

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

-- 電流配分率を用いた予測手法の適用範囲の確認 --

渡辺哲史・青山 勝・和田修己*・古賀隆治*

Tetsushi WATANABE, Masaru AOYAMA, Osami WADA, Ryuji KOGA

キーワード 電磁波妨害／プリント回路基板／不完全グラウンド／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ウンド面が十分に確保されていない場合があげられる。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。今回は、この手法がどの範囲まで適用可能であるか、様々な条件で予測値と実際の測定値を比較することにより確認を行った。その結果、考えられる任意の断面形状に対して、整合負荷の場合および容量性負荷のいずれの場合においてもこの予測手法が適用可能であることを確認した。

1. はじめに

現在、市場に電気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。この試験は試作品の完成後に行われる。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、対策部品の追加によるコスト増、製品の設計変更などに起因する開発コストの増加、さらに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。

電磁ノイズ対策には多種の手法があるが、プリント回路パターンの変更による対策は最も低コストで実現できる可能性が高い。しかし、このための設計法については現状で確たる手法が確立されておらず、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ウ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ウンドと呼ぶ。プリント回路基板の設計に際し、グラウ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ウンドを配置している。

また、高速信号の伝送において、グラウ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、グラウンド面上に信号線が配置される構造である。

この構造は十分に大きなグラウンド面上に信号線を配置することによって形成されるものであるが、現実の基板では種々の制約によりグラウンド面の大きさが制限される場合がある。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は電流配分率を用いた予測手法を提案してきた。

これまでに、その予測手法の妥当性を判断するためにいくつかの典型的な条件下で測定値と予測値の比較を行ってきた。今回は一般的な条件下で考えられる様々な条件下で、予測値と測定値の比較を行い、この予測手法の適用可能を確認した。

* 岡山大学 工学部

3. 予測手法の概要

プリント回路基板において、帰路となるグラウンドが十分な大きさを確保できない場合には、コモンモード電流が発生する。このコモンモード電流が発生する状況下では、これによる放射が支配的となる。そこで、発生するコモンモード電流の大きさ及び、これによって引き起こされる放射電界強度を計算する手順を開発した^[1,2]。図1(a)に示すプリント回路基板の場合を例として、以下にその手順を示す。

1. 図1(a)の形状のプリント回路基板では、灰色で示すグラウンドの幅が変化する a 点に注目し、この点でのノーマルモード電圧 V_N を計算する。
2. 図1(a)中 a 点の左側で、信号線とその帰路パターンからなる断面形状から電流配分率 h_1 を計算する。また、a 点の右側で同様に電流配分率 h_2 を計算する。
3. コモンモード起電力 V_C を次式で計算する。

$$V_C = V_N \cdot (h_2 - h_1) \quad (1)$$

4. 信号線とグラウンドパターンを結合し、その形状を a 点で切断してコモンモード電圧源を挿入することにより、コモンモード等価アンテナモデルを作成する。(図1(b))
5. コモンモードアンテナモデルの放射効率 A_f を計算する。
6. 放射電界強度を次の式で計算する。

$$E = A_f \cdot V_C \quad (2)$$

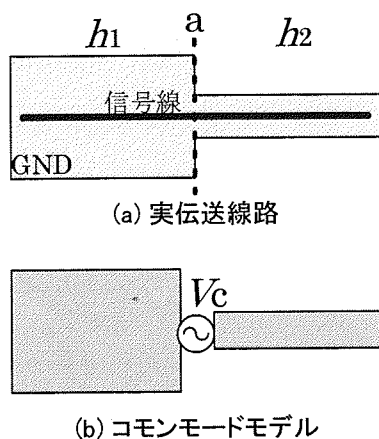


図1 コモンモード発生モデル

4. 適用範囲の確認

4.1 実験条件

今回の実験では図2に示すような一方が幅の広いグラウンド、他方は幅の狭いグラウンドである3種類のプリント回路基板を用いた。これらの基板には1本の信号線のみを配置し、外部信号源より給電を行う。電波暗室内において、図3に示すように配置し、発生した放射電界を測定した。

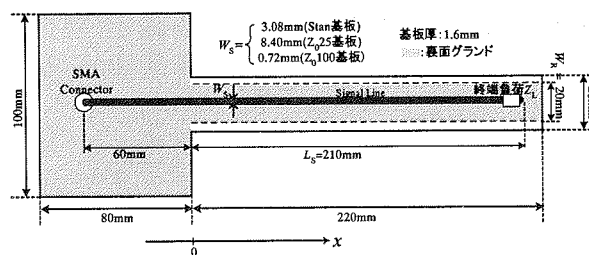


図2 実験基板外形

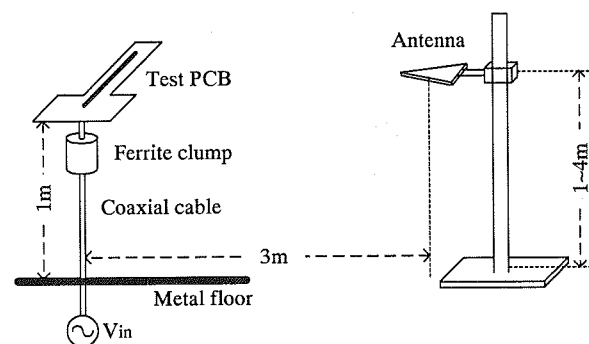


図3 測定配置

今回の実験では、基板のグラウンド面形状を同じ形としたため、図1(b)のコモンモードアンテナモデルの形状はすべての基板で一致する。このとき、(2)式に示される A_f の値はすべての基板で同じ値をとるため、(1)式に示す V_C を評価することによって、形状変化に対する放射電磁ノイズの影響を評価することができる。

4.2 これまでの確認事項

図2に示す基板のグラウンド幅が狭い部分に対する断面形状を図4に示す。

これまでの実験では、図4中のパラメータのうち、グラウンド幅 W_R 、誘電体厚さ h 、信号線位置 d を変えた場合に、この予測手法が適用可能であることを確認している。また、負荷条件はすべて整合負荷の場合についてのみ検討を行っている。

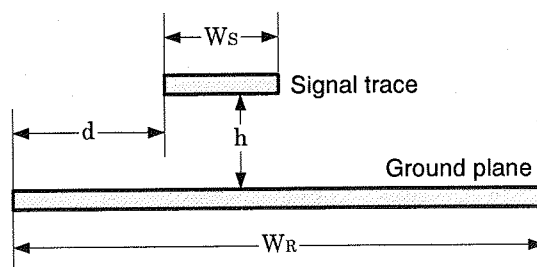


図4 実験基板断面形状

4.3 信号線幅が異なる場合

図4の断面形状において信号線導体の幅 (W_s) を変化させた場合について検討を行った(表1)。

W_s を変更すると線路の特性インピーダンス(Z_0)が変化するため、実験基板への入力点で不整合を生じ、信号電圧 V_N が変化する。予測値(ΔE)の計算に際してはこの影響も考慮している。

表 1 信号線幅の変化に対する予測値

基板名	W_s (mm)	$Z_0(\Omega)$ 設計/実測	Δh	ΔE (dB)
Zo25	8.4	25 / 25	0.165	+2.5
stan	3.1	50 / 50	0.082	0
Zo100	0.7	100 / 95	0.044	-3.0

図 5 に電波暗室での測定値を示す。ここで、基板による差を比較するため、stan 基板を基準にした放射電界強度の差を図 6 に示す。表 1 に示す予測値と比較すると、500MHz 以下でよく一致していることが確認できる。

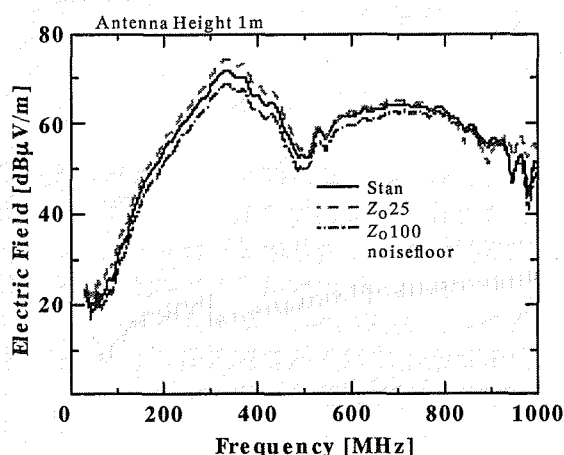


図 5 放射電界強度測定値

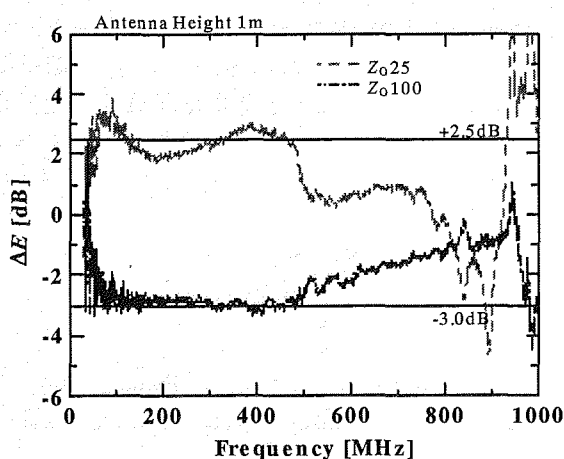


図 6 放射電界強度変化

4.4 ガードトレースを付加した場合

ノイズを低減する手法の 1 つとして図 7 に示すようなガードトレースを配置する方法がある[3]。この場合についても今回の手法が適用可能である

か検討した。

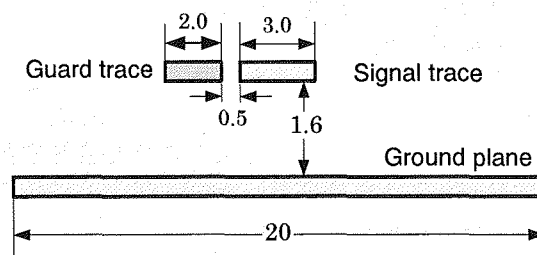


図 7 ガードトレース付き基板の断面形状

図 7 に示す形状では、3.1dB の低減効果が予測された。4.3 と同様に放射電界の測定値および差分を図 8 および図 9 に示す。図 9 より、予測は測定値によく一致していると確認できる。

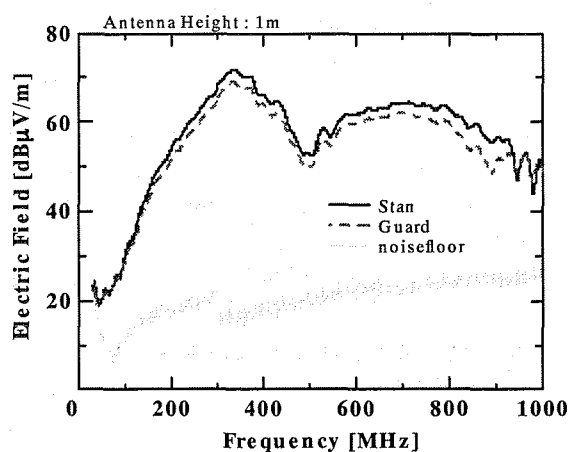


図 8 放射電界強度測定値

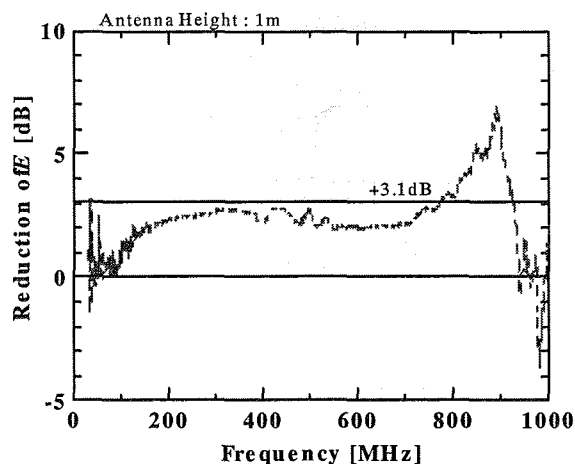


図 9 放射電界強度変化量

4.5 負荷を容量性とした場合

これまでは、信号線の終端が整合負荷の場合について検討を行った。高速信号線では整合条件で用いられる場合が多いが、中低速の信号線では容量性の負荷が接続されることが多い。そこで、容

量性の負荷を接続した場合についても検討する。

今回の実験では、CMOS-IC の入力容量と同程度の負荷として 10pF を用いたものと、整合負荷の場合で比較を行った。実験に用いたプリント回路基板を図 10 に示す。

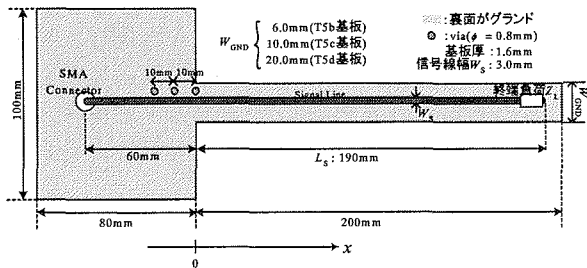


図 10 実験基板形状

整合負荷では、信号の流れは一方方向であるため、信号線のどの位置においても、電圧は一定である。しかし、容量性の負荷では、終端で反射を生じるため、信号線電圧に定在波を生じる。

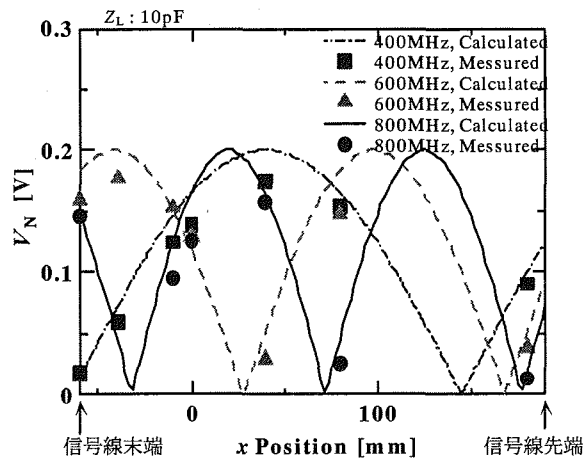


図 11 ノーマルモード電圧分布

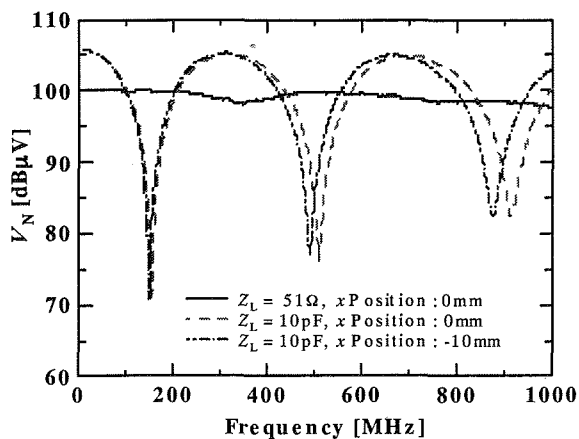


図 12 ノーマルモード電圧スペクトル

この電圧分布をいくつかの周波数について計算

したもの、測定値を図 11 に示す。 $x=0$ がグラウンド幅の変化点で $x>0$ がグラウンド幅の狭い範囲、 $x=190\text{mm}$ が終端位置である。次に、図 12 に $x=0$ の点における電圧スペクトルを示す。整合負荷では、ほぼ一定の電圧であるのに対し、容量性負荷では周期的に変化し、ピークでは整合負荷の 2 倍 (+6dB) となっていることが確認できる。これらの測定結果は計算どおりであり、回路が設計どおりに機能していることを意味する。

次に、それぞれの基板に整合負荷または容量性負荷を接続した場合の放射電界強度の測定値を図 13 に示す。このデータから、同じ基板に対して、負荷の異なる場合の差を図 14 に示す。図 13 では、基板によってそれぞれ放射電界強度は異なっているが、負荷による放射量の変化は図 14 より基板によらず一定であることが確認できる。

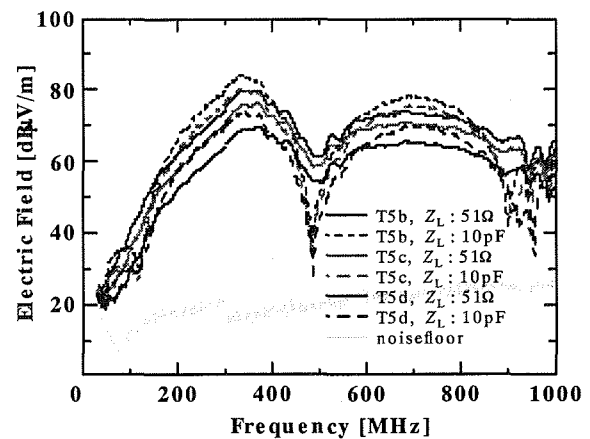


図 13 放射電界強度測定値

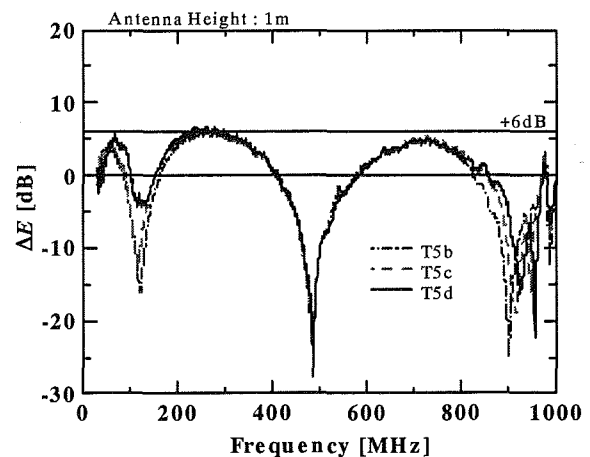


図 14 放射電界強度変化量

式(1)(2)において、同じ形状の基板で負荷を変えた場合には V_N は異なるが、 Δh , A_f は変化しない。従って、放射電界強度 E は V_N に比例すると推定できる。そこで、図 14 に示す放射量の変化と図 12 から導かれるノーマルモード電圧の変化を比較する(図 15)。

その結果、両者の値はかなり近い特性であると言える。ピークおよびディップを与える周波数はやや異なっているが、ピーク値はいずれも約 6dB である。 $x=-10\text{mm}$ の点において同様に V_N を求めたところ、500MHz 近辺のディップについてより高い精度で一致しており、放射を決定する電圧要因としてはややずれた位置のほうが最適ではないかとも考えられる。この点については今後検討を行う予定である。

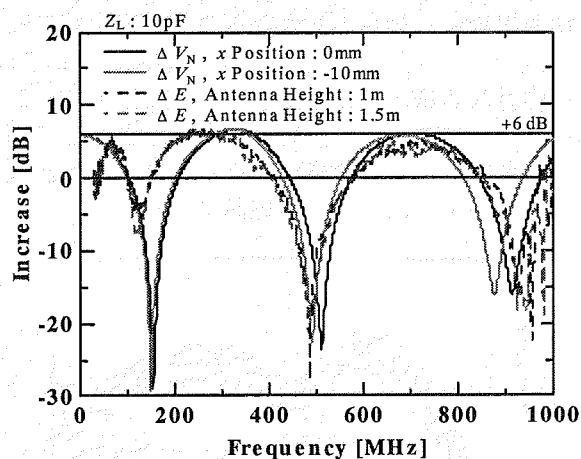


図 15 ノーマルモード電圧と放射電界強度変化量の比較

5. 結論

今回の実験と予測式の比較により、下記のような断面形状のパラメータ変化に対して、発生するコモンモードの予測式が妥当であることが確認された。

1. 信号線幅
2. グランド幅
3. 誘電体厚さ

4. 信号線位置

5. ガードトレースの存在

これらは、断面形状を決定するほぼすべてのパラメータであり、事実上、マイクロストリップ構造における任意の断面形状に対して適用可能であると結論できる。

また、信号線の負荷条件については、容量性の負荷においては予測とはやや異なった周波数特性が観測されたが、実用的なレベルでは満足できる予測値であると考えられる。従って、通常考えられる任意の負荷条件において適用可能であると結論できる。

今後は、駆動源として実際の IC を用いた場合およびより複雑な形状に対して適用できるか確認を行う予定である。

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.
- [3] “FDTD Modeling of Common-Mode Current due to a Trace on a PCB with a Guard-Band”, Yoshiki Kayano, Motoshi Tanaka, Drewniak James, Hiroshi Inoue, 2001 年電子情報通信学会ソサエティ大会, B-4-39, 2001/9.