

# プリント回路基板からの放射電磁ノイズ予測技法の開発

## — 信号線がグランド端部に近接する場合の放射増加量の予測 —

渡辺哲史・青山 勝・和田修己\*・古賀隆治\*

Tetsushi WATANABE, Masaru AOYAMA, Osami WADA, and Ryuji Koga

キーワード 電磁波妨害／プリント回路基板／不完全グランド／コモンモード電流  
KEY WORDS Electromagnetic interference／Printed circuit board／Insufficient ground plane／  
Common mode current

### 要 旨

プリント回路基板からの放射電磁ノイズが増加する原因として信号線の帰路となるグランド面が十分に確保されていないことがあげられる。この場合の放射ノイズの定性的な評価は多くの研究で行われているが、定量的な推定方法については、full wave のシミュレーション以外ではほとんど検討されていない。我々はこれまでに 2 次元断面形状とコモンモードアンテナモデルを用いた放射予測手法を提案し、実験によってその有効性を確認してきた。これまでの検討では、グランド幅が狭い場合の放射ノイズの予測を行ってきたが、今回は幅の広いグランド面の端部近傍の配線から放射される電磁ノイズに適用した。その結果、幅の広いグランド形状に対しても本手法は適用可能であり、高速な解析が可能であることを確認した。

### 1 はじめに

現在、市場に電機製品を出荷する際には電磁ノイズに関する規制をクリアすることが必須となっている。この試験は試作品が完成後に行われる。この試験をパスしない場合には、製品の改善措置が必要になり、対策部品の追加、製品の設計変更などによる製品の開発コストの増加や開発の遅れなどを招く。そのため、設計段階からノイズに対する配慮を行うことが重要視されている。

ノイズの対策には多種の手法があるが、プリント回路パターンによる対策は最終的に最も低コストで実現できる可能性が高い。しかし、このための設計法は現状では確立されておらず、現場の設計技術者が容易に使える手法が望まれている。そこで、我々は、近年のプリント回路基板で重要な役割と考えられているグランド面と信号線の関係に注目し、ノイズを低減する設計手法の開発を目指している。

### 2 目的

電子回路はすべて基準電位からの電位差を考えて動作が設計されている。その基準電位として配線されている部分をグランドと呼ぶ。プリント回

路基板の設計に際し、グランドを大きくとることがノイズ対策の上で有効であることが経験的に知られている。そこで、多くの基板では面状にグランドを配置している。

また、高速信号の伝送において、グランドは信号の帰路として重要な役割を担っている。この場合に一般的に用いられる構造はマイクロストリップ構造と呼ばれる構造で、グランド面の上に信号線が配置される構造である。

この構造は十分な大きさのグランド面上に信号線を配置することを前提にした構造であるが、現実の基板では種々の制約によりグランド面の端部近傍に配線される場合がある。このような状況では放射電磁ノイズが増加することが一般に知られている。この現象に対して、我々がこれまでに開発してきた電流配分率を用いた予測手法を適用し、高速な予測計算を行うことを目指す。

### 3 コモンモード放射の発生メカニズム

グランドが十分に確保されていない場合のコモンモード電流の発生メカニズムを以下のような過程であると導いた<sup>1)</sup>。

\* 岡山大学 工学部

### 3.1 コモンモード電圧と電流配分率

ある伝送線路について、コモンモード電流を考慮するためには、信号線、帰路線およびシステムグラウンドの3導体系で考える必要がある。信号線・帰路線の電流を  $I_S$ ,  $I_R$  で表すとき、この電流を図1に示すようにノーマルモード成分  $I_N$  とコモンモード成分  $I_C (=I_{CS}+I_{CR})$  に分離することができる。2つの線路に流れるコモンモード電流の大きさは一般に等しくなく、この比を電流配分率  $h$  で表す。

$$h = \frac{I_{CS}}{I_{CS} + I_{CR}} \quad (1)$$

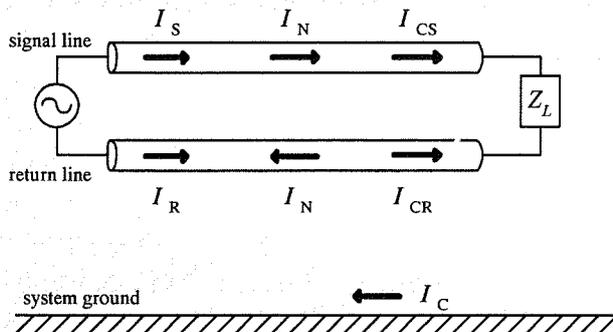


図1 ノーマルモード電流とコモンモード電流

この  $h$  を用いて2線の電流を次式のように表すことができる。

$$I_S = I_N + h I_C \quad (2.a)$$

$$I_R = -I_N + (1-h) I_C \quad (2.b)$$

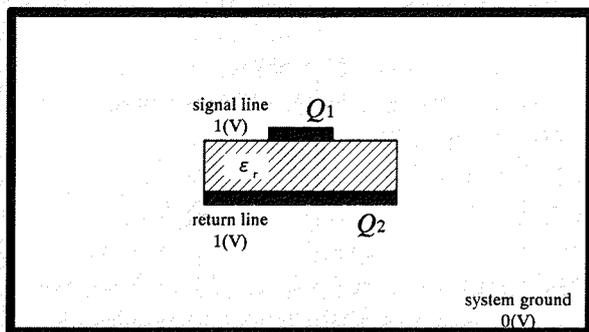


図2 線路断面図

この電流配分率  $h$  は線路の断面構造によって決定される。線路の断面形状を図2のように現すとき、2線路を  $1[V]$  に帯電させたときの電荷を  $Q_1, Q_2$  とすると、電流配分率は次式で与えられる<sup>2)</sup>。

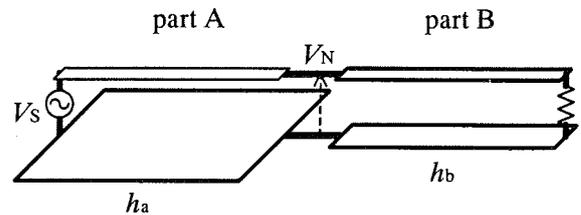
$$h = \frac{Q_1}{Q_1 + Q_2} \quad (3)$$

コモンモードのみを考える場合には、信号線と帰路線を束ねた仮想的なコモンモード線路を考え

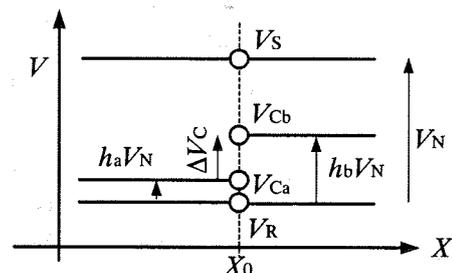
ると都合が良い。この線路の電位  $V_C$  は次式で与えられる<sup>3)</sup>。

$$V_C = V_R + h V_N \quad (4)$$

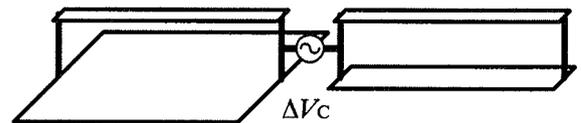
ただし、 $V_S, V_R, V_N$  はそれぞれ、信号線電圧、帰路線電圧、ノーマルモード電圧を表し、 $V_N = V_S - V_R$  である。



(a) 異種線路接続



(b) 接続部近傍の電位分布



(c) コモンモードアンテナモデル

図3 異種線路の接続によるコモンモード発生

### 3.2 線路の接続

次に、図3(a)に示すような断面形状の異なる線路を接続した場合を考える。このとき、図3(b)に示すように接続点において、信号線・帰路線の電圧は連続である。しかし、電流配分率が線路A,Bの部分で  $h_a, h_b$  と異なっている場合、コモンモード電圧が接続点で不連続となり、電位差  $\Delta V_C$  を生じる。この電位差は

$$\Delta V_C = (h_b - h_a) V_N = \Delta h V_N \quad (5)$$

と表される。但し、 $\Delta h = h_b - h_a$  とする。

従って、図3(a)に対応するコモンモード励振モデルは図3(c)に示すコモンモード電圧源を含むモデルとなる。

### 3.3 コモンモードアンテナ

図3(a)に示す基板がシステムグラウンドに近接していない場合、図3(c)のコモンモードモデルはアンテナとして作用する。

このアンテナの放射係数を  $AF(f, r)$  と表し、周波

数  $f$  の単位電圧を印加した場合に位置  $r$  で観測される電界強度とする。このとき、位置  $r$  で観測される電界強度は次の式で表される。

$$E(f, r) = V_c A F(f, r) = \Delta h V_N A F(f, r) \quad (6)$$

すなわち、コモンモード放射は接続点での電流配分率の差  $\Delta h$  に比例することがわかる。

## 4 実験

### 4.1 実験基板

これまでの報告においてはグランド幅が狭い場合を扱ってきた。今回はこの適用範囲を拡大する試みとして、ある程度広く、また、幅変化のないグランド形状に対して検討を行った。

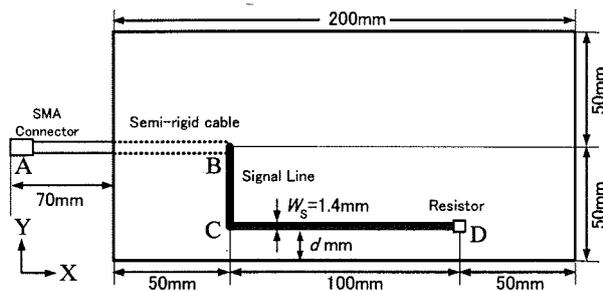


図4 実験基板 外形図

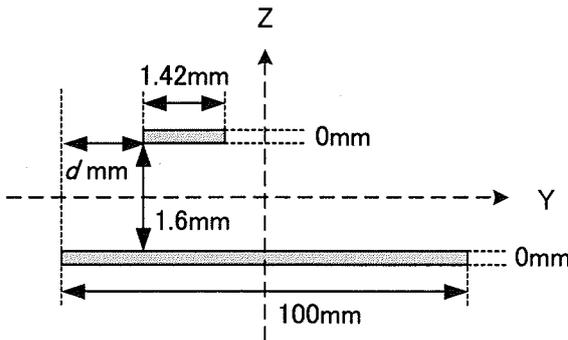


図5 実験基板 断面図

今回の実験では、図4に示す形状のプリント基板を用いた。この基板は、裏面全体がグランドとなっており、B点でセミリジッドケーブルにより給電され、C点を経てD点で整合終端されている。CD間はグランド端に近接し、グランド端と平行に配線している。CD間での実験基板の断面形状を図5に示す。

線路とグランド端の距離  $d$  は 0, 4, 10mm の 3 種類を作成した。このようにグランド端に近接した配線ではコモンモード放射が増加することは良く知られているが、3次元電磁解析以外の手法によりその増加を予測された例はほとんどない。

### 4.2 コモンモードモデルの構築

我々の導入した電流配分率の変化点に注目したモデルでは、線路のそれぞれの点での電流配分率に注目する。図4の実験基板では、線路に沿った方向での電流配分率の分布は図6のように表わされる。

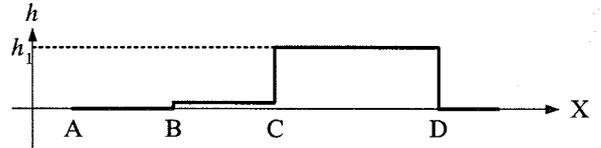


図6 実験基板の電流配分率の分布

AB間は同軸ケーブルであるため、 $h=0$  で与えられる。BC間は左右にかなりの幅を持つグランド構造であるため、 $h$  はほぼ 0 とみなせる。CD間はグランド端に近接しているため、 $h$  はある程度の値( $h_1$ )を持つ。この値は図2に示すモデル化により電流配分率を計算した。D点より先の部分は配線が存在しないため、 $h=0$  と与えられる。

従って、C, Dの2点で電流配分率が大きく変化し、図4に示す実験基板に対するコモンモードモデルは図7のように表わすことが可能である。

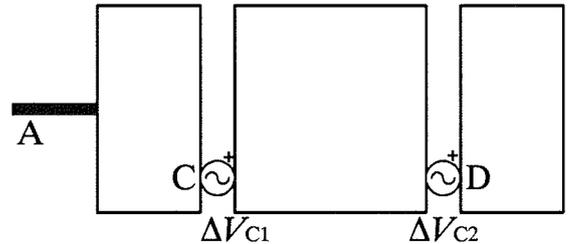


図7 実験基板に対するコモンモードモデル

図7において、励振源  $\Delta V_{c1}, \Delta V_{c2}$  は

$$\Delta V_{c1} = h_1 V_N(C) \quad (7.a)$$

$$\Delta V_{c2} = -h_1 V_N(D) \quad (7.b)$$

で与えられる。ただし、 $V_N(X)$  は点  $X$  におけるノーマルモード電圧を表す。式(7)より、同じノーマルモード信号が伝播する場合、コモンモード放射は  $h_1$  に比例することが推定される。

今回作製した基板の  $h_1$  は線路位置  $d$  をパラメータとして計算すると、図8に示す値が得られた。この値は図5に示す2次元断面形状に対する静電解析のみで得られるため、3次元電磁界解析に比べて非常に高速に計算が可能であり、1点あたりの計算時間は10秒以内であった。

図8の計算結果より、信号線がグランド端部に近接した( $d$  が小さい)場合に  $h_1$  の値が増加しており、EMIの増加が推定される。

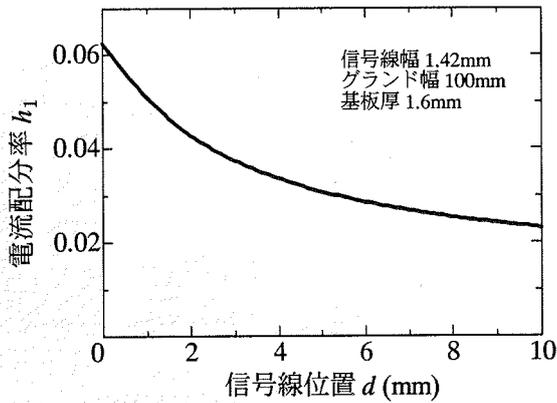


図8 信号線位置と電流配分率

#### 4.3 予測値と測定値の比較

実験基板から生じるコモンモード放射を電波半無響室内で測定した。図9に示すように基板を金属床面より垂直に設置し、3m離れた点で垂直偏波の電界強度を測定した。その結果、図10に示す放射電界が観測された。

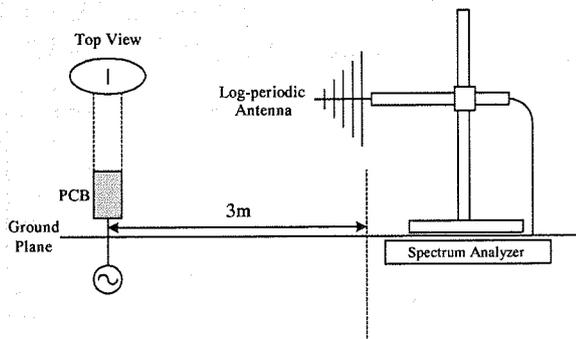


図9 測定配置

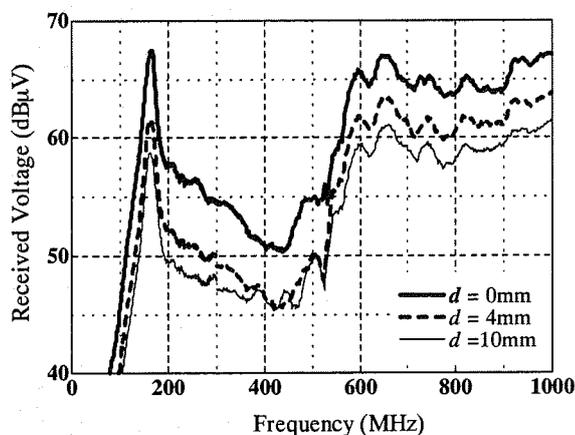


図10 EMI 測定結果

今回は、信号線の位置の違いによる放射量の変化に注目する。信号線がグラウンドの端部にある場合( $d=0$ )を基準として、これより信号線がグラウンドの内部に移動した場合のコモンモード放射の低減量に注目した。

前節での議論より、提案するコモンモードモデルにおいては、 $h_1$ に比例した放射が発生すると考えられるため、低減量  $R$ [dB]は次式で与えられる。

$$R(d) = 20 \log \left( \frac{h_1(d)}{h_1(d=0)} \right) \quad (8)$$

図10の第1ピーク(約165MHz)に注目し、図8の計算結果と比較すると図11が得られた。

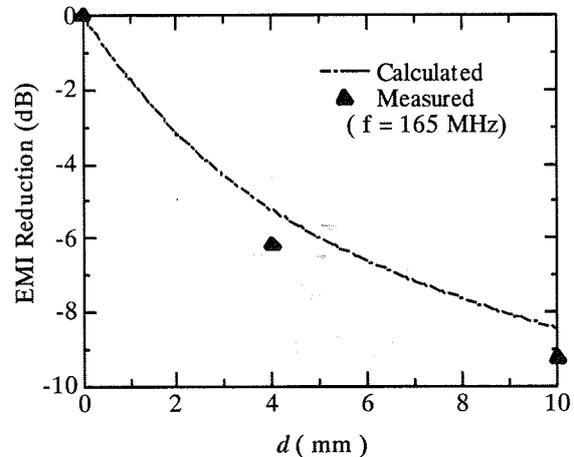


図11 測定値と計算値の比較

図11より、信号線がグラウンド端部より離れた場合の低減量は、計算値と実測値がよく一致しており、その差は1dB以下であった。

#### 5 結論

我々が導いた電流配分率の概念は、グラウンド幅が狭い場合を想定して構築した理論であるが、今回の実験により幅の広いグラウンドの場合にも適用できることが確認された。

その結果、従来は3次元電磁界解析によって長時間の計算を行わなければ得られなかった信号線の配置の違いによる放射量の変化を、電柱配分率を用いた放射予測によってごく短時間で計算することが可能となった。

#### 参考文献

- [1] "Common-mode-current generation caused by difference of unbalance of transmission lines on a printed circuit board with narrow ground pattern", Tetsushi Watanabe, Osami Wada, Takuya Miyasita, Ryuji Koga, IEICE Trans. Comm., Vol.E83-B, No.3, pp.593-599, 2000/3.
- [2] "プリント回路基板のグラウンド端部に近接した配線から生じるコモンモード放射の予測", 渡辺哲史, 山本僚太郎, 藤原博史, 岸本正則, 和田修己, 古賀隆治, 電子情報通信学会技術報告, EMCJ2002-36, pp.37-42, 2002/7.