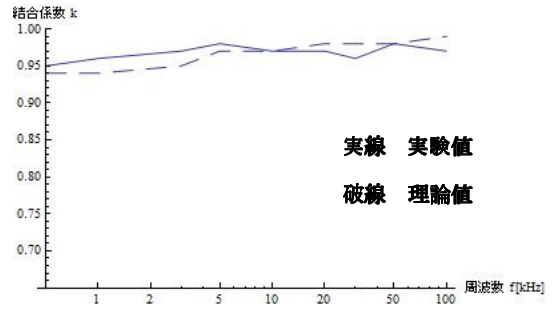


(c) ソレノイドコイル 3

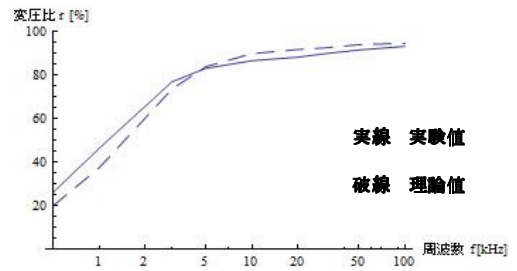
図7 ツイストコイル型空心変圧器

3.2 変圧比

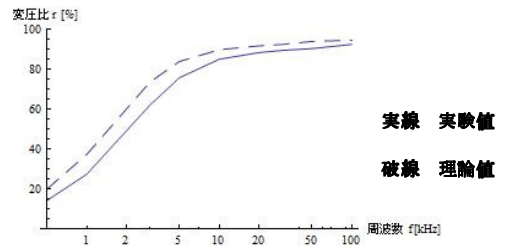
図7(a)-(c)に示す試作変圧器A-Cそれぞれに対する変圧比の理論値と実験値の比較を図8(a)-(c)に示す。



(a) ソレノイドコイル 1



(b) ソレノイドコイル 2

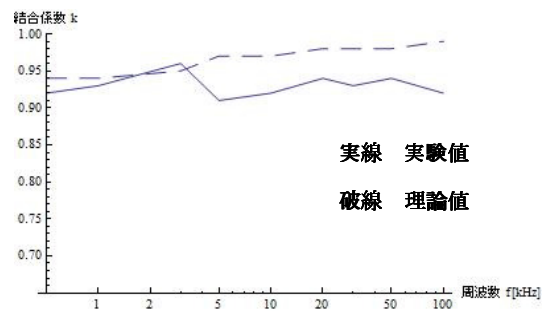


(c) ソレノイドコイル 3

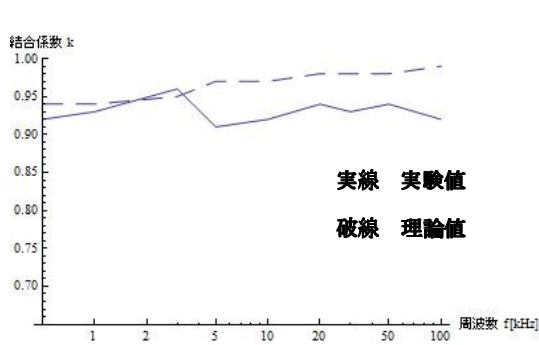
図8 変圧比の実験値と理論値の比較

3.3 結合係数

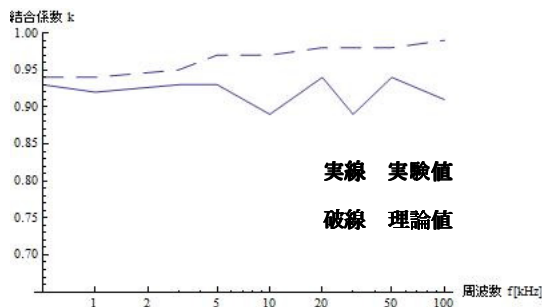
図7(a)-(c)に示す試作変圧器A-Cそれぞれに対する結合係数の理論値と実験値の比較を図9(a)-(c)に示す。



(a) ソレノイドコイル 1



(b) ソレノイドコイル 2



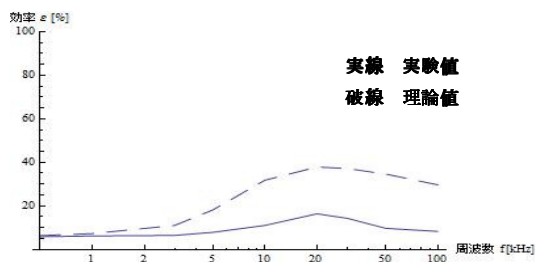
(c) ソレノイドコイル 3

図 9 結合係数の実験値と理論値の比較

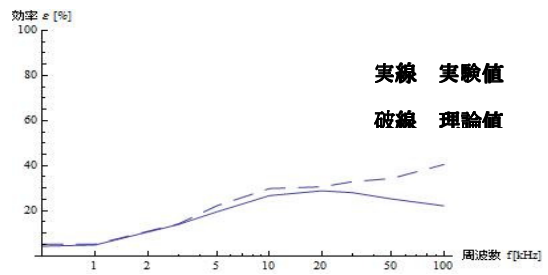
3.4 効率

図 7(a)-(c)に示す試作変圧器 A-C それぞれの二次へ抵抗値 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 10(a)-(c)に示す。

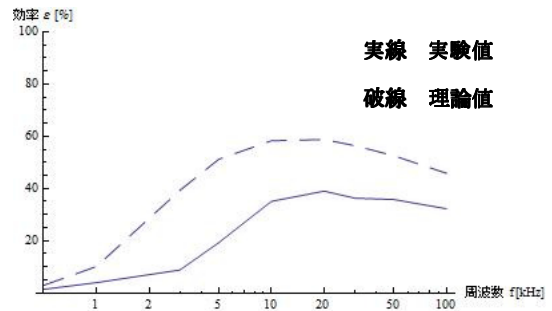
明らかに効率の周波数特性は定性的に一致するが定量的には大きな違いがある。



(a) ソレノイドコイル 1



(b) ソレノイドコイル 2



(c) ソレノイドコイル 3

4 まとめ

結合係数と変圧比は実験値と理論値が比較的良好に一致することを明らかにした。

また、効率は変圧器の直径がある程度大きくなければ実験値が理論値に近づかないことが判明した。

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] 小川達成、高周波空心トランスを用いた DC/DC コンバータの試作、法政大学大学院工学研究科電気工学専攻修士論文、1992年3月

平面型 ∞ コイルの巻数及びリフトオフに関する研究

11x2134 半澤秀幸 指導教員 齊藤 兆古

論文概要

本論文は、平面型 ∞ 文字状の励磁コイルと有限長ソレノイド型の検出コイルからなる渦電流センサ（以後 ∞ コイル）のコイルの巻数、及び被検査対象物と ∞ 間の距離（以後リフトオフ）の関係を調べた研究である。

一般に、 ∞ コイルと被検査対象物のリフトオフが低いほど検出コイルに誘起される電圧が高くなるとされている。本論文では 10、20、30、40、50 回巻の励磁コイルを試作し、同一実験条件下で巻数の異なる ∞ コイルのリフトオフ特性を調べた結果、必ずしもリフトオフが低いほど検出感度が向上せず、巻数に応じて検出感度が最大となるリフトオフが存在することを実験的に示唆した。

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、超音波映像法および X 線断層撮影法のような様々な方法がある。この中で、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。

2013 年、我々の研究室で新型渦電流センサ・ ∞ コイルが開発された[1]。これにより平面の欠損に対しても従来の ECT コイルを上回る感度を有するセンサの開発に成功した[2]。

本論文は平面型 ∞ コイルを用いたリフトオフに関するものである。

平面型 ∞ コイルはスパイラル状に巻かれた励磁コイルと有限長ソレノイド型の検出コイルから構成され、検出感度は各コイルの大きさ(巻数)・リフトオフに依存する。本論文では 10・20・30・40・50 回巻の平面型励磁コイル(以下励磁コイル)を使用する。

まず最初に、リフトオフを固定し、巻数による検出感度を比較する。

次に、0.6mm の塩ビ板を用いて 1.2mm~9.6mm までリフトオフを変更し、リフトオフによる検出感度の特性を評価する。

2 平面コイル

2.1 平面型 ∞ コイルの構造

図 1 に平面型 ∞ コイルの構造を示す。平面型 ∞ コイルは二個の励磁コイルとコアに磁性体を持つ検出コイルから構成されている。我々はこの形状から“ ∞ コイル”と呼ぶ。

3 次元の有限要素法を用いて二個の励磁コイルを隣り合う位置に配置し、互いに逆位相の電流を流してシミュレーションを行う。励磁電流により生じる磁界分布は逆の極性を持ちループ状に形成されるため、図 2 のように二個の励磁コイル間に磁界がゼロまたは極めて小さい値となる領域が生まれる。

コアにフェライトなどの磁性体を持つ検出コイルを二個の励磁コイル間に励磁コイルの面に対し垂直な方向に設置する。検出コイルの面が励磁コイルによって生じる磁界と常に平行となるため検出コイル

には誘起電圧が発生しない。更に磁界が極めて小さい部分に配置されることにより検出コイルが持つ磁性体の影響が少なく、元の磁界分布を乱さない設計となっていることが図2 からわかる。

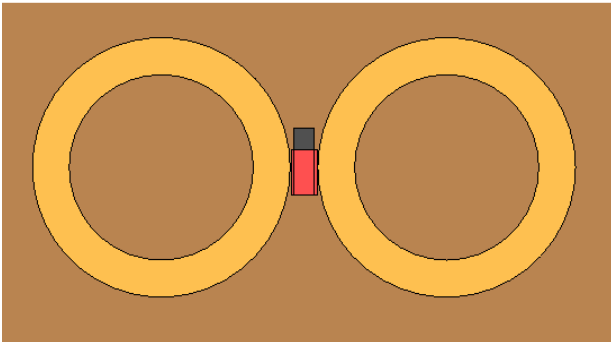


図1 平面型∞コイルの構造

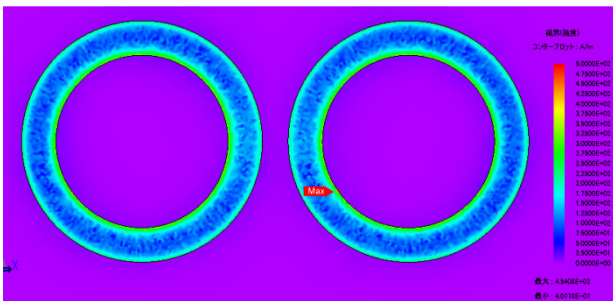


図2 平面型∞コイルの励磁コイルが生成する磁界分布

2.2 平面型∞コイルの動作原理

∞コイルを健全な被検査対象上に設置した場合、被検査対象中には励磁電流の逆方向に渦電流が流れる。被検査対象中の渦電流によって生じる磁束は検出コイルの面に対し平行成分となるため誘起電圧は発生しない。しかし、被検査対象中に欠損が存在する場合、欠損を迂回するように流れる渦電流が発生し、検出コイルの面に対し垂直な磁束成分が発生する。このため検出コイルに誘起電圧が発生し、欠損の有無を識別することが可能となる。

図1 に示す平面型∞コイルの動作原理を検証するために3次元の有限要素法によるシミュレーションを行う。表1に励磁コイルと検出コイルの諸定数を示す。平面型∞コイルは厚さ1mm、欠損幅2mmの銅板上に配置され、欠損が無い場合、検出コイルに対し欠損が0度、90度、45度の場合を検討する。

表1 ∞コイル諸定数 (シミュレーション)

励磁コイル	
外径	28mm
内径	20mm
巻数	10
導線径	0.4mm
入力電流	0.4A
周波数	256kHz
検出コイル	
外径	0.7×2.4mm
内径	0.5×2.2mm
巻数	100
導線径	0.1mm
磁性体コア	Mn-Zn_ferrite_3000

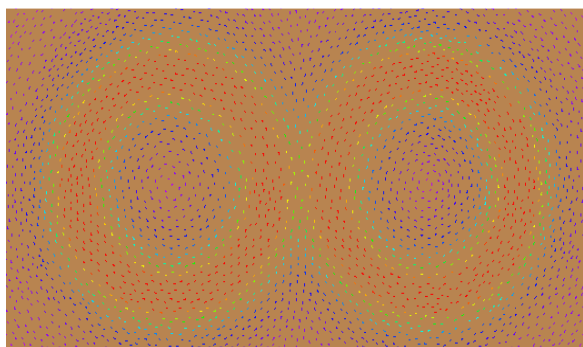
図3はそれぞれ銅板上に流れる渦電流と検出コイルのフェライトコア内の磁束密度分布を示している。銅板中に欠損が存在しない場合、図3(a)に示す渦電流が流れる。渦電流によって生じる磁束密度は検出コイルの面に対し平行方向のみであるため図4(a)に示す方向となる。したがって欠損が存在しない場合、検出コイルに誘起電圧は発生しない。

図3(b)は2mm幅の直線状欠損が検出コイルに対し0度に配置された場合の渦電流分布である。渦電流は欠損に沿う方向に流れるが、検出コイルの面に垂直の磁界を生む成分は流れないためフェライトコア内の磁束密度は図4(b)のようになる。0度の場合も検出コイルに誘起電圧は発生せず、欠損を検知することは難しい。

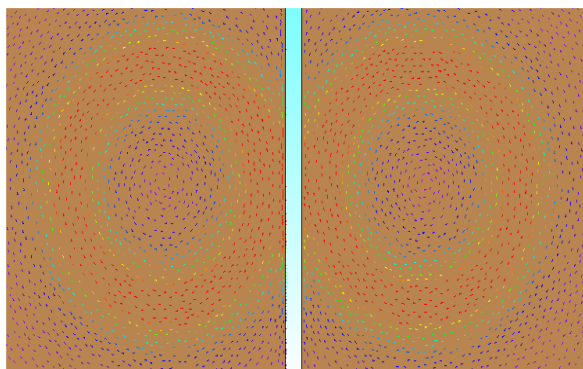
図3(c)に直線状欠損が検出コイルに対し90度に配置した場合の渦電流分布を示す。銅板中の渦電流は欠損によって妨げられ検出コイルの面に垂直に磁界を作る方向に流れる。しかしながら、欠損の両端で発生する渦電流は互いに打ち消し合う方向に流れるためフェライトコア内の磁束密度は垂直方向に発生しない(図4(c))。

図3(d)に直線状欠損が検出コイルに対し45度に配置した場合の渦電流分布を示す。渦電流は欠損沿いに流れ、検出コイルに垂直成分を含む磁界を作る。図4(d)に示すように検出コイルを貫く方向に磁束が発生するため、検出コイルに誘起電圧が発生する[3]。

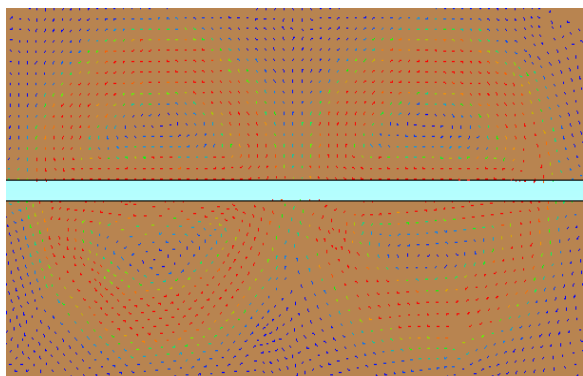
なお、表1の諸定数を用いたシミュレーション結果は欠損が無い場合0.23mV、検出コイルに対し欠損が0度の時0.7mV、90度の時0.22mV、45度の場合154mVである。



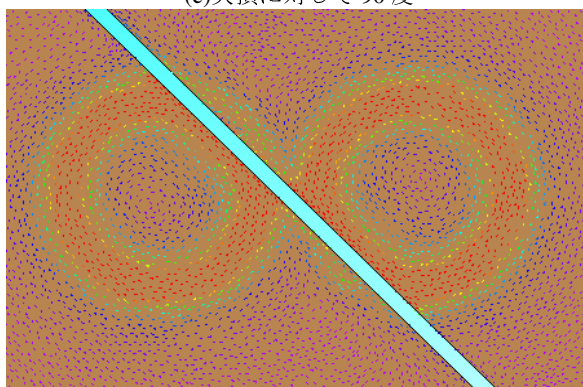
(a)欠損無し



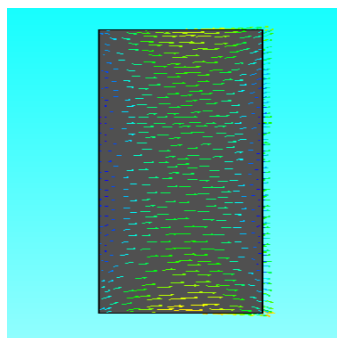
(b)欠損に対して0度



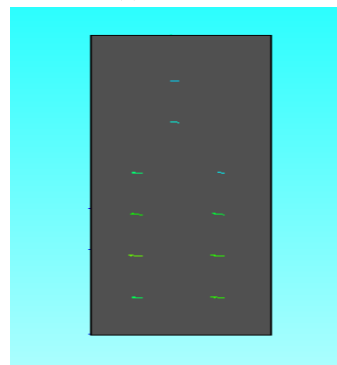
(c)欠損に対して90度



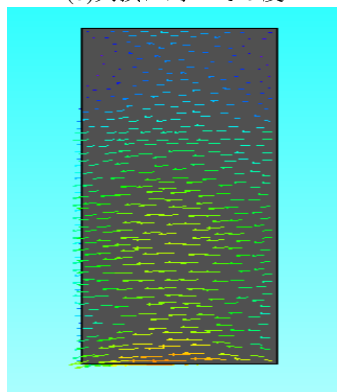
(d)欠損に対して45度
図3 銅板における渦電流



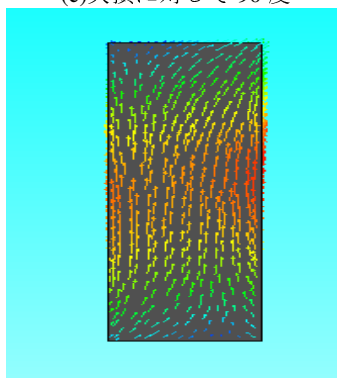
(a)欠損無し



(b)欠損に対して0度



(c)欠損に対して90度



(d)欠損に対して45度
図4 検出コイルの磁束密度ベクトル

3 実験

3.1 内径が異なる平面型∞コイル

励磁コイルの形状を決定するため表 2 に示す内径が異なる 30 回巻の平面型励磁コイル、さらに検出コイルを用意する。図 5 は厚さ 1mm、2mm の欠損幅を持つ銅板である。励磁コイルに 0.4A の励磁電流を通電し銅板の欠損に対し 45 度、欠損無しの場合において検出コイルに誘起する電圧を測定する。測定した結果へ以下の式(1)を適用し Signal-Noise Ratio (S/N) を算出する。式(1)から S/N の値(以下 SN 比)が大きいほど高感度なセンサであることがわかる[2]。

$$S/N = \frac{\text{Induced voltages at defect}}{\text{Induced voltages at no defect}} \dots (1)$$

この実験結果で判明した最も高感度なセンサを以後の実験に採用する。

表 2 ∞コイルの諸定数


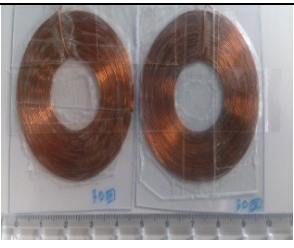
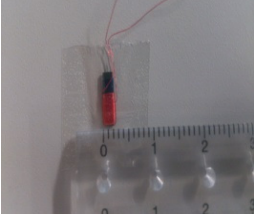
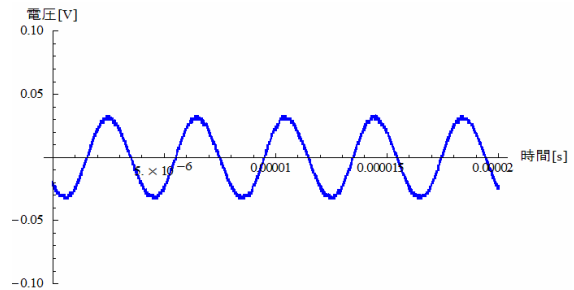
		励磁コイル 导体長 119cm 外径 28mm 内径 1mm 巻数 30 導線径 0.4mm 入力電流 0.4A 周波数 256kHz
内径 1mm、巻き数 30 回励磁コイル		
		励磁コイル 导体長 289cm 外径 47mm 内径 20mm 巻数 30 導線径 0.4mm 入力電流 0.4A 周波数 256kHz
内径 20mm、巻き数 30 回平面型励磁コイル		
	検出コイル 外径 0.7×2.4mm 内径 0.5×2.2mm 巻数 100 導線径 0.1mm 磁性体コア Mn-Zn_ferrite_3000	



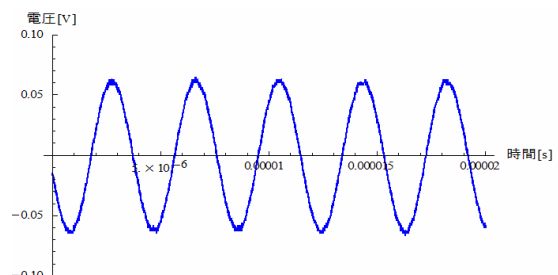
図 5 厚さ 1mm、欠損幅 2mm の被検査対象銅板

3.2 実験結果

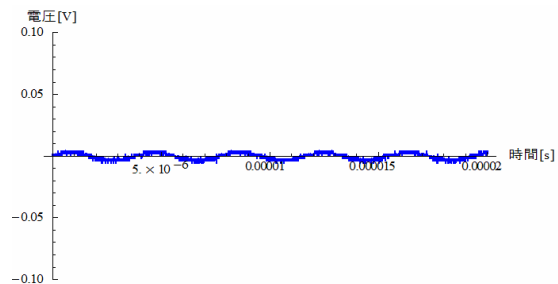
内径 1mm、20mm 巻数 30 回励磁コイルそれぞれ銅板の欠損に対し 45 度、欠損無しの場合における誘起電圧を図 6(a)~(c)に示す。



(a) 内径 1mm、欠損に対し 45 度の誘起電圧



(b) 内径 20mm、欠損に対し 45 度の誘起電圧



(c) 内径 1mm、内径 20mm、欠損無しの誘起電圧

図 6 検出コイルの誘起電圧

内径 1mm、欠損に対し 45 度での誘起電圧は 0.033V、内径 20mm、欠損に対し 45 度での誘起電圧は 0.065V、内径 1mm、内径 20mm、欠損無しでの誘起電圧は 0.0042V であった。式(1)より SN 比はそれぞれ 7.9、15.5 であった。抛って、内径 20mm、巻数 30 回の励磁コイルを持つ平面型∞コイルが高感度なセンサであることが分かる。

3.3 考察




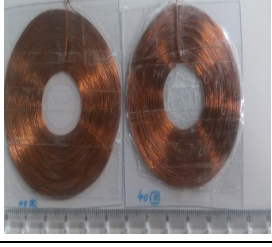

3.2 節で述べた実験結果から、内径 20mm、欠損に対し 45 度での誘起電圧は内径 1mm、欠損に対し 45 度での誘起電圧に対して約 2 倍の感度を示している。

これは、巻数が同じであっても内径が広い励磁コイルは导体長が長く、また内径が大きいため発生する渦電流が集中し、検出コイルを貫く磁束も増加するため誘起電圧が高くなっていると考えられる。

3.4 巻数の変更

励磁コイルの巻数による誘起電圧の変化を吟味するため、表3に示す内径20mm巻数10、20、30、40、50回巻の励磁コイルを用意する。リフトオフを1.2mmに固定し、被検査対象である銅板の直線状欠損に対しセンサコイルが45度である場合の誘起電圧に対する実験とシミュレーション結果を比較する。

表3 内径20mm巻数10、20、30、40、50回巻の励磁コイル

励磁コイル	
	導体長 74cm 外径 27.9mm 内径 20mm 巻数 10 導線径 0.4mm 入力電流 0.4A 周波数 256kHz
巻き数10回の励磁コイル	
	導体長 165cm 外径 39.1mm 内径 20mm 巻数 20 導線径 0.4mm 入力電流 0.4A 周波数 256kHz
巻き数20回の励磁コイル	
	導体長 289cm 外径 47mm 内径 20mm 巻数 30 導線径 0.4mm 入力電流 0.4A 周波数 256kHz
巻き数30回の励磁コイル	
	導体長 439cm 外径 59.1mm 内径 20mm 巻数 40 導線径 0.4mm 入力電流 0.4A 周波数 256kHz
巻き数40回の励磁コイル	
	導体長 613cm 外径 61.8mm 内径 20mm 巻数 50 導線径 0.4mm 入力電流 0.4A 周波数 256kHz
巻き数50回の励磁コイル	

3.4.1 実験結果

検出コイルに誘起した電圧の実験とシミュレーションによる結果をそれぞれ図7、8に示す。

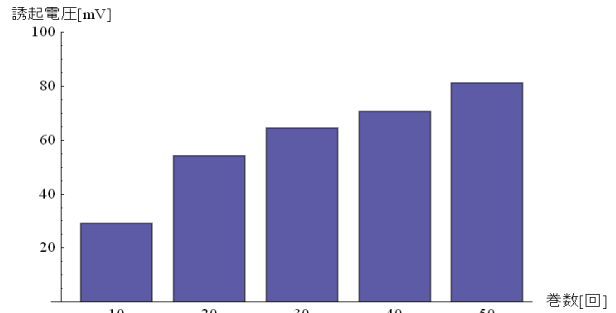


図7 誘起電圧(実験)

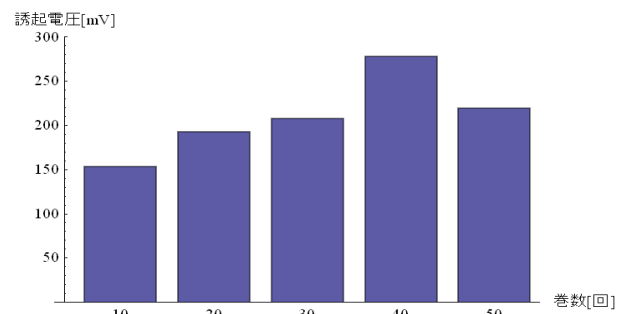


図8 誘起電圧(シミュレーション)

図7より巻数が増えるほど誘起電圧が高くなること分かる。図8より巻数が増えるほど誘起電圧が高くなるが40回巻だけ50回巻より高くなった。また、図7の実験値と比較して図8のシミュレーション結果の方が誘起電圧値が大幅に大きくなること分かる。

これはシミュレーションモデルと現実の試作センサの相違が反映していると考えられる。図8のシミュレーション値は巻数が少ない場合の感度の上昇率に比較して一定の巻数になると必ずしも感度が巻数に比例せず、リフトオフ値と関係して最適な巻数が存在することを示唆していることに他ならない。

3.4.2 考察

図7の実測では巻数が増えるほど誘起電圧が高くなっている。巻数が増えることによって励磁コイルが生成する磁束が増加し、対象物に発生する渦電流が大きくなると考える。渦電流の増加は検出コイルを貫く垂直成分の磁束の増加に繋がり、結果として誘起電圧が高くなると考えられる。

図8のシミュレーションでは図7の実験に比較して誘起電圧値が大幅に増加した。実験の場合、必然的に実験環境や計算に入らない接触抵抗等の影響を受ける。結果として、センサ出力電圧が低下する。

3.5 リフトオフ特性の実験

厚さ0.6mmの塩ビ板を用意する。リフトオフ変化

による誘起電圧の変化を調べるため 3.4 節と同一の励磁コイルを使用し 1.2mm～9.6mm まで塩ビ板を重ねてリフトオフを変更した。同一の被検査対象である銅板の直線状貫通欠損に対しセンサコイルを 45 度に保ってセンサ誘起電圧を測定し、リフトオフ特性を調べる。

3.5.1 実験結果

リフトオフ特性を図 9 に示す。

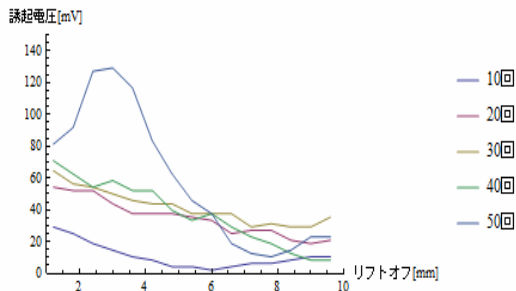


図 9 リフトオフ特性

図 9 から、50 回巻を除きリフトオフが高くなるほど概ね誘起電圧が低くなっていることが確認できる。

3.5.2 考察

図 9 より 50 回巻を除きリフトオフが高くなるほど概ね誘起電圧が低くなっている。これは欠損に喚起される迂回電流に拠る磁界が距離に反比例して減衰するから当然の帰結と言える。

50 回巻の励磁コイルを用いた場合、リフトオフが 1.2mm と比べ 4.2mm まで誘起電圧が増加した後、急激にセンサ出力電圧が減少する。これは、明らかに巻数に応じて感度が最大となるリフトオフ値が存在することを意味し、50 回巻以上の巻数の励磁コイルに対するリフトオフ特性が測定可能であれば明らかになると考えられる。このことを検証するため次節でシミュレーションでリフトオフ特性を評価する。

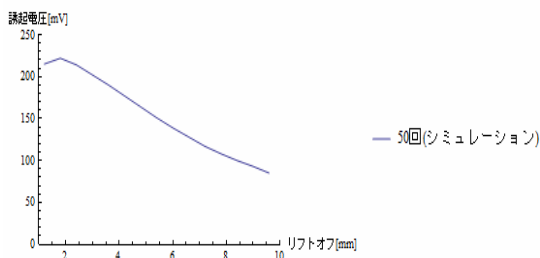


図 10 50 回巻励磁コイルのシミュレーションによるリフトオフ特性

3.6 励磁コイル 50 回巻のシミュレーション

3.5 節と同様に 50 回巻励磁コイルを 1.2mm～9.6mm まで 0.6mm ずつリフトオフを上昇させていきシミュレーションを行う。

3.6.1 実験結果

図 10 は励磁コイルが 50 回巻センサのシミュレーションによるリフトオフ特性である。

リフトオフ 1.2mm～1.8mm の区間で誘起電圧が上昇していることがわかる。1.8mm 以降はリフトオフが上昇するほどセンサ出力電圧が低下することがわかる。

3.6.2 考察

リフトオフ特性は欠損に喚起される迂回電流に拠る磁界が距離に反比例して減衰するとする考え方は平均的には正しい。しかし、厳密に考えると単純でなく、少なくとも励磁コイルの巻数の関数となることが図 9、10 から明らかになった。

残念ながら、ECT による非破壊検査はリフトオフ特性を厳密に考える程の精密さが要求されて無い。しかし、マイクロナノ技術が半導体集積技術で開発されている現状から、正確なリフトオフ特性が要求される時代は近いと考える。

4. 結論

本論文では ∞ コイルに於ける励磁コイルの巻数とリフトオフ特性について述べた。

実験とシミュレーションを併用することで、リフトオフ特性は欠損に喚起される迂回電流に拠る磁界が距離に反比例して減衰するとする考え方は平均的には正しいが、厳密には単純でなく、少なくとも励磁コイルの巻数の関数となることを述べた。

現在の ECT による非破壊検査はリフトオフ特性を厳密に考える程の精密さが要求されて無い。しかし、マイクロナノ技術が半導体集積技術で開発されている現状から、正確なリフトオフ特性が要求される時代に本研究の成果が生かされれば幸いである。

最後に、本論文の三次元有限要素法解析は JSOL 株式会社の「JMAG」で行った[4]。

参考文献

- [1] 菊地原弘基, 齊藤兆古, 大内学, 茂木秀夫, 及川芳朗, ∞ コイル型渦電流センサの最適設計に関する考察, 日本 AEM 学会誌, Vol. 22, No.2, pp. 170-175
- [2] 丸山公希, 齊藤兆古, 平面型渦電流センサ, MAG-14-161
- [3] 丸山公希, 齊藤兆古, 平面型 ∞ コイル渦電流探傷法の最適設計に関する考察, 第 23 回 MAGDA コンファレンス in 高松
- [4] 濱中俊一, 齊藤兆古, ∞ コイルの低周波駆動による裏面欠損探査に関する研究 2012 年度卒業論文

赤外線カメラを用いた渦電流分布の可視化による欠損探査

11x2159 山口 真史 指導教員 齊藤 兆古

論文概要

本論文は、赤外線カメラを用いて渦電流分布の可視化による欠損探査を目指す研究である。金属を誘導加熱させ、その時の温度分布を赤外線カメラで可視化することによって渦電流分布を推測する。アルミなどの放熱しやすい金属材料に対しても赤外線画像の画像処理をすることにより熱分布を可視化し欠損探査を可能にすることを目標にする。また、欠損の可視化へ用いる赤外線画像の高感度化を計るため、均一誘導加熱を可能とする励磁コイルの最適形状設計の可能性を探る。

1 緒言

映像情報による診断は、医学の世界で広汎に用いられているように、極めて具体的な状態把握を可能にする。たとえ言語の異なる民族間でも映像情報を用いることによって意思疎通が可能となる。このように、人間の視覚情報処理は全地球人類共通の強力な知的機能である。人間は外部から取得する情報のなかで 80%以上を視覚から取り入れている。

近年、商品の品質検査・管理のために、赤外線カメラを用いた非破壊検査が広範に用いられている。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あげられる。

本研究では検査対象を均一加熱できるコイルを実際に設計・試作し、誘導加熱 (Induction Heating) を行う。次いで、渦電流分布を赤外線による絶対温度測定法を用いて可視化する。さらに、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第 2 世代赤外線非破壊検査技術として、コンピュータを前提とする画像処理技術、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・監視技術の開発を目指すものである。

知的非破壊検査・監視技術開発の基幹技術として、本論文では赤外線カメラを用いた“基準温度同時撮影法”を提唱する。

本手法は検査対象である金属の過渡温度上昇分布動画像を赤外線ビデオカメラによって得られた熱動画像から厳密に抽出可能とし、金属中の欠損やシステム欠陥箇所、非金属中に混入した金属片を可視化する。また、理想的な加熱用励磁コイル設計の可能性を探ることも目標とする。

提唱する手法の検査速度は ECT に比較して低下するが、被検査対象である金属の材質に依存せず、連続監視を可能とする高度な CBM (Condition Based Maintenance) 技術開発の一方法へ繋がると思われる。

2 基準温度同時撮影法

2.1 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-SC1 三菱電機株式会社)」である。赤外線カメラで撮影された赤外線画像は、対象物の温度分布をモノクロ濃淡情報として表示するものであり、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、それぞれ温度の異なるお湯の入ったコップを用意し、通常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。通常デジタルカメラで撮影された画像を図 1 に、赤外線カメラによって撮影された赤外線画像を図 2 にそれぞれ示す。図 1 から、温度の違いを感知することはできないが、図 2 の赤外線画像からは温度の違いを明確に感知することができる。



図 1 温度の異なるお湯

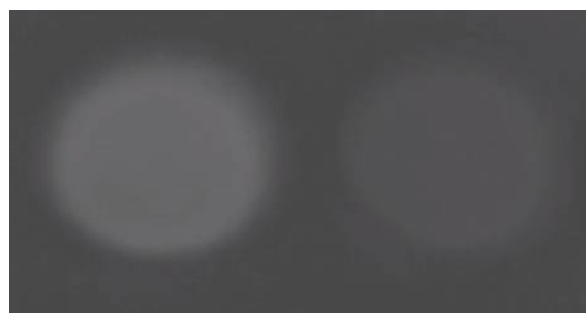


図 2 温度の異なるお湯の赤外線画像

2.2 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

視化動画像を絶対温度分布動画像へ変換することを基幹技術とする。

赤外線動画像から絶対温度分布動画像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。換言すれば赤外線カメラに AGC が備わっていない場合、温度感知範囲が限定されるため、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制御するために、相対的な温度分布を把握するには極めて有効であるが、絶対的な温度分布画像を撮影不可能とする。

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有意義である。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。

以上の事から、大多数の AGC 機能を利用した赤外線可視化画像から、各種機器の適正動作温度を前提とする高精度連続監視システム構築は困難である。

2.3 画素値と温度

赤外線カメラを用いて撮影された熱画像は対象の赤外線反射率に依存する。すなわち、対象の赤外線反射率が厳密に既知で無い限り厳密な熱画像・温度画像は得られない。

AGC と赤外線反射率問題を解決する一方法として、本論文では、赤外線画像中に既知の異なる温度を持つ複数の温度基準画像を、被温度測定対象と同時に撮影し、既知温度を有する複数個の画像を構成するそれぞれの画素値とそれらの温度間の関係を用いて被温度測定対象の絶対温度を測定する“基準温度同時撮影法”を提唱する[1]。さらに、この基準温度同時撮影法と誘導加熱を併用した赤外線非破壊検査の幾つかの例を示す。

図 3 は、5 種類の異なる温度のお湯を満たしたコップの赤外線画像である。

それぞれのお湯の温度は、上段左のお湯が最も高温で 77.8℃、上段中央が 59.8℃、上段右が 38.6℃である。さらに下段左は 22.2℃、下段右は 19.8℃である。赤外線カメラの AGC 機能が有効に機能している為、高温から低温へ至るコップのお湯が最大コントラストで可視化され、目視においてもそれぞれの相対的な温度関係が極めて把握しやすい。

次に図 3 の赤外線画像における 5 種類のお湯部分を構成する画素値を吟味する。それぞれ、高温から順に、上段は 127, 104, 85 さらに下段は 70, 68 なる画素値である。これらの画素値と絶対温度を比較すれば、単純な比例関係ではないことが判る。

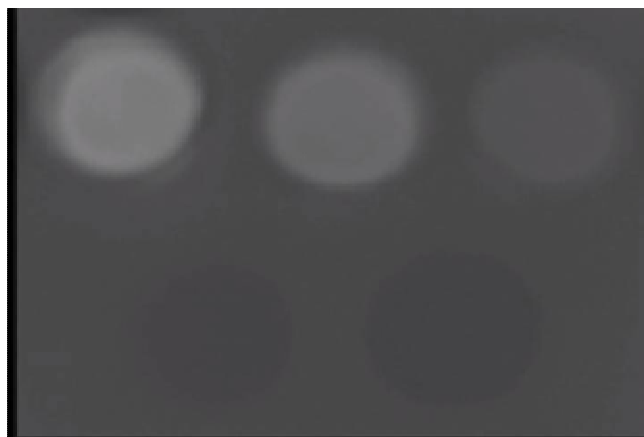


図 3 温度の異なるお湯の赤外線画像

多くの自然科学の問題では、温度上昇などの拡散現象は時間・空間に対しては指数関数的に変化する。このため、ここでは赤外線画像を構成する画素値と絶対温度の関係も指数関数的に関係すると仮定し、図 2 に示すように両者を両対数グラフへプロットする。図 2 から画素値と温度が比例することが判り、明らかに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。

通常のデジタルカメラ用 CCD であっても、赤外線波長領域に於ける光エネルギーの入射によって電荷移動が励起されることから、赤外線 CCD と同じ機能を有する。このため、仮に通常の CCD を用いて正確な絶対温度画像が取得可能であれば、遙かに低コストで温度センシングシステムの構築が可能となる。

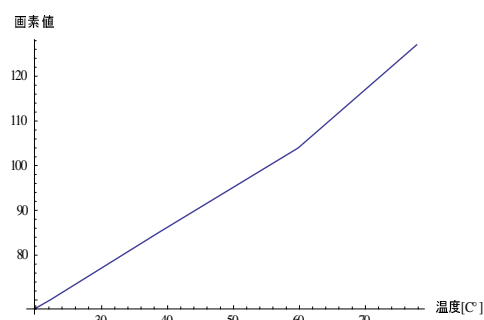


図 4 温度と画素値の関係

2.4 基準温度同時撮影法

赤外線画像を構成する画素値とそれらの温度の関係を用いて赤外線画像を絶対温度分布画像へと変換する手法を述べる。

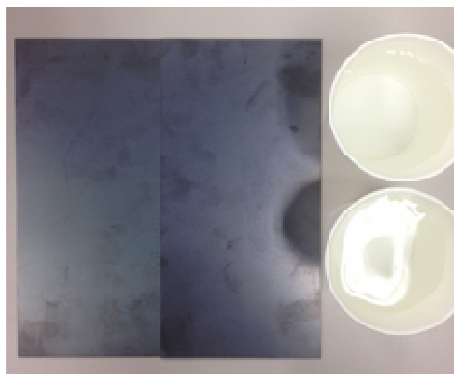


図5 基準温度と検査対象

図5において、画像左にある一枚の鉄板が温度分布を得たい検査対象物である。検査対象物と同時に温度が既知の対象を撮影しておく。図5では、図中右に示すあらかじめ温度のわかっている湯の入ったコップを使用している。この場合、基準温度はコップに満たされた既知の温度を持つ湯温である。

図5を、赤外線ビデオカメラを用いて撮影し、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する。これによって、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、赤外線画像を絶対分布画像へ変換することが可能となる。我々は本手法を“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、長さなど幾何学的情報が既知の対象を画像中に同時に写し込み、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（寸法）を求める航空写真に拠る地図作成法と同様である。このため、“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”は有効である。図5において、基準温度としてお湯を用いている。この理由としては、熱電対温度計の計測能力とお湯の温度の可制御性にある。ただし、ここでは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いる。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事を意味する。

3 励磁コイルの設計

3.1 JAMAGでの電流密度の解析

内径5cm、巻数20回、銅線が同一で形状の異なる2個のコイルが生成する交番磁界による渦電流分布の数値解析を3次元電磁界の有限要素法による解析を行う汎用パッケージJAMAGを用いて行った。

解析対象の形状は通常のパネルコイルと円形コイルの一部を窪ませたコイルの2種類コイルである。図6と7がそれぞれに対する結果である。

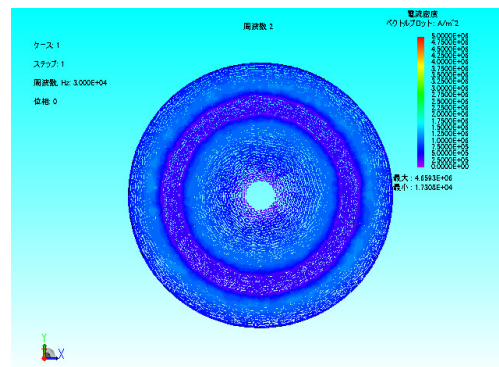


図6 円形コイルによる渦電流密度

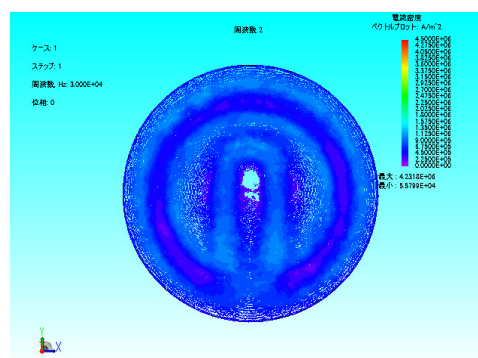


図7 変形コイルによる渦電流密度

通常のパネルコイルと変形コイルの電力はそれぞれ0.483W、0.611Wであった。

3.2 コイルの試作と実測

3.1節で数値解析したコイルと同一寸法のコイルを試作した。コイルから5mm離れたところに熱の時定数が小さなアルミホイル発熱体としてかぶせ、実効値1A、30kHzの正弦波電流を印可し、赤外線カメラで熱分布を測定した。

以下、得られた赤外線画像に関して述べる。

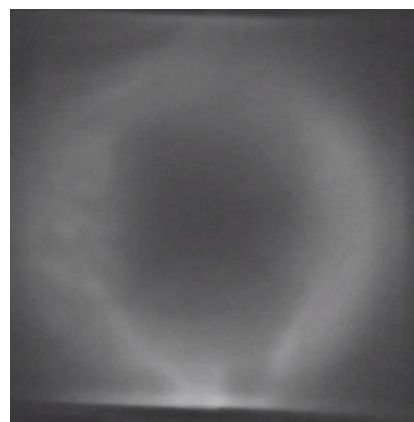


図8 円形コイルでの熱分布画像



図9 変形コイルでの熱分布画像

60 秒間加熱した後のコイルの中心温度はそれぞれ、円形コイルは 33.4 度、変形コイルでは 35.6 度になった。

円形コイルの赤外線画像は渦電流が励磁電流の影像電流となるからコイルの形状が赤外線画像に表れている。しかし、変形コイルの赤外線画像では窪ませた部分の形状が明確で無い。これは、コイルが設計通りに作成できないことと、単純な円形コイルに比較して渦電流分布が複雑であることに起因すると考えられる。

4 誘導加熱による非破壊検査

4.1 鉄板中のクラック探査

鉄板中のクラックを模擬するため 2 枚の鉄板を接合した実験モデルを図 10 に示す。円形コイルへ通電し図 10 のモデルを誘導加熱する。30 秒間誘導加熱後の赤外線画像を図 11 に示す。

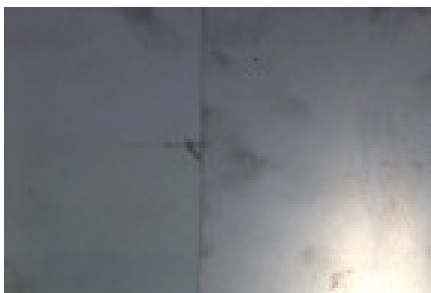


図 10 接合部分を含む鉄板

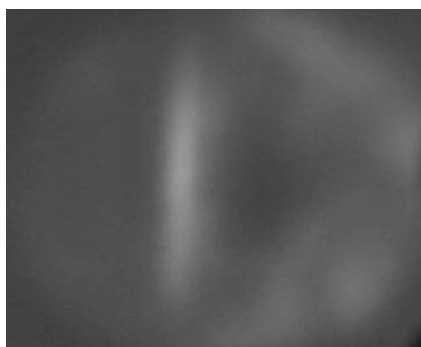


図 11 接合部分を含む鉄板の赤外線画像

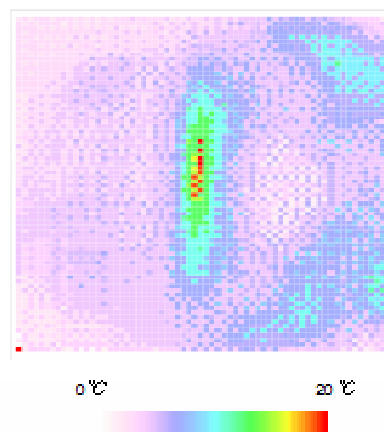


図 12 鉄板の絶対温度分布画像

図 12 は基準温度同時撮影法によって得られた絶対温度分布である。赤色部分が最も高温部を示し、白色に近づくにつれ低温部を示す。最も高温な部分は接合中心部分で、およそ摂氏 20 度の温度上昇を示した。この結果から鉄板接合部分は周囲に比べて摂氏 10~20 度程高温であることがわかる。すなわち、加熱電流である渦電流密度は鉄板の接合部で最大となることがわかる。

4.2 材料の厚さと誘導電流の関係

4.1 節で述べた誘導加熱は鉄板を検査対象とした。鉄は磁性があり磁束の影響が強い。抵抗が大きく抵抗加熱との相乗効果により発熱効率は良い。よって、誘導加熱に適した材料だと言える。

しかし、銅やアルミの場合は非磁性であり磁束が集中しない。抵抗が小さく渦電流生成効率は高いが発熱が小さく放熱しやすい。よって赤外線画像による渦電流の可視化が困難である。

検査対象を銅とアルミとして、検査対象に流れる電流密度と厚さの関係を JMAG を用いて調べる。銅とアルミを検査対象としたモデルをそれぞれ作成し、20 回巻の円形コイルに実効値 1A、30kHz の正弦波電流を印加した場合のシミュレーションを行った。シミュレーション結果から得られた銅とアルミの厚さと電流密度の関係を図 13, 14 に示す。

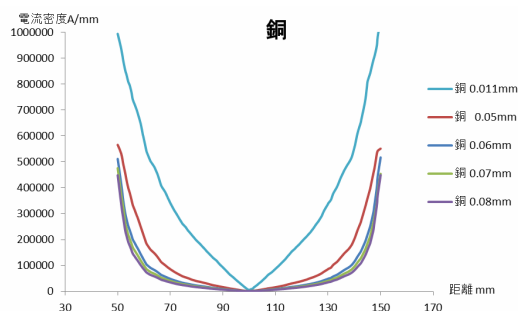


図 13 銅の厚さと電流密度

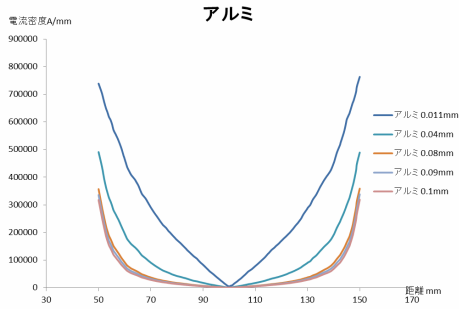


図 14 アルミ厚さと電流密度

図 13、14 から銅とアルミ共に、検査対象の中心にくにつれ電流密度は小さくなり、銅では 0.06 mm、アルミでは 0.08 mm の厚さを超えると電流密度は一定値となり、検査対象の両端でしか渦電流が流れていないことがわかる。

4.3 アルミの欠損探査

アルミの欠損を探査するため 0.4mm のアルミ板に歪み、切込み、表面の傷をそれぞれつけた実験モデルを図 15 に示す。3.2 節で述べた円形試作コイルを励磁コイルとし、励磁コイルへ実効値 1A、30kHz の正弦波電流を印加し検査対象で有るアルミ板を誘導加熱した。

定常加熱状態の赤外線画像を図 16 に示す。

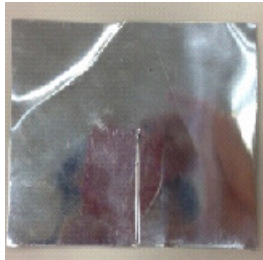
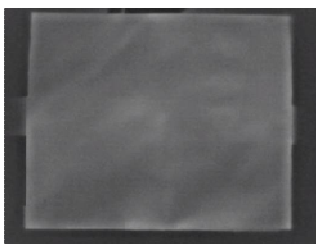
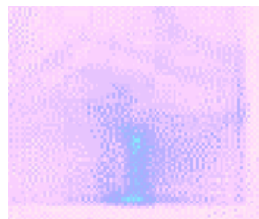


図 15 検査対象のアルミ板



(a) 赤外線画像



(b) 絶対温度画像

図 16 定常的状態の赤外線画像と温度分布画像

図 16 からわかるようにアルミのような放熱しやすい材料では、定常的な加熱状態の赤外線カメラの画像から欠損探査をすることは困難である。また、基準温度同時撮影法で絶対温度画像から、切込みが存在する一部で熱分布が変化したが、欠損を可視化可能とは言えない。

この問題を解決するため、加熱を始めてから定常状態になるまでの間の赤外線画像を 5 秒刻みでキャプチャーし、畳み込み演算を行った。図 17 が得られた可視化画像である。

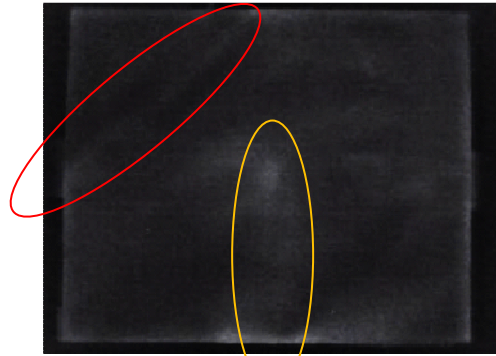


図 17 畳み込み演算による可視化赤外線画像

図 17 から赤枠と黄色枠で囲った部分がうっすらと白くなり、歪みと切込みの欠損を可視化することができた。表面に傷をつけた部分では温度変化が小さく、探査不可能であることがわかる。

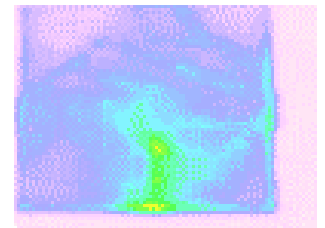
赤外線カメラで金属などの光沢のあるものを撮影した場合、反射が起こり正確な赤外線画像が得られない。反射を防ぐため、検査対象に紙を被せて赤外線画像を取得した。このため、アルミの温度変化を正確に得られなかったことが原因で詳細な欠損探査が不可能であったと考えられる。また、印加した電流の周波数が低く対象物表面の渦電流密度が低下したことも一因である。

4.4 変形コイルでの欠損探査

4.3 節で行った実験の諸定数は同一で、励磁コイルを変形コイルに変更して欠損探査を行った。図 18 に定常的状態の赤外線画像を示す。



(a) 赤外線画像



(b) 絶対温度画像

図 18 定常的状態の赤外線画像と温度分布図

図 18 で、赤外線画像は左上の歪みと切込みを入れた部分で周囲と異なる熱分布を示している様に見える。また、絶対温度図は切込みを入れた部分のみ周囲との温度差を示した。

6.1 節と同様に赤外線動画の各フレーム画像の畳み込み演算を行い赤外線画像の高解像度化を行った。図 19 が畳み込み演算による高解像度化赤外線画像である。

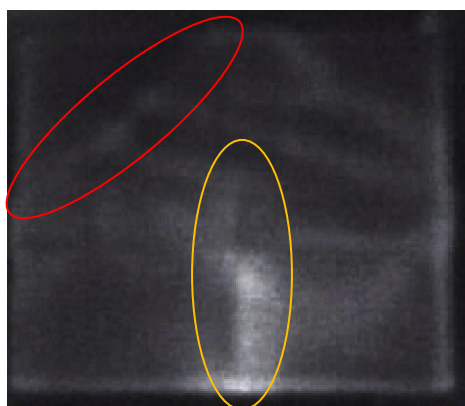


図 19 畳み込みした赤外線画像

図 19 から黄色枠・赤枠で囲った切込み・歪みを入れた部分は白くなり、欠損を容易に判定できる。表面の傷は探査不可能であった。

全体を通して、円形コイル励磁コイルに比較して、変形励磁コイルを用いた欠損探査が効果的だと判明した。

5 結論

本論文では、赤外線カメラを用いた渦電流分布の可視化による欠損探査法をアルミなどの放熱しやすい金属材料に対しても画像処理をすることによりある程度可能であること述べた。

励磁コイル形状を円形コイルと変形コイルを使い、どちらが赤外線画像処理法へ効果的か比較を行った。

アルミなどの非磁性体で発熱が小さく放熱しやすい検査対象に対して、赤外線動画の各フレーム間で畳み込み演算で得られる高解像度絶対温度画像を用いることで比較的大きな傷の欠損探査が可能であることを示した。

励磁コイルは円形コイルに比べ変形コイルの方が欠損を明確に可視化できる。しかし、表面の傷など細かな傷の探査はできないことが判明した。

よって、目ではわからないような赤外線画像の微小な温度変化を確認することができる画像処理や光沢のある検査対象の温度分布を正確に測定する方法の探究が残る課題である。

参考文献

- [1] 鈴木 剛, 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、200 年度法政大学大学院工学研究科修士論文,