



www.saito-lab.jp

# 2015 年度

## 齋藤兆古研究室卒業論文集

### 卒業論文発表会

2016 年 1 月 19 日 13 時 30 分

応用電磁気学実験室

学籍番号	氏名	題名	頁
11X2003	赤塚 優介	平面型 $\infty$ コイルの内径とリフトオフの関係に関する考察	1
11X2056	小峯 眞衣子	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	8
12X2005	飯田 未来	バルクハウゼン信号の周波数揺らぎ解析	16
12X2019	大藤 義寛	タイヤ側面を介した非接触給電の提案	22
12X2023	小野 裕太郎	3次元有限要素法による平面状一次・二次コイル分離型変圧器の設計	26
12X2034	木所 直章	平面型 $\infty$ コイルの感度向上およびリフトオフ特性に関する研究	33
12X2130	福山 槻之介	タイヤを介した非接触給電の可能性と効率化の提案	40
12X2139	宮田 海志	磁気ヒステリシスを考慮した一次元表皮効果解析	45
12X2141	望月 光太	誘導加熱情報の赤外線画像処理による非破壊検査	50
12X2143	森田 雄貴	FFT 解析を用いた三相交流磁気センサの高度化	55
12X2148	渡邊 優人	タイヤを介した電気自動車用非接触給電の提案	62

〒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 $\infty$ コイルの内径とリフトオフの関係における考察

11X2003 赤塚優介 指導教員 齊藤兆古

### 論文概要

本論文は、平面型で $\infty$ 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 $\infty$ 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、励磁コイルの内径及び被検査対象物と $\infty$ コイル間の距離（以後リフトオフ）の関係を調べた研究である。本研究では、励磁コイルの巻数が等しく内径が異なる $\infty$ コイルを試作し、同一実験環境下で各 $\infty$ コイルのリフトオフを変化させる実験を行う。これを3次元有限要素法による数値シミュレーションによる結果と比較を行い、検出感度に関する考察を行う。ここで言う検出感度とは、被検査対象物中の欠損の有無で検出コイルに誘起する電圧値の最大振幅に対応し、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

現代の文明社会は、人類の叡智が創造した多々の利器によって支えられている。鉄道や自動車、航空機に挙げられる移動体や電力システムなどの所謂産業プロダクトから高速道路、鉄橋、大型ビルなどの社会的インフラストラクチャまで、文明社会の広汎に亘って文明の利器が存在し、文明活動を支えているのは自明である。

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・ $\infty$ 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。さらに、この $\infty$ コイルを平面化することで、より高感度かつ曲面欠損にも適したセンサの開発に成功した。[2]

本論文は平面型 $\infty$ コイルのリフトオフ特性に関するものである。平面型 $\infty$ 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リフトオフに依存する。

本論文で述べるリフトオフに関する議論では、大前提として各 $\infty$ コイルの起磁力を一定にすべく、励磁コイルの巻数及び印加電流を固定する。励磁コイルの内径が1mm、20mm、40mm、60mm、80mmの $\infty$ コイルを使用し、厚さ1mmの塩ビ板を用いて1mmから検出コイルが欠損を検出不可となるまでリフトオフを順に変更する実験を行う。これを有限要素法によるシミュレーション値と比較し、内径とリフトオフとの関係に関する評価及び考察を与える。

## 2 平面型 $\infty$ コイル

### 2.1 平面型 $\infty$ コイルの構造

図1に平面型 $\infty$ コイルの構造を示す。平面型 $\infty$ 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。

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励磁する。

$\infty$ コイルに関して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互いに逆の極性を持ちループ状に形成される。図2はシミュレーションに拠る磁界強度分布である。よって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。

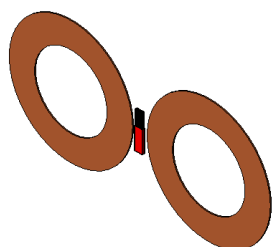


図1  $\infty$ コイルの構造

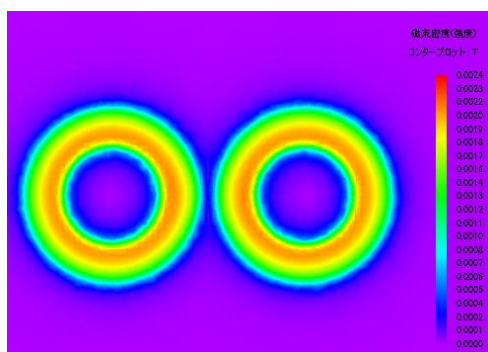


図2  $\infty$ コイルの磁界強度分布

### 2.2 平面型 $\infty$ コイルの動作原理

$\infty$ 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 $\infty$ 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 $\infty$ 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度の場合のシミュレーションを行う。

表1 シミュレーションで使した $\infty$ コイルの諸定数

励磁コイル	
外径	32mm
内径	20mm
導線径	0.3mm
巻数	20
入力電流	1A
周波数	256kHz
検出コイル	
外径	1.2mm×2.2mm
内径	1mm×2mm
長さ	6mm
巻数	100
コア材料	MnZn/ferrite (permiability:3000)

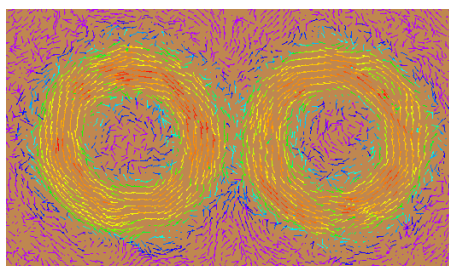
図3,4はそれぞれ銅板上に流れる渦電流と検出コイルのフェライトコア内の磁束密度分布を示している。銅板中に欠損が存在しない場合、図3(a)に示す渦電流が流れる。渦電流によって生じる磁束密度は検出コイルの面に対し平行方向のみであるため図4(a)に示す方向となる。したがって欠損が存在しない場合、検出コイルに誘起電圧は発生しない。

図3(b)は幅2mm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な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。

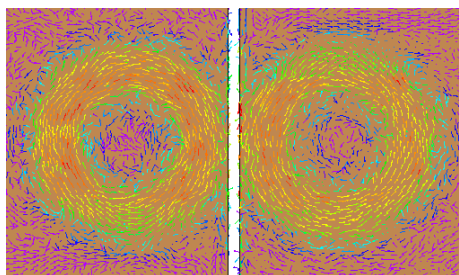
図3(c)は欠損が検出コイルに対し90度に配置した場合の渦電流分布を示す。銅板中の渦電流は欠損によっ

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。

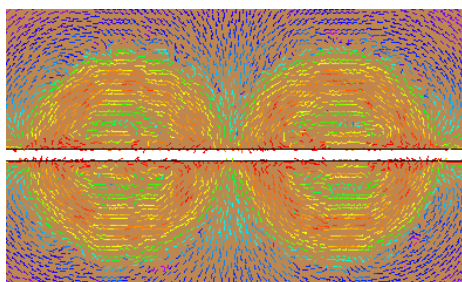
図 3(d)は欠損が検出コイルに対し 45 度に配置した場合の渦電流分布を示す。渦電流は欠損沿いに流れ、検出コイルに垂直成分を含む磁界を作る。このため、図 4(d)に示すように検出コイルを貫く方向に磁束が発生し、検出コイルに誘起電圧が発生する。



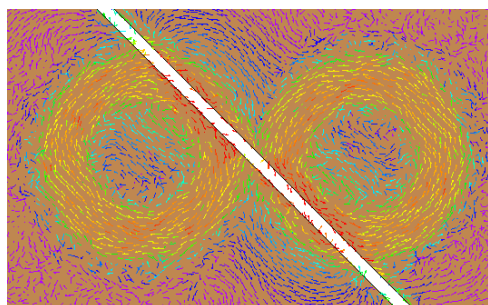
(a) 欠損なし



(b) 検出コイルに対して 0 度の直線状欠損

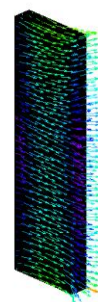


(c) 検出コイルに対して 90 度の直線状欠損

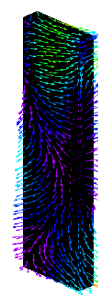


(d) 検出コイルに対して 45 度の直線状欠損

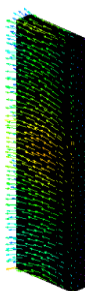
図 3 平面銅板中の直線状欠損と渦電流分布



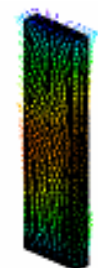
(a) 欠損なし



(b) 検出コイルに対して 0 度の直線状欠損



(c) 検出コイルに対して 90 度の直線状欠損



(d) 検出コイルに対して 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

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]。



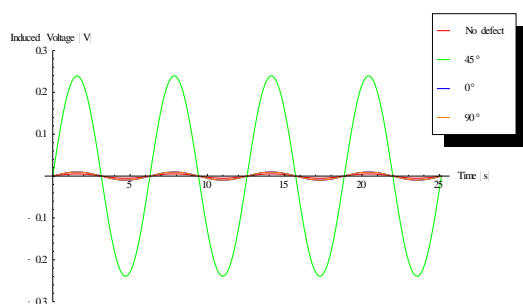


図5 検出コイルの誘起電圧

### 3 実験-内径及びリフトオフの変更

∞コイルの励磁コイル内径とリフトオフを変化させた場合の検出コイルの誘起電圧変化を評価する。

表2に示す巻数20回巻、内径1mm、20mm、40mm、60mm、80mmの平面型励磁コイル及び検出コイルが供試コイルである。起磁力を一定にするため、電流を1Aに固定して励磁コイルに通電させる。


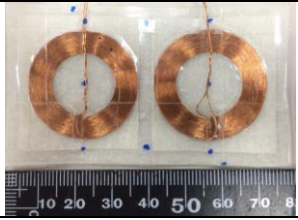
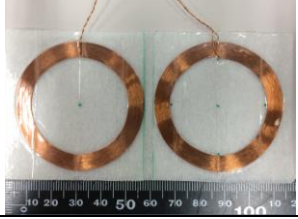
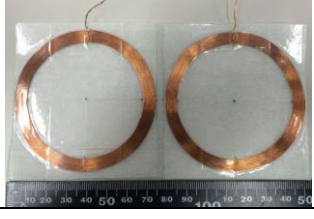


厚さ1mmの塩ビ板を用いてリフトオフを1mmから変更する。銅板の直線状欠損に対して検出コイルが45度である場合の誘起電圧を順に測定する。但し、銅板は厚さ1mmであり、欠損は幅2mm、深さ1mmの直線状貫通欠損である。

さらに、欠損なしの場合における検出コイルに誘起する電圧を測定し、各々のSN比を算出する。ここでSN比とは、検出信号Sとノイズ信号Nに対する比であり、式(1)で定義する。本実験では、45度欠損に対する検出コイルの測定値をS、欠損なしの場合の測定値をNとする。SN比が大きいほど高感度なセンサである。

$$SN = \frac{\text{45度欠損に対する誘起電}[V]}{\text{欠損なしに対する誘起電}[V]} \quad \dots(1)$$

各々の励磁コイルを用いてリフトオフを変更した場合の実験とシミュレーションを用いてSN比を計算する。

表2 各コイルの所定数

励磁コイル内径 1 mm	
	外径 15.0 mm 内径 20 mm 巻数 20 回 導線径 0.3 mm 入力電流 1A 周波数 256kHz
励磁コイル内径 20 mm	
	外径 32.9 mm 内径 20 mm 巻数 20 回 導線径 0.3 mm 入力電流 1A 周波数 256kHz
励磁コイル内径 40 mm	
	外径 52.8 mm 内径 40 mm 巻数 20 回 導線径 0.3 mm 入力電流 1A 周波数 256kHz
励磁コイル内径 60 mm	
	外径 72.7 mm 内径 60 mm 巻数 20 回 導線径 0.3 mm 入力電流 1A 周波数 256kHz
励磁コイル内径 80 mm	
	外径 92.9 mm 内径 80 mm 巻数 20 回 導線径 0.3 mm 入力電流 1A 周波数 256kHz
検出コイル	
	外径 1.2mm×2.2mm 内径 1mm×2mm 長さ 6mm 巻数 100 回 コア材料 MnZn/ferrite (permiability:3000)

## 4. 実験結果

### 4.1 センサ誘起電圧

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 6、7 に示す。ここで、x 軸はリフトオフ[mm]、y 軸は内径[mm]、z 軸はピーク誘起電圧[V]を表す。

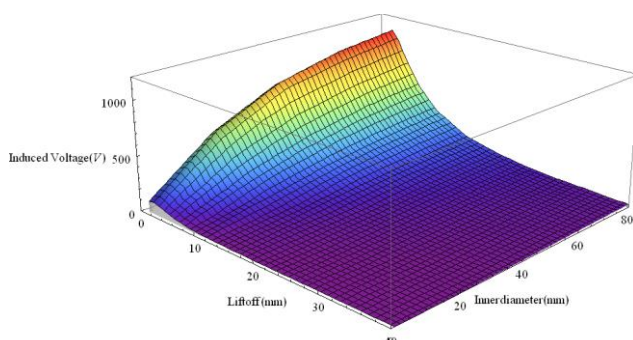


図 6 シミュレーションによるセンサ誘起電圧

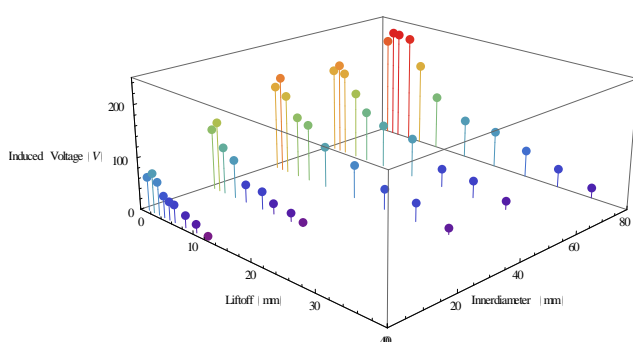


図 7 実験によるセンサ誘起電圧

図 6、7 より、シミュレーション結果と実験結果はほぼ同じ傾向を取り、どの内径でもピーク誘起電圧はリフトオフが 2 mm の場合であった。

実験値は、内径が大きいほどシミュレーション値と相違が出た。ピーク誘起電圧で比較した場合、内径 1 mm の実験値はシミュレーション値の約 0.7 倍であったが、内径 80 mm の実験値はシミュレーション値の約 0.2 倍であった。

### 4.2 SN 比

欠損なしの場合のシミュレーション、実験の結果を表 3 に示す。表 3 中の値を基準として SN 比を算出した。シミュレーション、実験、それぞれの SN 比を図 8、9 に示す。ここで、図の x 軸はリフトオフ[mm]、y 軸は内径[mm]、z 軸は SN 比である。

表 3 欠損なしのピーク誘起電圧

		励磁コイル内径[mm]				
		1	20	40	60	80
電圧 [mV]	シミュレーション	0.22	0.52	1.36	2.12	1.55
	実測	3.6	6	10	12	16

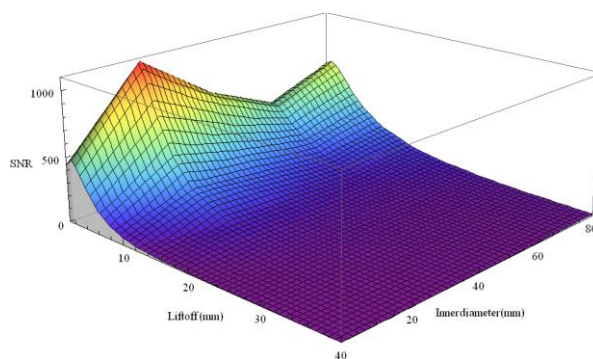


図 8 シミュレーションによる SN 比

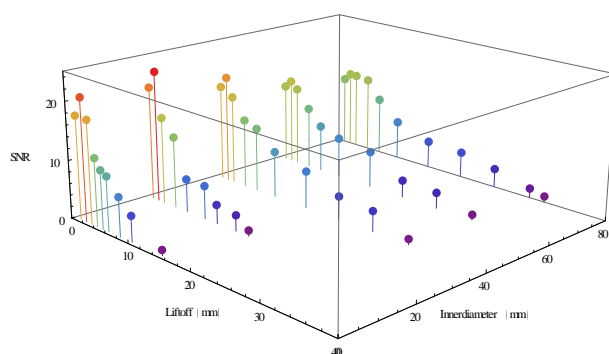


図 9 実験による SN 比

表 3 より、欠損なしの場合のピーク誘起電圧は、実測では内径が大きいほど大きくなるが、シミュレーションではその傾向が表れたとは言えない。また実測値は、シミュレーション値と比較し、約 1 桁大きい。

## 5 考察

### 5.1 実験による誘起電圧

4.1 節の結果から、内径及びリフトオフを変化させた場合の誘起電圧の傾向は、シミュレーションと実験で一致する。詳細に言えば、リフトオフが同じ場合、内径を大きくするほど誘起電圧は大きくなり、また内径が大きくなるほど検出可能となるリフトオフの範囲は広がる。しかし、その増加率はシミュレーションと実験、何れも徐々に小さくなった。

これは、内径が大きくなるほど発生する渦電流が集中して検出コイルを貫く磁束も増加するため誘起電圧は大きくなるが、起磁力固定であることから内径が一定の大きさを超えると磁束密度の増加率は小さくなっていくため、ピーク誘起電圧やリフトオフの検出可能範囲の増加率が小さくなっていったと考えられる。

また、ピーク誘起電圧は内径の大きさに関わらずリフトオフが2mmで最大となった。これは内径の違いによるものではなく、2個の励磁コイル間の距離によるものだと考えられる。

図10は、図6のシミュレーション結果による誘起電圧を、最大値を基準として、正規化したものである。図11は、内径が20mmの2個の励磁コイル間の距離を1.4mm、4mm、8mmに変更した場合の、シミュレーションによる誘起電圧であり、図12は、図11を図10と同様に正規化したものである。図12から、コイル間距離が1.4mm、リフトオフ1mmで誘起電圧は最大となり、コイル間距離4mmの場合はリフトオフ2mm、コイル間距離8mmの場合はリフトオフ3mmで誘起電圧がピークとなることが判る。

この結果から、リフトオフと誘起電圧の関係は内径に無関係であり、励磁コイル間の距離に依存すると言える。これは、リフトオフが小さく励磁コイル間距離が大きいと、渦電流によって生じる磁束の中で検出コイルを貫く方向の成分が減ってしまうためであると考えられる。3実験-内径及びリフトオフの変更で使用した $\infty$ コイルの励磁コイル間距離は全て4mmであった。これは上記の考察に一致する。

#### 4.2 SN

4.2節の結果から、欠損なしの場合、実験では内径が大きくなるほど誘起電圧は大きくなったが、シミュレーションは必ずしもそのような値は取らなかった。また実験とシミュレーションの値は1桁程度の相違が出た。

これは、シミュレーションモデルが実際の $\infty$ コイルの実験環境を模擬出来ないためと考えられる。

実際の実験では、外部機器の振動や微小信号、被検査物体の表面にある微小な傷や汚れ、目視による誤差などがノイズとして測定値に入り込む。しかしシミュレーションではそのようなノイズを一切考慮していないため、結果にばらつきが出てしまったと考えられる。これはSN比においても同様である。

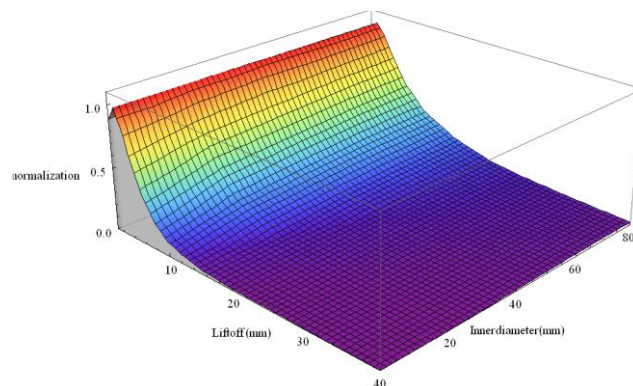


図10 正規化したシミュレーションによるセンサ誘起電圧

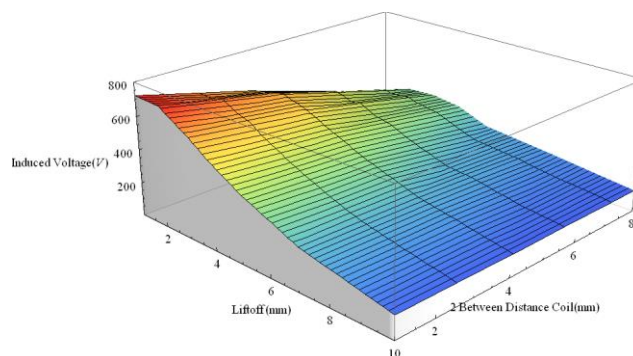


図11 コイル間距離対シミュレーションによる誘起電圧

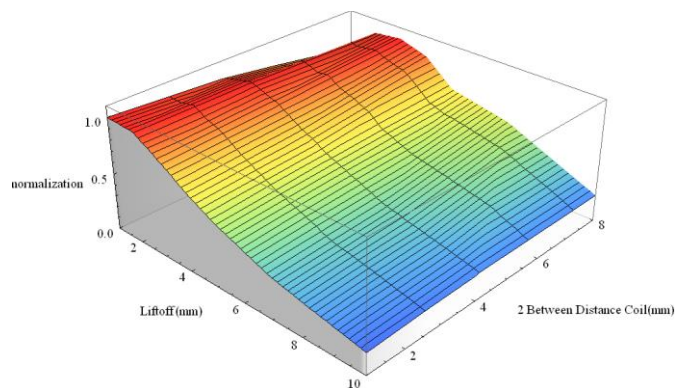


図12 正規化したコイル間距離対シミュレーションによる誘起電圧

図9の実験によるSN比より、ピーク電圧のSN比は内径20mmが最も良く、内径1mmが次に良いSN比となった。これは、内径が大きくなるほどコイルや渦電流が大きくなるため、前述の騒音や振動、傷などのノイズの影響を受けやすいためであると考えられる。

また20mmが1mmよりも良い結果となったが、これは1mmの励磁コイルの導線間に生じた隙間が他と比べ

1 mm以上大きかったことから、コイルの作成精度に起因すると考えられる。

## 5 結論

本論文では、 $\infty$ コイルにおける内径（及び励磁コイル間距離）とリフトオフとの関係について述べた。

実験、シミュレーションの結果から、検出コイルに誘起される電圧は被検査対象物との距離に反比例して減衰することは平均的には正しいが、その最大値は励磁コイル間距離に準ずることや、内径の関数になる事を述べた。

今後、 $\infty$ コイルによる非破壊検査において、リフトオフ特性が求められた場合、本研究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」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,  $\infty$ 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 $\infty$ 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



# 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

11X2056 小峯 眞衣子 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。小さい穴や傷などに関しても、熱的過度現象が終了する前の過度状態を測定することにより、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、より正確な表面温度分布を測定する方法を探る。

## 1 諸言

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”を採用する[1]。

本手法は検査対象である金属の過渡温度上昇分布動画を赤外線ビデオカメラによって得られた熱動画像から厳密に抽出可能とし、金属中の欠損を可視化する。また、より正確な表面温度分布を測定する方法を探ることも目標とする。

## 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 温度の異なるお湯のデジタルカメラ画像



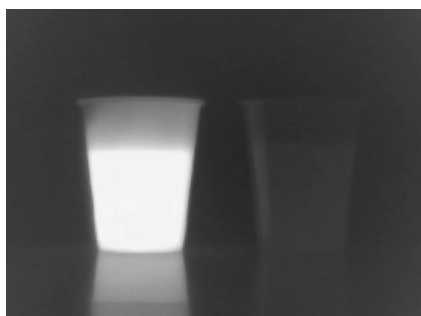


図 2 温度の異なるお湯の赤外線画像

## 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を絶対温度分布動画へ変換することを基幹技術とする。

赤外線動画から絶対温度分布動画への変換で最も問題となるのが、殆んど全ての赤外線ビデオカメラに組み込まれている AGC(Automatic Gain Control)である。AGC とは赤外線カメラの感度レンジを撮影対象の温度分布中で最も支配的な温度に自動的に設定し、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 黒体と反射率

1835 年に、赤外線も光波の一種であることが示され、その後一定温度における同じ波長の放射線に対する物質の吸収能力と放射能力との比は、物体の性質に関係なく温度のみに依存し、一定の値を持つという法則が発見された。さらに、入射したあらゆる光を完全に吸収する理想的な物体として黒体という概念が導入された。

黒体とは、表面に入射した光を 100%吸収するものであるが、実際にこれに相当する物体は存在しない。すなわち黒体とは理想物体にすぎない。この黒体はエネルギー放射の能力があらゆる物体より大きく、放射率を 1 とし、これによって色々な物体の熱や光の放射能力の比較基準とされる。

仮に測定対象物が理想的な黒体であれば、放射されるエネルギーより絶対温度を得ることが可能とされる。しかし、黒体以外の対象物では放射エネルギーより真の温度値を得ることは難しい。また、得られた熱画像には必ず測定対象物以外の物体が放射する赤外線が反射像として混入する。このように、サーモグラフィ法等で赤外線カメラから得られる表面温度分布は、測定対象物表面から放射、あるいは反射された赤外線領域の電磁波のエネルギー量の全てが、放射率既知の対象物表面から放射された赤外線とみなして計算される為、一般に真の温度値とは一致せず見かけ上の温度となる。

## 2.4 画素値

赤外線画像の画素値は 0~255 の 8 ビット整数値であり、画素値は画像の濃淡に比例する。画素値 0 で黒色を表し、画素値 255 で白色を表し、中間色は 0 から 255 間の数値で表される。

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

61	58	57	54	56	54	51	52	51	49	50	47	48	47	45	46	45	46	46	47	47	49	49	50	51	52	56	56	57	60	
59	56	57	54	53	53	51	51	50	49	49	48	49	46	46	44	45	45	43	43	45	46	49	47	46	49	49	53	54	56	59
58	57	55	55	53	52	51	51	52	51	48	49	49	46	45	44	43	42	43	42	41	44	42	43	42	41	42	41	42	43	46
57	56	55	54	53	49	49	47	46	45	44	43	42	43	42	41	44	42	43	42	41	42	41	42	43	42	41	42	43	46	49
56	54	54	53	51	87	74	84	89	92	94	94	91	88	82	71	42	42	42	46	47	45	44	44	47	46	47	48	50	51	56
56	55	52	50	51	58	95	119	122	126	131	132	130	130	138	95	35	42	45	52	55	45	46	46	49	48	51	47	48	50	52
55	54	52	54	52	53	127	140	138	139	145	144	138	138	144	73	37	42	39	47	54	43	45	45	45	48	48	49	49	48	50
55	56	55	53	53	51	164	160	161	167	168	165	160	157	162	63	39	41	39	43	59	49	42	42	46	47	47	48	48	47	50
56	54	53	52	43	205	213	216	216	225	210	211	211	49	40	41	39	40	67	48	49	48	50	51	53	62	48	48	48	51	
55	55	54	53	54	38	235	250	246	246	246	247	246	248	255	32	40	43	36	38	67	50	49	49	50	52	53	55	52	47	
55	55	54	55	41	207	248	242	243	243	242	243	242	243	245	240	26	42	43	40	36	65	52	49	51	51	51	55	56	50	
56	54	53	54	43	185	242	243	243	243	243	248	212	26	44	42	42	38	44	53	50	51	51	53	55	57	50	48	49	50	
55	56	55	53	56	46	152	255	242	242	243	242	252	181	30	44	42	43	39	60	56	51	52	53	55	56	57	48	49	47	
55	55	56	55	55	47	128	255	243	244	242	243	242	255	155	36	45	43	40	40	59	59	53	53	54	56	56	47	48	49	
56	56	56	55	55	49	112	255	241	242	243	243	242	255	131	39	48	43	39	57	56	54	56	55	57	56	57	48	48	49	
57	56	55	55	55	53	83	255	242	242	248	248	242	255	105	42	45	46	46	41	54	60	55	56	56	57	48	49	51		
58	56	57	57	57	55	55	255	248	249	249	248	248	255	69	50	49	46	46	45	50	57	56	56	55	57	56	47	50		
62	62	62	61	61	63	166	172	176	179	179	172	169	87	55	54	52	49	48	51	57	53	56	54	56	54	53	51	54		
63	60	59	58	57	57	74	179	171	170	172	170	169	174	80	49	49	50	46	47	53	56	55	55	57	55	52	55	58		
63	62	62	59	58	56	87	168	165	163	163	161	160	162	92	49	49	47	49	55	54	56	55	55	54	55	53	55	56		
63	62	60	57	57	59	95	154	152	152	151	149	150	98	50	51	49	49	48	55	53	55	55	55	54	57	54	56			
63	60	57	57	59	95	130	128	129	127	127	126	124	95	51	51	49	50	54	53	54	53	56	57	56	55	56	58			
63	62	60	57	57	59	91	122	120	120	118	119	118	117	94	52	50	50	49	50	57	54	55	55	56	57	56	57			
63	61	61	58	58	58	100	118	119	120	119	118	116	104	54	51	52	50	50	56	55	54	55	55	56	56	57	63			

図3 画素値分布

図3の画素値分布を観察すれば、図2で最も温度が高い部分（画素値が大きい）と低い部分（画素値が小さい）の相違が判別可能となる。

2.5 AGC 機能と画素値

実際に赤外線カメラの AGC 機能が作用した場合の画素値の変化を示す。図4は左側:23.8℃、右側:10.6℃の水をそれぞれ入れたコップの赤外線画像、図5は左側:23.8℃、右側:69.3℃のお湯をそれぞれ入れたコップの赤外線画像である。図4、5において、左側のコップの温度は変化していないが、AGCが作用し赤外線画像を構成する支配的な温度に連動してダイナミックレンジの自動制御が行なわれ、その結果、赤外線画像におけるお湯部分を構成している画素値の表示がそれぞれ異なった値となる。図6は両図の左側のコップを並べ比較したものである。

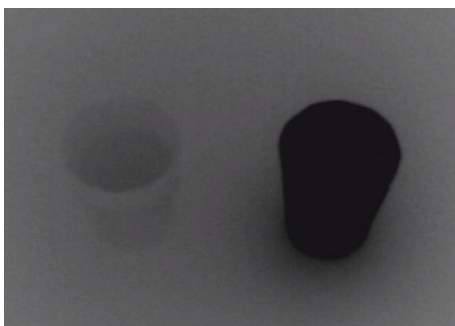


図4 左側:23.8℃、右側:10.6℃

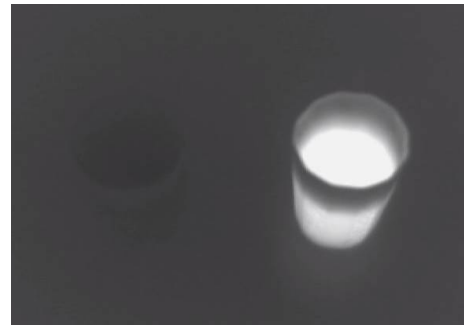


図5 左側:23.8℃、右側:69.3℃

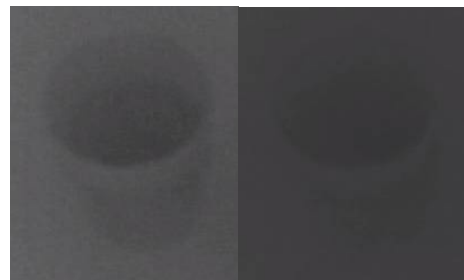


図6 図4、図5の同じ温度の赤外線画像の比較

図6を見てわかるように、撮影される環境に依存して AGC が機能し赤外線 CCD の出力が変化する。この為、赤外線画像を構成する画素値のみの情報から正確な温度を得ることは困難である。これが赤外線 CCD を用いた絶対温度分布測定的基本的な問題点である。

2.6 画素値と温度の関係

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

画素値と絶対温度を比較すれば、図7に示すように単純な比例関係ではなく両者の関係は指数関数的である。したがって、この関係を用いて画素値を温度へ換算すれば絶対温度分布の可視化画像を得ることが可能となる。これが基準温度同時撮影法的基本的な着想である。

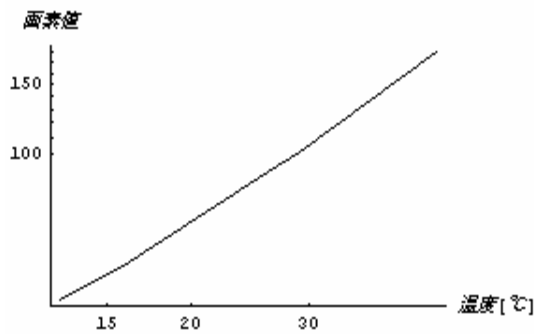


図7 画素値と温度の関係図

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利用する。このため、AGC問題を解決する一方法として、基準温度同時撮影法は極めて有効な方法である。

## 2.7 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。

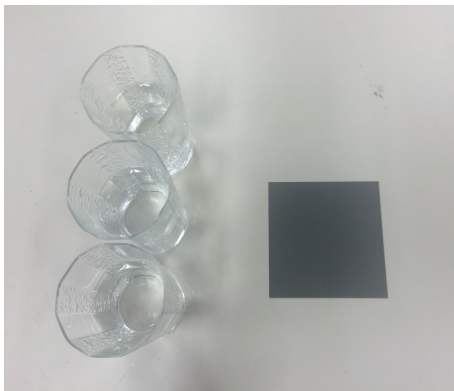


図8 基準温度と検査対象

図8において、右方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8では、図中左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8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。この手法を“基準温度同時撮影法”と呼ぶ。

“基準温度同時撮影法”の基本的な着想は、長さなど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8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、完全に厳密な温度計測が可能である事を意味する。

## 3 基準温度同時撮影法による金属欠損の可視化

### 3.1 鉄板中のクラック検査

鉄板中のクラックを模擬するため2枚の珪素鋼板を接合した実験モデルを図9に示す。図10の平面ドーナツ型励磁コイル上へ置き、図9の実験モデルを誘導加熱する。

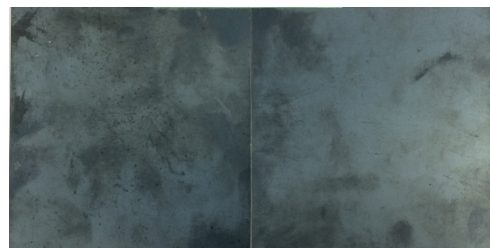


図9 接合部分を含む珪素鋼板で構成した実験モデル

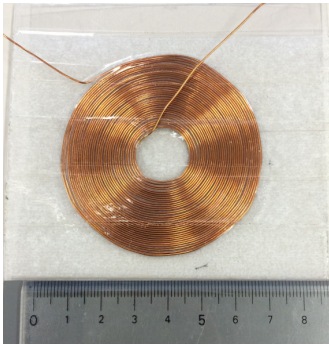


図 10 平面ドーナツ型励磁コイル

加熱開始より 60 秒後の、熱的過度現象が終了した定常状態の赤外線画像を図 11 に、図 11 を絶対温度分布に変換しカラー表示した結果を図 12 に示す。

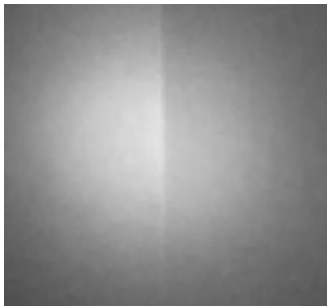


図 11 接合部分を含む珪素鋼板の赤外線画像

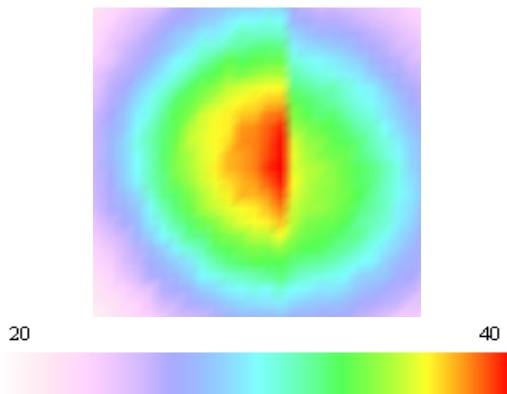


図 12 絶対温度分布画像

図 12 で、赤色部分は最も高温部を示し、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。

### 3.2 鉄板中の穴の検査

図 13 に 90mm×90mm×0.5mm の珪素鋼板に 1.5mm の穴を 2 つ開けた実験モデルを示す。



図 13 穴状貫通欠損をもつ珪素鋼板の実験モデル

次に、図 13 の実験モデルを図 10 の平面ドーナツ型励磁コイルを用い誘導加熱する。加熱開始より 60 秒後の、熱的過度現象が終了した定常状態の赤外線画像を図 14 に、図 14 を絶対温度分布に変換しカラー表示した結果を図 15 に示す。

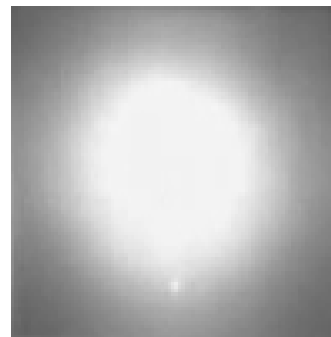


図 14 穴状貫通欠損をもつ珪素鋼板の赤外線画像

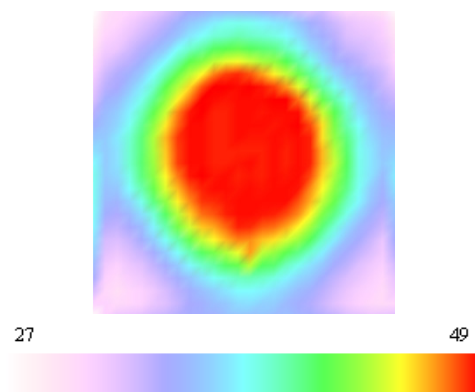


図 15 絶対温度分布画像

図 15 から、穴状貫通欠損を特定することは困難であった。これはこの欠損がとても小さなものであるため、定常状態においては欠損とその周りの温度が同じになってしまうためであると考えられる。そこで、加熱開始より 20 秒後の、熱的過度現象が終了する前の過度状態の赤外線画像を図 16 に、図 16 を絶対温度分布に変換しカラー表示した結果を図 17 に示す。

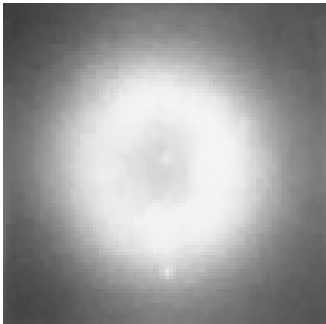


図 16 過度状態の赤外線画像

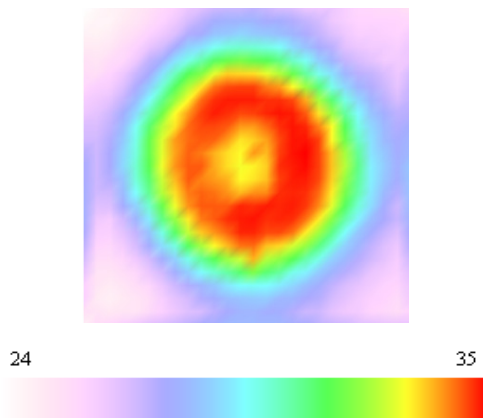


図 17 過度状態の絶対温度分布画像

図 16 より、過度状態においては、二個の穴状貫通欠損の位置、形状を確認することがある程度可能である。図 17 ではより明確に二個の穴状貫通欠損の位置、形状を感知できる。これは検査対象を誘導加熱する際、熱伝達の違いにより、欠損とその周りの過渡温度の上昇が異なるためである。これにより、定常状態では発見できなかった小さな穴の探査が可能になると考える。

### 3.3 鉄板中の傷の検査

図 18 に 90mm×90mm×0.5mm の珪素鋼板に直線状欠損を持つ実験モデルを示す。

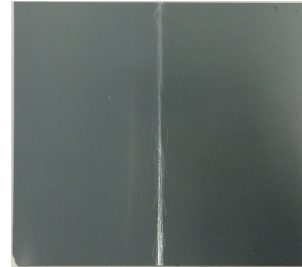


図 18 直線状欠損をもつ珪素鋼板の実験モデル

次に、図 18 の欠損面を撮影した赤外線画像を図 19 に示す。

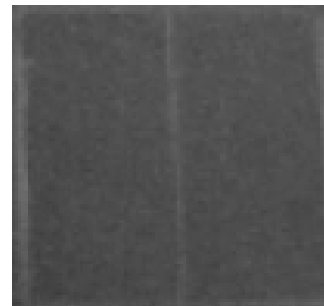


図 19 図 18 の赤外線画像

図 19 をみると、珪素鋼板の温度は一定なのにも関わらず、欠損部分が白く写っているのが分かる。これは欠損部分と欠損がない部分の反射率が異なるためである。反射率の相違を削減するため、暗幕を用いて暗闇の状態を作り、全ての反射光を遮蔽し、検査対象モデルが発生する赤外線画像を測定した。図 20 が検査対象モデルの放射赤外線画像である。

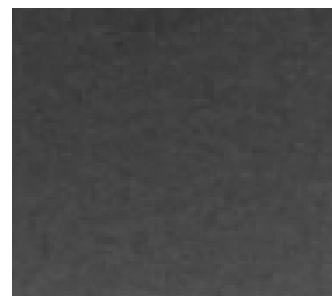


図 20 検査対象モデルの放射赤外線画像



図 20 から、測定対象物の直線状欠損画像が消え、正確な検査対象モデルの放射赤外線画像測定が可能となったことが判る。

図 18 に示すモデルの直線状欠損面を上向きにする。続いて、その検査対象モデルを図 10 の平面ドーナツ型励磁コイル上に設置し、誘導加熱する。熱的過度現象が終了した定常状態の赤外線画像を図 21 に、図 21 を絶対温度分布に変換しカラー表示した結果を図 22 に示す。

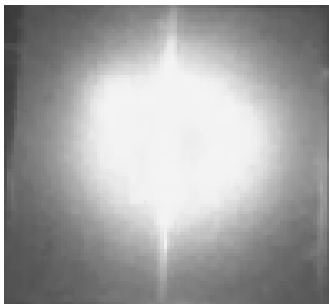


図 21 定常状態の赤外線画像

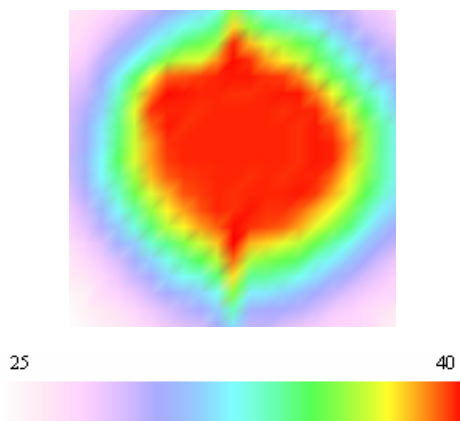


図 22 絶対温度分布画像

図 22 を観察することで、第 3.2 節と同様に欠損を特定することは困難であった。次に熱的過度現象が終了する前の、過度状態の赤外線画像を図 23 に、図 23 を絶対温度分布に変換しカラー表示した結果を図 24 に示す。

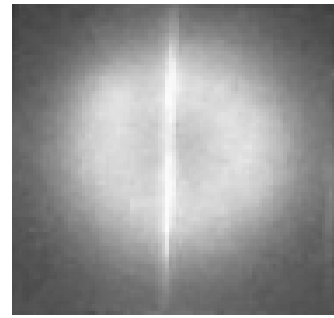


図 23 過度状態の赤外線画像

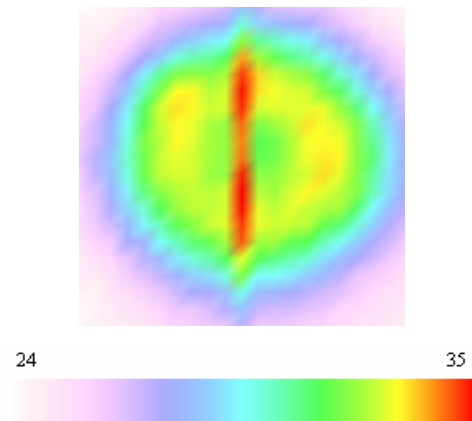


図 24 絶対温度分布画像

図 24 より、傷の位置、形状を識別することができた。このように真っ暗な空間中では、第 3.2 節で述べた可視光中の穴状貫通欠損の場合よりも明確に欠損探査が可能である。

これは、第 3.2 節の穴状貫通欠損探査を暗幕で覆われた真っ暗な空間で行えばよりコントラストが明確な欠損が探査可能であることを意味する。換言すれば、赤外線カメラを用いた欠損探査は可能な限り暗い空間中で行う方が探査感度向上に好ましいと言える。

#### 4 結論

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

その結果、熱的過度現象が終了した定常状態では発見できない小さな穴や傷も、熱的過度現象が終了する前の過度状態を測定することにより、欠損探査が可能であることが判明した。

暗幕を用いて反射光を削減し、測定対象物のみが放射する赤外線測定はより正確な表面温度分布を測定可能とすることが具体的に明らかとなった。

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

#### 参考文献

- [1]鈴木 剛、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、2008年度法政大学大学院工学研究科修士論文

# バルクハウゼン信号の周波数揺らぎ解析

12X2005 飯田 未来 指導教員 齊藤 兆古

## 論文概要

強磁性材料で観測されるバルクハウゼン信号は応力履歴や残留応力によって変化する特徴をもつ。しかし、従来の信号処理技術ではバルクハウゼン信号から強磁性材料の応力履歴などを識別できなかった。この理由として、バルクハウゼン信号はバルクハウゼンノイズとも呼ばれるように、再現性に乏しく、単純なフーリエ・パワースペクトラム解析では規則性や周波数特性が簡単に掌握できないことに起因する。

本研究では、強磁性体が磁化に伴い発するバルクハウゼン信号から機械的応力、放射線欠損等を周波数揺らぎ解析によって識別する方法を提案し、その妥当性を検証する。

## 1 序論

強磁性体材料は、主に鉄との化合物であり、それらは自動車や電車、超高層ビルなど様々な人工製品の構造フレームとして広範囲に使用されている。このため、生活に欠かせない強磁性材料をフレームとする日常の様々な機器を安心して使用するために、強磁性材料の応力に対する特性評価は欠かせない。

鉄・ニッケル・コバルトやガーネット等の強磁性体が磁化されると、磁化過程でバルクハウゼン信号が観測される。このバルクハウゼン信号は、外部から加わる機械的応力や放射線に対して非常に敏感である[1]。

原子炉の主要構成材料である鉄材も、中性子照射によりバルクハウゼン信号の変化が観測される。換言すれば、バルクハウゼン信号の観測から、鉄材の放射線劣化や機械的応力履歴を探索することは原理的には可能である。

しかしながら、バルクハウゼン信号から強磁性体の応力履歴等を判別することは事実上不可能に近い。なぜならバルクハウゼン信号は、「バルクハウゼンノイズ」とも言われるように再現性が乏しく、従来の信号処理では規則性などの特性把握が不可能である。

近年、我々のグループで開発した周波数揺らぎ解析をバルクハウゼン信号へ適用し、巨視的な規則性の抽出に成功した[2]。

我々のグループが開発した周波数揺らぎ解析法は、何らかの人間の経験的技術を必要とする。すなわち、一定の習熟度を必要とする課題がある。

本論文の目的は人間の習熟技術等を全く必要としないバルクハウゼン信号処理技術の開発である。

この目的を遂行する方法として、 $1/f$ 揺らぎで知られる周波数揺らぎを、単純な1次関数で無く、高次の周波数揺らぎへ一般化する。次に、バルクハウゼン信号から得られた高次周波数揺らぎの特徴を3次元空間

に可視化する。

我々はすでに本論文で採用した一般化周波数揺らぎ解析法を用いて、バルクハウゼン信号から応力負荷の可視化に一定の結果を得ている[3]。

本論文は、先行論文の追試的であるが、先行研究で残された課題、すなわち、人間の習熟技術不要とすることを意図している。

すなわち、先行論文は環境が整備された研究室において測定されたバルクハウゼン信号であり、サンプル数も少ない。さらに、1次から高次周波数揺らぎへ拡張する場合、どの程度の次数まで拡張するかの判断基準がない。従って、解析に依然として人間の経験的習熟度を必要とする。

他方、本論文では、検証実験として十分な数と考えられる40個の方向性・無方向性合の供試強磁性材料を採用した。さらに、理論的な背景に課題が残るが、フーリエ・スペクトラム対周波数空間におけるバルクハウゼン信号の特徴を可視化可能とする、当該信号を近似する高次補間関数の次数決定と補間関数の係数処理方法を解明した。

我々が提案する手法は人間の経験的要素を削除し、高次周波数揺らぎ解析がバルクハウゼン信号から応力負荷の巨視的可視化を可能とした。

## 2 周波数揺らぎ解析

### 2.1 $1/f$ 周波数揺らぎ

信号の高調波次数とフーリエ・スペクトラムの大きさをそれぞれ、 $x, y$  軸にプロットした特性を信号の周波数特性と呼ぶ。

周波数揺らぎ解析では、信号の高調波次数とフーリエ・スペクトラムの大きさをそれぞれ、図1に示すように両対数の  $x, y$  軸にプロットする。

周波数とフーリエ・パワースペクトラム両者の対数

値に対して、周波数に対するフーリエ・パワースペクトラムの変化率を  $a_0 + a_1 f$  なる周波数  $f$  に対する 1 次関数で近似する。 $a_0$  と  $a_1$  はそれぞれ 0 次と 1 次の周波数ゆらぎの係数であり、 $a_1$  は 1 次の周波数ゆらぎ特性を与える。特に、 $a_1 = -1$  の場合を  $1/f$  揺らぎ特性と呼ぶ。この  $1/f$  揺らぎ特性はさざなみや川のせせらぎなどの自然現象に多く含まれ、人間に癒し効果を与えると言われている。

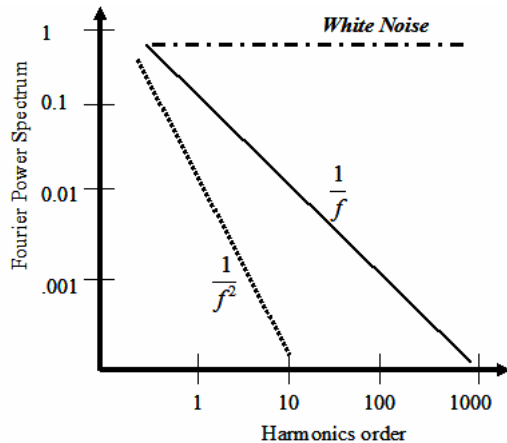


Fig.1  $1^{\text{st}}$  order frequency fluctuation

図 1 の中で、フーリエ・パワースペクトラムが周波数に対して一定  $a_1 = 0$  な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。また、 $a_1 = -2$  の場合  $1/f^2$  揺らぎと呼ばれる傾きが急峻な信号で、ホワイトノイズと同様に過度な規則性が人間に不快感を与えるとされている。

人間に癒し効果を与えると言われる、 $a_1 = -1$ 、すなわち、 $1/f$  周波数ゆらぎは、完全なランダム信号、 $a_1 = 0$ 、と完全に規則的な信号、 $a_1 = -\infty$  の中間に位置する周波数ゆらぎ特性であることは興味深い。

## 2.2 基礎方程式

任意の信号  $g(t)$  を考え、そのフーリエ・パワースペクトラム  $G(f)$  とする。周波数  $f$  とフーリエ・スペクトラム  $G(f)$  両者の対数をとる。すなわち、フーリエ・スペクトラムと周波数の両対数空間に  $G(f)$  と  $f$  をプロットし、信号  $g(t)$  の周波数特性を抽出する。

フーリエ・スペクトラムと周波数の両対数空間で、信号の巨視的周波数特性が周波数の 1 次関数で近似される。

$$h(f) = a_0 + a_1 f \quad (1)$$

式(1)の係数  $a_0$ ,  $a_1$  は最小二乗法によって決定される。すなわち、式(1)の係数を要素とするベクトル  $\mathbf{A}$  は

式(2)で与えられる。

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

式(2)のベクトル  $\mathbf{A}$ ,  $\mathbf{Y}$  と係数行列  $\mathbf{C}$  はそれぞれ以下の(3)-(5)式によって与えられる。

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

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} h(y_0) \\ h(y_1) \\ \vdots \\ h(y_m) \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & f_0 \\ 1 & f_1 \\ 1 & f_2 \\ \vdots & \vdots \\ 1 & f_m \end{bmatrix}. \quad (5)$$

式(4),(5)において、 $m$  は式の数であり、サンプル周波数の数と一致する。このため、式(3)-(5)の条件は常に成り立つ。

図 2 は、典型的なバルクハウゼン信号と 1 次関数近似曲線をそれぞれ緑線と赤線で示す。

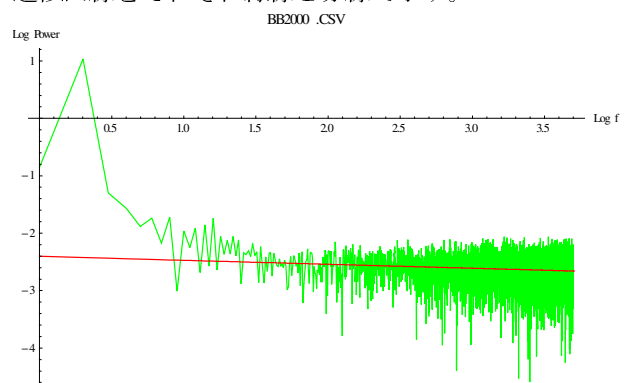


Fig.2 Typical frequency characteristic of a Barkhausen signal drawn by thin-green line, and its  $1^{\text{st}}$  order least squares curve drawn by thick-red line.

## 2.3 高次周波数揺らぎ

強磁性体の磁化過程で生ずるバルクハウゼン信号は複雑な周波数特性を呈するため、図 1 に示す周波数の 1 次関数で表現できない。このため、バルクハウゼン信号の周波数特性を式(6)に示す高次補間関数で近似する。

$$h(f) = a_0 + a_1 f + a_2 f^2 + \dots + a_n f^n \quad (6)$$

式(6)の係数は式(1)と同じく従来の  $1/f$  周波数ゆらぎで使われる最小自乗法で決定する。すなわち、求め

るべき係数を要素とする列ベクトルを  $n+1$  次の  $\mathbf{A}$ ,  $m+1$  行  $n+1$  列の係数行列  $C$  をそれぞれ、(7),(8)式、

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ \vdots \\ a_n \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & f_0 & f_0^2 & \cdots & f_0^n \\ 1 & f_1 & f_1^2 & \cdots & f_1^n \\ 1 & f_2 & f_2^2 & \cdots & f_2^n \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & f_m & f_m^2 & \cdots & f_m^n \end{bmatrix} \quad (8)$$

とすれば、 $m \gg n$  であるから、最小自乗法が適用可能であり、式(2)を満たす式(6)の係数  $a_0, a_1, a_2, \dots, a_n$  が求められる[3]。

図3は、典型的なバルクハウゼン信号と5次関数近似曲線の典型例それぞれ緑線と赤線で示す。

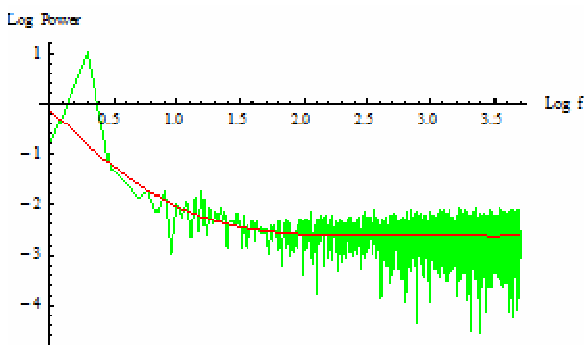


Fig.3 Typical frequency characteristic of a Barkhausen signal drawn by a thin-green line, and its 5<sup>th</sup> order least squares curve drawn by a thick-red line.

### 3 実験

図4に示すように磁性体の周囲へコイルを巻き、磁性体近傍で磁石を運動させるとバルクハウゼン現象に起因する電圧がコイルに誘起する。

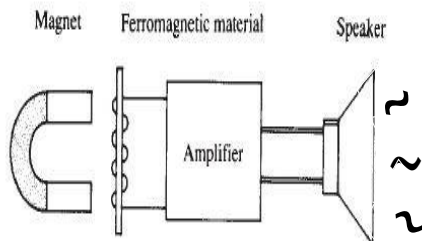


Fig.4 Schematic diagram of the Barkhausen noise measurements.

この電圧を増幅してスピーカーへ入力すればスピーカーからバルクハウゼンノイズ (Barkhausen noise) 音が聞かれる。図5は赤が入力電圧、青がバルクハウゼン音の波形である。

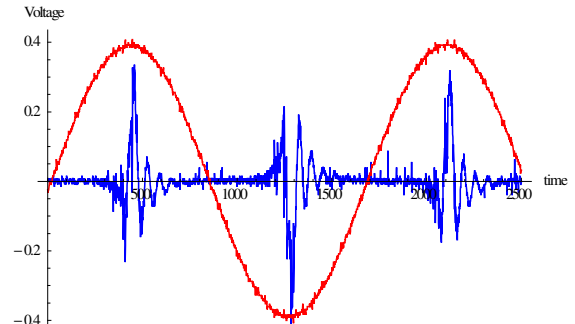


Fig.5 A typical Barkhausen noise; the red and blue lines are denoting the exciting voltage and Barkhausen noise, respectively.

供試材料は厚さ 0.2mm、長さ 120mm、幅 20mm の方向性珪素鋼板、無方向性珪素鋼板がそれぞれ 20 枚ずつ合計 40 個である。供試珪素鋼板に太さ 0.4mm のホルマル線 500 回巻きのサーチコイルを装着し、サーチコイルの誘起電圧からバルクハウゼン信号(音)を測定する。

バルクハウゼン信号の応力特性を測定する実験方法を図6に示す。中央の錘を変更することで、応力が加わっていない状態と応力が加わった状態のバルクハウゼン信号を2種類を測定する。応力が加わる場合のバルクハウゼン信号は、供試珪素鋼板が変形しないように非磁性体である木材を用いて 500g の錘を吊るすことで応力負荷とした。

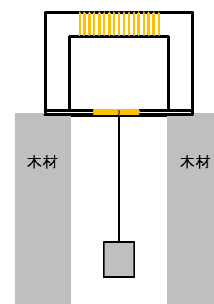


Fig.6 Schematic diagram for Barkhausen-stress characteristic measurements.

断面積が充分大きいU字形フェライトコアに0.4mmのホルマル線500回巻の励磁コイルを設け、この励磁コイルに3Hzの正弦波交流電圧を印加して、U字形フェライトの脚面に供試珪素鋼板を密着させて磁化した。

図4に示すスピーカーから流れるバルクハウゼン音



となる信号電圧をフーリエ変換した。得られたフーリエ・パワースペクトラムと周波数の関係を図3と同様に両対数軸上にプロットし、式(6)の高次補間関数を適用した。

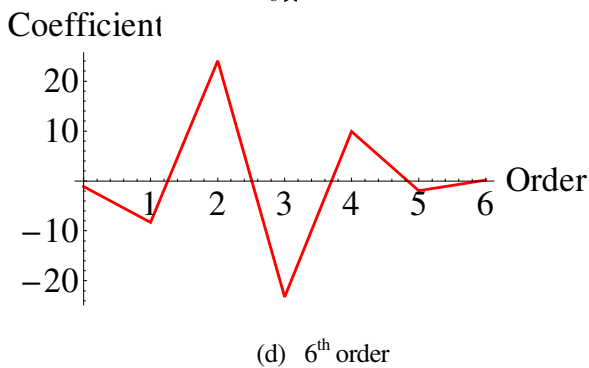
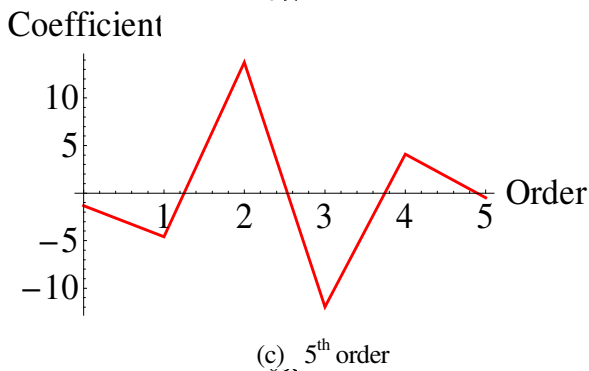
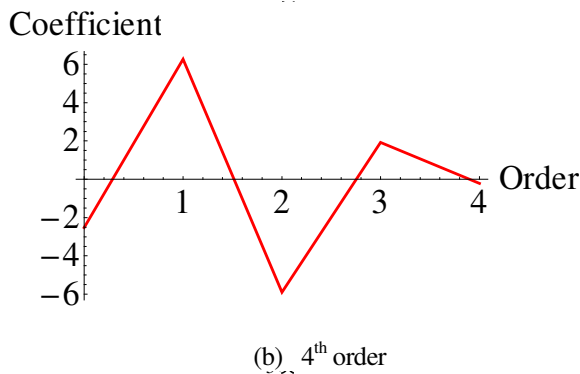
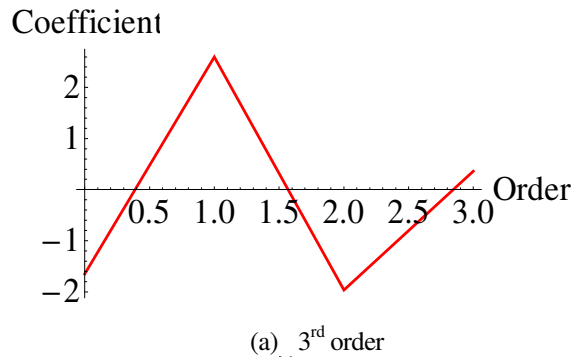


Fig.7 Variation of coefficients of the interpolated function of (6) when changing the order from  $n=3$  to 6<sup>th</sup>.

図7は3次から6次まで近似次数  $n$  を増加した場合の係数、 $a_0, a_1, a_2, \dots, a_n$  の変化を示す。図7(a)から7(b)で、 $a_0, a_1, a_2$  係数は同じ傾向(正負の勾配)を示すが、図7(c)から全く異なった傾向を示す。

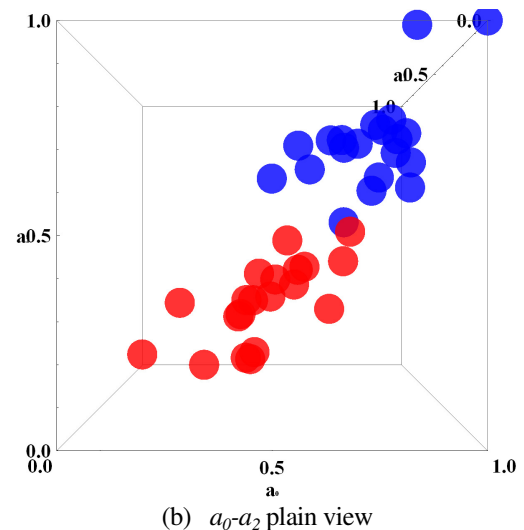
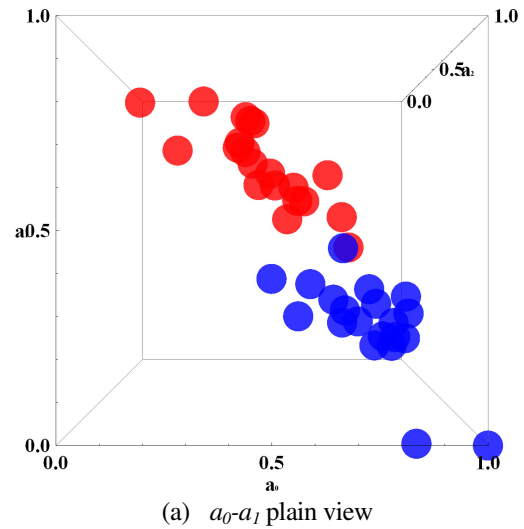


Fig.8 3-dimensional visualization of the Barkhausen signal frequency characteristics when applying 0.8 peak sinusoidal voltage to an exciting coil in Fig.6; the target specimen are the  $0.2 \times 20 \times 120$ mm domain oriented silicon steels; and the blue and red colors are denoting the 500g loaded and no load conditions, respectively.

式(6)の補関数で、次数の増加に伴い係数の傾向が変化した最低次数の係数をバルクハウゼン信号の固有情報と仮定する。この仮定は、補関数の係数が低次から高次へ変化する最低次の補関数は磁区の周波数特性が低周波支配的な条件から高周波支配的な条件へ変化する、すなわち、補関数の次数  $n$  を与えると考えられるに拠る。

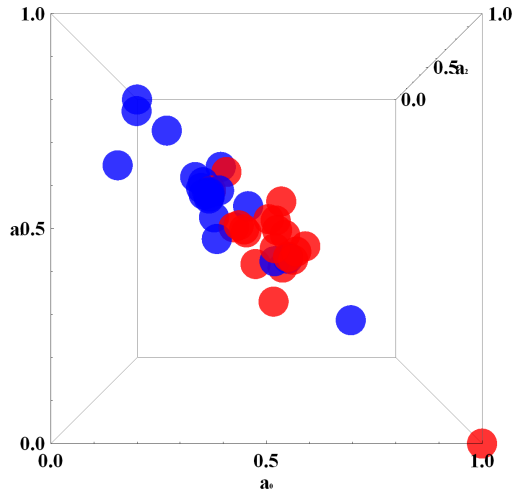
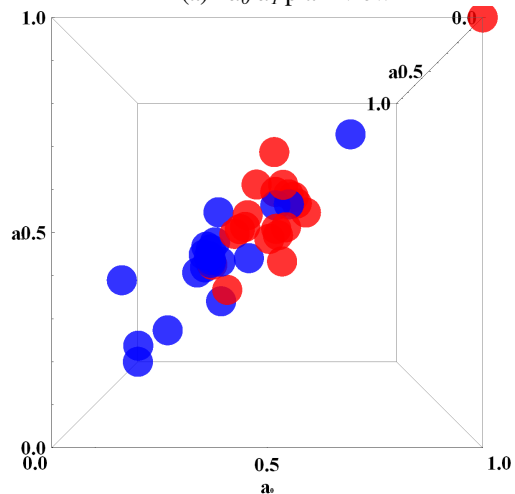
(a)  $a_0$ - $a_1$  plain view(b)  $a_0$ - $a_2$  plain view

Fig.9 3-dimensional visualization of the Barkhausen signal frequency characteristics when applying 0.8 peak sinusoidal voltage to an exciting coil in Fig.6; a target specimen are the  $0.2 \times 20 \times 120$ mm isotropic silicon steels; and the blue and red colors are denoting the 500g loaded and no load conditions, respectively.

式(6)の補関数で、係数の傾向が変化する最低次の次数、第5次近似を採用した。5次補関数の係数で、定数項から2次までの係数  $a_0, a_1, a_2$ 、それぞれの最大値を1、最小値を0へ正規化する。正規化された係数  $a'_0, a'_1, a'_2$ をそれぞれ  $x, y, z$ -の3次元直交座標系の座標値へ対応させる。その結果、応力印加時(青丸)と非印可時(赤丸)の相違が図8-11に示すように可視化される。

図8の方向性珪素鋼板では赤、青、すなわち、応力負荷の有無が良好にグルーピングされている。一方、図9の無方向性珪素鋼板では、同一条件にも拘らずいずれの応力条件でも中心付近へグルーピングされている。これは磁路が何れの方向に対してもランダムに形

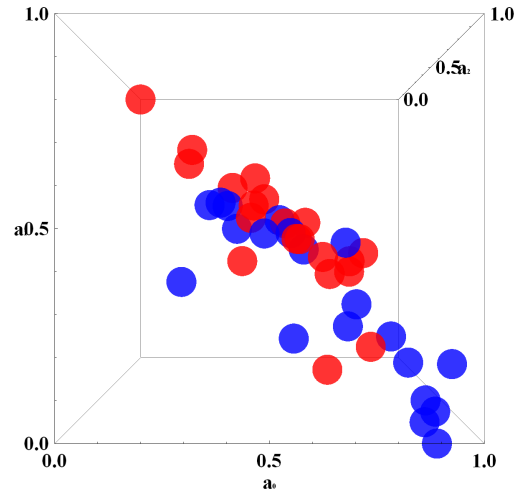
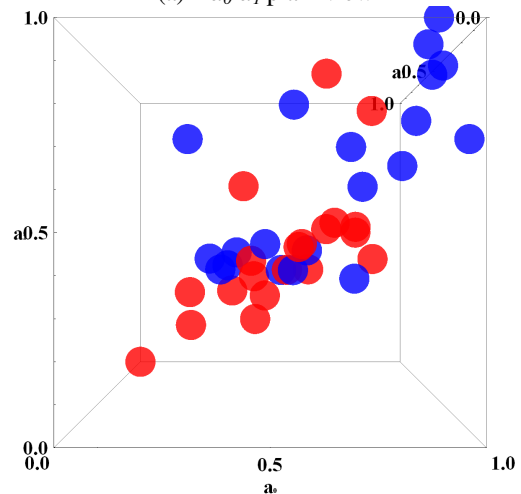
(a)  $a_0$ - $a_1$  plain view(b)  $a_0$ - $a_2$  plain view

Fig.10 3-dimensional visualization of the Barkhausen signal frequency characteristics when applying 0.4 peak sinusoidal voltage to an exciting coil in Fig.6; the target specimen are the  $0.2 \times 20 \times 120$ mm domain oriented silicon steels; and the blue and red colors are denoting the 500g loaded and no load conditions, respectively.

成されている無方向性珪素鋼板と特定方向へ形成されている方向性珪素鋼板では、バルクハウゼンノイズは方向性珪素鋼板の磁化容易軸に対して顕著に観察され、その固有情報の抽出が容易であることを意味する。

本論文では、固有情報の抽出が容易な方向性珪素鋼板の応力特性に関して論じ、無方向珪素鋼板は今後の研究課題とする。

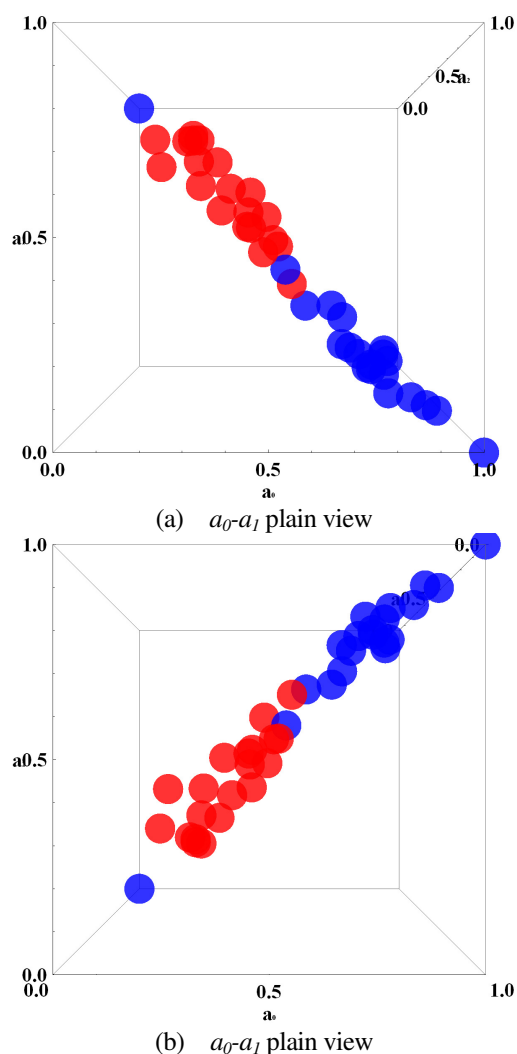


Fig. 11 3-dimensional visualization of the Barkhausen signal frequency characteristics when applying 1.0 peak sinusoidal voltage to an exciting coil in Fig.6; the target specimen are the  $0.2 \times 20 \times 120$ mm domain oriented silicon steels; and the blue and red colors are denoting the 500g loaded and no load conditions, respectively.

励磁周波数を 3Hz に固定し、ピーク励磁電圧を 0.4 から 1.0V まで変化させた場合のバルクハウゼン信号の応力に対する特性を周波数揺らぎ解析で抽出を試みる。

図 10,11 はそれぞれピーク励磁電圧 0.4V,1.0V に於けるバルクハウゼン信号のゆらぎ解析結果である。

図 10 で、赤色(応力無)と青色(応力有)が混在し、明確に応力の有無が判別できない。この原因は励磁電圧が低いと図 5 に示すバルクハウゼン信号が実験室の周辺電磁ノイズに埋もれるためである。

図 11 で、励磁電圧が充分大きいためバルクハウゼン信号が増大し、実験室の環境電磁ノイズが無視でき、応力負荷の有無が明確に感知可能である。

#### 4 結論

本稿は、強磁性体の磁化過程で生じるバルクハウゼン信号から応力の有無を一定の条件下で大まかな判別可能とした。恐らく、全ての供試試料が完全に同じ磁区構造であれば、完全に応力の有無は識別可能であろう。現実には、供試試料が完全に同じ磁区構造を持たないため、応力有無の完全な識別は不可能である。

本論文で得られた最大の果実は、バルクハウゼン信号の特徴を表現する補関数の次数はクラスタリングを一切行わない全周波数特性から一意的に決まる点である。

#### 参考文献

- [1] R. M. Bozorth, Ferromagnetism. New York: IEEE Press, 1993, p.462
- [2] Satoshi Nojima and Yoshifuru Saito, "Application of frequency fluctuation to Barkhausen signals and its application," J. Magn. Soc. Japan, vol. 35, pp. 380-385, 2011.
- [3] Jun Kawazoe, Iliana Marinova and Yoshifuru Saito, Fluctuation Frequency Analysis of the Barkhausen Signals Under Static and Dynamic Stresses," IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS, VOL. 49, NO. 5, pp.1997-2000, MAY 2013.

## タイヤ側面を介した非接触給電の提案

12X2019 大藤 義寛 指導教員 齊藤 兆古

### 論文概要

本研究では自動車のタイヤ側面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。

空心変圧器の変圧器としての性能、すなわち、結合係数の実測値と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)と車載バッテリーと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。

何れの場合も充電ケーブルを直接に接続する必要がある。雨天では、濡れたケーブルが地面の上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り、

非接触充電を利用することによって、EVを充電装置近傍の所定の位置へ停車するだけで充電できるようになる[1]。このため、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。EVが普及することで電磁環境問題の解決にも寄与すると考える。

本研究は、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法の提案である。特にタイヤ側面を介した非接触給電システムの可能性を考究する。

### 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体、回転体、水中・真空管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にする。

非接触での電力供給を可能にする主要な技術は、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。

本研究では、タイヤの側面に給電器を取り付ける「電磁誘導方式」の一種であり、タイヤと給電器のギャップを数ミリにできることから、高効率な電磁誘導方式が期待できる。

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。

本研究では、自動車のタイヤ側面が円形であることに着目し、その外側への搭載を目的としたため、円形の平面変圧器を用いる。

## 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側に非接触変圧器の二次コイルを搭載するため、円形の平面型空心変圧器を採用する。

図1は一次・二次側ともにコイルの巻き数を200回とした平面型円形空心変圧器の試作器である。

図2は一次・二次側ともにコイル巻き数をそれぞれ50回巻とした平面型円形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(200回巻)

表1 200回巻円形コイルの諸定数

1次側巻数[turn]	200
2次側巻数[turn]	200
使用した銅線の直径[mm]	0.4



図2 円形平面型変圧器(50回巻)

表2 50回巻円形コイルの諸定数

1次側巻数[turn]	50
2次側巻数[turn]	50
使用した銅線の直径[mm]	0.4

## 2.3 有限要素法を用いたシミュレーション

タイヤの側面に受電(二次)コイルを配置し、その外側に送電(一次)コイルを配置し、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。図3、4参照。

また、昨年度に提案されたタイヤの接地面の内側へ受電(二次)コイル配置し、タイヤ接地面に送電(一次)コイルを配置し、タイヤの厚みを空隙とする方式との比較をするために、こちらの方式でも3次元有限要素法シミュレーションを行った[2]。図5参照。

表3はシミュレーションに用いた汎用ソフト Jmag の設定情報を示す。

図6にシミュレーションによる磁束密度ベクトル分布の一例を示す。

表3 JMag の設定

解析方法	周波数応答解析
設定周波数[kHz]	10

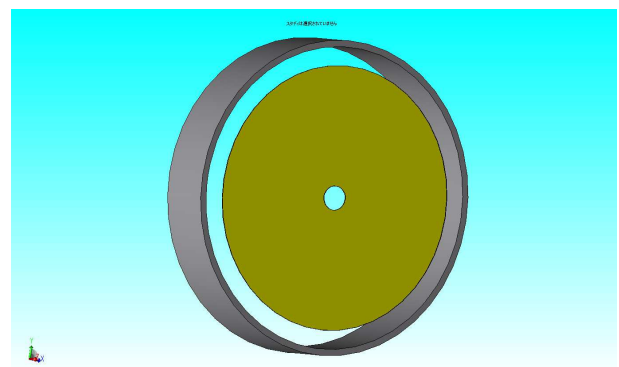


図3 タイヤ側面を用いる方式でのシミュレーションモデル(200回巻)

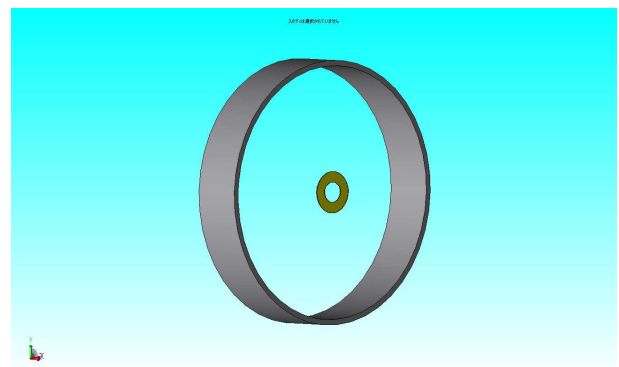


図4 タイヤ側面を用いる方式でのシミュレーションモデル(50回巻)



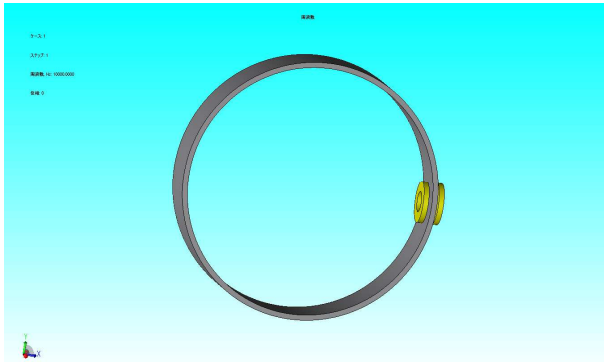


図5 接地面を用いる方式でのシミュレーションモデル(50回巻)

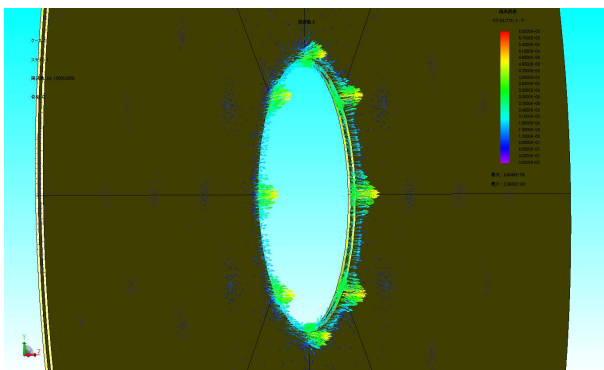


図6 シミュレーション結果の一例

## 2.4 結合係数

変圧器の基礎的で最も重要な性能指標である結合係数  $\kappa$  を調べる。

変圧器の一次・二次コイルを図7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[3]。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8、図9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(4)から結合係数  $\kappa$  が求まる。

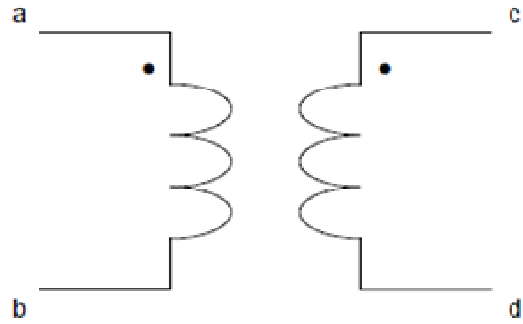


図7 変圧器回路モデル

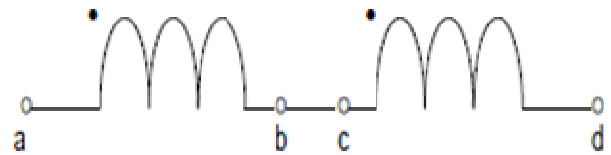


図8 和動接続  $L_s$

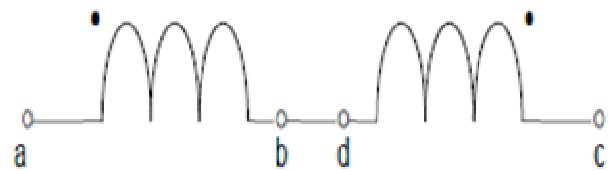


図9 差動接続  $L_o$

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

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

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

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

表4、表5、及び表6はそれぞれ図1、2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10kHzとした。

表4 タイヤ側面を用いる方式での平面型変圧器(200回巻)の結合係数

	測定値	シミュレーション値
Gap[mm]	0.400	0.400
一次側コイル $L_1$ [mH]	4.062	0.115
二次側コイル $L_2$ [mH]	4.030	0.115
和動接続 $L_s$ [mH]	15.622	0.381
差動接続 $L_o$ [mH]	0.309	0.079
$M$ [mH]	3.828	0.076
結合係数 $\kappa$	0.946	0.657

表5 タイヤ側面を用いる方式での平面型変圧器(50回巻)の結合係数

	測定値	シミュレーション値
Gap[mm]	0.400	0.400
一次側コイルL1[mH]	0.181	0.016
二次側コイルL2[mH]	0.180	0.016
和動接続Ls[mH]	0.708	0.052
差動接続L0[mH]	0.024	0.011
M[mH]	0.171	0.010
結合係数 $\kappa$	0.946	0.653

表6 接地面を用いる方式での平面型変圧器(50回巻)の結合係数

	測定値	シミュレーション値
Gap[mm]	30.000	0.400
一次側コイルL1[mH]	0.181	0.155
二次側コイルL2[mH]	0.180	0.155
和動接続Ls[mH]	0.438	0.355
差動接続L0[mH]	0.306	0.266
M[mH]	0.033	0.022
結合係数 $\kappa$	0.183	0.144

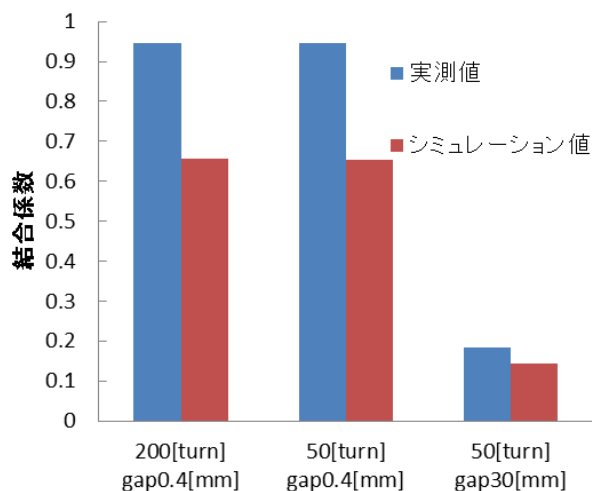


図10 結合係数

### 3. 考察

#### 3.1 結合係数

結合係数  $\kappa$  は変圧器の一次巻線と二次巻線との結合の度合いを示す無次元数である。結合係数が大きいほど理想的な変圧器であり、結合係数が小さいと漏れ磁束が大きいことを示している[4]。

表4, 表5, 表6および図10より測定値・シミュレーション値ともにエアギャップが大きくなると結合係数

の大きさは小さくなっていることが読み取れる。このことから、コイル間のエアギャップが大きくなると、漏れ磁束が増加し鎖交磁束は減少する、つまり理想的な変圧器からは遠ざかってしまうということがわかる。

#### 3.2 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。

図10に示すように、結合係数はいずれの場合も実測値がシミュレーション値よりも大きくなっているが、全体の傾向としては概ね一致している。

### 4. 結論

本研究では自動車のタイヤ側面に平面型空心変圧器の二次(受電側)コイルを設置し、タイヤの外側に配置した一次(送電側)コイルを設けた電磁誘導で給電する方式の可能性を検討した。

昨年度に提案されたタイヤの接地面の内側へ受電(二次)コイル配置し、タイヤ接地面に送電(一次)コイルを配置し、タイヤの厚みを空隙とする方式と結合係数の面から比較すると、本研究で提案した方式の方が良好な値を示していた。

変圧器の性能、すなわち、結合係数の向上においてエアギャップは障害であり、本研究で提案したエアギャップを小さくできる方式が有効であるといえる。

また、本研究で提案した方式はコイルの正確な位置合わせが容易である点も評価出来ると考える。

#### 参考文献

- [1] 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)
- [2] 渡橋悠馬: 「タイヤを介した非接触給電の提案」(法政大学20104年度卒業論文)
- [3] 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/>>
- [4] 川西健次, 近角聡信, 櫻井良文: 「磁気工学ハンドブック」, 1998年

### 3次元有限要素法による平面状一次・二次コイル分離型変圧器の設計

12X2023 小野 裕太郎 指導教員 齊藤 兆古

本研究では、3次元有限要素法および *Mathematica* による数値シミュレーションを用いて非接触給電装置の基礎的な解析を行う。研究に用いる装置の形状は平面状一次・二次コイル分離型変圧器である。変圧器の結合係数、電力伝送効率などを実測値とシミュレーション値の比較により設計の妥当性を検証し、3次元有限要素法数値シミュレーションによる設計の有用性を示していくことを目的とする。

#### 1 緒言

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

本稿は電気自動車を前提とする非接触給電システム開発に関するものであり、具体的には非接触給電システムの基幹要素である平面状一次・二次コイル分離型変圧器の計算機支援設計の妥当性を検討するものである。一次・二次コイル間のギャップを変更した場合や共振型変圧器とした場合などの電力伝送効率や結合係数の特性を検討し、さまざまな使用条件に応じる一次・二次コイル分離型変圧器の最適設計を3次元有限要素法を用いて具体的な例題を示しながら検討する。

#### 2 非接触給電システム

##### 2.1 非接触給電システムとは

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」、「レーザー方式」等がある。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ロボットや、移動中の電気自動車への非接触給電も考えられる。

本研究ではコイル間の距離が短く、十分に高効率な給電が期待できるため、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。

また、変圧器のコア材は比較的重量があるため、コア材の量を削減する方途として高周波駆動が一般的である。高周波特性のよい磁性材料はフェライトである。このフェライトをコア材料とする一次・二次コイル分離型変圧器を試作した。

図1は2個の平面型フェライトコアを用いた一次・二次コイル分離型の試作変圧器であり、一次・二次側ともにコイル巻数を73回巻とした。諸定数を表1に示す。



図1 1次・2次コイル分離型変圧器(平面型)

表1 平面型コイルの諸定数

コアの材料	フェライト
一次側巻線	73巻
二次側巻線	73巻
銅線の直径	0.4mm

### 2.3 シミュレーションモデル

第2.2節で述べた一次・二次コイル分離型の変圧器の有限要素法によるシミュレーションモデルを作成した。

それぞれのシミュレーションモデルを図2に示し、JMAGの設定詳細を表2に示す。

本研究で使用した3次元有限要素法汎用パッケージソフトは株式会社JSOLのJMAGである。また回路の解析には株式会社WolframのMathematicaを用いた。

表1 JMAGの設定

解析方法の種類	周波数応答解析
コアに使用する材料	フェライト(JFE270)

### 2.5 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 $\kappa$ を調べる。変圧器の一次・二次コイルを図3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[2]。

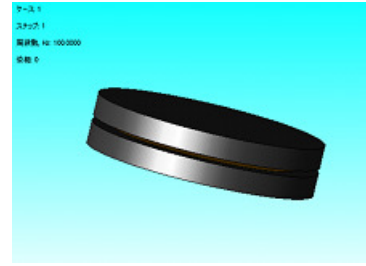


図2 電磁界解析モデル(平面型)

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4、図5に示す結線を施しインピーダンスを測定することで式(4)から結合係数 $\kappa$ が求まる。

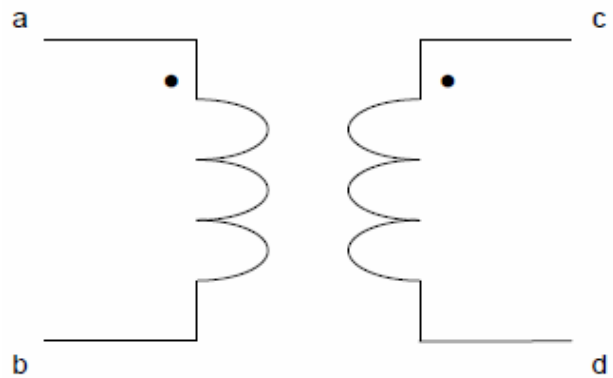
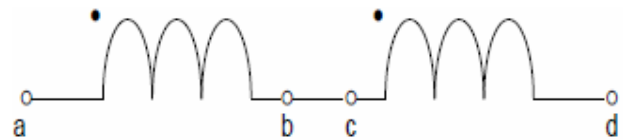
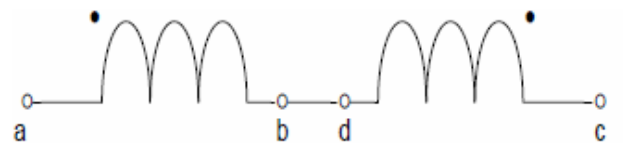


図3 変圧器回路モデル

図4 和動接続 $L_s$ 図5 差動接続 $L_o$ 

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

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

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

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

表3, 表4, 表5, 表6, 表7, 表8にコイル間ギャップが0mm, 3mm, 5mmにおけるコイルインダクタンス, 結合係数の実験値, 理論値をそれぞれ示す.

表3 結合係数の実験値(コイル間ギャップ0mm)

周波数 (kHz)	L1 (μH)	L2 (μH)	Ls (μH)	Lo (μH)	M (μH)	結合係数
0.1	3963	4090	16027	108	3980	0.99
0.3	3963	4064	15995	103	3973	0.99
0.5	3973	4090	15884	102	3945	0.98
1	3988	4043	15876	105	3943	0.98
3	3916	4015	15965	105	3965	1.00
5	3898	4019	15931	109	3955	1.00
10	3940	4090	16122	103	4005	1.00
50	4377	4536	17905	95	4452	1.00

表4 結合係数の理論値(コイル間ギャップ0mm)

周波数 (kHz)	L1 (μH)	L2 (μH)	M (μH)	結合係数
0.1	3621	3720	3629	0.99
0.3	3621	3720	3629	0.99
0.5	3621	3720	3629	0.99
1	3621	3720	3629	0.99
3	3621	3720	3629	0.99
5	3621	3720	3629	0.99
10	3621	3720	3629	0.99
50	3621	3720	3629	0.99

表5 結合係数の実験値(コイル間ギャップ3mm)

周波数 (kHz)	L1 (μH)	L2 (μH)	Ls (μH)	Lo (μH)	M (μH)	結合係数
0.1	0	1512	1571	5921	1413	0.92
0.3	0	1517	1562	5921	1415	0.92
0.5	1	1515	1566	5886	1404	0.91
1	1	1520	1569	5897	1409	0.91
3	3	1538	1581	5828	1390	0.89
5	5	1528	1560	5984	1430	0.93
10	10	1539	1587	6002	1434	0.92
50	50	1565	1613	6124	1465	0.92

表6 結合係数の理論値(コイル間ギャップ3mm)

周波数 (kHz)	L1 (μH)	L2 (μH)	M (μH)	結合係数
0.1	1396	1435	1327	0.94
0.3	1396	1435	1327	0.94
0.5	1396	1435	1327	0.94
1	1396	1435	1327	0.94
3	1396	1435	1327	0.94
5	1396	1435	1327	0.94
10	1396	1435	1327	0.94
50	1396	1435	1327	0.94

表7 結合係数の実験値(コイル間ギャップ5mm)

周波数 (kHz)	L1 (μH)	L2 (μH)	Ls (μH)	Lo (μH)	M (μH)	結合係数
0.1	1257	1299	4806	274	1133	0.89
0.3	1241	1289	4817	274	1136	0.90
0.5	1251	1292	4803	274	1132	0.89
1	1251	1292	4786	275	1128	0.89
3	1279	1324	4870	281	1147	0.88
5	1259	1301	4806	275	1133	0.89
10	1257	1295	4829	278	1138	0.89
50	1280	1321	4937	276	1165	0.90

表8 結合係数の理論値(コイル間ギャップ5mm)

周波数 (kHz)	L1 (μH)	L2 (μH)	M (μH)	結合係数
0.1	1061	1039	957	0.91
0.3	1061	1039	957	0.91
0.5	1061	1039	957	0.91
1	1061	1039	957	0.91
3	1061	1039	957	0.91
5	1061	1039	957	0.91
10	1061	1039	957	0.91
50	1061	1039	957	0.91

シミュレーションによって算出された磁力線の分布例を図4に示す.

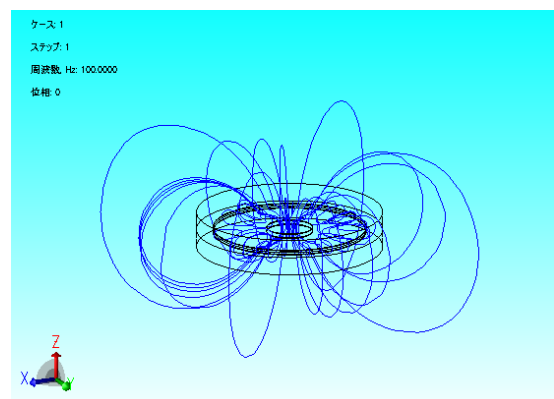


図4 磁力線の分布 (ギャップ0mm)

## 2.6 電力伝送効率

### 2.6.1. 非共振回路

本研究では図5に示す非共振型等価回路を前提として実験を行い *Mathematica* によって式(5), (6)を解き, 理論値を算出した.

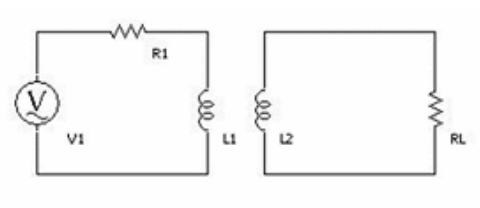


図5 非共振型回路

$$V_1 = (R_1 + j\omega L_1)I_1 + j\omega M I_2 \quad (5)$$



$$0 = j\omega MI_1 + (R_L + j\omega L_2)I_2 \quad (6)$$

本研究では入力電圧 8[V],一次側抵抗 10[Ω]で実験を行った。

図6に示してあるように,負荷抵抗は 10[Ω]のときと比べて 100[Ω]のときのほうがシミュレーションでは効率が良かったため,負荷抵抗は 100[Ω]で実験を行った。

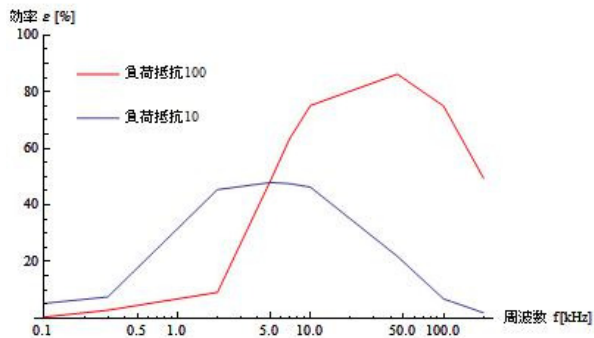


図6 負荷抵抗 100[Ω], 10[Ω]時の効率

コイル間ギャップが 0mm, 3mm, 5mm 時の理論値と実験値をそれぞれ図7, 図8, 図9に示す。

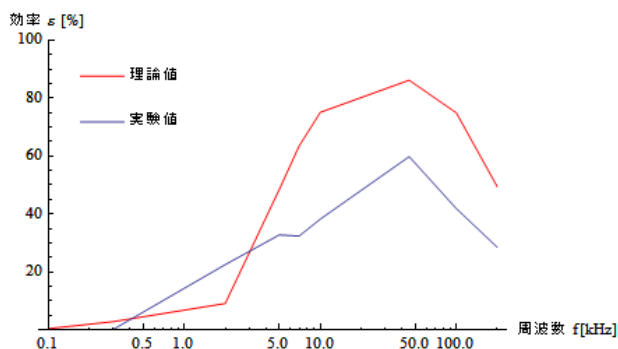


図7 電力伝送効率(ギャップ 0mm)

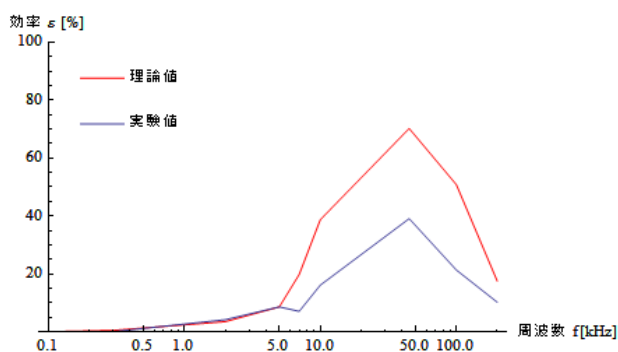


図8 電力伝送効率(ギャップ 3mm)

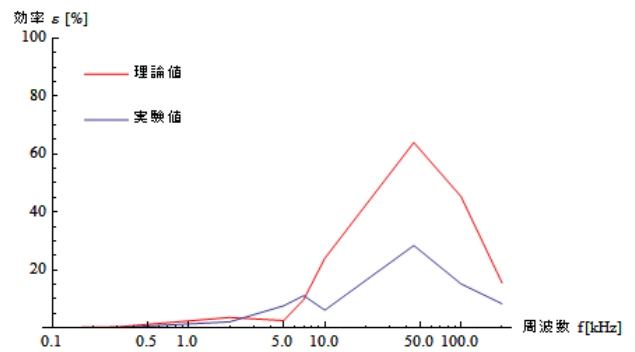


図9 電力伝送効率(ギャップ 5mm)

次にファンクションジェネレータの内部抵抗 50[Ω]を考慮した場合の理論値と実験値をそれぞれ図10, 図11, 図12に示す。

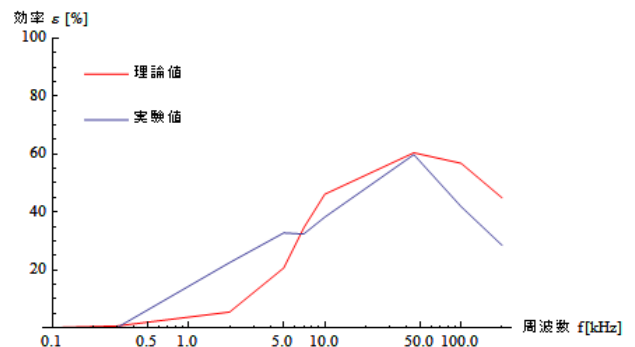


図10 電力伝送効率(ギャップ 0mm)

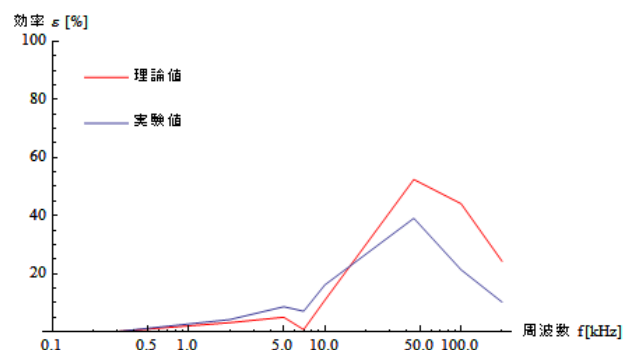


図11 電力伝送効率(ギャップ 3mm)

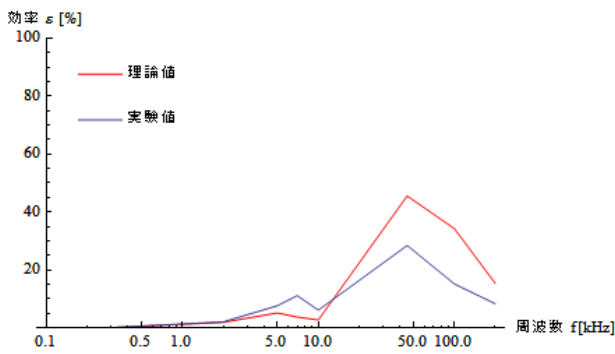


図12 電力伝送効率(ギャップ5mm)

### 2.6.2. 並列共振回路

本研究では図13に示す二次並列共振回路を前提として実験を行い、*Mathematica*によって式(7)~(9)を解き、理論値を算出した。

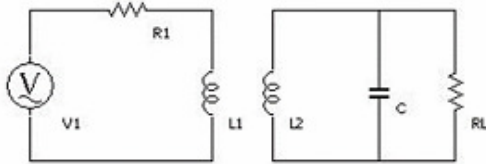


図13 二次並列共振回路

$$V_1 = (R_1 + j\omega L_1)I_1 + j\omega MI_2 \quad (7)$$

$$0 = j\omega MI_1 + (j\omega L_2 - \frac{j}{\omega C})I_2 + \frac{j}{\omega C}I_3 \quad (8)$$

$$0 = \frac{j}{\omega C}I_2 + (R_L - \frac{j}{\omega C})I_3 \quad (9)$$

本研究では入力電圧8[V],一次側抵抗10[Ω]で実験を行った。

図14に示してあるように,コンデンサはシミュレーションにおいて1[μF]のとき,効率が最大となったため,1[μF]のものを使用した。

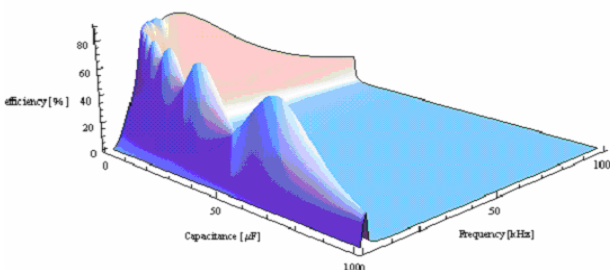


図14 キャパシタンスと周波数を変化させた場合の効率

コイル間ギャップが0mm, 3mm, 5mm時の理論値と実験値をそれぞれ図15, 図16, 図17に示す。

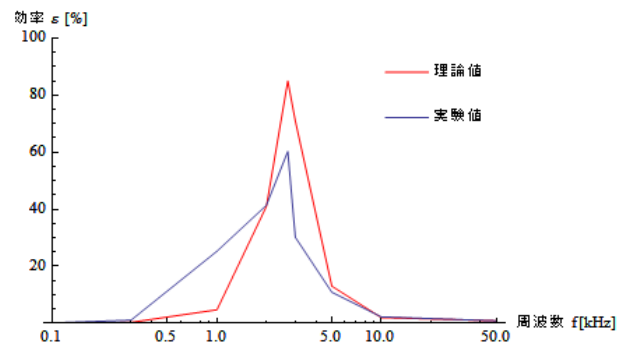


図15 電力伝送効率(ギャップ0mm)

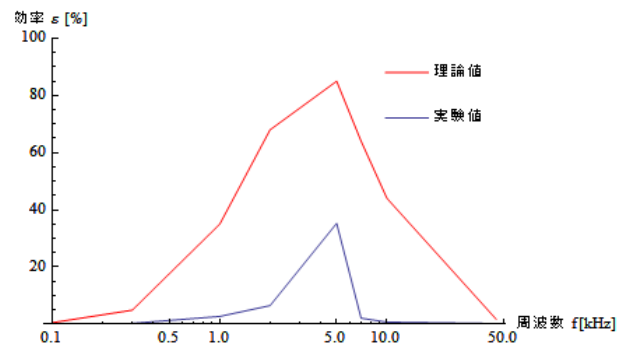


図16 電力伝送効率(ギャップ3mm)

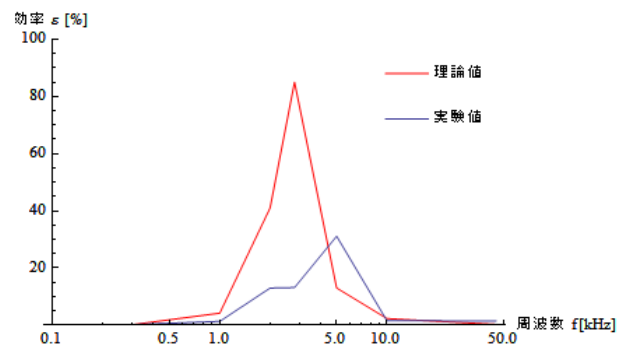


図17 電力伝送効率(ギャップ5mm)

次にファンクションジェネレータの内部抵抗50[Ω]を考慮した場合の理論値と実験値をそれぞれ図18, 図19, 図20に示す。

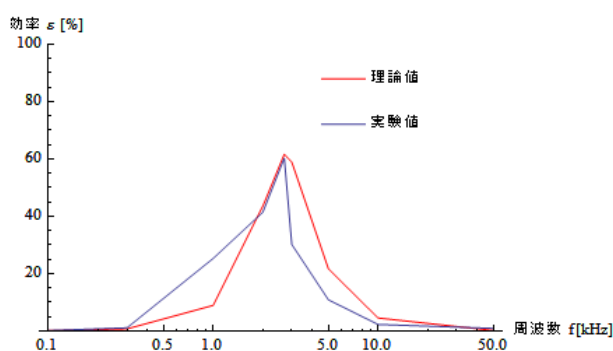


図 18 電力伝送効率(ギャップ 0mm)

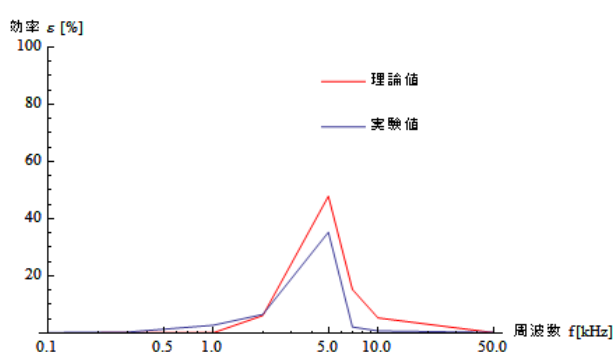


図 19 電力伝送効率(ギャップ 3mm)

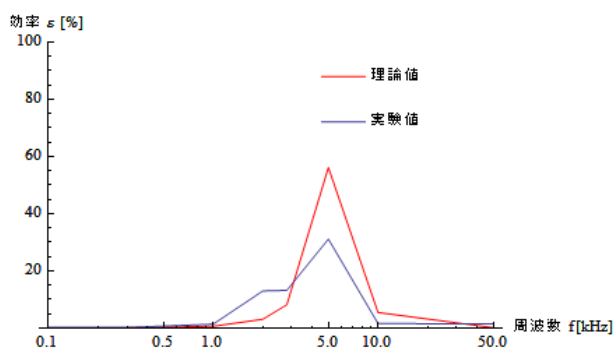


図 20 電力伝送効率(ギャップ 5mm)

### 3 考察

#### 3.1. 結合係数

理論値と実験値でインダクタンスの値を比較したとき、理論値では周波数に依存せず一定であるにもかかわらず、実験値は周波数が上がるとインダクタンスの値が大きくなっている。これは周波数が上がると表皮効果などの影響によって電流が流れにくくなり、抵抗値が大きくなったためと考えられる。

また、ギャップ 0mm のときの誤差がギャップ 3mm

や 5mm のときと比べて大きいのはギャップ 0mm のときは空気領域が少ないため正確にシミュレーションできなかつたためだと推測される。

さらに表 4 を見ると理論値においてギャップ 0mm でも結合係数が 0.99 であり、図 4 に示してあるように磁界が多少漏れていることがわかる。実験値において結合係数が 1.0 となっている部分があるのは、四捨五入したためであり、実際はどれも 1.0 未満である。

#### 3.2. 電力伝送効率

##### 3.2.1. 非共振回路

図 7, 図 8, 図 9 の理論値を見比べるとギャップ 0mm において最大効率は約 85[%]であるが、ギャップ 5mm において最大効率は約 60[%]まで落ちている。このことから非共振回路はギャップが大きくなると電力伝送効率は低くなってしまふことがわかる。

図 7, 図 8, 図 9 において理論値と実験値の誤差が全体的に大きくなってしまっているが、ファンクションジェネレータの内部抵抗を考慮した場合図 10, 図 11, 図 12 に示してあるように誤差がほとんどなくなっている。この結果からシミュレーションによって変圧器を正確に設計できると同時に一次側抵抗の値によって電力伝送効率が大きく変化することがわかる。

##### 3.2.2. 並列共振回路

非共振回路と並列共振回路の理論値を見比べると並列共振回路は尖鋭度が高く、高効率であることがわかる。

非共振回路の場合、ギャップを 0mm から 5mm に変化すると最大効率が 20[%]近く落ちたが、並列共振回路の場合、ギャップを 0mm から 5mm に変化させても最大効率はほとんど変わらなかった。

これらのことから、並列共振回路は非接触で共振周波数において高効率な給電が可能ということがわかる。

また図 15, 図 16, 図 17 において理論値と実験値を見比べてみると、非共振回路の時と同様に大きな誤差が生じてしまっているが、ファンクションジェネレータの内部抵抗を考慮した場合図 18, 図 19, 図 20 に示してあるように誤差が小さくなっている。この結果から非共振回路の時と同様にシミュレーションによって変圧器を正確に設計できるとや、並列共振回路の場合、当然であるが、非共振回路の時以上に電力伝送効率が一次側抵抗の値によって大きく変化することがわかる。

#### 4 結論

今回の研究を通して平面の一次・二次コイル分離型単相変圧器はギャップがあっても結合係数が高く、従来のものと比べて漏れ磁束が非常に少ないことがわかった。しかしながら図 4 に示してあるようにギャップ 0mm であっても完全には磁束を遮蔽することができない。電気自動車などで大電力を給電する際、漏れ磁束をいかに少なくしていくかというのが今後の課題である。

またこの研究を通して並列共振回路はギャップを変化させても最大効率が落ちないことがわかった。しかしながら、電気自動車など大型の機器の場合、ギャップはさらに大きくなり、大電力を送る場合、効率はさらに高いことが理想である。

#### 参考文献

- [1] 高田将吾：「非接触給電技術に関する基礎的研究」、2010 年度法政大学工学研究科修士論文
- [2] 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/> >
- [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、朝倉書店
- [4] 亀田育臣：「非接触給電のシミュレーション解析」、2013 年度法政大学理工学部電気電子工学科卒業論文
- [5] 渡橋悠馬：「タイヤを介した非接触給電の提案」、2014 年度法政大学理工学部電気電子工学科卒業論文

# 平面型 $\infty$ コイルの感度向上およびリフトオフ特性に関する研究

12x2034 木所直章 指導教員 齋藤 兆吉

## 論文概要

本論文は平面型 $\infty$ 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（以下 $\infty$ コイル）の検出感度向上およびリフトオフに関する研究である。本研究では $\infty$ コイルの励磁コイルの形状および巻数を変化させ、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を比較し、感度向上およびリフトオフに関する考察を行う。

## 1. 序論

文明社会を支える人類の叡智の結晶である文明の利器は、いずれのプロダクトも機械的構造を有する。プロダクトによって機械的構造は極めて重要な役割を担う。これは大規模な橋梁や航空機などを考えれば自明であろう。

これらのプロダクトの機械的構造を支える金属材料の非破壊検査は、安全確保のため極めて重要な技術である。金属の非破壊検査法として、渦電流探傷法（ECT）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検査を可能とする。機械的構造の強度維持は、大部分が導電性を有する金属材料からなる。このため、ECTは選択的に非接触で金属部分のみ検査可能である。

2013年、我々の研究室で新型渦電流センサ " $\infty$ コイル" が開発された。 $\infty$ コイルは従来のECTセンサに比較して理論上高感度である[1]。

本論文は平面型 $\infty$ コイルの形状や巻数を変更した $\infty$ コイルセンサーを幾つか試作し、それらのリフトオフ特性のシミュレーション、そして実験値との比較を通して平面型 $\infty$ コイルの検出感度およびリフトオフ特性の向上に関する考察を行う。

シミュレーションには汎用電磁界解析パッケージを用いて行う。設計値を用いたシミュレーションを行い、シミュレーション値と実験値との比較を行うことで設計の妥当性を確認する。実験値とシミュレーション結果を通して平面型 $\infty$ コイルの検出感度およびリフトオフ特性の向上に関して吟味する。

## 2. 平面型 $\infty$ コイル

### 2.1. 平面型 $\infty$ コイルの構造

図1に平面型 $\infty$ コイルの構造を示す。平面型 $\infty$ コイル

は2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" $\infty$ コイル"と呼ぶ。3次元の有限要素法を用いて2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為、図2のように2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2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な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小さく、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。

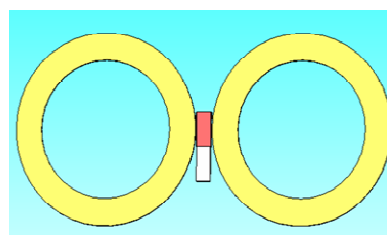


図1  $\infty$ コイルの基本構造

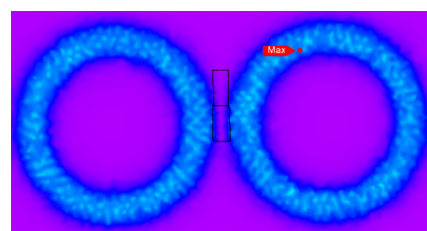


図2  $\infty$ コイルが生成する磁束密度（絶対値）分布



## 2.2. 平面型 $\infty$ コイルの動作原理

$\infty$ コイルを欠損の無い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。これが $\infty$ コイルの動作原理である。

図1に示す平面型 $\infty$ 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 $\infty$ コイルは厚さ1 mmの銅板上に配置され、欠損がない場合、検出コイルに対し直線状欠損が0度、45度、90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	28 mm
内径	20 mm
導線径	0.4 mm
巻数	20
入力電圧	1 V
周波数	256 kHz
検出コイル	
外径	0.7 mm×2.4 mm
内径	0.5 mm×2.2 mm
導線径	6 mm
巻数	100
コア材料	MnZn/ferrite (permeability:3000)

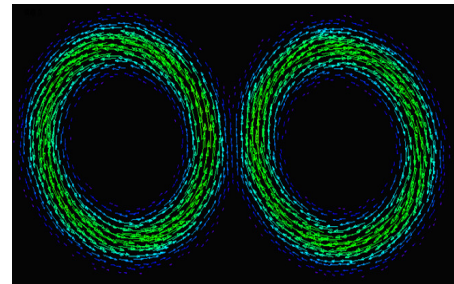
図3はそれぞれ銅板上に流れる渦電流、図4は検出コイルのフェライトコア内の磁束密度分布を示している。

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。

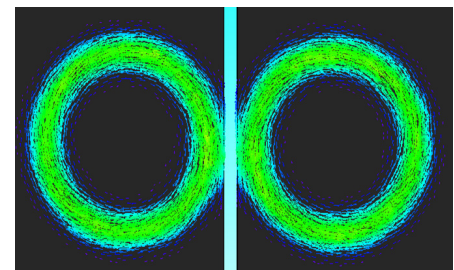
図3(b)は、2 mm幅の直線状欠損が検出コイルに対し0度に配置された場合の渦電流分布を示す。渦電流は欠損に沿う方向に流れるが、検出コイルの面に垂直方向の磁界を生む成分は流れない。このため、フェライトコア内の磁束密度は図4(b)のようになる。0度の場合

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。

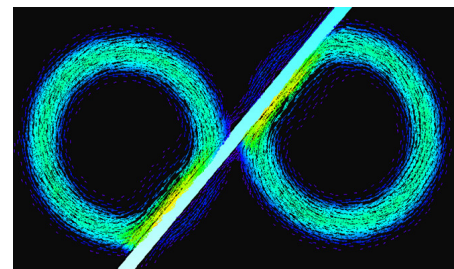
図3(c)は欠損が検出コイルに対し、45度に配置した場合の渦電流分布を示す。渦電流は欠損沿いに流れ、検出コイルに垂直成分を含む磁界を作る。このため、図4(c)に示すように検出コイルを貫く方向に磁束が発生し、検出コイルに誘起電圧が発生する。



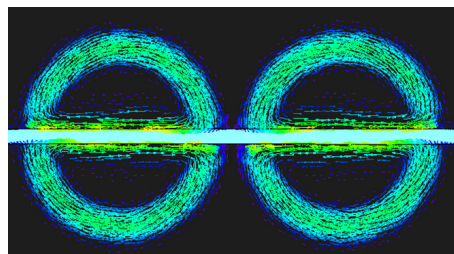
(a) 欠損なし



(b) 励磁コイルに対して0度の直線状欠損



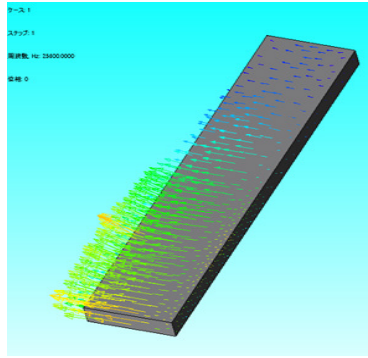
(c) 励磁コイルに対して45度の直線状欠損



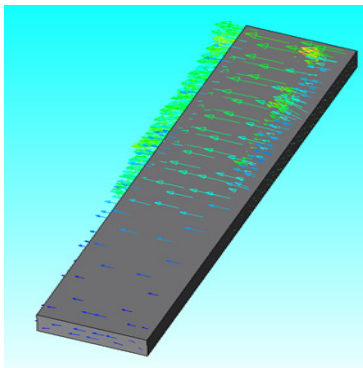
(d) 励磁コイルに対して90度の直線状欠損

図3 平面銅板における渦電流

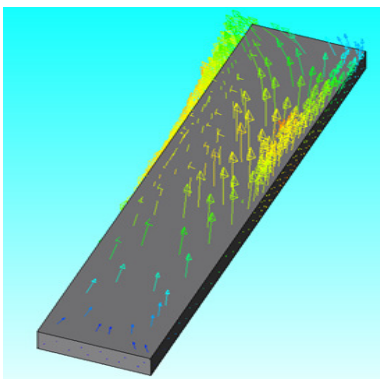
図3(d)は欠損が検出コイルに対し90度に配置した場合の渦電流分布を示す。銅板中の渦電流は欠損によ



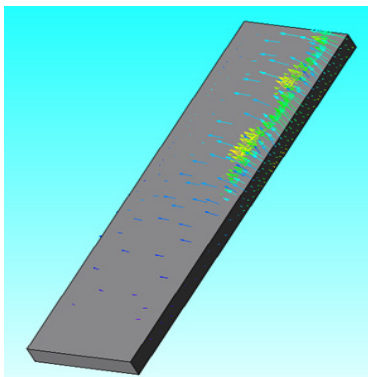
(a) 欠損なし



(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 45 度の直線状欠損



(d) 励磁コイルに対して 90 度の直線状欠損

図 4 フェライトバーにおける磁束密度分布

って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あう方向に流れるため、図 4(d)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。このため 90 度の場合も欠損を感知することは難しい。

### 3. 実験

厚さ 1 mm、欠損幅 2 mm の銅板の欠損に対し 45 度にセンサ軸を設定し、励磁コイルの形状を変えて検出コイルの出力電圧を測定する。欠損なしの場合でも、検出コイルに誘起する電圧を測定する。測定した結果を式(1)へ代入し Signal-Noise Ratio(S/N 比)を算出する。

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

S/N の値 (以下 SN 比) が大きいほど、高感度なセンサである。実験で使用する銅板を図 5 に、検出コイルの諸定数を表 2 にそれぞれ示す。



図 5 厚さ 1 mm、欠損幅 2 mm の被検査対象銅板

表 2 検出コイルの諸定数

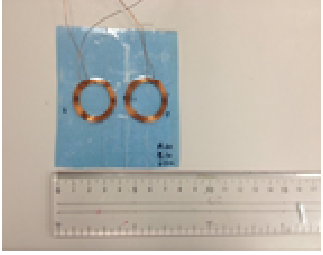


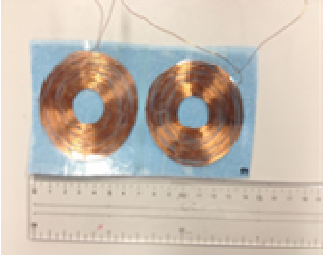
検出コイル	
外径	0.7×2.4 mm
内径	0.5×2.2 mm
巻数	100
導線径	0.1 mm
磁性体コア	Mn-Zn_ferrite_3000

#### 3.1 巻数が異なる平面型∞コイル

##### 3.1.1. 実験方法

表3に示す内径20 mm、巻数10、20、30、60回巻の励磁コイルを用意する。リフトオフを1 mm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度である場合と欠損がない場合の誘起電圧を測定する。測定結果からSN比を算出し、実験結果とシミュレーション結果を比較する。

表3 実験で使用する励磁コイルの諸定数

巻数10回の励磁コイル	
	外径 26 mm 内径 20 mm 巻数 10 導線径 0.3 mm 入力電圧 2 V 周波数 256 kHz
巻数20回の励磁コイル	
	外径 32 mm 内径 20 mm 巻数 20 導線径 0.3 mm 入力電圧 1 V 周波数 256 kHz
巻数30回の励磁コイル	
	外径 38 mm 内径 20 mm 巻数 30 導線径 0.3 mm 入力電圧 0.8 V 周波数 256 kHz
巻数60回の励磁コイル	
	外径 64 mm 内径 20 mm 巻数 60 導線径 0.3 mm 入力電圧 0.35 V 周波数 256 kHz

### 3.1.2. 実験結果

検出コイルに誘起した電圧の測定値およびシミュレーション値を表4に示す。SN比は(1)式より算出した。

表4より、実測値とシミュレーション値でSN比は

大きく異なった。理論的には銅板に欠損がない場合、検出コイルに電圧は発生しないため、欠損がない場合のシミュレーションによる誘起電圧は極めて小さい値となっている。しかし、実際にはノイズが発生するために欠損がない状態でも電圧が誘起する。

表4の実験値より巻数が大きい程ノイズを抑えることができ、SN比が向上することがわかる。

また、シミュレーションでは原理的にノイズは存在しない。このため、欠損無し誘起電圧をシミュレーションではノイズとしてSN比を計算した。

さらに、表中の赤字は最大値を示す。以後の同種の表でも赤字が最大値を示す。

表4 誘起電圧

巻数	実験値			シミュレーション値		
	最大誘起電圧 [V]		SN比	最大誘起電圧 [V]		SN比
	欠損なし	45度欠損		欠損なし	45度欠損	
10	0.180	0.740	4.111	0.0179	0.789	44.078
20	0.040	0.200	5.000	0.0116	0.484	41.724
30	0.023	0.150	5.357	0.0149	0.363	24.362
60	0.012	0.114	9.500	0.0135	0.280	20.740

### 3.2. 内径の異なる平面型 $\infty$ コイル

#### 3.2.1. 実験方法

表5 実験で使用する励磁コイルの諸定数


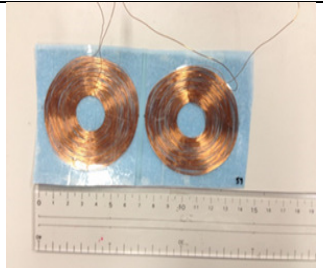
内径10 mmの励磁コイル	
	外径 56 mm 内径 10 mm 巻数 60 導線径 0.3 mm 入力電圧 2 V 周波数 256 kHz
内径20 mmの励磁コイル	
	外径 64 mm 内径 20 mm 巻数 60 導線径 0.3 mm 入力電圧 2 V 周波数 256 kHz

表5に示す巻数60回、内径が10mm、20mmの励磁コイルを用意する。リフトオフを1mm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を測定する。測定結果からSN比を算出する。

### 3.2.2. 実験結果

検出コイルに誘起した電圧の測定値およびシミュレーション値を表5に示す。

表5 誘起電圧

内径 [mm]	実験値			シミュレーション値	
	最大誘起電圧[v]		SN比	最大誘起電圧[v]	
	欠損なし	45度欠損		欠損なし	45度欠損
10	0.012	0.076	6.333		0.152
20	0.012	0.114	9.500	0.0135	0.280

表5より、巻数が一定で内径が異なる場合、内径の大きい方がSN比は大きい。これは、内径が大きい程発生する渦電流が集中し、検出コイルを貫く磁束が増加するためと考えられる。


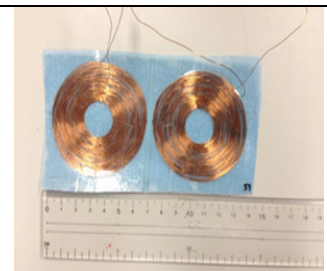

### 3.3 外径一定、巻数、内径の異なる平面型 $\infty$ コイル

#### 3.3.1. 実験方法

表6に示す外径64mm、内径と巻数の異なるコイルを用意する。内径40mm、巻数30回の励磁コイルをコイル1、内径20mm、巻数60回の励磁コイルをコイル2、内径4mm、巻数75回の励磁コイルをコイル3とする。リフトオフを1mm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度である場合と欠損がない場合の誘起電圧を測定する。測定結果からSN比を算出する。

次に、1.0mm~9.5mmまで塩ビ板を重ねてリフトオフを変更し、コイル1、コイル2、コイル3それぞれの誘起電圧を測定し、リフトオフ特性を吟味する。

表6 実験で使用する励磁コイルの諸定数

コイル1	
	外径 64 mm 内径 40 mm 巻数 30 導線径 0.3 mm 入力電圧 8 V 周波数 256 kHz
コイル2	
	外径 64 mm 内径 20 mm 巻数 20 導線径 0.3 mm 入力電圧 3.5V 周波数 256 kHz
コイル3	
	外径 64 mm 内径 4 mm 巻数 75 導線径 0.3 mm 入力電圧 2 V 周波数 256 kHz

#### 3.3.2. 実験結果

検出コイルに誘起した電圧の測定値を表7に示す。

表7 誘起電圧

励磁コイル	実験値		
	最大誘起電圧[v]		SN比
	欠損なし	45度欠損	
コイル1	0.1	0.97	9.7
コイル2	0.036	0.342	9.5
コイル3	0.070	0.360	5.14

各コイルのリフトオフ特性をそれぞれ表8~10に示す。



表 8 コイル 1 のリフトオフ特性

コイル 1			
リフトオフ[mm]	誘起電圧[v]		SN 比
	欠損なし	45 度欠損	
1.0	0.1	0.97	9.700
1.5	0.108	0.58	5.370
2.5	0.04	0.492	12.300
3.5	0.06	0.468	7.800
4.5	0.056	0.432	7.714
5.5	0.128	0.268	2.093
6.5	0.072	0.28	3.888
7.5	0.124	0.192	1.548
8.5	0.116	0.192	1.655
9.5	0.052	0.196	3.769

表 9 コイル 2 のリフトオフ特性

コイル 2			
リフトオフ[mm]	誘起電圧[v]		SN 比
	欠損なし	45 度欠損	
1.0	0.036	0.342	9.50
1.5	0.05	0.26	5.20
2.5	0.05	0.22	4.40
3.5	0.05	0.16	3.20
4.5	0.05	0.18	3.60
5.5	0.05	0.14	2.80
6.5	0.05	0.12	2.80
7.5	0.05	0.12	2.40
8.5	0.05	0.12	2.40
9.5	0.05	0.12	2.40

表 10 コイル 3 のリフトオフ特性

コイル 3			
リフトオフ[mm]	誘起電圧[v]		SN 比
	欠損なし	45 度欠損	
1.0	0.070	0.360	5.140
1.5	0.076	0.412	5.421
2.5	0.084	0.384	4.571
3.5	0.096	0.356	3.708
4.5	0.096	0.36	3.750
5.5	0.092	0.232	2.521
6.5	0.06	0.244	4.066
7.5	0.068	0.232	3.411
8.5	0.06	0.224	3.733
9.5	0.056	0.232	4.142

表 8~10 を図 6 はリフトオフ対 SN 比特性として図示する。

表 7 より、コイル 1 が最も高い SN 比を有する。巻数が増えるほど必ずしも SN 比が向上するわけではなく、励磁コイルの形状の影響を大きく受けることがわかる。

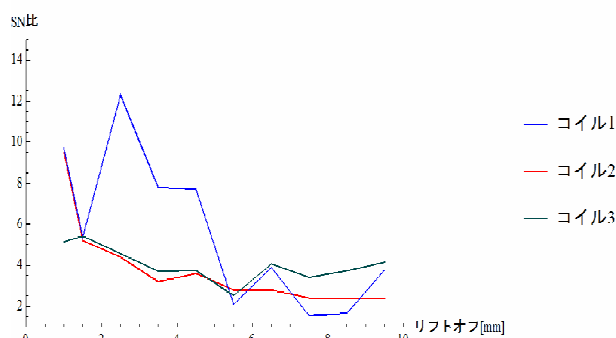


図 6 リフトオフ特性

理論的にはリフトオフが大きくなると誘起電圧が低下する。このため SN 比は低下する。図 6 中のコイル 2 およびコイル 3 はその特性が顕著に示している。しかし、コイル 1 ではリフトオフ 2.5 mm で最も大きな SN 比が測定された。ここで、コイル 1 の 45 度欠損における誘起電圧のシミュレーション値を算出した。実験値とシミュレーション値、それぞれの最大値を 1 とし正規化し実験値と比較する。図 7 はリフトオフ特性を比較した結果である。

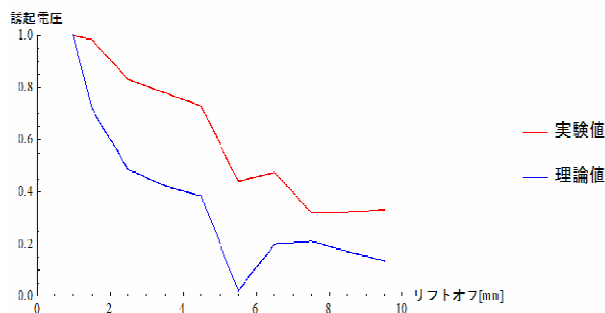


図 7 コイル 1 のリフトオフ特性

図 7 から、45 度欠損におけるリフトオフ特性の実測値とシミュレーション値ではほぼ同様の傾向であることがわかる。このことから、励磁コイルの形状によってノイズが減少するリフトオフ値が存在することがわかる。

#### 4. 結論

本論文では平面型のコイルの感度向上およびリフトオフ特性に関する考察を述べた。

励磁コイルの巻数を増やすとノイズを抑えることができるため、SN 比の向上に繋がる。しかし、巻数を増やせば増やすほど、必ずしも SN 比が向上するわけではなく、励磁コイルの形状の影響を大きく受ける。

理論的にはリフトオフが大きくなると誘起電圧が



#### 4 結論

今回の研究を通して平面の一次・二次コイル分離型単相変圧器はギャップがあっても結合係数が高く、従来のものと比べて漏れ磁束が非常に少ないことがわかった。しかしながら図 4 に示してあるようにギャップ 0mm であっても完全には磁束を遮蔽することができない。電気自動車などで大電力を給電する際、漏れ磁束をいかに少なくしていくかというのが今後の課題である。

またこの研究を通して並列共振回路はギャップを変化させても最大効率が落ちないことがわかった。しかしながら、電気自動車など大型の機器の場合、ギャップはさらに大きくなり、大電力を送る場合、効率はさらに高いことが理想である。

#### 参考文献

- [1] 高田将吾：「非接触給電技術に関する基礎的研究」、2010 年度法政大学工学研究科修士論文
- [2] 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/> >
- [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、朝倉書店
- [4] 亀田育臣：「非接触給電のシミュレーション解析」、2013 年度法政大学理工学部電気電子工学科卒業論文
- [5] 渡橋悠馬：「タイヤを介した非接触給電の提案」、2014 年度法政大学理工学部電気電子工学科卒業論文

# タイヤを介した非接触給電の高効率化に関する考察

12X2130 福山 槻之介 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・接地面に設置した一次コイルから電磁誘導で給電する非接触給電方式の研究を行う。受電側と送電側コイルの内径と受電側の外径を固定して、送電側外径の長さによる効率の違いを調べる。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高効率化を検討する。

## 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、半導体工場の搬送車やテレビ塔用のエレベーターなどの移動体に対して、接触給電やケーブルに代わる非接触給電が実用化されている。電気髭剃りや電話機では接点レスで非接触給電するタイプが増えてきた。ヨーロッパでは充電ステーションで非接触充電する電気バスが走っており、高効率な非接触給電法の開発が急務となっている。

さらに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ー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ー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、手に物を持ってい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に相当する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。これによってEVに搭載するリチウムイオン電池の削減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、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への給電方法に関するものである。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[1]。

## 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図1のように内径を2mmに固定し、外形の長さを4mmから11mmまで1mmずつ変化させた円形平面型空心変圧器の試作器である。また外径11mmのものは受電側で用いるため2個作成している。

表1.2はそれぞれの変圧器の諸定数を示す。

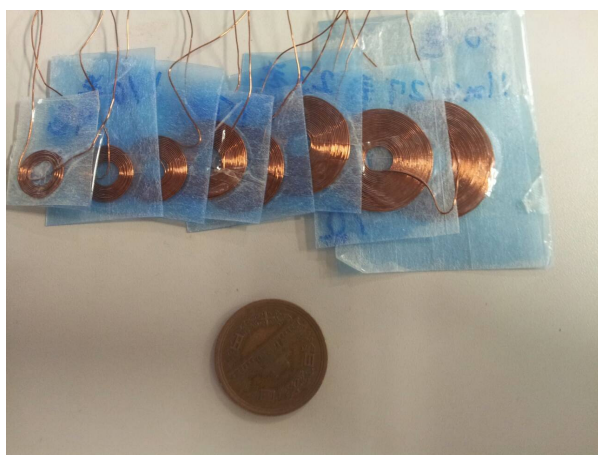


図1 試作した平面変圧器

表1 受電側コイルの諸定数

巻き数	30巻
外径	11mm
内径	2mm
導線の直径	0.3mm

表2 送電側コイルの諸定数

巻き数[巻]	外径[mm]	内径[mm]	導線の直径[mm]
30	11	2	0.3
27	10	2	0.3
23	9	2	0.3
20	8	2	0.3
17	7	2	0.3
13	6	2	0.3
10	5	2	0.3
7	4	2	0.3

## 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、タイヤの材料を絶縁体であるプラスチックと仮定し、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JMAG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1のシミュレーションモデルを図2に示す。また、シミュレータであるJMAGの設定詳細を表3に示す。図3にシミュレーション結果の一例を示す。

表3 JMAGの設定

解析方法の種類	周波数応答解析
設定周波数[kHz]	30kHz

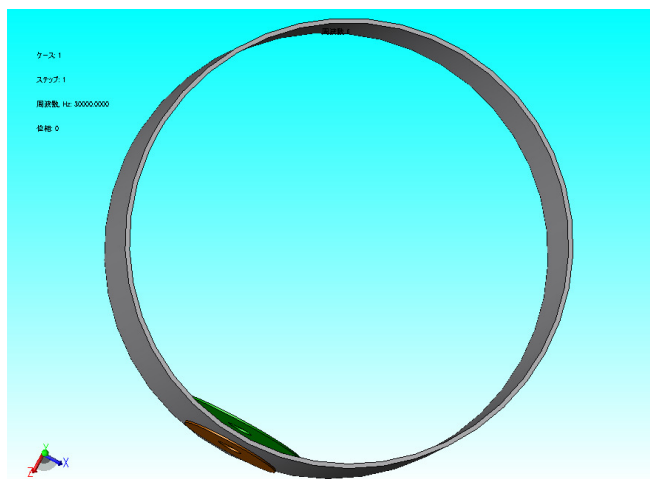


図2 シミュレーションモデル (ギャップ 3mm)

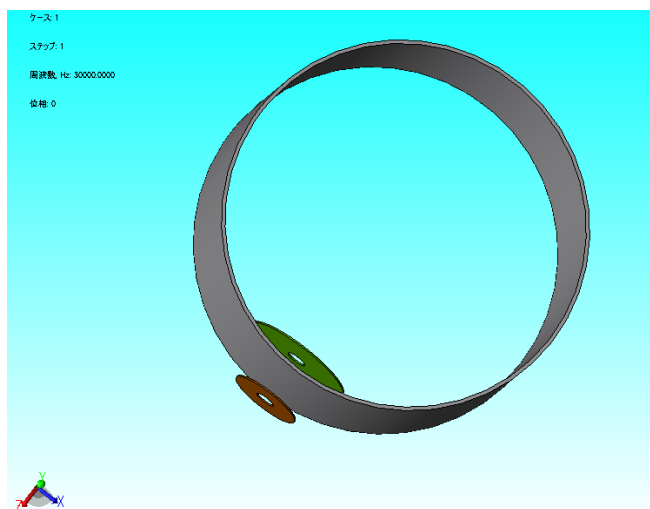


図3 シミュレーションモデル (ギャップ 10mm)

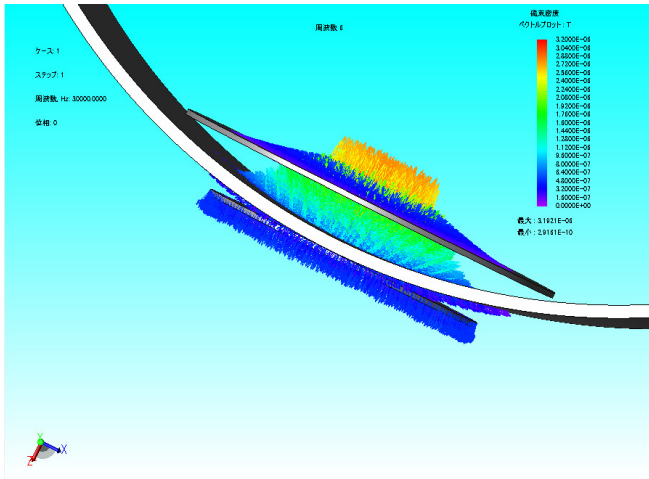


図4 シミュレーション結果一例

## 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  $\kappa$  を調べる。

変圧器の一次・二次コイルを図5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。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6、図7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(3)から結合係数  $\kappa$  が求まる。

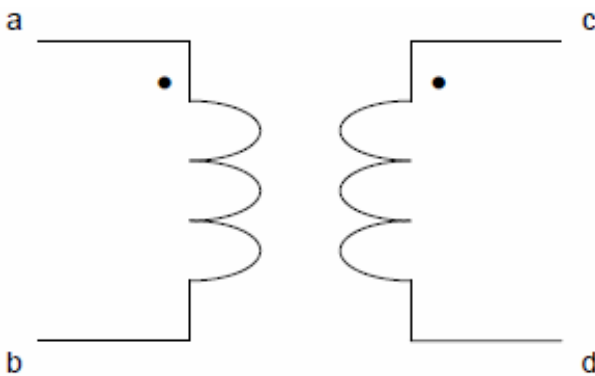
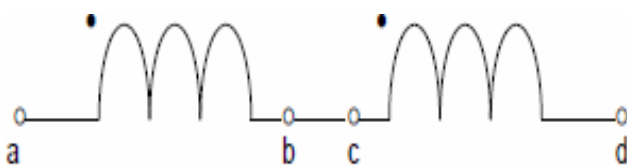
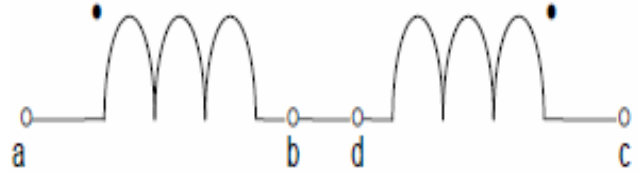


図5 変圧器回路モデル

図6 和動接続  $L_s$ 図7 差動接続  $L_o$ 

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

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

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

表4、表5、表6、及び表7はそれぞれギャップ3mm、10mmで図1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。

表4 シミュレーション値の結合定数(GAP3mm)

巻き数	外径[mm]	L1[μH]	L2[μH]	和動[μH]	差動[μH]	M[μH]	K
30	11	6.3828	6.4553	18.5969	7.0794	2.8794	0.4486
27	10	5.1399	6.5649	16.6956	6.7140	2.4954	0.4296
23	9	3.6426	6.5648	14.2086	6.2061	2.0006	0.4091
20	8	2.6860	6.5652	12.4638	6.0386	1.6063	0.3825
17	7	1.8956	6.5651	10.9293	5.9921	1.2343	0.3499
13	6	1.0827	6.5634	9.3061	5.9860	0.8300	0.3114
10	5	0.6265	6.5632	8.2714	6.1080	0.5409	0.2667
7	4	0.3017	6.5471	7.4581	6.2394	0.3047	0.2168

表5 実験値の結合定数(GAP3mm)

巻き数	外径	L1[μH]	L2[μH]	和動[μH]	差動[μH]	M[μH]	K
30	11	8.3209	11.4241	28.0663	11.7054	4.0902	0.4195
27	10	7.9479	11.4241	27.0442	11.5990	3.8613	0.4052
23	9	7.2088	11.4241	25.0296	11.5474	3.3706	0.3714
20	8	5.0870	11.4241	22.1147	11.5006	2.6535	0.3481
17	7	3.6934	11.4241	18.8490	11.2614	1.8969	0.2920
13	6	2.2299	11.4241	16.0111	10.9204	1.2727	0.2522
10	5	1.2079	11.4241	14.3630	10.7060	0.9143	0.2461
7	4	0.9194	11.4241	13.7542	10.5670	0.7968	0.2459

表6 シミュレーション値の結合定数(GAP10mm)

巻き数	外径[mm]	L1[μH]	L2[μH]	和動[μH]	差動[μH]	M[μH]	K
30	11	6.4808	6.5824	14.5692	11.5572	0.7530	0.1153
27	10	5.1331	6.5838	12.9612	10.4726	0.6221	0.1070
23	9	3.6336	6.5837	11.1747	9.2600	0.4787	0.0979
20	8	2.6768	6.5840	9.9980	8.5236	0.3686	0.0878
17	7	1.8884	6.5838	9.0162	7.9282	0.2720	0.0771
13	6	1.0802	6.5840	8.0161	7.3123	0.1760	0.0660
10	5	0.6228	6.5837	7.4265	6.9865	0.1100	0.0543
7	4	0.2988	6.5703	6.9886	6.7496	0.0598	0.0426

表7 実験値の結合定数(GAP10mm)

巻き数	外径	L1[μH]	L2[μH]	和動[μH]	差動[μH]	M[μH]	K
30	11	8.3209	11.4241	21.7486	18.0707	0.9195	0.0943
27	10	7.9479	11.4241	20.9865	17.6597	0.8317	0.0873
23	9	7.2088	11.4241	20.4309	17.2103	0.8052	0.0887
20	8	5.0870	11.4241	17.8111	15.0170	0.6985	0.0916
17	7	3.6934	11.4241	16.1299	14.2093	0.4802	0.0739
13	6	2.2299	11.4241	14.2384	13.0084	0.3075	0.0609
10	5	1.2079	11.4241	13.0750	12.2699	0.2013	0.0542
7	4	0.9194	11.4241	12.6199	12.0643	0.1389	0.0429

### 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1V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。図8に使用した回路を示す。

一次側へ電流測定のため抵抗  $1\Omega$  を挿入し、二次側負荷抵抗を  $1\Omega$  とした。

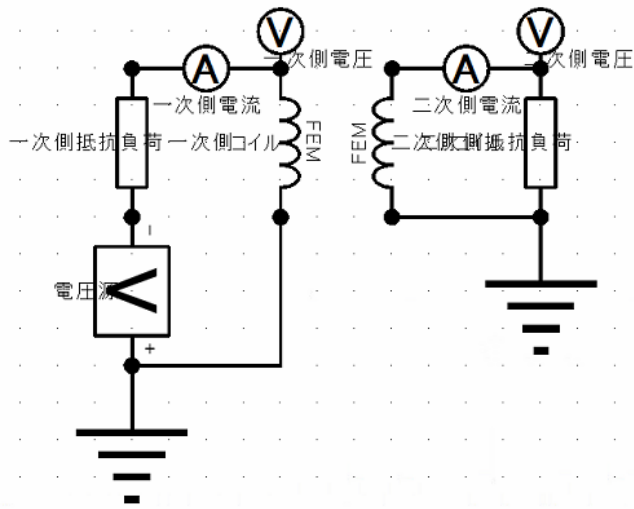


図8 電力伝送効率計算に仮定した回路

表8, 表9は図1に示す平面コイルを用いた空心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。

いずれの場合においてもシミュレーション値と実験値との間で誤差がみられるが、シミュレーションと実験、何れに置いてもギャップが小さい方が電力伝送効率が高く、この意味ではシミュレーションと実験結果の傾向は一致する。またギャップの大きさに関わらず、送電側の外径が11mmの時に最も電力伝送効率が高かった。

表8 ギャップ3mmにおける電力伝送効率

外径	電力伝送効率[%]	
	シミュ[%]	実験値[%]
11	7.539	9.986
10	6.283	5.840
9	4.578	2.778
8	3.183	2.103
7	1.986	1.034
6	0.938	0.935
5	0.405	0.514
4	0.130	0.188

表9 ギャップ10mmにおける電力伝送効率

外径	電力伝送効率[%]	
	シミュ[%]	実験値[%]
11	0.5033	0.3080
10	0.3894	0.2500
9	0.2644	0.2178
8	0.1696	0.1225
7	0.0975	0.1003
6	0.0424	0.0443
5	0.0168	0.0367
4	0.0050	0.0257

### 3. 考察

#### 3.1 結合係数

結合係数  $\kappa$  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。

今回の結果からギャップが3mm, 10mm, いずれの場合も送電側の外径が一番受電側の外径に近い11mmの場合がシミュレーションでも実験値でも結合係数の値が大きい。磁気抵抗で考えるとギャップの大きさは反比例であり、巻数は2乗に比例するため、巻数の影響のほうが大きいと考えられる。

また、シミュレーションと実験値には多少の誤差がみられる。これはギャップを実験で作る際目視で確認したことや、試作コイルに隙間があったため漏洩磁束が増加したために起こってしまったと考えられる。

何れの変圧器でも、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ためと考えられる。

#### 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。

ギャップの大きさに関わらず、送電側の外径が受電側の内径に近いほど電力伝送効率が高いことがわかる。これは磁気抵抗で考えるとギャップの大きさは反比例であり、巻数は2乗に比例するため、巻数の影響のほうが大きいと考えられる。

またギャップが3mm, 10mm いずれの場合においてもシミュレーション値と実験値との間で多少の誤差がみられる。これはギャップを実験で作る際目視で確認したことや、試作コイルに微小の隙間があったことによる実験値の測定誤差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」を用いて一次・二次コイル分離型変圧器のシミュレーションモデルを作成し、実測値と比較した。結合係数や電力伝送効率の比較では、両者の値に多少の差異が存在するところが見られた。これは、試作コイルがシミュレーションモデルほど理想的な精度で作成できないことやシミュレーションモデルが実際のコイルや形状を厳密に反映して無いことなどに起因すると考える。

### 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を行うシステムを検討した。

特に受電側の外径を固定し、送電側の外径を変化がどのように効率に反映するかを調べた。

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モデリングした。



駆動周波数 30kHz において外径が受電側に近いほど結合係数,そして電力伝送効率が大きいことが判明した.しかしながら,一次・二次コイル間のギャップ 3mm, 10mm の両方において電力伝送効率が変圧器性能としては不十分であることも判明した.

今後,電力伝送効率向上を目的にコア材の付加,一次・二次共振回路の採用など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の実現が期待できる.

### 参考文献

- [1]渡橋悠馬、齊藤兆古:「タイヤを介した非接触給電の提案」(法政大学 2014 年度卒業論文)
- [2]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/>>
- [3]無線工学の基礎  
<[http://www.gxk.jp/elec/musen/lama/H14/html/H1412A02\\_.html](http://www.gxk.jp/elec/musen/lama/H14/html/H1412A02_.html)>
- [4]EV 用非接触給電 (磁気学会誌 2014V9N3) <日本磁気学会編集委員会>

# 磁気ヒステリシスを考慮した一次元表皮効果

12X2139 宮田 海志 指導教員 齊藤 兆古

## 論文概要

磁性体を用いた電気機器が多く開発される現代社会において、その鉄損を解析的に計算することは極めて重要である。本論文では、鉄損を勘案した磁性体の表皮効果を解析的に計算することを目的とする。

鉄損を含んだ表皮効果の計算において、重要なアイデアの一つに調和平衡法的アプローチがある。

この方法で算出した磁化特性パラメータから磁化特性モデルを再現し、鉄損を勘案した磁性体の表皮効果を吟味し、報告する。

## 1 緒言

現代社会において、磁氣的結合など磁性材料の特性を積極的に利用した電気機器が数多く開発され、実用化されている。磁性材料の持つ磁気飽和、ヒステリシス、渦電流等の特性は、時として磁性材料を用いる電気機器において、予測困難で複雑なシステム応答を示す場合がある。[1]

これらの電気機器に用いられる磁性材料には表皮効果が存在するが、現状ではこの表皮効果問題を磁気飽和やヒステリシスを勘案し解析的に解いた例は無い。

本論文の主要な目的は、従来、表現出来なかった磁気飽和を含む非線形な磁化特性を、調和平衡法的アプローチによって数値的にモデリングし、磁性材料の特性が表皮効果にどのような影響を及ぼすかを吟味することで、磁性材料の新しい解析技術の一端を開拓することである。

本論文では第一に磁化特性を Chua 型磁化特性モデルで表現し、調和平衡法的アプローチによって、磁気飽和を含む非線形な磁化特性を表現可能であることを報告する。第二に調和平衡法的アプローチによって得られた磁化特性のパラメータを用いて表皮効果を解析的に求める。

## 2 一次元表皮効果問題とその解析

### 2.1 Chua 型構成方程式

磁束密度  $B$  が正弦波状に時間  $t$  に対して変化しているとき、磁界  $H$  は磁気飽和とヒステリシスに起因し、歪んだ波形となる。この磁界  $H$  をフーリエ級数で表すと以下の様に書ける。

$$H = H_{odd} + H_{even} \quad (2.1)$$

$H_{odd}$  と  $H_{even}$  はそれぞれ磁界  $H$  の奇関数と偶関数成分を表し、次式で与えられる。

$$H_{odd} = \sum_{n=1}^{\infty} H_{on} \sin(n\omega t) \quad (2.2)$$

$$H_{even} = \sum_{n=1}^{\infty} H_{en} \cos(n\omega t) \quad (2.3)$$

但し、

$$H_{on} = \frac{2}{T} \int_0^T H \sin(n\omega t) dt \quad (2.4)$$

$$H_{en} = \frac{2}{T} \int_0^T H \cos(n\omega t) dt \quad (2.5)$$

これらの磁界成分  $H_{odd}$  や  $H_{even}$  および磁束密度  $B$  とその時間微分  $dB/dt$  の関係を考える。磁束密度  $B$  は正弦波状に変化しているため、磁界の奇関数成分  $H_{odd}$  と時間に対して同位相である。また、 $dB/dt$  においても磁界の偶関数成分  $H_{even}$  と同位相であるとわかる。ここで、 $H_{odd}$  と  $B$  間のパラメータを  $\mu$  や  $H_{even}$  と  $dB/dt$  間のパラメータを  $s$  とすれば、

$$B = \mu H_{odd} \quad (2.6)$$

$$\frac{dB}{dt} = s H_{even} \quad (2.7)$$

が成り立つ。ここで  $\mu$  は透磁率、 $s$  はヒステリシス係数と呼ぶこととする。(2.1)式および、(2.2)式と(2.3)式より磁界  $H$  は次式で与えられる。

$$H = \frac{1}{\mu} B + \frac{1}{s} \frac{dB}{dt} \quad (2.8)$$

(2.8)式は、Chua と Stormsmoe が提唱した構成方程式と一致する。本論文では(2.8)式を Chua 型構成方程式と呼び、導出した磁化特性モデルを Chua 型モデルと呼ぶ。[1,2]

## 2.2 調和平衡法

図1のような磁気飽和を含む領域での磁化特性パラメータを調和平衡法的アプローチにより決定する方法を述べる。

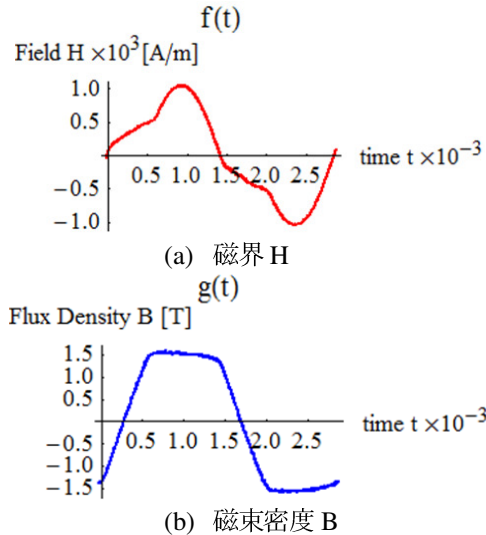


図1 磁気過飽和領域での磁界と磁束密度

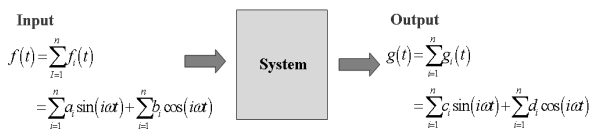


図2 入出力システムの模式図

磁界  $H$  を入力, 磁束密度  $B$  を出力として, 図1に示すような入出力システムを考える. このシステムの入力, 出力をそれぞれ(2.9), (2.10)式のように与える.

$$f(t) = \sum_{i=1}^n a_i \sin(i\alpha t) + \sum_{i=1}^n b_i \cos(i\alpha t) \quad (2.9)$$

$$g(t) = \sum_{i=1}^n c_i \sin(i\alpha t) + \sum_{i=1}^n d_i \cos(i\alpha t) \quad (2.10)$$

(2.8)式から

$$f(t) = \frac{1}{\mu_i} g(t) + \frac{1}{s_i} \frac{dg(t)}{dt} \quad (2.11)$$

パラメータ  $\alpha$ ,  $\beta$  を用いて, (2.11)式を変形すると

$$f(t) = \alpha_i g(t) + \beta_i \frac{dg(t)}{dt} \quad (2.12)$$

と表せる.

以下, 関数の直交性を用いて, (2.12)式のパラメータ  $\alpha$ ,  $\beta$  を求める. まず, 式(2.12)の両辺に出力  $g(t)$  を掛け, 時間  $t$  を 0 から  $T$  まで 1 周期積分すると式(2.13)

を得る.

$$\int_0^T g(t)f(t)dt = \alpha_i \int_0^T g(t)g(t)dt + \beta_i \int_0^T g(t) \frac{dg(t)}{dt} dt \quad (2.13)$$

同様に, 式(2.12)の両辺に出力関数の微分  $dg(t)/dt$  を掛け, 時間  $t$  を 0 から  $T$  まで 1 周期積分すると式(2.14)を得る.

$$\int_0^T \frac{dg(t)}{dt} f(t)dt = \alpha_i \int_0^T \frac{dg(t)}{dt} g(t)dt + \beta_i \int_0^T \frac{dg(t)}{dt} \frac{dg(t)}{dt} dt \quad (2.14)$$

式(2.13), (2.14)に入力と出力の関数を代入することで, 式(2.15)のシステム方程式を得る.

$$\begin{bmatrix} a_i c_i + b_i d_i \\ b_i c_i - a_i d_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_i^2 + d_i^2 & 0 \\ 0 & i\alpha(c_i^2 + d_i^2) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \alpha_i \\ \beta_i \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

式(2.15)を解くことで, 第  $i$  次高調波におけるパラメータがそれぞれ求まる.

## 2.3 一次元表皮効果の支配方程式

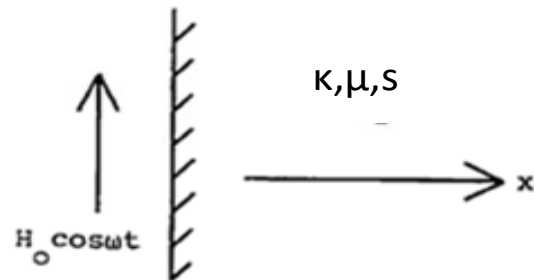


図3 表皮効果の一次元モデル

図3のモデルは磁性体表面の微小部分へ平行に磁界が加わっている状態を示す. 表面に加えた磁界が磁性体内の深さ方向へどのように浸透するかを調べる.

まず, 準静的な電磁界系の Maxwell の方程式は次式となる.

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (2.16)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} \quad (2.17)$$

$$\mathbf{J} = \kappa \mathbf{E} \quad (2.18)$$

これらの式を変形して,

$$\begin{aligned} \nabla \times \nabla \times \mathbf{H} &= \nabla \times \mathbf{J} = \kappa \nabla \times \mathbf{E} \\ &= -\kappa \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \end{aligned} \quad (2.19)$$

を得る. また, (2.8)式から

$$\nabla \times \nabla \times \mathbf{H} =$$

$$\frac{1}{\mu} \nabla \times \nabla \times \mathbf{B} + \frac{1}{s} \frac{\partial}{\partial t} (\nabla \times \nabla \times \mathbf{B}) \quad (2.20)$$

$$- \kappa \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} = \left( \frac{1}{\mu} + \frac{1}{s} \frac{\partial}{\partial t} \right) (\nabla \times \nabla \times \mathbf{B}) \quad (2.21)$$

(2.21)式において時間微分を  $j\omega$  として変形すれば,  $\text{div}\mathbf{B}=0$  であるから,

$$\left( \frac{1}{\mu} + j\omega \frac{1}{s} \right) \nabla^2 \mathbf{B} - j\omega \kappa \mathbf{B} = 0 \quad (2.22)$$

の支配方程式を得る. (2.22)式の空間微分を離散化すれば, システム方程式は(2.23)の形に書ける.

$$\mathbf{Y} = \mathbf{C}\mathbf{X} \quad (2.23)$$

(2.23)式の具体的な例として, 空間微分を3点差分で置き換え, 空間の媒質が一様であるとした場合を(2.24)式に示す.

$$\mathbf{C} = \left( \frac{1}{\mu} + j\omega \frac{1}{s} \right) \mathbf{H} - j\omega \kappa \Delta x^2 \mathbf{K} \quad (2.24a)$$

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} 2 & -1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ -1 & 2 & -1 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 2 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 2 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & -1 & 2 \end{pmatrix} \quad (2.24b)$$

$\mathbf{K}$  は単位行列

(2.24)式を前提とすれば, (2.23)式は磁性体に平行磁束が加わっている時の磁性体中の磁束密度を表すシステムとなる.

### 3 実験

#### 3.1 磁化特性パラメータの算出方法

実験手順を以下に示す.

1. U字型フェライトコアから成る測定装置 (図4) を用いて, 磁界  $\mathbf{H}$ , 磁束密度  $\mathbf{B}$  の波形をオシロスコープにて測定する.
2. 1で測定した  $\mathbf{H}$  と  $\mathbf{B}$  のデータを Mathematica へ取り込み磁化特性パラメータである透磁率  $\mu$ , ヒステリシス係数  $s$  を計算する.

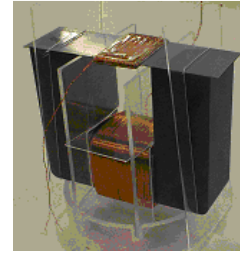


図4 磁化特性の測定装置

測定装置の諸定数, 実験回路をそれぞれ表1, 図5に示す.

表1 実験装置の諸定数

供試材料		U字型フェライトコア	
材質	珪素鋼板	材質	フェライト
距離 $d$	37 mm	コイル巻数 $N_e$	300 巻
幅 $w$	30 mm	導線直径	0.6 mm
厚さ $h$	0.35 mm	励磁周波数	500 Hz
コイル巻数 $N_s$	300 巻		
導線直径	0.2 mm		

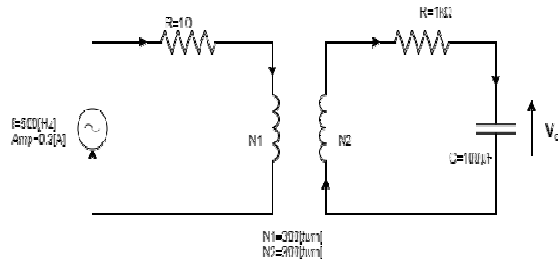


図5 測定回路図

#### 3.2 一次元表皮効果の解析

解析手順を以下に示す.

1. (2.23)式のシステム方程式にて算出したパラメータを用いて, Mathematica にて表皮効果を解析する.
2. 解析結果より, 磁性体表面に平行磁界を印加した時に, 磁性体内部でどのような現象が起こるのかを吟味する.

### 4 実験結果

#### 4.1 磁化特性パラメータ

図4に示す測定装置を用いて測定した過飽和状態での磁界  $\mathbf{H}$  と磁束密度  $\mathbf{B}$  の波形を図6示す. 尚, 今回パラメータ計算に用いるデータは, 昨年同条件で測定されたものを利用する. [2]

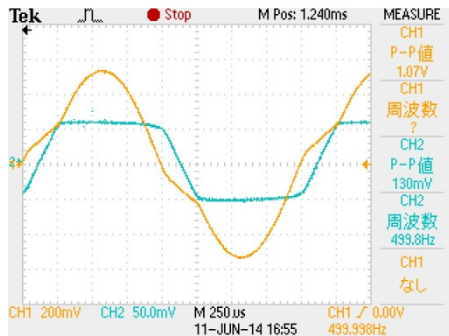
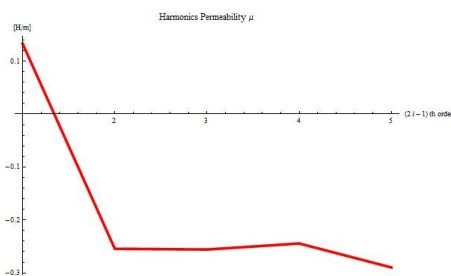
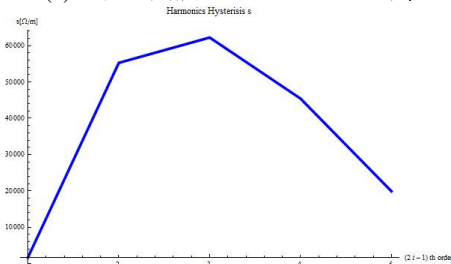


図6 磁界 H (黄線) と磁束密度 B (青線)

測定したデータから計算した透磁率  $\mu$  とヒステリシス係数  $s$  を第 9 次高調波分まで示す。



(a) 各次高調波における透磁率  $\mu$



(b) 各次高調波におけるヒステリシス係数  $s$

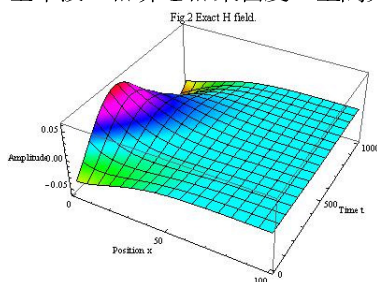
図7 磁化特性パラメータ

図7より、磁化特性パラメータが算出可能である事が確認できる。図7(a)において負の透磁率を取るのが確認できる。これはあくまで各次高調波のパラメータを求める際の過程で生じるものであり、物理的な意味よりも数学的な意味で生じた値である。

#### 4.2 一次元表皮効果の解析

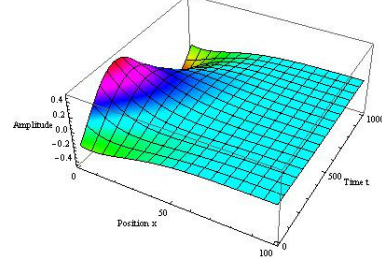
4.1 で算出したパラメータから表皮効果のシステム方程式を解いた結果を示す。

図8 は基本波の磁界と磁束密度の空間分布である。



(a) 磁界 H

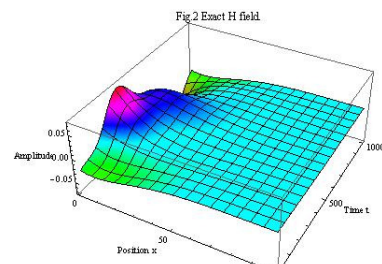
Fig.1b Exact solution B.



(b) 磁束密度 B

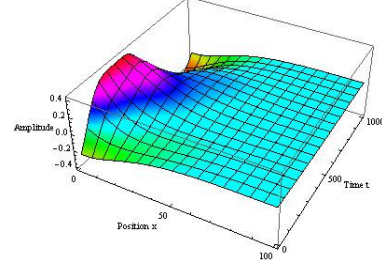
図8 磁界 H, 磁束密度 B の基本波波形

図9 は基本波から第3 高調波までの磁界と磁束密度和を示す。



(a) 磁界 H

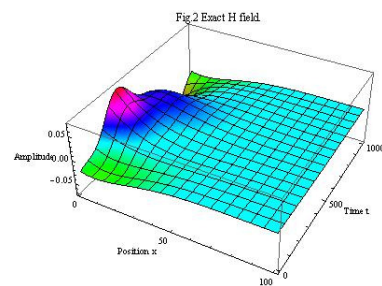
Fig.1b Exact solution B.



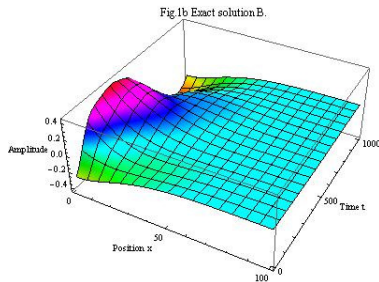
(b) 磁束密度 B

図9 磁界 H, 磁束密度 B の基本波, 第3 高調波和

図10 は基本波から第5 高調波までの磁界と磁束密度和を示す。



(a) 磁界 H

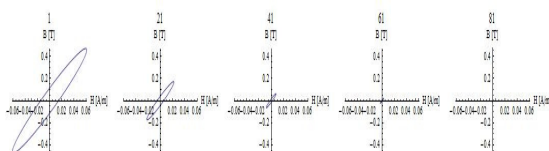


(b) 磁束密度 B

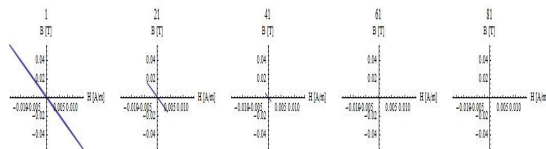
図 10 磁界 H, 磁束密度 B の基本波, 第 3, 第 5 高調波和

図 8, 9, 10 より, 基本波に高調波を足し合わせていくと, 非線形性に起因した波形歪みが再現されることがわかる. また, 高調波を足していった場合に振幅の最大値への大きな変化が見られないことから, 基本波が波形の支配的成分であることがわかる.

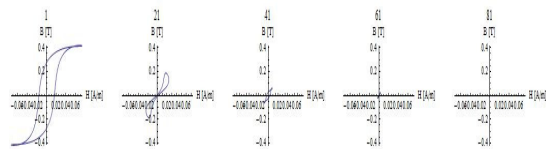
次に, 各次高調波における各表皮深さでのヒステリシスループを図 11 に示す.



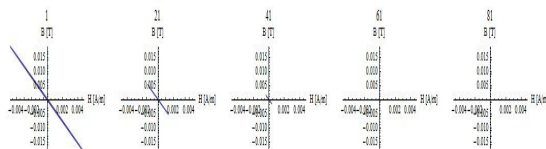
(a) 基本波におけるヒステリシスループ



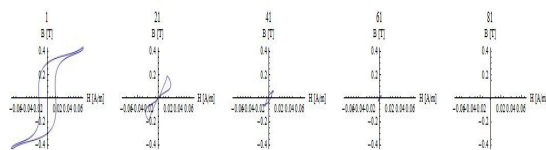
(b-1) 第 3 高調波におけるヒステリシスループ



(b-2) 第 3 高調波までのヒステリシスループ和



(c-1) 第 5 高調波におけるヒステリシスループ



(c-2) 第 5 高調波までのヒステリシスループ和

図 11 各次高調波, 各表皮深さでのヒステリシスループ

図 11 より, 基本波ループに各次高調波成分を足し合

わせることでヒステリシスループが再現できることがわかる. 図(b-2), (c-2)において, 表面でのヒステリシスループは過飽和を表現できているが, 深くなるにつれ, ループは簡単な軌跡とならないことが判る.

## 5. 結言

本論文では, Chua 型モデルから導かれる磁気ヒステリシスを考慮した 1 次元表皮効果の考察を行った.

その結果, 高調波を含む非線形な磁気ヒステリシスループは浸透深さに対して単純な軌跡とならないことが判明した.

## 謝辞

本卒業論文は, 筆者が法政大学理工学部電気電子工学科在学中に, 応用電磁気学研究室において, 法政大学教授齊藤兆古博士の指導の下で行った研究をまとめたものである.

本研究を進めるに当たり, 齊藤兆古教授には終始手厚い御指導を賜りました. 心より感謝致します. また, 齊藤兆古教授には本研究のみならず, 公私に渡り終始ご熱心に御指導, 御支援を賜りました. 重ねて御礼申し上げます.

## 参考文献

- [1] 早野誠治, 宮崎淳, 並木勝, 齋藤兆古 “磁界計算のための磁性材料の構成式” マグネティックス研究会, SA-90-33, RM-90-45, Aug. 1990.
- [2] 根守英明, 齊藤兆古: “磁性材料の磁化特性に及ぼす応力に関する研究”, 2014 年度法政大学院修士論文

教員記入一(2012 年?月??日受理)



## 誘導加熱情報の赤外線画像処理による非破壊検査

望月 光太 指導教員 齊藤 兆古

### 論文概要

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

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

### 1. 序論

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

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。

本研究では誘導加熱を用いて検査対象である金属を加熱し、過渡温度上昇分布動画像を赤外線ビデオカメラで取得し、得られた動画像をコンピュータで画像処理、すなわち、画像認識・識別・監視技術を含めた赤外線動画像処理により、金属中の欠損やシステム欠陥箇所を可視化する。

換言すれば、本研究は赤外線カメラと誘導加熱を用いた金属探査技術の応用技術開発である。

具体的には、赤外線カメラを用いた“基準温度同時撮影法”を用いて、検査対象である金属の過渡温度上昇分布動画像から絶対温度分布動画像を厳密に抽出し、金属中の欠損やシステム欠陥箇所さらに非金属中に混入した微少金属片なども可視化する[1]。

### 2. 理論

#### 2.1 赤外線ビデオカメラ

本研究で使用した赤外線カメラは図 1 に示す三菱電機株式会社製「三菱サーマルイメージャ(IR-SC1)」である。

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



図 1 「三菱サーマルイメージャ(IR-SC1)」  
三菱電機株式会社製

#### 2.2 画素値

赤外線画像の画素値は 0~255 の 8 ビット整数値であり、画素値は画像の濃淡に比例する。画素値 0 で黒色を表し、画素値 255 で白色を表し、中間色は 0 から 255 間の数値で表される。

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

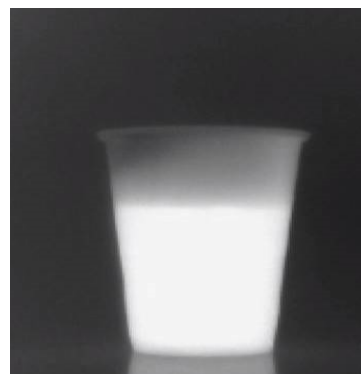


図 2 お湯の赤外線画像

255	255	255	255	255	255	255	255	255	255	255	255	255	255	255	255	255	255	255	255
255	84	95	82	74	69	65	62	61	59	58	58	57	57	57	59	60	62	63	67
255	67	81	69	61	58	53	53	52	48	46	45	46	47	46	46	48	51	53	55
255	67	77	67	61	57	56	54	51	50	48	48	48	46	48	47	49	50	53	55
255	67	73	63	58	56	53	50	47	46	43	42	44	44	44	42	44	45	48	55
255	64	69	62	55	55	51	65	71	75	74	76	46	41	46	43	45	48	49	50
255	65	67	58	56	54	46	103	144	147	144	150	30	40	53	43	46	48	49	49
255	63	65	58	56	55	40	155	231	225	225	198	23	36	59	48	49	52	51	47
255	63	63	58	56	55	42	146	255	246	252	206	22	39	57	50	52	57	50	48
255	63	66	59	56	56	48	106	255	242	252	176	29	39	57	53	54	57	49	49
255	65	66	62	56	55	50	86	255	249	255	149	34	42	52	56	56	57	48	51
255	65	70	63	62	61	58	70	194	193	199	95	47	48	51	56	57	57	50	54
255	68	73	68	63	61	54	84	168	158	162	109	43	47	54	56	55	55	55	55
255	67	75	68	62	59	53	83	127	121	123	95	46	48	53	53	55	56	55	56
255	75	91	81	74	72	65	91	120	119	115	105	58	59	65	65	66	66	66	70

図3 お湯の画素値分布

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

### 2.3 画素値と温度の関係

赤外線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。

Automatic Gain Control (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”を採用する[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具体的な例を示す。

図4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、下段右のお湯が最も高温で72.4℃、下段左が56.8℃である。さらに上段右は45.5℃、上段中央は38.8℃、上段左が27.3℃である。

図4は、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でもそれぞれ間の相対的な温度関係が極めて把握しやすい。

次に図4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、下段は204、168であり、さらに上段は128、105、68の画素値である。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。

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仮定し、図5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。

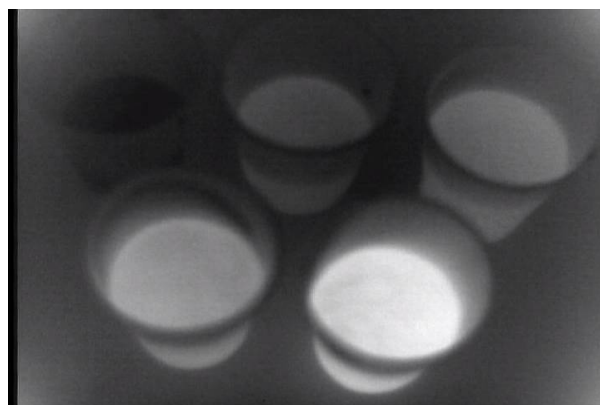


図4 温度の異なるお湯の赤外線画像

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、基準温度同時撮影法で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。

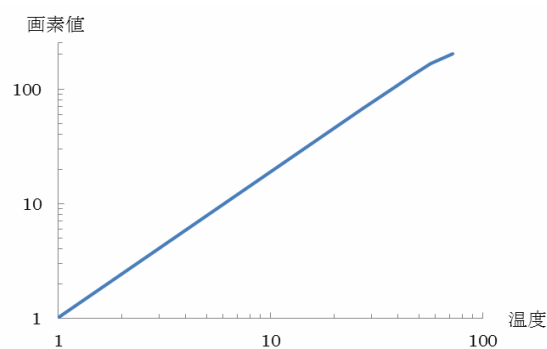


図5 画素値と温度の関係

### 2.4 基準温度同時撮影法

赤外線カメラは発熱体を強調するためAGC機能を有する。このため、完全黒体を用いない限り絶対温度測定は不可能である。この問題を解決するため、既知の温度を有する物体と被検査対象を同時に撮影し、画像の画素値から絶対温度を計測可能とする方法が「基

準温度同時撮影法」である。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が開発された。

本論文において、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する。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. 金属の欠損探査

金属製品の品質管理として、歪み、ひび割れ、ねじれ等の欠損の有無を自動的に監視するシステム構築の可能性を検討する。すなわち、金属の製品の歪み、ひび割れ、ねじれ等の欠損を基準温度同時撮影法による絶対温度分布測定で探査する。例として、励磁コイルに通電し、検査対象のモデルを誘導加熱する。そして、その赤外線画像を基準温度同時撮影法を用いて正確な温度分布に可視化する。

図 6 に試作した励磁コイルを、図 7 に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示す。

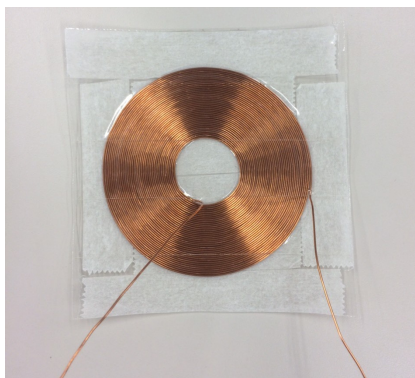


図 6 加熱用コイル

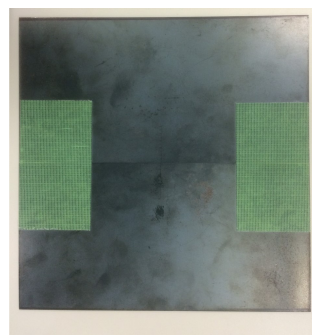


図 7 クラックを模擬した接合鉄板

図 6 のコイル上に図 7 の接合鉄板モデルを置き、100kHz、9.6V を励磁コイルへ印可し、接合鉄板モデルを 60 秒間誘導加熱した。誘導加熱に用いた平面ドーナツ状励磁コイルのインダクタンスと抵抗はそれぞれ  $52 \mu\text{H}$ 、 $120\text{m}\Omega$  である。

図 8 に赤外線ビデオカメラで撮影した接合鉄板モデル赤外線画像を示す。また図 9 に図 8 の赤枠部分の画素値を基準温度同時撮影法を用いて絶対温度表示に正規化した温度画像を示す。

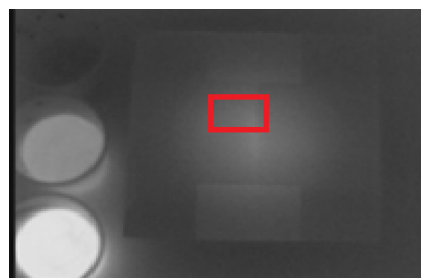


図 8 加熱後の鉄板

41.9556	42.1774	42.3979	42.5077	42.7264	42.9438	43.16	43.2676	42.8352	42.3979	41.9556	41.6204
42.1774	42.5077	42.7264	42.9438	43.16	43.482	43.6953	43.6953	43.375	42.8352	42.2878	41.9556
42.3979	42.6172	42.9438	43.16	43.482	43.8015	44.013	44.013	43.6953	43.16	42.6172	42.1774
42.5077	42.8352	43.052	43.375	43.6953	4.013	44.2234	44.3282	43.9074	43.375	42.8352	42.3979
42.7264	42.9438	43.2676	43.482	43.8015	4.2234	44.4327	44.537	44.1184	43.482	42.9438	42.5077
42.9438	43.16	43.375	43.5888	43.9074	4.2234	44.537	44.641	44.2234	43.5888	43.052	42.6172
42.9438	43.16	43.375	43.5888	43.9074	4.3282	44.537	44.641	44.2234	43.5888	43.052	42.6172
43.16	43.2676	43.375	43.5888	43.9074	4.2234	44.537	44.7447	44.2234	43.8015	43.052	42.6172
43.16	43.2676	43.482	43.6953	43.9074	4.2234	44.537	44.641	44.1184	43.5888	42.9438	42.3979
43.16	43.2676	43.482	43.6953	43.9074	4.2234	44.4327	44.641	44.013	43.5888	42.8352	42.3979
43.16	43.2676	43.482	43.6953	43.9074	4.2234	44.4327	44.537	44.013	43.482	42.7264	42.2878
43.16	43.2676	43.482	43.6953	43.9074	4.2234	44.3282	44.3282	43.8015	43.375	42.6172	42.1774
43.052	42.9438	43.375	43.6953	43.9074	4.1184	44.2234	44.3282	43.6953	43.2676	42.5077	42.0667
42.8352	42.9438	43.16	43.482	43.6953	43.9074	44.013	44.1184	43.482	43.052	42.2878	41.8442
42.6172	42.7264	42.9438	43.16	43.482	43.5888	43.6953	43.8015	43.16	42.7264	41.9556	41.3952

図 9 加熱後の画素値

図 8 の赤枠部分をトリミングし、基準温度同時撮影法を用いて絶対温度に正規化した結果が図 9 である。

クラック部分にあたる図 9 の赤枠で囲まれる中央の

温度分布が他の部分よりも2度程度上昇しているのがわかる。

以上の結果から、赤外線動画像を絶対温度分布動画像へ変換し、加熱方法による温度上昇分布の相違から金属中の欠損が探査可能であることが確認された。

#### 4. 食品中の金属探査

##### 4.1 概要

食品工場では、製品への異物混入の起こりやすさや喫食時の騒ぎから、金属異物の混入防止が最も重要な対策に位置付けられている。この検査過程の重要性は食品が直接人体に摂取されるため釣り針等が混入すれば如何なる事態を招くかで自明である

本論文ではイカの漁獲時において網が釣り針のような微小金属としてイカへ混入していないかを調べる。

赤外線カメラと誘導加熱を併用した基準温度同時撮影法を用いて絶対温度表示に正規化したイカの温度画像を示す。この温度画像からイカへ微小金属の混入探知の自動化に関して検討する。

##### 4.2 実験

図10に釣り針・小金属として採用した珪素鋼板片を示す。試作した珪素鋼板片を図11に示すイカに混入する。



図10 珪素鋼板片



図11 珪素鋼板片を忍ばせたイカ

図11のイカを図6の励磁コイルを用いて50kHz、14Vで1分間誘導加熱した。加熱前と加熱後のイカの赤外線画像のトリミング画像を図12,13に示す。

図13の絶対温度分布画像を図14に示す。中心部の最も高い温度（赤）で囲まれた領域中に珪素鋼板片が存在する。

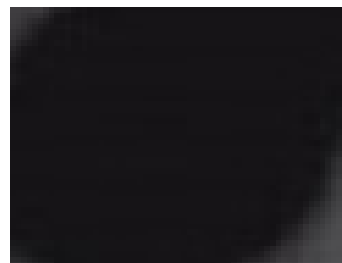


図12 加熱前

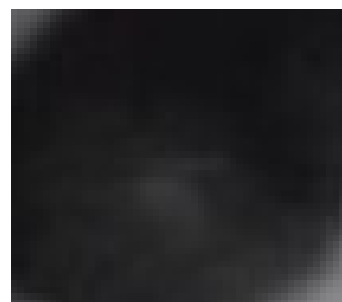


図13 加熱後

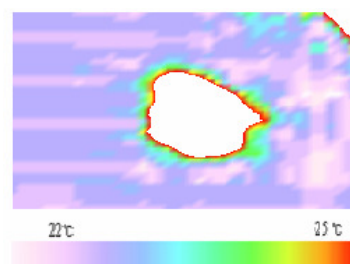


図14 絶対温度分布画像

以上の結果より、熱容量の大きい食品においても検査が可能であることが実証された。

#### 5 結論

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

その結果、赤外線カメラを用いて機器の異常事態の連続監視、金属の欠損探査、イカや魚のような電気不

導体中の微量金属探査が可能であることが判明した。

本論文で目的としている画像処理技術、すなわち、画像認識・識別・監視技術を含めた赤外線動画画像情報による知的非破壊検査・監視技術の強力な基幹技術が生食品などへも応用可能であることを検証したと言える。

#### 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、法政大学大学院工学研究科電気工学専攻 2008 年度修士論文



# FFT解析を用いた三相交流磁気センサの高度化

12X2143 森田 雄貴 指導教員 齊藤 兆古

## 論文概要

渦電流探傷法(Eddy Current Testing, ECT)は代表的な非接触、非破壊検査の一方法である。ECTの原理的な問題点として、外来ノイズに対する脆弱性や絶対的な感度の低さや検査の具体的実行方法、対象の制限等が挙げられ、改良の余地は依然として大きい。本論文は、三相交流電流により駆動される独立な三個のECTプローブからなる三相交流磁気センサの感度向上に関する研究である。本研究では、三相交流磁気センサの出力に対して、フィルタによるノイズ低減や、FFTスペクトルによる信号の解析を行い、感度向上に関する考察を行う。

## 1 序論

産業革命から現代までの文明を支え、築き上げてきた多くのプロダクトは、何らかの形で機械的構造を持ち、その強度や形状維持において極めて重要な役割を担っている。これは大規模な橋梁や航空機などを考えれば自明であろう。

これらプロダクトの機械的構造を支える金属材料は常に種々のストレスに晒されており、非破壊検査は、そのプロダクトの機能を損なわずに安全性、信頼性を確保する上で極めて重要な技術である。これらのプロダクトに対する非破壊検査として、放射線透過試験や超音波探傷試験、サーモグラフィ試験等、様々な方法があるが、中でも金属材料の非破壊検査法の一方法である渦電流探傷法(ECT)は検査対象との直接接触の必要がなく、比較的簡易な装置を用いて迅速に検査をすることができる。大部分のプロダクトの力学的強度維持は導電性を有する金属材料を用いてなされており、ECTは選択的に非接触で金属部分のみ検査可能である。

しかしながら従来型のECTでは、励磁コイルのインピーダンスの変化を直接測定する。もしくは励磁コイルと検出コイルを独立に用意して、励磁コイルが喚起する渦電流による磁束分布変化を検出コイルの誘起電圧として欠損を探查する。この原理を効率的に活かすには、励磁コイルと探査対象間に高い磁氣的結合が必要であり、励磁コイルと探査対象間のギャップ長、すなわち、リフトオフ(Lift-Off)が大きい場合、漏れ磁束の増加により当然に感度は低下する[1,2]。

他方、本研究で採用する三相交流磁気センサは、探傷に三個のコイルを用いる方式で、欠損によって各励磁コイルに発生する鎖交磁束の相違を各励磁コイルの

インピーダンスの不均衡から検出する方式であり、検査対象自体の均一性を損なうひび割れや歪みなどの欠陥に対して特に高い検出感度が期待できると考えられる[1,2]。

本研究では、三相交流磁気センサより出力される信号に対してフィルタの適用や、周波数解析(FFT解析)を行い、欠損の周波数特性を利用して非破壊検査を高感度かつ汎用性に優れた新しいECTの実現を目指す。

## 2 三相交流磁気センサ

### 2.1 三相交流磁気センサの構造

図1に三相交流磁気センサの構造を示す。三相交流磁気センサのセンサコイルは三個の励磁コイルから構成されている。これらのコイルは中性線を欠いたY-Y結線で三相交流電源と接続されており、平衡三相電圧で駆動されている。

これら三個のコイル中、実際の探傷に用いるコイルは一個であり、残りの二個は欠損がなく、かつ探傷対象と同等の電氣的、磁氣的特性を持った基準材料上に配置する。

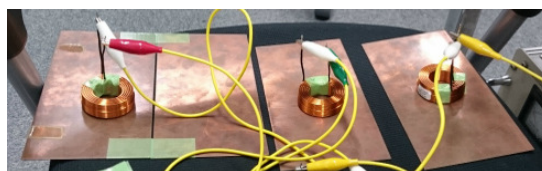


図1 三相交流磁気センサのサンプル画像

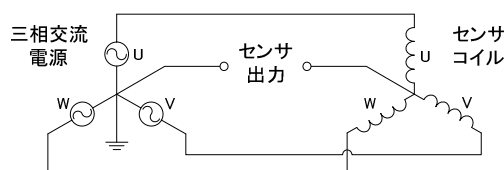


図2 三相交流磁気センサの結線



## 2.2 三相交流磁気センサの原理

三相交流磁気センサの動作原理をシミュレーション結果を用いて述べる。

三相交流磁気センサのセンサ出力は、第2.1項の図2に示した回路図中に示すように、センサと電源間の中性点間電圧である。このY-Y結線を構成している電源とコイルはそれぞれ等しいものである。三個の電源は平衡三相交流電源を構成するため、電源と負荷が共に平衡状態にあれば中性点間に電圧は発生しない。

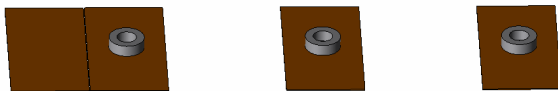


図3 欠損なし

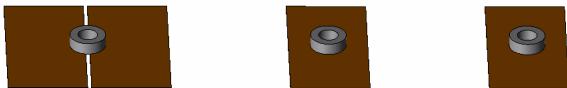


図4 欠損あり

図3に示すように、三個のコイル下に欠損のない同一銅板を設置した場合、三コイルのインピーダンスは同じであるから、図5実線に示すように中性点間に電圧は発生しない。

しかし、図4に示すように三コイル中の一コイル(図3,4における左側のコイル)だけを移動させて、銅板上の貫通欠損のある箇所に設置すると、貫通欠損上に位置するコイルのみインピーダンスが、残り二個のそれらと異なるため、三相交流回路の平衡が崩れ、図5破線に示すように中性点間に比較的大きな電圧が発生する。また、このシミュレーションでの励磁電圧は $5V_{pp}$ 、周波数は $950\text{Hz}$ であるが、ここで発生する電圧は励磁周波数と同じ $950\text{Hz}$ になるということが判る。

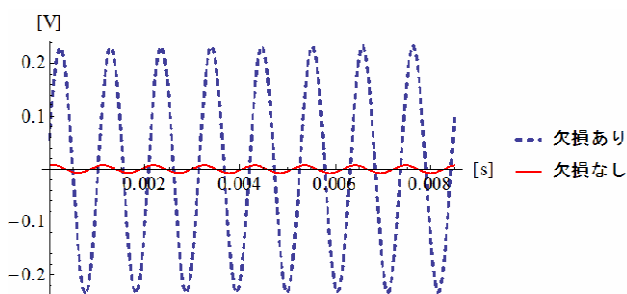


図5 シミュレーションによる中性点間電圧

## 3 実験

### 3.1 三相交流磁気センサの構成

- 1) 高砂製作所製 周波数変換・交流安定化電源 AA150 F と同社製 三相出力アダプターFPA-3M(MG)を接続して、周波数可変・三相交流安定化電源を構築した。
- 2) JantzenAudio 社製 空心コイル( $0.7\text{mH}\pm 2\%$ , DCR  $0.4\Omega\pm 3\%$ , 18AWG, D45φ, d25φ, H15mm, 図6 参照)を3個用意し、横河 HP 社製 4194A インピーダンスアナライザを用いてインダクタンス・抵抗値にばらつきのないことを確認後、1)で用意した三相電源とY-Y結線で接続した。
- 3) 各コイルに菊水電子工業社製 アナログオシロスコープ COS2040, 電源とコイルの中性点間に Tektronix 社製 デジタル・ストレージ・オシロスコープ TBS1042 を接続した。
- 4) 電源を操作して、励磁コイルを $950\text{Hz}$ ,  $1.4\text{A}$  で励磁した。印加相電圧は約 $15V_{pp}$ である。
- 5) 探査対象物として厚さ $1\text{mm}$ で幅 $2\text{mm}$ の貫通欠損を持つ銅板( $200\text{mm}\times 200\text{mm}$ , 図7 参照)を用意し、探傷に用いない残りの二個のコイルにも、欠損のない同等の銅板を用意した。



図6 空心コイル

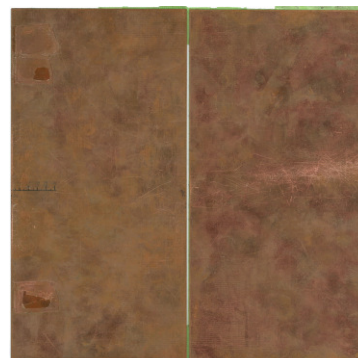


図7 探査対象の銅板

### 3.2 出力電圧による感度評価

#### 3.2.1 波形

この項では第 3.1 項で述べた銅板上における欠損探傷試験を行う。第 3.1 項で構成した三相交流磁気センサの基本的な動作や特性を把握するため、第 3.1 項の図 3 に示すようにセンサコイルを欠損のない箇所<sup>3</sup>に 3mm の間隔を置いて設置した場合と、図 4 に示すようにセンサコイルを欠損の直上に同様に 3mm の間隔を置いて設置した場合について、中性点間に接続したオシロスコープから得られる波形を観測した。

観測した波形を図 8,9 に示す。

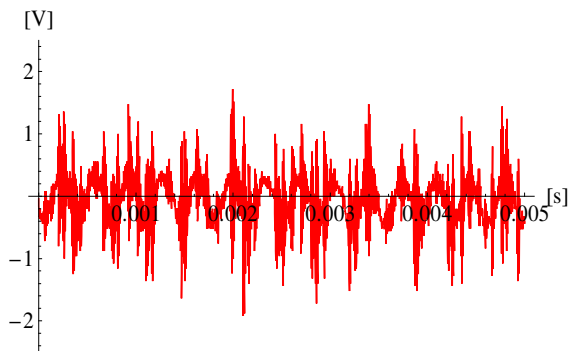


図 8 欠損なし(電圧-時間)

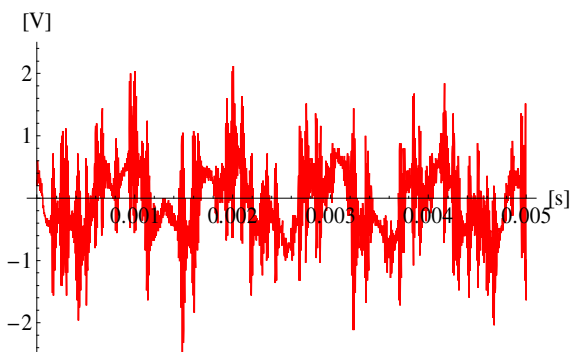


図 9 欠損あり(電圧-時間)

図 8 は欠損がない場合、図 9 は欠損がある場合のセンサ出力信号である。両図から、測定した信号に多くの高周波環境ノイズが含まれており、信号の波形や振幅から欠損の有無を明確に判別することは困難である。

#### 3.2.2 アナログフィルタの適用

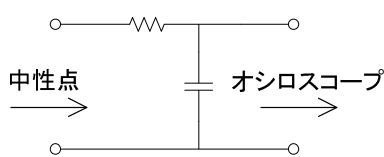


図 10 CR ローパスフィルタ

第 3.2 項の図 8,9 に示した信号はノイズを多く含有し、欠損の有無が明確に読み取れない。そこで、中性点間に図 10 に示す一次 CR ローパスフィルタ(LPF)を追加し、出力信号から電源周波数よりも高い高周波成分をカットした。

図 11 は第 3.1 項で構成した三相交流磁気センサの三相交流電源の電源を入れない状態で、中性点間の電圧をオシロスコープの FFT 機能を用いて測定した周波数スペクトラムである。図 11 から、80kHz から 180kHz あたりにノイズが入っていることが分かる。また、第 2.2 項で示したように、観測対象の信号の周波数は励磁周波数と同じ 950Hz である。このことから LPF のカットオフ周波数は 950Hz から 80kHz の間に設定すればよいことが判る。

実験では LPF のカットオフ周波数は 1kHz と 10kHz の二通りについて実験を行った。

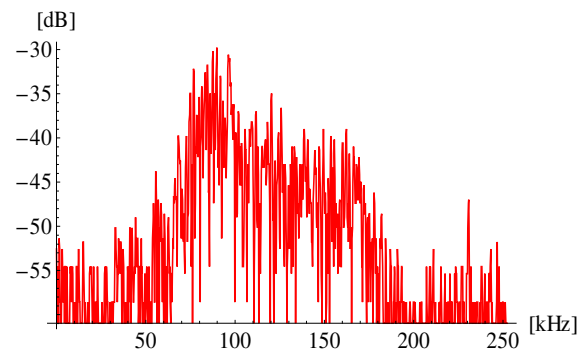


図 11 環境ノイズスペクトラム(利得-周波数)

#### 3.2.2.1 カットオフ周波数 10kHz

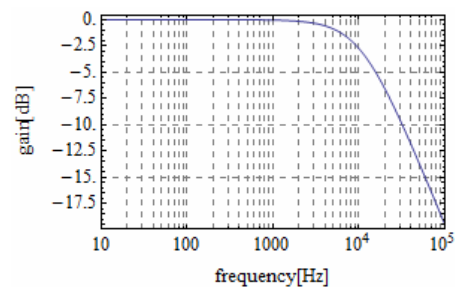


図 12 LPF 周波数特性(10kHz)

カットオフ周波数 10kHz においては、LPF のコンデンサは 1 $\mu$ F、抵抗は 15 $\Omega$  であり、その周波数特性は図 12 に示すようになる。

この LPF を追加した状態で観測した電圧波形を図 13 に示す。

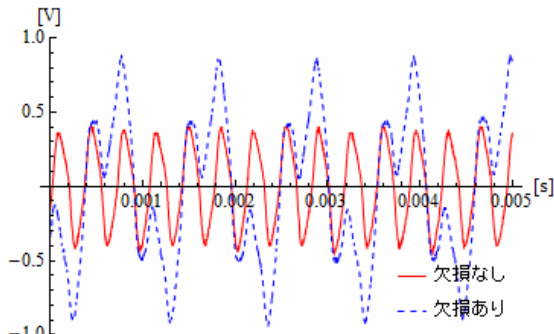


図 13 10kHz LPF 適用時波形 (電圧-時間)

図 13 で赤実線は欠損がない場合、青破線は欠損がある場合の信号である。

両波形を比較すると欠損の有無によって波形のみならず周波数が変化していることが判る。両波形に共通する周期の短い小さな波形、すなわち、赤実線は、電源の電圧の波形歪みからくる三倍高調波である。励磁に用いた 950Hz の三相電源はそれぞれ  $120^\circ$  ずつ位相がずれているが、これらの信号の三倍高調波である 2850Hz はすべて同位相、すなわち、ゼロ相となり、ノイズとして観測される。

欠損がある場合の細かい波に重畳している周期の長い波形は励磁周波数と同じ 950Hz の信号であり、この信号を観測することで欠損の有無を判断する。

両波形について、式(1)を用いて  $1V_{pp}$  を基準とした電圧の波高値 ( $V_{pp}$ ) のデシベル表示  $G$  に換算する。さらに、式(2)を用いて欠損の有無を  $S/N$  比として求めると 6.57dB となる。

$$G = 20 \log_{10} \frac{V_{\text{最大値}} - V_{\text{最小値}}}{1[V_{pp}]} \quad (1)$$

$$S/N = G_{\text{欠損あり}} - G_{\text{欠損なし}} \quad (2)$$

### 3.2.2.2 カットオフ周波数 1kHz

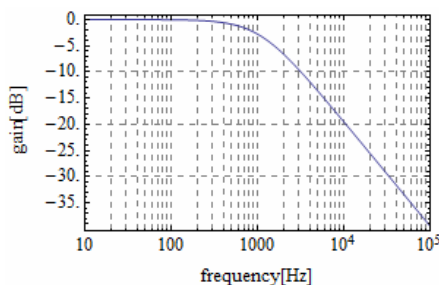


図 14 LPF 周波数特性

カットオフ周波数 1 kHz においては、LPF のコンデンサは  $10\mu\text{F}$ 、抵抗は  $15\Omega$  であり、その周波数特性は図 14 となる。

この LPF を追加した状態で観測した電圧波形を図 15 に示す。

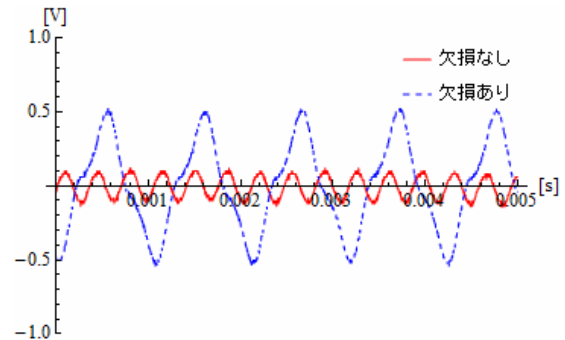


図 15 1kHz LPF 適用時波形(電圧-時間)

第 3.2.2.1 項の図 13 と同様に、赤実線、青破線の出力電圧波形を比較すると欠損の有無によって波形が異なることが判る。カットオフ周波数が 1kHz と低くなっているため、図 13 と比較して三倍高調波である 2850Hz 成分が低減される。このため、欠損が有る場合の出力電圧成分 (950Hz) がより明瞭に観察可能となる。

第 3.2.2.1 項と同様にして、欠損の有無による  $S/N$  比を求めると 12.21dB となり、第 3.2.2.1 項の場合と比較してデシベル比で二倍近く  $S/N$  比が向上することが分かる。

### 3.3 周波数スペクトラムによる感度評価

この項では第 3.2 項と同様に、LPF 無しの場合とカットオフ周波数 10kHz, 1kHz の LPF を用いた場合について欠損探傷を行い、それぞれの得られた出力電圧へ FFT 処理を行い、周波数スペクトラムから欠損探査感度を評価する。

周波数スペクトラムの縦軸は  $1V_{pp}$  を基準としたデシベル、横軸は周波数となっている。そのため、電圧波形と違って位相を読み取ることはできないが、観測したい周波数の電圧(波高値)を直接読み取ることができる。したがって、本実験のように観測したい信号の周波数が固定されていて、かつ出力電圧の振幅情報のみ分かれば良いという状況においては、非常に有効な観測方法である。

### 3.3.1 LPF 無し

LPF 無しで得られた出力電圧の周波数スペクトラムを図 16 に示す。

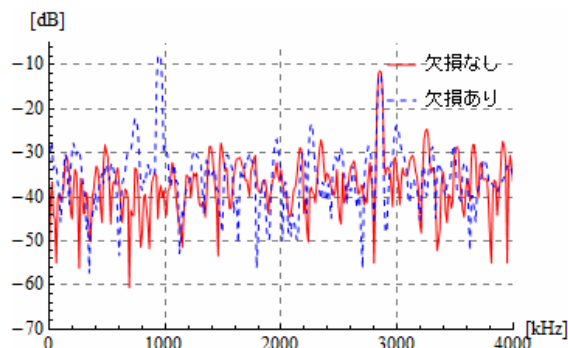


図 16 LPF 無しの出力電圧スペクトラム(利得-周波数)

図 16 で赤実線は欠損がない場合、青破線は欠損がある場合の周波数スペクトラムである。両スペクトラムを比較すると、欠損の有無によって励磁周波数である 950Hz 近傍のスペクトラムが変化していることが判る。三倍高調波である 2850Hz は電源波形に起因するゼロ相電圧であるから欠損の有無で変化しないことも判る。

第 3.2.1 項の電圧波形の場合と同様に、測定した信号に多くの環境ノイズが含まれていることもわかるが、スペクトラム表示では特定周波数の利得を選択的に測定可能なので、950Hz の値を測定することで欠損の有無を判断できる。また、スペクトラム表示の縦軸はデシベルなので、欠損の有無での値の差を取るだけで S/N 比を求められ、ここでは 31.2dB となり、同条件での電圧波形での測定と比べてデシベル比で五倍近く S/N 比が向上していることが判る。

### 3.3.2 ローパスフィルタの適用

第 3.2.2 項で示した一次 CR ローパスフィルタ(LPF)を装着して測定を行う。

スペクトラム表示においては LPF 等のフィルタを用いなくとも観測したい周波数の電圧を直接読み取ることができる。

ここでは LPF を用いて高周波帯のノイズを削減することで、観測対象の比較的低周波数に発生する低調波ノイズの低減可能かを検討する。

#### 3.3.2.1 カットオフ周波数 10kHz

図 17 はカットオフ周波数 10kHz の LPF を装着して得られた周波数スペクトラムを示す。

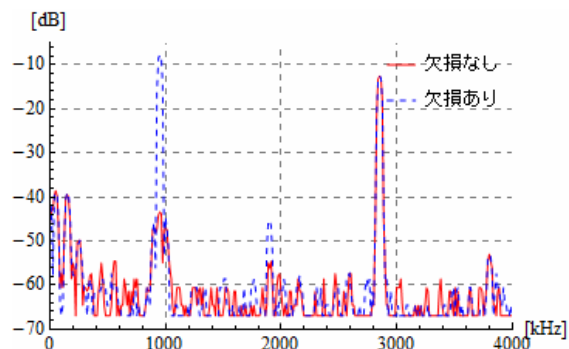


図 17 10kHz LPF の周波数スペクトラムに対する効果

第 3.3.1 項の図 16 同様に、赤実線、青破線の周波数スペクトラムを比較する。明らかに欠損の有無は大きく周波数スペクトラムに反映する。特に LPF の作用でノイズフロアが全体的に下がっており、観測対象である 950Hz の変化がより明瞭に観察できる。

第 3.3.1 項と同様にして欠損の有無での S/N 比を求めると 35.6dB となり、第 3.3.1 項の場合と比較して若干 S/N 比が向上している。これは、10kHz 以上のノイズが 950Hz の信号に対しても依然としてノイズ源となることを意味し、LPF によって 10kHz 以上のノイズを低減した結果が反映して若干 S/N 比が向上したと考えられる。

#### 3.3.2.2 カットオフ周波数 1kHz

図 18 はカットオフ周波数 1kHz の LPF を装着して得られた周波数スペクトラムを示す。

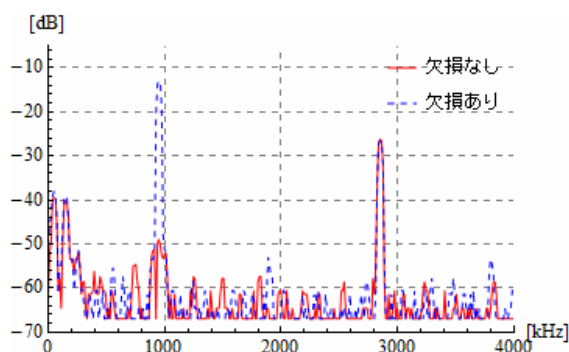


図 18 1kHz LPF の周波数スペクトラムに対する効果

第 3.3.2.1 項の図 16 と同様に、赤実線、青破線の周波数スペクトラムを比較する。明らかに欠損の有無は大きく周波数スペクトラムに反映する。特により低周波の LPF の作用でノイズフロアがさらに下がっており、観測対象である 950Hz の変化がより明瞭に観察できる。

第 3.3.2.1 項と同様にして欠損の有無での S/N 比を求



めると 36.0dB であり、第 3.3.2.1 項の場合と比べて、さほど S/N 比が変わっていない。このことから、より高い周波数帯のノイズと比較して 1kHz~10kHz のノイズが 950Hz の信号に与える影響は少ないと考えられる。

### 3.4 欠損の可視化

この項では第 3.2 項、第 3.3 項において、それぞれで最も S/N 比の優れていたカットオフ周波数 1kHz の LPF を適用した電圧波形で感度評価する方法、カットオフ周波数 1kHz の LPF を適用した周波数スペクトラムで感度評価する方法を用いて欠損の可視化を行う。

図 7 に示した銅板の上半分を図 17 に示すように 26 × 10 の 260 個のグリッドで分割し、これらの交点で探傷を行った。

図 17 の各グリッド点で探傷するために、図 18 に示す一軸ロボットを利用し、位置ずれなどの測定誤差低減を図った。

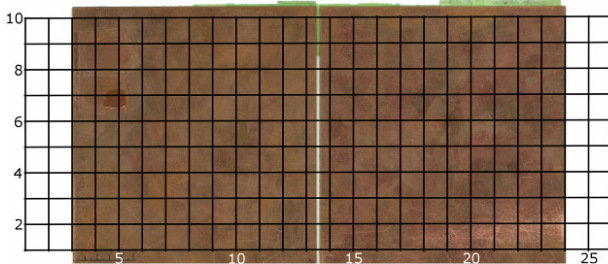


図 17 探傷結果の可視化に用いた測定グリッド

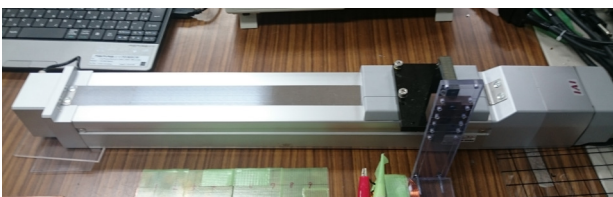


図 18 探傷結果の可視化に用いた一軸ロボット

比較のため、出力電圧を用いて探傷結果を可視化した。図 19 がその等高線表示である。図 17 のグリッド点間の値は線形補間で描いてある。この線形補間は他の可視化においても同様に採用する。

周波数スペクトラムについても同様にして探傷結果を可視化する。図 20 がその結果である。

図 17 の銅板と図 19,20 の可視化結果を比較すると、銅板の淵や中心の直線状クラック欠損を検出が明確に可視化可能であることが判る。

図 20 において、淵や直線状クラック欠損から離れるほど等高線値が小さくなっており、検査対象の不均一性が高感度に可視化可能であることが判明した。

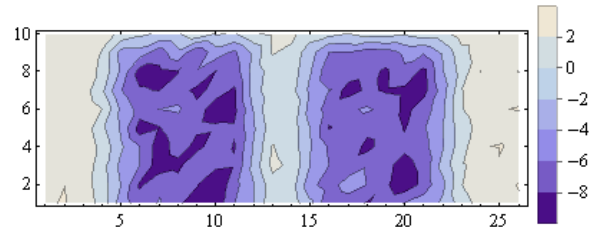


図 19 出力電圧の S/N 比(等高線表示, LPF あり)

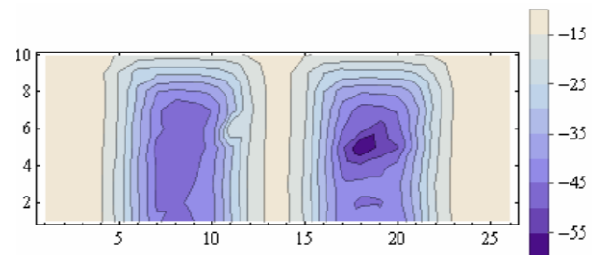


図 20 周波数スペクトラムの S/N 比  
(等高線表示, LPF あり)

図 19 のレンジ幅は、4dB~-10dB であるから、約 14dB である。他方、図 20 のレンジ幅は、-10dB~-60dB であるから、50dB となる。よって、図 19 のレンジ幅を 5dB~-45dB とし、等高線の間隔を図 20 と同じ 5dB に統一すると両者の比較が可能となり、図 19 の等高線が潰れて図 21 に示すように平坦な等高線分布となる。

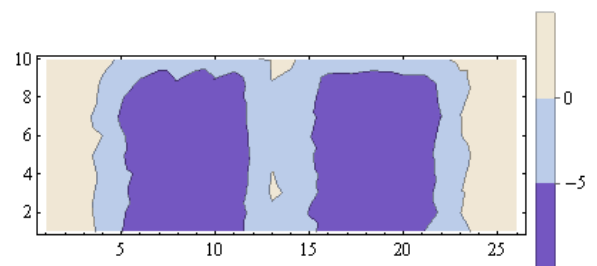


図 21 出力電圧の S/N 比を 50dB レンジで描いた  
等高線表示

図 20 と図 21 を比較すると、図 21 では銅板の大きな形は分かるが、絶対的な精度は向上せず、中心の貫通欠損は埋まり、識別不能である。

よって、周波数スペクトラムによる欠損の可視化が従来の電圧波形による欠損評価方法と比較して、極めて高い精度を持つことが判明した。

#### 4 結論

表1に本文中の第3.2~3.3項で得られたS/N比について纏めて示してある。

LPF カットオフ 周波数[Hz]	測定方法ごとのS/N比[dB]	
	電圧波形	スペクトラム波形
∞(フィルタ無し)	0(測定不能)	31.2
10k	6.57	35.6
1k	12.21	36

本論文では金属構造物の非破壊検査に用いる、三相交流磁気センサの高感度化を意図して、フィルタ(LPF)の適用やFFT解析を用いた周波数スペクトラムによる非破壊検査のベンチマークを行った。

元来、三相交流磁気センサは従来型のECTと比較して、各相のコイルに鎖交する磁束の相違を利用するため、絶対的な感度が高い[3,4]。

本論文では従来用いられていた電圧(波高値)による数値化に代えて、FFT解析を用いて特定周波数の電圧値を抽出することで、表1に示すように三相交流磁気センサとしても非常に高い感度かつ非常に広いダイナミックレンジでの探傷を行うことに成功した。

表1はさらに、LPFを用いた高周波・高調波ノイズ削減により電圧(波高値)による測定、FFT解析を用いた周波数スペクトラムによる測定いずれの場合も、感度が向上することを述べている。

以上の成果より、三相交流磁気センサ信号に対する各種フィルタ処理、演算処理に対する親和性の高さや、それらによるさらなる感度向上の可能性について検証できた。

他方、三相交流磁気センサは三個のコイルの平衡を取るための調整が煩雑であり、コイルや電源の温度変化から来る特性の変化などで容易に平衡が崩れてしまう。さらに、三個のコイルが影響し合わないよう、適切な間隔を取った上で三個のコイルを電氣的、磁氣的に等しい状態に置かなくてはならない為、ECTとしては比較的、複雑かつ大型の装置になりがちである。これらの問題点は、ECTが持つ“比較的簡易な装置を用いて迅速に検査できる”という本質的な長所をスポイルする欠点であり、これらを解決していくことが実用化への課題であると考ええる。

最後に、本論文の図3,4のモデル作成及び図5に示した中性点電圧のシミュレーションで用いた三次元有限要素法解析はJSOL株式会社の「JMAG 14.0」を用いて行った。

また、図18に示した一軸ロボットは株式会社アイエイアイ製の物で電子磁気工業株式会社より貸与されたものである。

#### 参考文献

- [1] 亀澤・早野・齋藤:「多相交流センサーによる金属のたわみ・ゆがみセンシング」, 電気学会マグネティックス研究会, MAG-94-116, (1994)
- [2] 亀澤・早野・齋藤:「多相交流センサーによる金属欠損の位置・形状センシング」, 電気学会マグネティックス研究会, MAG-95-31, (1995)
- [3] 佐藤庸平, 早野誠治, 齋藤兆古, 堀井清之, “三相交流磁気センサの高度化と薄板状金属の欠損可視化”, 可視化情報学会誌, Vol.25, No.1, pp.185-188, (2005)
- [4] 佐藤庸平, 早野誠治, 齋藤兆古, “三相交流磁気センサによる金属板の非破壊検査” 電気学会マグネティックス研究会資料, MAG-06-7, (2006)



# タイヤを介した電気自動車用非接触給電の提案

12X2148 渡邊 優人 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・接地面に一次コイルを配置し、一時・二次コイル間の電磁誘導で給電する方式を検討する。一次コイルはスプーン皿形状フェライトコアをヨークとして作成し、二次は平面型空心コイルからなる。試作変圧器を実車の 1/16 スケールモデルへ装着し、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験値と 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する。

## 1. 緒言

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。ケーブルによってはかなり重いものもあり、女性や高齢者には片手で作業しづらく、屋外での作業の為夜間では見えにくい、悪天候の状況下では濡れたり、手や衣服が汚れてしまうなど充電作業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、手に物を持ってい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。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、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 への給電に関する研究である。特にタイヤと地面を介した非接触給電システムの提案が主題である。

## 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 20 世紀初頭にニコラ・テスラが考案した世界システムと呼ばれる電磁波を用いた無線送電装置が起源であり、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[1]。

## 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。試作した変圧器は、スプーン皿形状フェライトコアをヨークとする一次コイルと円形平面型空心コイルを二次コイルとする変圧器を試作した。

図1は一次・二次側ともにコイルの巻き数を30回とした試作器Iである。

図2はスプーン皿形状フェライトコアをヨークとする一次コイルと円形平面型空心コイルを二次コイルとする試作変圧器IIである。一次・二次ともにコイル巻き数はそれぞれ30回である。

表1、表2は試作変圧器I、II、それぞれの諸定数を示す。

表1 コイルの諸定数

一次側巻き数 [Turn]	30
二次側巻き数 [Turn]	30
線径 [mm]	0.4

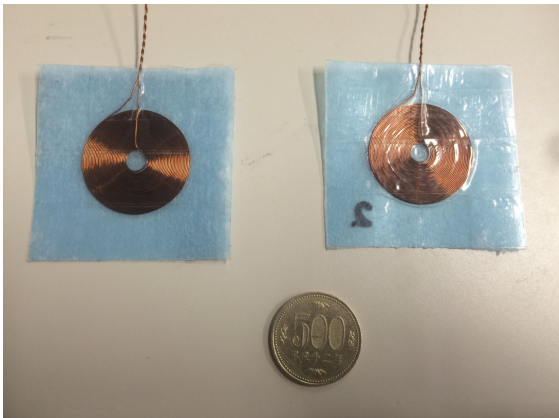


図1 試作器I

表2 円形コイルの所定数

一次側	
コアの外径 [mm]	110
コアの凹み内径 [mm]	100
コアの厚さ [mm]	10
コアの凹みの深さ [mm]	1
巻き数 [Turn]	30
線径 [mm]	0.4
二次側	
巻き数 [Turn]	30
線径 [mm]	0.4

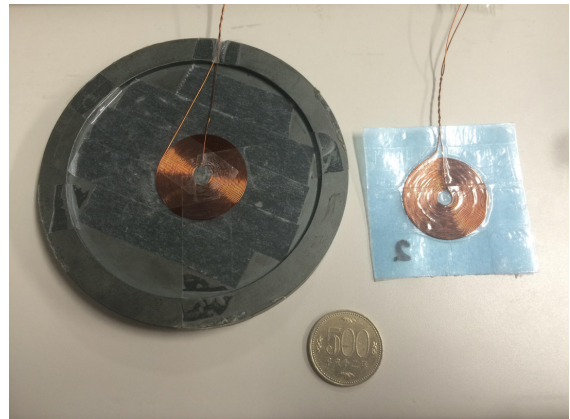


図2 試作器II

## 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JMAG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3、4にシミュレーションモデルを示す。また、シミュレータであるJMAGの設定詳細を表3に示す。

図5はシミュレーションによる磁束密度分布の一例を示す。

表3 JMAG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3 一次・二次ともに円形空心コイルで作成した空心変圧器のシミュレーションモデル

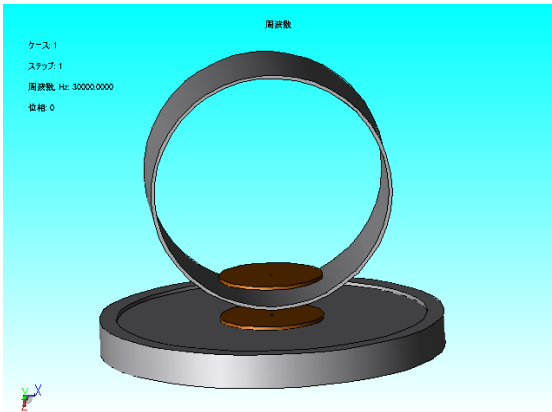


図4 スープ皿形状フェライトコアをヨークとする一次コイルと円形平面型コイルを二次コイルとする空心変圧器のシミュレーションモデル

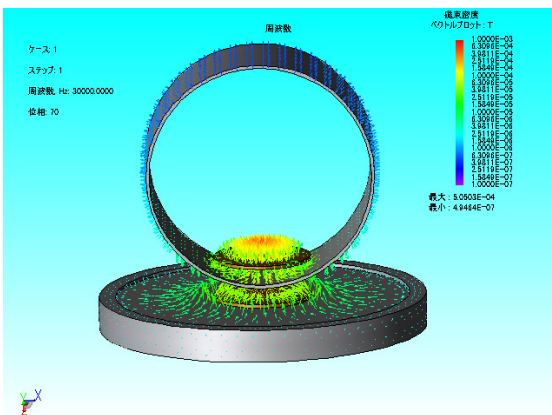


図5 シミュレーションによる磁束密度ベクトル分布の一例

## 2.4 電力伝送効率

### 2.4.1 結合係数

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

変圧器の一次・二次コイルを図6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7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(4)から結合係数  $\kappa$  が求まる。

表4, 表5はそれぞれ図1, 2の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30 [kHz]である。

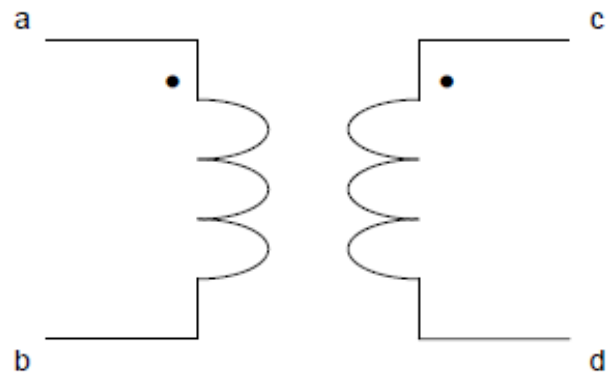


図6 変圧器回路モデル

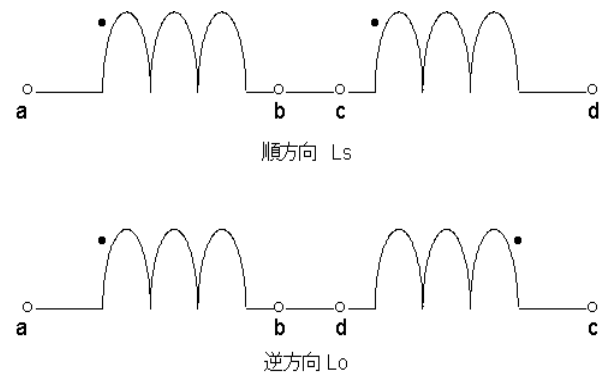


図7 インダクタンス測定のための回路結線

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

表4 試作器Iの結合係数

	測定値		シミュレーション値	
	1	10	1	10
一次側コイルL1 [ $\mu\text{H}$ ]	15.3798	15.2579	8.73090	8.21269
二次側コイルL2 [ $\mu\text{H}$ ]	14.8091	14.8418	8.73091	8.42864
和動接続Ls [ $\mu\text{H}$ ]	53.0211	36.1404	30.7815	19.7767
差動接続Lo [ $\mu\text{H}$ ]	10.5118	26.4928	4.14212	13.5179
M [ $\mu\text{H}$ ]	10.62733	2.4119	6.659845	1.56468
結合係数 $\kappa$	0.704181	0.160276	0.76279	0.1879956

表5 試作器IIの結合係数

	測定値		シミュレーション値	
	1	10	1	10
一次側コイルL1 [ $\mu\text{H}$ ]	30.5371	30.5347	16.1633	15.7004
二次側コイルL2 [ $\mu\text{H}$ ]	14.6588	14.6538	13.0400	8.81487
和動接続Ls [ $\mu\text{H}$ ]	90.9783	59.9229	55.1023	31.1289
差動接続Lo [ $\mu\text{H}$ ]	15.2941	36.1103	3.30451	17.9018
M [ $\mu\text{H}$ ]	18.92105	5.95315	12.94945	3.306775
結合係数 $\kappa$	0.894298	0.281433	0.891964	0.2810874

### 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。

試作器Ⅰ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。

また試作器Ⅱ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 7 に回路モデルを示す。一次側負荷抵抗 1 [Ω]、二次側負荷抵抗 1 [Ω] を使用する。

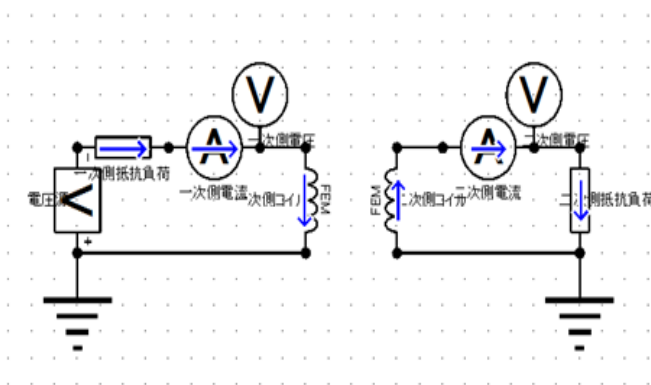


図 7 電力伝送効率測定で仮定した回路モデル

一次・二次コア間のギャップを 1 [mm]、二次側に抵抗負荷 1 [Ω]、動作周波数 30 [kHz] に設定し測定を行い、式 (5) より電力伝送効率を算出した。

$$\varepsilon = \frac{\text{Secondary output power}}{\text{Primary input power}} \times 100 [\%] \quad (5)$$

表 6 は、駆動周波数を 30 [kHz] に設定した場合の図 1 に示す試作器Ⅰの電力伝送効率実験値とシミュレーション値を示す。表 6 から、ギャップが小さい 1 [mm] では実験値とシミュレーション値はほぼ一致するが、ギャップが 10 [mm] では実験値とシミュレーション値は倍近く異なることが判る。

表 6 試作器Ⅰの電力伝送効率

Gap [mm]	1	10
測定値 [%]	12.3946	0.419573
シミュレーション値 [%]	15.76286	0.793922

同様に、表 7 に試作器Ⅱの電力伝送効率実験値とシミュレーション値を示す。表 5 から、ギャップが 1 [mm] の場合はシミュレーション値が実験値よりも大幅に大きい、しかし、ギャップが 10 [mm] に置いては比較的良くシミュレーション値と実験値が一致する。

また、表 6 と表 7 の実測とシミュレーション値を比較すると、一次側にスプーン型フェライトコアをヨークとして用いた試作器Ⅱが一次・二次ともに空心である。

表 7 試作器Ⅱの電力伝送効率

Gap [mm]	1	10
測定値 [%]	16.7464	1.66278
シミュレーション値 [%]	25.3108	1.896259

試作器Ⅰよりも良好な電力伝送効率を示すことがわかる。

## 3. 考察

### 3.1 数値シミュレーションモデル

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、測定値と比較した。結合係数の比較において、結合係数  $\kappa$  の値は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 3、図 2 と図 4 に示すシミュレーションモデルをタイヤではなく平面として考えたため誤差が発生したと考えられる。

また、電力伝送効率においても測定値とシミュレーション値で比較的近い値を示した。

### 3.2 結合係数

表 4 より一次側、二次側ともに円形平面型変圧器を用いた試作器Ⅰは一次・二次コイル間のギャップが 1 [mm] において結合係数が約 0.704 を示した。

他方、表 5 より一次側にスプーン型フェライトコアを用いた試作器Ⅱはエアギャップ 1 [mm] で結合係数が約 0.894 を示した。

エアギャップが同じ 1 [mm] にも関わらず試作器ⅠとⅡ間の結合係数の差は、試作器Ⅱの磁束密度ベクトル分布が一次側コアの中心から二次側へ噴水状に広がることに起因すると考えられる [3]。

非接触給電の実用化に伴い一次側コアと二次側コア間に位置ズレが必然的に伴う。この問題に対して、放射状に磁束が分布するスプーン型フェライトコアを用いた試作器Ⅱは試作器Ⅰと比較して圧倒的に磁気結合の観点から有利である。すなわち、試作器Ⅱで漏洩磁束をさらに減らすには、二次側コイル巻数を増加することで磁束鎖交数が増加でき、結果としてより高い磁氣的結合が期待できると言える。

また表 4、表 5 の変圧器ともに、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とわかる。これはコイル間の空気領域が大きくなり、漏洩磁束が増え磁束鎖交数が減少したため、磁氣的結合は弱くなったと言える。

### 3.3 電力伝送効率

試作器Ⅰは、表 6 より一次・二次コイル間のギャップが 1 [mm] では電力伝送効率約 12 [%]、10 [mm] では約 0.4 [%] を示す。

同様に表 7 より試作器Ⅱの場合、コイル間のギャップが 1 [mm] では電力伝送効率約 17 [%]、10 [mm] では

約 1.7 [%]を示す。どちらにおいても一次側にスープ皿型フェライトコアを用いた変圧器の方が円形平面型変圧器より電力伝送効率が維持できていることがわかる。

これは外鉄型的一种であるスープ皿型フェライトコアを用いたことにより漏洩磁束が削減できたことに起因すると言える。

しかし、電力伝送効率が約 17 [%]では変圧器としての性能は不十分である。

#### 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を設置し、タイヤの外側にスープ皿型フェライトコアを径鉄とする平面型一次コイルを設置することで、単純な一次・二次ともに空心とする非接触変圧器よりも高性能化が可能であることを述べた。

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た。単純な一次・二次ともに空心とする非接触変圧器が、一次側にスープ皿型フェライトコアを径鉄とすることで、高性能化が可能であることをシミュレーションからも明らかにした。

しかしながら、一次・二次コイル間のギャップ 1 [mm]において電力伝送効率が約 17 [%]となり変圧器としてさらなる高性能化が必要であることがわかった。

今後、電力伝送効率向上を目的にする場合、コア材の付加・変更、一次・二次共振回路の有用性について検討する必要があり、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] 大橋竜也, 齊藤兆古:「スープ皿形状フェライトコアを用いた一次・二次コア分離型変圧器の最適設計に関する研究」(法政大学 2012 年度修士論文)
- [2] 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/>>
- [3] 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)
- [4] 川西健次, 近角聡信, 櫻井良文:「磁気工学ハンドブック」, 1998 年