

電子機器内部の電流分布推定に関する考察

A STUDY OF THE CURRENT DISTRIBUTION IN ELECTRONIC DEVICES

穴吹幸彦

Yukihiko ANABUKI

指導教授 齋藤兆古

法政大学大学院工学研究科電気工学専攻修士課程

In recent years, faulty operation by mutual interference among electric and electronic devices has become a social problem, which is occurred by widely spreading in use of the personal computers and cellular phones. This is a typical EMC (Electromagnetic Compatibility) problem. The electromagnetic field visualization in the electronic devices is of paramount importance to checking up the EMC problem for developing and designing the modern electronic devices. We have studied the visualization of the current distributions from the locally measured magnetic fields. In order to visualize the current distributions, it is intrinsically reduced into solving for an ill-posed inverse problem. In this paper, we carried out the estimation of the three-dimensional current vector distributions from the locally measured six two-dimensional magnetic fields around the square cubic box.

Key Words : EMC, Electromagnetic field visualization, GVSPM method

1. 序論

立方体内の電流分布を推定することは、現代の電気・電子機器内の欠損部分を探查や、EMC問題の検査をする上で最も重要なことである[1][2]。また、現代の電気・電子機器はほぼ完全な密閉構造をしており、その内部を調べるには機器そのものを破壊、分解しなくてはならない。非破壊的に電子機器の健全性を調べる一方法として、電子機器内部の電流分布を吟味する方法がある。電子機器を分解せずに、電子機器内の電流分布を推定することは本質的には逆問題を解くことになる。なぜならば、電気・電子機器周辺から放射される磁界の全てを測定することは不可能であり、これらの局所的に測定された磁界から磁界源である電流分布を計算しなければならないからである。

多くの逆問題は、 $\mathbf{Y}=\mathbf{CX}$ という不適切な線形システム方程式の解として解かれる。ここで、 \mathbf{Y} は n 次の測定された電磁界ベクトル、 \mathbf{X} は m 次の電磁界源ベクトル、そして \mathbf{C} は n 行 m 列のシステム行列であり、電磁界と電磁界源の関係を表すグリーン関数で構成されている。多くの場合、未知数の数 m の方が既知である数 n よりもはるかに多い。このように、立方体内の電流分布を推定することは、不適切な線形システム方程式 $\mathbf{Y}=\mathbf{CX}$ を解くことに帰する。

本稿では、準3次元モデルと3次元モデルを用いて立方体の6面で局所的に測定された2次元平面上の磁界分

布全てを連立した線形システムの解として3次元電流分布を求め、これらの方法の優位性を検討する。

不適切な線形システム方程式のソルバーとして一般化ベクトルサンブルドパターンマッチング法(Generalized Vector Sampled Pattern Matching Method, 以下GVSPM法と略記)を採用する[3]。

2. GVSPM法

(1) 不適切な線形システム方程式

式(1)で与えられる一般的な線形システム方程式を考える。

$$\mathbf{Y} = \mathbf{CX}, \quad (1)$$

ここで、 \mathbf{Y} は n 次の入力ベクトル、 \mathbf{X} は m 次の解ベクトル、そして \mathbf{C} は n 行 m 列のシステム行列であり、多くの場合 $m > n$ である。式(1)は式(2)のように書き直すことも可能である。

$$\mathbf{Y} = \sum_{i=1}^m x_i \mathbf{C}_i, \quad (2)$$

$$\mathbf{X} = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_m]^T \quad \mathbf{C} = [\mathbf{C}_1 \ \mathbf{C}_2 \ \dots \ \mathbf{C}_m]$$

さらに式(2)の両辺を入力ベクトルと列ベクトル、それぞれのノルムで正規化して式(3)を得る。

$$\frac{\mathbf{Y}}{|\mathbf{Y}|} = \sum_{i=1}^m x_i \frac{|\mathbf{C}_i|}{|\mathbf{Y}|} \frac{\mathbf{C}_i}{|\mathbf{C}_i|} \quad \text{or} \quad \mathbf{Y}' = \mathbf{C}' \mathbf{X}' \quad (3)$$

(2) 評価関数

式(2)は入力ベクトル \mathbf{Y} が必ずシステム行列の列ベクトル C_i の線形結合で与えられることを意味する。したがって、 k 回目の反復解 $C\mathbf{X}^{(k)}$ と入力ベクトル \mathbf{Y} 間の角度の余弦成分

$$f(\mathbf{X}^{(k)}) = \frac{\mathbf{Y} \cdot C\mathbf{X}^{(k)}}{|\mathbf{Y}| |C\mathbf{X}^{(k)}|} = \mathbf{Y} \cdot \frac{C'\mathbf{X}^{(k)}}{|C'\mathbf{X}^{(k)}|} \rightarrow 1 \quad (4)$$

となる解ベクトル $\mathbf{X}^{(k)}$ を得る。反復計算の初期値を $\mathbf{X}^{(0)}$ とすると式(5)を得る。

$$\mathbf{X}^{(0)} = C'^T \mathbf{Y} \quad (5)$$

反復計算の初期値 $\mathbf{X}^{(0)}$ が式(5)で与えられるとすると、正規化された入力ベクトル \mathbf{Y}' の第一次偏差 $\Delta\mathbf{Y}^{(1)}$ は

$$\Delta\mathbf{Y}^{(1)} = \mathbf{Y}' - \frac{C'\mathbf{X}^{(0)}}{|C'\mathbf{X}^{(0)}|} \quad (6)$$

となる。したがって、 k 回目の解ベクトル $\mathbf{X}^{(k)}$ は式(7)で与えられる。

$$\begin{aligned} \mathbf{X}^{(k)} &= \mathbf{X}^{(k-1)} + C'^T \Delta\mathbf{Y}^{(k-1)} \\ &= C'^T \mathbf{Y}' + \left(I_m - \frac{C'^T C'}{|C'\mathbf{X}^{(k-1)}|} \right) \mathbf{X}^{(k-1)} \quad (7) \end{aligned}$$

(3) 収束条件

式(7)で解が収束する条件は状態遷移行列 S

$$\begin{aligned} S &= I_m - \frac{C'^T C'}{|C'\mathbf{X}^{(k-1)}|} = I_m - \frac{C'^T C'}{|\mathbf{Y}'^{(k-1)}|} \\ &= I_m - C'^T C' \quad (8) \end{aligned}$$

の最大固有値が 1 より小さいことである。行列 S の固有値を λ とすると式(9)を得る。

$$|\lambda I_m - S| = \begin{vmatrix} \lambda & \varepsilon_{12} & \dots & \varepsilon_{1m} \\ \varepsilon_{21} & \lambda & \dots & \varepsilon_{2m} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \varepsilon_{m1} & \varepsilon_{m2} & \dots & \lambda \end{vmatrix} = 0 \quad (9)$$

ここで ε_{ij} は $C'^T C'$ の性質から必ず大きさが 1 未満である。

$$|\varepsilon_{ij}| < 1, \quad i=1,2,\dots,m, \quad j=1,2,\dots,m. \quad (10)$$

固有値 λ は式(9)を満たすが、仮に $|\lambda| > 1$ とすれば $|\varepsilon_{ij}| < 1$ からこの行列式の各列ベクトルは必ず 1 次独立になり行列式の値は零になり得ない。これは矛盾なので $|\lambda| < 1$ となる。このため、式(9)の条件は常に成り立ち式(7)は絶対に安定な反復解を与える。これは、状態遷移行列 S の最大絶対値を持つ対角要素が近似的に最大固有値に等しいためである。

3. 四角形ループ電流モデル

磁界源推定問題を考える上で、電流が存在するとする対象領域を図1のように離散化する。この離散化され

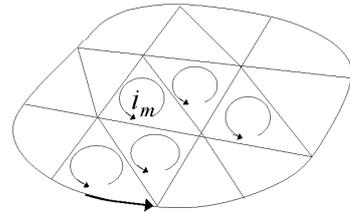


図1 対象領域における閉ループ電流

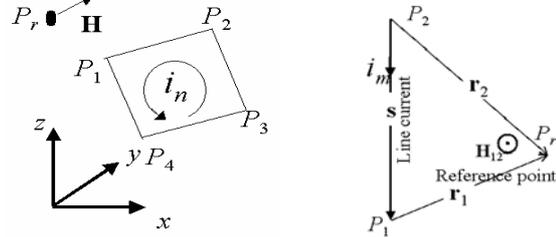


図2 四角形電流ループ構成要素。

左図：四角形ループ電流を表す4本の線電流。右図： P_2 から P_1 に流れる線電流から生じる磁界の計算。

た個々の領域に閉ループ電流を考える。

ここでは、対象領域を四角形で離散化することを考える。点 P_2 から点 P_1 に流れる線電流によって生じる磁界 \mathbf{H}_{12} を図2に示す。磁界 \mathbf{H}_{12} はビオサバルの法則によって得られる。すなわち、式(11)が電流と磁界の関係を与える。

$$\mathbf{H}_{12} = \frac{i_m}{4\pi|\mathbf{s} \times \mathbf{r}_2|^2} \left(\frac{\mathbf{r}_2 \cdot \mathbf{s}}{|\mathbf{r}_2|} - \frac{\mathbf{r}_1 \cdot \mathbf{s}}{|\mathbf{r}_1|} \right) \mathbf{s} \times \mathbf{r}_2 \quad (11)$$

ここで \mathbf{r}_1 と \mathbf{r}_2 はそれぞれ点 P_1 と点 P_2 から点 P_r へのベクトルである。さらに、 \mathbf{s} は電流の方向を示す単位ベクトルである。四角形要素を考える場合、4個の線電流がそれぞれ磁界源となる。それ故、点 P_r における全体の磁界 \mathbf{H} は4個の線電流の重ねあわせで得られる。すなわち、

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}_{12} + \mathbf{H}_{23} + \mathbf{H}_{34} + \mathbf{H}_{41} \quad (12)$$

ここで \mathbf{H}_{23} と \mathbf{H}_{34} と \mathbf{H}_{41} はそれぞれ $P_3 \rightarrow P_2$, $P_4 \rightarrow P_3$ と $P_1 \rightarrow P_4$ の線電流から生じる磁界を示す。すなわち、式(12)は同じ式で表される[4]。

4. 準3次元モデル

(1) シミュレーション

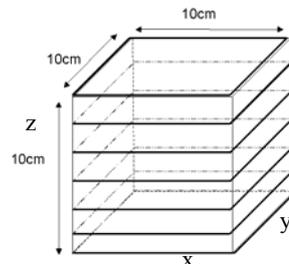


図3 立方体モデル

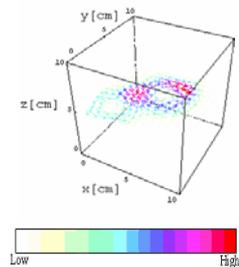
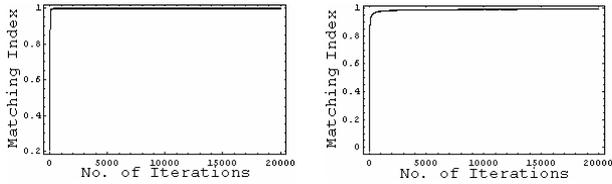


図4 正解の電流分布

図3のように縦、横、高さをそれぞれ 10cm とする立方体を考える。シミュレーションによる正解の電流分布を

図 4 のように設定し、この電流分布から四角形ループ電流モデルを用いて立方体の 6 側面で測定される磁界をそれぞれ計算する。

磁界の測定点数は 1 面で $10 \times 10 = 100$ 点、これが x, y, z の 3 方向で 300 点、全体で $6 \times 300 = 1800$ 点とする。図 3 のように立方体内を xy 方向の 2 次元平面に分割し、それぞれの側面に対して得られた磁界を全て連立し、求める電流分布も連立して計算する。同様に xz 平面と yz 平面についても電流分布を求める。電流分布を計算する逆問題解析手法として GVSPM 法を採用する。



(a) 垂直方向磁界 (b) 全方向磁界
図 5 GVSPM 法における目標関数の収束性(式(4))

図 5 に立方体を xy 平面で 15 分割したときの真中(下から 8 番目)の平面に関して電流分布を求めたときの PMI (Pattern Matching Index) 値を示す。垂直方向磁界と全方向磁界で解いた両者とも PMI 値はほぼ 1 に収束していることが分かる。図 6 から垂直方向磁界で解いた場合は立方体中央部分に存在する電流は得られていないが測定面に近い位置では比較的良好な結果を得ることが出来た。一方、図 7 から全方向磁界で解いた場合はノイズの影響を大きく受け良好な結果は得られなかった。

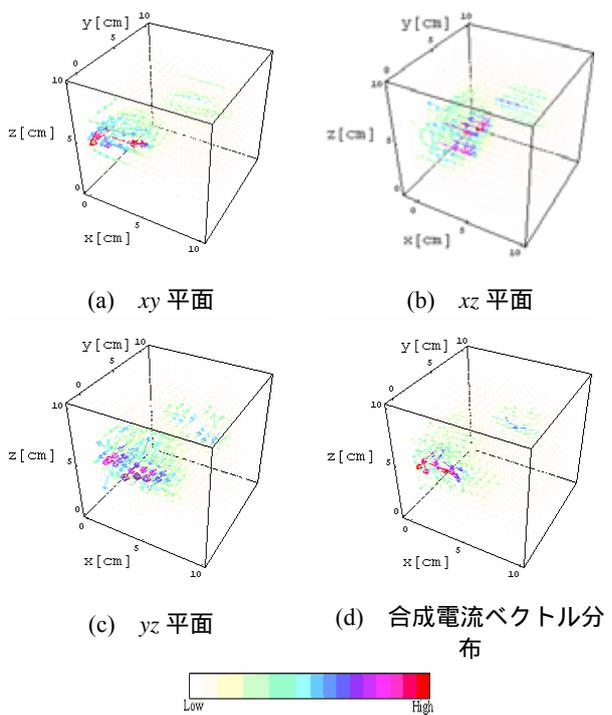


図 6 立方体の各面に垂直な磁界を用いてシミュレーションを行った結果

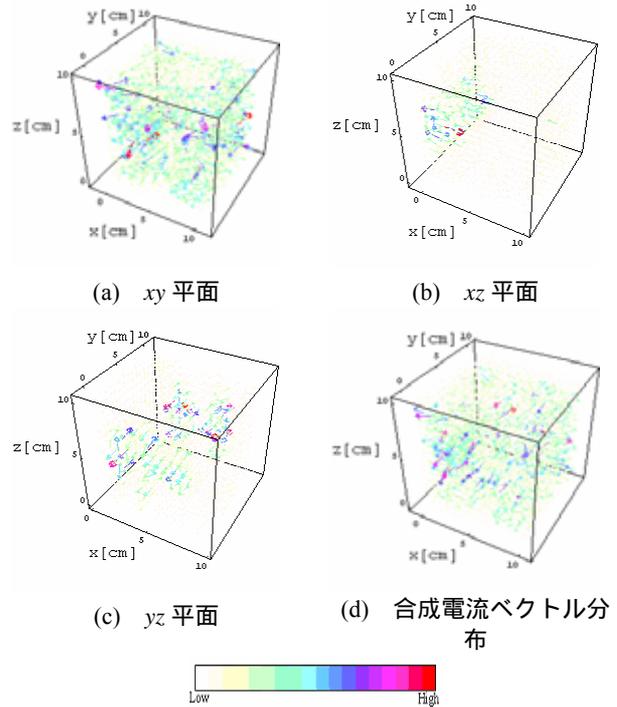


図 7 全方向磁界を用いてシミュレーションを行った結果

(2) 実験

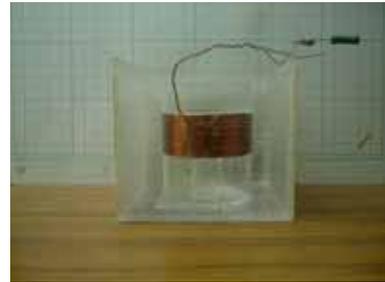
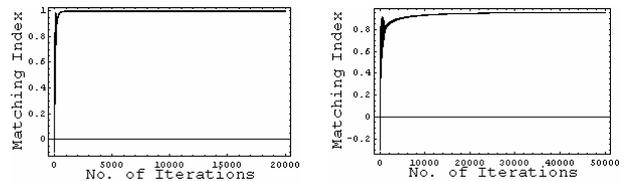


図 8 励磁コイル



(a) 垂直方向磁界 (b) 全方向磁界
図 9 GVSPM 法における目標関数の収束性(式(4))

図 8 に示すように、励磁コイルとして 50 回巻きの有限長ソレノイドコイルを採用し、これに周波数 10kHz の電流を 0.02A 通電した。縦、横、高さがそれぞれ 10cm の立方体中に励磁コイルを設置し、立方体の 6 面、それぞれ磁界分布を縦・横 $10 \times 10 = 100$ 点、 x, y, z の 3 方向で測定した。拗って、全体の磁界測定点数は $6 \times 3 \times 10 \times 10 = 1800$ 点である。シミュレーションと同様にこれらの磁界を連立し、 xy 平面、 xz 平面、 yz 平面に平行な面の電流分布を GVSPM 法を用いて推定した。各面の磁界を連立して解く

方法で電流分布を求める．電流分布の推定点数は 1 面につき $16 \times 16 = 256$ 点とし，立方体内を 15 面に分割したので，全推定点数は $15 \times 256 = 3840$ 点である．

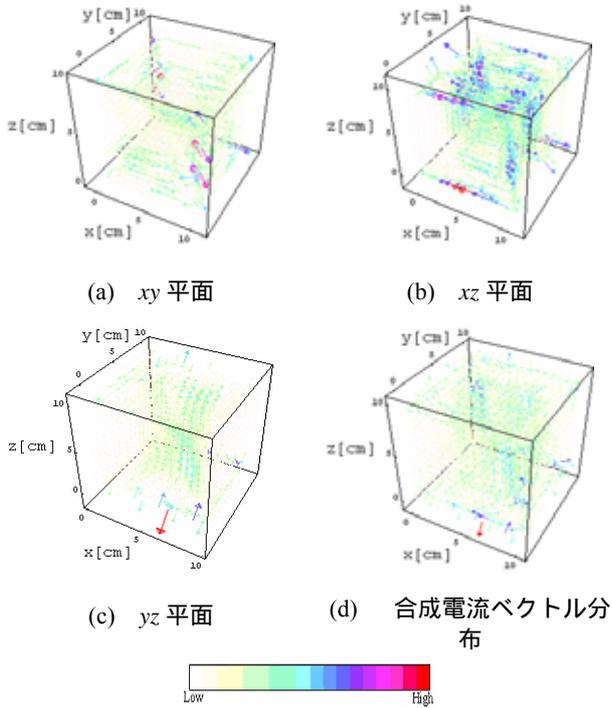


図 10 立方体の各面に垂直な磁界を用いて計算を行った結果

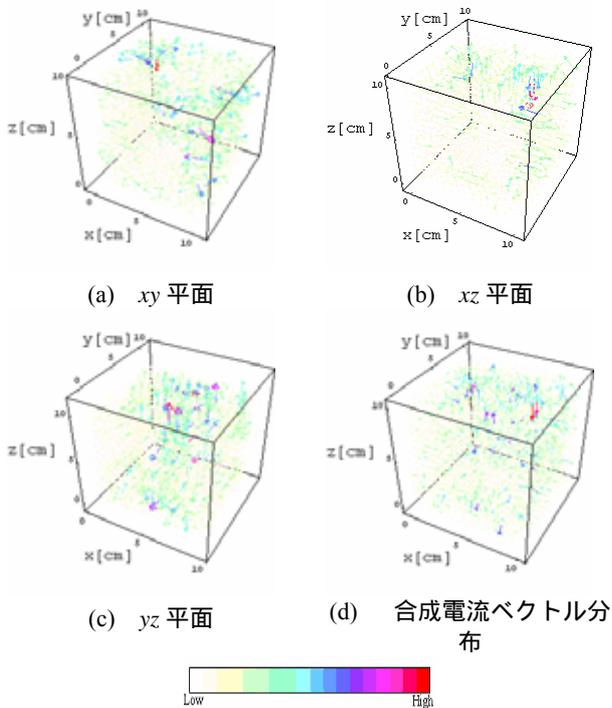


図 11 全方向磁界を用いて計算を行った結果

図 9 から垂直磁界方向で解いた場合の PMI 値はほぼ 1 に収束しているにも拘わらず，図 10 に示す電流ベクトル分布は良好な結果ではない．全方向磁界で解いた場合も

前節のシミュレーションと同様に良好な結果は得られなかった．

以上を纏めると電流分布面を 2 次元平面と仮定して電流分布を推定する準 3 次元化法は必ずしも良好な結果を与えないことが検証された．

5. 3次元モデル

(1) シミュレーション

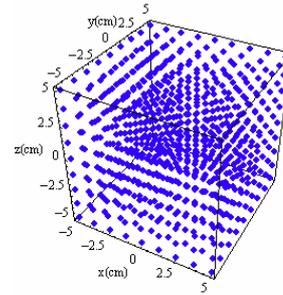


図 12 節点

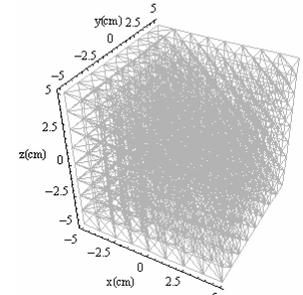


図 13 3次元の三角形ループ

準 3 次元モデルと同様に，縦，横，高さをそれぞれ 10cm とする立方体を考える．準 3 次元モデルでは立方体内を平面で分割していたのに対し 3 次元モデルでは 3 章の三角形ループ電流モデルを三角形ループへと変形し 3 次元の三角形ループを考えることで 3 次元電流分布を直接求める．図 12 に示すように立方体中に節点を設け，この節点を基に図 13 の 3 次元三角形ループを作成する．3 次元モデルでは 3 次元の三角形ループを考えることで不適切な線形システムを解く回数は 1 回で済む．よって，準 3 次元モデルに対して 3 次元モデルはアルゴリズムとしては高度な技術を要求されるが，計算そのものは効率的である．

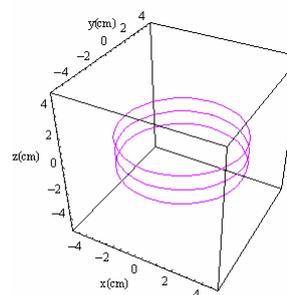


図 14 正解の電流経路

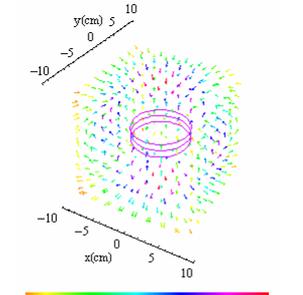
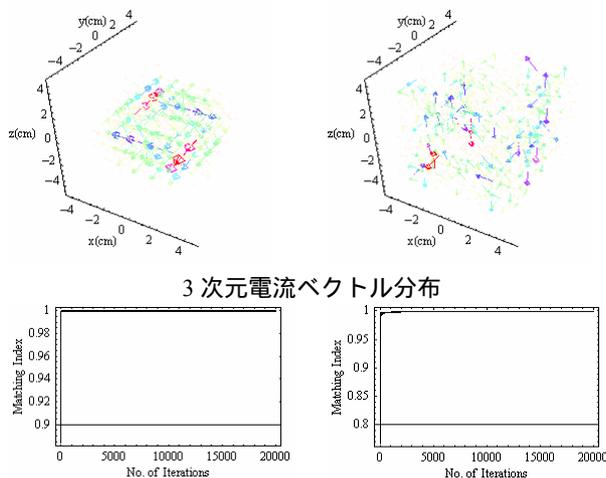


図 15 立方体の 6 側面における磁界

図 12 に示すように 格子の節点を $9 \times 9 \times 9 = 729$ 点とし，この節点を基に 6528 個の三角形ループ(図 13)を作成しループ電流を求める．磁界の測定点数は 1 面で $10 \times 10 = 100$ 点，これが x, y, z の 3 方向で 300 点，全体で $6 \times 300 = 1800$ 点とする．従って，システム方程式 $Y=CX$ は入力ベクト

ル Y (測定磁界: 1800 点), システム行列 C (システム行列: 1800×6528), 解ベクトル X (求めるループ電流: 6528 個) となる. この不適切な線形システム方程式を GVSPM 法で解く. 反復回数は 20000 回としている. また, 実際の実験を考慮して入力ベクトルである磁界にはその最大振幅の 5% を最大値とするランダムノイズを付加して計算を行っている.



GVSPM 法における目標関数の収束性(式(4))

(a) 垂直方向磁界 (b) 全方向磁界

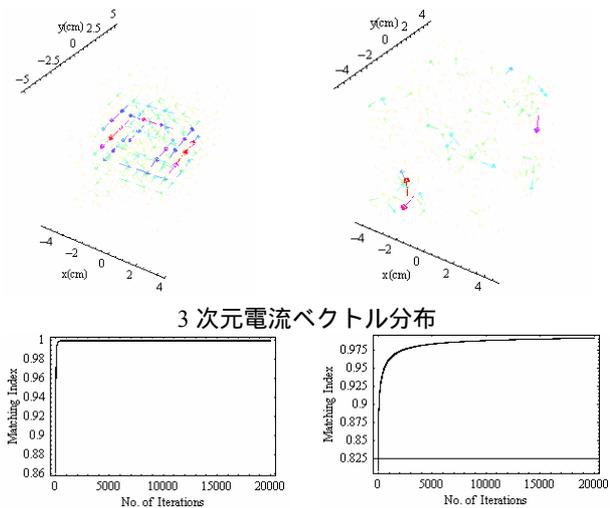
図 16 GVSPM 法を用いたシミュレーションの結果

図 14 のような立方体中に xy 平面に平行な電流が流れている場合を考える. 図 14 の電流から立方体の 6 面の磁界を図 15 に示す. 正解の電流から計算された磁界を各側面に垂直な方向磁界(600 点)と x, y, z 方向全ての磁界(1800 点)で解いた結果を図 16 に示す. 両者ともに PMI 値はほぼ 1 に収束しているが全方向磁界で解いた場合はノイズの影響を大きく受けており良好な結果は得られなかった. 一方で, 垂直方向磁界で解いた場合はノイズの影響が少なく良好な結果が得られた.

(2) 実験

ここでは, 4 章 2 節の実験と同様に図 8 に示す有限長ソレノイドコイルから得られた各側面における測定磁界を用いて計算を行う. 全方向磁界(1800 点)と垂直方向磁界(600 点)とで計算を行った結果を図 17 に示す.

図 17 から全方向磁界で解いた場合の PMI 値の収束性は垂直方向磁界で解いた場合と比較して良好ないことが分かる. 電流ベクトル分布からもシミュレーション結果と同様にノイズの影響が大きく現れ良好な結果は得られなかった. 一方で, 垂直方向磁界で解いた場合は PMI 値もほぼ 1 に収束し, 電流ベクトル分布からも良好な結果が得られてことが分かる. すなわち, シミュレーションと同様な結果を裏付けることが出来た.



GVSPM 法における目標関数の収束性(式(4))

(a) 垂直方向磁界 (b) 全方向磁界

図 17 GVSPM 法を測定磁界に適用して得られた結果

6. 結言

本稿では, 立方体の各側面から得られる 3 次元磁界から立方体内部の 3 次元電流分布の可視化について準 3 次元モデル, 3 次元モデルを用いて検討した.

2 章では逆問題解析手法である GVSPM 法について述べ, 3 章でシステム方程式の導出法として四角形ループ電流モデルについて述べた.

4 章では, 立方体を xy, xz, yz 平面で分割し平面的に電流分布を求める準 3 次元モデルを述べた. シミュレーションでは良好な結果を得ることは出来たが, 実験値に対しては良好な結果を得ることが出来ず, 3 次元問題を 2 次元的に解く準 3 次元モデルは実用的な手法ではないことが判明した.

最後に, 3 次元モデルを用いて電流ベクトルの可視化を行った. これは, 3 章で述べた四角形ループモデルを三角形ループへと変形し 3 次元の三角形ループ電流モデルを想定し電流分布を求める方法であり, 準 3 次元モデルでは不適切な線形システム方程式を 3 回解かなければならないのに対し, 3 次元モデルは不適切な線形システム方程式を 1 回解くことで電流分布を求めることが出来るのでより効率的な手法であると言える. 実際, シミュレーションで検証を行った結果, 垂直方向磁界で解いた場合は良好な結果が得られ, 実験においてもシミュレーションと同様に良好な結果を得られることが判明し, 電子機器内部の電流分布を可視化する手法として極めて有効であることが証明された.

参考文献

- 1) T.Doi, S.Hayano and Y.Saito, " Magnetic field distribution caused by a notebook computer and its source searching ," Journal of Applied Physics, Vol.79, No.8, April, (1996), pp.5214-5216.

- 2) Y.Midorikawa, J.Ogawa, T.Doi, S.Hayano and Y.Saito," Inverse analysis for magnetic field source searching in thin film conductor," IEEE Transaction on Magnetism, Vol.MAG-33, No.5, Sep.(1997), pp.4008-4010.
- 3) 関島大志郎, 宮原晋一郎, 早野誠治, 斎藤兆古: 「準 3 次元電流分布推定法に関する研究」, 電気学会論文誌 A, 120-A, 907 (2000).
- 4) Hisashi Endo, Toshiyuki Takagi, and Yoshifuru Saito, "A New Current Dipole Model Satisfying Current Continuity for Inverse Magnetic Field Source Problems," CEFC1306, Jun , (2004).

フィルム型変圧器を用いたスイッチング電源に関する研究

Research On Switching Power Suppliers Utilizing Film Type Transformer

白田 優

Yu Usuda

指導教員 齋藤 兆古

法政大学大学院工学研究科電気工学専攻修士課程

Modern microelectronics has made it possible to work out a lot of many small electronics, such as electronic calculator, radio, notebook computer and so on. Even though the electronic parts processing the electronic signals could be minimized, it is difficult to minimize the power supplier because of magnetic elements handling entire electric power consumed in the device. To overcome this difficulty, we are now developing the power supplier without any magnetic elements. In this power supplier, a coreless film transformer is employed instead of the conventional transformers. A coreless film transformer enables us to work out an extremely lightweight power supplier but causes the other problem, i.e. magnetic field radiation around the power supplier. To examine this problem, this paper has tried to visualize the magnetic field distributions above a film transformer.

Key Words : DC/DC Converter, Film type Transformer, EMC

1. はじめに

近年、半導体技術の進歩によりパーソナルコンピュータや携帯電話など電子機器の小型・軽量・高性能化がなされてきている。電子機器の小型・軽量・高性能化を図る一方法は動作周波数の高周波化である。電子機器は信号処理部と電源部分から成る。信号処理部分は電子回路の集積化技術の発達により小型・軽量化が電源部分に比較して格段に進んでいる。本稿は以上の現状を前提として、電子機器の小型・軽量化の研究・開発の一端を担う新しい磁気素子の提案とその実用化に関するものである。

本稿で提案する磁気素子の一種である変圧器は従来型の変圧器のように透磁率の大きい磁性体を用いて主磁路を形成する方式でない新方式高周波変圧器である。この新方式高周波変圧器をDC/DCコンバータに実装し、実際の磁気素子として実用化の可能性を示す。

さらに、高周波で駆動することで表皮効果を利用し、内部の漏れインダクタンスの低減を行う。これが基本的な動作原理で有る。

フィルム型変圧器は図1に示すように平面に一次コイルと二次コイルが隣接して配置された構造を取る。端子aからeへ向かって一次電流を流すと、磁束が上面の中心から外側、下面では外側から中心へ生ずる。この磁束より二次コイルに電圧を誘起し変圧器として動作する¹⁾。

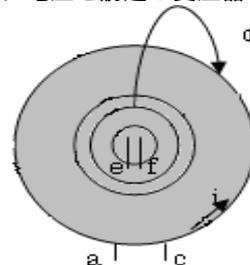


図1 フィルム型変圧器の磁束の流れ

2. 新方式変圧器

2.1 フィルム型変圧器

基本的な動作原理は一次コイルと二次コイルを平行に交互に配置し、一次コイルによる磁界を直接に二次コイルに鎖交させ電圧を誘起させる。高透磁率の磁性体を主磁路として用い磁気抵抗を低減するのではなく、磁路を短くすることで磁気抵抗を低減する考え方に基づく。

2.2 試供フィルム型変圧器

フィルム状のポリイミド基板上の銅薄膜に化学エッチングにより一次・二次コイルを作製した試作フィルム型変圧器を図2に示す。

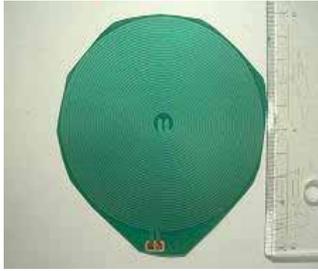


図2 試作フィルム型変圧器

2.3 基礎特性

2.3.1 無負荷特性

フィルム型変圧器について、二次回路を開放したときの変圧比 a は

$$a = \frac{V_1}{V_2} \quad (1)$$

となる。 V_1 は一次側電圧、 V_2 は二次側電圧である。無負荷時の変圧比対周波数特性を測定した結果を図3に示す。

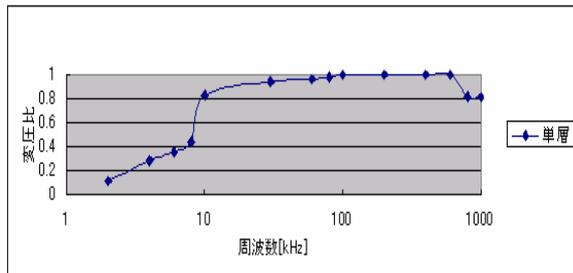


図3 単層による無負荷時の変圧比対周波数特性

図4では試験回路を示し、図5は負荷特性である。負荷特性の効率 η は

$$\eta = \frac{W_2}{W_1} \times 100 [\%] \quad (2)$$

式(2)で計算し、 W_1 は一次側の入力電力、 W_2 は二次側の出力電力である。

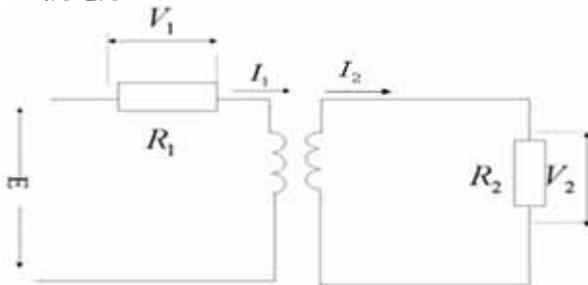


図4 試験回路

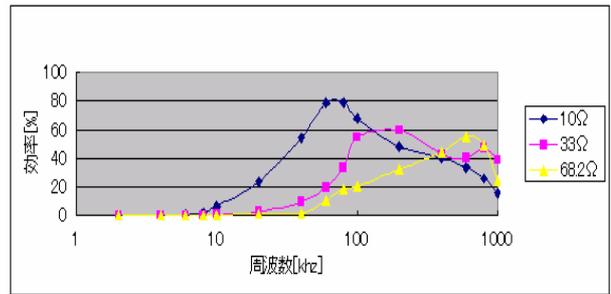


図5 負荷特性

図5より比較的低い負荷抵抗は10[kHz]位で効率が最大になっており、比較的高い負荷抵抗は100[kHz]位で効率が最大になっている。よって、負荷抵抗が大きいくほど効率が低い結果となっている。すなわち、負荷抵抗値によって異なり、最大効率を得る周波数が存在する。

2.3.2 フェライトを用いたときの負荷特性

フェライトを用いた時の負荷特性を図6に示す。

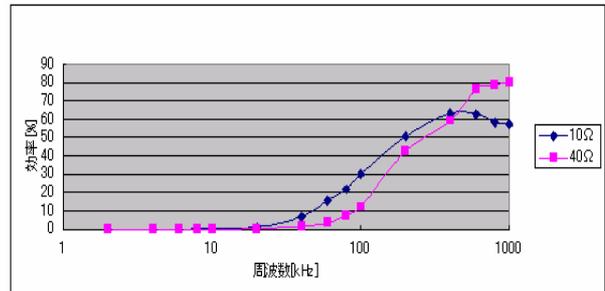


図6 負荷特性

フェライトでフィルム型変圧器を挟むことによって一次二次間の磁気結合が良くなっていることがわかる。変圧器の境界が空気ではなく、磁性体に接しているために一次二次間の結合が向上するのは当然とも言える。

3. DC/DCコンバータへの適用

3.1 DC/DCコンバータの出力特性

フライバック型DC/DCコンバータの原理を図7に示す。

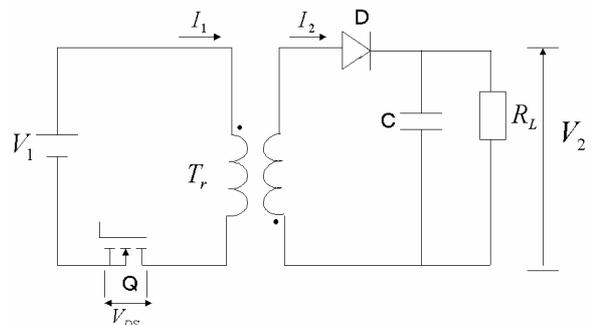


図7 フライバック型DC/DCコンバータの原理図

図8は供試フィルム変圧器を用いたときのフライバック

ク型 DC/DC コンバータの効率対出力特性を示す。

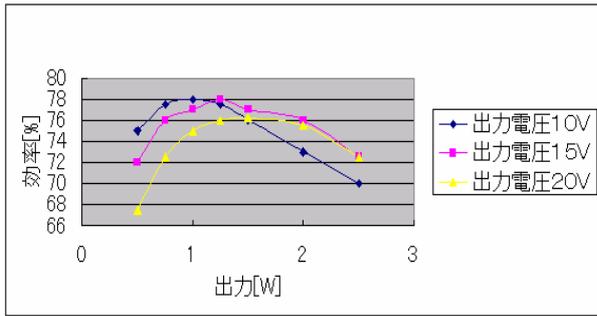


図 8 効率対出力特性

図 8 より出力電圧 15[V] , 1.2[W] 時が最大効率となり , 比較的高効率動作は 1[W] から 1.2[W] で付近になっている。

3.2 フライバック型 DC/DC コンバータの過度解析

仮定：第一近似として以下の仮定を行う。

- 1) 変圧器定数は周波数の関数であるが , パワー-MOS - FET Q のスイッチング周波数において一定値を取るものとする。
- 2) パワー-MOS - FET Q の接合間容量は無視できるものとし , 理想なスイッチとみなす。
- 3) ダイオード D の接合間容量は無視でき , さらに順方向電圧降下も無視できるものとする。

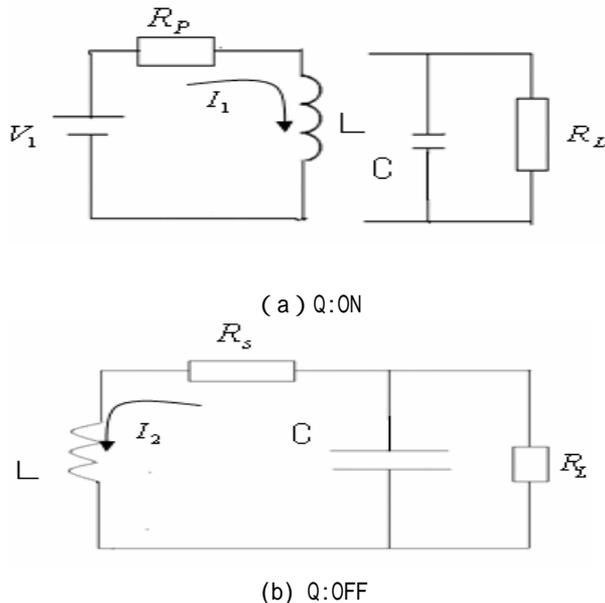


図 9 FET Q が(a)ON 期間 , (b)OFF 期間の等価回路
図 9 から次式が得られる。

[FET Q ON 期間]

$$V_1 = R_p i_1 + L \frac{di_1}{dt} \quad (3)$$

$$0 = C \frac{dV_c}{dt} - \frac{V_c}{R_L}$$

ここで , R_p と V_c はそれぞれ一次コイルの抵抗とコンデンサの端子電圧である。

[FET Q OFF 期間]

$$L \frac{di_2}{dt} + V_c = -R_s i_2$$

$$i_2 = \frac{V_c}{R_L} + C \frac{dV_c}{dt} \quad (4)$$

ここで , R_s は二次コイルの抵抗値を示す。また , L はインダクタンス , V_1 は入力電圧である。図 10(A1)に一次側電流 i_1 , 図 10(A2)に二次側電流 i_2 , 図 10(A3)に端子電圧 V_c を示す。

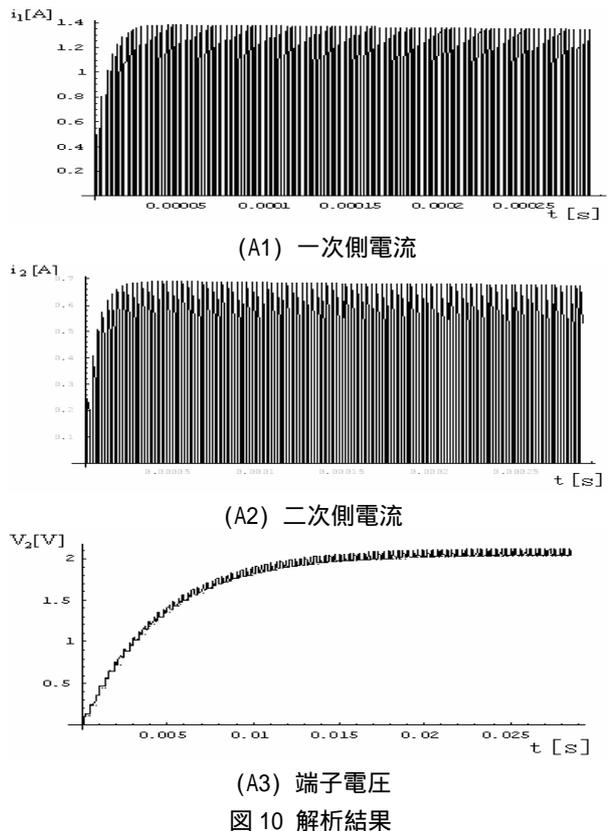


図 10 解析結果

一次・二次電流はパワー-MOS - FET Q を理想的なスイッチング素子としてモデル化している。図 10 から系全体としての過度現象が存在することを意味する。また , 一次・二次電流が増加すると , 端子電圧も増加する傾向になっている。時間の経過と共に過度状態から定常状態に近づくことが同図からわかる。

4. 電源周辺の磁界分布と熱分布の可視化

4.1 誘起電圧値からの磁界の求め方

サーチコイルに誘起する電圧から磁束は

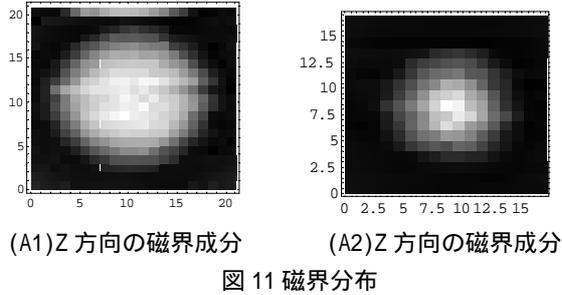
$$\phi = NS \mu H \sin \omega t \quad (5)$$

となる。ただし , ω は角周波数 , μ は透磁率 , N は巻数 , S は面積である。よって , 式(5)より磁界 H の最大値は

$$H = \frac{\phi}{NS\mu} \quad (6)$$

となる。

図 11 にフィルム型変圧器の垂直成分磁界を示す。黒い部分が負の値，白い部分が正の値にそれぞれ対応する。図 11(A1)，(A2)は Z 方向の磁界成分を示して，コイルの折り返し部分の影響が多少見られる。図 11(A1)はフィルム型変圧器のみを使用した時の磁界分布であり，図 11(A2)は DC/DC コンバータを構成したときのフィルム型変圧器から発生する磁界分布で有る²⁾。



4.2 ベクトル分布

図 12 にベクトル分布を示す。図 12(A1)はフィルム型変圧器のみを使用した時の三次元磁界ベクトルであり，図 12(A2)は DC/DC コンバータ動作時である。

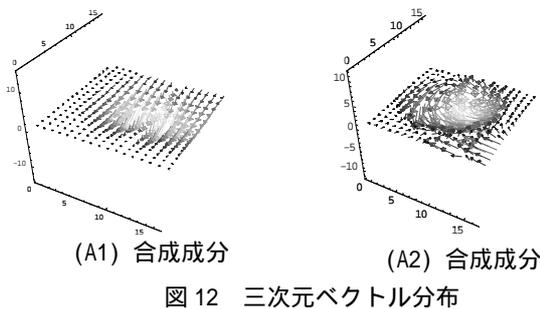
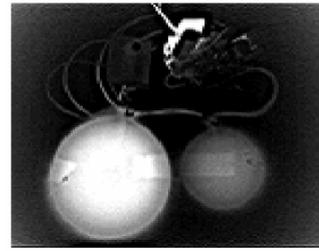


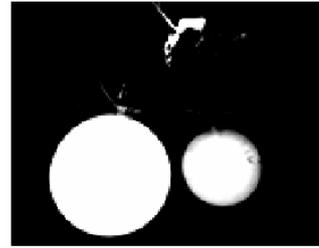
図 12 より三次元磁界ベクトルはフィルム型変圧器中の電流ベクトル分布に近く，同心円状に巻いた形で分布している。J を電流密度ベクトルとすれば， $\text{rot}H = J$ の関係式からも理解できる³⁾。

4.3 熱分布

図 13 に赤外線画像(横 17×縦 15)を示す。図 13(A1)はコンバータ A が正常に動作した 5 秒後の画像であり，エネルギーの大部分が Power MOS FET のスイッチング損失となることがわかる。特にフィルム型変圧器の励磁電流損失は小さいことがわかる。図 13(A2)は Power MOS FET のスイッチングが失敗し，ON 動作のままになった結果，フィルム型変圧器の一次側コイルがオーバーヒートした状態である。



(A1) Converter A at t=5[sec]



(A2) Converter B at t=5[sec]

図 13 DC/DC コンバータの赤外線画像

5. まとめ

本稿では電源装置の小型・軽量化を実現する第一段階として，フィルム型変圧器を採用したスイッチング電源を試作し，スイッチング電源の電磁界分布や熱分布について述べた。

電気電子機器の小型・軽量化を目的として，磁性材料を全く用いない高周波新方式変圧器を提案し，この変圧器の特性は電流の表皮効果にあることを明らかにした。

DC/DC コンバータの熱分布の可視化を検討し，正常動作時と故障動作時の熱分布がそれぞれ異なることを明らかにした。正常動作時の場合でも電源回路で Power MOS FET が最も高温になり，他の素子もやや熱くなる傾向が観察された。このため，トランジスタや Power MOS FET が動作しているときの温度が高温にならないように設計することが今後の課題になる。

以上の結果から，従来の変圧器とは全く異なった原理に基づく，高周波新方式変圧器の電源装置への適用可能性が見えてきた。

参考文献

- 1) 緑川洋一: 小型・軽量磁気素子の開発とそのスイッチング電源への応用に関する研究, 1997 年度法政大学博士論文
- 2) T.Doï, and et al: "Current Distribution Analysis on Printed Circuit Board," INVERSE PROBLEMS NENGNEERING MECHANICS(M.Tanaka,G,SDulikravich, Eds Elsevier), pp.495-501, (Mar.1998)
- 3) 白田優, 早野誠治, 齊藤兆古, 堀井清之: フィルムトランスを用いた電源周辺磁界分布の可視化, 第 32 回可視化情報シンポジウム講演論文, 2004 vol.24 Suppl.No.1 p259-p262

ライン信号の可視化信号処理

Visualized Time Domain Signals Processing

河村憲作

Kensaku KAWAMURA

指導教員 齋藤兆古

法政大学大学院工学研究科電気工学専攻修士課程

After Newton mechanics had been established, major effort of human innovation had been devoted to enforce the human physical power, such as hand, foot and fighting power by many physical tools and mechanical devices. After spreading use of digital computers, most of the human innovative efforts are now devoting to work out the artificial human brain or compensative tool of human brain works.

In the present paper, one of the methodologies to carry out the line signal diagnosis is proposed by means of the some assumptions in natural phenomena.

Key Words : *Magnetic Sensor, Visualized Signal Processing, Smart Processing*

1. はじめに

映像情報は、医学などで見られるように極めて具体的な現実の状態把握を可能とする。

筆者の研究室では、映像情報獲得手段の広範な普及を鑑み、可視化情報から特異点や規則性を計算機の強力な反復計算能力を用いて抽出する知的可視化情報処理 (Smart Visualized Information Processing, Svip と略記) を考究している[1]。

Svip では、ライン信号を可視化するため、3 次元リサージュ図法を提案した[2]。ライン信号から 3 次元リサージュ図を生成するために Svip のツールとして開発された等価固有値法とポアンカレ法を提案した。本報告は前者の等価固有値法に関するものである。等価固有値法は磁気センサ出力であるライン信号からセンシング対象を含む系全体の固有値を第 1 近似で得ようとする方法である。この方法は、数値シミュレーションで離散化誤差が無視できる場合、系の正確な固有値へ厳密に対応する等価固有値を与える。しかし、実際の磁気センサでは信号に必然的に含まれるノイズのため、第 1 近似固有値を平均化した精度を有する固有値情報程度に止まる問題点があった。本稿は、従来の等価固有値法が過渡状態を前提とするのに対し、定常状態に於ける系の入出力特性から 3 次元リサージュ図を生成する方法を提案する。すなわち、センシング対象を含む系全体の定常状態伝達関数を可視化し、ライン信号からセンシング対象を識別する方法を提案する。その結果、センシング対象間で比較的直交性の高い可視化情報が得られることが判明したので此処に

報告する。

2. 磁気センサ信号処理

(1) 等価固有値(Equivalent Characteristic Value, ECV)

ECV は系が与える時間領域の応答信号を初期値問題の解と仮定して解析することで系の性質、すなわち、系の固有値情報を求める方法である。ECV は応答信号が双曲線関数の指数部を計算可能な最小離散化点数 3 点毎に計算可能である[3]。

(2) シミュレーションによる電気回路の ECV

電気抵抗 R とインダクタンス L が直列に接続された電気回路へ直流電圧 V が印加された場合、出力電流は図 1 のように時間変化する。図 1 の任意の離散化された時間 $n\Delta t$ における電流は式(1)で表現できるから、

$$i_{n\Delta t} = i_{(n+1)\Delta t} + [i_{(n-1)\Delta t} - i_{(n+1)\Delta t}]e^{-\lambda\Delta t} \quad (1)$$

R-L 直列回路の等価固有値 ECV は式(2)で与えられる。

$$\lambda = -\frac{1}{\Delta t} \ln \left[\frac{i_{n\Delta t} - i_{(n+1)\Delta t}}{i_{(n-1)\Delta t} - i_{(n+1)\Delta t}} \right] \quad (2)$$

図 1 の波形に式(2)を適用して得られる ECV を図 2 に示す。明らかに、線形なシステムから得られる ECV は一定値の実数である。

また、直流電圧入力に対する応答から、ECV は正確に計算される。しかし、交流入力に対する応答信号からは、

信号の時間変化率が小さい部分でノイズが生ずる．このノイズを削減するため、ECV を加算平均処理し、ECV 値の実数部は入力に依存せずシステムに固有の値を取り、虚数部は交流入力角周波数へ対応する ECV 値へ収束することは既に報告した[3]．

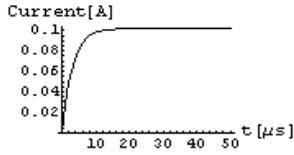
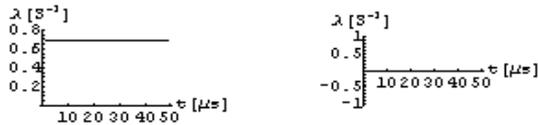


図1. R-L 直列回路の直流入力応答



(a) 実数部 (b) 虚数部

図2. 図1から求めた等価固有値 (ECV)

(3) 実験による電気回路の ECV

実験データにおいては、ECV 法が、ノイズを拡大するという欠点があり、ノイズ処理の問題があった．しかし、実験データへ繰り返し加算平均処理を適用することで、ノイズの影響を減らすことが可能であり、シミュレーションと同様の結果が得られることは既に報告した[2]．

さらに、繰り返し加算平均処理を、周波数・波形・位相変化した実験データに適用した結果、いずれも解析解の ECV 値とほぼ一致する結果が得られた．

3. ライン信号識別

(1) 3次元リサージュ図

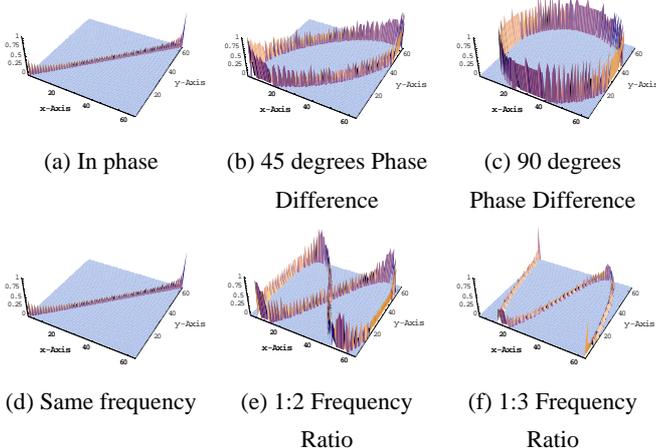


図3. 各種の3次元リサージュ図

ライン信号の可視化画像、本稿ではこれを固有パターンと呼ぶ．固有パターンは信号のリサージュ図形である．リサージュ図形とは2個の信号を用い、x軸に一信号、y軸に他の信号を入力し、時間軸をパラメータとして描いた

図である．従来の単純なリサージュ図では軌跡の重複情報が削除される．このため、軌跡の重複度をヒストグラムの加算し重複情報を高き情報として維持する3次元リサージュ図を考える．図3は位相差や周波数の相違を表す3次元リサージュ図を示す．

図3から、3次元リサージュ図は振幅、位相、周波数、そして時間情報などを巧みに表現する画像化方法であることが分かる[2][4]．

(2) 最小二乗法

画像データは2次元スクリーン上のピクセルに格納されている．すなわち、2次元画像データは以下のようにあらわすことができる．

$$G = g(i, j) \quad i=1,2,3,\dots,l, \quad j=1,2,3,\dots,l \quad (3)$$

画像認識のシステム方程式の入力ベクトル Y は、画像データ G の要素を1次元ベクトルへ並べ替えて得られる．

$$Y = [g(1,1), \dots, g(1,l), g(2,1), g(2,2), \dots, g(l,l)] \quad (4)$$

画像認識のシステム方程式の係数行列を構成する列ベクトルは、予め用意された n 個のデータベース画像から入力ベクトル Y と同様に、それぞれの画像データをベクトルデータへと変換して得られる．

$$\begin{aligned} C_1 &= [g(1,1), g(1,2), \dots, g(1,l), g(2,1), g(2,2), \dots, g(2,l), g(3,1), \dots, g(l,l)] \\ C_2 &= [g(1,1), g(1,2), \dots, g(1,l), g(2,1), g(2,2), \dots, g(2,l), g(3,1), \dots, g(l,l)] \\ &\vdots \\ C_n &= [g(1,1), g(1,2), \dots, g(1,l), g(2,1), g(2,2), \dots, g(2,l), g(3,1), \dots, g(l,l)] \end{aligned}$$

入力ベクトル Y と同様に得られた n 個の画像データベクトル $c_i, i=1,2,\dots,n$ を使って、 n 行 m 列のシステム行列 C を構成する．

$$C = [c_1, c_2, \dots, c_n] \quad (6)$$

任意の画像データを1次元配列へ並べ替えて得られる入力ベクトルが Y であるから、システム方程式は式(7)で与えられる．

$$Y = CX \quad (7)$$

式(7)で解ベクトル X の要素を

$$X = [X_1, X_2, \dots, X_n] \quad (8)$$

とすれば、最大値を取る要素が識別された画像データとなる．

式(6)の画像データベクトルのそれぞれに対応する原画像データベクトルを、 V_1, V_2, \dots, V_n とすれば、式(8)の解ベ

クトル \mathbf{X} から生成される画像データ \mathbf{G} は式(9)で与えられる。

$$\mathbf{G} = \sum_{i=1}^n X_i \mathbf{V}_i \quad (9)$$

次に解ベクトル \mathbf{X} を求める方法について述べる。一般に、式(7)の線形システム方程式のシステム行列 C が正方行列の場合 C の逆行列を求めることで解ベクトル \mathbf{X} を求めることができる。しかし、式(7)のシステム行列 C は長方形行列であるから不適切なシステム方程式となる。この不適切な線形システム方程式の解を導くため、最小二乗法を用いて近似解を導く。

式(7)式のシステム方程式は n 個の未知数に対し、 m 個の式の数であり、 $m > n$ とすれば、全ての式を同時に満足する解は特別な場合を除いて存在しない。このため、誤差ベクトルのノルム

$$\varepsilon = \|\mathbf{Y} - \mathbf{C}\mathbf{X}\| \quad (10)$$

を最小にする解ベクトル、すなわち、最小二乗法による解ベクトルを用いて式(7)式の近似解式(11)を得る。

$$\mathbf{X} = (\mathbf{C}^T \mathbf{C})^{-1} \mathbf{C}^T \mathbf{Y} \quad (11)$$

4. 磁気センサ信号識別への応用 1

(1) サンプル

図 4 に示す空き缶の識別を行なう。3次元リサージュ図を用いて缶の識別を行う。サンプルはアルミ缶 (Sample1 ~ 4)とスチール缶(Sample5 ~ 9)である。



図 4. 供試缶

(2) 試作磁気センサ

缶の識別データを得るため、図 5 に示す磁気センサを試作した。試作磁気センサは励磁コイルと差動センサコイルからなり、励磁コイルは直径 9[cm]で 0.5[mm]のホルマル線 200 回巻きの有限長ソレノイドであり、両端の

差動コイルは同一仕様であり、それぞれ直径 8[cm]で 0.5[mm]のホルマル線 200 回巻きの有限長ソレノイドである。この磁気センサの励磁コイルへ周波数 400[Hz]の正弦波電圧を印加し、差動コイルの一方に図 4 に示す缶を挿入した場合に得られる差動コイルの出力信号を缶の識別データとして得る。この識別データ信号から図 4 に示されている個々の缶を識別する。

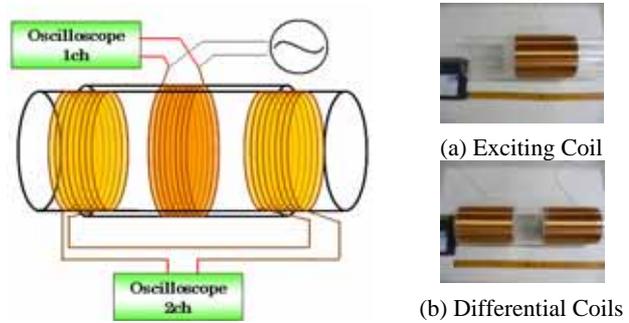


図 5. 供試差動磁気センサ

(3) 識別結果

図 6 は励磁コイルの入力信号と差動コイルの出力信号を用いた 3次元リサージュ図である。図 6 は、アルミ缶とスチール缶の違いが位相差として表現されている。このため、図 6 の 3次元リサージュ図から個々の缶の相違が推定できる。

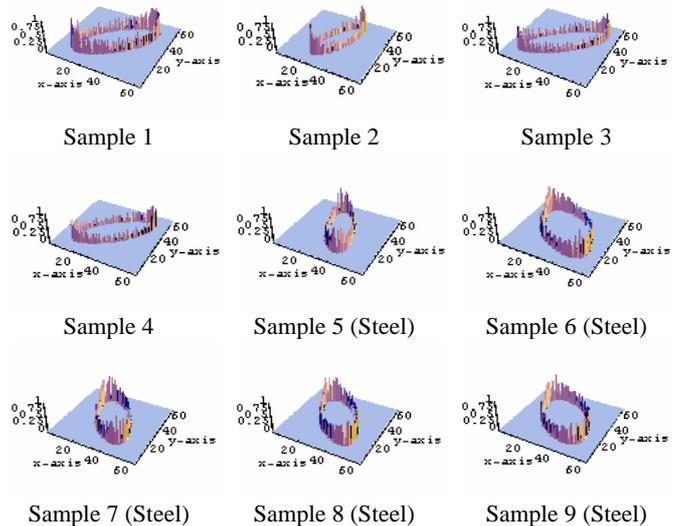


図 6. 3次元リサージュ図

図 6 の 3次元リサージュ図を用いて 3.2 節で述べた最小二乗法で缶の認識を行う。解ベクトル \mathbf{X} の要素を図 7 に示す。各解ベクトル中で最大値をとる要素番号がデータベース中の認識された画像を示す。図 7 の結果から、3次元リサージュ法は、振幅、位相、周波数、そして時間情報などを的確に可視化する方法であり、すべての缶が磁気センサ信号から識別できることが分かる。

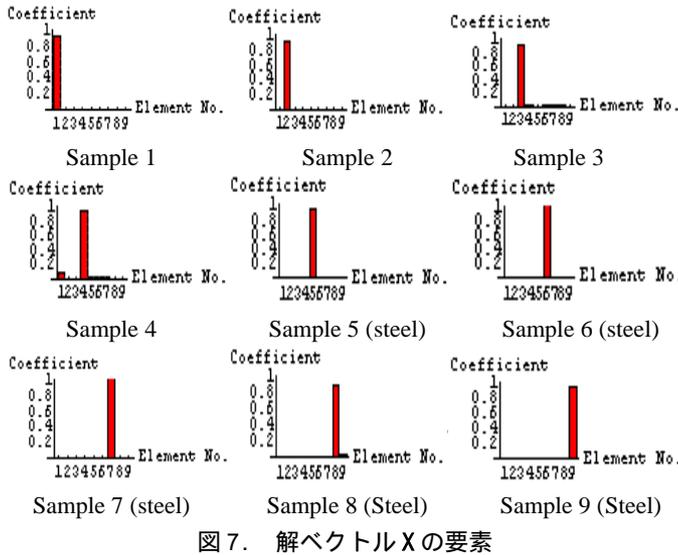


図7. 解ベクトルXの要素

5. 磁気センサ信号識別への応用2

(1) 金属球の位置識別

試作した磁気センサを図8に示す。中心部に位置するコイルが励磁コイルであり、直径2.5[cm]で0.6[mm]のホルマル線100回巻きの有限長ソレノイドコイル、両端の差動コイルは同一仕様であり、直径3.5[cm]で0.6[mm]のホルマル線60回巻きの有限長ソレノイドコイルである。図8に示した中心部に位置する励磁コイルに周波数5[KHz]の正弦波電圧を印加し、被測定対象物(ターゲット金属)の影響による磁界の差異を左右の差動コイルに誘起する差動電圧によって感知する。そして、得られた入出力信号を用いてターゲットの位置識別を検討する。

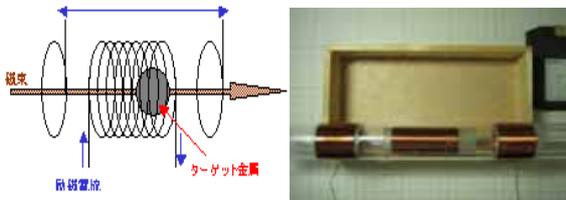


図8. 供試差動磁気センサ

(2) サンプル

図9に位置識別に用いる金属球を示す。サンプルはスチール球、銅球、アルミ球でそれぞれ、直径20[mm]の球である。この球を磁気センサの端から端まで1[cm]毎にずらし30点を測定する。磁気センサの中心は、端部から15[cm]に位置しており、また片方の差動コイルの中心は端部から7[cm]に位置している。

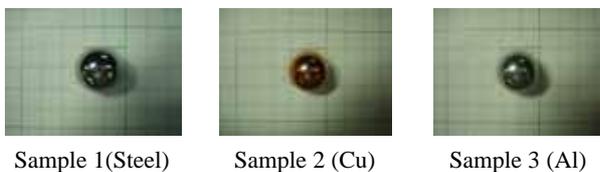


図9. Tested Sample balls

(3) 識別結果

金属球をそれぞれ移動させた時の励磁コイルの入力信号と差動コイルの出力信号を用いた3次元リサージュ図を描く。そして、3次元リサージュ図を用いて3.2節で述べた最小二乗法で金属球の位置識別を行なった[5][6]。

5回の測定結果を畳み込みした解ベクトルXの要素から得られた識別結果を表1に示す。

表1 識別結果

30点測定結果	Steel	Cu	Al	Total (90点)
誤認識[個]	3	6	5	17
識別率[%]	90	80	83	81

誤認識は、参考文献[6]で報告したように、センサ出力がゼロ近傍となる、差動コイルの両サイド外側5[cm]の出力が低い場所で行なわれる。そこで、低出力のデータを削除し、再度識別を行なった。その結果を表2に示す。

表2 低出力データを削除した識別結果

25点測定結果	Steel	Cu	Al	Total (75点)
誤認識[個]	2	2	0	4
識別率[%]	92	92	100	94

表2の結果より、出力の低い両サイドの測定データを取り除くことにより、9割以上の識別が可能となるのがわかる。また、銅・アルミ球に関しては、飛躍的に識別率が向上したことがわかる。すなわち、表2の結果から表1のスチール球と銅・アルミ球との識別率の差は、素材による出力の違いによりも、銅・アルミ球に対してセンサ端部で出力がゼロとなることに起因すると考えられる。最終的に、表2の結果から再現性が高い出力が得られる場合、金属球の位置は9割以上識別可能であることがわかる。

この結果より、3次元リサージュ法は、金属球の位置識別問題に対して有効な手段であることが判明した。

6. 生体磁気信号識別

(1) 単一信号から3次元リサージュ図の生成

音声信号など入力信号の測定が事実上不可能な場合、出力信号だけによる信号識別または信号評価を行う必要がある。そこで、原信号を時間積分して、原信号よりも90度位相の進んだ信号を生成し、3次元リサージュ図を生成する方法を既に報告した[4]。

(2) 心電図波形

図10に識別に用いる9人分の心電図波形を示す。図10の心電図波形を比べると、9人それぞれが固有の波形を持つことがわかる。

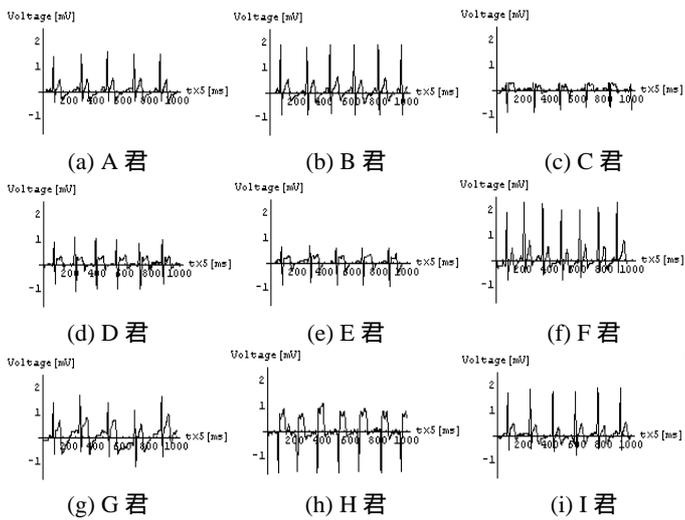


図 10. 心電図波形

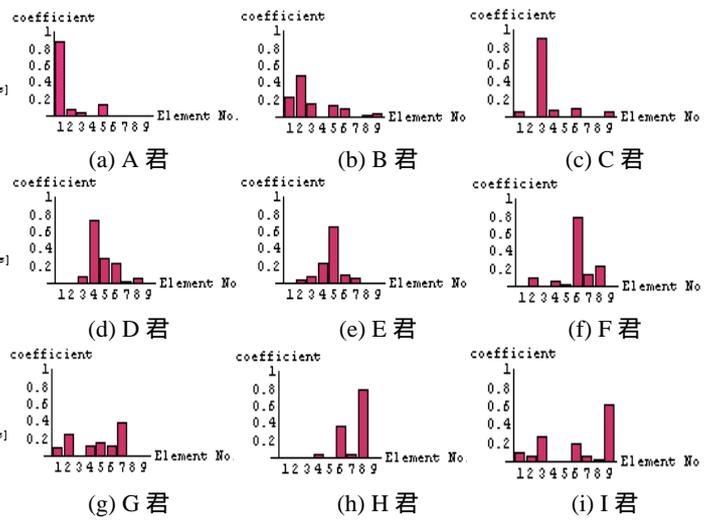


図 12. 解ベクトル X の要素

(3) 心電図波形

6.1 節で述べた手法を用いて心電図波形から 3 次元リサージュ図を描く．しかしながら，心電図波形は，これまで述べたような磁気センサから得られる波形と異なり，個人によって周期の長さが異なる．さらに同一人物でも測定時によっても周期が微妙に異なる．その為，90 度位相をずらした波形を生成する手法において，各々の周期を決める必要がある．そこで，各々の波形からそれぞれ周期の平均値を求め，得られた値を個人の周期とし，3 次元リサージュ図を描く．図 10 の波形を用いて描かれた 3 次元リサージュ図を図 11 に示す．また，図 11 の 3 次元リサージュ図を用いて 3.2 節で述べた最小二乗法で識別を行う．3 回の測定結果を積み込みした解ベクトル X の要素を図 12 に示す．各解ベクトル中の最大値をとる要素番号がデータベース中の識別された画像である．

図 12 からわかるように，9 人全員の識別が正しく行われた．

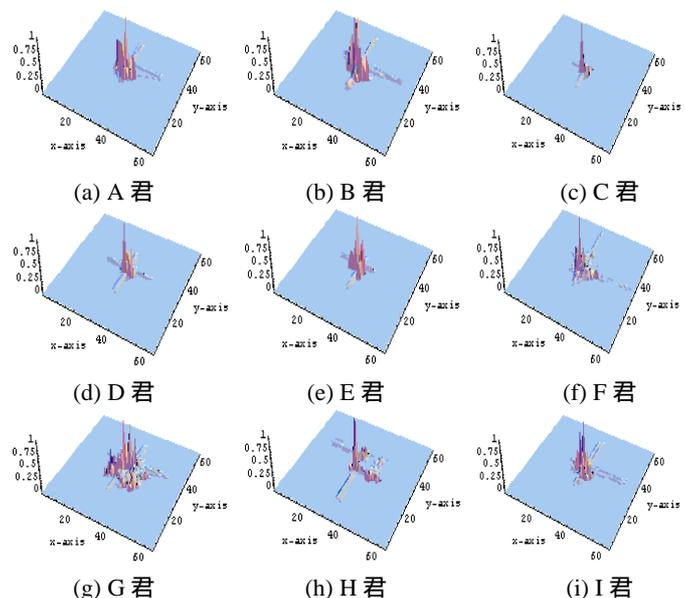


図 11. 3 次元リサージュ図

7. まとめ

本稿は，等価固有値法が過渡状態を前提とするのに対し，定常状態に於ける系の入出力特性から 3 次元リサージュ図を生成する方法．すなわち，センシング対象を含む系全体の定常状態伝達関数を可視化し，ライン信号からセンシング対象を識別する方法を提案した．

その結果，3 次元リサージュ法を用いることで，空き缶の識別においては，全ての空き缶の識別が可能であり，また金属球の位置認識においては，有効な出力が得られる場合良好な認識が可能であることを述べた．

すなわち，入出力信号が得られる場合，センシング対象間で比較的直交性の高い可視化情報が得られることが判明した．また，入力信号の測定が事実上不可能な場合における，出力信号だけによる信号評価の可能性として生体信号識別を検討し，識別可能であることを示した．その結果は運動時の心電図波形異常検知の可能性を示唆していると思われる．

参考文献

- 1) 河村憲作, 早野誠治, 斎藤兆古: 赤外線画像から熱伝導率の推定, 可視化情報学会誌, Vol.24, pp-219-222, 2004
- 2) 河村憲作, 早野誠治, 斎藤兆古: 等価固有値法によるライン信号処理, 可視化情報学会誌, No.1, Vol.25, pp-63-66, 2005
- 3) 茂田幸康: 等価固有値法による磁気センサ信号処理, 2002 年度法政大学大学院工学研究科電気工学専攻修士論文, 2003
- 4) 妹尾 勇: 信号認識と磁気センサ, 2001 年度法政大学大学院工学研究科電気工学専攻修士論文, 2002
- 5) 河村憲作, 早野誠治, 斎藤兆古: 磁気センサー信号の知的可視化信号処理, 可視化情報学会誌, No.2, Vol.25, pp-137-138, 2005
- 6) 河村憲作, 早野誠治, 斎藤兆古: インテリジェント差動磁気センサ, 電気学会マグネティックス研究会資料, MAG-06-8, 2006

波動方程式を用いた磁気差動コイルの 可視化信号処理

VISUALIZED DIFFERENTIAL TYPE MAGNETIC SENSOR SIGNAL PROCESSING
BY WAVE EQUATION

木村祐二

Yuji KIMURA

指導教授 齋藤兆古

法政大学大学院工学研究科電気工学専攻修士課程

To work out a tough and economical automatic cans classification system, we have previously proposed a magnetic sensor system along with signal visualization methodology. Even though this system is tough and economical, relatively long CPU time is required to visualize the sensor signals.

To overcome this difficulty, this paper tries to find the characterizing parameters of cans. As a result, it is found that the characterizing parameters of cans are simply the length evaluated by the visualized wave forms in terms of wave equation. Increasing the number of sensor coils along with the target cans passing through the sensor coils makes it possible to evaluate the length of cans. Thus, we have succeeded in developing the second stage of the fully automatic metallic cans classification system.

Key Words : Wave equation, Visualization of sensor signal, Magnetic sensor

1. はじめに

オシロスコープ上で観察される時間領域信号は、波形、周波数、振幅等を吟味することで多くの知見が得られる。しかしながら、オリジナル信号を直接観察し信号全体が持つ統合化情報の抽出は、観察者の信号解析技術の習熟と経験に大きく依存する。オシロスコープ上で観察される時間領域信号から情報を機械的に分析する手段として周波数スペクトラムアナライザーなどが使われているが、結果として信号の周波数成分の分析のみにとどまる[1]。

本稿では、多段差動コイル型磁気センサーを試作し、センサー信号から金属ターゲットの移動状況を可視化し、可視化情報から個々の金属ターゲットの特徴量抽出を試みる。従来のように熟練技術を要する解析や統合化された情報を失ったりする周波数スペクトラムアナライザーによる解析法ではなく、金属ターゲットがセンサー内を移動する状態を可視化して解析するために全体の統合化された情報を失うことなく特定情報の抽出を行うことが出来る。

本稿では、情報源となるセンサー個数を増加し、絶対的に独立な情報量の増加を行う。センサー個数の増加は時間のみならず空間情報の増加を意味するから、ターゲット缶の移動を時間と空間で表現する波動方程式を用いて可視化する。実際の実験はターゲット缶をセンサー内へ自由落下させて行う。

本稿では、波動方程式について述べ、差動コイルから得られる3個の信号から特徴量を抽出する。そして波動方程式を用いて出力信号を補間した出力からドビッシー2次の基底を用いたウェーブレットスペクトラムがハード的に得られることが可能であることを述べる。

2. 供試実験装置

本論文で試作した磁気センサーは図1に示すように励磁コイル上に3個のサーチコイルを設けた多段型である。表1は供試センサーの仕様を示す。

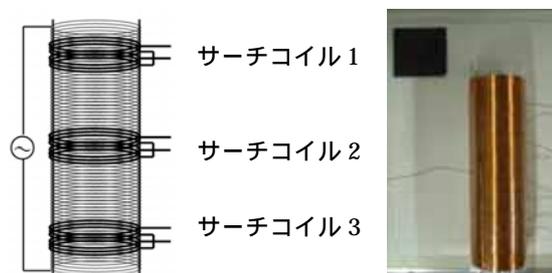


図1 センサー

表1 センサー仕様

	励磁コイル	各サーチコイル
巻数	520	40

3. 波動方程式を用いた信号の可視化

(1) 波動方程式

a) 考え方

全センサーを通して、センサーコイルである差動コイルから得られた出力信号を補間することを考える。サーチコイルは空間的に位置が異なるから単純な線形補間は無意味である。これは、センサー出力信号が時間的・空間的に変化する信号であるため、変数が2個であることに起因する。時間と空間を含み移動を表す代表的関数は波動関数である。波動関数を表す方程式が波動方程式である。ここでは波動方程式を用いて差動コイルの出力信号を時間・空間の両者を勘案して補間する。

波動とは、ある時系列信号が与えられた場合、信号に空間の位置情報を与える変数 x と時間 t が同時に変化することで波が空間的・時間的に移動することである。

ごく単純な信号である式 (1) の正弦波を例に取り波動方程式を考える。

$$f(t) = \sin(t) \quad (1)$$

式 (1) で、空間の位置変数 x を勘案すると、波動は式 (2) のように表すことができる。

$$f(t-x) = \sin(t-x) \quad (2)$$

ターゲットの移動は x が変化すると同時に時間 t も変化するから、 $t-x$ が一定となり、図2のように波が移動する。これを波動と呼び、波のピークが空間的に移動する。差動多段磁気センサーでは、ターゲット缶の落下は時間と共に位置が変化するので波動方程式で表現できる[1]。

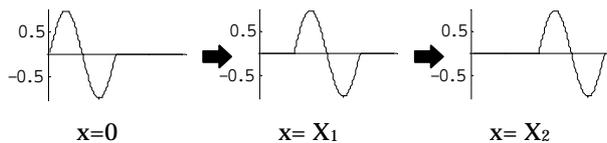


図2 波動の例

b) フーリエ級数による表現

実際に得られる3個の出力信号はそれぞれ異なる波形である。そのため、個々の信号を単純な正弦波の波動方程式では表現できない。従って、ここでは個々のセンサーで得られる信号をフーリエ級数で表現し、波動方程式で補間することを考える。

出力信号1を $f_1(t)$ とし、フーリエ級数で表すと式 (3) となる。

$$f_1(t) = \frac{1}{2} a_0 + \sum_{n=1}^T \{a_n \cos(nw_0 t) + b_n \sin(nw_0 t)\} \quad (3)$$

ただし、

$$\begin{aligned} a_0 &= \frac{1}{T} \sum_{n=1}^T f_1(t) \\ a_n &= \frac{2}{T} \sum_{n=1}^T f_1(t) \cos(nw_0 t) \\ b_n &= \frac{2}{T} \sum_{n=1}^T f_1(t) \sin(nw_0 t) \end{aligned} \quad (4)$$

である。

この式 (3) を a) で述べたように波動方程式で表すと、式 (5) となる。

$$\begin{aligned} f_1(t-x) &= \frac{1}{2} a_0 \\ &+ \sum_{n=1}^T \{a_n \cos(nw_0(t-x)) + b_n \sin(nw_0(t-x))\} \end{aligned} \quad (5)$$

a) で述べたように式 (5) の x, t を変化させると、 $f_1(t-x)$ は波動的に移動する。このように、信号をフーリエ級数で高次の周波数まで勘案しているため、複雑な波形の信号でも波動方程式で表現される[1]。

c) 波形の変形

b) の波動方程式を用いて $f_1(t)$ と出力信号2である $f_2(t)$ 間を補間することを考えた場合、空間的変位による補間のみならず、時間的変化による補間もしなくてはならない。換言すれば、波を位置に対して単純に平行移動させるだけでなく波形を変形させる必要がある。波形を変形させるためには、式 (5) のフーリエ級数の各高調波次数の振幅を位置に対して変化させることで実現可能である。

すなわち、波形の変形は、 $f_1(t)$ の高調波次数の振幅を $f_2(t)$ の高調波次数の振幅へ位置 x に関して線形的に変化させることを意味する。

出力信号 $f_2(t)$ の高調波次数は式 (4) と同様に次のように表すことができる。ただし、空間的変位によるパラメータを削除する必要があるため、 $f_2(t)$ は式 (5) で述べた波として $f_1(t)$ の位置にまで移動させておき、そのときの信号を $f_2'(t)$ とする。

$$\begin{aligned} A_0 &= \frac{1}{T} \sum f_2'(t) \\ A_n &= \frac{2}{T} \sum_{n=1}^T f_2'(t) \cos(nw_0 t) \\ B_n &= \frac{2}{T} \sum_{n=1}^T f_2'(t) \sin(nw_0 t) \end{aligned} \quad (6)$$

式 (4) から得られた $f_1(t)$ の各高調波次数の振幅を式 (6) から得られる各高調波次数の振幅へ線形補間することで波形を変形する。すなわち、 $f_1(t)$ から $f_2(t)$ までの距離

x 間で各高調波間を一次関数として線形補間する。各高調波次数を線形補間してできるフーリエ係数行列 R, I, C は式(7)のように表すことができる。ここで、 m は補間点数である。

$$\begin{aligned} R_1 &= [a_1, a_2, \dots, a_n] & I_1 &= [b_1, b_2, \dots, b_n] & C_1 &= [a_0] \\ \vdots & & \vdots & & \vdots & \\ R_m &= [A_1, A_2, \dots, A_n] & I_m &= [B_1, B_2, \dots, B_n] & C_m &= [A_0] \end{aligned} \quad (7)$$

これらのフーリエ係数行列 R, I, C の第1行から m 行まで順次取り出すことで、 $f_1(t)$ から $f_2'(t)$ までの高調波次数を得ることが出来る[1]。

d) 波動方程式

b)の波動と c)の波形の変形を組み合わせることで全体のセンサー信号を時間・空間に関して補間した波動方程式が完成する。すなわち式(4)のフーリエ級数表現で、 x が x/m 移動するごとに、式(6)のフーリエ係数行列から順次フーリエ係数を対応する高調波へ代入することで補間される。以上の結果は式(8)の波動方程式で整理される。

$$w_m(t-x) = \frac{1}{2} C_m + \sum_{n=1}^T \{ R_n \cos(nw_0(t-x_m)) + I_n \sin(nw_0(t-x_m)) \} \quad (8)$$

式(8)の波動方程式から $f_1(t)$ と $f_2(t)$ を第 m 項まで補間すると、補間データ W は式(9)の $m \times n$ の2次元データとなる[1]。

$$\begin{aligned} W_1 &= [w_1(1), w_1(2), \dots, w_1(n)] \\ W_2 &= [w_2(1), w_2(2), \dots, w_2(n)] \\ &\vdots \\ W_m &= [w_m(1), w_m(2), \dots, w_m(n)] \end{aligned} \quad (9)$$

(2) ターゲットの波動方程式による可視化

全センサー信号を波動方程式によって補間したデータ W は全コイル間のターゲット情報を波動方程式で表現している。 W_m は上から m 番目のセンサーコイルから得られる出力信号の波形である。これをある時間における出力信号の波形、すなわち、センサーのある任意の時間における出力信号は式(9)を転置して得られることを意味し、その瞬時値は式(10)、(11)で与えられる。

$$S = W^T \quad (10)$$

$$\begin{aligned} S_1 &= [w_1(1), w_2(1), \dots, w_m(1)] \\ S_2 &= [w_1(2), w_2(2), \dots, w_m(2)] \\ &\vdots \\ S_n &= [w_1(n), w_2(n), \dots, w_m(n)] \end{aligned} \quad (11)$$

実際にサーチコイルから得られる出力信号から波動方程式を用いて補間し、センサー内を63個の出力信号で表すことにする。各時刻におけるセンサー内のターゲット移動状態を図3に示す[1]。

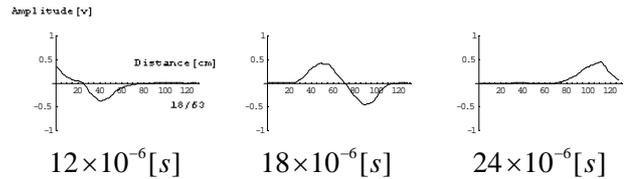


図3 各時間におけるセンサー内の可視化信号

(3) ターゲット長の算出

ターゲット長を算出するには、センサーである差動コイルの特性を把握する必要がある。差動コイルの出力は一对の同一コイル間の差動電圧であるため、最大出力はコイル間の差動電圧が最大となる場合である。これはターゲットが差動コイル内において図4にある状態を意味する。

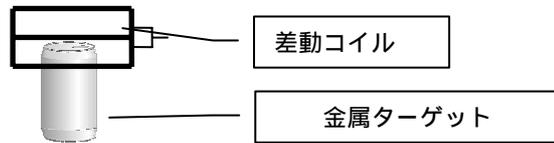


図4 差動出力信号が最大になるときの金属ターゲットの位置

すなわち、差動コイルの中心部にターゲットが位置しているとき、差動コイル出力が最大となる。波動方程式でターゲットの状態は可視化されるから、ターゲットの長さは波動のピーク間距離に対応する[1]。

4. 差動コイル信号分析

この章では、センサー内のターゲット移動信号から元のコイルの出力を求めることを考える。ここでいう元のコイルというのは、差動コイルを形成している2個のサーチコイルである。差動出力の値から元の2個の出力を得ることは通常不可能である。しかし、全センサー差動出力を経時的に連続的に並べることで元の出力を求めることが可能となる。差動コイルの出力は元の信号が空間的に微分演算を受けた信号である[2]。そのため元の信号を求めるには積分演算を行えば良い。

積分演算は数値的に加算処理となるため、空間軸方向に対して積分演算を行うとデータの初期値に依存して波形が異なる。このため、積分演算を空間軸方向に対して

行なわず時間軸方向に対して行い元の信号を求める．言い換えれば，ある時間におけるターゲット移動信号を同時刻で加算せず，センサー内の出力信号を時間ごとに加算，すなわち，時間に関する数値積分を行う．

この時間軸方向の積分演算によって実際に得られた出力信号から元の出力信号を求めた結果を図5に示す．

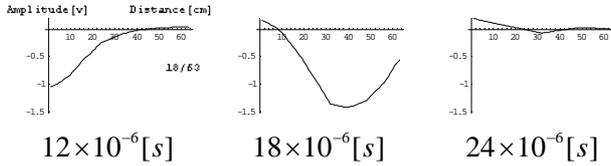


図5 再現された元のコイル信号

5. ハードウェアウェーブレット変換

ドビッシーの2次基底から得られるスペクトラムは全データの総和と大きなグループから隣接するデータまでの差分である[3][4]．まず，差動コイル出力からこのドビッシーの2次基底によるウェーブレットスペクトラムを得る方法について述べる．

ウェーブレットスペクトラムの最初の要素である全データの総和を得るには，前章で述べた時間軸方向による積分演算で得た元のコイルの出力の総和で得ることができる．次に差分であるが，最後にある隣接する差分は差動出力信号そのものから差動センサーの測定値を用いる．しかし，大きなグループ間の差分についてはそのままの出力を使うことはできない．このため，差動出力信号にそれぞれの重み付き和で大きなグループ間の差分データを得ることを考える．この重みを式(12)に示す．

$$\left\{1, 2, 3, \dots, \frac{n-1}{2}, \frac{n+1}{2}, \frac{n-1}{2}, \dots, 3, 2, 1\right\} \quad (12)$$

n はデータ数

以上の演算でドビッシーの2次基底によるスペクトラムのすべての要素が差動コイルの出力から得られた．

実際に空き缶を落下させたときに得られる差動出力信号からウェーブレットスペクトラムを出力した結果を図6に示す．

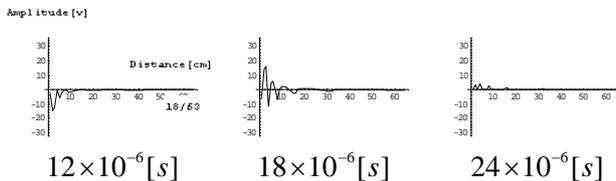


図6 ウェーブレットスペクトラム

図6のスペクトラムが正しいかを確認するため，ウェーブレット逆変換を行う．図7に結果を示す．

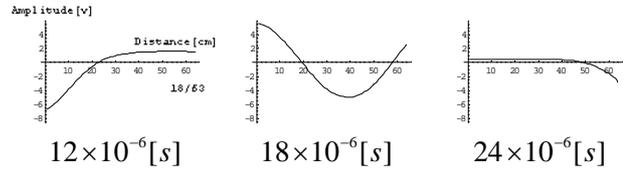


図7 逆変換された波形

ウェーブレット逆変換された波形が図5と多少異なる．これは現実のウェーブレット変換が数値のみで行われるのに対し，ハードウェアによるウェーブレット変換はコイル幅などアナログ的情報が反映しているためである．図7の逆変換された結果はこの意味で図5と比較して良好に再現されている．

6. まとめ

本論文では金属ターゲットを磁気差動コイル内へ落下させた場合の状況を可視化動画として表し，可視化動画から特徴量の抽出を行った．

センサー内のターゲット移動情報の可視化方法については，時間と空間の2個の変数を同時に勘案することが出来る波動方程式を用いた．センサーから得られる信号は隣接するサーチコイルへ逐次波形が伝播される出力信号を与える．従って，1個の波形が時間と空間の2個の変数からなる．時間・空間の補間により，3個のサーチコイルの出力信号は1個の波動方程式で表現出来る．波動方程式で表現すれば，空間の変数に値を代入することで時間変数も一意的に決まるので，センサー各点での出力信号を得ることが出来る．

また，差動コイル出力信号を波動方程式によってターゲット移動情報信号へ変換した．このターゲット移動情報信号を時間軸方向に積分演算することで元のコイル出力信号やドビッシーの2次基底を用いたウェーブレットスペクトラムをハード的に得ることが出来た．原理的には，このウェーブレットスペクトラムは多チャンネル入力を持つ計測機器を用いてリアルタイムで得られる．

参考文献

- [1] 木村祐二，早野誠治，齋藤兆古，堀井清之，“波動方程式を用いた動体の可視化”，第33回可視化情報学会誌，Vol.25，No.1，pp.161-164，(2005)
- [2] 河内裕記，早野誠治，齋藤兆古，堀井清之，“差動磁気センサーのウェーブレットノイズ処理とリサーチ図形による信号波形評価”，第27回可視化情報学会誌，Vol.20，No.1，pp.265-268，(2000)
- [3] 小峰英一，“ハードウェアによる磁界分布のウェーブレット変換”，2000年度法政大学卒業論文
- [4] 齋藤兆古著，“Mathematicaによるウェーブレット変換”，朝倉書店

画像の幾何学的固有パターンに関する研究

A STUDY OF GEOMETRICAL CHARACTERISTIC PATTERN OF THE VISUALIZED IMAGES

小杉山 格

Toru KOSUGIYAMA

指導教授 齋藤兆古

法政大学大学院工学研究科電気工学専攻修士課程

This paper deals with a method of geometrical complexity extraction from Visualized Image. We have proposed the characteristic (named Eigen) pattern method, which makes it possible to carry out the computer watching, diagnosis, discrimination, inspection. full automatic security system and machine inspection system on factory line. Since our eigen pattern method is based on the color information of own distinct target, then it is possible to cognize when deforming the target geometrically. On the other side, our eigen pattern method could not distinct the different targets having the same color information. To remove this difficulty, this paper proposes here the geometrical eigen pattern method based on the Fourier transform and Fourier cosinusoidal transform. As a result, it is revealed that fairly good cognition can be obtained by the geometrical eigen pattern method.

Key Words : Eigen pattern, Spatial frequency, Computer watching system

1. はじめに

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巻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に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。すなわち、計算機の第二世代は人間の友人になり得る機械で作られた擬似人間氾濫時代と言えよう。この第二世代の計算機を実現すべく誕生した学術分野の代表として、機械に学習機能を持たせんとするニューラルネットが上げられるであろう。ニューラルネットの基本的着想は人間の脳が持つ学習機能を計算機へ移植せんとする大きな試みである。

他方、筆者らの研究室では、機械には機械に適した学習・判断能力があると考え、その第一段階として静・動的画像認識を可能とする人工眼球計画を発足し、研究・開発結果をこれまでに報告してきた[1][2]。筆者らの画像認識手法は、セキュリティ、工程管理システムなどに於ける機械監視、機械診断、機械識別、機械検査などを可能とする画像の固有パターンを用いるものである。本固有パターン法は画像を構成する画素の濃淡分布情報に基づいている。このため、対象画像が変形しても対応可能な特徴を持つ。逆に、画素の濃淡分布情報が同一で異なる画像を識別不能となる欠点を持つ。この問題点を克服する一方法として、本論文では画像の幾何学的情報を画像の持つ空間周波数特性を用いて抽出する方法を検討する。すなわち、画像を構成する画素の濃淡分布情報と画素の空間的配置情報の両者を持つ新しい画像の固有パターン法を考察する。本論文では、このハイブリッド型固有パターン法に関する基礎的考察に関して報告する。

2. 色成分固有パターン

(1) 静止画像の特徴量

画像の色成分固有ベクトルは、画像中の赤(R)成分の量、緑(G)成分の量、青(B)成分の量によって与えられ、1画像に対して3組得られる。具体的には式(1)に示すようにR成分の1から255までの色成分が、それぞれ何画素存在するか計算する。これによりR成分がR成分強度値を階級

としてヒストグラム化され、各階級の度数にあたる各R成分分布値の出現頻度が求められる。これによって求められた各R成分強度分布の出現頻度をベクトル形式の配列要素としてR成分の固有ベクトル E_R を生成する。 $Count[*_p]$ は括弧内の集合における数値 p の個数を数え上げる演算を表す。

$$E_R = Count[R, p] \quad p = 1, 2, 3, \dots, 255 \quad (1)$$

式(1)で求められた E_R をR成分固有ベクトルという。G成分、B成分についても同様にして色成分固有ベクトルを導出する。画像の特徴量である固有パターンをEとすると、固有パターンEはR、G、B各成分ベクトルで構成され式(2)で表される[3]。図1にサンプル画像とそのR、G、B固有パターンを示す。

$$E = [E_R, E_G, E_B] \quad (2)$$



図1 色成分固有パターン

(2) 動画の特徴量

固有パターンEを動画画像へと拡張する。動画は複数のフレーム画像によって構成されるので、全フレームを通じた固有パターンを抽出する必要がある。そこで、動画を構成する全フレームを重ねないように1枚の静止画像へ合成した合成静止画像から固有パターンを抽出する。

3. 空間周波数成分による特徴量

(1) モノクロ静止画像の幾何学的固有パターン

筆者は画像中の周波数成分を抽出する手法として、画像を2次元フーリエ変換し、そのパワースペクトラムをモノクロ画像として濃淡情報での認識を試みた[4]。しかし、単純な2次元フーリエ変換は独立な情報が全サンプル数の25%の周波数成分であり、さらに、数値の桁落ち問題も喚起したことを勘案し本論文ではフーリエ余弦変換を周波数成分抽出に用いる。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。さらに、数値の整数化に伴う桁落ちを削減するため、空間周波数のパワースペクトラムから直接1次元化固有パターンを得る。本論文における幾何学的情報とは点、線、面の繋がりが情報である。点は画像を構成する最小限要素でゼロ次元の要素であり、線は点を連続して配置することで得られる1次元要素である。そして、面は線を隙間無く並

べることで得られる2次元要素である。これらの周波数情報を比較すれば、線の周波数情報は面の周波数情報よりも大きく、点の周波数情報は線の周波数情報よりも大きい。そのため、可視化情報の固有な特徴量が算出される。最初にカラー画像を表現するR、G、B成分をデカルト座標系に対応させて反射光ベクトルとその大きさ分布を求める。図1のカラー画像から作成された反射光ベクトルとその大きさ分布の例を図2に示す。

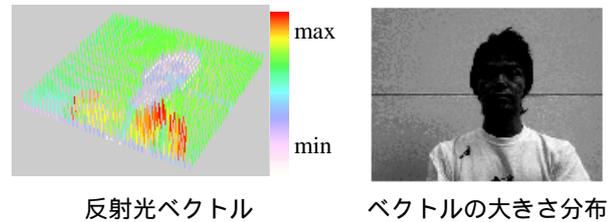


図2 反射光ベクトルと大きさ分布

計算機に描かれる反射光ベクトルの大きさ分布は2次元の数値の並びで表現されるため、このベクトルの大きさ分布を離散値系2次元フーリエ余弦変換し、定数項を含む 16×16 画素領域の周波数領域を切り出し、1次元ベクトル化し、これを幾何学的固有パターンとする。これは画像を構成する周波数の大部分が 16×16 領域に集まることを前提としている。図3に図2から算出されたスペクトラムと幾何学的固有パターンの例を示す。

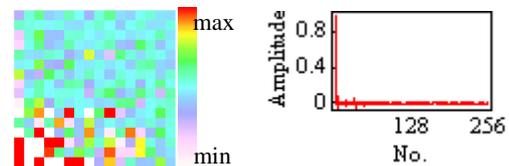


図3 幾何学的固有パターン

(2) モノクロ動画の幾何学的固有パターン

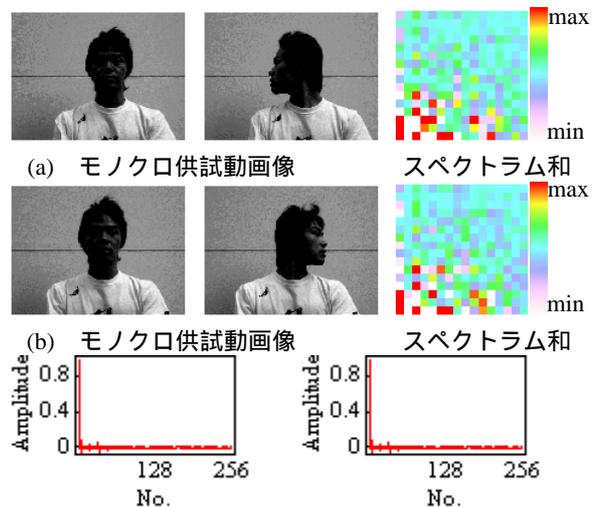


図4 モノクロ動画画像と幾何学的固有パターン

空間周波数成分による固有パターンをモノクロ動画像へ一般化する．本論文では，式(3)に示すように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(=n)のスペクトラム情報を時系列方向に加算したものを動画像の固有パターンとして用いる[5]．図4に人物が撮影された動画像とその空間周波数による幾何学的固有パターン例を示す．

$$\mathbf{E}_{\text{GEO}} = \sum_{i=1}^n (\text{frame spectrum})_i \quad (3)$$

(3) 差分画像からの抽出

動画像は時系列上に静止画像を並べたものであるから，時間軸方向に対して，動画像はテイラー級数展開可能と仮定する．したがって，式(4)で表される一階差分近似で ϕ_1, ϕ_2 に動画像を構成するフレーム画像を対応させて，差分画像を求めることが可能である．一階差分では，動画像を構成するフレーム数(=m)より1枚少ない $m-1$ 枚の差分画像が求まり，異なる背景画像を持った動画像でも，時間的に変化した対象物の輪郭情報が得られる[6]．差分画像で得られる輪郭情報とは線，点情報に対応するものである．3.1節で記したように，面，線，点情報のスペクトラムの大きさと相違から，幾何学的固有パターンは元動画像では直流成分付近の低周波領域に周波数成分が集中したことと異なり，差分画像からは， 16×16 領域に限定しても，対象物毎に特有の分布をとることになる．最後に差分画像に対して前節で述べたモノクロ動画像と同様にして一階差分画像からの幾何学的固有パターン(= $\mathbf{E}_{\text{GEO,VEL}}$)は算出される．図5に一階差分動画像から得られた幾何学的固有パターンの例を示す．

$$\frac{\partial \phi}{\partial t} = \frac{-\phi_1 + \phi_2}{\Delta t} \quad (4)$$

$$\frac{\partial^2 \phi}{\partial t^2} = \frac{\phi_1 - 2\phi_2 + \phi_3}{(\Delta t)^2} \quad (5)$$

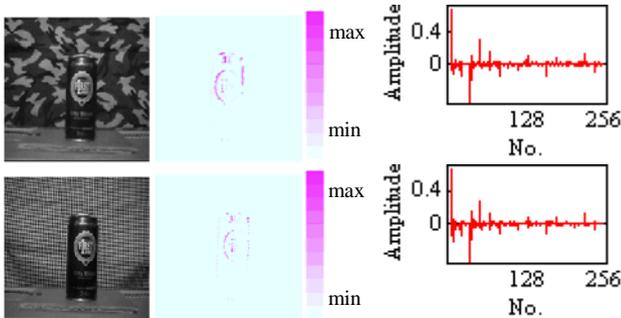


図5 一階差分画像と幾何学的固有パターン

一階差分と同様に式(5)で表される二階差分近似におい

て ϕ_1, ϕ_2, ϕ_3 にフレーム画像を対応させることで二階差分画像を求めることができ，幾何学的固有パターン(= $\mathbf{E}_{\text{GEO,ACC}}$)が算出される．一階差分画像が時間的に変化した画像ならば，二階差分画像は，さらにその時間的変化分を抽出したことを意味する．このため，一階差分画像は速度(VEL)，二階差分画像は加速度(ACC)に対応する画像を意味する．また，幾何学的固有パターンが差分画像から算出されたことと同様に， R, G, B 成分で数値の出現頻度を数えれば，差分画像から色成分固有パターンの抽出も可能である．

4. 固有パターンの一致性評価法

(1) 動画像認識

本論文における画像認識とは予め複数の画像から固有パターンを抽出し，データベースを構築しておく．その後，認識対象として与えられる未知の入力画像から固有パターンを抽出し，データベースと入力間の固有パターンの一致性を線形システム方程式で評価し，入力画像をデータベースのいずれかの画像と同定するものである．固有パターンを \mathbf{E} として， n 個の画像データからシステム行列 \mathbf{C} を構築すると，システム行列 \mathbf{C} は，

$$\mathbf{C} = [\mathbf{E}_1, \mathbf{E}_2, \mathbf{E}_3, \dots, \mathbf{E}_n] \quad (6)$$

で与えられる．従って，入力画像の固有パターンを \mathbf{E}_x とすると，次の線形システム方程式が得られる．

$$\mathbf{E}_x = \mathbf{C} \cdot \mathbf{X} \quad (7)$$

式(7)における \mathbf{X} は，画像データベースの各固有パターンの重みを要素とする n 次のベクトルである．画像の周波数成分による固有パターンの次数を m とすると，次数 m は，画像データベースに格納された固有パターンの個数 n よりも大きいと仮定すれば，システム行列 \mathbf{C} が m 行 n 列の長方形列となり，解ベクトル \mathbf{X} の導出に最小自乗法を適用することができる[7]．

$$\mathbf{X} = [\mathbf{C}^T \mathbf{C}]^{-1} \mathbf{C}^T \mathbf{E}_x \quad (8)$$

式(8)で最大値をとる要素から，画像は同定・認識される．図6に背景の異なる動画像から一階差分を求め，抽出された幾何学的固有パターンの例を示す．また各固有パターンによる認識結果の比較のために式(9)で定義される認識率を用いて人物認識，物認識の結果を表1, 2へ示す．

$$\text{認識率} = \frac{\text{正しく認識された画像数}}{\text{全入力画像数}} \times 100 \quad (9)$$



入力動画像 出力動画像 解ベクトル
図 6 認識結果の例

表 1 人物認識での固有パターンの構成要素と認識率 (Sample 数: 29)

	構成要素	次数	認識率
Case 1	E_{GEO}	256	48%
Case 2	$E_{GEO,VEL}$	256	69%
Case 3	$E_{GEO,ACC}$	256	62%
Case 4	$[E_{GEO,VEL}^T, E_{GEO,ACC}^T]^T$	512	66%

表 2 物認識での固有パターンの構成要素と認識率 (Sample 数: 50)

	構成要素	次数	認識率
Case 1	$E_{GEO,VEL}$	256	72%
Case 2	$E_{GEO,ACC}$	256	74%
Case 3	$[E_{GEO,VEL}^T, E_{GEO,ACC}^T]^T$	512	100%

表 3 人物認識での畳み込み演算と認識率 (Sample 数: 29)

	構成要素	次数	次数	認識率
Case 1	$X_{RGB} * X_{GEO}$	765	256	72%
Case 2	$X_{RGB,VEL} * X_{GEO,VEL}$	765	256	90%
Case 3	$X_{RGB,ACC} * X_{GEO,ACC}$	765	256	93%
Case 4	$X_{RGB,VA} * X_{GEO,VA}$	1530	512	97%

表 4 物認識での畳み込み演算と認識率 (Sample 数: 50)

	構成要素	次数	次数	認識率
Case 1	$X_{RGB,VEL} * X_{GEO,VEL}$	765	256	94%
Case 2	$X_{RGB,ACC} * X_{GEO,ACC}$	765	256	98%
Case 3	$X_{RGB,VA} * X_{GEO,VA}$	1530	512	100%

(2) ハイブリット法の提案

2章で示した従来の色情報固有パターンと幾何学的固有パターンの併用を考える。本論文で提案する幾何学的固有パターンは画像中で人物が固定されているという条件の下では十分な認識を可能とすることを前節で述べたが、対象人物の移動、変化には依然として色情報固有パターンが有利である。そのため、幾何学的固有パターンを用いて色情報固有パターンで行われた認識結果に対する解の精度向上を本節の目的とする。実験手順は、最初に色情報固有パターンを従来どおり使用して線形システム方程式(7)を解く。次に、幾何学的固有パターンを用いて式(7)を解く。そして各々独立に求められた解を畳み込

み演算、式(10)を行い、解ベクトルを構成する最大値をとる要素から対象画像を識別する。

$$X = X_{RGB} * X_{GEO} \quad (10)$$

表 3, 4 に式(9)で定義される認識率を用いて識別結果を示す。表中の次数はそれぞれ色情報固有パターンと幾何学的固有パターンを構成するベクトルの要素数である。また、表中の下添え字 VA は一回差分、二階差分両方から得られた固有パターンを示している。

5. まとめ

本論文では、人間の視覚情報処理能力を計算機によって実現する第一段階として、画像の色情報と幾何学的固有情報を用いる画像認識手法について述べた。

第 2 章ではカラー画像の色情報固有パターンについて述べた。画像の不変量を固有パターンとして抽出する方法を提案した。

第 3 章では、フーリエ余弦変換による幾何学的固有パターンを提案した。モノクロ静止画像の幾何学的固有パターンを動画像へ拡張する手法を述べた。さらに、動画像のみが含有する速度、加速度に対応する情報の抽出に有限差分法を適用し、幾何学的固有パターンを抽出する手法を述べた。スペクトラムを直接 1 次元化して得られる幾何学的固有パターンでは、動画像の再現性を損なうが期待できる結果が得られた。

第 4 章では、抽出された普遍量とする固有パターンの一致性を評価する方法として線形システム方程式を導出し、解ベクトルから画像認識を行った。色情報固有パターンと幾何学的固有パターンを併用するハイブリット法を提案した。これにより計算機の持つ視覚情報処理能力がより人間のそれへと近づいたことが確認された。

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像認識, 可視化情報学会誌, pp.243-246, 2002
- 2) 丸山和夫, 早野誠治, 齋藤兆古: 色情報を利用した知的動画像認識, 可視化情報学会誌, pp.95-98, 2003
- 3) 丸山和夫, 早野誠治, 齋藤兆古: 色情報による光源特徴の一解析法, 可視化情報学会誌, pp.223-226, 2004
- 4) 小杉山格, 早野誠治, 齋藤兆古: 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, pp.67-70, 2005 No.1
- 5) 小杉山格, 早野誠治, 齋藤兆古: 画像の固有パターンに関する一考察, 可視化情報学会誌, pp.135-136, 2005 No.2
- 6) 小杉山格, 早野誠治, 齋藤兆古: 有限差分を用いた動画像認識, 可視化情報学会誌, pp.247-250, 2004
- 7) J.G.Strang, "Linear Algebra and its Applications", Academic Press, 1976 年

速度・加速度ベクトルの可視化とその応用

Velocity and Acceleration Vectors Visualization and Their Applications

山下達也

Tatsuya YAMASHITA

指導教員 齋藤兆古

法政大学大学院工学研究科電気工学専攻修士課程

Particularly, in order to detect the violence of traffic rules, high accuracy measurement of the speed and acceleration vectors without contacting is required. High sensibility, toughness to the mechanical and environmental conditions such as stress, temperature and humidity are required to any types of measurement instruments. In the present paper, we propose two types of speed and acceleration vectors measurement methods. One employs the sensing or picking up coil type magnetic sensor, which has reasonable tough property to the mechanical and environmental conditions, but has weak points that it does not have high sensibility at low speed, and can be applied to the limited targets. The other employs the charge coupled devices, i.e., CCD video camera, which is able to apply the low speed targets, and also not limited targets visible by CCD. However, CCD method does not have high sensibility to the high speed targets, because of limited capture time. Also, its accuracy is low compared with those of magnetic sensor method. Hence, this paper proposes a hybrid scheme combining the magnetic sensor and CCD image measurement methods.

Key Words : Velocity and acceleration vectors, Vector visualization, Speed sensors

1. 序論

近年、道路交通における ITS,工場における搬送システムなどの分野で輸送・搬送の自動化,制御の高度化が進んでおり,それに伴い移動体の位置,速度,加速度を計測し,その状態を可視的に把握することの重要性はより大きなものとなっている.これを実現する方途として,赤外線センサ,レーダー波などを利用した方法が開発・実用化されているが,これらの技術は瞬間速度を計測する場合に高い精度が期待できる.しかし,加減速傾向といった時間的な変化を捉えるには不適當である.

以上のような社会的状況を鑑み,我々はこれまでピックアップコイルを用いた電磁誘導型磁気センサによる速度・加速度計測システムを提案し,それらの妥当性を実験的に検証してきた.

電磁誘導型の磁気センサは機械的構造が単純で,物理的に破壊される以外に故障が考えられないほど信頼性が高く,雨・風・雪などの気象・環境変化にも強い.また,複数のセンサを用いることで加速度等の時間変化を捉えることも可能であり,精度も高いという特性を有する.一方で,誘導起電力を検知する動作原理に基づくため,磁界発生源を有する必要があるため測定対象が限定されること,低速域においては精度が劣ることといった課題も有

している.

これらの欠点を補完する方途として,CCD(=Charge Coupled Device(電荷結合素子))デジタルカメラ動画像による速度・加速度測定を考える.高密度化に限界のあるコイル間距離に依存する電磁誘導型磁気センサに対し,動画像による速度計測は撮影フレーム間隔に依存するため,一般に普及している1フレーム/30sのデジタルビデオカメラであっても速度・加速度計測が可能であり,速度変化に対応しやすい.一方,高速で移動する物体に対してはCCD 応答速度限界に起因した残像を生じさせるため十分な精度を得ることが難しい.

以上のことを踏まえ,本稿では高速域で有利な磁気センサと低速域で有利な CCD 画像による測定法を組み合わせた速度・加速度測定装置を提案し,物体の速度を制御する磁気ダンパの性能評価に提案する測定システムを適用し,その妥当性を検証する.

2. 電磁誘導型磁気センサによる速度測定

(1) 原理

筆者はこれまで磁気センサによる速度・加速度測定の研究を進めてきた.その原理は以下のとおりである.測定対象物がピックアップコイル近傍またはその内部を通

過する際、Faraday の法則より式(1)で表せる電圧が磁界変化を妨げる方向へ発生する。

$$v(t) = -N \frac{d\phi}{dt} [V] \quad (1)$$

この電圧をピックアップコイルにより起電力として捉えることで、測定対象物の通過を検知する。1個のセンサで得られる情報量は電圧値のみであるが、測定対象物の移動方向に沿って複数のセンサが配置可能であれば、次に述べる例に示すように速度・加速度等の情報収集に対して有効な方途となる[1]。

このセンサでは磁界発生源を必要とするが、ピックアップコイル自身が磁界発生源を持たない場合、測定対象物の磁界を検出する。従って、測定対象物は必然的に永久磁石または電磁石となる。

(2) 自由落下速度測定による検証

電磁誘導型磁気センサの利点として高い精度が挙げられるが、その実証例として、自由落下する測定対象物の速度測定の結果を示す。図1のように複数のピックアップコイルをアクリルパイプに一定間隔で巻いた実験装置を構成する。実験は任意の高さから永久磁石を落下させ、測定対象物の通過をセンサ出力電圧で検知し、その波形から各ピックアップコイル通過時刻の差を求め、速度の算出に用いる。各コイルによる測定波形を共通の時間軸上に合成した結果を図2に示す。

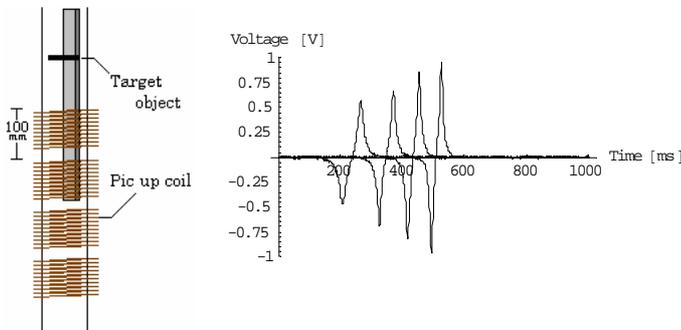


図1 実験装置

図2 測定波形

図2に見られる通り、各波形の応答速度は測定対象物の移動速度に対し十分に速く、各波形のピークを用いることで通過時刻の差を取ることは容易である。これを基にしたコイル間平均速度の算出結果及びその理論値を図3に示す。この結果からも比較的高精度で速度測定が可能であることが判る。また、3点以上測定することで、加速度の算出も同様に可能となる[2]。

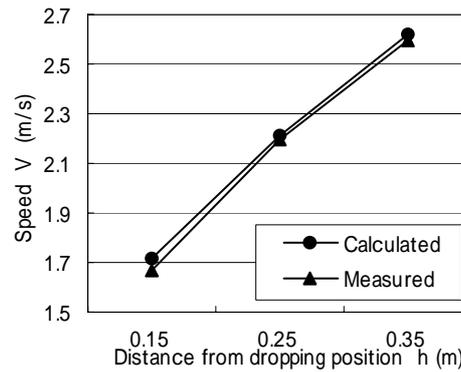


図3 速度に関する実験値と算出値の比較

3. CCD 動画像による速度測定

(1) 原理

急な速度変化や低速時といった磁気センサによる速度測定が不利な条件下で速度測定を可能とする方法として CCD 動画像法を採用する。測定原理は以下の通りである。

CCD を用いたデジタルビデオカメラによって撮影された動画をフレームの集合と捉え、各フレームにおける測定対象の位置を検出する。フレーム間の時間差は一定値で与えられることから、既知の長さの基準物を同時に写し込むことにより、各フレーム間の測定対象物の位置・移動距離が計算され、その結果、速度を容易に算出することが可能となる。

(2) 差分画像の利用

CCD 画像測定法は一方で、測定対象物の速度が高速になると CCD の過渡応答速度が追従できないため残像などとして CCD の過渡応答速度の影響が残り、位置・移動距離の測定が困難となる。このため何らかの信号処理が必要となる。その方途として各フレーム間の差分画像の利用を提案する。

原理は以下のとおりである。1, 2を連続するフレーム画像とすると一階差分は

$$\frac{\partial \phi}{\partial t} = \frac{-\phi_1 + \phi_2}{\Delta t} \quad (2)$$

で求まる。一階差分では、動画を構成する全フレーム数より1枚少ない差分画像が得られる。これにより変化のない背景画像は数値データでゼロに相当する黒となって現れ、異なる背景画像を持った動画でも、時間的に変化した対象物の画像のみが得られる[3]。

(3) 斜面を滑落する対象の測定

具体例として、斜面を滑落する物体の速度測定を行う。図4に示す実験装置を構築し、滑落させた測定対象物の速度検知を試みる。

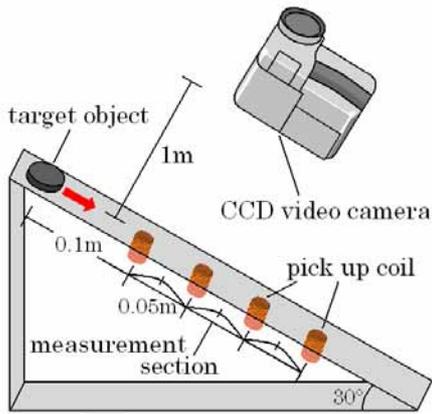


図4 斜面滑落

撮影した動画のフレーム画像を図5に、得られた差分画像を図6に示す。図5, 6の画像から算出した速度を磁気センサによる速度と合わせて図7に示す。

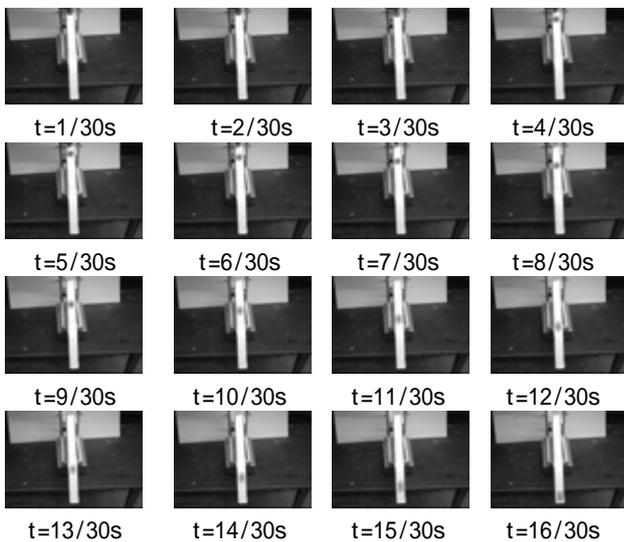


図5 撮影画像

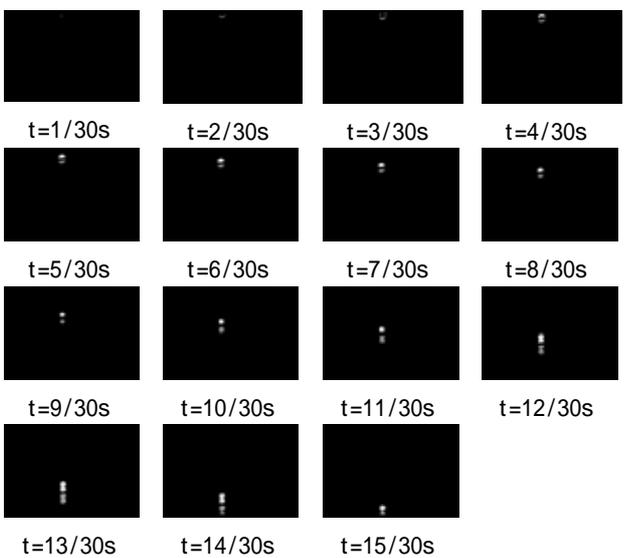


図6 差分画像

図7に示すとおり、算出結果は磁気センサによる測定結果と比較的近い値であり、急激な速度変化の少ない条件下では両測定法の差は小さい。また、前述のとおり磁気センサによる測定結果は高精度であることから、CCD法は比較的高い精度を確保しているともいえる[4]。

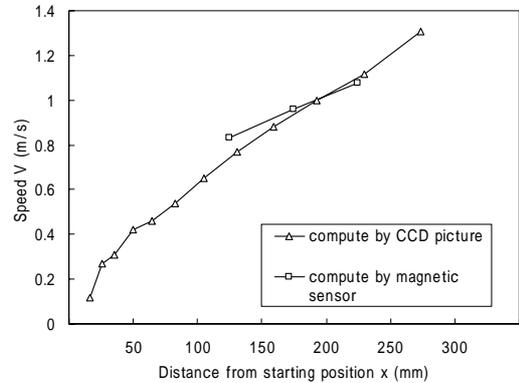


図7 速度算出値

4. 磁気センサと CCD 画像法ハイブリッド測定法

(1) 原理

ここまで2種の測定法を提案したが、磁気センサは急激な速度変化に対してセンサ数の問題から測定精度が低下する。他方、CCD画像法はフレームレートの限界から高速度域の測定精度が低い。これを改善するため、両測定法を同時に併用し、互いの特性を補完することを試みる。

(2) 磁気ダンパの性能評価

具体例として斜面搬送装置における磁気ダンパの性能評価実験を行う。磁気ダンパは、斜面を滑落させて搬送する際、磁石の吸反発力と動磁界が喚起する渦電流による吸反発力を利用することで、対象物の速度を制御するものである。搬送物の速度を所定の速度に制御できるかどうかで性能を評価できることから、前述の2種の速度・加速度測定法を適用し、測定対象物の加減速特性を可視化し磁気ダンパの動作を調べる。

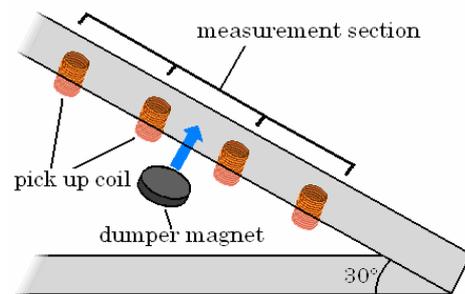


図8 磁気ダンパ性能評価のための実験装置

実験は、図4の実験装置にダンパとして永久磁石を採

用した，図8に示す実験装置を構築した．測定は速度変化の再現に優れた CCD 画像によって速度を算出し，より精度の高い磁気センサの測定結果から求められた平均速度を用いて補正する．結果を図9に示す．また，速度変化傾向を把握することが容易な加速度についても算出し，これを図10に示す．

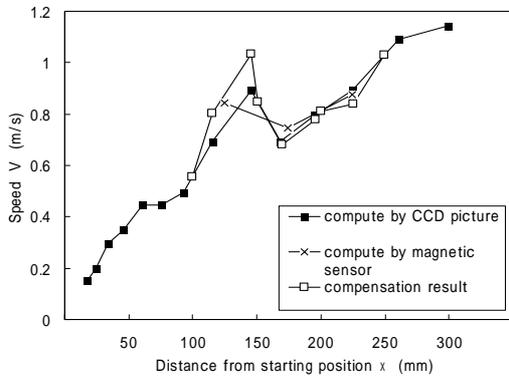


図9 速度

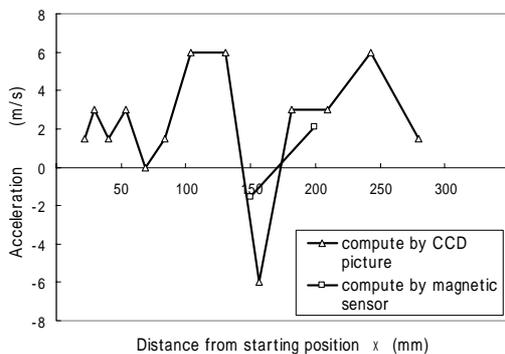


図10 加速度

図9，10の結果から対象物を減速させるというダンパ本来の働きだけでなく，直前の加速も含めた対象物に対する磁気ダンパの効果が明らかとなった[4]．

5. 結論

本稿では電磁誘導型磁気センサと CCD 動画画像法の 2 種類の速度・加速度測定法を組み合わせたハイブリッド型速度・加速度測定法に関する実験的検討を行った．

第一に提案した電磁誘導型磁気センサによる測定法は非接触で測定可能であるだけでなく高精度でもあることが明らかになった．また，磁界発生源を適切に配置することによって直線運動だけでなく回転運動に対しても良好な結果を得ることが出来る．

次に CCD 動画画像法は高いフレームレートによってより詳細な速度変化を捉えることが出来ることが明らかになった．さらに複数のカメラによる同時撮影を行うことで 3 次元の運動の可視化や並列化による精度の向上が可能である．

電磁誘導型磁気センサの測定範囲が磁界を検知可能な測定対象近傍に限られ，誘導起電圧を得るためにセンサと対象間の相対速度が高いことが望ましい．また，CCD カメラによる方法では，CCD の過渡現象が測定対象物の移動速度に追従できないことやカメラによる画像処理に起因する残像が残る恐れがあり，より画像上の変位量が少なく追従しやすい遠距離で相対速度が小さい測定に適している．

両測定法それぞれに適した測定速度や加速度の範囲が異なることから，両者を併用して測定するハイブリッド型速度・加速度測定法を提案し，互いの特性を補完することで精度の向上が可能であることが明らかになった．

本稿で提案した速度・加速度測定法は，環境の変化に強く，高温・高湿度の悪環境下において有用であると考えられる．

参考文献

- [1] 茂田幸康, 早野誠治, 齋藤兆古: ウェーブレット変換による信号処理の一方, 可視化情報, Vol. 20, No. 1 (2000) pp. 273-276.
- [2] 山下達也, 早野誠治, 齋藤兆古, 堀井清之: 磁気センサ信号の可視化とその応用, 可視化情報, Vol. 24, No. 1 (2004) pp. 243-246.
- [3] 小杉山格, 早野誠治, 齋藤兆古, 堀井清之: 有限差分を用いた動画画像認識, 可視化情報, Vol. 24, No. 1 (2004) pp. 247-250.
- [4] 山下達也, 早野誠治, 齋藤兆古, 堀井清之: 速度・加速度ベクトルの可視化とその応用, 可視化情報, Vol. 25, No. 1 (2005) pp. 71-74.