

ビッター法による可視化磁区画像から周波数特性の抽出

Extraction of Frequency Characteristics from Visualized Magnetic Domain Images by Bitter Method

須永 高志^{*1} (学生), 寺西 正晃^{*1} (学生), 齋藤 兆古^{*1} (正員)

Takashi SUNAGA(Stu.), Masaaki TERANISHI(Stu.), and Yoshifuru SAITO(Mem.)

The Bitter method is most commonly observing way of the magnetic domains situation even though it is possible to observe only the surface of specimen. To observe the magnetic domains by Bitter method, magnetic liquid is put on the target magnetic material after electrical field polishing process. Applying magnetic field to this magnetic material covered by magnetic fluid makes it possible to observe the magnetic domain dynamics by a microscope.

We have previously reported that local magnetization characteristics could be obtained from the visualized magnetic domain dynamics.

Final purpose of our research on visualized magnetic domain dynamics is to work out a fully automatic quality control system for the thin magnetic materials by visualizing the magnetic domain dynamics.

In the present paper, we try to extract the magnetic domain locations exhibiting frequency fluctuation movement from the dynamic magnetic domains because it may be considered one of the causes of magnetic noise as well as chaotic behaviors.

Keywords: Magnetic domain dynamics, Frequency fluctuation, Magnetic noise, Local magnetization characteristic, Bitter method.

1 緒言

磁性鋼板は電気・電子機器を構成する主要な材料である。一般に、磁性材料は磁区と呼ばれる微小磁石の集合で構成され、外部磁界に応じて材料中の磁気エネルギーが最小となるように磁区が変化する。すなわち、磁性材料の磁化過程は外部磁界に対する磁区挙動である。所望の磁化特性を持つ材料開発・評価に、磁区挙動の可視化は磁化過程を掌握するために重要な役割を担う。磁区挙動の可視化は、磁性コロイド溶液を用いたビッター法、電子顕微鏡に拠る方法、磁気光学効果を利用した方法等で行われる[1]。ビッター法は手軽な方法であるが、磁区間の磁壁しか観察できない。また、磁気光学的方法是磁性体表面の磁区挙動可視化に限定される。電子顕微鏡に拠る方法は磁性体内部の磁区挙動を観察可能とするが、高価な機器を必要とする。従来、我々は磁区の電子顕微鏡画像から磁性体の磁化特性を抽出する全く新しい方法を提案した[1]。現在、我々は安価な設備で磁性体の磁壁を可視化可能とするビッター法を用いて磁性体の磁化特性を抽出する

方法を開発している[2,3]。

本稿では、ビッター法で可視化した磁壁動画画像から $1/f$ ゆらぎ周波数成分が分布する領域を抽出することを試みる。一般に、磁性体は磁気ノイズを電子回路へ与えることや磁気飽和による非線形特性を呈することが知られている。このなかで磁気ノイズ発生のメカニズムを解明するため、ビッター法による磁壁の動画画像の時間領域周波数特性から、特に磁気ノイズに関係すると考えられる $1/f$ ゆらぎ周波数成分分布の可視化を試みる[4]。

2 ビッター法による磁壁移動の可視化と磁化特性

2.1 ビッター法

ビッター法による磁壁可視化の原理について述べる。試料表面の磁壁を観察するために、反射型の金属光学顕微鏡を用いる。顕微鏡の倍率は、通常、100~200倍程度でもよいが、本稿では、機材の都合から、全て750倍で行った。試料台に試料を載せて、表面歪みを取り除いた研磨面にスポットで磁性コロイド溶液をたらし、カバーガラスを載せて観察する。強磁性微粒子(γ 酸化鉄)のコロイド液を強磁性体表面につけると、コロイド液内に分散していた酸化鉄の微粒子が、磁壁付近の急峻な磁化変化に起因する漏れ磁束の急激な勾配に反応し、表面近くの

連絡先： 須永 高志, 〒184-8594 法政大学院工学研究科電気工学専攻齋藤兆古研究室,
e-mail: sunaga@ysaitoh.k.hosei.ac.jp

^{*1}法政大学大学院

磁壁の観測ができる。この引き付けられた微粒子を光学顕微鏡で観察する[5,6]。

この原理はマグネットビューワーと呼ばれる商品などに应用されており、比較的面倒な実験準備を必要とせずに磁壁を観察可能とする。Fig.1 は磁壁移動の可視化に使用した実験装置を示す。励磁コイルを使って周波数 1[Hz]の交流磁界を観測対象に印加する。Table 1 に珪鉄と励磁コイルの仕様を示す。顕微鏡は KEYENCE 社の HD 中倍率ズームレンズ VH-Z75 に高精細クイックマイクロスコープ VH-5000 を接続したものである。動的磁壁移動を可視化した。Fig.2 は観測したフレーム画像の例を示す。



(a) Entire measurement system.



(b) Yoke and exciting coil.

Fig.1 Experimental device for magnetic wall observation.

Table 1 Various constants used in the experiment.

コイル	巻数	コイルの直径	コイルの長さ	コイルの素材
励磁コイル	300[Turn]	10[mm]	30[mm]	直径 0.5[mm]のホルマル線
検出コイル	100[Turn]	4[mm]	10[mm]	直径 0.4[mm]のホルマル線

2.2 磁壁の可視化

2.2.1 軟鉄

金属中で最も大きな飽和磁束密度を持つ軟鉄の 30[Hz]のサンプリング周波数で撮影し、印加した外部磁界の周波数は 1[Hz]として実験を行った。

2.2.2 無方向性珪素鋼板

Fig.2 に示す軟鉄に珪素を添加し、飽和磁束密度は低下するが鉄損を削減した無方向性珪素鋼板、いわゆる電気鉄板と呼ばれる低損失珪素鋼板の磁区挙動を観察した。

Fig.3 は観測された磁区フレーム画像を示す。軟鉄と同様に、30[Hz]のサンプリング周波数で撮影し、印加した外部磁界の周波数は 1[Hz]として実験を行った。

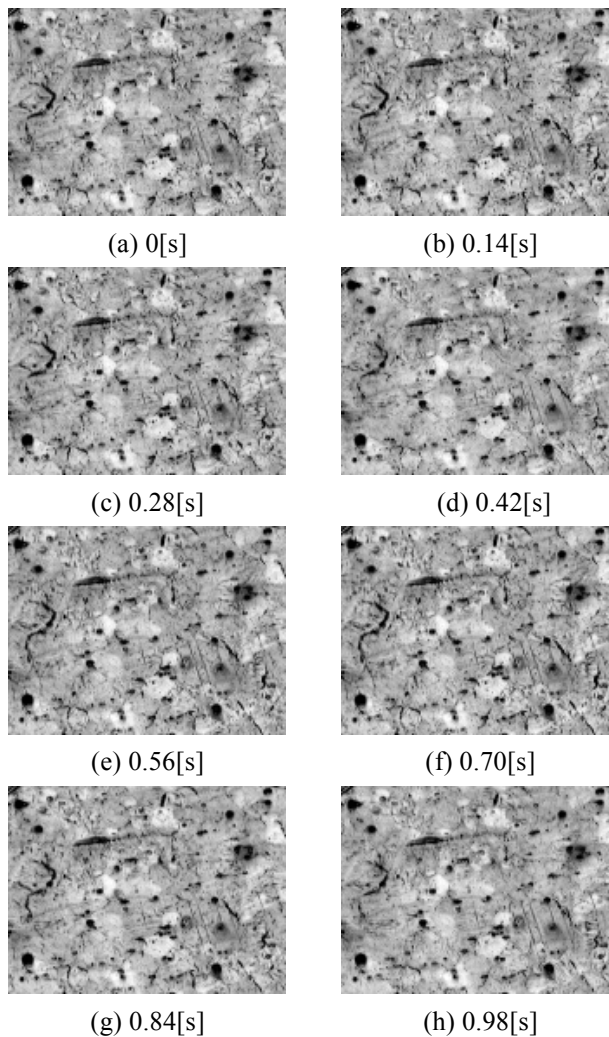


Fig.2 Frame images of magnetic wall sample: soft iron.

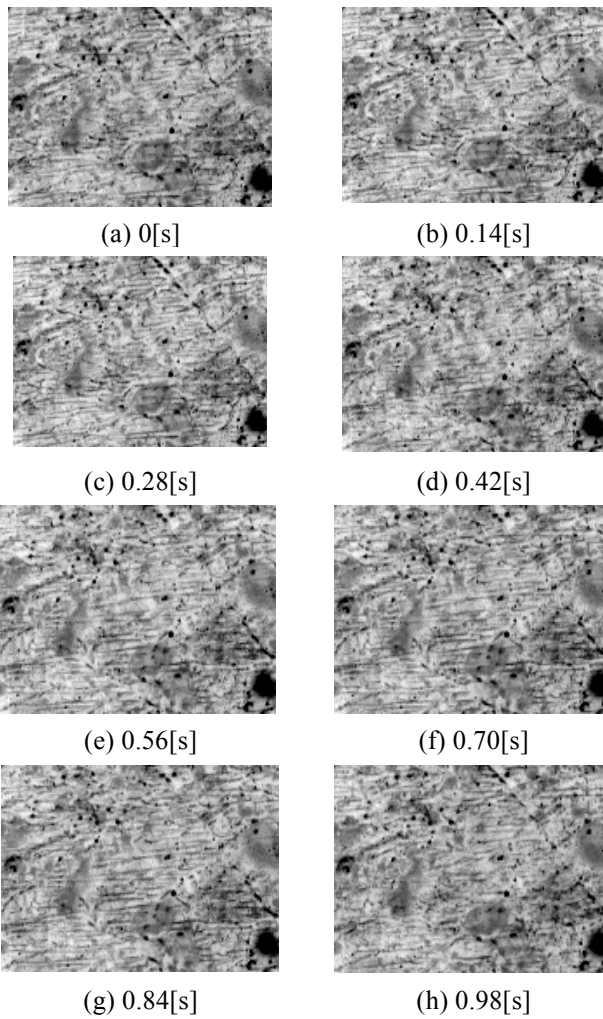


Fig.3 Frame images of magnetic wall, sample: silicon steel.

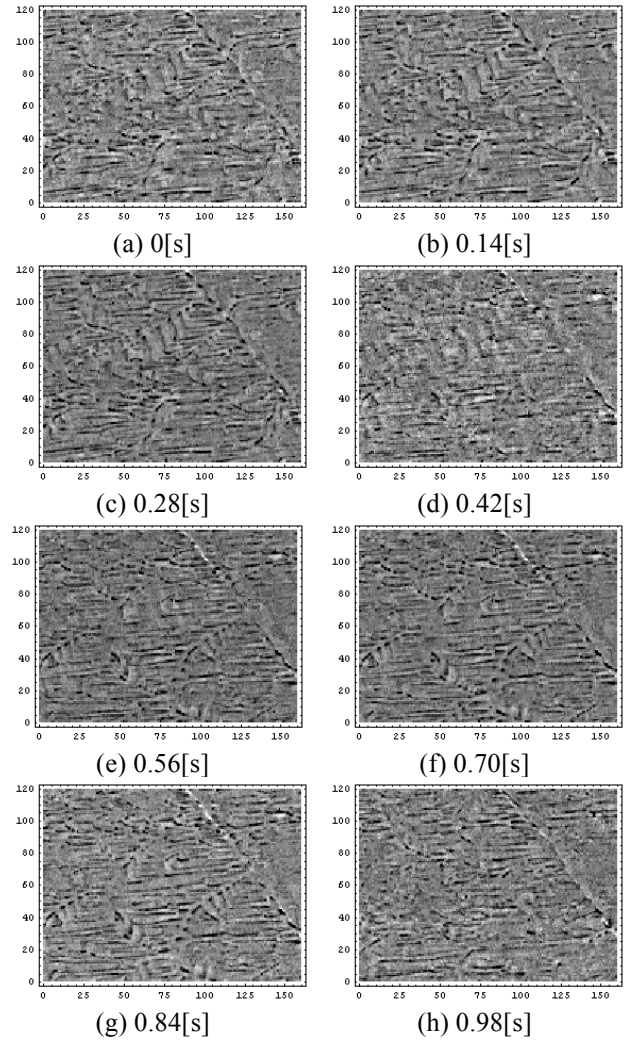


Fig.4 Frame images of dynamic parts sample: silicon steel.

2.2.3 磁区画像から動的部分の抽出

ビッター法によって観察された磁区画像には、磁性流体の動き以外にも磁性流体の不動部分と珪素鋼板そのものの物理的な傷なども含まれているので、その不動部分を削除し、動画像部分だけの抽出を行う。Fig.4は無方向性珪素鋼板の磁区画像から不動部分を取り除いた動的部分の画像を示す。

Fig.4を各画素単位でフレーム方向にフーリエ変換をすることによって周波数特性を求めることができる。ここでは、周波数特性がどのような傾向を示しているかを、非線形系で観察される1/fゆらぎで評価する。

2.3 モノクロ濃淡比

1周期の外部磁界印加させた場合、動的部分の磁区画像をFig.4に示す。この画像の濃淡分布を構成する全画素値のフレーム方向への変化をFig.5に示す。

外部磁界1周期に対して、モノクロ濃淡比が2

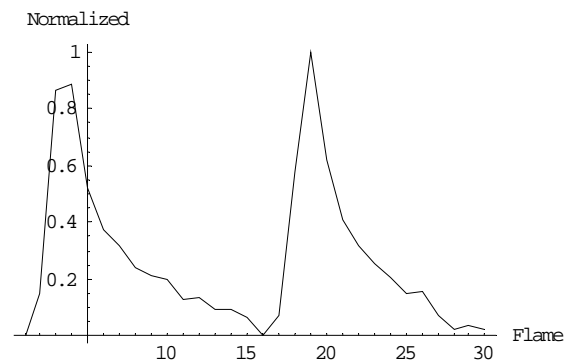


Fig.5 Pixel values histogram of domain dynamic image.

周期する。これは磁性流体が磁界、もしくは磁化の極性に無関係に吸着されるためである。すなわち、外部磁界の正と負の極性、それぞれで磁性流体の吸着がなされるためである[6]。

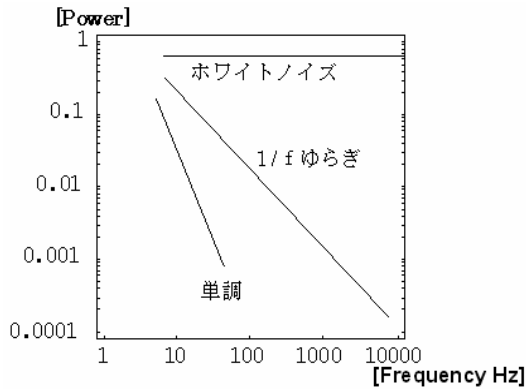


Fig.6 Typical fourier power spectra.

3 磁区画像の周波数特性

3.1 1/f ゆらぎ周波数

「1/f ゆらぎ」は自然界に多く存在し、例えば小川のせせらぎ、小鳥の囀り、爽やかなそよ風などの心安らぐリズムが相当する。同様に、心地良い音楽を聴いたり、快い感じを抱いたり、安静にしているときの脳波にも「1/f ゆらぎ」が存在する。

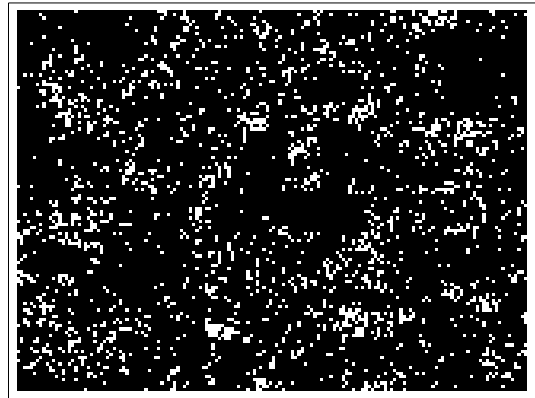
全フレームの各画素値をフレーム順に時系列に並べた 1 次元データに対してフーリエ変換を適用し、フーリエ・パワースペクトラムの周波数に対する変化率からゆらぎの特徴を求める。より具体的には、ある信号へ離散フーリエ変換(DFT, Discrete Fourier Transform)を適用し、各周波数に対するパワースペクトラムを計算する。周波数の低下とともにパワースペクトラムが増加するような信号の中で、パワースペクトラムの振幅が周波数に対して反比例する信号を「1/f ゆらぎ」と呼ぶ。

視覚的に判りやすくするために、よく行われる方法は、フーリエ・パワースペクトラム対周波数の両対数グラフを描き、描かれる線図の傾きによってゆらぎの種類を大別する方法である。Fig.6 にフーリエ・パワースペクトラムの一例を示す。Fig.6 において、直線の傾きが 0 の場合は主にホワイトノイズである。また、直線の傾きが急になる程単調な信号である。そしてホワイトノイズと単調な信号の中間的な信号で傾きが約-1 の場合を「1/f ゆらぎ」と呼び、人間が心地よいと感じる信号と言われている。

3.2 1/f ゆらぎ周波数部分の可視化

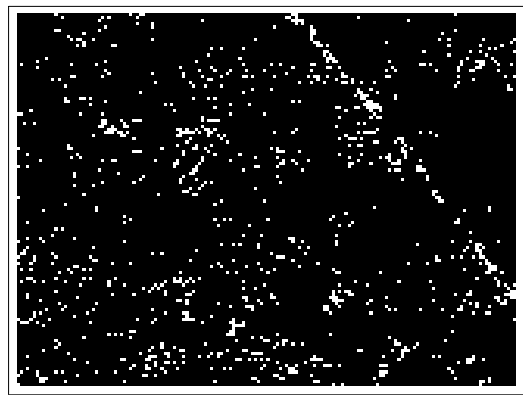
飽和磁束密度は最も高いが鉄損も大きい軟鉄における 1/f ゆらぎ周波数成分 (厳密には周波数 f に対して -0.95 乗から -1.05 乗) 分布を調べた結果を Fig.7 に示す。Fig.7 では見易くするため、周波数 f に対して -0.95 乗から -1.05 乗を 1、それ以外を 0 と二値化した。白色の点部が 1/f ゆらぎ周波数で運動する磁壁部分を示す。

Fig.7 から、通常の軟鉄では 1/f ゆらぎ周波数



White : 1/f frequency

Fig.7 Extracted 1/f frequency fluctuation parts in soft iron.



White : 1/f frequency

Fig.8 Extracted 1/f frequency fluctuation parts of silicon steel.

成分は材料全体の磁壁に分布することが判る。Fig.8 は無方向性珪素鋼板の 1/f ゆらぎ周波数分布を示す。Fig.8 の結果は Fig.7 と同様に見易くするため、周波数 f に対して -0.95 乗から -1.05 乗を 1、それ以外を 0 と二値化した。白色の点部が 1/f ゆらぎ周波数で運動する磁壁部分を示す。

Fig.8 から、無方向性珪素鋼板は Fig.7 に示されている軟鉄よりも白点部が削減され、1/f ゆらぎ周波数で運動する磁壁が少ないことが判る。

抛って、Fig.7,8 の比較は、鉄損を削減するためにシリコンを含有させた無方向性珪素鋼板は 1/f ゆらぎ周波数で運動する磁区を削減し、結果として磁性体から生ずるノイズを削減している可能性が判明した。この検証には、後に示す Fig. 7,8 の白色部に対する局所的 B-H 磁化特性(Fig.10,11)を詳細に吟味する必要がある。すなわち、Fig.7,8 の白色部の B-H 磁化特性が大きな不連続性を呈すれば、1/f ゆらぎ周波数特性が磁気ノイズに寄与している可能性は極めて大きいと考えられる。

3.2 局所的磁化特性

モノクロ画像の濃淡を与える画素値とサーチコ

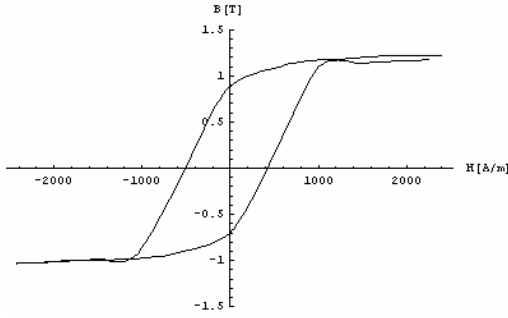
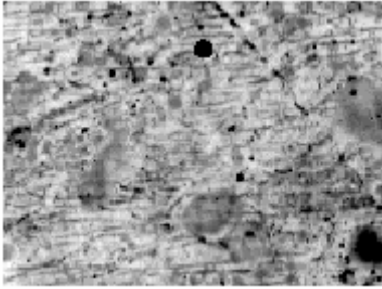
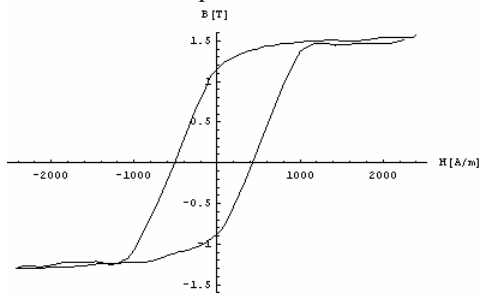


Fig.9 Average magnetization characteristic.



(a) A frame image of magnetic wall sample: silicon steel.



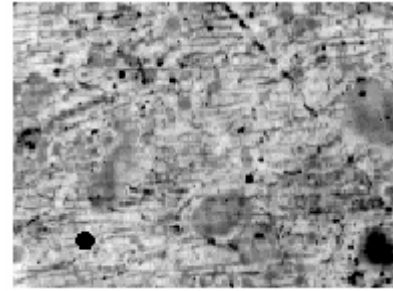
(b) Magnetizing properties of a point ●.

Fig.10 Local magnetization characteristics exhibiting 1/f fluctuation points.

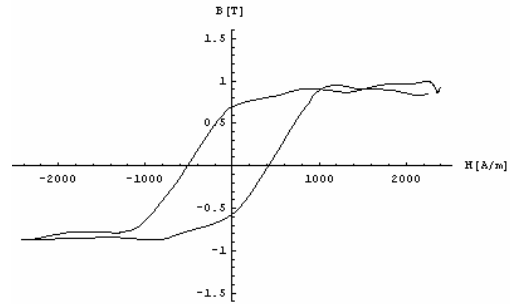
イルから得られる平均的磁束密度を対応させて、全体的な磁化曲線を描く。具体的には画像の画素値の平均値と実測磁束密度との比から換算係数を計算し、モノクロ画素値を磁束密度に比例した画素値へ変換する。

Fig.9 は平均的磁化特性、Fig.10(b)と Fig.11(b)はそれぞれ Fig.10(a)と Fig.11(a)の画像中の黒点部の磁化特性である。黒点部は 1/f ゆらぎが検出された場合とされなかった場合の磁化特性の違いを示す。

1/f ゆらぎ周波数特性が検出されなかった点では、Fig.11(b)に示すように、飽和磁束密度が Fig.9 中の何れと比較しても低い。この結果は、1/f ゆらぎ周波数特性が検出されなかった点には非磁性体である珪素が多く含まれている部分と考えられる。逆に、Fig.10(b)では、飽和磁束密度が Fig.9 の平均的磁化特性の飽和磁束密度に比べて高い。これは、1/f ゆらぎ周波数特性が検出された点には、非磁性体である珪素がほとんど含まれていない軟鉄部分と考えられる。



(a) A frame image of magnetic wall sample: silicon steel.



(b) Magnetizing properties of a point ●.

Fig.11 Local magnetization characteristics not exhibiting 1/f fluctuation points.

4 結言

本稿では、ビッター法で可視化した磁壁動画から 1/f ゆらぎ周波数成分が分布する部分を可視化した。

一般に、磁性体は磁気ノイズを電子回路へ与えることや磁気飽和による非線形特性を呈することが知られているが、この中で磁気ノイズ発生メカニズムを解明するため、ビッター法による磁壁の可視化動画の周波数特性から、特に磁気ノイズに関係すると考えられる 1/f ゆらぎ周波数成分分布領域の可視化を試みた。

本稿では、金属中で最も飽和磁束密度が高い軟鉄と軟鉄の鉄損を削減するために珪素を含有させた無方向性珪素鋼板に対する 1/f ゆらぎ周波数分布特性を可視化して吟味した。その結果、鉄損を削減するためにシリコンを含有させた無方向性珪素鋼板は 1/f ゆらぎ周波数で運動する磁区部分を削減し、結果として磁性体から生ずるノイズを削減している可能性が判明した。このノイズに関する仮説の検証にはより詳細な局所的磁化特性と 1/f ゆらぎ周波数特性で動く磁壁の関係を吟味する必要があり、これが次の研究課題の一つである。

参考文献

- [1] 大窪雄亮,遠藤久,早野誠治,齋藤兆古,堀井清之,球状永久磁石を用いて模擬した磁性鋼板の動的磁区挙動の可視化,可視化情報,Vol.23, No.1, pp.263-266, 2003.
- [2] 藤咲忠春,早野誠治,齋藤兆古,堀井清之,ピット法による可視化画像から磁化特性の抽出,可視化情報学会シンポジウム, B211, 2005.
- [3] 寺西正晃,丸山和夫,早野誠治,齋藤兆古,堀井清之,自然界の画像が持つ $1/f$ 周波数成分の可視化,可視化情報シンポジウム, 2005年7月, B108.
- [4] Alex Hubert,Rudolf Schaefer,“Magnetic Domains” Springer,1998.
- [5] 川西健次,近角聰信,櫻井良文,磁気工学ハンドブック,朝倉書店,1998.
- [6] 須永高志,寺西正晃,齋藤兆古,堀井清之,ピット法による可視化磁区画像から $1/f$ ゆらぎ抽出,可視化情報シンポジウム, A311, 2005.

端効果の可視化によるコンデンサー形状の最適化

Shape Optimization of Capacitor Electrode Edge by Visualizing the Displacement Currents Exhibiting Edge Effects

星野 賢治^{*1}(学生), 齋藤 兆古^{*1} (正員)

Kenji HOSHINO (Stu.), Yoshifuru SAITO (Mem.)

Most of the electrical capacitors are essentially composed of the open electrode edges because of divergence property of electric fields. This open electrode edge causes the edge effects, which lead to a smaller capacity compared with those of theoretical one.

In the present paper, we try to design the capacitors taking the edge effects into account for realizing smaller shape but larger capacity. At first, we derive an equivalent circuits of capacitor based on the first order finite elements. Second, solve a system of equations derived from this equivalent circuit yields the distribution of displacement currents exhibiting edge effects at the electrode edges. Third, examine the displacement currents at the electrode edges when changing the shape of electrodes visualizes the shape dependency of the edge effects.

We demonstrate the displacement current distributions concerning with several capacitors. Even though, we could not establish the deterministic methodology of shape optimization of capacitors taking into account the edge effects, it is demonstrated the edge effects and usefulness for visualizing the displacement currents between the electrodes of capacitors.

Keywords: capacitors, edge effect, displacement current, suitable shape, electrode

1 緒論

近年のデジタル計算機の高性能化と小型化, ならびに低価格化はデジタル計算機の爆発的普及をもたらし, いわゆる, デジタル計算機がパーソナルコンピュータ(Personal Computer, 以下, PC と略記)と呼ばれる高級・多機能文房具として使われるようになった。このため, 有限要素法や境界要素法で代表される電磁界の数値解析は, PC で実行可能な環境になり, この意味で, 既に数値解析の汎用パッケージが販売されるに至っている[1,2]。

有限要素法の特徴の一つは, 偏微分方程式で記述される物理現象を呈示する未知関数を, 折れ線や折面に代表される区分的多項式(piecewise polynomial)群で近似的に表そうとすることにある。この考えは, 対象とする解析領域を, 有限要素(finite element)と呼ばれる単純な形状の部分領域に分割することにより実現される。また, 有限差分法のように直接偏微分方程式を近似するのでは

なく, 関連する積分表示式, 汎関数, を近似することが特徴となる。いずれにしても, 最終的に得られるシステム方程式は, 有限差分法と同様に未知の格子点(有限要素法では節点と呼ぶ)の関数値に対する線形システム方程式となる。一方で, これらの手法は常に閉じた空間を対象とするものであるため, 開領域を有する問題には適用できないという欠点もある。

有限要素法は土木工学や航空機の構造力学で誕生したと言われている。この分野においては, 有限要素法の母体となるマトリックス法と呼ばれる手法がすでに存在していたが, 有限要素法はマトリックス法の数学的一般化とも見なされる。

本論文では, 電磁気学で遭遇する偏微分方程式を数値的に解く代表的な手法である有限要素法の中で最も初歩的な三角形一次要素を採用し, コンデンサー中を流れる変位電流可視化の第一段階を述べる。コンデンサーは電氣的絶縁物である誘電体をサンドイッチ状に電極が挟む形状で構成される。電極の端部では電界分布は一様でなく, いわゆる端効果が存在する。このため, 流れる変位電流は一様な密度で分布せず, 結果として電極の有効断面積が減少する。本研究の究極の目的は, コンデンサー電極の形状を最適化し端効果を削減することでより小型大容量のコンデンサーを実現することである。

連絡先: 星野 賢治, 〒184-8584 東京都小金井市
梶野町 3-7-2, 法政大学大学院工学研究科電気工学
専攻, 齋藤兆古研究室

e-mail: hoshino@ysaitoh.k.hosei.ac.jp

^{*1} 法政大学大学院

2 有限要素法による電界系等価回路

二次元有限要素法は任意形状の二次元問題対象領域を三角形などの任意の形状の平面要素を用いて離散化し、ポテンシャル分布を計算する方法である。

二次元空間を三角形の要素で領域を離散化した場合、一要素内のポテンシャル A は、一次関数 $A = \alpha_1 + \alpha_2 x + \alpha_3 y$ によって近似され、領域内全ての要素を表す一次関数の連立によって全体の領域を表す関数を導く。その結果得られる連立方程式を解くことによって逐次直線近似ポテンシャル分布を得ることができる。

単純に問題対象領域を一次関数で表現しただけでは全領域のポテンシャルを連立するシステム方程式は得られない。このため、問題対象領域のエネルギーに対応する関数、すなわち、汎関数を考える。汎関数はエネルギーを表す関数であり、変分原理は、汎関数で表されるエネルギーの最小値を求める演算に採用される。すなわち、有限要素法は、任意の形状の領域を任意の形状を持つ要素に離散化し、場のエネルギーを表す汎関数をもとめ、この汎関数の第一変分を取ることでエネルギーが最小になるようなポテンシャルの分布を求めるエネルギー最小原理に基づく偏微分方程式の解法である。

電界系の汎関数は、 ϕ をスカラーポテンシャル、 ϵ を誘電率、さらに ρ を電荷密度として、式(1)で与えられる。

$$F(\phi) = \frac{1}{2} \int \{ \epsilon (\nabla \phi)^2 - 2\phi \rho \} ds \quad (1)$$

式(1)の第一変分 $\delta F = 0$ を求める。第一変分は式(2)で定義される。

$$\delta F = \lim_{\epsilon \rightarrow 0} \left\{ \frac{F(\nabla \phi + \epsilon v) - F(\phi)}{\epsilon} \right\} \quad (2)$$

ここで v は任意の関数を示す。

式(2)を変形するため、Green の定理を用いれば、式(3)の Poisson の方程式、および式(4)の対象境界条件 (Symmetrical Boundary condition) が得られる。

$$\lambda \nabla^2 \phi = -\sigma \quad (3)$$

$$\partial \phi / \partial n = 0 \quad (4)$$

Fig.1 に三角形一次要素による離散化例を示す。Fig.1 から決まる補間関数を式(1)の汎関数に代入し変形すると式(5)が得られる。

ここで、 ϕ_1, ϕ_2, ϕ_3 はそれぞれ三角計頂点の節点ポテンシャル、 α は角度を示し、 ϵ および ρ は誘電率、三角形の面積、電荷密度 (Source density) をそれぞれ示す。

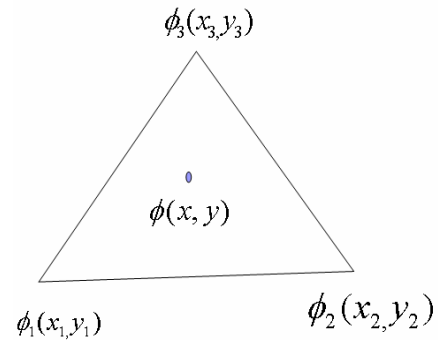


Fig.1 1st order triangular finite element.

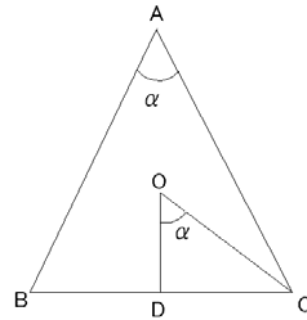


Fig.2 Relationship among the angles and lines.

式(5)の汎関数に対する第一変分 $F=0$ を計算し、システム方程式、式(6)を導く。

問題対象領域は三角形要素で細分化される。このため全体のエネルギーは複数個の要素がそれぞれ有するエネルギーの総和であり、要素間の接合は隣接する節点ポテンシャルが共通であること、および固定境界条件を導入することでなされる。

Fig.2 に示す三角形一次要素で、式(5)、(6)の節点間のパラメータ $(\epsilon/2) \cot \alpha = (\epsilon/2)(OD/DC)$ を考える。二次元の偏微分方程式は無限に厚い 3 次元空間の単位厚さ部分で成り立つと仮定しているから、 $(\epsilon/2)(OD/DC)$ は単位厚さ当たりになり立つパラメータである。一般にコンデンサー C は誘電率と電極面積 $1 \times OD$ に比例し、電極間距離 DC に反比例するから、明らかに $(\epsilon/2) \cot \alpha$ は節点 B, C 間のコンデンサーとなる。

任意の 2 次元領域を三角形一次要素で離散化した場合、式(6)は Fig.3 に示す直並列に接続されたコンデンサーの等価回路を与える。Fig.3 で上端と底辺部は対象境界条件を仮定している。

以上のことから電界系の偏微分方程式は特に有限要素法の知識がなくても等価回路を描くことにより電気回路の知識で解くことが可能とされる。これは電気回路が電磁気学的場の問題をモデル化する有力な方法であることを意味する。

$$F(\phi) = \frac{1}{2} [\phi_1 \quad \phi_2 \quad \phi_3] \frac{\varepsilon}{2} \begin{bmatrix} \cot \phi_3 + \cot \phi_2 & -\cot \phi_3 & -\cot \phi_2 \\ -\cot \phi_3 & \cot \phi_3 + \cot \phi_1 & -\cot \phi_1 \\ -\cot \phi_2 & -\cot \phi_1 & \cot \phi_1 + \cot \phi_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \\ \phi_3 \end{bmatrix} - [\phi_1 \quad \phi_2 \quad \phi_3] \frac{\Delta}{3} \sigma \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\frac{\partial F}{\partial \phi} = \frac{\varepsilon}{4} \begin{bmatrix} \cot \phi_3 + \cot \phi_2 & -\cot \phi_3 & -\cot \phi_2 \\ -\cot \phi_3 & \cot \phi_3 + \cot \phi_1 & -\cot \phi_1 \\ -\cot \phi_2 & -\cot \phi_1 & \cot \phi_1 + \cot \phi_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \\ \phi_3 \end{bmatrix} - \frac{\Delta}{3} \sigma \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (6)$$

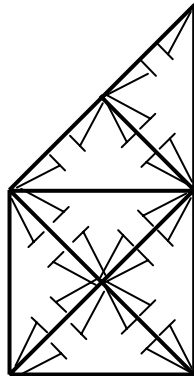


Fig.3 Example of 1st order FEM triangular elements discretization and its equivalent circuits.

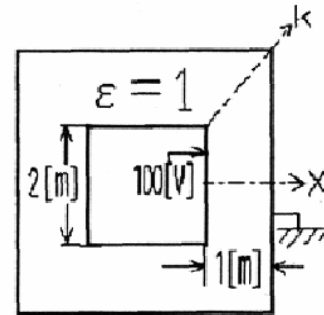


Fig.4 Demonstrative example of the displacement current distributions.

3 同軸角型導体における端効果の可視化

具体的な変位電流の可視化例として、Fig.4 に示す角型同軸ケーブルにおける外側と内側の導体間に流れる変位電流を可視化する。Fig.4 で X 軸と K 軸に沿って式(4)の対称境界条件が成り立つから、解くべき問題領域は Fig.3 と同様な台形領域となる。Fig.3 の計算対称領域で三角形の分割個数を 24 個とする。変位電流密度 J_D は式(7)によって導かれる。

$$J_D = \frac{\partial D}{\partial t} \quad (7)$$

ここで D は等価回路でコンデンサーの電極を通過する電束密度を示す[3,4]。

Fig.5 は角型導体上に流れる変位電流の振幅分布を示す。Fig.6 は Fig.5 の離散化された三角形の各辺のコンデンサーに流れる変位電流を合成し、三角形の外心に位置するとして得られた変位電流のベクトル分布の可視化例である。

Fig.6 から Fig.4 の角型導体を有限要素法によって離散化して導かれる等価回路から変位電流を計算すると、角型導体の頂点に向かう変位電流が他の変位電流に比較して特異であることがわかる。これは、同軸四角形

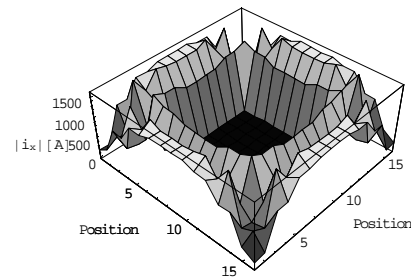


Fig. 5 Displacement currents magnitude distribution.

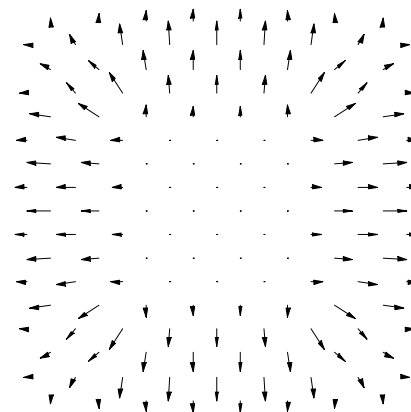


Fig.6 Visualization of the displacements vectors between the outer and inner conductors in a square co-axial cable.

導体の頂点が不連続な変曲点であるため、他の部分に比較して簡単な関数でポテンシャルが近似出来ないこ

とを意味する。

さらに、通常コンデンサーは電極間の距離が小さければ小さい程流れる変位電流が大きいですが、本論文での解析結果から頂点に向かう距離が長いにもかかわらず、電流の値が他の値に比べ大きくなる結果になり、特異な結果となることがわかる[5]。

本論文中的変位電流は有限要素法により離散化し各三角形内で解が一次関数で表現できると仮定してポテンシャルを近似的に求めた結果に基づいているため、厳密な解ではない。すなわち、三角形の各辺に等価的に存在するキャパシタンスに流れる電流も厳密な解ではなく近似であるため、三角形内で合成して近似変位電流として表示している。

4 平行板コンデンサーにおける端効果の可視化

端効果によりコンデンサー中の電流は電極の中央付近と端部では均一に流れない。さらにキャパシタンスの電極寸法は、同一容量とするためには、端効果を無視した解析値と端効果を考慮した解析値を比較すると後者のほうが大きくなる。

ここでは、端効果がコンデンサー内部と素子周辺の変位電流分布へどのような影響をもたらしているかを吟味する。

具体的な変位電流の可視化例として、Fig.7 に示す極めてポピュラーな形状で構成される平行板キャパシタ - の変位電流分布を可視化する。Fig.7 の領域で三角形の分割個数は800個と3200個の2ケースについて変位電流を可視化する。

Fig.8 は Fig.7 の平行板コンデンサーとその周辺の領域を有限要素法から導かれる電気的等価回路から得られた変位電流ベクトル分布を示す。図中の黒い線は電極を示している。Fig.9, Fig.10 はそれぞれ平行板コンデ

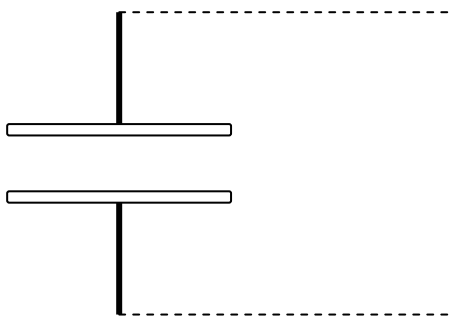
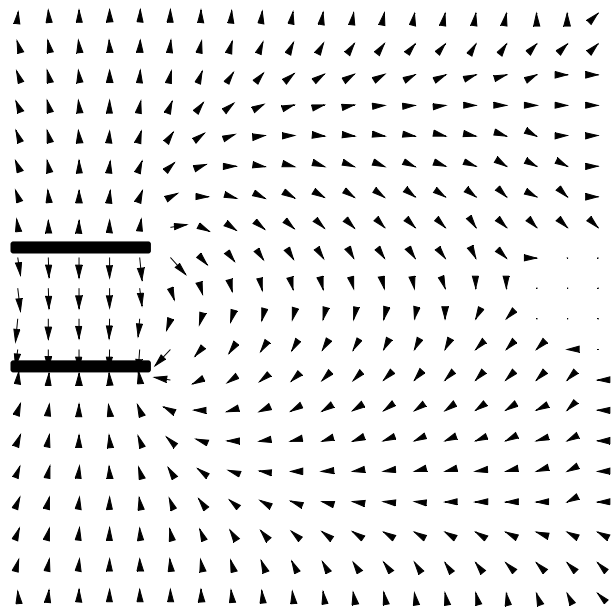
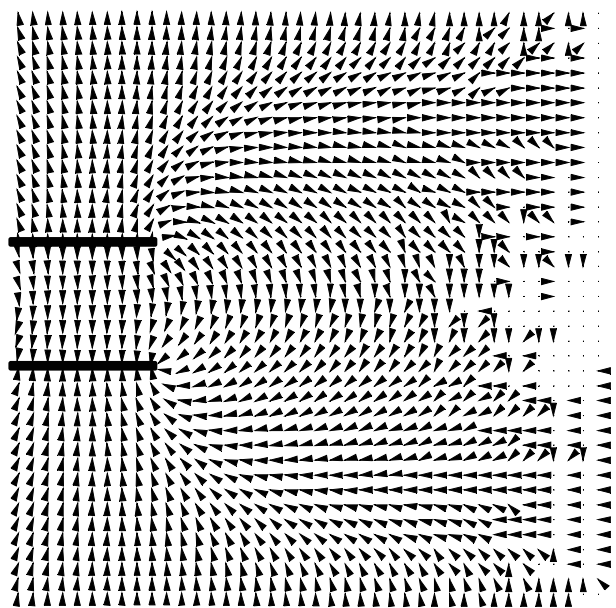


Fig.7 Sample of parallel board capacitor.

ンサーとその周辺の領域も考慮して求めた変位電流振幅分布の三次元表示図と二次元等高線を示す。Fig.8 から平行板コンデンサーの電極間に流れている変位電流が均一に流れていないことが判る。数値的な観点から比較しても中央付近と端部の変位電流では有意差がある。図中で、ベクトルが表示されない領域は電流の振幅が数値的に電極付近と比較して微小であることに起因する。このことから平行板コンデンサーがどの付近まで実質的に影響を与えるかが判る。

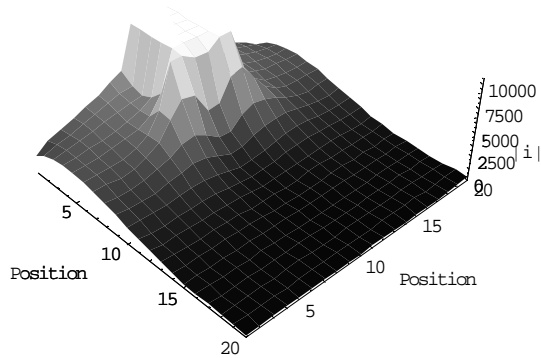


(a) 800 triangles

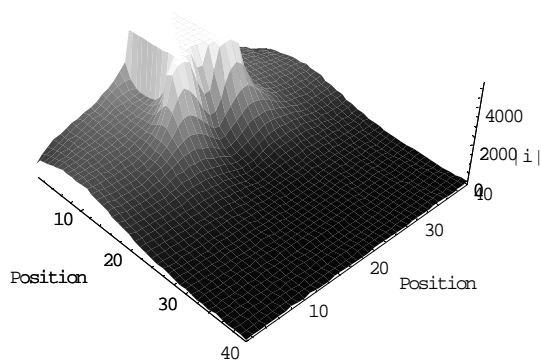


(b) 3200 triangles

Fig.8 Displacement current vectors distribution of parallel board capacitor.



(a) 800 triangles



(b) 3200 triangles

Fig.9 Displacement current magnitude distribution of parallel board capacitor.

Figs.9,10 から電極間の変位電流と周辺に流れる変位電流にどの程度の差があるかが把握できる。今回の例題で、電極間の変位電流の振幅は中心部と端部で数値的に数千倍の違いがある。この場合、電極端部の定義が問題であり、この点は継続研究の課題とする。

5 締め

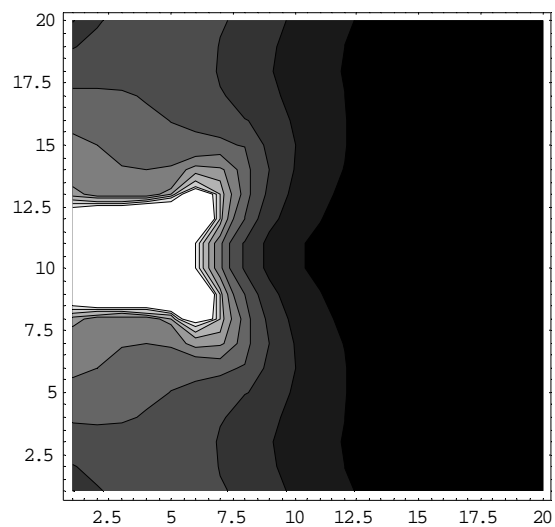
本研究の究極の目的は、コンデンサーの電極の形状を最適化し端効果を削減することでより小型大容量のコンデンサーを実現することである。

本論文では、その第1段階として、有限要素法による電界系の等価回路表現、同軸角型導体間に流れる変位電流の可視化、平行板コンデンサーに発生する端効果が電極間及び周辺に流れる変位電流にどのような影響を与えているか、さらには有限要素法の分割個数による信頼度評価を試みた。その結果、同軸ケーブルの

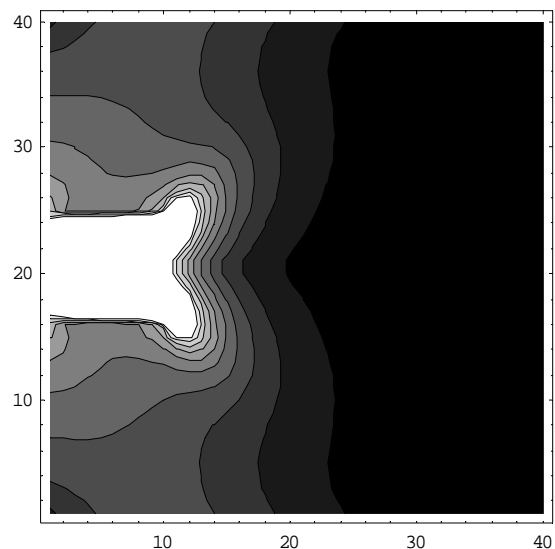
内側と外側の導体間の変位電流は、端部が存在しないから変位電流に端効果が存在しないと想定していたが、角型であるため、幾何学的に不連続な特異点が存在し、単純な変位電流分布とならないことが判明した。

平行板コンデンサーで、端効果は、電極間距離が極めて小さくない限り変位電流分布へ大きな影響を与えることが判明した。これは、耐圧が必要な高電圧キャパシタでは、絶縁破壊による放電を勘案すれば、大型化が避けられないことを意味する。

本稿では、キャパシタンスの電極形状の最適化に必要な計算技術の提案といくつかの計算例を示した。



(a) 800 triangles



(b)3200 triangles

Fig.9 Displacement current magnitude distribution of parallel board capacitor.

参考文献

- [1] P.P.Silvester and Ferrari, "Finite Elements for Electrical Engineers," Cambridge University Press (1990).
- [2] 齋藤兆古, "応用電磁気学入門," 法政大学大学院齋藤兆古研究室 教材
- [3] 山田直平, "電気学会大学講座 電気磁気学(第3改訂版)" オーム社, pp.348-352.
- [4] 後藤憲一, 山崎修一郎, "電磁気学演習," 共立出版, pp.299-301.
- [5] 星野賢治, 齋藤兆古, "コンデンサー中を流れる変位電流の可視化" 可視化情報, Vol.26, No.1, pp.275-278, 2006.

動画像の時間領域周波数解析の応用

Application of Time Domain Frequency Analysis of Dynamic Image

寺西 正晃^{*1}(学生), 齋藤 兆古^{*1}(正員)

Masaaki TERANISHI(Stu.), Yoshifuru SAITO(Mem.)

We have proposed the method of frequency characteristic extraction from dynamic image. As a result, it has been found that a phase transition phenomenon such as a state changing from liquid to a solid states accompanying with irreversible energy exchanging process may exhibit “1/f fluctuation” characteristic.

Our target in this paper is to propose the method of frequency characteristic extraction from dynamic image of golf swing. As a result, one of the methods proposed in this paper enables us to extract major frequency characteristic of golf swing. This makes it possible to point out the distinct feature of each person’s swing so that it may be possible to develop an expert system of golf swing form training.

Keywords: Visualization, Time domain frequency characteristic, 1/f fluctuation, Fourier power spectra, Frequency spectra distribution.

1 結論

マイクロテクノロジーの広汎な普及と製品は全地球を席卷する電子機器を普及させ、ソフトウェア産業と呼ばれる、従来の人類では想像出来ない電子形態の製品を製造する産業が生まれた。初期の計算機は、いわゆる、職人芸的知識と操作技術を必要としたが、ハードとソフトウェアの進展が従来不可能と考えられていたヒューマンインターフェイスを実装可能とし、家庭の主婦から子供まで老若男女を問わず計算機を計算機と意識せずを使う環境整備は円熟期に入ったと言えるであろう。これは、人間が高度な知識を獲得せずにも計算機を駆使できることを意味し、人間は学ばなくても計算機が賢く学んだことに他ならない。当然であるが、機械である計算機が自己学習して人間に近づいたのでは無い。計算機を創造した人間の英知がより高度な計算機を創造した結果である。この意味で計算機を計算機と意識させないで使う時期を計算機の第一世代とすれば、計算機は人間にフレンドリーな機械から人間の友人そのものへ進展するのは自然であろう。

筆者等はデジタル動画像を構成する各画素の時間領域（フレーム方向）周波数特性を計算し、各画素の時間領域周波数特性分布画像から動画像固有の特徴を

可視化する研究を行っている。その結果、非可逆的エネルギー変換過程が非線形現象特有の 1/f 特性を有することを発見した[1,2]。

本論文ではスポーツ動画像に本手法を適用し、個々のプレイヤー固有の特徴が可視化可能であるとの見通しを得たので、ここに報告する。

2 動画像の時間領域周波数解析

デジタルビデオカメラにより撮影した動画像を視覚情報として計算機に取り込み、動画像固有の特徴を抽出する。計算機に取り込まれた動画像は静止画像を時系列に並べた一連のフレーム画像であり、現在一般に使われているデジタルビデオカメラは1秒間に約30フレーム画像を撮影可能である。各フレーム画像は画素の集合であり、各画素は可視光の波長によってそれぞれ R（赤）、G（緑）、B（青）成分の色情報を持つ[3,4]。通常、各波長の分解能は8ビットであるから、RGB成分はそれぞれ0から255までの256階調の画素値を取る。

本章では自然界の燃焼現象であるロウソク炎を例にし、動画像の時間領域周波数解析を試みる。自然界の酸化現象である燃焼現象においては、固有の周波数特性を持っており「1/fゆらぎ」や「1/f²ゆらぎ」などと大まかに分類されている。

2.1 1/fゆらぎ周波数

「1/fゆらぎ」は自然界に多く存在し、例えば小川のせせらぎ、小鳥の囀り、爽やかなそよ風などの心安らぐ

連絡先： 寺西 正晃, 〒184-8584 東京都小金井市梶野町3-7-2, 法政大学大学院工学研究科 電気工学専攻 齋藤兆古研究室,

e-mail: teranishi@ysaitoh.k.hosei.ac.jp

^{*1}法政大学大学院

リズムが相当する。

従来のゆらぎ解析は、ある信号へ離散フーリエ変換 (DFT, Discrete Fourier Transform) を適用し、各周波数に対するパワースペクトラムを計算し、フーリエ・パワースペクトラムの概形からゆらぎの解析を行なう。すなわち、周波数の低下とともにフーリエ・パワースペクトラムが増加するような信号の中で、フーリエ・パワースペクトラムの振幅が周波数に対して反比例する信号を「1/f ゆらぎ」と呼ぶ。

ゆらぎ画像解析で視覚的に判りやすくするために、よく行われる方法はフーリエ・パワースペクトラム対周波数の両対数図を描き、フーリエ・パワースペクトラムの周波数に対する傾きを直線近似し、直線の傾きからゆらぎの種類を大まかに分類する。直線の傾きが 0 の場合は主にホワイトノイズ、傾きが -1 のときを「1/f ゆらぎ」、傾きが急になる程単調な信号と言われる。Fig.1 にフーリエ・パワースペクトラムの一例を示す。

2.2 画像の構成要素

計算機のスクリーン上に描かれる画像は、色成分により赤、緑、青の濃淡で表現されている。また、 $m \times n$ 画素で構成される画像はスクリーン上で 2 次元平面上の画素の集合であり、

$$\begin{aligned} image &\in pixel_{i,j} \\ pixel_{i,j} &\in R_k, G_k, B_k \\ i &= 1, 2, 3, \dots, m \quad j = 1, 2, 3, \dots, n \\ k &= 1, 2, 3, \dots, m \times n \end{aligned} \quad (1)$$

として表すことができる。

2.3 時間領域周波数特性

ここでは動画画像固有の周波数特性を可視化する方法を述べる。まず動画画像の各画素値に時間軸方向へ DFT を適用し、各周波数に対するパワースペクトラムを計算する。すなわち、Fig.2 に示したろうそく炎の各フレーム画像の画素値に DFT を適用し、各周波数に対するパワースペクトラムを計算する。フーリエ・パワースペクトラムと周波数をそれぞれ、縦軸と横軸に対応させ、両対数図を描く。Fig.3 に示すような両対数軸上に描かれる曲線へ累乗近似を適用し、回帰直線の傾きを求める。

2.4 ゆらぎ周波数成分の可視化

Fig.4 はろうそく炎の動画画像の各フレームの画素値

を時系列 (フレーム) 方向に DFT 解析し、各周波数に対するフーリエ・パワースペクトラムを計算し、周波数振幅の傾きを求めて得られたモノクロ画像、すなわち、ろうそく炎の動画画像の時間領域周波数分布画像である。

Fig.4 よりろうそく炎の動画画像の時間領域周波数分布を可視化することによってろうそく炎の動画画像における「1/f ゆらぎ」部分を抽出することができ、「1/f ゆらぎ」の分布が空気とパラフィンが混合し燃焼でガス化する相転移部分で観察されることが判る。

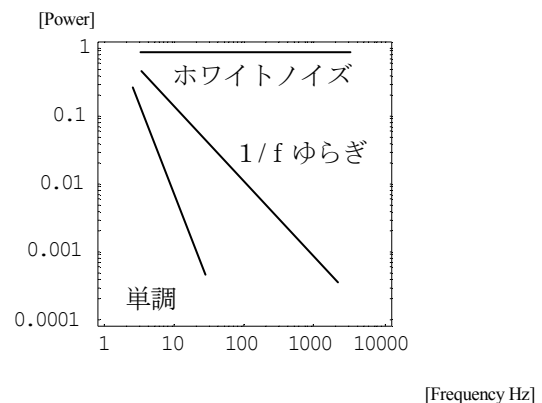


Fig.1 Typical fourier power spectra.



Fig.2 Original image.

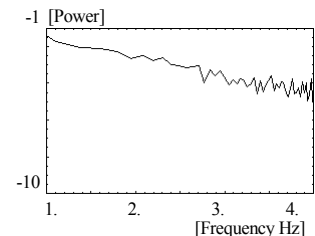


Fig.3 Power spectrum of fluctuation. (R component)

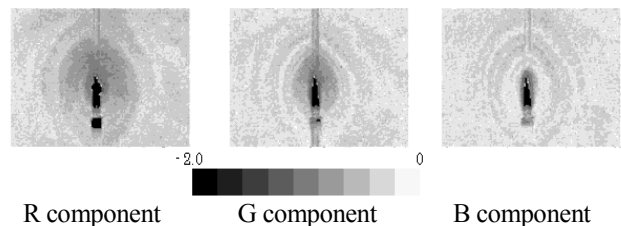


Fig.4 Fluctuation frequency of candle fire.

3 スポーツ動画画像の時間領域周波数解析

本章では動画画像の時間領域周波数解析の応用例として、スポーツ動作のゴルフスウィング動画画像からゴルフスウィング時における固有の特徴を抽出し可視化を試みる。

3.1 ゴルフスウィングの力学的分析

ドライバーショットの目的は正確に最大の距離を得ることである。環境条件が変われば、それに対応させる技巧が必要である。

ゴルフのドライバーショットのスキルには次の諸点が含まれている。(1) 最大かつ正確な打撃力の発現, (2) スウィング時のバランスのコントロール, (3) 投射体の特性に含まれる諸要素。本質的には、望ましいスウィングの特性は、(1) インパクトにおけるクラブヘッドの最大運動量, (2) インパクトでのクラブヘッドの正しい位置と運動方向, (3) まっすぐにボールの重心を通るようなボールとのコンタクトであり、如何なる状況でも、これらの項目が充足されていることが望ましい[5]。

3.2 実験・解析

3.2.1 スウィング動画像の撮影

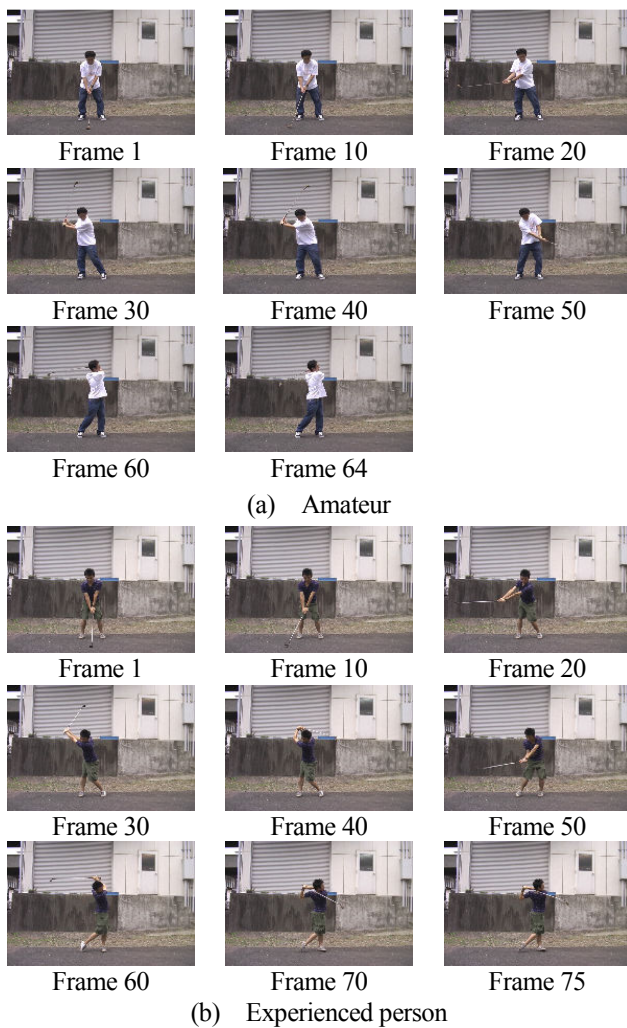


Fig. 5 Front view of driver swing shot image.

本実験では、デジタルビデオカメラ（Panasonic 製 NV-GS300）を用いてゴルフスウィング時の動画を撮影した。画像は 1 秒間に 30 フレームレートで撮影した。

a) ドライバーショット正面

Fig.5 に示すように、ゴルフスウィング動画を正面から撮影した。Fig.5(a)はゴルフ初心者であり Fig.5(b)はゴルフ経験者のスウィング動画像である。

また動画像の全フレーム数であるが Fig.5(a)は 64 枚、Fig.5(b)は 75 枚である。

b) ドライバーショット斜め

Fig.6 に示すように、ゴルフのスウィング動画を斜めから撮影した。Fig.6(a)はゴルフ初心者であり Fig.6(b)はゴルフ経験者のスウィング動画像である。

また動画像の全フレーム数であるが Fig.6(a)は 61 枚、Fig.6(b)は 76 枚である。

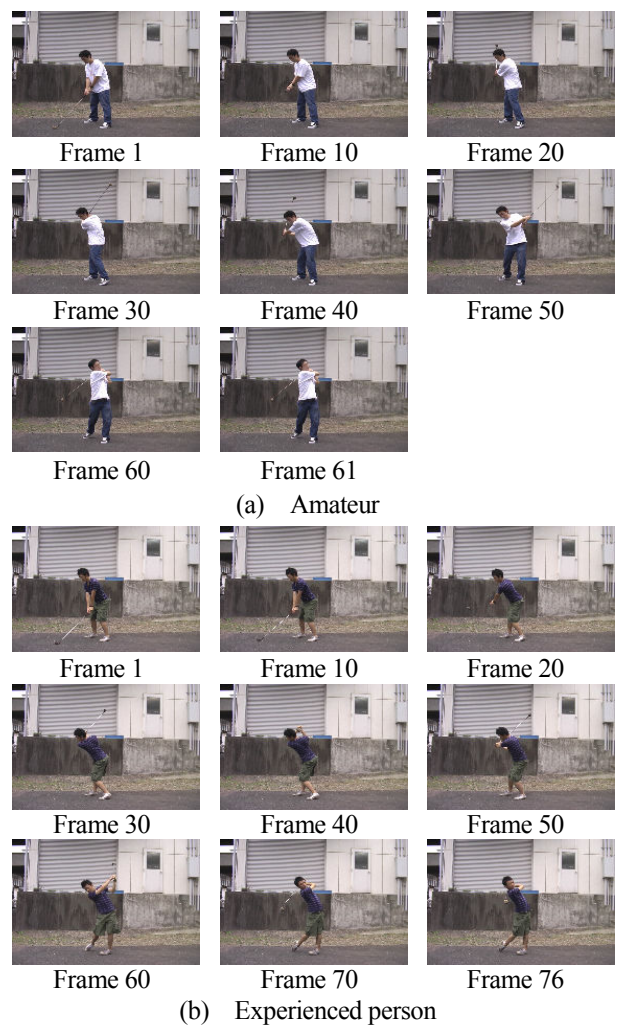
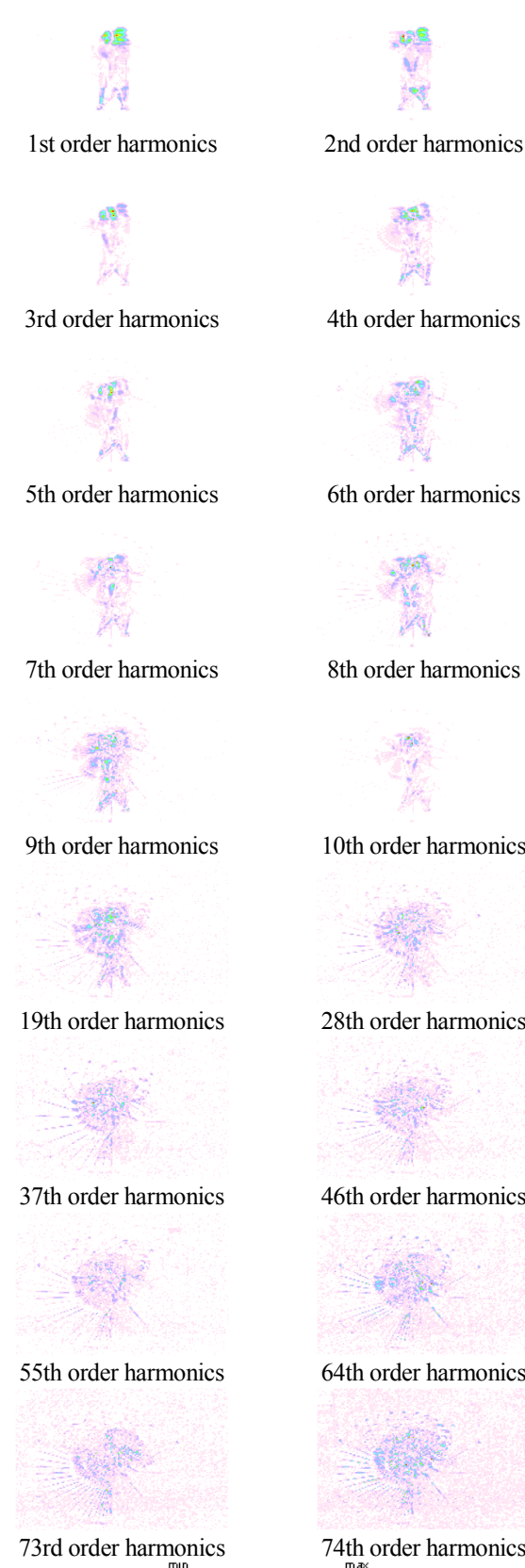


Fig. 6 Side view of driver swing shot image.



(a) Amateur

Fig. 7 Frequency spectra distribution of front view driver swing shot image.



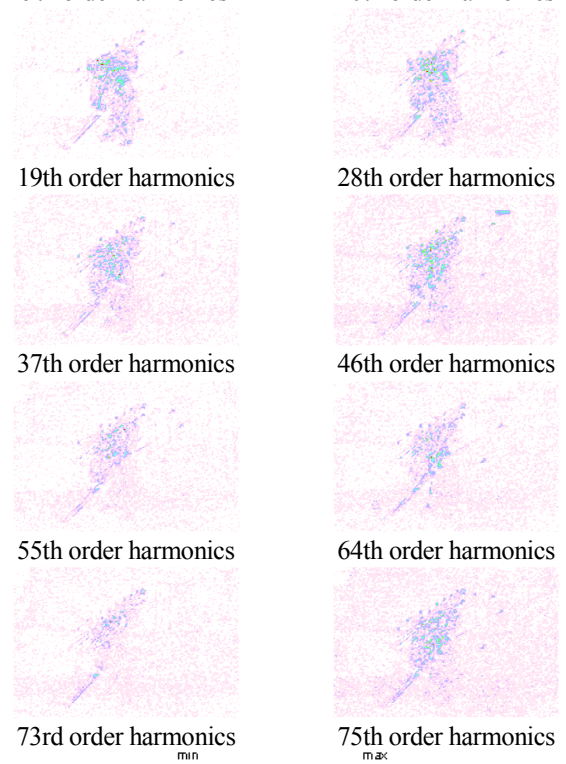
(b) Experienced person

Fig. 8 Frequency spectra distribution of front view driver swing shot image.



(a) Amateur

Fig. 9 Frequency spectra distribution of side view driver swing shot image.



(b) Experienced person

Fig. 10 Frequency spectra distribution of side view driver swing shot image.

3.2.2 時間領域周波数解析

スポーツ動画像から固有の特徴を可視化する方法としては動画像の各画素の時間領域（フレーム方向）周波数特性を計算する。本研究では、フーリエ余弦変換を適用しフーリエスペクトラムの値を計算する。フーリエ余弦変換は周波数領域の全データを取り扱うことを可能とする[6]。すなわち、Figs.5,6 に示したゴルフスウィング動画像の各フレーム画像の各画素値へフレーム方向にフーリエ余弦変換を適用し、各画素のフーリエスペクトラムを計算する。

3.2.3 時間領域周波数分布画像

Figs.7-10 はゴルフスウィング動画像の各フレームの各画素値へフレーム方向にフーリエ余弦変換を適用し、各周波数に対するフーリエスペクトラムを計算して得られたカラー画像、すなわち、ゴルフスウィング動画像の時間領域周波数スペクトラム分布画像である。

フーリエ余弦変換は与えられた関数を偶関数と見なすので、本来、偶数次高調波のスペクトラムが有意な値を持ち、奇数次高調波スペクトラムの振幅は無視できるほど小さいはずである。しかし、実際のゴルフスウィング画像のフーリエ余弦スペクトラム Figs.7-10 は偶数次のみならず奇数次の振幅も有意な値を持つ。これは、ゴルフスウィングを構成する各画素の時間方向波形が単純な周期関数で表現出来ないことを意味する。換言すれば、各画素の時間方向波形が単純な周期関数でなく、加速度などのバイアスが重畳された波形と考えられる。ゴルフスウィングを構成する各画素は空間的に無関係であるにも拘わらず、フーリエ変換で空間的な回転運動が特徴量として抽出された点が、今回の解析で有意な点と考えられる。

また、Figs.7,9 よりフーリエスペクトラム分布が上半身に集中していることが判る。これは、体全体ではなく上半身のみでドライバースウィングをしていると推定される。さらに Figs.8,10 よりフーリエスペクトラム分布が上半身から下半身までと体全体に観察され、高周波成分においてクラブの軌跡が顕著に表れていることが判る。これは、スウィング時のバランスのコントロールが良くスウィング時においてクラブがコンスタントな加速に入り大きな運動量を作り出す動作を示しているためと考えられる。

4 結言

本論文ではスポーツ動作であるゴルフスウィング動画像に関して時間領域周波数特性を解析する方法を述べ、時間領域周波数スペクトラム分布の可視化を行なった。

その結果、ゴルフ初心者と経験者のゴルフスウィング動画像からそれぞれ固有の特徴を時間領域周波数スペクトラム分布画像から抽出可能であることが判明した。

参考文献

- [1] 寺西正晃, 丸山和夫, 早野誠治, 齋藤兆古, 堀井清之, 自然界の画像が持つ 1/f 周波数成分の可視化, 可視化情報学会誌, Vol.25, No.1, pp.75-78, 2005.
- [2] 寺西正晃, 齋藤兆古, 堀井清之, 自然現象における時間領域周波数特性の可視化, 可視化情報学会誌, Vol.26, No.1, pp.167-170, 2006.
- [3] 丸山和夫, 早野誠治, 齋藤兆古, 堀井清之, 色情報を利用した知的動画像認識, 可視化情報学会誌, vol.23, No.1, pp.95-98, 2003.
- [4] 丸山和夫, 早野誠治, 齋藤兆古, 堀井清之, 色情報による光源特徴の一解析, 可視化情報学会誌, Vol.24, No.1, pp.223-226, 2004.
- [5] Clayne R.Jensen, Gordon W.Schultz 著, 波多野義郎, 小林義雄訳, スポーツ動作の科学的分析-応用キネシオロジー-, 泰流社, 1977.
- [6] 小杉山格, 早野誠治, 齋藤兆古, 堀井清之, 可視化画像の幾何学的複雑さ抽出の試み, 可視化情報学会誌, Vol.25, No.1, pp.67-70, 2005.

画像の幾何学的固有パターンを用いた手話識別

Sign Language Cognition by means of Geometrical Eigen Pattern Extracted from Dynamic Sign Images

高 翔^{*1}, 青木 亮一^{*2}, 齋藤 兆古^{*1}(正員)

Xiang GAO, Ryouiti AOKI, Yoshifuru SAITO(Mem.)

This paper proposes one of the methods of sign language cognition based on the Fourier cosinusoidal transform of dynamic images. The Fourier cosinusoidal transform is applied to extract spatial frequency information from each of the animation frames. Among these obtained Fourier spectra, we employ a set of low frequency spectra as the geometrical Eigen pattern in each frame. Whole Eigen pattern of entire animation can be evaluated by integrating the first through to last frame image's geometrical Eigen patterns.

The proposed approach in this paper has enabled us to cognize the sign language with 96 percent accuracy when applying 9 person's 145 sign languages cognition.

Thus, it is revealed that an automated translation system of sign language can be realized with our proposed approach.

Keywords: Eigen pattern, sign language, dynamic image cognition, Fourier cosinusoidal transform

1 緒言

近年、爆発的な情報通信技術の発展により急激な情報化が社会のあらゆる分野で進展している。大容量の情報が「いつでも、どこでも、誰とでも」交換できるようになっている。しかし、聴覚・言語障害者の数は、高齢化で聴力が衰えた人、聴力を失った人まで含めると日本では約 600 万人と言われている。聴覚障害者のコミュニケーション手段として、一般に手話(sign or sign language)が知られている。

このような社会的背景と筆者らが従来から人間の視覚情報処理機能を計算機で代行せんとする人工視覚情報処理研究を遂行している現状[1-5]を鑑み、筆者らは聴覚障害者が日常生活の中で健聴者と情報のやりとりを自動化すべく、手話識別に関する研究を人工視覚情報処理機能の一応用技術として開発を開始した。

本論文では静止画像の幾何学的固有情報を抽出する方法としてデジタルカメラの標準 Format として使われているフーリエ余弦変換を利用した方法を述べる。次に静止画像の幾何学的固有情報抽出方法を動画の幾何学的固有情報へ拡張する。画像識別は基本的に与えられた供試画像(test image)と予め登録してあるデータベース画像の一致性を評価することである。本論文では供試画像とデータベース画像、それぞれの一

性評価を最小自乗法で行う。9 人が行う 145 通りの手話動画画像へ本論文で提案する方法を適用し手話識別を行った結果、96%の識別率を得たのでここに報告する。

2 静止画像の固有パターン

2.1 画像の普遍量

本論文で言う画像の普遍量とは計算機スクリーン上の画像が持つ、画素数、位置、大きさに無関係に一意的に決まる量を言い、画像の固有パターンと呼ぶ[1]。

2.2 色情報固有パターン

計算機のスクリーン上のカラー画像は 2 次元平面、すなわち、 x - y 直交座標上の画素の集合で構成されており、また各画素は赤(R)、緑(G)、青(B)成分で構成されている。R、G、B 成分はそれぞれ 0 から 255 の 8 ビットデータ値を取る。このため、スクリーン中の画像の持つ色情報が普遍であるとすれば、画像の R、G、B 成分画像それぞれの画素値に関するヒストグラム、すなわち、R、G、B 成分画像がそれぞれ何個の特定の大きさの画素値の組み合わせから成るかを与えるパターンが色情報(RGB)固有パターンとなる[1]。

RGB 固有パターンは、計算機スクリーン上に描かれる画像の角度、位置、解像度に無関係に一定な普遍量となる。従って、RGB 固有パターンは、背景を含む対象画像の色彩情報が普遍である限り再現性があり、管理された照明環境下では画像識別情報として極めて有

連絡先：高 翔，〒102-8160 千代田区富士見 2-11-1，法政大学大学院システムデザイン研究科，齋藤兆古研究室，
e-mail: koh@ysaitoh.k.hosei.ac.jp

^{*1}法政大学 ^{*2}(株)日立ビルシステム

用である[1-5]。

2.3 画像の幾何学的固有パターン

カラー画像の RGB 固有パターンは画像の普遍量である反面，線や面の連続性を与える画像の幾何学的情報をヒストグラムの面積情報へ変換するため，色情報が同じであれば，幾何学的に異なる対象を区別出来ない。すなわち，画像の RGB 固有パターンは同一面積と色彩情報を持つ異なる幾何学的画像が識別出来ない欠点を持つ[3-5]。

画像の幾何学的特徴の識別法として，画像の特異点に着目する方法が最もポピュラーである。この方法の問題点は，画像中で何処が特異点かを計算機に識別・認識させる方法にある。すなわち，画像中で何処が特異点かを計算機が識別・認識可能であるならば，画像認識そのものが可能であり，何らかの形で人間が関与して個々の画像の特異点を定義しなければならない。

本論文では，画像を構成する R, G, B 各成分画像が計算機スクリーン上で 2 次元配列の画素値分布で与えられる点に着目し，R, G, B 各成分の画素値分布行列を縦・横共に偶関数である 2 次元周期関数と見なし，これにフーリエ余弦変換を適用する。画像の幾何学的固有情報は対象が変形可能な場合を勘案し，フーリエ余弦変換スペクトラムの原点近傍の 16×16 要素のみを取り出し 1 次元配列へ並べ替える。これを画像の幾何学的固有パターンとする[4, 5]。

Fig.1 に画像の幾何学的固有パターンの 1 例を示す。

2.4 画像識別

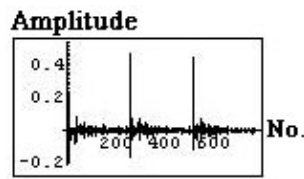
Fig.1(b)に示す画像の幾何学的固有パターンをベクトル \mathbf{E} とし，この幾何学的固有パターンベクトルが n 個有るとすれば，システム行列 C は，

$$C = [\mathbf{E}_1, \mathbf{E}_2, \mathbf{E}_3, \dots, \mathbf{E}_n] \quad (1)$$

で与えられる。ここで，任意の入力画像の固有パターンを \mathbf{E}_x とすると，式(2)の線形システム方程式が得られる。



(a) Sample image



(b) Geometrical Eigen pattern

Fig. 1 Sample images and its geometrical Eigen Pattern.

$$\mathbf{E}_x = C \cdot \mathbf{X} \quad (2)$$

式(2)における \mathbf{X} は，データベース画像の各固有パターンの重みを要素とする n 次の解ベクトルである。固有パターンの次数を m とすると， $n = m$ でない限りシステム行列 C は m 行 n 列の長方形列となるので，式(2)は不適切な線形システム方程式となる。本論文における画像の幾何学的固有パターンの次数 m は，カラー画像の場合 $m = 768$ ，モノクロ画像の場合 $m = 256$ である。従って，カラー画像の場合はデータベース数 $n < 768$ ，モノクロ画像の場合はデータベース数 $n < 256$ であれば，解ベクトル \mathbf{X} の算出に式(3)で示す最小自乗法を適用することができる[2]。

$$\mathbf{X} = [C^T C]^{-1} C^T \mathbf{E}_x \quad (3)$$

例えば n 個の画像データから固有パターンを抽出しデータベースを構築したとする。データベースは n 個の固有パターンから構成されているから，Fig.2 に示すように，式(3)で得られた解ベクトル \mathbf{X} の第 j 番目の要素が 1 で，他の要素が全て 0 である場合を考える。この場合，解ベクトル \mathbf{X} 中の横軸はデータベース番号と対応しているので，入力画像の固有パターン \mathbf{E}_x はデータベース画像の第 j 番目の固有パターン \mathbf{E}_j に等しい。よって入力画像はデータベースの第 j 番目の画像と識別される。

しかし，実際の問題では数値誤差やノイズが伴うため，必ずしも解ベクトル \mathbf{X} の第 j 番目の要素が 1 で他の要素が全て 0 とはならない。このため，本論文では得られた解ベクトル中で最大値をとる要素を認識された対象とする。

Fig.3 に供試画像と式(3)によって識別されたデータベース中の画像例を示す。Fig.3(c)は式(2)の解ベクトル \mathbf{X} の要素の大きさを示す。Fig.3(c)からこの例では 6 個の幾何学的固有パターンからなり，最も入力ベクトル \mathbf{E}_x と一致する固有ベクトルは第 1 列であることを意味する。

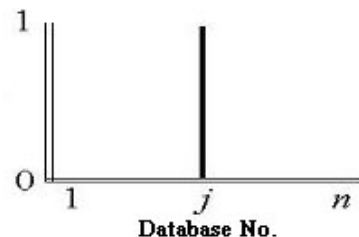
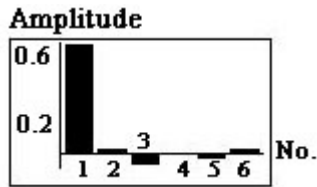


Fig. 2 Example of solution vector.



(a) Test image (b) Cognized image



(c) Elements of solution vector X

Fig. 3 Example of color image cognition by means of geometrical Eigen pattern along with least squares.

その結果が Fig.3 に示された正しい識別画像を与えている。

2.5 動画の幾何学的固有パターン

空間周波数成分による固有パターンと線形システム方程式を用いた静止画像認識手法を動画認識へ一般化する。

動画は複数のフレーム画像によって構成される。従って、フレーム画像全体を通して固有パターンとなる特徴量を抽出する必要がある。単純なフーリエ変換と異なり、フーリエ余弦変換は画像中の対象物の空間位相情報に依存して異なるスペクトラムを与える性質がある。このため、式(4)により各フレーム画像から空間周波数情報を算出し、全フレームのスペクトラム情報を時系列方向に加算（積分）し動画の固有パターンとする。

$$E_{geo,mono} = \sum_{i=1}^n (Frame \ spectrum)_i \quad (4)$$

3 動画認識の手話への応用

3.1 手話動画の収録

背景の色彩情報を可能な限り削減するために白熱電球の下、黒幕で構成された簡易暗室で撮影を行った。

5人が20通りと他の5人が9通りの手話（全体で145通り）を行っている動画を収録した。

Fig.4は9通りのデータベースとして収録した手話動画例のフレーム画像を示す。

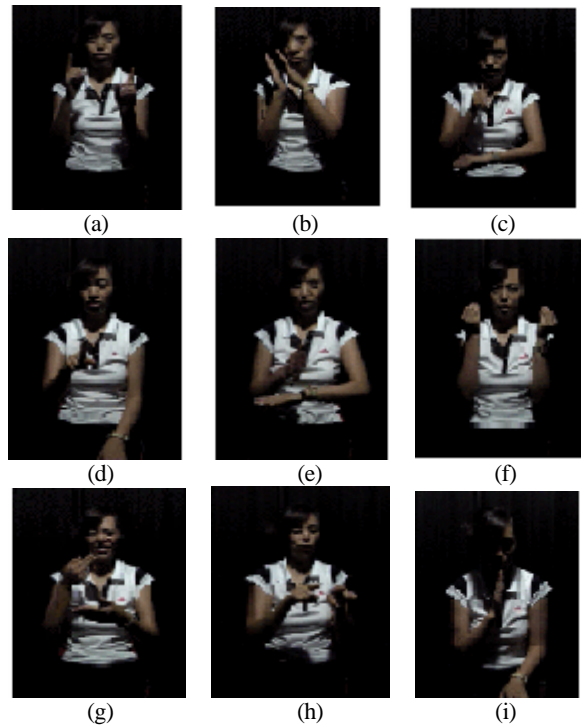


Fig. 4 Examples of the recorded sign images for database use.

3.2 モノクロ手話動画認識

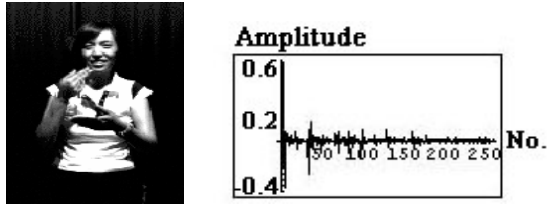
カラー画像とモノクロ画像では画像を構成する色彩情報が異なるため、当然であるが識別結果も異なることが想定される。これを確認するため、ここではカラー収録動画からモノクロ動画を生成し識別を行った。

Fig.5にモノクロデータベース動画の1フレーム、および幾何学的固有パターンを示す。ここでは紙面の都合上動画を構成する全フレーム画像の中で80枚目のフレームを示している。Fig.6はモノクロ手話動画の幾何学的固有パターンを使った認識結果で識別に成功した1例である。Fig.7はモノクロ手話動画の幾何学的固有パターンを使った認識結果で識別に失敗した1例である。

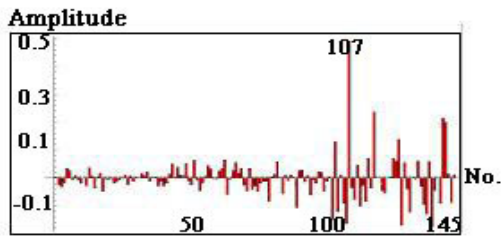
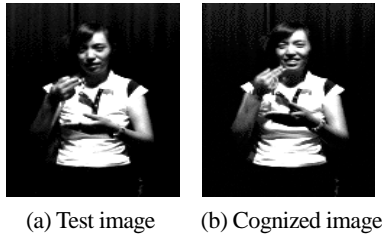
全体を纏めると145手話モノクロ動画に対して135通りの手話が正確に識別され、10通りの手話の識別に失敗し、全体として識別率は約93%となった。

3.3 カラー手話動画認識

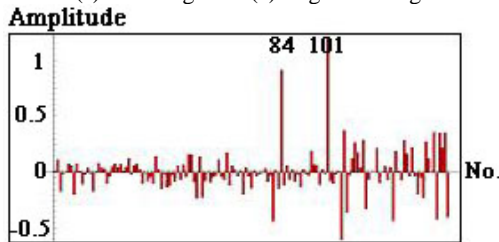
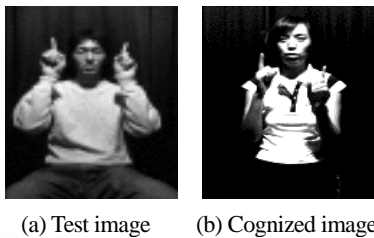
カラー動画はR, G, B成分で構成されたフレーム画像を時系列に並べて描かれるので、各フレーム画像の各成分をフーリエ余弦変換し、得られたそれぞれのスペクトラムを時間軸方向に加算（積分）して幾何



(a) Original frame image (b) Geometrical Eigen pattern
 Fig.5 Monochrome frame image and its Eigen pattern.



(c) Elements of solution vector X
 Fig. 6 Example of a succeeded monochrome sign animation image cognition by means of geometrical Eigen pattern.



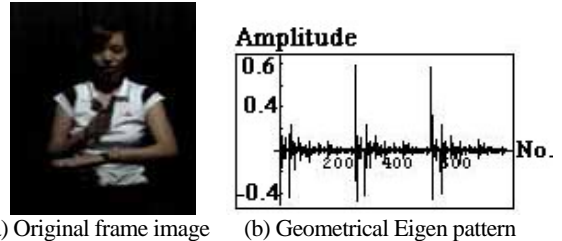
(c) Elements of solution vector X
 Fig. 7 Example of a failed monochrome sign animation image cognition by means of geometrical Eigen pattern.

学的固有パターンとする。カラー動画は R, G, B 成分で構成されるため、カラー動画の幾何学的固有パターンの情報量（要素数）はモノクロ動画の要素の3倍となる。

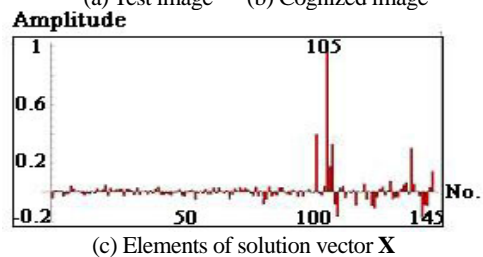
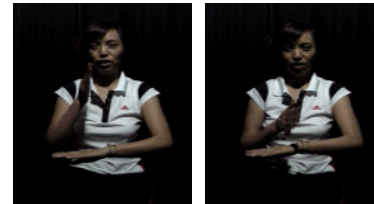
Fig.8にカラー手話動画の1フレームと幾何学的固有

有パターンの例を示す。Fig.9はカラー手話動画の幾何学的固有パターンを使った認識結果で識別に成功した1例である。Fig.10はカラー手話動画の幾何学的固有パターンを使った認識結果で識別に失敗した1例である。

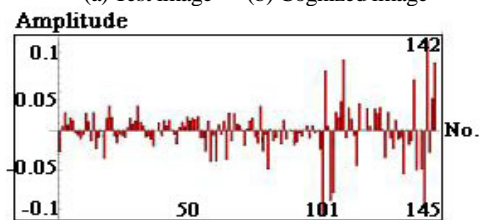
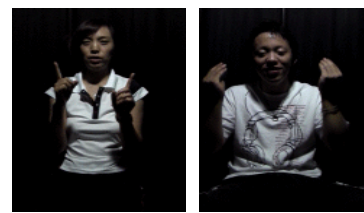
全体を纏めると145手話カラー動画に対して139通りの手話が正確に識別され、6通りの手話の識別に失敗し、全体として識別率は約96%となり、モノクロ



(a) Original frame image (b) Geometrical Eigen pattern
 Fig.8 Color image and its Eigen pattern.



(c) Elements of solution vector X
 Fig. 9 Example of a succeeded color sign animation image cognition by means of geometrical Eigen pattern.



(c) Elements of solution vector X
 Fig. 10 Example of a failed color sign animation image cognition by means of geometrical Eigen pattern.

画像に対しカラー情報の増加は確実に識別率の向上に繋がる事が確認された。

4 まとめ

本論文では静止画像の幾何学的固有情報を抽出する方法としてデジタルカメラの標準圧縮 Format として使われているフーリエ余弦変換を利用した方法を述べた。

次に静止画像の幾何学的固有情報抽出方法を動画画像の幾何学的固有情報へ拡張した。

画像識別は基本的に与えられた供試画像と予め登録してあるデータベース画像の一致性を評価することである。本論文では、供試画像とデータベース画像、それぞれの一致性を最小自乗法で評価した。

9人が行う 145 通りの手話動画画像へ本論文で提案した方法で識別を行った結果、モノクロ手話動画画像で約 93%、カラー手話動画画像で約 96%の識別率を得た。扱

って、手話の計算機による全自動翻訳機開発の可能性が示唆された。

参考文献

- [1] 佐藤隆紀, 早野誠治, 齋藤兆古, 知的可視化情報処理による動画認識, 可視化情報学会誌, Vol.22, No.1, p.243-246, 2002.
- [2] G.Strang, "Linear Algebra and its Applications", Academic Press, 1976.
- [3] 小杉山格, 早野誠治, 齋藤兆古, 堀井清之, 可視化画像の幾何学的複雑さ抽出の試み, 可視化情報学会誌, Vol.25, No.1, pp.67-70, 2005.
- [4] 小杉山格, 早野誠治, 齋藤兆古, 堀井清之, 画像の固有パターンに関する一考察, 可視化情報学会誌, Vol.25, No.2, pp.135-136, 2005.
- [5] 高翔, 小杉山格, 齋藤兆古, 堀井清之, フーリエ余弦変換による動画画像の特徴抽出, Vol.26, No.1, pp.141-144, 2006.

表皮効果の可視化による高周波用導体断面形状の最適化

Shape Optimization of High Frequency Current Carrying Conductor by Skin Effect Visualization

黒田 洪平^{*1} (学生), 齋藤 兆古^{*1} (正員)

Kohei KURODA(Stu.), Yoshifuru SAITO(Mem.)

High frequency operation of all conductors used in electrical/electronic devices causes the skin effect in the current carrying conductors. In particular, employing high frequency system bus in modern high speed computer leads to the serious skin effect, which is one of the causes of thermal loss.

In the present paper, we try to visualize the skin effect in various frequencies when flowing high frequency current in the conductors with various cross sectional shapes. Referring to the visualization of skin effect, we try to searching for the optimal cross sectional shape of conductor distributing the currents uniformly. This means that the conductor having optimal cross section is capable of flowing high current without high thermal loss. To visualize the current distribution, i.e., skin effect, it is essential to solve one kind of Helmholtz equations. We employ a semi-analytical method which reduces the partial differential equation into a set of equivalent electric circuits. Evaluation of each of the branch currents of the equivalent electric circuits visualizes the current distribution reflecting the skin effect.

Keywords: Shape optimization, Skin effect, Semi-analytical approach, Equivalent electric circuits, Skin depth

1 緒言

近年, ノート PC に代表される小型軽量電子機器の普及は目覚ましいものがある. 電子機器は信号処理を行なう電子回路と電力を供給する電源部からなり, 何れも小型・軽量化のために高周波動作が採用されている。それ故, 回路素子間を繋ぐ導体には必然的に表皮効果(skin effect)が喚起され, この結果, 電流の流れる導体の実効断面積が減少する。いわゆる交流抵抗が増加し, 周波数の上昇と共に導体損失の増加が発熱問題を喚起する。また, 磁気エネルギーを蓄積する磁気素子は高周波動作を前提とする傾向が強まり, 集中定数的な回路定数とする考え方が困難になり, 分布定数的な考え方をせざるを得ない。このため, 高周波動作を前提とする磁気素子は, 媒質や幾何学的形状で決定されるインダクタンスや抵抗を一定値とみなせず, 周波数の関数として変化するパラメータとして考えざるを得ない。この意味で, 電気・電子機器解析技術者が最終的に必要とする結果は装置や素子のモデリングや離散化技術などに習熟しなければ期待できる結果が得られない。これは, 小型軽量化された電子機器中の微細化されたワイヤー断面の電流分布を解析するまでの道程が未だ遠いといえる。しかし, 現実問題として導線に高周波電流を通電する場合, 必然的に表皮効果が伴い導線の有効断面積

が減少し, 結果として発熱や電源効率の低下に繋がっている可能性は否定できない。

本稿では, このような現状に鑑み, 高周波電流を通電する導体断面の表皮効果を可視化し, 高周波の電流が可能な限り均一に導体断面に分布する最適な導体断面形状を求める研究の初期的な結果を報告する。

表皮効果はヘルムホルツ型偏微分方程式の解として求めるため何らかの方法でヘルムホルツ型偏微分方程式を解く必要がある。本稿では, 解析者が偏微分方程式を意識しなくても表皮効果が可視化可能な準解析的離散化法を解析法として採用する[1,2]。

準解析的離散化法は, 如何なる複雑な形状の導体も微小丸形導体に分割可能と仮定し, 微小丸形へ古典的解析法であるノイマンの公式等を用いてインダクタンスや抵抗などを計算し, 最終的には電気回路へ偏微分方程式を変換して解析する方法である。

これまでの準解析的手法の研究報告では定性的な解析結果しか得られていない。これは微小導体の寸法による解析精度が評価されていないためである。すなわち, 高周波解析を行った場合, 均一に電流が流れていると仮定した微小導体にも表皮効果を勘案せざるを得ないことを意味する。

このような過去の解析結果に鑑み, 本論文では準解析的方法の解析結果を定量的に扱えるようにするために微小導体のスケールリングに関して報告する。さらに, 準解析的方法に於ける微小導体のスケールリングを勘案して, 定量的評価に耐

連絡先: 黒田 洪平, 〒184-8584 東京都小金井市梶野町3-7-2 法政大学大学院工学研究科電気工学専攻齋藤兆古研究室,

e-mail: kuroda@ysaitoh.k.hosei.ac.jp

^{*1} 法政大学大学院

える表皮効果を可視化する。表皮効果が導体中を流れる電流に抛る磁界に起因する逆起電力の不均一分布が喚起することに着目し、磁界分布の均一化は、結果として表皮効果を削減することを示す。

2 基礎理論

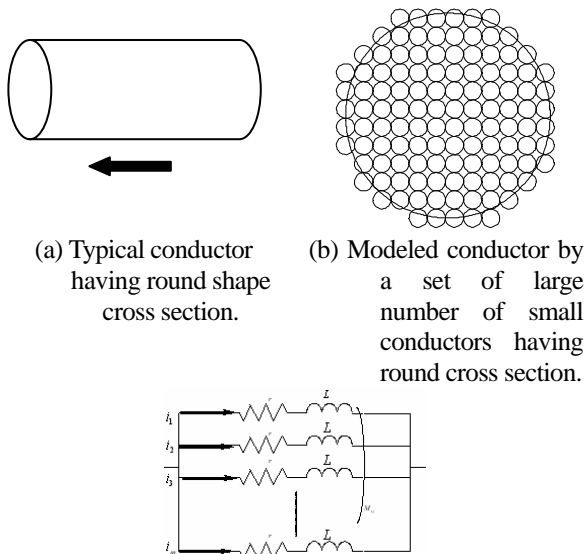
2.1 準解析的電磁界解析法

ここでは、本論文で採用する準解析的電磁界解析法の原理を説明する。

2.1.1 モデリング

任意形状導体の具体例として Fig.1(a)に示す円形の断面形状を有する導体を考える。この導体をすべて同じサイズの微小丸型導体(円柱状)の集合に置き換える。モデリングは、最初に導体の断面積対長さの比が無視できない場合、すなわち、微小丸型導体そのものの表皮効果が無視できない場合、導体断面をより微小な円形断面の集合へ置き換える。Fig.1(a)の場合、Fig.1(b)のようなモデルで微小導体そのものの表皮効果が無視できると仮定する。ここで、全微小丸型導体の体積の和は供試導体の全体積と等しいとする。これは、丸型導体の分割個数を無限大にした場合、供試導体を再現可能とする条件である。

個々の微小丸型導体の内部抵抗や自己インダクタンスはそれぞれ解析的に計算でき、式(1a),(1b)でそれぞれ与えられる。さらに、分割された導体間の相互インダクタンスは式(1c)で与えられる。したがって、



(c) Equivalent circuit representation of the conductor.
Fig.1 Modeling of a tested conductor.

Fig.1(b)に示す個々の導体を内部抵抗と自己インダクタンス、および通電方向を勘案すれば、Fig.1(b)のモデルから Fig.1(c)に示す等価回路が得られる。

$$r = \sigma \frac{l}{S} \quad (1a)$$

$$L = \frac{\mu_0}{8\pi} + \frac{\mu_0 l}{2\pi} \left(\log \left(\frac{2l}{r'} \right) - 1 \right) \quad (1b)$$

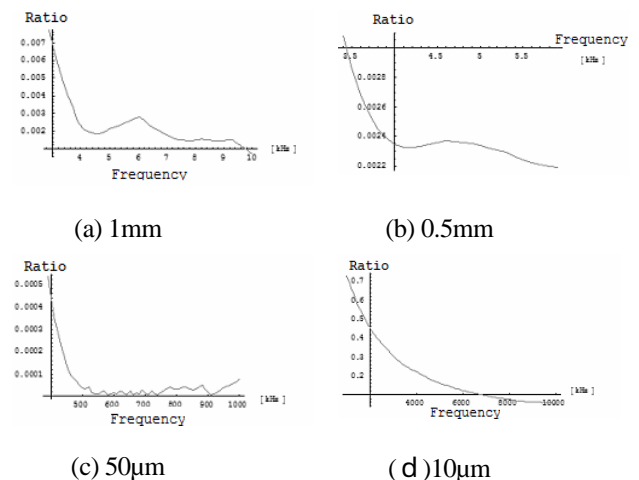
$$M_{ij} = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \left(\log \left(\frac{l + \sqrt{l^2 + d_{ij}^2}}{d_{ij}} \right) - \sqrt{1 + \left(\frac{d_{ij}}{l} \right)^2} + \frac{d_{ij}}{l} \right) \quad (1c)$$

2.1.2 微小導体のスケーリング

準解析的電磁界解析法は任意導体を微小導体の集合として解析するため、この微小導体のスケールによって解析精度と解析可能な周波数の範囲が決定される。

Fig.2は、各周波数において導体断面に流れる最大振幅の電流値と最小振幅の電流値の比を求めたものであり、これを電流均一分布指数 (Figure of current uniformity) とする。電流均一分布指数は導体断面に流れる電流にどの程度の差があるかを示す指標である。すなわち、この指標が1に近ければ電流分布の変化は少なく、0に近づく程電流分布にばらつきが大きくなる。

Fig.2は、1[mm]、0.5[mm]、50[μm]、10[μm]にして得られた電流均一分布指数の周波数特性である。Figs.2(a),(b),(c)では、明らかに電流均一分布指数が周波数に対して単調に減衰しない。



(c) 50μm (d) 10μm
Fig.2 Frequency characteristic of the figure of current uniformity.

これは、準解析的方法に於ける離散化誤差である。Fig.2(d)では、電流均一分布指数が周波数に対して単調に減衰し、離散化誤差が少なく、定量的に表皮効果が準解析的方法で評価できることを意味する。拠って、10[MHz]程度の解析を行う場合、微小導体半径を10[μm]以下に離散化してモデリングする必要性が判明した。

2.1.3 システム方程式

Fig.1(c)の等価回路から正弦波定常状態のインピーダンス行列 Z は以下のように表される。

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} r_1 + j\omega L_1 & j\omega M_{12} & \cdot & \cdot & j\omega M_{1m} \\ j\omega M_{21} & r_2 + j\omega L_2 & \cdot & \cdot & j\omega M_{2m} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ j\omega M_{m1} & j\omega M_{m2} & \cdot & \cdot & r_m + j\omega L_m \end{bmatrix} \quad (3a)$$

また、入力電圧ベクトルと出力電流ベクトルをそれぞれ、 \mathbf{V}, \mathbf{I} とすれば、次のシステム方程式を得ることができる。

$$\mathbf{V} = \mathbf{Z}\mathbf{I}$$

よって、求める電流分布ベクトル \mathbf{I} は次式で与えられる。

$$\mathbf{I} = \mathbf{Z}^{-1}\mathbf{V} \quad (3c)$$

ここで、供試導体の両端の電圧を v とし、断面の分割個数を m とすれば、入力電圧ベクトルと出力電流ベクトルはそれぞれ次式で与えられる。

$$\mathbf{V} = [v \quad v \quad \cdot \quad \cdot \quad v]^T \quad (3d)$$

$$\mathbf{I} = [i_1 \quad i_2 \quad \cdot \quad \cdot \quad i_m]^T \quad (3e)$$

ここで、 i_n ($n=1,2,\dots,m$)はFig.1(c)の等価回路中の電流である。また、 Z は並列回路であるから、入力インピーダンスは、

$$\mathbf{Z}_{\text{imp}} = \frac{v}{\mathbf{E}_n^T \mathbf{I}} = \frac{v}{\mathbf{E}_n^T \mathbf{Z}^{-1} \mathbf{V}} = \frac{1}{\mathbf{E}_n^T \mathbf{Z}^{-1} \mathbf{E}_n} \quad (3f)$$

によって求める事が出来る。ここで、 \mathbf{E}_m は m 次の単位ベクトルである。また、電流 j が直線状の導体流れている場合の周辺磁界 H は、 c を磁界 H の経路、 dl を c の微小線分として、

$$\oint_c \mathbf{H} dl = j \quad (3g)$$

で与えられる。

特に、磁界 H の経路を導体の外側で導体の中心から r の円周とすれば、式(3g)から、円周方向磁界の大きさは、

$$H = \frac{j}{2\pi r} \quad (3h)$$

で与えられる。

よって、 i 番目の丸型微小導体に鎖交する磁界 H_i は、

$$H_i = \sum_{n=1}^m \frac{I_n}{2\pi r_n}, \quad n \neq i \quad (3i)$$

ここで、 I_n, r_n は、それぞれ n 目の微小導体に流れる電流と i 番目と n 番目の微小導体間の距離を示す。

2.2 例題

2.1節で述べた方法をFig.1(a)に示す供試導体に適用した結果に関して述べる。

供試導体の材質は銅であり、その抵抗率は 1.72×10^{-8} [Ωm]である。また、半径の長さを0.11[mm]とし、長さ30[cm]とする。Figs.3,4は、それぞれ印加電圧の周波数を(a)100[kHz],(b)1[MHz],(c)10[MHz]とした場合の定常状態電流分布と磁界の強さ分布である。尚、この例では丸型微小導体の数、すなわち、供試導体の分割個数 m は1672、微小導体半径は2.5[μm]、印加電圧の実効値は1[mV]である。

Figs.3,4で、白色部で電流と磁界の振幅が大きく、黒色に近いほど電流と磁界の振幅が小さいことを示す。したがって、Figs.3,4は、低周波では電流が均一に分布し、周波数が増加するほど導体表面部分へ電流が集中し、いわゆる表皮効果を可視化している。

3 電流分布と磁界分布の関係

ここでは、幾つかの断面形状を持つ導体に対する電流分布と磁界の強さ分布について比較・検討を行う。

3.1 導体形状を変えた場合の表皮効果解析

ここでは、2章で扱った供試導体を含めた単純な導体で解析を行う。比較のため、導体体積は全て等しく設定してある。

3.1.1 丸型導体

前章の例題で扱った丸型導体と同じ導体を考える。

Fig.4 は電流分布と磁界の強さ分布を示す。Fig.5 はインピーダンス対周波数特性を示す。

3.1.2 角型導体

Fig.6 に示す断面が正方形の導体を用いて解析を行う。導体の大きさは1辺を0.2[mm]とし、長さを30[cm]とする。供試導体の分割個数 m は1600、微小導体半径は2.5[μm]、印加電圧の実効値は1[mV]である。

Figs.7,8 はそれぞれ印加電圧の周波数を(a)100[kHz]、(b)1[MHz]、(c)10[MHz]とした場合の定常状態電流分布と磁界分布である。Fig.9 はインピーダンス対周波数特性を示す。

3.1.3 三角形導体

Fig.10 に示す断面が直角二等辺三角形である導体を用いて解析を行う。導体の大きさは底辺を0.4[mm]、高さを0.2[mm]とし、長さを30[cm]とする。供試導体の分割個数 m は1681、微小導体半径は2.5[μm]、印加電圧の実効値は1[mV]である。Figs.11,12 はそれぞれ印加電圧の周波数を(a)100[kHz]、(b)1[MHz]、(c)10[MHz]とした場合の定常状態電流分布と磁界分布である。Fig.13 はインピーダンス対周波数特性を示す。

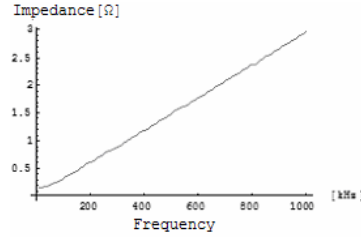


Fig.5 Impedance vs. Frequency characteristic.

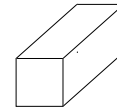


Fig.6 Conductor having square cross-section.

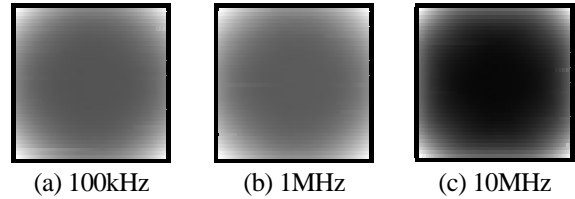


Fig.7 Current distributions.
White: High, Dark: Low

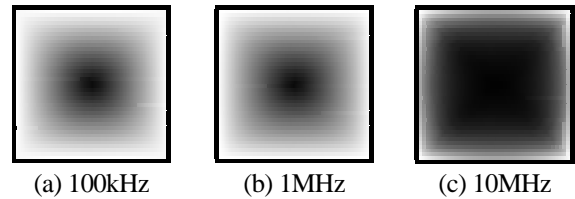


Fig.8 Magnetic field intensity distributions.
White: High, Dark: Low

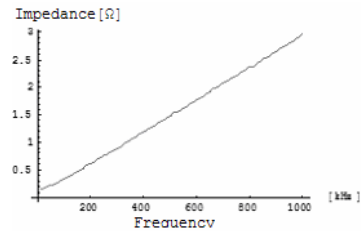


Fig.9 Impedance vs. Frequency characteristic.

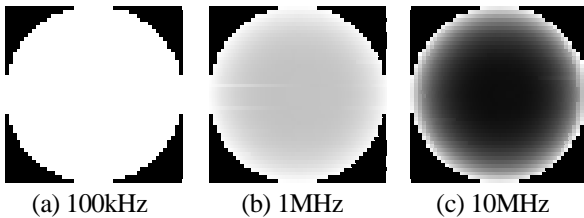


Fig.3 Current distributions.
White: High, Dark: Low

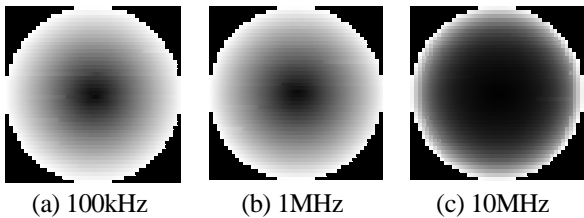


Fig.4 Magnetic field intensity distributions.
White: High, Dark: Low

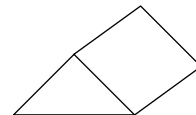


Fig.10 Conductor having triangular cross-section.

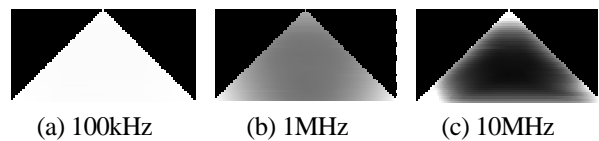
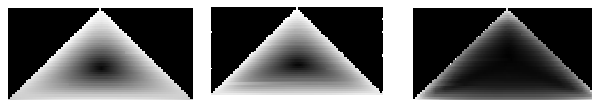


Fig.11 Current distributions.
White: High, Dark: Low



(a) 100kHz (b) 1MHz (c) 10MHz
 Fig.12 Magnetic field intensity distributions.
 White: High, Dark: Low

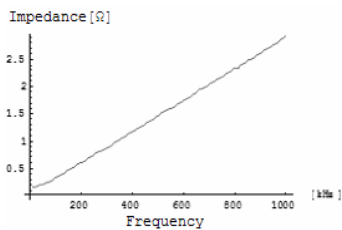


Fig.13 Impedance vs. Frequency characteristic.

3.1.4 断面形状による表皮効果の違い

何れの導体断面形状に於いても低周波では表皮効果が少なく、比較的電流は均一に分布している。しかしながら、高周波では必ず表皮効果が顕著になる。表皮効果の分布は導体中心軸を中心として同心円状に広がる傾向を持つ。

丸型・角型導体は導体中心から表面までの距離がほぼ一定であるため、磁界分布も表面から中心へ向かって単調に減衰する。これらの磁界は導体断面に平行な方向であるため、磁界による逆起電力は磁界に取り囲まれる中心部ほど大きく、その結果、電流が表面に集中し表皮効果が一層顕著となる。

他方、三角形導体では各頂点に電流が集中する。これは、三角形の頂点間の距離が大きいいため、頂点を取り囲む磁界分布が導体全体のそれに比較して1/3以下に削減されることに起因する。すなわち、三角形の各辺と比較して導体中心から頂点までの距離は長いいため、三角形の頂点を取り囲む磁界が最も少なく、その結果、磁界による逆起電力が小さいことに起因する。

また、インピーダンス対周波数特性は丸型・角型導体の特性はほぼ一致しているが、三角形導体はインピーダンスの値が丸形や角形断面形状の導体に比較して小さい。明らかに三角形断面を持つ導体の表皮効果が少なく、結果として導体の有効断面積を増加させ、交流抵抗が低減されたことに意味する。

以上の結果から、入力インピーダンスが等しくとも、磁界と距離の関係から導体断面形状を変えることでインピーダンス特性対周波数特性が改善できることが分かる。

3.2 導体を並列化した場合の表皮効果

三角形断面形状を持つ導体では三角形の頂点を取り囲む磁界が削減されるため、他の断面形状を持つ導体に比較して表皮効果が削減された。これは導体を複数個に分割し適度な間隔を設けて並列化すれば、全導体を取り囲む磁界が削減され、結果として表皮効果も低減されインピーダンス対周波数特性も改善されることを意味する。

3.2.1 丸型導体

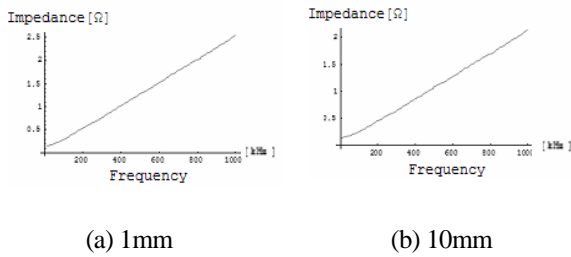
Fig.14 に示すように丸型導体を並列につないだ場合の解析を行う。1導体の大きさは半径を0.08[mm]とし、長さを30[cm]とする。供試導体の分割個数 m は853、微小導体半径は2.5[μ m]、印加電圧の実効値は1[mV]である。Figs.15(a),(b)は、導体の間隔を(a)1[mm]、(b)10[mm]とした場合のインピーダンス対周波数特性である。Fig.16 に比較のため同一体積を持つ1丸型導体のインピーダンス対周波数特性を示す。Fig.15では、間隔が離れるほどインピーダンス対周波数特性は改善されることが分かる。また、Figs.15,16 から、導体を並列化し、並列化された導体間の距離が大きいほどインピーダンスは周波数に比例して増加する割合が低下し、導体としての特性が改善されることが分かる。

3.2.2 三角形導体

Fig.17 に示す三角形導体を並列化した場合の解析を行う。1導体の大きさは底辺を0.28[mm]、高さを0.14[mm]とし、長さを30[cm]とする。供試導体の分割個数 m は869、微小導体半径は2.5[μ m]、印加電圧の実効値は1[mV]である。Figs.18,19 は、導体間隔を(a)1[mm]、(b)10[mm]としたインピーダンス対周波数特性である。Fig.20 は、比較のため同一体積を持つ1丸型導体のインピーダンス対周波数特性である。Figs.18,19 より、丸形導体の並列化と同様な傾向であることが判る。すなわち、導体を2個へ分割し並列化することで電流を取り囲む磁界が互いに中心部で打ち消し、結果として電流も磁界も均一に分布し有効断面積が増加した。



Fig.14 Two parallel conductors having circular cross-section.



(a) 1mm (b) 10mm
Fig.15 Impedance vs. Frequency characteristics of two parallel conductors.

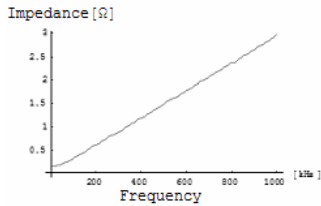


Fig.16 Impedance vs. Frequency characteristic of single conductor.

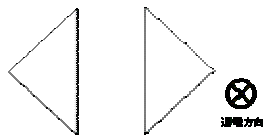
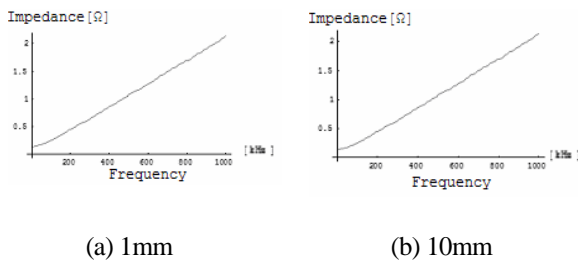


Fig.17 Two parallel conductors having triangular cross-section.



(a) 1mm (b) 10mm
Fig.18 Impedance vs. Frequency characteristics of two parallel conductors.

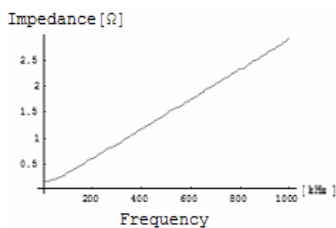


Fig.19 Impedance vs. Frequency characteristic of single conductor.

4 結言

本論文では、まず簡単な形状を持つ任意の導体を例として取り上げ、準解析的電磁界解析法による導体断面上の電流分布と磁界分布についての基礎理論について述べた。また、微小導体半径を周波数に応じて縮小することで、準解析的法による定量的な解析が可能となることを述べた。

以上の予備計算の結果をふまえ、単純な断面形状の導体と導体断面全体を取り囲む磁界を削減する形状の導体の表皮効果を比較し、単純な角形導体では表皮効果が分散されないため全体としての表皮効果は顕著となり、結果として導体の有効断面積が減少した。他方、導体全体を取り囲む磁界を可能な限り削減する導体断面形状は表皮効果を削減し、導体の有効断面積を増加する可能性を明らかにした。

参考文献

- [1] T.Takano, S.Hayano, and Y.Saito, Coil impedance computation having arbitrary geometrical shape, IEEE PESC'98, Vol.2, pp. 1991-1996, 1998 .
- [2] Y.Watazawa, S.Hayano and Y.Saito, Semi-analytical electromagnetic field Computation, Int. J. Appl. Electromagn. Mater. Vol.15,Nos.1-4, pp. 353 357, IOS Press,2002 .
- [3] 黒田洪平, 齋藤兆古, 堀井清之, 表皮効果の可視化による高周波用導体断面形状の最適化, 可視化情報学会, Vol.26,No.1, pp. 271-274,2006 .
- [4] 齋藤兆古, 早野誠治, 応用電磁工学入門, 産図テキスト, pp28 33,2000 .