

電子回路基板中の電流分布推定に関する研究

正員 増田 則夫 (日本電気(株)デバイス評価技術研究所)

正員 緑川 洋一 (法政大, 現 大分大学)

正員 斎藤 兆古 (法政大)

正員 遠矢 弘和 (日本電気(株)デバイス評価技術研究所)

A Study of Current Distributions on the Printed Circuit Boards

Norio Masuda, Member (Device Analysis Technology Labs., NEC Corporation)

Yoichi Midorikawa, Member (Oita University, formerly belong to Hosei University)

Yoshifuru Saito, Member (Hosei University)

Hirokazu Tohya, Member (Device Analysis Technology Labs., NEC Corporation)

With the developments of modern central processing unit (CPU), electromagnetic field coming from the printed circuit boards (PCB) is becoming a serious electromagnetic noise source. In order to reduce the noise coming from the PCB, it is essential to evaluate the current distribution on the PCB.

This paper proposes one of the promising methodologies evaluating for the current distributions from the measured magnetic fields. At first, the unknown current distributions are modeled by the loop currents. Second, we derive a system of equations by means of the elliptical functional approach, and solve the system equations which unknown parameters and equations are matched. Finally, we have succeeded in obtaining the current distributions on model PCB. And then, we applied same procedure to measured magnetic field distributions on the PCB of workstations in time region by loop probe. We demonstrate the usefulness of our methodology by applying to these magnetic field distributions.

キーワード：放射電磁界, 電磁ノイズ, プリント基板

(electromagnetic fields radiation, electromagnetic noise, printed circuit board)

1 はじめに

近年, 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化・高速化にともないCPUの動作周波数は高速化の一途をたどっている。CPUの動作周波数は周辺LSIと同期させるために周辺LSIの動作周波数の定数倍とすることが多い。このようなCPUの動作周波数の増加によって演算速度の高速化が実現されているが, 一方, 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。

本論文は, パーソナルコンピュータやワークステーションなどの小型計算機が周辺へ放射する電磁界ノイズを低減する方法を検討するため, 放射電磁界の根源となるプリント基板上の電流分布を推定する一方法を提案する。

通常, 電磁界解析は電流を既知とし, 電流が生ずる磁界

を求めるべき未知数として行われる。このような解析を順問題解析と呼ぶ^{1,2}。他方, 磁界が与えられ, この磁界から電流を求める解析を逆問題解析と呼ぶ^{1,2}。このような解析方法の観点から, 本論文は逆問題解析の一方法を提案するものである。

さて, 逆問題は多くの場合一意的な解を得るために何らかの拘束条件を必要とする。一意的な解が得られない理由は, 逆問題のシステム方程式が式の数よりも未知数の数を多く含むためであろう。本論文では, 式の数と未知数の数が等しいシステム方程式を導き解の一意性を確保する。しかしながら, 逆問題のシステム方程式で単純に式の数と未知数の数を一致させてもシステム行列が特異行列となり, 必ずしも解が求められるとは限らない。この問題を克服する手段として, 本論文では磁界源となる電流をループ電流でモデリングする。この結果導かれるシステム行列は, 磁

界測定点と電流間の距離に依存するが、多くの場合非特異行列となり逆行列が得られる。

本論文では、まず最初にループ電流モデルを採用したシステム方程式を導き、シミュレーションによって解の妥当性を検討する。次に、実際にCPUが動作時の回路基板から放射される磁界を測定し、電流分布を計算する。さらに、プリント基板の電源供給パターンやグランド設計の違いが電流分布へ及ぼす影響を考察する。

2 基礎方程式

ここでは図1に示すように、ある平面導体に分布する電流密度 \mathbf{J} を平面導体上の磁界 \mathbf{H} を測定することによって求める問題を考える。電流密度 \mathbf{J} は磁界 \mathbf{H} と次式で関係づけられる。従って、電流密度 \mathbf{J} は必ず次の関係を満足しなければならない。

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} \nabla \cdot \nabla \times \mathbf{H} &= \nabla \cdot \mathbf{J} \\ &= 0 \end{aligned} \quad (2)$$

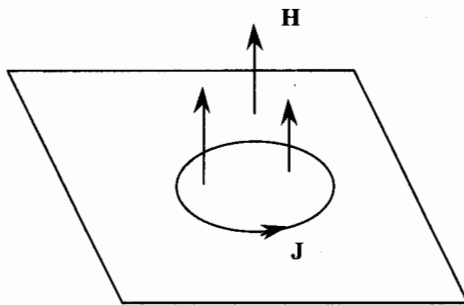


図1 電流密度 \mathbf{J} と磁界 \mathbf{H}

Fig.1 Current density \mathbf{J} and magnetic field \mathbf{H}

(2)式の関係はキルヒホッフの節点則と等価であり、電流密度 \mathbf{J} を面積について積分したある点に流入する電流密度 \mathbf{J} は流出電流と等しいことを意味する。(2)式を自動的に満足する電流の一例は図2に示す環状に循環するループ電流 \mathbf{i} である。これは環状導体の何れの部分でも必ず、入る電流と出る電流が等しいことによる。

ここでは推定される電流が図2に示すループ電流でモデル化されると仮定する。図2のループ電流 \mathbf{i} が与える z 軸方向の磁界 \mathbf{H} は(3a)式で与えられる。

ここで、 $K(\kappa)$ 、 $E(\kappa)$ はそれぞれ、第一種、第二種完全楕円積分である。さらに、磁界 \mathbf{H} は図2の z 軸方向成分であるから、ループ電流 \mathbf{i} は x 、 y 軸方向のベクトルであり、図2に示す環状経路に沿って流れる。

$$H = \frac{i}{2\pi} \left(\frac{1}{\sqrt{(a+r)^2 + z^2}} \right) \left[\frac{a^2 - r^2 - z^2}{(a-r)^2 + z^2} E(\kappa) + K(\kappa) \right] \quad (3a)$$

$$\kappa^2 = \frac{4ra}{(r+a)^2 + z^2} \quad (3b)$$

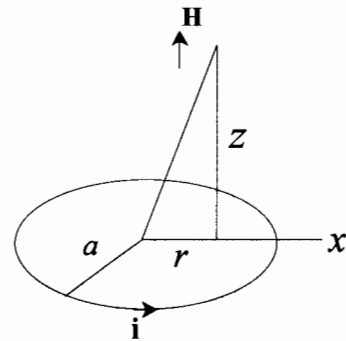


図2 ループ電流 \mathbf{i} の作る z 方向の磁界 \mathbf{H}
Fig.2 Magnetic field \mathbf{H} of z direction
by loop current \mathbf{i}

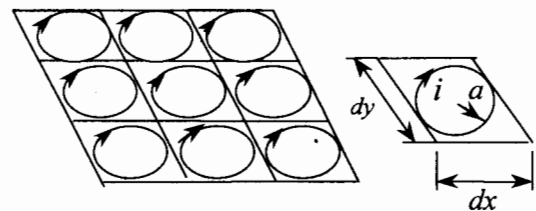


図3 ループ電流分布関数モデル

Fig.3 Loop current distribution function model

図1のループ電流を図3に示す微小ループ電流モデルに置き換える。すなわち、電流の分布する対象導体を図3に示すように微小長方形に分割し、分割された微小長方形領域それぞれに環流する電流を仮定する。これらの環流する電流を同図中に示す微小円形ループ電流で置き換える。円形ループの半径は(4)式によって決める。

$$a = \sqrt{\left(\frac{dx}{2}\right)\left(\frac{dy}{2}\right)} \quad (4)$$

(4)式で決まるループ半径 a は微小長方形で縦横比が等しい正方形に内接する円を意味する。この場合、問題対象全体を通して各正方形の中心と微小円形ループの中心が一致し、最も良い近似となる。縦横比が異なる微小長方形では、各長方形の中心と(4)式で決まる半径を持つ微小ループの中心を一致させることから問題対象全体の形状を正方形に変形して考えることになる。従って、この微小ループ電流分布モデルを適用する場合、分割された微小領域は正方形とすべきである。これは、電流が分布する導体面が長方形

の場合、縦と横で分割数を変更することで実現される。
いま、(3a)式を図3のモデルに適用すれば、

$$\mathbf{X} = D\mathbf{Y} \quad (5)$$

として離散化されたシステム方程式が得られる。ここで、ベクトル \mathbf{X} 、 \mathbf{Y} そしてシステム行列 D はそれぞれ、 n を磁界の測定点数、 m を微小ループ電流の個数として、

$$\begin{aligned} \mathbf{X} &= [H_1 \ H_2 \ \dots \ H_n]^T, \\ \mathbf{Y} &= [i_1 \ i_2 \ \dots \ i_m]^T, \\ D &= \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} & \dots & G_{1m} \\ G_{21} & G_{22} & \dots & G_{2m} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ G_{n1} & G_{n2} & \dots & G_{nm} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (6)$$

で与えられる。

(6)式で、 G_{ij} は(3a)および(3b)式から決まる係数であり、また、本論文では $n=m$ の正方なシステム行列 D について検討する。尚、以上述べた微小ループによる環流する電流モデル(円環モデル)を用いる理由は、微小ループ電流の与える磁界が、(3a)及び(3b)式を用いて比較的計算可能であるためである。また、微小ループ電流の個数を増やしていけば自然な電流分布に近づけることができる。

3 電流分布の推定

<3.1> 逆行列の相対誤差

測定面と電流分布面間の距離、および磁界測定点間の距離を変更して逆行列の相対誤差を調べる。磁界測定面と電流分布面におけるそれぞれの x 、 y 方向の測定範囲を10cmとする。磁界測定面と電流分布面、それぞれの x 、 y 方向の分割個数 n を2から10個まで5段階変更する。これは、磁界測定点間の距離を1cmから5cmまで5段階変更することに相当する。さらに両面間の距離を2cmから10cmまで変更し、ガウスの消去法による逆行列の相対誤差を計算する⁴。図4に結果を示す。

図4から、磁界測定面の分割数が少ない(磁界測定点間の距離が大きい)場合、磁界測定面と電流分布面間の距離が大きいても逆行列は計算可能であり、測定面と電流分布面間の距離が小さい場合、磁界測定点数である分割個数 n が大きく(磁界測定点間の距離が小さい)ても逆行列の計算が可能であることがわかる。ここでは、倍精度(12桁)で計算を行っているため、相対誤差 10^{-10} [%]を計算限界として調べた結果、図4より磁界測定点間の距離と両面間の距離がほぼ等しい場合、単純なガウスの消去法で逆行列が計算可能であることが判明した。

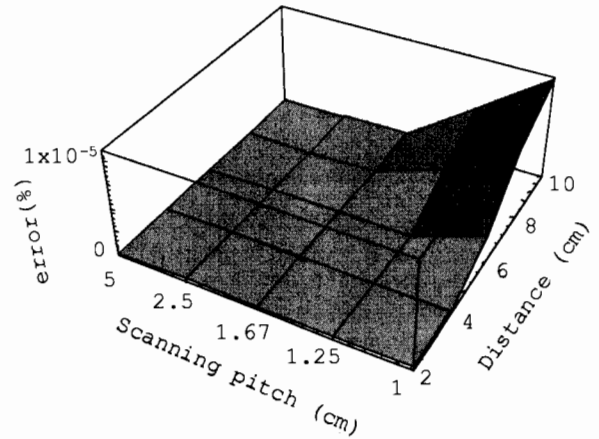


図4 ガウスの消去法による逆行列の相対誤差[%]

Fig.4 Relative error of inverse matrix by Gauss method

<3.2> シミュレーション

磁界測定点間の距離を1cm、磁界とプリント基板面間距離を1cmとする。求める微小ループ電流の個数は $16 \times 16 = 256$ 個である。但し、目的が電流分布の推定であるから電流分布と電流ベクトルの大きさは総て最大値で正規化する。

図5に正解の微小ループ電流分布ベクトル \mathbf{Y} の等高線を濃淡で示す。微小ループ電流は閉じた経路を流れているから隣接する微小電流ループ間の電流は互いの差になり、結局、電流ベクトルは微小ループ電流分布の等高線に沿って流れていることとなる。また、色が濃い方と薄い方それぞれ負と正に対応し、紙面の奥から手前方向を正方向としている。微小ループ電流のベクトルとしての方向は図2の z 方向であるから、図5の微小ループ電流分布において、隣接するループ電流間で接する点の電流を計算して得られた正解の電流ベクトル分布を図6に示す。この計算の物理的意味は、測定面に対して直交する成分の磁界の回転演算に相当する。

図6のモデル電流ベクトル分布が測定面へ与える磁界の計算を行う。すなわち、システム行列 D を作り、これにモデルの電流分布ベクトル \mathbf{Y} を掛け算し測定面の磁界ベクトル \mathbf{X} を計算する。この磁界ベクトルから微小ループ電流ベクトルを逆行列計算により求める。図7が計算による微小ループ電流分布の等高線である。図5のモデル微小ループ電流分布を完全に再現していることがわかる。図8は図7から求めた電流ベクトル分布である。図6と一致した分布である。よって測定面の磁界ベクトル \mathbf{X} が測定できれば電流ベクトル分布が計算可能である。

図9、10はループ個数を 8×8 個として解析した場合の分布図であり、分布図が粗くなってきていることを示している。これは磁界分布を観測する際の解像度が低いことに対応しており、測定と解析の際にはループモデルによる分割数に注意する必要がある。図11は横軸にループ個数、縦軸に正解とモデル解の相関係数の関係を示す図である。ループ個数が増えると正解の電流分布と相関が高くなり正しい解が得られていることが分かる。

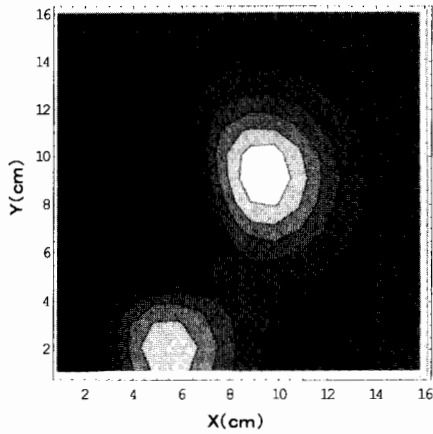


図5 厳密な微小ループ電流分布の等高線

Fig.5 Contour line of current distribution by small loop

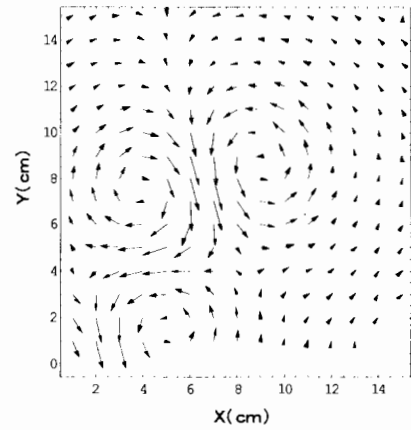


図8 計算によるベクトル電流分布 (n=16:ループ個数=256)

Fig.8 Current vector distribution by rotation operation. (n=16:Loop number=256)

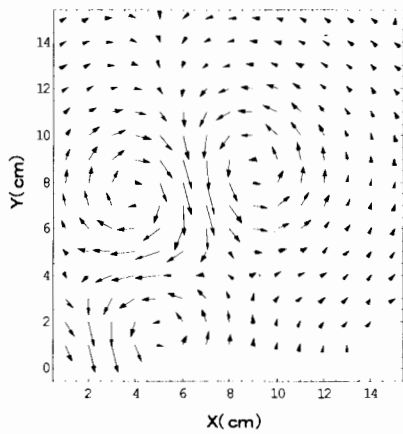


図6 微小ループ電流分布を回転演算することで得られた電流ベクトル分布

Fig.6 Current vector distribution obtained by rotation operation.

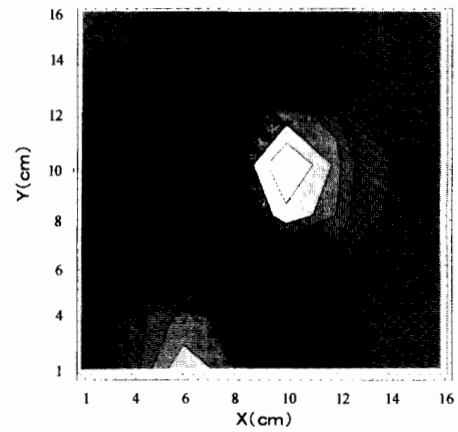


図9 逆行列によるループ電流分布の等高線 (n=8:ループ個数=64)

Fig.9 Contour line of loop current distribution by inverse matrix. (n=8:Loop number=64)

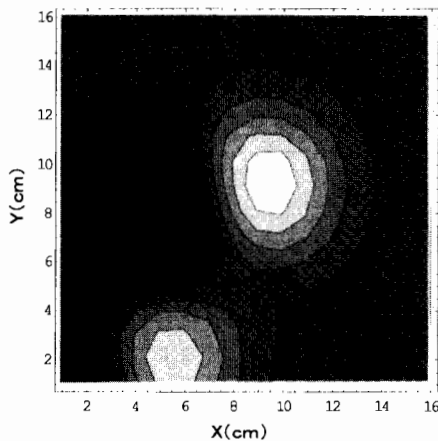


図7 逆行列によるループ電流分布の等高線 (n=16:ループ個数=256)

Fig.7 Contour line of loop current distribution by inverse matrix. (n=16:Loop number=256)

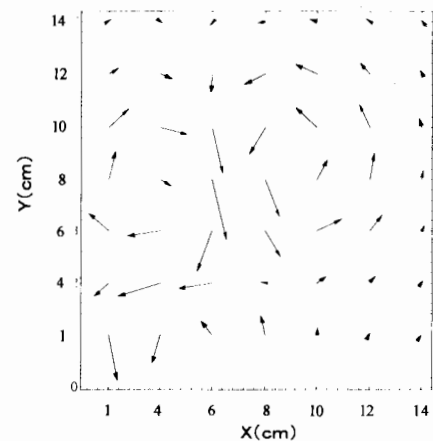


図10 計算による電流ベクトル分布 (n=8:ループ個数=64)

Fig.10 Current vector distribution by rotation. (n=8:Loop number=64)

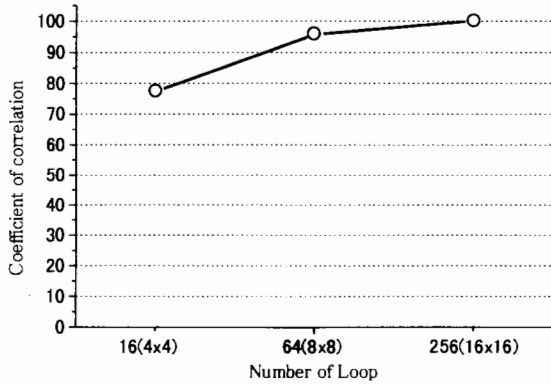


図11 ループ個数と相関係数

Fig.11 Number of loop and Coefficient of correlation.

ここでは、2次元電流分布推定問題で、測定条件が理想的に設定できる場合に有効な直接逆行列による電流ベクトル分布計算法を述べた。この方法は、測定条件が限定されるが、解に曖昧さのない厳密な解を与える。このため、データベースシステム等の装置に組み込むには最も信頼できる方法である。予め、測定条件に応じた逆行列を計算しておき、これをデータベースとして使えば、リアルタイムで電流ベクトル分布が観測可能である。

＜3.3＞ ループアンテナによる実験⁵

図12に磁界分布測定装置の概略図を示す。磁界分布測定装置は大きく分けて、磁界分布を測定する計測ブロックと信号処理を行う電子装置ブロックからなる。磁界分布を測定する計測部は、平面状の被測定物を設置するプラットフォームと被測定物上をx-y方向へ移動するループプローブ（サーチコイル）を装着した可動部分からなる。磁界分布を測定するプローブ部分は非磁性体で構成された一種のx-yプロッターであり、ペンの代わりにプローブを装着した構造である。電子装置ブロックはオシロスコープ、パーソナルコンピュータ等からなる。このオシロスコープは周期的な同期信号によりトリガーをCH1で検出し、プローブが接続されたCH2ではこのトリガーによりループプローブの出力波形のサンプリングとデジタルストレージが開始され、GP1Bを通して外部記録装置に記録される。オシロスコープのCH2に接続されたサーチコイルは被測定物上をx, y方向に移動して各位置での磁界波形（128ポイント）を測定することにより磁界分布を得る。

今回測定に使用したのは大小2つのループアンテナである。図13に示すように直径6cmと3cmのEMCO製シールドループアンテナ（7405, 7406）を並べて配置し発振させた。供給した信号は80MHzの正弦波で、磁界の方向は反転（位相を180度シフトさせることに相当）させた。ループアンテナ表面とループプローブ（測定用サーチコイル）の距離は5mmで、ループプローブの可動範囲はx, y軸に沿ってそれぞれ290mmとした。サンプリングポイントはx, y軸ともに30点とした。直径6cmのループアンテナの直下には直径1cmのトリ

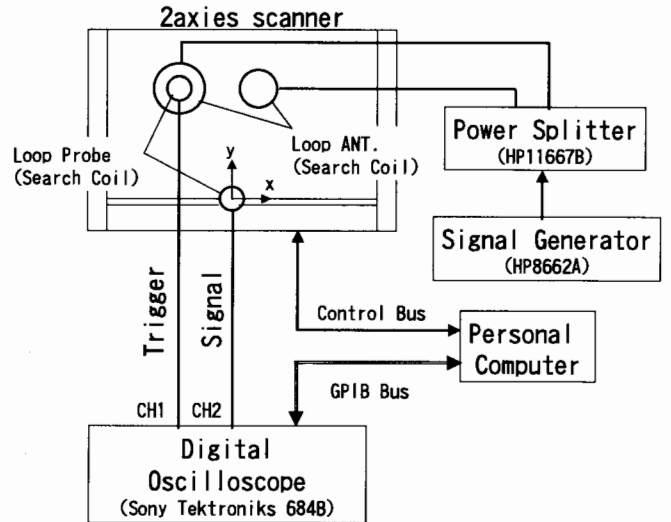


図12 測定系

Fig.12 Measurement system

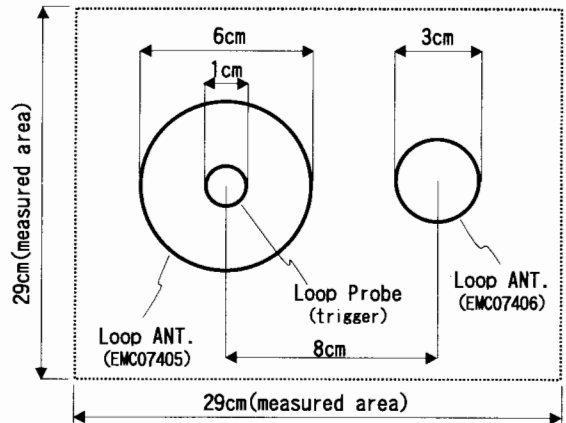


図13 ループアンテナの配置図

Fig.13 Loop ant.

ガー検出用のループプローブを配置した。このループプローブによりサンプリングされた出力波形の立ち上がりトリガー信号とした。

図14にループプローブの出力波形から求めた磁界分布の一例を示す。この図は同期信号によるサンプリング開始から22.4ns後の磁界分布であり、磁界強度が最大付近の時間で30×30の各測定ポイントの磁界強度を80MHzにおけるループアンテナの校正係数による補正を加えて図示してある。波形のサンプリング周波数は2.5GHzで、サンプリングポイント数は128である。ここで、この分布画像がサンプリングされた時間を新たに0nsとする。

図15に図14から求められた電流ベクトル分布を示す。尚、図示上の理由により値が大きいベクトル量のみを図示してある。図15より中央右のループアンテナ（小）と中央左のループアンテナ（大）のベクトルの向きが反転している。これは磁界を発生させる向きを反転させているためである。

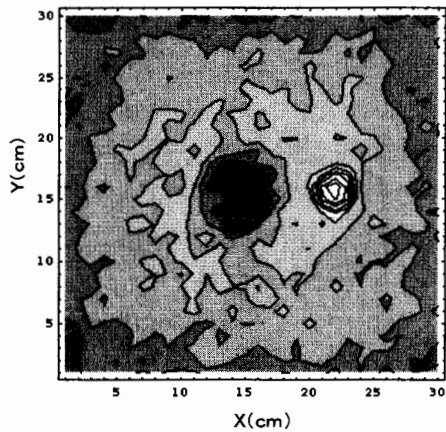


図14 ループアンテナの磁界分布(0ns)

Fig.14 Magnetic field distribution of loop ant. (0ns)

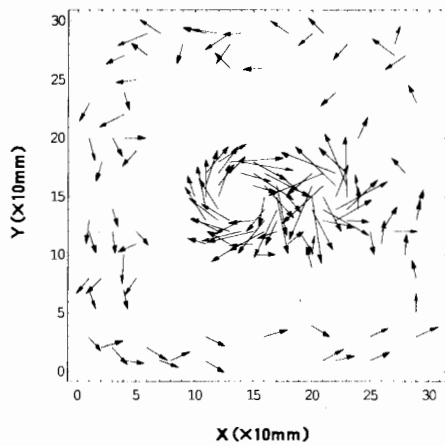


図15 ループアンテナによる電流ベクトル分布(0ns)

Fig.15 Current vector distribution of loop ant. (0ns)

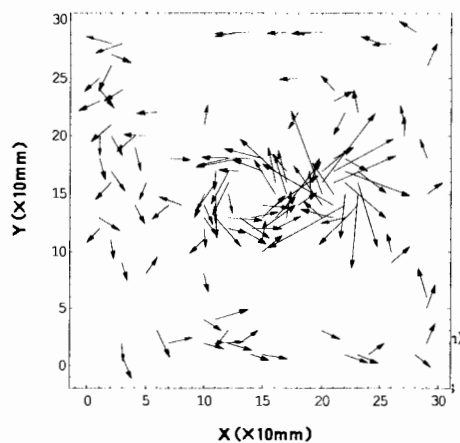


図16 ループアンテナの電流ベクトル分布(4.8ns)

Fig.16 Current vector distribution of loop ant. (4.8ns)

図16は図15から4.8ns経過後のベクトル分布である。2個のアンテナを流れる電流分布が図15と比べて反転しているこ

とが分かる。

〈3.4〉 ワークステーション基板による実験

次にNEC製ワークステーション上の磁界分布を解析した結果について示す。測定対象としたプリント配線基板を図17に示す。この基板の上面にはCPU回路やメモリー等のLSIが装着されているため、凹凸がある。このため、凹凸の少ない基板の裏面から放射する磁界分布を測定した。基板の裏面とサーチコイルまでの距離を5mm、ループプローブの可動範囲をx, y軸に沿ってそれぞれ29cmとした。測定ポイントはx, y軸、それぞれ30点とした。このワークステーションのMicro Processor Unit(MPU)内部動作クロックは80MHzであり、主要な外部動作クロックは、20/40MHzである。図示されているループプローブ走査範囲はCPU回路の裏面にあっている。前節で述べたのと同じ方法で測定を行い各測定ポイントでの波形を得た。さらにこの波形をフーリエ変換し、80MHzのスペクトラムのみを抽出した。また、同期信号はMPUにクロックを供給しているオシレータ(40MHz)から得た。尚、測定距離は5mmであり、ループプローブは、ほぼ1cm×1cmの範囲の磁界のみを受信していると考えられる。

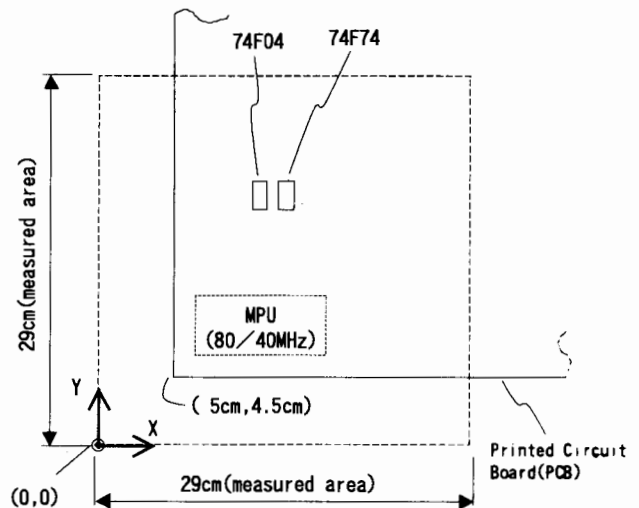


図17 ワークステーション用PCB

Fig.17 PCB of workstation

図18はこの基板の磁界分布から求められた電流ベクトル分布である。クロックドライバ周辺に大きな電流ベクトルが推定されている。デバイスを中心として図の上側向かって数本のベクトルが存在しており、デバイス周辺を線状の電流が流れていることを示している。実際にこの電流経路はクロック配線パターンに相当している。またデバイスから周辺の電源層や配線パターンを通して電流が流れ出している様子が観察される。装置全体の測定を行うと、このクロックシステムの動作に起因する電流が周辺インタフェース及び接続ケーブル等を経由して放射電界として放射されていることが分かっている。遠方界における80MHzの放

射量はノイズ規制値に対するマージンが少ない。

図19は同じワークステーションの基板の設計を変更したサンプルの測定結果である。この基板はCPU回路（3.3V系）と周辺回路（5V系）のグランド層を分離し、さらにCPU回路の給電層にフィルタ回路を挿入している。この電流ベクトルは図18と同じような分布となっているが、そのベクトルの大きさの最大値は図18の約1.3倍となっている。また、ベクトル分布が全体的に左回転しているような分布になっている。この理由としては、CPU周辺を環流している高調波の成分が変わったため、図19に示されているようにCPU周辺のベクトルが大きくなったと考えられる。また、クロック信号電流が流れる経路が変わったため、デバイス周辺の磁界分布がループアンテナのような放射パターンを持ったため、周回するような電流分布が得られたと考えられる。実際に図19の配線化基板の遠方界での放射電界強度は、CPU回路の動作クロック周波数である80MHzで測定すると、図18のオリジナル基板よりも10dB低下している。これはCPUのクロック系統から漏洩する高周波電流が減ったため、周辺回路やケーブルなどから放射量が低減したためである。以上よりプリント基板の設計が、CPU回路から漏洩するノイズ電流に影響を与えることが電流ベクトル分布によって示された。

4 まとめ

本論文では、CPUを搭載したプリント基板から放射する高周波電磁界ノイズを低減するための基礎的検討を行うことを目的として、プリント基板上の電流ベクトル分布を推定する方法を提案し、実際のワークステーション基板上の電流ベクトル分布を推定した。その結果、プリント基板からの電磁界放射とCPU付近で環流している電流分布に関連があることが分かった。

参考文献

- [1] 斎藤：“電磁界系逆問題解析技術の進歩”，電気学会論文誌A，解説，Vol. 114-A，No. 6，pp. 432-438(1994)
- [2] 斎藤：“離散値系ウェーブレット変換の電磁界計算への応用”，電気学会論文誌A，解説，Vol. 116-A，No. 10，pp. 838-839(1996)
- [3] Milos Stafil: Electrodynamics of Electrical Machines, Iliffe Books Ltd. (1967), p. 124.
- [4] Skeel, Keiper: Elementary Numerical Computing with Mathematica, McGraw-Hill (1993), p. 146
- [5] 増田，緑川，斎藤，遠矢：“電子回路中の電流分布推定に関する研究”，電気学会マグネティクス研究会資料，MAG-98-128，pp. 13-18(1997)

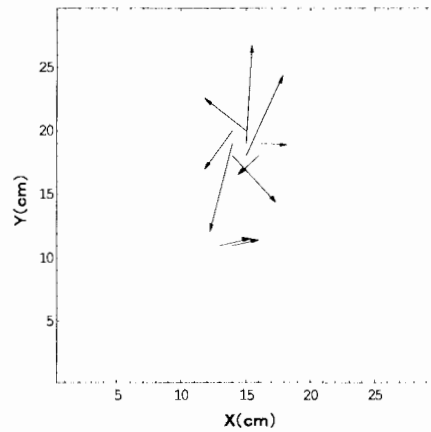


図18 ワークステーション用プリント基板の電流ベクトル分布

Fig.18 Current vector distribution on PCB of workstation.

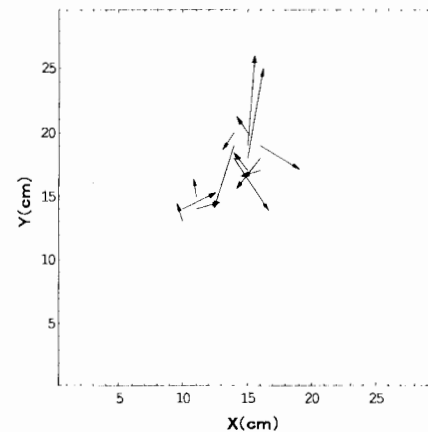


図19 改善設計したワークステーション用プリント基板の電流ベクトル分布

Fig.19 Current vector distribution on PCB of improved workstation.

(平成10年 4月 6日受付，平成11年 2月23日再受付)

増田 則夫



(正員) 1961年7月4日生。1986年3月東京工業大学大学院総合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、光通信装置の開発に従事。現在、日本電気株式会社デバイス評価技術研究所主任。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、エレクトロニクス実装学会、IEEE会員。

緑川 洋一



(正員) 1970年7月4日生。1998年3月法政大学大学院工学研究科電気工学専攻博士課程修了。博士(工学)。同年、ケミカルグラウト株式会社入社。1999年4月より大分大学工学部電気電子工学科助手、現在に至る。主として、高周波空心変圧器、ノイズフィルター、ウェーブレット変換などに関する研究に従事。日本AEM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。博士(工学)。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。International Journal of Applied Electromagnetics in Materials, Editorial Board, IEEE, 電子通信情報学会、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、コンピュータの回路技術開発に従事。1992年12月よりデバイス評価技術研究所EMC技術センター長。以後EMC技術の研究開発に従事。1999年3月九州大学大学院博士課程修了。博士(工学)。電子情報通信学会会員。

