

表面接線方向電界を用いたプリント回路からの 不要電磁波放射解析法に関する研究

戸花照雄¹¹ 秋田県立大学システム科学技術学部知能メカトロニクス学科

近年、電子技術の進歩により電子回路が高密度化し、プリント回路基板の多層化が進んでいる。これにより各層間を結ぶビアが多数使用され、グラウンドにスロットが形成される可能性がある。このようなグラウンドスロットの形成は、不要電磁波放射を大きくする可能性があるため、回路設計において考慮しなければならない問題である。従来の研究では、有限時間差分領域 (FDTD) 法を用いてスロットがある基板構造の線路特性の解析が行われてきた。しかし、FDTD 法は多くの計算時間とメモリが必要となる。そこで、線路特性を高速に計算する手法として伝送線路 (TL) 法に着目した。本報告では、プリント基板上にあるマイクロストリップ線路直下にスロットがある場合における、プリント回路からの放射電界を伝送線路法とスペクトル領域法を用いて解析し結果を測定値および FDTD 法の値と比較した。この結果より、最大放射方向については傾向として一致する結果が得られたが、スロットのある方向においては大きく異なる結果となった。

キーワード：プリント回路基板，グラウンドスロット，不要電磁波放射推定，スペクトル領域法

はじめに

近年、情報処理技術の進展にともない、情報処理機器などの動作周波数の高速化が進んでおり、電子機器から放射される不要電磁波の問題が顕在化している (戸花, 2006)。そしてまた、電子機器の低電力化や小形・軽量化により、外部からの妨害波に対する感受性が大きくなるという問題がある。電子機器の小形化により、機器を構成するプリント基板が高密度化され、回路のグラウンドに欠落が形成されるなど、理想的なグラウンドを構成することができなくなる。

グラウンドの欠落の例としては、部品装着のためにグラウンド層の一部を除去する場合や、線路の層間接続のためのビアを形成するためのクリアランスホールが連続しておかれることによるスロット、デジタル回路とアナログ回路のグラウンド層の分離、

同一の基板内で分離された複数の電源層により構成されるスロットなどがある。このような多数の欠損をもつグラウンド上に置かれた高速な信号線路を設計するためには、欠損のあるグラウンドによる線路特性への影響や EMC の観点から線路からの不要電磁波放射を正しく考慮する必要がある。ここで、プリント基板上のマイクロストリップ線路に近接してグラウンドのスロットが線路と平行に配置されているときの線路特性の解析においては、数値解析法が不可欠になる。数値計算法は任意の構造の電磁界分布や不要放射電磁界を解析することができるが、計算量が非常に多くなるために高速な計算機と多大な時間が必要になり、より高速に計算可能な方法が望まれている。

ここで、伝送線路法 (Transmission Line, TL) を用いた解析方法について着目した (Paul, 1982, 2008)。TL 法は線路構造を単純化するために数値計算法

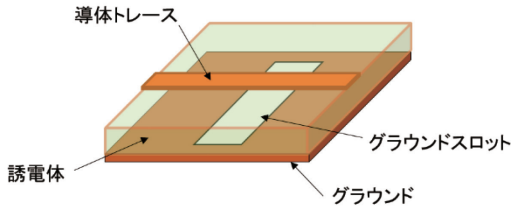


図1 スロット上のマイクロストリップ線路

に比べて解析精度は低いですが、線路特性を高速に計算できる利点がある。また、TL法により十分大きなグラウンドを持つプリント基板からの不要電磁波放射については、グラウンド直下に鏡像線路を仮定することにより容易に解析できる。しかし、グラウンドに欠損が存在する場合にはこの手法は用いることができないため、グラウンドスロットを持つプリント基板からの不要電磁波放射の TL 法を用いた解析については検討されていない。

本研究では、図1に示すようなプリント回路に存在するグラウンドスロット上にマイクロストリップ線路があるとき、その不要電磁波放射を TL 法により解析する手法について提案する。まず、TL法により線路の電流分布を解析する。ここで TL 法を用いるときに必要なパラメータは2次元のスペクトル領域法 (Spectral Domain Approach, SDA) により導出する。SDA 法は線路の電磁界分布をスペクトル領域に変換することにより、高速に線路特性を導出することができる。そして、放射電界はスペクトル領域の表面電界分布の重ね合わせとして表現できることから、TL法により導出した電流分布を用いることで、放射電界を導出することができる。最後に本提案手法の解析結果を測定結果および数値計算方法である有限差分時間領域 (FDTD) 法による解析結果と比較することにより、本提案手法の計算の妥当性を検討する。

プリント回路の表面電界を用いた放射電界の解析

ここでは、プリント回路からの放射電界の解析方法について述べる。図1に示されるような無限のグラウンド上にあるプリント回路からの放射電界ベクトルは、平面波の重ね合わせとして (Balanis, 2005)

$$\mathbf{E}(x, y, z) = \frac{1}{4\pi} \iint_{-\infty}^{\infty} \tilde{\mathbf{E}}_s(k_x, k_y) e^{-j\mathbf{k}\cdot\mathbf{r}} dk_x dk_y \quad (1)$$

として示すことができる。ここで、 x, y, z は観測点座標であり、 \mathbf{r}, \mathbf{k} はそれぞれ、観測点の位置ベクトル、波数ベクトルを示しており、 x 方向と y 方向と z 方向の単位ベクトル $\mathbf{a}_x, \mathbf{a}_y, \mathbf{a}_z$ を用いて

$$\mathbf{r} = \mathbf{a}_x x + \mathbf{a}_y y + \mathbf{a}_z z \quad (2)$$

$$\mathbf{k} = \mathbf{a}_x k_x + \mathbf{a}_y k_y + \mathbf{a}_z k_z \quad (3)$$

として示すことができる。また、 $\tilde{\mathbf{E}}_s$ はプリント回路表面におけるスペクトル領域の電界ベクトルを示しており、

$$\tilde{\mathbf{E}}_s = \mathbf{a}_x \tilde{E}_x(k_x, k_y) + \mathbf{a}_y \tilde{E}_y(k_x, k_y) + \mathbf{a}_z \tilde{E}_z(k_x, k_y) \quad (4)$$

により示される。ここで、スペクトル領域における各電界成分は表面電界成分から

$$\tilde{E}_i(k_x, k_y) = \iint_{-\infty}^{\infty} E_i(x', y', z_s) e^{j(k_x x' + k_y y')} dx' dy' \quad (5)$$

により導出される($i = x, y, z$)。ここで、 z_s はプリント回路表面の z 座標を示す。図2に示すように、プリント回路表面のスペクトル領域の各電界成分

$$\tilde{E}_i^s(k_y, z_s) = \int_{-\infty}^{\infty} E_i(x', y', z_s) e^{jk_y y'} dy' \quad (6)$$

は SDA 法を用いて導出できる (Itoh, 1989)。この電界成分の大きさは電流の大きさに比例する。また、線路上の電流分布 $I(x') = I^+ e^{-j\beta x'} - I^- e^{j\beta x'}$ は TL 法により導出する。ここで、 I^+ と I^- は電流の進行波成分と反射波成分をそれぞれ示し、 β は位相定数を示す。したがって、線路長が l のとき、

$$\begin{aligned} \tilde{E}_i &= \tilde{E}_i^s(k_y, z_s) \int_0^l I(x') e^{jk_x x'} dk_x \\ &= \tilde{E}_i^s(k_y, z_s) \left[I^+ \frac{2 \sin\left\{\frac{(k_x - \beta)l}{2}\right\}}{k_x - \beta} - I^- \frac{2 \sin\left\{\frac{(k_x + \beta)l}{2}\right\}}{k_x + \beta} \right] \quad (7) \end{aligned}$$

となり、スペクトル領域の各表面電界成分は、SDA 法と TL 法により導出することができる。この電界を用いて (1) 式から放射電界ベクトルを導出することができる。ここで、 $z_s = h$ の場合には、プリン

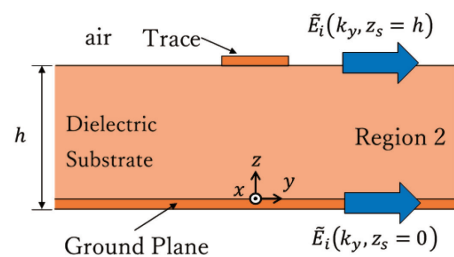


図2 プリント回路表面の電界成分

ト回路の上面の電界を使うことにより，回路の上側 ($z > 0$) 方向の電界ベクトルを計算でき， $z_s = 0$ の場合には，プリント回路の下側 ($z < 0$) 方向の電界ベクトルがそれぞれ計算されることになる。

グラウンドスロットを持つプリント回路からの放射電界の解析

解析モデル

マイクロストリップ線路とその直下にグラウンドスロットを持つモデルを用いて線路の電流分布と放射電界の解析を行う。解析モデルを図3に示す。厚さ 1.6mm のプリント基板(基板材料 FR4, 比誘電率 4.3)の中央に長さ 60mm, 幅 3mm のマイクロストリップ線路を配置し，線路直下のグラウンドに長さ $l_s = 10\text{mm}$, 幅 $w_s = 5\text{mm}$ のスロットを配置する。

電流分布解析

基板の大きさは十分大きいと仮定するとき図3中の P_1, P_2, P_3 のそれぞれの点における電流の周波数特性を TL 法により解析する。また，解析結果の妥当性を示すために数値計算法である FDTD 法を用

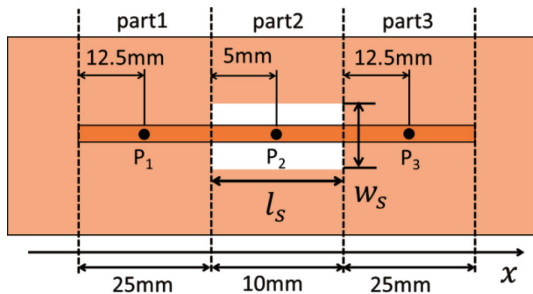


図3 解析モデル

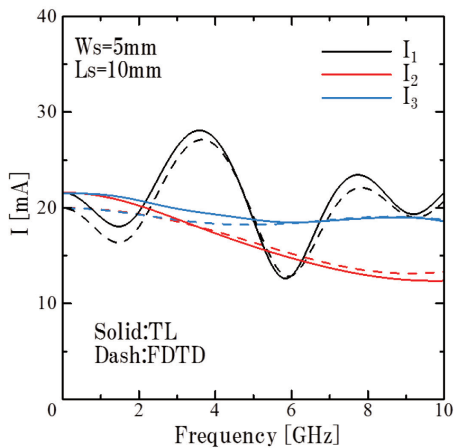
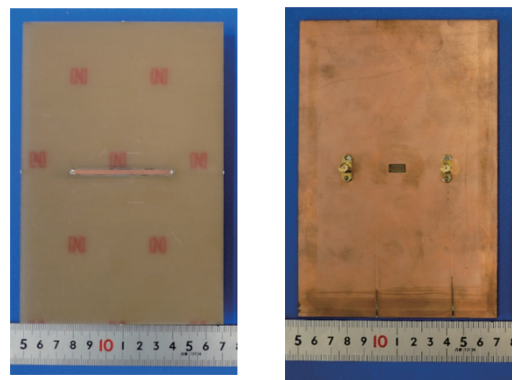


図4 電流分布の解析結果

いて同等のモデルを使用して解析する。結果を図4に示す。ここで，実線は TL 法による結果を，破線は FDTD 法による結果をそれぞれ示す。また， P_1, P_2, P_3 のそれぞれの位置において解析した電流をそれぞれ I_1, I_2, I_3 として図に示した。図より，電流分布は位置，および周波数に拘わらず TL 法と FDTD 法の結果はほぼ等しいことがわかる。したがって TL 法による電流計算は妥当であることが示された。

放射電界の測定方法

放射電界について解析結果の妥当性を示すために放射電界の測定を行う。測定において図3の解析モデルと同じ大きさのマイクロストリップ線路とグラウンドスロットを持つプリント回路基板を製作した。実際に製作したプリント回路を図5に示す。また，図6に放射電界の測定構成を示す。図に示すように，電波無響室の一方にターンテーブルが置かれており，



(a) 線路面 (b) グラウンド面

図5 製作したプリント回路

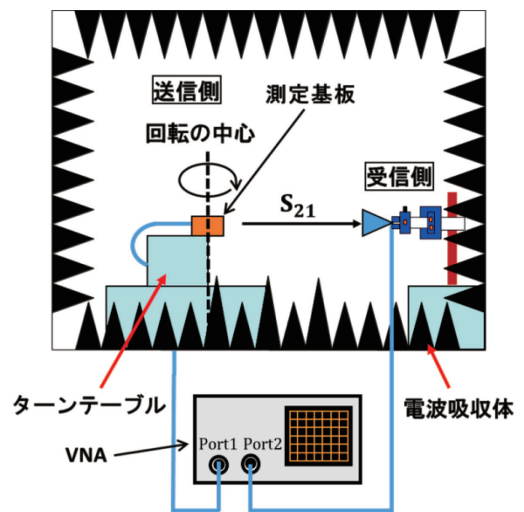


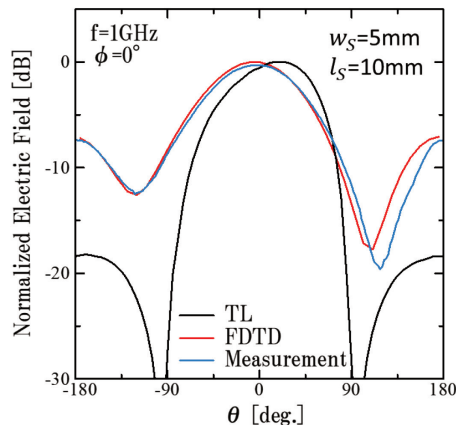
図6 放射電界の測定

ターンテーブルの中央にプリント回路を配置する。ターンテーブルを回転しながら、もう一方に置いた受信アンテナ (Schwarzbeck BBHA9120D) を用いて放射電界を受信することにより水平面の電界の放射パターンを得ることができる。受信した電界の大きさはネットワークアナライザ (Agilent Technologies E8364C) により測定する。

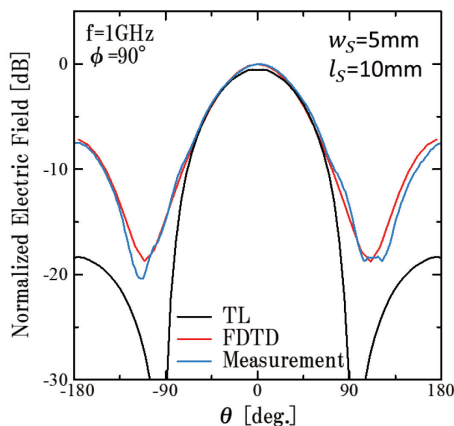
放射電界の解析及び測定結果

動作周波数が 1GHz のときの放射電界を TL 法および FDTD 法を用いて解析した。結果の放射パターンを図 6 に示す。ここで、放射電界の θ 方向成分を図 6 (a) に、 ϕ 方向成分を図 6 (b) にそれぞれ示す。解析結果は放射電界の最大値により正規化した。また、解析結果の妥当性を検討するために測定結果もあわせて示した。

図より、方向成分に拘わらず測定結果と FDTD 法の結果はよく一致することがわかる。しかしながら、



(a) E_{θ} 成分



(b) E_{ϕ} 成分

図 8 正規化した放射電界強度

TL 法による結果は、最大値付近では同じような形状になるが、特にプリント回路のグラウンド面に相当する $90^{\circ} < \theta < 180^{\circ}$ および $-90^{\circ} < \theta < -180^{\circ}$ の範囲においては、あまり一致しないことがわかる。これは、プリント回路裏面における表面電界分布が旨く計算できていないことによると考えられ、その計算精度の向上が今後の課題である。

まとめ

プリント回路に存在するグラウンドスロット上にマイクロストリップ線路があるときの不要電磁波放射を TL 法により解析する手法について提案し、プリント回路からの放射電界を解析した。まず、TL 法により電流分布を解析し、FDTD 法とほぼ同じ結果を得ることができたことから妥当性を示した。また、計算した電流分布と SDA 法により導出したスペクトル領域の表面電界分布より放射電界を解析した。解析結果を測定結果および FDTD 法による解析結果と比較することにより、表面からの放射に相当する最大値付近では放射パターンの傾向は一致したが、裏面からの放射に相当する放射パターンは大きく異なる結果となり、プリント回路裏面における表面電界分布の計算方法について検討する必要があることがわかった。

文献

- C. R. Paul (1982), *Introduction to electromagnetic compatibility*, John Wiley & sons, Inc.
- T. Itoh, et al. (1989), *Numerical techniques for microwave and millimeterwave passive structures*, John Wiley & sons, Inc.
- C. A. Balanis (2005), *Antenna theory analysis and design*, John Wiley & Sons, Inc.
- 戸花照雄 (2006). 「プリント基板からの電磁波放射」『月刊 EMC』19 (7), 71-77.
- C. R, Paul (2008). *Analysis of multiconductor transmission lines*. John Wiley & sons, Inc.
- S. H, Hall & H. L. Heck (2009). *Advanced signal integrity for high-speed digital designs*. John Wiley & sons,

Inc.

〔 2019年6月30日受付
2019年7月9日受理 〕

A Study Estimating Undesired Emissions From a Printed Circuit Board Using a Surface Electric Field

Teruo Tobana¹

¹ *Department of Intelligent Mechatronics, Faculty of System Science and Technology, Akita Prefectural University*

Recently, printed circuit boards with multi-layers are being used more frequently since advanced technology requires high-density electronic circuits. Therefore, a number of vias to connect each layer are used and slots are installed on a ground. The existence of slots is an issue for circuit designs because it is possible to increase undesired emissions. In previous research studies, an analysis of line characteristics with slots was calculated using the finite difference time domain (FDTD) method. However, the FDTD method requires a lot of computation time and memory. Therefore, we focused on the transmission line (TL) method to calculate lines at high speed. In this paper, undesired emissions were measured and analyzed using the TL method and Spectral Domain Approach, when the slot is placed just below the microstrip line on the PCB. The results of the TL method were compared to the values measured using the FDTD method. According to these results, the maximum radiation direction tendency was almost the same but the slot direction result was significantly different.

Keywords: Printed Circuit Board, Ground Slot, Undesired Emission, Spectral Domain Approach