

モーメント法を用いたプリント基板からの放射電磁界解析モデルの検討

小山 浩明[†] 川畑 将人^{††} 石田 康弘^{††} 桑原 伸夫^{†a)}

Investigation of Radiated Field Analysis Model for Moment Method from Microstrip Line on PCB

Hiroaki KOYAMA[†], Masato KAWABATA^{††}, Yasuhiro ISHIDA^{††}, and Nobuo KUWABARA^{†a)}

あらまし 放射電磁界の解析には主にモーメント法や FDTD 法が用いられている。モーメント法は FDTD 法に比べて計算負荷が軽く、遠方の放射電磁界を高い精度で求めることができる利点があり、これまで、1 GHz 以下の周波数帯域におけるプリント基板 (Printed circuit board) を実装した模擬機器のワイヤグリッドモデルが報告されているが、1 GHz 以上の周波数帯域においては検討が行われていない。本論文では 1 GHz 以上の周波数帯域で水平偏波の放射電磁界解析が可能な解析モデルの検討を行っている。水平偏波の場合、マイクロストリップライン (MSL) 上の電流の寄与が大きいため、ワイヤグリッドでモデル化した MSL にインピーダンス、アドミッタンスを挿入することにより電流分布の模擬を試みている。検討の結果、FDTD 法を用いて電流分布を求め、この電流分布を模擬するようにインダクタンス、キャパシタンスを挿入することにより、水平偏波では、1~3 GHz の周波数帯域において測定値と ± 5 dB 以内の精度で、また、約 4 倍の計算時間を必要とする FDTD 法と同程度の精度で解析が可能であることが分かった。

キーワード モーメント法, NEC-2, プリント基板, FDTD 法, 放射電磁界解析モデル

1. ま え が き

近年の技術の向上に伴い、クロック周波数が 1 GHz 以上で処理を行う電子機器が普及している。そのため、これらの電子機器から不要に放射される電磁妨害波による同じ周波数帯域を使用する携帯電話や無線 LAN 等の無線通信への影響が懸念されている。電子機器からの電磁妨害波を抑制する手法として、機器内のプリント基板 (Printed Circuit Board, 以後 PCB) に対策を施すことが有効 [1]~[3] であるが、そのためには、PCB からの放射電磁界の解析方法を確立することが重要である。

放射電磁界の解析には主にモーメント法 [4] や FDTD

法 [5] が用いられている。FDTD 法は PCB の誘電体部分のモデル化が容易であるため、多くの解析が行われている [6], [7]。また、近傍の電磁界分布を求め、近傍界-遠方界変換 [8] により遠方の放射電磁界を求めることができるため、PCB を対象とした様々な対策効果の解析結果が報告されている [9]。

一方、モーメント法は、FDTD 法と比較すると、1) 計算負荷が比較的軽く、遠方の放射電磁界を高い精度で解析することが可能である、2) 回路を細分化しその接合点に受動デバイスの挿入ができる、といった特徴があり、PCB への応用が期待できるが、誘電体の取扱いが難しいといった問題点がある。そのため、特殊な関数を使用して誘電体を考慮する方法 [10]、等価誘電率を用いる方法 [3]、ワイヤグリッドにインダクタンス、キャパシタンスを挿入する方法 [11] 等が提案されている。

ワイヤグリッドにインダクタンス、キャパシタンスを挿入する方法 [11] は、ワイヤグリッドモデルによる伝送線路の特性インピーダンスをインダクタンス、

[†]九州工業大学工学部電気工学科, 北九州市

Department of Electrical Engineering, Kyushu Institute of Technology, Kitakyushu-shi, 804-8550 Japan

^{††}福岡県工業技術センター機械電子研究所, 北九州市

Fukuoka Industrial Technology Center, Kitakyushu-shi, 807-0831 Japan

a) E-mail: kuwabara.nobuo@buddy.elcs.kyutech.ac.jp

キャパシタンスを挿入して PCB のマイクロストリップライン (以後 MSL) の特性インピーダンスに合わせる方法で、PCB を 1) 三次元のモデルで解析できる, 2) 配線をワイヤで模擬できる, 3) 対策部品を集中定数で挿入できる, といった利点があるが, これまで 1 GHz 以下の周波数帯域における解析モデルの妥当性の検討しか行われていない。そのため, MSL の電気長が波長より長くなった場合の妥当性が明らかになっておらず, 1 GHz 以上で適用可能なモデルの明確化が求められている。

本論文では, ワイヤグリッドにインダクタンス, キャパシタンスを挿入する方法について 1 GHz から 3 GHz で適用可能な解析モデルの検討を水平偏波について行っている。なお, ここで水平偏波は PCB を含む平面に対して平行な偏波を意味している。水平偏波の場合, 主に MSL 上を流れる電流が放射電磁界に寄与することから, MSL 上の電流分布に着目して検討を行った。まず, 線路損を考慮するため従来ワイヤグリッドに挿入していたインダクタンス L とキャパシタンス C に加えて抵抗 R とコンダクタンス G を挿入して, MSL 上の電流分布の評価を行っている。また, FDTD 法を用いて MSL 上の電流分布を求め, この電流分布に一致するように挿入する R, L, G, C の値を決定する方法を検討している。次に, この解析モデルの妥当性を評価するため, PCB を設置した模擬機器 [11] の放射電磁界を測定し, 解析結果と比較を行っている。解析にあたっては, 周波数が高くなるため, ワイヤグリッドのセグメント数と解析結果の関係性を求め, 十分収束した解が得られる条件で解析を行っている。また, 比較のため FDTD 法を用いた解析も併せて行っている。

2. 放射電磁界解析モデル

図 1 に本検討で使用した PCB の構造を示す。本論文では, 検討を容易にするために直線状の MSL 1 本で構成されたモデルを用いている。PCB のサイズは $150 \text{ mm} \times 150 \text{ mm}$ で, 線路導体の厚さ t , 導体幅 W , MSL 端と給電 (終端) 間の距離 l_1 , 給電と終端間の距離 l_2 , 誘電体の厚さ h , 特性インピーダンス Z_0 はそれぞれ $35 \mu\text{m}$, 3 mm , 5 mm , 140 mm , 1.6 mm , 49Ω である。導体の導電率 σ は $5.8 \times 10^7 \text{ S/m}$ を, 誘電体の比誘電率 ϵ_r は 4.3 を, 誘電体の誘電正接 $\tan\delta$ は 0.016 をこの周波数帯域の代表値として使用している。

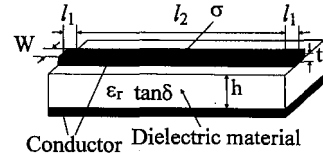


図 1 マイクロストリップラインの概観
Fig. 1 Configuration of MSL.

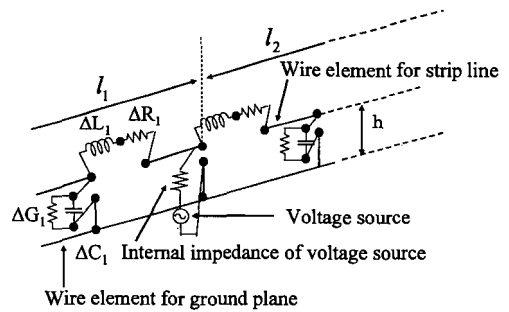


図 2 誘電体の影響を考慮したマイクロストリップラインのワイヤグリッドモデル
Fig. 2 Wire grid model of MSL considering with dielectric material.

2.1 マイクロストリップ線路の線路定数からパラメータを決定する方法

NEC (Numerical Electromagnetics Code) [4] に代表されるワイヤグリッドを用いた汎用モーメント法解析ツールは真空中に配置されたワイヤグリッドを対象としているため誘電体を考慮することは困難である。そこで, 図 2 に示すようにワイヤグリッド上にインダクタンスやキャパシタンスの集中定数素子を挿入して, MSL の特性インピーダンスや伝搬定数を模擬する方法が検討されている [11]。挿入する素子を $\Delta R_1, \Delta L_1, \Delta C_1, \Delta G_1$ とすると, これらは式 (1) の関係式より求めることができる。

$$\begin{cases} R_0 = \Delta R_1 \\ L_0 = L_1 + \Delta L_1 \\ G_0 = \Delta G_1 \\ C_0 = C_1 + \Delta C_1 \end{cases} \quad (1)$$

式 (1) において, L_0, C_0 は MSL の単位長当りのインダクタンスとキャパシタンスで, 無損失の MSL の準 TEM モードを仮定した場合の解析値 [1] より求めることができる。 R_0, G_0 は MSL の損失に関する項で, 図 1 に示すパラメータより, 式 (2), (3) を用いて求めることができる [1], [12], [13]。

$$R_0 = 2\alpha_c Z_0 = 2\alpha_c \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \quad (2)$$

$$G_0 = \frac{2\alpha_d}{Z_0} = 2\alpha_d \sqrt{\frac{C_0}{L_0}} \quad (3)$$

α_c は導体損に起因する損失項で

$$\alpha_c = A \left\{ \frac{W_e}{h} + \frac{0.667 \frac{W_e}{h}}{\frac{W_e}{h} + 1.444} \right\} H \quad (4)$$

となる。単位は [Neper/m] である。

ここで、 A , W_e , H は、MSL が無損失で、特性インピーダンスが 50Ω の場合に成り立つ $W_e/h \geq 1/2\pi$ の条件下では、

$$A = 6.1 \times 10^{-5} \frac{\sqrt{\omega\mu} Z_0}{2\sigma} \varepsilon_{eff} \quad (5)$$

$$W_e = W + \frac{1.25t}{\pi} \left(1 + \ln \frac{2h}{t} \right) \quad (6)$$

$$H = 1 + \frac{h}{W_e} \left(1 - \frac{1.25t}{\pi h} + \frac{1.25}{\pi} \ln \frac{2h}{t} \right) \quad (7)$$

である。式 (5) において σ は導体の導電率、 μ は導体の透磁率、 Z_0 は MSL が無損失と仮定したときの特性インピーダンスである。 ε_{eff} は実効比誘電率で線路導体の厚さ t を無視した場合式 (8) となる。

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\sqrt{1 + 10 \frac{h}{W}}} \quad (8)$$

α_d は誘電損に起因する損失項であり

$$\alpha_d = 27.3 \frac{\varepsilon_r}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \frac{\varepsilon_{eff} - 1}{\varepsilon_r - 1} \frac{\omega \tan \delta}{2\pi c} \quad (9)$$

となる。 $\tan \delta$ は誘電正接、 c は光速度である。

式 (1) において L_1 , C_1 は図 2 に示すワイヤグリッドモデルにおいて ΔR_1 , ΔL_1 , ΔC_1 , ΔG_1 が不在ときの単位長当りのインダクタンス、キャパシタンスで、モーメント法を用いた解析値に対してオープンショート法を用いて求めることができる [11], [14]。なお、その場合、ワイヤの径は MSL の平板導体を円筒の等価ワイヤ [1] で置き換えたときの径を使用する。ワイヤグリッドを構成するワイヤは完全導体であり、誘電体の影響は考慮されないで、損失に起因する単位長当りの抵抗 R_0 , コンダクタンス G_0 は求めることができ

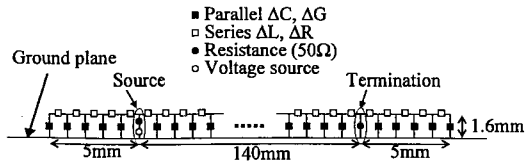


図 3 MSL のワイヤグリッドモデル
Fig. 3 Wire grid model of MSL.

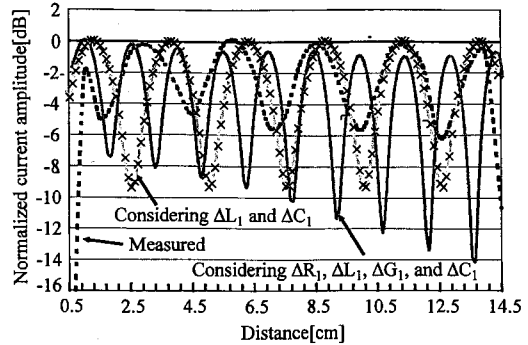


図 4 ワイヤグリッドモデルによる MSL 上の電流分布の解析結果

Fig. 4 Calculation results of current distribution on MSL by wire grid model.

ない。そのため、本論文では平衡ケーブルの伝送特性で使用されている線路損失が十分小さい場合に適用できる伝搬損と一次定数の関係の近似方法 [14] を使用して式 (1)~(3) に示すように導体損と誘電損から ΔR_1 , ΔG_1 を定めている。

これらの結果を用いることにより、式 (1) を用いて挿入すべき ΔR_1 , ΔL_1 , ΔC_1 , ΔG_1 を決定できる。なお、文献 [11] では周波数が 1GHz 以下であるため MSL を無損失と仮定して ΔL_1 , ΔC_1 のみを用いて解析を行っているが、本論文では 1GHz 以上を対象としているため、 ΔR_1 , ΔL_1 , ΔC_1 , ΔG_1 を考慮して解析を行っている。

解析モデルの妥当性を評価するため、 ΔR_1 , ΔL_1 , ΔC_1 , ΔG_1 を挿入したときのワイヤグリッドで構成した MSL モデルの電流分布解析を行った。解析モデルを図 3 に示す。解析では MSL を構成するワイヤのセグメント長 (1 分割の長さ) を 1mm として ΔR_1 , ΔL_1 , ΔC_1 , ΔG_1 より求めたセグメント長当りの値を挿入した。3GHz おける MSL 上の電流分布の解析結果を図 4 に示す。なお、解析に要する時間は数十秒である。図で実線は ΔR_1 , ΔL_1 , ΔC_1 , ΔG_1 を考慮したときの解析値、×印は文献 [11] で検討されている ΔL_1 , ΔC_1 のみを考慮したときの解析値、破線は電

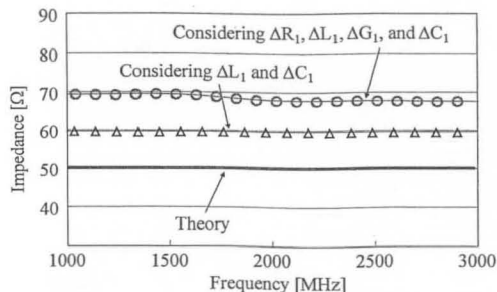


図 5 オープンショート法を用いた特性インピーダンスの解析結果

Fig. 5 Calculation results of characteristic impedance using open short method.

流プローブ [15] を用いて測定した測定値である。図に示すように、1) 損失項を導入することにより電流は伝搬距離に従って減少しており、測定値と同様の傾向となっているが減少の割合が大きい、2) 定在波比が測定値に比べて大きい、3) 定在波の周期が測定値に比べて小さいことが分かる。そこで、オープンショート法 [11], [14] を用いて、線路定数の解析を行った。ワイヤの長さは 10 mm、周波数範囲は 1~3 GHz である。

特性インピーダンスの絶対値の解析結果を図 5 に示す。実線は準 TEM モードを仮定した場合の解析値、○印は ΔR_1 , ΔL_1 , ΔC_1 , ΔG_1 を考慮した場合の解析値、△印は文献 [11] で検討されている ΔL_1 , ΔC_1 のみを考慮した場合の解析値である。図に示すように、文献 [11] で検討されているモデルにおいても、特性インピーダンスは 60 Ω 前後となり、目標としている 50 Ω 前後にはならないこと、更に損失項を挿入することにより、特性インピーダンスは目標値から離れた 70 Ω 前後になることが分かる。位相定数においても、図 4 に示すように、文献 [11] で検討されているモデルにおいても、測定値と一致せず、損失項を考慮することにより更に誤差が大きくなることが分かる。

以上の結果より、文献 [11] で報告されている方法やそれに損失項を追加する方法は、位相定数の影響が小さい MSL の電気長が波長の半分程度の周波数帯域では使用可能であるが、MSL の電気長が波長より長くなる高い周波数帯域では電流分布を十分模擬できないことが分かる。この原因としては、図 1 に示すように、コンダクタンスやキャパシタンスを挿入するために、垂直方向の導体をセグメントごとに挿入していること、損失項の値や扱いに問題があることなどが考えられるが、詳細は明確になっておらず今後の研究課題である。

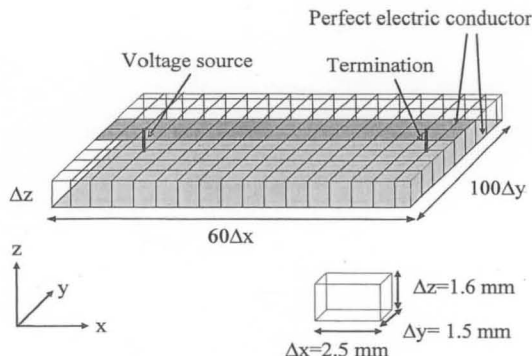


図 6 MSL の FDTD 解析モデル

Fig. 6 FDTD analysis model of MSL.

2.2 マイクロストリップライン上の電流分布から L , C を決定する方法

これまでの検討で、文献 [11] で報告されている方法は高い周波数帯域では適用できないことが分かった。そこで電流分布を直接模擬する方法を検討した。

MSL 上の電流分布は FDTD 法で解析が可能である。更に、MSL の近傍のみを解析する場合、セル数が少なくなるため短時間での検討が可能である。そこで、FDTD 法で MSL 上の電流分布を求め、それに一致するように挿入する ΔR_1 , ΔL_1 , ΔC_1 , ΔG_1 を決定する方法を検討した。FDTD 法で MSL 上の電流分布を求めるための解析モデルを図 6 に示す。本モデルは図 1 に示す MSL において線路及びグランドの厚さを無視したものである。電圧源の内部抵抗は 50 Ω とし、終端として 50 Ω の抵抗を装荷している。なお、電圧源、終端抵抗はともに MSL の端から 5 mm 内側の位置としている。

モデルの構造から、セルサイズを 2.5 mm × 1.5 mm × 1.6 mm とし、導体部分は厚さのない完全導体と仮定している。入力波形は正弦波とし、解析周期を 40 周期としている。また、無限空間を模擬するため周囲には 8 層の PML を配置している。

周波数を 3 GHz とした場合の電流分布の解析結果を図 7 に示す。なお、解析時間は約 30 分である。図で実線は FDTD 解析値、破線は測定値である。図より、解析値と測定値はよく一致しており、FDTD 法により MSL 上の電流分布の解析が可能であることが分かる。この MSL の設計特性インピーダンスは 49 Ω、解析モデルの終端抵抗は 50 Ω であるので、理論上定在波はほとんど発生しないはずであるが、図 7 に示すように測定値、解析値とも定在波が生じている。この原因と

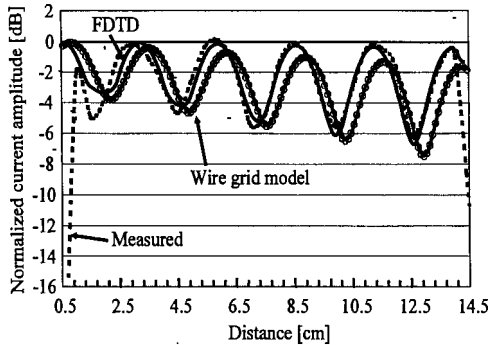


図7 MSL上の電流分布のFDTD解析結果

Fig.7 Calculation results of current distribution on MSL by FDTD method.

しては、1) セルサイズに起因する誤差、2) PCBの大きさが有限であるための影響、3) 終端位置に起因する誤差等が考えられる。そこで、これら3項目について以下の検討を行った。

(1) セルサイズに起因する誤差

終端の抵抗を一つのセルの1辺に挿入した場合、周波数の増加に伴い反射が増加し、セルを分割して導体上の電流分布を考慮する必要性が指摘されている[6]。そこで、セルサイズを $0.5\text{ mm} \times 0.5\text{ mm} \times 0.4\text{ mm}$ として解析を行った。その結果、MSLの両端における電流分布の解析精度が向上し測定値と更に近づいたが、定在波比についてはほとんど変化がなかった。

(2) PCBの大きさが有限であるための影響

準TEMモードを仮定した解析では、MSLは断面方向にグランド面が無限に広がった二次元問題としている。しかし、実際のPCBは有限の大きさであり、FDTD解析では図6に示すように、有限のモデルとして解析される。そのため、特性インピーダンスが異なる可能性がある。そこで、PCBの誘電体部の幅を変化させて解析を行ったが、定在波比にほとんど変化はなかった。

(3) 終端位置の影響

図1に示すモデルでは、信号の給電位置と終端位置は、MSLの端より5mm内側に設置されている。そこで、給電、終端間の距離を一定にして、MSLの長さを変化させた。その結果、MSLの端を給電、終端位置と一致させた場合にはほぼ整合状態となり定在波比が大幅に減少し、MSLを長くすると周期的に定在波比が変化することが分かった。

以上の結果より、図7の定在波は、給電、終端位置

とMSLの端が一致していないために見掛け上終端抵抗が $50\ \Omega$ からずれ、不整合状態となっているためであると考えられる。また、1)、2)より、MSL上の電流分布をFDTD法で解析するためには、図6のモデル化で十分であると判断できる。

FDTD法によりMSL上の電流分布が解析可能であることが分かったので、この電流分布に一致するようにワイヤグリッドモデルに挿入する素子の値を決定した。解析では、図4に示すように、140mm程度の長さのMSLでは損失項は大きな影響を与えないことが明らかとなったので、 ΔR_1 と ΔG_1 は2.1で決定した値を使用し、 ΔL_1 を変化させ、 ΔC_1 は

$$\sqrt{(L_1 + \Delta L_1)/(C_1 + \Delta C_1)} = 49\ \Omega \quad (10)$$

の条件より決定して、図2に示すワイヤグリッドモデルを使用して電流分布を求めた。そして、FDTD解析による電流分布と比較することにより、これとよく一致する ΔL_1 を決定した。なお、特性インピーダンスがほぼ $50\ \Omega$ であるにもかかわらず定在波が生じている理由は本節に述べたように給電、終端位置が一致していないためと考えられる。3GHzの場合、この方法で ΔL_1 、 ΔC_1 を求めると $\Delta L_1 = 0.109$ 、 $\Delta C_1 = 0.0477$ となる。一方で、2.1の方法より導出した値は $\Delta L_1 = 0.238$ 、 $\Delta C_1 = 0.119$ となる。他の周波数においても同様の傾向となり、FDTD法による電流分布から求めた ΔL_1 、 ΔC_1 は、2.1で求めた値の40~50%程度となる。

このようにして求めたMSL上の電流分布を図7に示す。図7において○印が図3のワイヤグリッドモデルを用いた解析値である。図に示すように、FDTD解析値とワイヤグリッドモデルを用いた解析値はよく一致しているが、終端部分に近づくにつれて両者の誤差が大きくなってきている。この原因としては、図3に示すモデルでは無限平面を仮定しているのに対して、図6に示すモデルでは有限平面となっているためである等が考えられるが、詳細は明確になっておらず今後の研究課題である。また、 ΔR_1 、 ΔG_1 についてもカーブフィットの条件に加えることにより更なる精度の向上が見込まれるが、一意的に ΔR_1 、 ΔG_1 を決定する方法を明らかにするためには更なる検討が必要であり、この点についても今後の課題である。

3. 放射電磁界の解析

前章で検討したワイヤグリッドモデルの妥当性を評

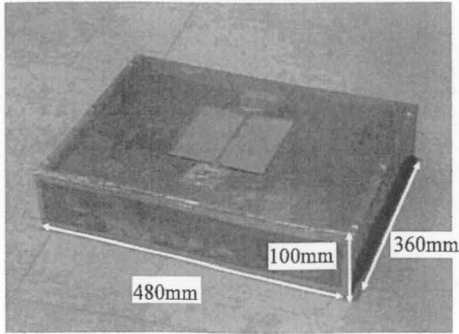


図 8 模擬機器と PCB の配置状況
Fig. 8 Outline of imitated equipment and PCB.

値するため、模擬機器上 [11] に図 1 に示す PCB を設置して放射電磁界を測定し、ワイヤグリッドモデルを用いた解析値との比較を行った。また、FDTD 法による解析値との比較も併せて行った。以下その結果について述べる。

3.1 放射電磁界の測定系

PCB からの放射電磁界の測定を行う場合、信号を給電するための同軸ケーブルの影響をなくすために電波半無響室の床面に直接 PCB を設置する方法がよく用いられている。しかし、この方法では床面の低い位置での放射電磁界の測定ができないことや、有限のグランドプレーンの影響を評価できない問題点があり、これを解決する方法として模擬機器 [11] が提案されている。

図 8 に模擬機器の概観を示す。この模擬機器は金属でシールドされた箱であり、O/E 変換器及びバッテリーがその内部に配置されている。図に示すように PCB はこの模擬機器の上面に、導電テープで全面が密着するように固定されている。PCB に供給される信号はシングルモード光ファイバを介して供給されるので、解析時にケーブルをモデル化する必要がない。また、設置位置を変えることにより、アンギュラパターン及びチルトパターンを容易に得ることができる。文献 [11] では E/O 変換器にレーザダイオードを使用していたため適用周波数が 1 GHz 以下に制限されていたが、本検討では E/O 変換器に光変調器を使用することにより測定周波数を 3 GHz まで拡大している。

PCB からの放射電磁界測定は電波全無響室で行った。測定系を図 9 に示す。ネットワークアナライザからの電気信号は光信号に変換され、光ファイバを介して電波無響室内の模擬機器に伝搬される。そして、再

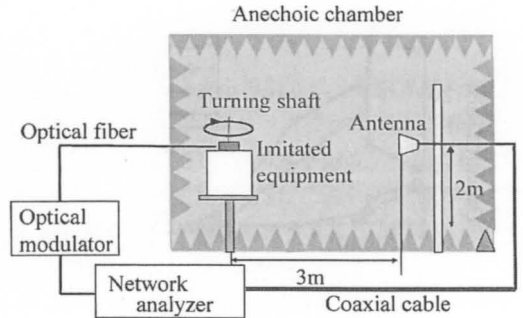


図 9 放射電磁界の測定系
Fig. 9 Experimental set-up for measuring electromagnetic field strength.

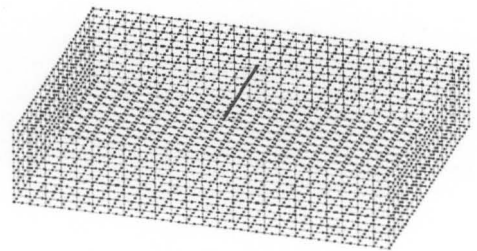


図 10 模擬機器のワイヤグリッドモデル
Fig. 10 Wire grid model of imitated equipment.

び模擬機器内で電気信号に変換され、PCB に給電される。受信アンテナは PCB の中心から水平距離 3m、高さは PCB と同じ 2m の位置に設置し、ターンテーブルを 0° から 345° まで 15° 間隔で変化させて測定を行いその最大値を求めた。なお、この周波数帯の電界強度最大値が得られる付近ではアンギュラパターンの急激な変化は生じていない [16]。受信アンテナはダブルリジッドアンテナを使用し、水平偏波を測定した。

3.2 ワイヤグリッドを用いた放射電磁界解析モデル

図 10 に解析モデルを示す。解析では図に示すように模擬機器をワイヤグリッドモデルで作成し、その上に図 3 に示したマイクロストリップラインのワイヤグリッドモデルを配置した。図 11 に解析モデルのセグメント数による放射電磁界の収束性を示す。なお、解析ソフトには NEC-2 [4] を使用した。図で、横軸はセグメント数を、縦軸は最大検討セグメント数 8151 を基準とした偏差を示している。図より、1 GHz 以下の周波数帯域ではセグメント数が 3033 以上のときに ± 3 dB 以内で収束していることが分かる。一方、1 GHz 以上の周波数帯域では、セグメント数が 5591 以上で ± 3 dB 以内となる。よって本論文ではセグメント数 5591 で解析を行った。その場合、ワイヤ間隔は

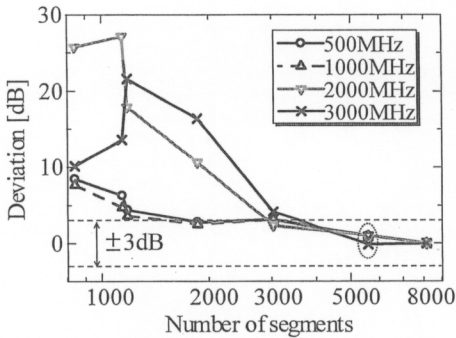


図 11 放射電磁界のセグメント数による収束性
Fig. 11 Relation between calculated value and number of segment.

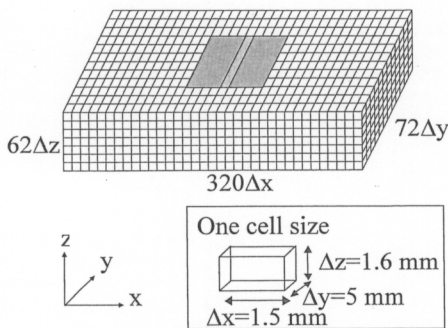


図 12 FDTD 法の模擬機器解析モデル
Fig. 12 FDTD model of imitated equipment.

20 mm, セグメント間隔 10 mm となる。なお, MSL 部分においては別途収束性を確認しており, 図 3 に示すように 1 mm 間隔としている。解析では比較のために, 2.1 に示す特性インピーダンスと伝搬定数の理論値から挿入する素子の値を決定する方法と, 2.2 に示す電流分布から挿入する素子の値を決定する方法について検討を行った。

3.3 FDTD 法による放射電磁界解析モデル

ワイヤグリッドによる PCB の放射電磁界解析モデルを検証するため, 放射電磁界の FDTD 解析を行った。図 12 に解析モデルを示す。セルサイズは 1.5 mm × 5 mm × 1.6 mm とし, 模擬機器の周囲には 8 層の PML を設置している。また, PML 境界の 2 セル内側に設定した仮想ボックス上の等価電磁流源から近傍界-遠方界変換 [8] により PCB の中心から 3 m の位置における放射電磁界を求めた。なお, PCB に使用されているガラスエポキシが周波数分散性媒質であること, 過渡応答特性を容易に得ることができることから入力には正弦波としている。解析周期は収束性を考

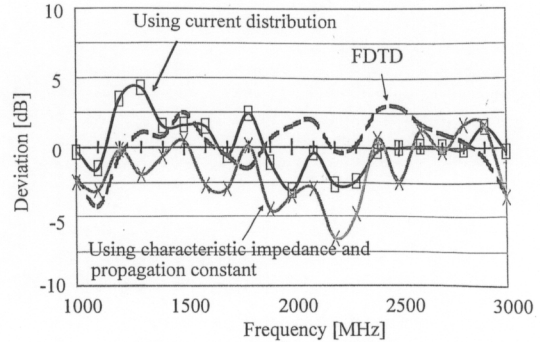


図 13 放射電磁界強度の解析結果
Fig. 13 Calculation results of radiated electric field strength.

慮して決定し, 3 GHz の場合 40 周期となる。

3.4 解析モデルの評価

模擬機器上に配置した PCB から放射される電磁界の測定値と解析値を図 13 に示す。図 13 は PCB から放射される電界強度の測定値からの偏差を示している。基準となる測定値は各周波数における最大値である。解析値も測定と同様に各周波数における最大値を求めている。×印は 2.1 に記載した方法で素子値を決定した場合の解析値と測定値との偏差, □印は 2.2 に示した方法で素子値を決定した場合の解析値と測定値との偏差である。解析に要した時間はどちらもほぼ同じで, 1 周波数当たり約 2 時間半である。破線は FDTD 法による解析値で, 解析に要した時間は 1 周波数当たり約 10 時間である。図より, 特性インピーダンス, 伝搬定数からパラメータを決定した場合の偏差は最大で 7 dB 程度, 電流分布からパラメータを決定した場合の最大偏差は 5 dB 程度, FDTD 法を用いた場合は 4 dB 程度であることが分かる。

次に各周波数帯域における測定値からの偏差を検討した。検討周波数帯域は 1 GHz から 2 GHz と 2 GHz から 3 GHz の 2 帯域で, 各帯域内を更に 100 MHz ごとに分割し, 各サブ帯域内の最大偏差の平均値を求めた。評価結果を図 14 に示す。図に示すように, 特性インピーダンス, 伝搬定数から挿入する素子のパラメータを決定した場合に比べて, 電流分布からパラメータを決定することにより, 2~3 GHz で 1 dB 以上偏差の平均値が改善され, FDTD 法と近い精度で解析が可能であることが分かる。

以上の結果より, 1~3 GHz の周波数帯においては, MSL 上の電流分布が一致するようにワイヤグリッド

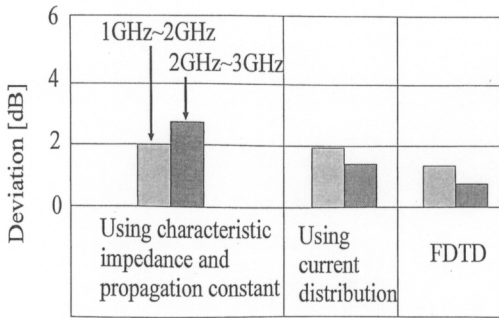


図 14 測定値と解析値の偏差の平均値
Fig. 14 Mean value of deviation between measured and calculated value.

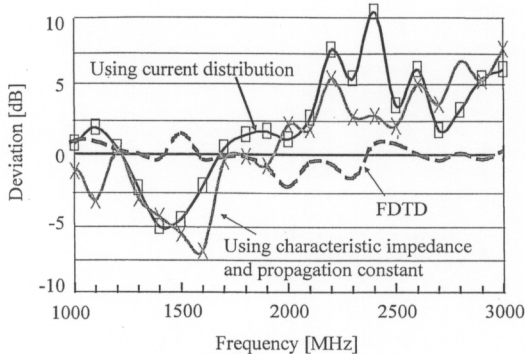


図 15 放射電磁界の解析結果と測定値の偏差 (垂直偏波)
Fig. 15 Deviation from measurement results to calculation results of radiated electric field for vertical polarization.

モデルの挿入パラメータを調整することにより、水平偏波については、FDTD法と同程度の精度で1/4程度の時間で解析が可能であることが分かった。

図 15 に垂直偏波に対する評価結果を示す。図に示すように、FDTD法については測定値との偏差は小さいが、ワイヤグリッドモデルを用いた方法では最大で10 dB程度の誤差が生じている。この原因としては、MSL上の電流分布は主に水平偏波への寄与が大きく、垂直偏波への寄与が大きいと考えられる導体とグラウンド間の電界の影響が今回のモデルでは考慮できないためと考えられる。導体とグラウンド間の電界の影響を考慮する方法としては、等価誘電率の使用が有効であるとの報告[3]があるが、それをワイヤグリッドモデルにどのように適用するかは明確になっておらず今後の研究課題である。

4. む す び

本論文では、PCBから放射される電磁界解析の簡略化を図るため、ワイヤグリッドモデルによる解析法の検討を1 GHzから3 GHzの水平偏波について行った。

水平偏波については、MSLに流れる電流が寄与することから、まず、従来報告されているMSLの特性インピーダンス、伝搬定数に一致するように、挿入するインダクタンス、キャパシタンスを決定する方法を検討した。MSL上の電流分布を求め測定値と比較した結果、この方法ではMSL上の電流分布を十分に模擬できないことが分かった。そこで、FDTD法を用いてMSL上の電流分布を求め、この値に一致するように挿入するインダクタンス、キャパシタンスを決定した。

解析モデルを評価するため、模擬機器上にPCBを配置して放射電磁界を測定し、解析値との比較を行った。模擬機器は適用周波数帯域を拡大するため光変調器をE/O変換器として使用し、電波全無響室で放射電界強度を測定した。その結果、ワイヤグリッドを用いた解析値はFDTD法と同等の精度で測定値と一致し、水平偏波については1~3 GHzにおいてFDTD法の1/4程度の計算時間で放射電磁界の解析が可能であることが分かった。

更に、垂直偏波についても評価を行った。FDTD法では測定値とよく一致する結果が得られたが、ワイヤグリッドモデルでは2~3 GHzの周波数帯域で測定値との偏差が大きくなった。垂直偏波に対するワイヤグリッドモデルやグラウンド面に流れる帰路電流を模擬したワイヤグリッドモデルについては今後の検討課題である。

謝辞 本検討にあたり有益な御助言を賜りました九州工業大学工学部電気工学科桑原研究室の関係各位に深く感謝致します。

文 献

- [1] C.R. Paul, Introduction to electromagnetic compatibility, Wiley-interscience Publication, 1992.
- [2] M. Mardiguian, Controlling radiated emissions by design, Second ed., Kluwer Academic Publishers, 2001.
- [3] 松原 亮, 宮内啓次, 石田康弘, 徳田正満, 桑原伸夫, “差動モード伝送によるプリント基板からの放射電磁界抑制効果のモーメント法による検討,” 信学論 (B), vol. J87-B, no.11, pp.1926-1935, Nov. 2004.
- [4] G.J. Burke and A.J. Poggio, Numerical Electromagnetics Code (NEC) Method of Moments, Part I-III, Lawrence Livermore Laboratory, 1981.

- [5] 宇野 亨, FDTD 法による電磁界およびアンテナ解析, コロナ社, 1998.
- [6] 松村英樹, 伊藤紳一郎, 長谷川智紀, 岩崎 峻, “FDTD 法におけるストリップライン線路の電流分布を考慮した終端方法に関する検討,” 信学技報, EMCJ2003-46, July 2003.
- [7] 塩川孝泰, “90° 屈曲伝送路における伝送/放射特性の FDTD 解析,” 信学論 (B), vol.J86-B, no.7, pp.1070-1080, July 2003.
- [8] R.J. Luebbers, K.S. Kunz, M. Schneider, and F. Hunsberger, “A finite-difference time-domain near zone to far zone transformation,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol.39, no.4, pp.429-433, April 2000.
- [9] M. Tanaka, H. Takita, and H. Inoue, “Effect of conductive sheet placed over PCB on electromagnetic noise shielding,” IEICE Trans. Commun., vol.E86-B, no.3, pp.1125-1131, March 2003.
- [10] M. Leone, H. Bruns, and H. Singer, “Fast EMC analysis for printed circuit boards using an equivalent-wire method of moments,” EMC'98 Roma, vol.2, A-2, pp.7-12, Sept. 1998.
- [11] 南郷隆裕, 松原 亮, 村川裕基, 桑原伸夫, 徳田正満, “模擬機器の電磁界放射特性と応用法の研究,” 信学論 (B), vol.J86-B, no.8, pp.1629-1638, Aug. 2003.
- [12] K.C. Gupta, G. Ramesh, and I.J. Bahl, Microstrip lines and slotlines, Artech House, 1979.
- [13] 手代木扶, 米山 務, 新ミリ波技術, オーム社, 1999.
- [14] 林 憲一, 有線電話伝送工学, 学献社, 1969.
- [15] 増田則夫, 玉置尚哉, 和深 裕, “高空間分解能磁界プローブによる LSI 近傍の磁界計測と高周波電流推定,” NEC 技報, vol.51, no.6, pp.7-12, June 1998.
- [16] 小山浩明, 松原 亮, 桑原伸夫, “準マイクロ波帯における模擬機器の放射電磁界解析モデルの検討,” 信学技報, EMCJ2003-20, May 2003.

(平成 17 年 5 月 23 日受付, 8 月 25 日再受付)



石田 康弘 (正員)

昭 61 九大・工・電気卒。昭 63 同大学院修士課程了。同年九州松下電器(株)入社。平 4 福岡県工業技術センター機械電子研究所入所。平 13 九工大大学院博士後期課程了。電子機器の EMC 関連測定, 妨害波低減法等の研究に従事。博士(工学)。

IEEE 会員。



桑原 伸夫 (正員)

昭 50 静岡大・工・電子卒。昭 52 同大学院修士課程了。同年日本電信電話公社(現, NTT)茨城電気通信研究所入所。通信システムの雷防護, 光ファイバの信頼性評価, 通信システムの EMI 評価, EMC における光計測技術等に関する研究・開発に従事。現在, 九工大・工・教授。博士(工学)。電気学会, IEEE 各会員。

従事。現在, 九工大・工・教授。博士(工学)。電気学会, IEEE 各会員。



小山 浩明 (学生員)

平 15 九工大・工・電気卒。平 17 同大学院博士前期課程在学中。ワイヤグリッドを用いた PCB 解析モデルの研究に従事。



川畑 将人 (正員)

平 7 北大・工・電気卒。平 9 同大学院修士課程了。同年川崎重工業(株)入社。平 14 福岡県工業技術センター機械電子研究所入所。アンテナ, 電波無響室, EMC 測定に関する研究に従事。電気学会会員。