

### 離散値系ウェーブレット変換による電子回路 基板中の電流分布解析

増田, 則夫 / 齊藤, 兆古 / TOHYA, Hirokazu / SAITO,  
Yoshifuru / MASUDA, Norio / MIDORIKAWA, Yoichi / 遠矢, 弘  
和 / 緑川, 洋一

(出版者 / Publisher)

社団法人電気学会 / The Institute of Electrical Engineers of Japan

(雑誌名 / Journal or Publication Title)

電気学会論文誌 A, 基礎・材料・共通部門誌 / 電気学会論文誌 A, 基礎・材料・  
共通部門誌

(号 / Number)

7-8

(開始ページ / Start Page)

792

(終了ページ / End Page)

798

(発行年 / Year)

1998-07-01

# 離散値系ウェーブレット変換による 電子回路基板中の電流分布解析

学生員 緑川 洋一 (法政大)

正員 増田 則夫 (日本電気(株)資源環境技術研究所)

正員 斎藤 兆古 (法政大)

正員 遠矢 弘和 (日本電気(株)資源環境技術研究所)

## Discrete Wavelets Analysis of Current Distributions on the Printed Circuit Boards

Yoichi Midorikawa, Student Member (Hosei University)

Norio Masuda, Member (Resources and Environment Protection Research Labs., NEC Corporation)

Yoshifuru Saito, Member (Hosei University)

Hirokazu Tohya, Member (Resources and Environment Protection Research Labs., NEC Corporation)

Discrete wavelets transform is widely used for the wave and image analysis. Particularly, multi-resolutional analysis is extremely useful tool for the noise reduction. On the other side, electromagnetic field coming from the printed circuit boards (PCB) is becoming one of the noise sources according to the rising up the operation frequency of central processing unit (CPU). In order to reduce the noise coming from PCB, it is extremely important to grasp the dominant current distributions on the PCB.

In the present paper, we apply the discrete wavelets analysis to the noise reduction of the current vector distributing on the PCB. Numerical and practical examples demonstrate that the noise current vectors are dramatically removed by our approach.

キーワード：ウェーブレット解析、ベクトル、電磁ノイズ、プリント基板

Keyword: wavelet transform, vector, electromagnetic fields noise, printed circuit boards

### 1. まえがき

近年フーリエ変換を拡張した概念に基づく連続系ウェーブレット変換が提案され、フーリエ変換では得られなかった原空間情報（たとえば時間波形ならば時間軸情報）が近似的にも得られることから、波形解析へ広範に応用されるようになった<sup>1,2</sup>。他方、連続系ウェーブレット変換を離散値系で取り扱うことから基底関数が直交する離散値系ウェーブレット変換が導かれ、この離散値系ウェーブレット変換は単純な線形変換であり、波形や画像のデータの圧縮やノイズ低減に有効であることが知られている<sup>3</sup>。

一方、パーソナルコンピュータやワークステーションの

高機能・高速化の必要にともない CPU の動作周波数は高速化の一途をたどっている。このような CPU の動作周波数増加によって演算速度の高速化が実現されているが、計算機周辺へ放射する電磁界ノイズの大きさと周波数も増加し、電磁環境工学的観点から何らかの対策が必要となりつつある。この問題を解決する基礎研究として、CPU を搭載したプリント基板から生ずる磁界分布測定から基板上の電流ベクトル分布が推定可能となりつつある<sup>4,5,7,8</sup>。

本論文は、電流ベクトル分布のようなベクトルデータの処理に、一般にスカラデータの処理に用いられる離散値系ウェーブレット変換を拡張し、ベクトルデータ内の支配的なベクトル分布を抽出するベクトルデータノイズ処理の 1

方法を提案する。

通常、離散値系ウェーブレット変換は離散化された時間波形やイメージデータなどのスカラーデータに適用される。ところで、電流ベクトルなどのベクトル量を離散化して得られるデータは互いに直交する成分から構成される。このような離散化されたベクトルデータにスカラーデータの処理に用いられる離散値系ウェーブレット変換を如何に適用するかが本論文の課題である。すなわち、離散値系ウェーブレット変換をベクトルデータの解析に拡張し、データの特徴抽出を行うものである。一般に、局所的な磁界分布情報から電流ベクトル分布を求める問題は逆問題とよばれ不適切問題を解くこととなり解に誤差を多く含む<sup>4,5,7~11</sup>。このような逆問題解析手法により求められた具体的な電流ベクトル分布に離散値系ウェーブレット変換を適用し、CRUを搭載するプリント基板上の支配的電流ベクトル分布を抽出する。

## 2 ベクトルウェーブレット変換

**2.1 基礎方程式** いま、 $Z$ が2のべき乗個の要素からなるデータベクトル、 $W$ がウェーブレット変換行列とすれば、離散値系ウェーブレット変換は次式で行われる<sup>6</sup>。

$$Z' = WZ \quad (1)$$

$Z'$ をウェーブレットスペクトラムと呼ぶ<sup>3,6</sup>。逆変換は変換行列 $W$ の転置行列 $W^T$ を左から $Z'$ へ掛け算することで行われる。

$Z$ が互いに直交する $X$ 、 $Y$ の2成分からなる2次元ベクトルを離散化して得られたデータ、すなわち

$$Z = X + Y \quad (2)$$

$$Z = \begin{bmatrix} (x_{11}, y_{11}) & \cdots & \cdots & (x_{1n}, y_{1n}) \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ (x_{m1}, y_{m1}) & \cdots & \cdots & (x_{mn}, y_{mn}) \end{bmatrix}$$

$$X = \begin{bmatrix} (x_{11}, 0) & \cdots & \cdots & (x_{1n}, 0) \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ (x_{m1}, 0) & \cdots & \cdots & (x_{mn}, 0) \end{bmatrix}$$

$$Y = \begin{bmatrix} (0, y_{11}) & \cdots & \cdots & (0, y_{1n}) \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ (0, y_{m1}) & \cdots & \cdots & (0, y_{mn}) \end{bmatrix}$$

とする。 $x_{ij}$ 、 $y_{ij}$ は位置 $(i, j)$ 点におけるそれぞれ $x$ 方向成分、 $y$ 方向成分である。但し、各成分は直交しているから、両者の内積は $X \cdot Y = 0$ である。この場合、(1)式の自然な拡張として、ウェーブレット変換は、

$$\begin{aligned} Z' &= WZ \\ &= WX + WY \\ &= X' + Y' \end{aligned} \quad (3)$$

で行われる。

よって、ベクトルウェーブレット変換はベクトルを構成する各成分毎に変換することでなされる。

### 2.2 ノイズ低減

**2.2.1 サンプルデータ** ここでは具体的なベクトルデータを取り上げて検討する。ベクトルデータとは、 $x, y$ 平面上の任意の点における電流の大きさと方向を矢印で表した電流ベクトルの分布データなどである。図1にサンプルデータを示す。図1で、(a)は真のデータ、(b)は振幅と方向をそれぞれ確率分布が正規分布となる乱数により作成したノイズデータ、さらに(c)は(a)と(b)の和からなるノイズを含んだデータである。ここでの課題は、このノイズを含んだデータ(c)から如何に(b)のノイズ成分を低減し、(a)図に示す真のデータ成分を抽出するかである。

**2.2.2 データ圧縮法** 通常、ウェーブレットスペクトラム $Z'$ は先頭要素から順に原データ $Z$ の平均的情報から局所的情報を集約する要素で構成されている<sup>3</sup>。従って、平均的情報(低次のウェーブレットレベル情報)を残し局所的情報(高次のウェーブレットレベル情報)を除くことでデータが圧縮される。すなわち、一次元データの波形解析の場合<sup>3,6</sup>と同様に高次のウェーブレットレベルの情報をノイズと見なし除くことでノイズが低減されることとなる。これがデータ圧縮によるノイズ除去の原理である<sup>6</sup>。

図2にドビッシーの2次基底を用いて図1(c)のサンプルデータをウェーブレット変換したスペクトラムを示す。図2(a)、(b)は図1(c)のサンプルデータの $x$ 方向成分のみ $y$ 方向成分のみからなる $X, Y$ 行列をそれぞれウェーブレット変換した結果である。図2(c)はウェーブレットスペクトラムの大きさを示す。図中の濃度の濃い部分は値が小さく、濃度が明るい部分ほど値が大きい。従って、 $X'$ 、 $Y'$ 何れのスペクトラム成分も原点付近へ値の大きいスペクトラムが集まっていることが判る。

図2で、ウェーブレットスペクトラムの大きい値の含まれる元のデータの1/4の(1, 1)から(8, 8)の正方領域のみを残し他の要素を総てゼロとして、逆変換し再現されたベクトル分布を図3に示す。図1(a)、(b)と比較すれば、図3は明らかにノイズが低減され、図1(a)に類似したベクトル分布である。よって、ウェーブレットスペクトラムの原点付近要素のみを残し他の要素を総てゼロとする単純なデータ圧縮法でノイズベクトルの低減が可能であることがわかる。また、図4にウェーブレットスペクトラムを残す領域を(1, 1)から全領域(16, 16)まで変化させたとき、図1(a)との一致度合いを示す相関係数<sup>(3)</sup>を示す。ここで、相関係数は $X$ 成分、 $Y$ 成分ごとに求め、これらの平均値とした。この結果より、図1(c)と図1(a)のデータ間の相関係数は0.691であるのに対して、図3の結果と図1(a)のデータ間の相関係数は0.841となる。また、図4より残す領域を元の領域の(16, 16)から(8, 8)の1/4領域とした場合が相関係数が最大となっている。

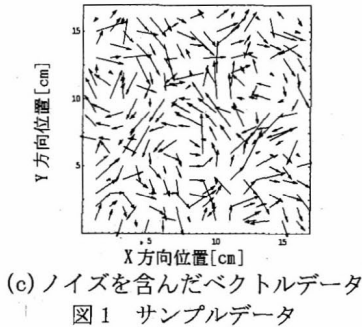
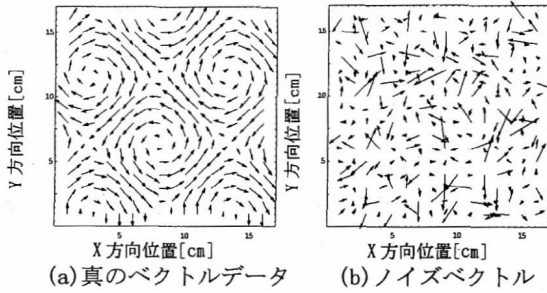


Fig. 1 Sample data.  
(a) Exact vector data, (b) Noise data and (c) Noisy data.

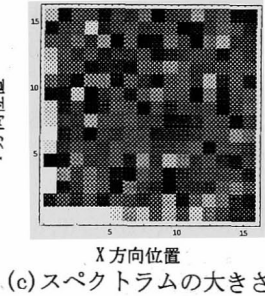
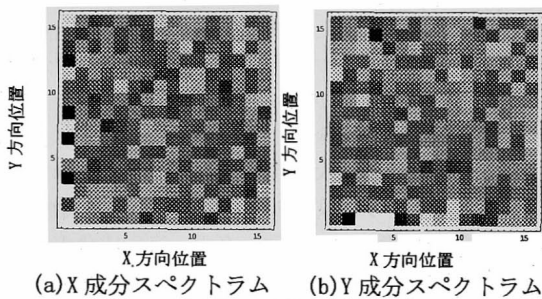


図2. ドビッシーの2次基底によるサンプルデータ図1(c)のX,Y成分スペクトラム  
Fig.2 X,Y wavelet spectrum components of sample data (fig.1(c)). (a)X-spectrum, (b)Y-spectrum, (c)spectrum magnitude.

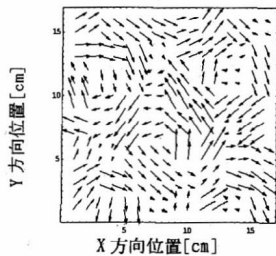


図3. 16×16のデータを8×8へ圧縮したスペクトラムから再現されたベクトル分布  
Fig.3 Recovered vector distribution.

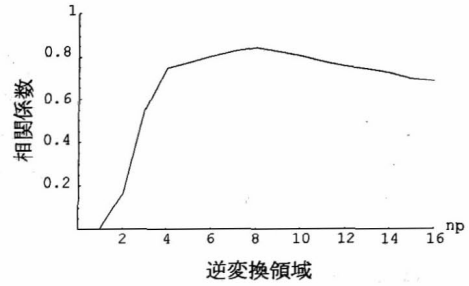


図4. 相関係数(データ圧縮法)  
Fig.4. Correlation coefficient. (The data compressed method.)

2.2.3 多重解像度解析法 データの多重解像度解析とは、ウェーブレットスペクトラムを一括して逆変換せず、各スペクトラムの持つ情報を抽出する解析である。これは、ウェーブレットスペクトラムの組を個々にウェーブレット逆変換することで行われる<sup>3</sup>。

図4にドビッシーの2次基底によるサンプルデータ図1(c)の多重解像度解析結果を示す。解像度レベルは5段階であり、ウェーブレットレベル1,2,3,4,5はそれぞれ全体を1x1, 2x2, 4x4, 8x8, 16x16の正方領域に分割した各領域中のベクトルを示している。

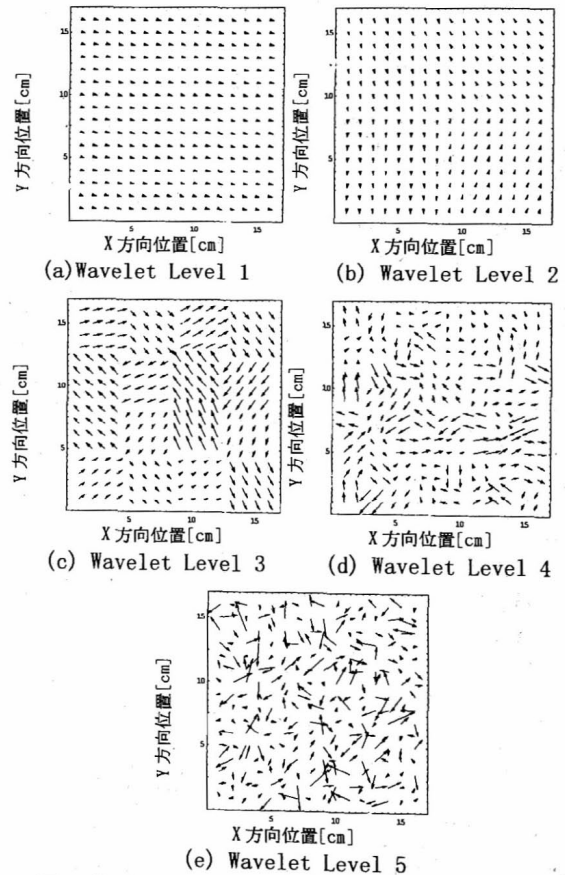


図5. ドビッシーの2次基底によるサンプルデータの図1(c)の多重解像度解析結果  
Fig.5 Multi dimensional analysis of sample data.

明らかに、ウェーブレットレベル5のベクトルはランダムな方向を持つノイズベクトル分布である。図5(e)のウェ

ーブレットレベル5のベクトルと図1(a)のベクトルデータとの相関係数は0.0922となり小さい。図1(c)のサンプルデータからこのノイズベクトル分布を除いた結果を図6に示す。

図6の結果と図1(a),(c)を比較すれば、図1(c)からノイズベクトルが低減されていることが判る。また、ウェーブレットレベル1から各レベルまでの総和と図1(a)との相関係数を図7に示す。この結果、図1(c)と図1(a)の相関係数が0.691であるのに対し図6の結果は相関係数0.841となる。多重解像度解析法によるノイズベクトルの低減法は、除かれるノイズベクトル分布が予め抽出できる特徴を持つ。

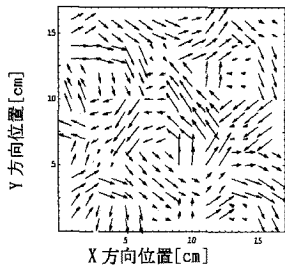


図6. ウェーブレットレベル1から4の和から再現されたベクトル分布  
Fig.6 Vector by the summation of wavelet level components (1~4).

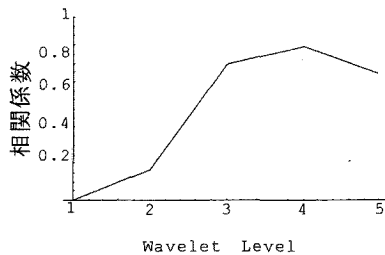
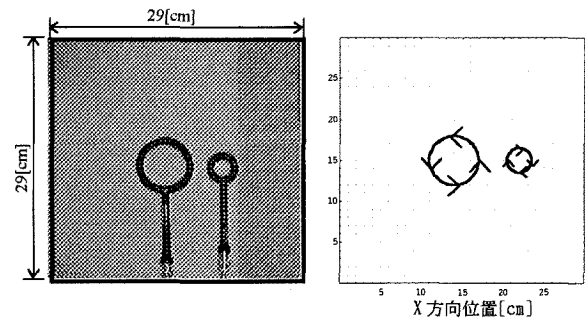


図7. 相関係数(多重解像度解析法)

Fig.7. Correlation coefficient. (Multi dimensional analysis)

### 2.3 ループアンテナの電流分布

2.3.1 実験による電流ベクトル分布 図8(a)に測定対象としたループアンテナを示す。この2つのループアンテナに同一周波数の電流を流す。電流は図8(b)のように流れる。推定面直上の法線方向成分磁界Hzの分布をサーチコイルにより測定し、逆問題解析法の一手法である直接逆行列法を用いて推定した電流ベクトル分布を図9に示す<sup>7,8,10,11</sup>。実験は20MHz, 40MHz, 80MHzの各周波数について同様の方法でそれぞれ行った。一般に、逆問題解析法による推定結果は厳密解を与えず、周辺に分散した形の分布で求まる。図9からループアンテナ周辺に大きな電流ベクトルが存在していることがわかる。しかし測定時のノイズや局所的な磁界分布情報から電流ベクトル分布を求める逆問題解析法による推定であるため誤差などがあり、ループアンテナ以外のところにも電流ベクトルが存在し2つのループ電流を明確に区別できない<sup>4,5,7,8,9,10,11</sup>。



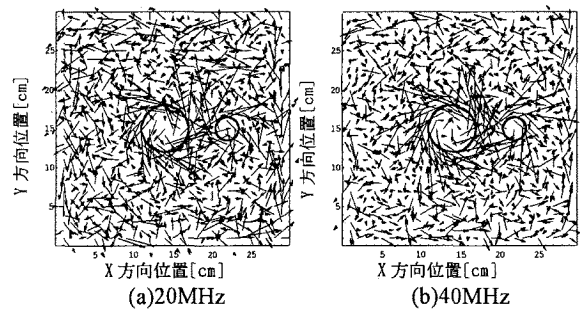
(a) The loop antennas (b) Exact current.

図8. 測定対象のループアンテナ

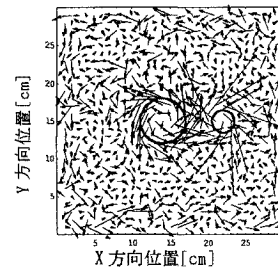
Fig.8 Measurement area on the loop antennas.

2.3.2 電流ベクトル分布ノイズ処理 図10にデータ圧縮法によって図9の電流ベクトル分布からノイズベクトルを低減した結果を示す。ウェーブレット変換を行うためにデータ数を2のべき乗とする必要がある<sup>3</sup>。このため1成分当たりの29×29個のデータに0要素を追加し、1ベクトル成分当たり32×32個のデータとした<sup>9</sup>。1ベクトル成分当たり32×32個のスペクトラムを16×16個へ圧縮した。また、採用した基底関数はドビッシーの8次である<sup>1,2,3,5,6</sup>。図10の結果は、明らかに図9中のループアンテナに流れる電流分布を抽出している。なお、図9~12に図8(b)に示す電流経路を重ねて示した。

次に多重解像度解析を行いノイズを低減した結果を図11に示す。図11の結果は、図10の結果と同様に図9中のループアンテナに流れる電流分布を抽出している。尚、ノイズ電流ベクトルは最高次ウェーブレットレベルの電流ベクトル分布とした。図12は抽出されたノイズ電流ベクトル分布である。明らかに、何れの周波数においてもランダムな方向を持つ電流ベクトル分布である。



(a)20MHz (b)40MHz



(c)80MHz.

図9. 推定されたループアンテナの電流分布  
Fig.9 Estimated current vector distribution.<sup>5,7,8</sup>

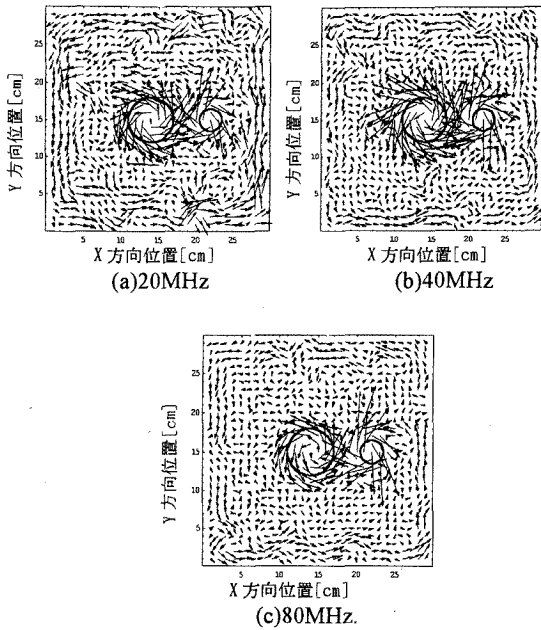


図 10. データ圧縮法によるノイズ低減結果  
Fig.10 The noise reduction of current vector by the data compressed method.

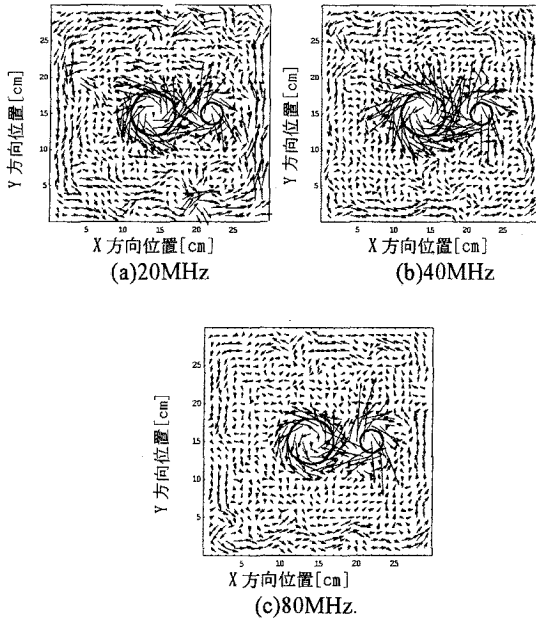


図 11. 多重解像度解析法によるノイズ低減結果  
Fig.11 The noise reduction of current vector by the multi dimensional analysis method.

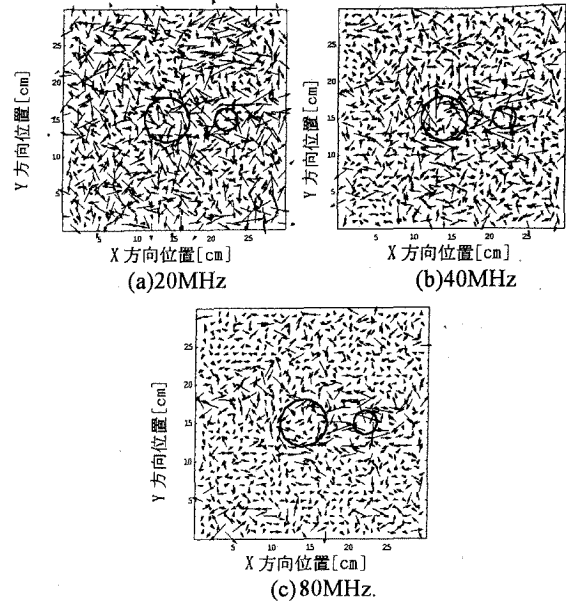


図 12. 多重解像度解析法により抽出されたノイズ電流ベクトル分布  
Fig.12 The extracted noise current vector by the multi dimensional analysis method.

#### 〈2.4〉 ワークステーション基板上的の電流分布

2.4.1 実験による電流ベクトル分布 図 13 に測定対象とした、CPU の内部クロックは 80MHz、外部クロックは 40MHz、周辺機器 20MHz で動作している NEC 社製のワークステーションの基板を示す。図 13(a) は (b) 側からの見通し図である。この基板上の電流ベクトル分布を基板裏面の磁界分布測定からループアンテナの場合と同様に逆問題解析法により求めた結果を図 14 に示す<sup>7,8</sup>。磁界分布測定は、80MHz、40MHz、20MHz の各周波数についてそれぞれ行った。

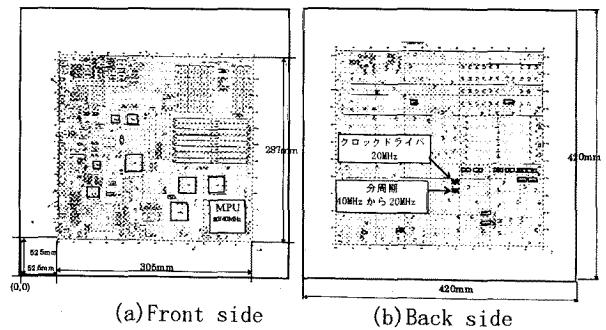


図 13. 測定対象のプリント基板

Fig.13 Tested printed circuit board.

2.4.2 電流ベクトル分布ノイズ処理 図 15 にデータ圧縮法によって図 14 の電流ベクトル分布からノイズベクトルを低減した結果を示す。ウェーブレット変換を行うためにデータ数を 2 のべき乗とする必要がある<sup>3</sup>。このため 1 ベクトル成分当たりの  $27 \times 27$  個のデータに 0 要素を追加し、1 ベクトル成分当たり  $32 \times 32$  個のデータとした<sup>9</sup>。1 成分当たり  $32 \times 32$  個のスペクトラムを  $16 \times 16$  個へ圧縮した。また、採用した基底関数はサンプルデータと同様にドビッシーの 8 次である。

図 15 の結果は、明らかに図 14 中の主要電流分布を抽出

している。

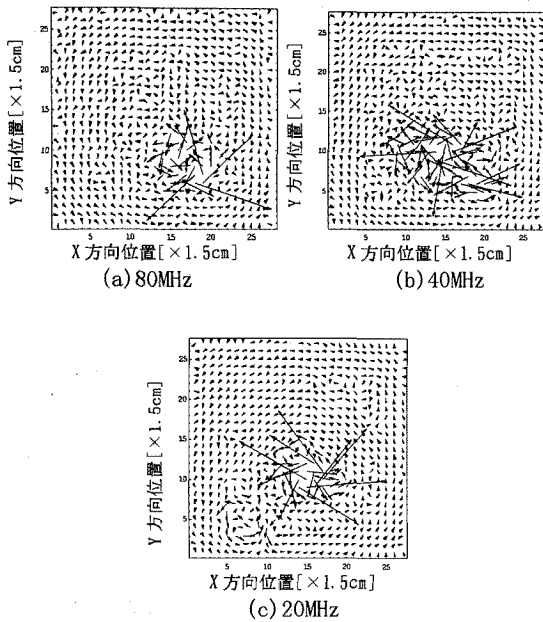


図 14. 磁界分布測定から計算された電流ベクトル分布  
Fig. 14 Estimated current vector distribution.<sup>5,7,8</sup>  
(a)80MHz, (b)40MHz and (c)20MHz.

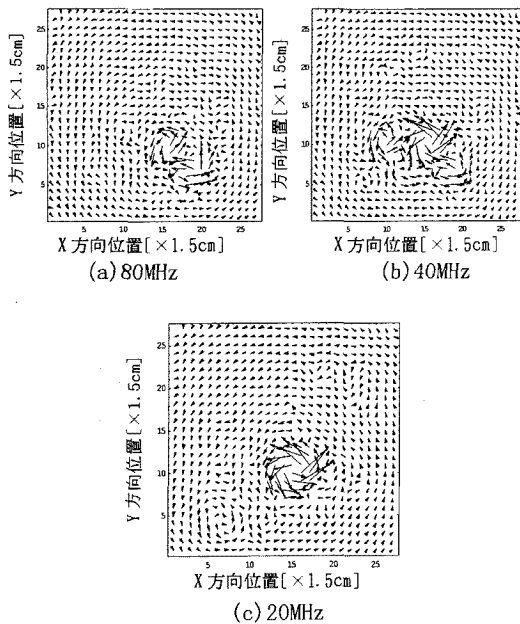


図 15. データ圧縮法によるノイズ低減結果  
Fig. 15 The noise reduction of current vector by the data compressed method. (a)80MHz, (b)40MHz and (c)20MHz.

次に多重解像度解析を行いノイズを低減した結果を図 16 に示す。図 16 の結果は、図 15 の結果と同様に図 14 中の主要電流分布を抽出している。尚、ノイズ電流ベクトルは最高次ウェーブレットレベルの電流ベクトル分布とした。図 17 は抽出されたノイズ電流ベクトル分布である。明らかに、何れの周波数においてもランダムな方向を持つ電流ベクトル分布である。図 15, 16 から何れの周波数の電流も CPU およ

びクロックドライバ付近を中心とした環状経路を流れることがわかる。80MHz においては CPU 周辺、40MHz は CPU 周辺から分周期などの周辺、20MHz はクロックドライバ周辺の環状電流となっている。この結果は、基板の動作周波数に対応している。

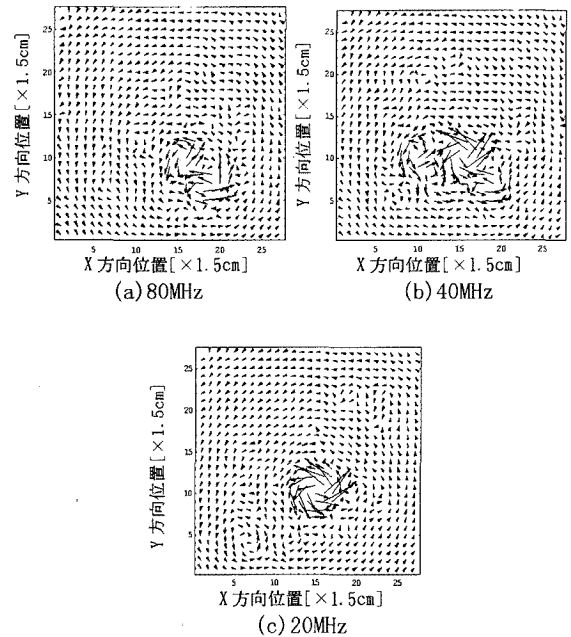


図 16. 多重解像度解析法によるノイズ低減結果  
Fig. 16 The noise reduction of current vector by the multi dimensional analysis method. (a)80MHz, (b)40MHz and (c)20MHz.

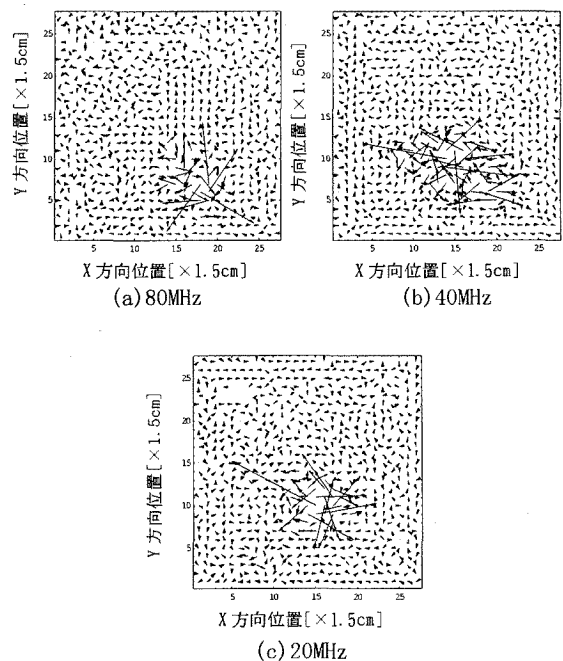


図 17. 多重解像度解析法により抽出されたノイズ電流ベクトル分布  
Fig. 17 The extracted noise current vector by the multi dimensional analysis method. (a) 80MHz, (b) 40MHz and (c) 20MHz.

### 3. まとめ

本論文では、離散値系ウェーブレット変換をベクトルデータに適用し、ベクトルデータに含まれるノイズを低減する方法を提案した。さらに、これを実際のプリント基板上の主要電流ベクトル分布抽出へ適用した。

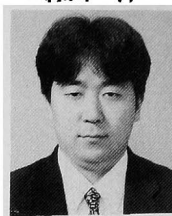
その結果、プリント基板上のノイズベクトル成分を分離した主要な電流ベクトル分布が抽出でき、プリント基板から生ずる放射電磁界の発生源推定など逆問題解析の一端を担う技術として有効であることが分かった。

(平成9年9月8日受付,平成10年3月2日再受付)

### 文献

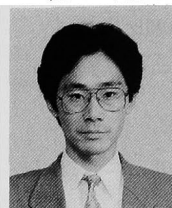
- (1) 山口昌哉、山田道夫、“ウェーブレット解析”、科学、Vol. 60, No. 6, June, pp. 398-405 (1990).
- (2) 山田道夫、“ウェーブレット解析とその応用”、電子情報通信学会誌、Vol. 76, No. 5, pp. 518-528 (1993).
- (3) 斎藤兆古、“Mathematicaによるウェーブレット変換”朝倉書店 (1996).
- (4) 原田、早野、斎藤、“誘導加熱コイルの最適設計に関する基礎的検討”、電気学会マグネティックス研究会資料、MAG-96-187 (1996).
- (5) 斎藤兆古、“不適切な線形システムのWavelet変換解析”電気学会マグネティックス研究会資料、MAG-97-49, PP. 27-31 (1997).
- (6) 緑川、早野、斎藤、“離散値系ウェーブレット変換によるノイズフィルタ評価の検討”、電気学会論文誌A、Vol. 117-A, No. 2, pp. 128-133 (1997).
- (7) 増田、緑川、斎藤、遠矢、“電子回路基板中の電流分布推定に関する研究”、電気学会マグネティックス研究会資料、MAG-97-128 (1997).
- (8) 篠原、早野、斎藤、“直接逆行列法を用いた渦電流分布推定”、平成9年度電気学会全国大会予稿、Vol. 2, pp. 348-349 (1997).
- (9) K. Yoda and Y. Saito, “A Wavelet Transform Approach to Inverse Problems of Vandermonde Type Systems” IEEE Trans. Magn, Vol. 33, No. 2, pp. 1955-1957 (1997).
- (10) 土井達也、斎藤兆古、遠矢弘和、“ループ電流モデルによる磁界系逆問題解析”、電気学会マグネティックス研究会資料、MAG-96-151 (1996).
- (11) 斎藤兆古、“電磁界系逆問題解析技術の進歩”、電気学会論文誌A解説、114巻6号、pp. 432-438 (1994).

緑川 洋一 (学生員) 1970年 7月 4日生。1995年 3月



法政大学大学院工学研究科電気工学専攻修士課程修了。現在、同大学大学院工学研究科電気工学専攻博士後期課程在学中。主として、高周波空心変圧器、ノイズフィルタに関する研究に従事。日本AEM学会会員。

増田 則夫 (正員) 1961年 7月4日生。1984年 3月東京



工業大学工学部機械工学科卒業。1986年3月東京工業大学大学院総合理理工学研究科修士課程修了。同年、日本電気株式会社に入社、現在日本電気株式会社資源環境技術研究所主任。主な研究分野は電子機器のEMC解析及び電磁界計測に関する研究開発。電子情報通信学会、回路実装学会会員。

斎藤 兆古 (正員) 1946年 7月24日生。1975年 3月法



政大学大学院工学研究科博士課程修了。同年同大学助手、1976年同講師、1978年同助教授、1987年同教授、現在に至る。電磁気学、電気機器、および大学院電磁力学の講座を担当。主として、計算電磁力学、および高周波変圧器に関する研究に従事。工学博士。International Journal of Applied Electromagnetics in Materials, Editorial Board。IEEE、電子情報通信学会、日本応用磁気学会、日本生体磁気学会、日本AEM学会会員。

遠矢 弘和 (正員) 1945年 6月4日生。1968年 3月鹿児



島大学工学部電気工学科卒業。同年、日本電気株式会社に入社、1992年12月より資源環境技術研究所EMCセンター長。以後、EMC技術の研究開発に従事。電子情報通信学会会員。