

プリント基板上の周波数別電流分布推定

SAITO, Yoshifuru / 遠藤, 久 / 白石, 加奈子 / HAYANO, Seiji / 早野, 誠治 / ENDO, Hisashi / SHIRAISHI, Kanako / 斎藤, 兆古

(出版者 / Publisher)

法政大学計算科学研究センター

(雑誌名 / Journal or Publication Title)

法政大学計算科学研究センター研究報告 / Bulletin of Computational Science Research Center, Hosei University

(巻 / Volume)

16

(開始ページ / Start Page)

89

(終了ページ / End Page)

93

(発行年 / Year)

2003-03-20

(URL)

<https://doi.org/10.15002/00024980>

プリント基板上の周波数別電流分布推定

白石 加奈子 遠藤 久 早野 誠治 齋藤 兆古
法政大学大学院工学研究科

異なった周波数で動作する単層、多層基板の電流分布推定を試みた。簡単な単層、多層の解析モデルを導入し、モデル基板の垂直方向の磁界分布を実験と有限要素法による解析によって求め、周波数毎に電流分布を推定し、両者の比較を行った。

1. はじめに

近年の携帯電話、ノートパソコンなどに代表される高性能電子機器の爆発的な普及は、回路素子の高周波駆動による小型化のみならず、プリント基板による電子回路の高密度化ならびに、大量生産に拠る低価格化が実現されたことに起因すると考えられる。他方、プリント基板を用いた電子デバイスの電子回路構造は精緻で複雑化を促し、その結果は電子回路の健全性の評価や故障箇所の特定を極めて困難としている。

このような現状で電子機器の健全性を診断する方途として、機器周辺に分布するフィールド（電磁界）を非接触センサーで測定し、そのフィールド源（電流あるいは電荷）を可視化する方法が極めて有効と考えられる。内蔵されたプリント基板の電流分布が可視化可能であれば、機器の検査だけでなく、放射磁界の削減対策、すなわち、EMC(ElectroMagnetic Compatibility)の観点からも社会的意義は大きい^[1]。

筆者らは電子機器の健全性を診断する方途として、電子機器周辺の電磁界分布測定から電子機器中の電磁界源分布可視化システムの開発を行っている^[2]。本論文では複数の周波数成分からなるプリント基板の電流分布推定に関する基礎的検討結果を報告する。

2. 周波数別磁界分布

2.1 放射磁界の測定

図1は、プリント基板を想定した解析モデルである。モデル[a]は、3個の平面形励磁コイルを同心円状に配置した単層基板のモデルで、モデル[b]は、励磁コイルを3層に積層した多層基板のモデルである。各励磁コイルに周波数 A: 10 kHz, B: 30 kHz, C: 50 kHz の正弦波電流を通電した場合についての検証を行う。電流の最大振幅は、モデル[a]は0.2A、モデル[b]は0.3Aとした。電流分布面の大きさは、x, y方向とも11cmである。これら解析モデルに平行な平面上にソレノイド形サーチコイルを垂直方向へ設置し、サーチコイルに誘起する電圧波形を測定する。測定面は、単層(モデル[a])の場合は基板上の1面、多層(モデル[b])の場合は、基板の表裏の2面とする。測定点は、x, y方向とも1cm間隔で11点とした。したがって、全体で空間的に121点の時系列サーチコイル誘起電圧を得る。励磁コイルの形状と、励磁電流の設定値、測定面とモデル基板間の距離を表1に示す。サーチコイルの巻き数をNとして誘起電圧 $v(t)$ と磁束 $\phi(t)$ との関係は、ファラデーの法則

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

で与えられる。したがって磁束は、誘起電圧波形を積分することで求められる。周波数の弁別はフーリエ変換を用いた^[3]。

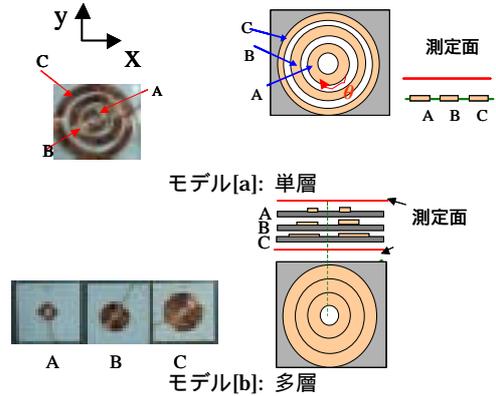


図1 対象とした励磁コイル

表1 励磁コイルの形状と電流値
モデル[a]

	コイル A	コイル B	コイル C
銅線の直径 [mm]	0.8	0.8	0.8
巻数	10	10	10
内径 [mm]	5	20	35
外形 [mm]	13	27	43
測定面との距離 [mm]	6	6	6

モデル[b]

	コイル A	コイル B	コイル C
銅線の直径 [mm]	0.8	0.8	0.8
巻数	10	20	30
内径 [mm]	5	5	5
外形 [mm]	13	21	29
測定面との距離 表/裏[mm]	6/13	9/10	13/6

2.2 シミュレーションにおける磁界分布

対象とするモデルからの放射磁界は無限遠点にまで分布し、各コイル間の磁氣的結合に起因して相互作用を複合しているため、実測値に誤差を含みやすいと考えられる。本論文は、電磁界系の厳密解を可能とする双対映像法を採用し、放射磁界のシミュレーションを行い、実測値との

比較を行う。有限要素法の計算は、軸対象三次元のベクトルポテンシャル問題として、(2)式の拡散方程式を解くことに帰する。

$$\frac{1}{\mu} \nabla^2 \mathbf{A} - \sigma \left(\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} \right) = -\mathbf{J}. \quad (2)$$

ここで、 \mathbf{A} 、 \mathbf{J} はそれぞれ磁束密度のベクトルポテンシャルと、電流密度である。また μ_0 は、真空中の透磁率 4×10^{-7} H/m, 銅の導電率 5.8×10^7 S/m とする。

2.3 実験値とシミュレーション結果との比較

図2-4は、サーチコイルによる測定と有限要素法によるシミュレーションで得られた磁束密度の z 方向成分の等高線である。図2はモデル[a]の表面から見た磁束密度分布である。一方、図3、4はそれぞれモデル[b]の表、裏面から見た磁束密度分布である。色の濃淡はそれぞれ負と正に対応し、紙面の奥から読者方向を正方向としている。モデル[a]は測定面と電流分布面との距離が一定であるため、実験値とシミュレーションによる誤差は比較的小さい。しかし、モデル[b]の場合、電流分布面との距離の違いやコイル形状が関係し、実験値に誤差が生じやすいことがわかる。

3. 電流分布推定

3.1 ループ電流モデル

変位電流密度 $\partial \mathbf{D} / \partial t$ が無視できる系で導体中を流れる電流密度 \mathbf{J} は磁界 \mathbf{H} と次式で関係づけられる。

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J}. \quad (3)$$

したがって、電流密度 \mathbf{J} は(4)式を必ず満足しなければならない。

$$\nabla \cdot \nabla \times \mathbf{H} = \nabla \cdot \mathbf{J} = 0. \quad (4)$$

(4)式の関係は、電流密度を面積について積分したある点に流入する電流 i は流出電流と等しいことを意味する。(4)式を自動的に満足する電流の一例は図5(a)に示す環状に循環するループ電流 i である。ループ電流 i が与える円筒座標系の z 軸方向の磁界 H_z は(5)式で与えられる。

$$H_z = \frac{i}{2\pi} \left[\frac{z}{\sqrt{(a+r)^2 + z^2}} \right] \left[\frac{a^2 - r^2 - z^2}{(a-r)^2 + z^2} E(\kappa) + K(\kappa) \right]. \quad (5)$$

$$\kappa^2 = \frac{4ra}{(r+a)^2 + z^2}. \quad (6)$$

ループ電流モデルは、測定される磁界分布から電流分布を推定するために、電流の分布する対象導体を図5(b)に示すように微小長方形に分割し、微小長方形に内接する電流ループで電流分布面を表現する方法である。ここで電流ループの半径 a は(7)式によって決める。

$$a = \sqrt{\left(\frac{dx}{2} \right) \left(\frac{dy}{2} \right)}. \quad (7)$$

3.2 システム方程式

3.1節で述べたように、導体上の磁界測定点と各ループの中心が一致するように対象を分割しループ電流モデルを適用すると、(8)式のシステム方程式が与えられる。

$$\mathbf{X} = \mathbf{D}\mathbf{Y} \quad (8)$$

または

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{11} & d_{12} & \cdots & d_{1n} \\ d_{21} & d_{22} & \cdots & d_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ d_{n1} & d_{n2} & \cdots & d_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_n \end{bmatrix}. \quad (9)$$

ここで \mathbf{X} 、 \mathbf{Y} 、 \mathbf{D} はそれぞれ測定磁界を要素とする n 次のベクトル、ループ電流の振幅を要素とする n 次のベクトル、そして3.1節で導入した微小ループ電流モデルから得られる n 行 n 列のシステム行列である。本論文では、導体上の磁界測定点と各ループの中心の x 、 y 座標が一致するように対象を分割するため、行列 \mathbf{D} は 11×11 の正平方行列となる。(8)式を直接逆行列法で各ループ電流の大きさを計算する。図6に示すように、ループ電流仮定面をマトリックス状に離散化し、 (p, q) 、 $(p-1, q)$ 、 $(p, q-1)$ 、 $(p-1, q-1)$ を取り囲む長方形の中心 S を考える。ループ電流モデルは、長方形 S に内・外接するループ電流を仮定しているため、長方形 S を取り囲む x 、 y 方向の岐路電流を長方形 S に内・外接するループ電流から計算し、 x 、 y 方向の電流をベクトル的に合成して長方形 S の中心を原点とする電流ベクトルを計算する。

3.3 周波数別電流分布推定

図2-4に示す各周波数にフーリエ級数で抽出された z 方向磁束密度分布を入力ベクトル \mathbf{X} としてシステム方程式を導き、それらを周波数毎に独立に解くことでループ電流分布を推定した。図7-9に求められたループ電流分布の等高線を示す。また、これらのループ電流分布から求めた電流ベクトルを図10-12に示す。モデル[a]に対する結果を考察すると、支配的なベクトルは図1のコイル形状を示していることがわかる。さらに、コイル間の相互作用の影響により、通電方向と逆向きの電流ベクトルが確認できる。また、モデル[b]の場合は、コイルが積層されているためコイル間の磁氣的結合が強く、コイル間の相互作用がモデル[a]のものよりも強く表れていることがわかる。これは、中層に配置したBからの磁束が、モデルの表面、裏面からでは、測定誤差、ノイズ等の存在しないシミュレーションにおいても、十分に求められないことを意味する。

4. まとめ

本論文では、異なった周波数で動作する単層、多層基板の電流分布の推定法を提案した。簡単な単層、多層の解析モデルを導入し、モデル基板の垂直方向の磁界分布を実験と計算によって求め、電流分布を推定し、両者の比較を行った。モデル基板に垂直方向へ生じる磁界分布は、多層の場合、各層の相互作用や、渦電流の影響が支配的となるため、実験、および有限要素解析による結果からも良好な結果が得られなかった。他方、単層モデル基板

では、比較的良好に異なる周波数別電流分布が推定された。多層基板中の電流分布を推定するためには、多層モデル基板の側面から放射される磁界分布を考慮した解析など、外部から測定可能な内部基板中の電流が与える磁界を活用する方法が考えられる。

参考文献

- [1] A.Takei, S.Hayano, Y.Saito, "A Weighed Inverse Matrix Approach to Searching for the Electric Field Sources", IEEE Trans. Magn., Vol. 36, No. 4, 2000.
- [2] 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」, 電学論, Vol. 120-A, No. 10, 2000
- [3] 白石加奈子, 早野誠治, 斎藤兆古: 「多層基板における周波数別電流分布推定法」 電気学会マグネティクス研究会資料, MAG-01-214 (2001)
- [4] Y.Saito, K.Takahashi and S.Hayano, "Finite element solution of unbounded magnetic field problem containing ferromagnetic materials", IEEE Trans. Magn, Vol. 24, No.6, 1988.

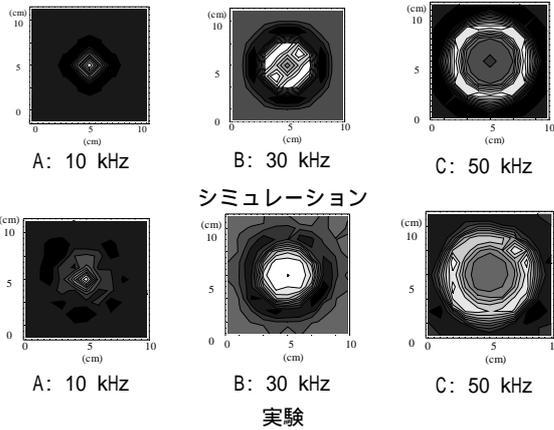


図2 周波数毎に分離した磁束密度分布 (モデル[a])

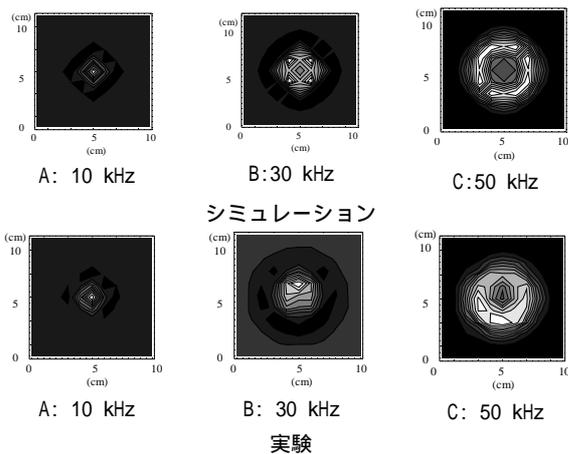


図3 周波数毎に分離した磁束密度分布 (モデル[b]/表)

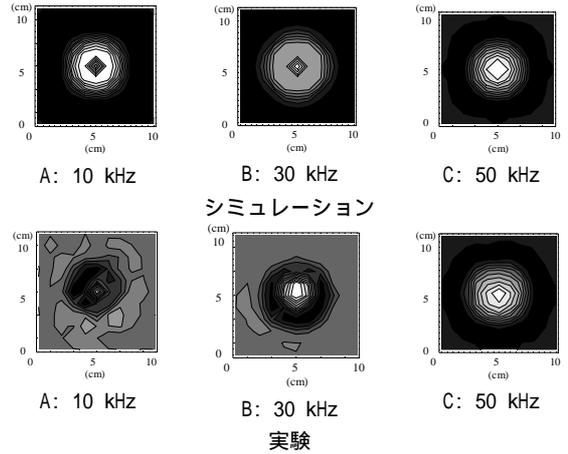


図4 周波数毎に分離した磁束密度分布 (モデル[b]/裏)

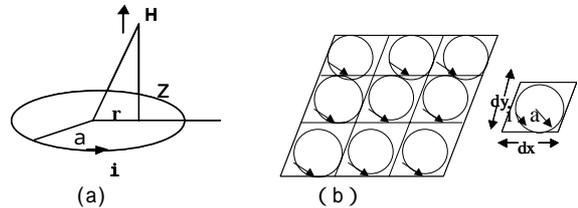


図5 ループ電流モデル

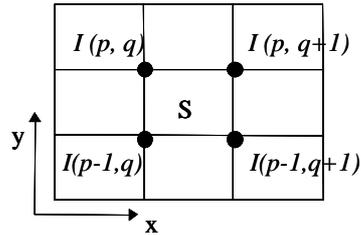


図6 電流ベクトルの考え方

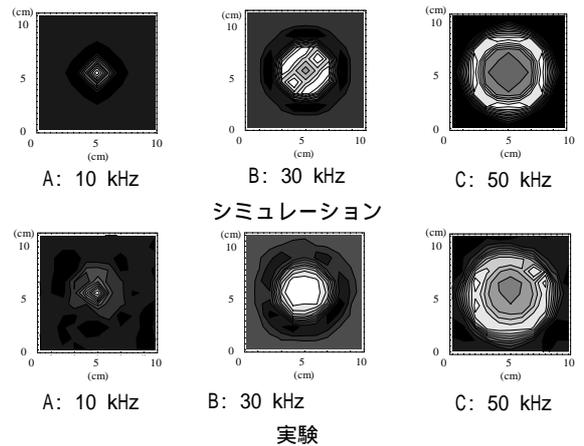
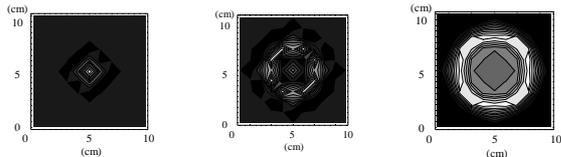
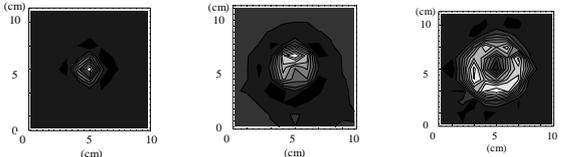


図7 求められたループ電流分布 (モデル[a])



A: 10 kHz B: 30 kHz C: 50 kHz

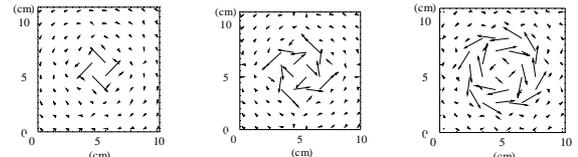
シミュレーション



A: 10 kHz B: 30 kHz C: 50 kHz

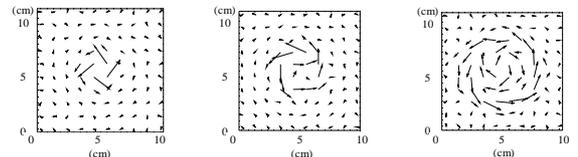
実験

図8 求められたループ電流分布(モデル[b]/表)



A: 10 kHz B: 30 kHz C: 50 kHz

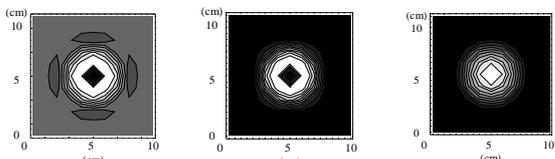
シミュレーション



A: 10 kHz B: 30 kHz C: 50 kHz

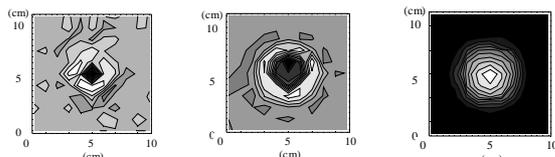
実験

図11 求められた電流ベクトル分布(モデル[b]/表)



A: 10 kHz B: 30 kHz C: 50 kHz

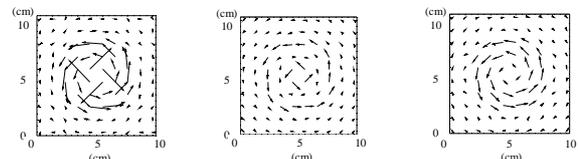
シミュレーション



A: 10 kHz B: 30 kHz C: 50 kHz

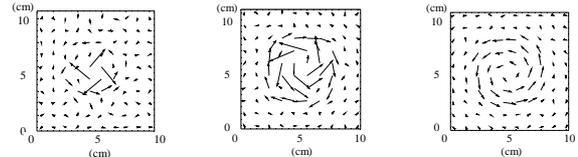
実験

図9 求められたループ電流分布(モデル[b]/裏)



A: 10 kHz B: 30 kHz C: 50 kHz

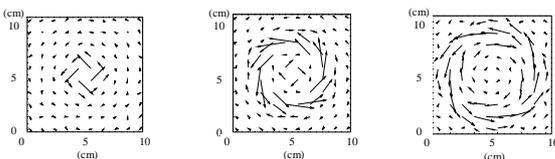
シミュレーション



A: 10 kHz B: 30 kHz C: 50 kHz

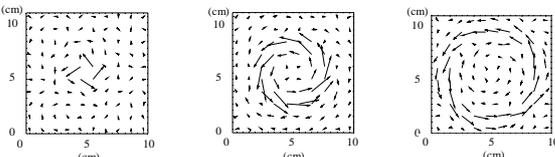
実験

図12 求められた電流ベクトル分布(モデル[b]/裏)



A: 10 kHz B: 30 kHz C: 50 kHz

シミュレーション



A: 10 kHz B: 30 kHz C: 50 kHz

実験

図10 求められた電流ベクトル分布(モデル[a])

キーワード.

双対映像法、可視化、多層基板

Summary.

Evaluation of the Frequency Classified Current Distributions on Printed Circuit Board

Kanako Shiraishi Hisashi Endo Seiji Hayano Yoshifuru Saito
Graduate School of Engineering, Hosei University

For inverse approaches visualizing the current distribution on the printed circuit board operating under different frequencies, we have examined the magnetic flux distribution by finite elements along with the strategic dual image method taking open boundary condition into account. Further, we have carried out the experimental verification to the simulations. The comparisons between simulated and experimented results have been carried out after classifying the estimated current distribution with an inverse calculation into the distinct frequency components by Fourier transform. As a result, we have concluded that estimation of the current distributions on the multi-layered printed circuit boards is difficult, however, in case of the single layered model could be evaluated with fairly good accuracy.

Keywords

Strategic Dual Image Method, Current Visualization, Multi-Layered Printed Circuit Board