法政大学学術機関リポジトリ
HOSEI UNIVERSITY REPOSITORY

PDF issue: 2025-07-04

電界源探査に関する逆解析

TAKEI, Amane / 武居, 周 / 早野, 誠治 / 齊藤, 兆古 / HAYANO, Seiji / SAITO, Yoshifuru

(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)
2
(開始ページ / Start Page)
99
(終了ページ / End Page)
105
(発行年 / Year)
2001-02-01

論 文

電界源探査に関する逆解析

正 員 武居 周 (富士通㈱)

正 員 早野 誠治 (法政大)

正 員 斎藤 兆古 (法政大)

Inverse Analysis to the Electric Field Source searching

Amane Takei, Member (FUJITSU LIMITED),
Seiji Hayano, Member, Yoshifuru Saito, Member (Hosei University)

This paper proposes the two approaches evaluating an electric field source distribution from locally measured electric field. We try to evaluate unique solutions of the inverse problem by means of the weighted inverse matrix and the vector sampled pattern matching (SPM) methods.

The weighted inverse matrix method is one of the generalized inverse matrix methods, which may be possible to give the good solutions when the solution is represented in terms of the continuous functions. The vector SPM method is an iterative solution strategy in order to obtain an approximate solution.

At first, the simple simulation examples are solved by both methods and compared in order to examine the nature of both solution strategies. Second, we apply both solution strategies to the electric field source searching from the locally measured electric field on a DC/DC switching converter.

キーワード：EMC 問題、重み付き逆行列法、ベクトル型 SPM 法

1 はじめに

近年の半導体回路素子の低価格・高速化に伴い、電子・情報機器は過去に例を見ない程急速に発展した。特に一般家庭向け電化製品の情報家電化も現実のものとなりつつある。一方、CPU クロックの高周波化に伴いマザーボード等の回路基盤より生じる放射電磁界による人体や他の機器に対する影響が懸念されている。いわゆる EMC 問題である。電子・情報機器近傍の測定された電磁界分布を用いて電磁界源の特定、あるいは漏洩電磁界を最小にするような回路設計は EMC 問題を抜本的に解決するための第一歩であるが、これらの問題は多くの場合逆問題を解くことに帰着することが知られている。

このような状況に鑑み筆者らは、逆問題解析法を用いた電磁界源探査に関する研究を行っている。逆問題の多くは、局所的な情報に対応する式の数よりも多い情報源に対応する未知数の数を持つ線形システムを解くことに帰する。換言すれば、逆問題のシステム方程式は式の数よりも未知数の数が圧倒的に多い連立方程式である。このような線形システムは、システム行列が長方行列であるため逆行列が計算できない。このため、逆問題のシステム方程式は不適切(ill posed)な線形システムと呼ばれ、従来の線形空間論では一意的な解が得られない。

本論文では、逆問題解析法である重み付き逆行列法とベクトル型サンプルドパターンマッチング（Sampled Pattern Matching、以下 SPM と略記）法を電界源探査問題に適用し、両手法によって得られた解の比較・検討を行う。重み付き逆行列法はシステムを厳密に満足する解を与える逆行列型解法の一種である。多くの物理系における解の形は解の存在する空間座標の連続関数として表される。重み付き逆行列法は解が空間座標の関数として級数展開可能であることを拘束条件とし、展開された級数の係数を決定することで逆問題の解を得る方法である[1]。他方、SPM 法は反復型解法の一種であり近似的に解を算出する。SPM 法に関して以前から多くの研究がなされ、パーソナルコンピュータにおける漏洩磁界源探査問題や生体系逆問題のみならず金属の欠損探査に関する逆問題に適用した結果、WPW(Wolf-Perkinson-White)心臓病の副伝導路の解明や金属板中の複数個の欠損探査等、良好な結果が期待できるこ

とが判明している。

本論文は重み付き逆行列法とベクトル SPM 法による解を比較し、これらの妥当性を吟味する。最初に、測定された電界強度分布から電界源である電荷分布を推定するシミュレーションを行った結果について述べる。次に、具体的問題への応用例として DC/DC コンバータ近傍で測定された電界から回路基盤上の電荷分布を推定する。これは、電気・電子機器の漏洩電界から漏洩電界源を探査する問題の基礎的考察を可能とし、電気・電子機器の漏洩電磁界問題解決の根幹となるものである。

2 システム方程式

一般に逆問題のシステム方程式は次式で与えられる。

$$\begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \cdot \\ y_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} G_{11} & G_{11} & \cdot & G_{1m} \\ G_{21} & G_{22} & \cdot & G_{2m} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ G_{n1} & G_{m2} & \cdot & G_{nm} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \cdot \\ x_m \end{pmatrix} \quad , \quad m > n$$

$$or$$

$$\mathbf{Y} = C\mathbf{X} \tag{1}$$

(1)式で、$\mathbf{X}$ は m 次のフィールド源ベクトル、$\mathbf{Y}$ は n 次のフィールドベクトル、C は n 行 m 列のシステム行列で各要素 G_{ij} が離散化されたグリーン関数もしくはグリーン関数の空間微分である。また、n と m は、それぞれ、測定点数と推定対象領域内の分割個数（解ベクトル $\mathbf{X}$ の要素数）を示す。

順問題解析が式と等しい未知数の数を持つ連立方程式を解くことに帰するのに対して、逆問題解析は式の数に比較して未知数の数が圧倒的に多い不適切なシステム方程式を解くことに帰する。これは、限られた情報からシステム全体を把握せんとする問題が、いわゆる逆問題となるためである。局所的な情報である測定位置におけるフィールド分布から全空間の情報源であるフィールド源分布を求めることは、n 行 m 列（$m>n$）の横長の長方行列の逆行列を求めることに他ならない。

〈2.1〉 重み付き逆行列法

重み付き逆行列(Weighted Inverse Matrix. 以下 WIM と略記)法により(1)式で表されるシステム方程式の解を導くことを考える。(1)式で、解ベクトルを以下のように仮定する。

$$\mathbf{X} = W\mathbf{s} \tag{2}$$

ここで W は重み行列である。重み行列 W はある関数系で決定した m 行 n 列($m>n$)の縦長の行列であり、$\mathbf{s}$ は n 次のベクトルである。(2)式を(1)式に代入すれば(3)式が得られる。

$$CW\mathbf{s} = \mathbf{Y}$$

$$or \tag{3}$$

$$\mathbf{s} = (CW)^{-1}\mathbf{Y}$$

(3)式の係数ベクトル $\mathbf{s}$ を(2)式に代入して、解ベクトル $\mathbf{X}$ は(4)式で与えられる。

$$\mathbf{X} = W(CW)^{-1}\mathbf{Y} \tag{4}$$

(4)式でシステム行列と重み行列の積 CW は正方行列となり、CW の逆行列が計算可能であることが WIM 法の前提条件である。また、(4)式において $W=C^T$ としたとき $\mathbf{X}$ は最小ノルム解となることが知られている[2,3]。

WIM 法で、最も重要なことは重み行列 W の決定である。本研究においては重み行列を(5)式のフーリエ級数により決定する。これは解をフーリエ級数展開可能であると仮定する事と等価である。フーリエ級数は任意の波形を表現する事が可能なので良好な結果が期待できる。

$$\begin{aligned} X(x,y) &= \mathbf{w}\cdot\mathbf{s} \\ &= [1, \cos x, \sin x, \cos y, \ldots] \begin{bmatrix} s_0 \\ s_1 \\ \cdot \\ s_{n-1} \end{bmatrix} \\ &= s_0 + s_1\cos x + s_2\sin x + s_3\cos y + s_4\sin y \\ &\quad + s_5\cos x\cos y + s_6\cos x\sin y + s_7\sin x\cos y \\ &\quad + s_8\sin x\sin y + \ldots \end{aligned} \tag{5}$$

解の存在する空間 x, y が、それぞれ Δx, Δy ずつ $m_x \times m_y$ 個の領域に分割されたとすれば、(5)式は(6)式のように離散化され重み行列が決定される。

$$\mathbf{X} = W\cdot\mathbf{s}$$

$$= \begin{pmatrix} 1 & 1 & 0 & 1 & . \\ 1 & \cos\Delta x & \sin\Delta x & \cos\Delta y & . \\ 1 & \cos 2\Delta x & \sin 2\Delta x & \cos 2\Delta y & . \\ . & . & . & . & . \\ 1 & \cos(m-1)\Delta x & \sin(m-1)\Delta x & \cos(m-1)\Delta y & . \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \\ . \\ s_{n-1} \end{pmatrix}. \tag{6}$$

〈2.2〉 ベクトル型 SPM 法

本論文では新しい反復型解法であるベクトル型 SPM 法を用いる。従来の SPM 法は点検索型である[4,5]。これに対してベクトル型解法は一斉評価型の解法で、列検索により解を評価するので計算速度が非常に高速で大局的な解を推定することが可能である。

(1)式においてシステム行列 C を列ベクトル $C=[\mathbf{C}_1,\mathbf{C}_2,,,\mathbf{C}_m]$ で表現すれば(1)式は(7)式のように書ける。

$$\mathbf{Y}=\sum_{i=1}^{m}x_i\mathbf{C}_i \tag{7}$$

(7)式を(8)式のように正規化する。

$$\frac{\mathbf{Y}}{|\mathbf{Y}|}=\sum_{i=1}^{m}\frac{|\mathbf{C}_i|}{|\mathbf{Y}|}x_i\frac{\mathbf{C}_i}{|\mathbf{C}_i|}$$

$$or$$

$$\mathbf{Y}'=\sum_{i=1}^{m}x_i'\mathbf{C}_i'$$

$$=C'\mathbf{X}' \tag{8}$$

(8)式はフィールドベクトル $\mathbf{Y}$ が必ずシステム行列の列ベクトル $\mathbf{C}_i$ の線形結合で与えられることを意味する。従って、k 回目の反復解 $\mathbf{X}^{(k)}$が与えるフィールドベクトル $C\mathbf{X}^{(k)}$ とフィールドベクトル $\mathbf{Y}$ 間の内積は(9)式のようになる。

$$f(\mathbf{X}^{(k)})=\frac{\mathbf{Y}^{\mathrm{T}}}{|\mathbf{Y}|}\cdot\frac{C\mathbf{X}^{(k)}}{|C\mathbf{X}^{(k)}|} \tag{9}$$

(9)式を解の評価関数として (10)式が成立するような解ベクトル $\mathbf{X}^{(l)}$を探査する考え方が SPM 法の基本的着想である。

$$\lim_{k\to l}f\left(\mathbf{X}^{(k)}\right)=1 \tag{10}$$

(8)式で、近似的に解の初期値を(11)式として、残差ベクトルが(12)式で与えられたとする。

$$\mathbf{X}'^{(0)}=C'^{T}\mathbf{Y}' \tag{11}$$

$$\Delta\mathbf{Y}^{(1)}=\mathbf{Y}'-C'\mathbf{X}'^{(0)}=C'\Delta\mathbf{X}^{(0)} \tag{12}$$

(12)式で残差ベクトル$\Delta\mathrm{Y}^{(1)}$を与える解の誤差ベクトル$\Delta\mathrm{X}^{(1)}$は(13)式で与えられる。

$$\Delta\mathbf{X}^{(1)}\to C'^{T}\Delta\mathbf{Y}^{(1)} \tag{13}$$

よって、第一近似解ベクトル $\mathrm{X}'^{(1)}$は(14)式となる。

$$\mathbf{X}'^{(1)}=\mathbf{X}'^{(0)}+\Delta\mathbf{X}^{(1)} \tag{14}$$

解ベクトル $\mathrm{X}'^{(1)}$の評価は、(9)式より(15)式が(10)式を満足するかで行われる。

$$f(\mathbf{X}^{(1)})=\frac{\mathbf{Y}^{\mathrm{T}}}{|\mathbf{Y}|}\cdot\frac{C\mathbf{X}^{(1)}}{|C\mathbf{X}^{(1)}|}=\frac{\mathbf{Y}^{\mathrm{T}}}{|\mathbf{Y}|}\cdot\frac{|\mathbf{Y}|C'\mathbf{X}'^{(1)}}{|\mathbf{Y}||C'\mathbf{X}'^{(1)}|}=\mathbf{Y}^{\mathrm{T}}\cdot\frac{C'\mathbf{X}'^{(1)}}{|C'\mathbf{X}'^{(1)}|} \tag{15}$$

(12)-(14)式を一般化すると、(16)式のように書くことができる。

$$\mathbf{X}'^{(k)}=\mathbf{X}'^{(k-1)}+C'^{T}\left(\mathbf{Y}'-C'\mathbf{X}'^{(k-1)}\right) \tag{16}$$

(16)式はベクトル型 SPM 法の反復解を与える。

3 シミュレーションによる原理検証

ここでは、測定電界から電荷分布を推定するシミュレーションを行う。

〈3.1〉 グリーン関数

静電界系のグリーン関数の空間微分は(17)式で与えられ、(1)式のシステム行列が決定される。

$$G_{ij}\propto\frac{1}{4\pi\,r_{ij}^{2}} \tag{17}$$

〈3.2〉 モデリング

電荷分布を推定する対象領域の縦と横をそれぞれ *targetLengthY*, *targetLengthX* とする。また、それぞれの分割個数を m_y と m_x とする。電荷が分布する面に平行に位置する電界強度測定面の縦と横をそれぞれ *sensingLengthY*, *sensingLengthX* とし、測定点数は横方向を n_x、縦方向を n_y とする。さらに、電荷が分布する平面と電界強度測定面間の距離を *zOff* とする。

離散化は図1に示すように行う。離散化された推定面において、電荷はメッシュの中心に位置し、その大きさは電荷密度とメッシュの微小面積との積で与えられる。電界強度が測定される点は測定面のメッシュの中心に位置する。

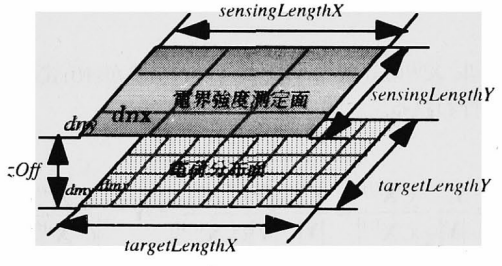
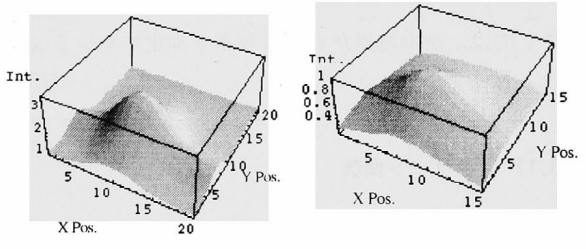


図1　2次元電荷分布探査問題のモデル
Fig.1.　Model description

ターゲットと測定面それぞれの *x,y* 方向の長さを 1.0m とする。さらに、測定点個数は n=15×15、ターゲットの分割個数は m=20×20 であり、測定面と対象面間の距離を *zOff*=5cm とする。

図2に集積回路等におけるキャパシタンスの集合を仮定したモデル電荷分布（正解）を示す。また、図 2(a)より計算した測定面に与える電界強度分布を図 2(b)に示す。

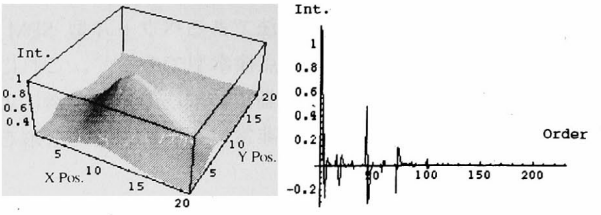


(a)　モデル電荷分布　(b)測定面における電界強度
（正解）

図2　シミュレーションモデル
Fig.2.　Simulation model

〈3.3〉　WIM 解とその妥当性

図 2(b)に示す電界強度から WIM 法により電荷分布を推定する。この計算は 15×15 個の測定結果より 20×20 個のフィールド源を求めるものである。これは、225 個の式に対して 400 個の未知数を持つ不適切な線形システムを解くことを意味する。図 3(a)に得られた解、図 3(b)にそのフーリエ係数を示す。正解の電荷分布（図 2(a)）とのベクトル空間相関度は 0.99999 であり良好な推定結果が得られている。



(a)WIM 法による推定解　　(b)解のフーリエ係数
（正解との相関度=0.99999）

図3　推定結果とそのフーリエ係数の収束状況
Fig.3.　Weighted inverse solution and the coefficients of Fourier series

この問題では解をフーリエ級数の第 225 項までで表現可能な関数と仮定している。解のフーリエ係数は、第 80 項以降完全に 0 に収束している。従って、得られた WIM 解は物理的に正しい解であると判断することが出来る[6,7]。この結果は級数の項数、すなわち測定点個数が 81(9×9)個程度でも十分な精度で解が得られることを意味する。

〈3.4〉　ベクトル型 SPM 法による解

図4に 225 回の反復で(9)式の評価関数が 1 となるベクトル型 SPM 法による解を示す。初期値は図 2(b)の値より(11)式に従い得られる。正解との空間相関度は 0.9998 で WIM 法による解と同様に良好な推定結果が得られた。

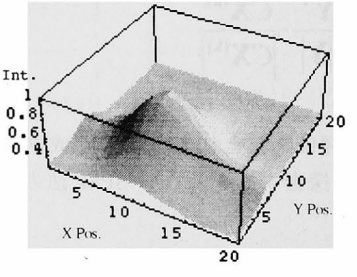
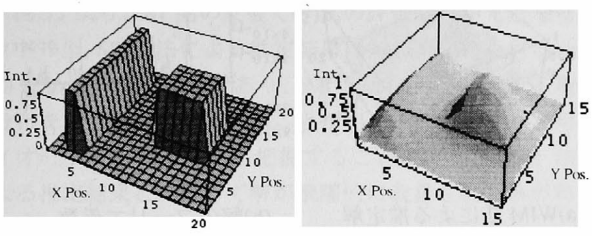


図4　ベクトル型 SPM 法による推定解
（正解との相関度=0.9998）
Fig.4.　Vector type SPM solution

〈3.5〉　解に不連続点が含まれている場合

ここでは、図 5(a)に示すような解に不連続点が含まれている場合について考える。測定点個数は n=15×15、ターゲットの分割個数は m=20×20 であり、測定面と対象面間の距離を *zOff*=5cm とする。

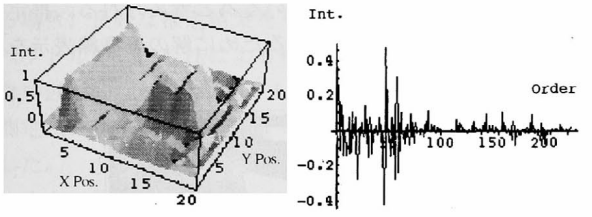


(a)モデル電荷分布　　(b)測定面における電界強度

図 5　解に不連続点が含まれる場合のモデル

Fig.5.　Simulation model with discontinuous points

図 5 に示す電界強度から WIM 法により電荷分布を推定する。推定結果を図 6(a)、解のフーリエ係数を図 6(b)に示す。



(a)WIM 法による推定解　　(b)解のフーリエ係数

(正解との相関度=0.95861)

図 6　推定結果とそのフーリエ係数の収束状況

Fig.6.　Weighted inverse solution and the coefficients of Fourier series

推定解と正解（図 5(a)）とのベクトル空間相関度は 0.95861 であり、強度・位置が平均的に正しく推定されている。また、解のフーリエ係数より得られた解は物理的に正しい事が判るが、図 3(b)と比較して高次の項まで振動ながら収束をしている。すなわち、解に不連続点が含まれている場合、物理的に正しい解を得るためには解が連続的な分布である場合と比較して多くのフーリエ級数の項数、換言すれば測定点個数を必要とすることが判る。WIM 法の実用化に際しては、計算コストや物理的な測定条件と要求される推定精度との兼ね合いにより測定点個数を決定する必要がある。

次に、225 回の反復で(9)式の評価関数が 1 となるベクトル型 SPM 法による解を図 7 に示す。

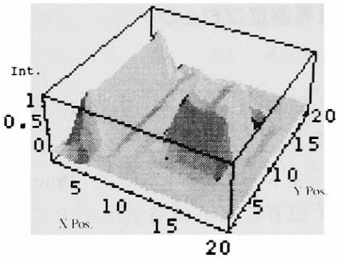


図 7　ベクトル型 SPM 法による推定解

(正解との相関度=0.96705)

Fig.7.　Vector type SPM solution

得られた解と正解とのベクトル空間相関度は 0.96705 であり WIM 法による解と比較して解が改善されている事が判る。WIM 法による解はシステムを厳密に満足するのに対して、ベクトル型 SPM 法は近似的に解を計算する。すなわち、前者は測定点個数等の物理的条件が解の精度に大きく影響する可能性があるが、後者は前者で精度の低い解を与える物理的条件であっても大局的に良好な解を推定することが可能である。

4　DC/DC コンバータ中の電荷分布

ここでは、電荷分布推定の具体的な応用例としてフライバック型 DC/DC コンバータ上の放射電界の測定結果から電子回路中の電荷分布を推定する問題を取り上げる。これは、電気・電子機器の漏洩電界から漏洩電界源探査に関する基礎的考察を与えんとするものである。

〈4.1〉　測定対象

図 8 に測定対象となる DC/DC コンバータの外観を示す。測定領域中の左上にコンバータの主回路があり、基盤中に MOSFET①と整流用ダイオード②が実装されている。

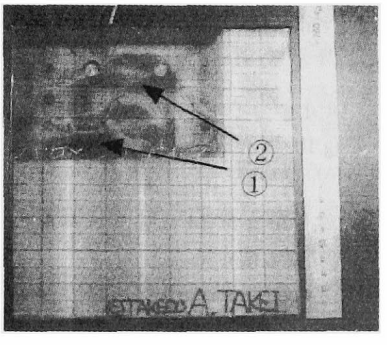


図 8　測定対象(DC/DC コンバータ基盤)

Fig.8.　Circuit board of DC/DC converter

〈4.2〉 電界測定プローブ

電界測定には EMCO 社製の球状プローブ(Model Number904)を用いた。図 9 はプローブの外観である。このプローブはセンサー外形が直径 25mm の球状であり、測定空間中で磁界による誘導電圧が生じない。このためセンシング部分に誘起する電圧から電界のみを測定することが可能である[8]。

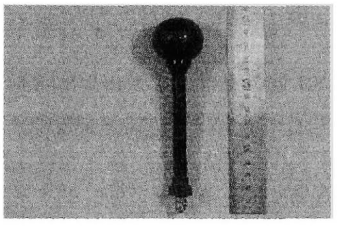


図 9 EMCO 社製電界プローブ(Model Number 904)の外観
Fig.9. Probe for electric field measurement

〈4.3〉 電荷分布推定

電界強度の測定点個数は n=9×9、ターゲットの分割個数は m=20×20 であり、測定領域・推定領域の大きさは 180×180mm、測定面と対象面間の距離を $zOff$=10mm とした。なお、測定点個数は電界測定プローブの分解能を勘案して決定した。

図 10 に DC/DC コンバータ上部で測定した電界強度分布を示す。電界は MOSFET 上部を中心に測定領域全体に渡りガウス関数的に分布していることが判る。

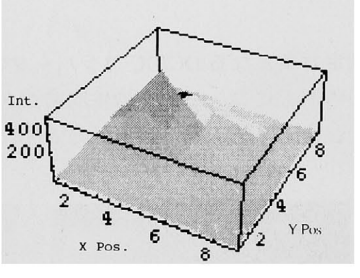
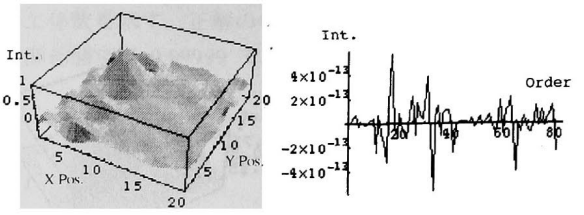


図 10 DC/DC コンバータ上部の電界強度分布
Fig.10. Measured field intensities

図 10 の電界分布から WIM 法を用いて DC/DC コンバータ基盤上の電荷分布を推定する。

WIM 法による解の推定結果を図 11(a)、解のフーリエ係数を図 11(b)にそれぞれ示す。



(a)WIM 法による推定解 (b)解のフーリエ係数
図 11 WIM 法による電荷分布の推定結果
Fig.11. Weighted inverse solution and the coefficients of Fourier series

得られた電荷分布は最大値で正規化して相対的な評価にとどめているが、この結果より基盤上で MOSFET に最も電荷が集中していることが判明した。また、図 11(b)より解の係数を全周波数領域で見た場合、収束傾向であるが高次の項が振動している。これはフーリエ級数の項数、すなわち測定点の個数が不足している為と考えられる。推定領域中の解の誤差分布を把握するために解の等高線表示を図 12 に示す。

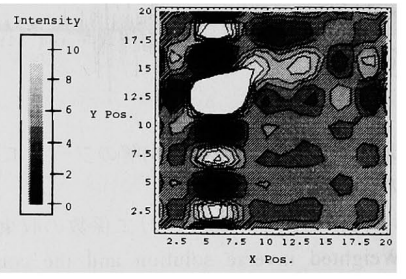


図 12 WIM 解の等高線表示
Fig.12. Contour map of the solution

電荷分布は MOSFET をピークに Y 方向へ振動的に分布している。これは不連続的に分布している基盤上の電荷分布を有限項数のフーリエ級数で内挿したことによって、不連続点近傍で生じるギプス現象による誤差である。

以上より、WIM 法により十分な精度で解を得る為には、より多くの測定点個数が必要でありプローブの性能を越えた測定が要求されることが判る。

次にベクトル型 SPM 法による推定解を図 13 に示す。

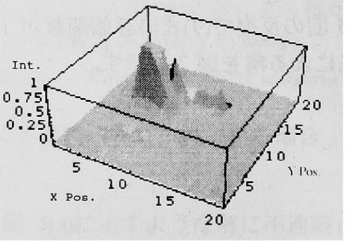


図 13 ベクトル型 SPM 法による電荷分布の推定結果
Fig.13. Vector type SPM solution

図 13 より、81 回の反復で(9)式の評価関数が 1 となるベクトル型 SPM 法による推定結果は解の不連続点付近の振動もなく非常に良好であり、MOSFET 上に分布する電荷分布をより正確に把握することが出来る。また、整流用ダイオード上の電荷分布も把握することが出来、WIM 法による推定結果と比較して解が飛躍的に改善された事が判る。

5 まとめ

本論文では逆問題解析法の中で、重み付き逆行列(WIM)法とベクトル型 SPM 法によって得られた解の比較・検討を行い、両手法の電荷分布推定問題に対する有用性を検証した。WIM 法は最小ノルム法を始めとする逆行列型解法の一種であり、システムを厳密に満足する解を与える。WIM 法は、測定点が十分多く、系全体の情報が把握出来る場合、良好な推定結果を与えることが判明した。一方、ベクトル型 SPM 法による解はシステムを厳密には満足しない近似的な解を与える。しかし、ベクトル型 SPM 法は、測定点数等の影響を受にくいタフな解法であることが判明した。

また、具体的問題への応用例として、DC/DC コンバータ近傍の測定電界より電子回路中の電荷分布を推定する問題について検討した。その結果、WIM 法、ベクトル型 SPM 法共に本問題に対して有力な手段となることが判明した。特にベクトル型 SPM 法は、測定点数等の物理的条件による影響を受けず妥当な推定結果を与えることが判明した。

（平成 11 年 12 月 24 日受付、平成 12 年 9 月 13 日再受付）

参考文献

(1)緑川洋一、増田則夫、斎藤兆古、遠矢弘和”離散値系ウエーブレット変換による電子回路基盤中の電流分布解析、”電気学会論文誌 A, Vol.118-A,No.7/8,'98(1998), pp.792-798.

(2)武居周、早野誠治、斎藤兆古、”最小ノルム法による逆問題解析に関する考察、”電気学会マグネティクス研究会資料、MAG-97-221,1997 年 12 月.

(3)A.Takei, R.Nishiura, T.Oka, S.Hayano and Y.Saito, "Optimal Sensor Layout for Minimum Norm Approach to Searching for the Radioactive Sources,"Inverse Problems in Engineering Mechnics,(M.Tanaka and G.S.Dilikrauich Eds., Elsevier Publishing,Mar.(1998), pp.503-508

(4)H.Saotome, T.Doi, S.Hayano, and Y.Saito, "Crack identification in metallic materials, " IEEE Trans. Magnetics Vol. 29, No.2 (1993), pp1861-1864.

(5)T.Doi, S.Hayano, and Y.Saito, "Hybrid MCG and ECG diagnosis in human heart, " IEEE Trans.Magnetics Vol.30, No.6 (1994), pp4704-4706

(6)A.Takei, S.Hayano, and Y.Saito"Weighted Inverse Matrix Approach to Searching for the Radioactive Source Distributions,"Proceeding of JBMSAEM'98. in printing.

(7)武居周、早野誠治、斎藤兆古、増田則夫、遠矢弘和、”重み付き逆行列法による逆問題解析-電界源探査と三次元電界分布の可視化-”電気学会マグネティクス研究会資料、MAG-98-260,1998 年 12 月

(8)"MODEL7405 NEAR-FIELD PROBE SET USER'S MANUAL,"The Electro-Mechanics Company (EMCO™).

武居　周（正員）　1973年10月25日生。1999年3月法政大学大学院工学研究科修士課程修了。同年4月富士通㈱入社。プロセサ開発統括部に勤務。主としてメインフレームサーバのCPUコア開発に従事。日本応用磁気学会,日本AEM学会会員。

早野　誠治（正員）　1947年7月6日生。1977年3月法政大学大学院工学研究科修士課程修了。同年同大学助手，1993年同専任講師，1996年同助教授，現在に至る。電気磁気学の講座を担当。主として，計算電磁力学および磁化特性のモデリングに関する研究に従事。工学博士。ＩＥＥＥ,応用磁気学会,日本生体磁気学会,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。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応用数学,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,Electromagnetics Academy (MIT)会員。