

ステップパルス波を利用したプリント回路の不要電磁妨害波源の 推定方法に関する研究

戸花照雄¹

¹ 秋田県立大学システム科学技術学部電子情報システム学科

近年、情報処理技術の進展にともない、各電子機器の情報処理量が大きくなり、それらの内部で使用されたプリント回路基板を伝送する信号の高速化、大容量化が進んでいる。そして、伝送信号の高速化によりプリント回路基板から放射される不要電磁波の問題が顕在化する。回路から放射される不要電磁波放射の主な原因の一つはコモンモード電流であり、そのため信号であるディファレンシャルモードがコモンモードに変換される位置を推定する必要がある。本報告ではディファレンシャルモード・コモンモード変換の位置を推定するために、ミックスモード S パラメータの時間領域測定に着目し、配線を変化した 2 本の導線をミックスモード S パラメータを時間領域で測定した。また、グラウンドに欠損を持つプリント回路の時間領域特性を解析した。測定結果より、導線の屈曲部やグラウンドの欠損の位置で S_{ed11} の値が変化することによりディファレンシャルモード・コモンモード変換の位置が推定できることがわかった。

キーワード：時間領域解析、プリント回路基板、コモンモード電流、不要電磁波放射

はじめに

現代社会においてはパソコンや携帯電話、テレビなど多くの電子機器が必要不可欠な存在になっている。これらの電子機器は年々高性能化・高品質化しており、大容量のデータを高速に処理できることができるように動作周波数の高周波化が進んでいる。このような、動作周波数が高い電子機器の増加に伴い、機器の動作によって発生する不要電磁波の問題が顕在化している。このような電子機器による不要電磁妨害を EMI（電磁妨害, Electromagnetic Interference）という。また、電子機器が外部からの不要電磁波に耐えられる性能を EMS（電磁感受性, Electromagnetic Susceptibility）という。この 2 つを合わせたものを EMC（電磁両立性, Electromagnetic Compatibility）といい、電子機器を設計するうえでの重要な課題となっている（C. R. Paul, 1982；戸

花, 2006）。

電子機器の回路設計において EMC 問題の原因の主な一つである不要電磁波放射が発生しないように考慮する必要がある。しかし、近年の電子機器の小形化が進み、それに伴ってプリント回路基板は高密度化になっている。そのため、基板上の線路の伝送信号品質を保つために必要な大きさのグラウンドを確保することが困難になりつつある。例えば、グラウンドの一部に欠損が生ずる可能性がある。このような欠損はグラウンドの幅の不連続を引き起こし、線路からの不要電磁波放射を発生させる。この放射の原因は、グラウンド欠損の位置においてディファレンシャル電流がモード変換されることによりコモンモード電流が発生するためであると考えられている。したがって、コモンモード電流の発生原理とその位置を知ることは EMC 問題を考えるうえで重要になる。コモンモード電流は、電子機器や回路モジ

ュール内部で発生する。また、2本の伝送ケーブルの平衡度が異なる場所でディファレンシャルモード電流とコモンモード電流の変換が起こり、伝送されたディファレンシャルモード信号がコモンモード電流に変換されることにより発生する。このようなコモンモード電流は、差動信号に比較して非常に小さい場合でも効果的に外部に不要電磁波を放射する。また、外部の不要な電磁波により線路上に誘導されたコモンモード電流が、コモンモード・ディファレンシャルモード変換によりディファレンシャル信号ノイズ電流に変換されることで伝送信号を汚染して内部機器が誤作動を起こす可能性もある。

そこで、本研究ではプリント基板上にある伝送線路の伝送特性やディファレンシャルモード・コモンモード変換の位置とその特性を測定により明らかにするための基礎検討として、伝送線路にステップパルス入射し、その反射波の時間領域測定からディファレンシャル・コモンモード変換位置を推定する方法について検討する(戸花, 野村, 笹森, 及び磯田, 2015)。ここで、伝送線路としてプリント回路基板の全面グラウンド上にトレース導体を配置したマイクロストリップ線路に着目して、グラウンドに欠損がある場合におけるコモンモード電流の発生位置を観測できるかどうかを検討する。ここで、トレース導体とグラウンド導体をそれぞれ一つのシングルエンド線路と仮定してその2本の線路により構成されるミックスモードSパラメータ S_{cd11} の時間領域波形を観測し、その波形が観測された時刻から伝搬時間を考慮することで観測点から発生する位置までの距離を導出する。

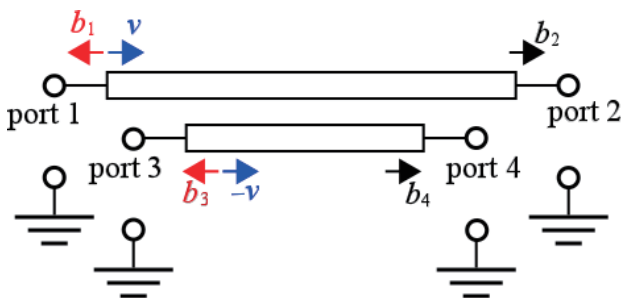


図1 4ポート回路

ミックスモードSパラメータ

図1に示すように4つのポートを持つ、2本の結合伝送線路を考える。このときシングルエンドにおけるポート i の出力 b_i は各ポートの入力 a_i とシングルエンドSパラメータを用いて、

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix} \quad (1)$$

として示される。ここで、2本の線路に左側からディファレンシャル信号を入力するために、式(1)に $a_1 = v$, $a_3 = -v$, $a_2 = a_4 = 0$ を代入することで

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v \\ 0 \\ -v \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

となる。ここで、差動信号の反射係数であるミックスモードSパラメータ S_{dd11} は、

$$S_{dd11} = \frac{b_{d1}}{a_{d1}} = \frac{1}{2}(S_{11} + S_{33} - S_{13} - S_{31}) \quad (3)$$

としてシングルエンドSパラメータを用いて示すことができる(S. H. Hall and H. L. Heck, 2009)。ここで a_{d1} は1ポートにおけるディファレンシャル入力信号であり、 $a_{d1} = a_1 - a_3 = 2v$ で示される。また、 b_{d1} は1ポートにおけるディファレンシャル出力信号であり、 $b_{d1} = b_1 - b_3$ により示される。また、差動入力に対してコモンモード変換が起こりそのコモンモードが反射したときの反射係数となる S_{cd11} は

$$S_{cd11} = \frac{b_{c1}}{a_{d1}} = \frac{1}{2}(S_{11} - S_{33} - S_{13} + S_{31}) \quad (4)$$

となる。ここで、 b_{c1} は1ポートにおけるコモンモード出力であり、 $b_{c1} = b_1 + b_3$ で示される。

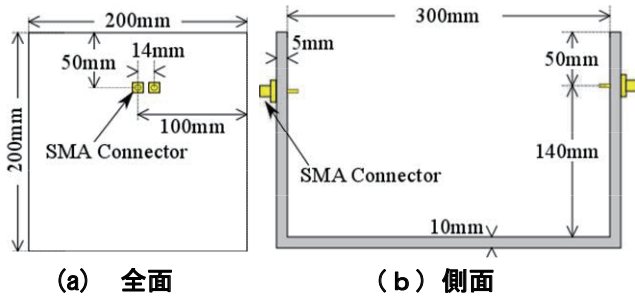


図2 伝送特性測定用治具の構造

ステップパルスによる2本の導線のミックスモード Sパラメータ測定

測定方法

ステップパルスを用いてディファレンシャルモードとコモンモード変換点の測定が可能かどうかを検討するために 配置を変化させた 2 本の導線線路を用いてその時間領域の反射特性を測定する. 測定は, デジタルシリアルアナライザ (Tektronix, DSA8200) を用いる. また, 伝搬特性測定において, 図2に示す測定用治具を用いる. この治具は, アルミ製のコの字型の構造の向かい合う2つの面に14mmの間隔で SMA コネクタをそれぞれ2個配置し, その芯線間に2本の導線の端部をそれぞれハンダ付けする構造になっている. また, 測定に用いる導線は, 半径0.6mmの銅が中心導体であり, 周りに厚さ0.7mmのPVC (ポリ塩化ビニル, 比誘電率3.5) により絶縁されている.

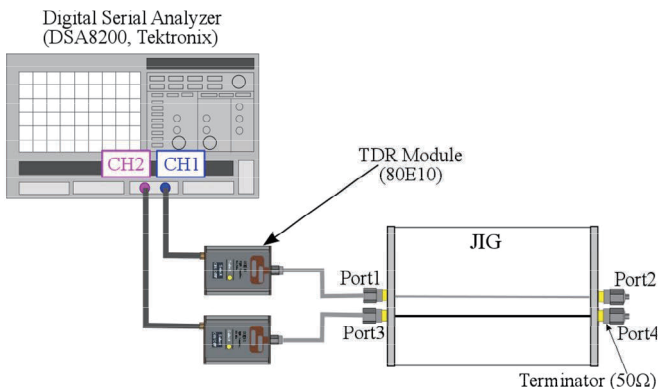


図3 時間領域測定システム

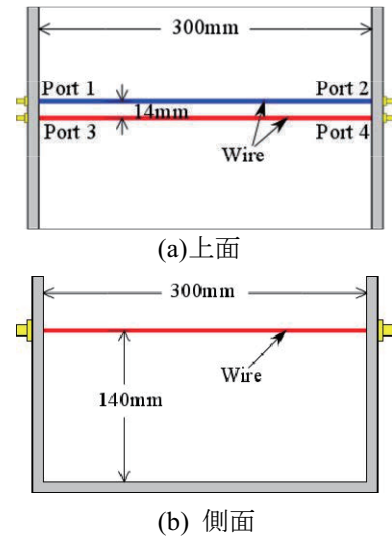


図4 2導体を直線に平行に配置した場合

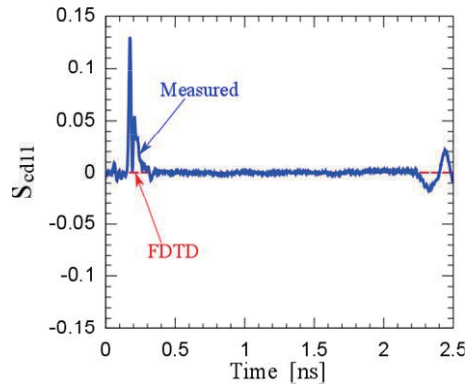


図5 平行な2導体の場合の S_{cd11} の結果

図3に測定システムを示す. 図3に示すように治具のシングルエンドのポート1とポート3にアナライザの TDR モジュールをそれぞれ接続する. ポート2とポート4は 50Ω 抵抗を用いて終端する. ポート1とポート3から逆相のステップパルスを入力し, 各ポートにおける反射波 V_{11} , V_{33} と伝搬波 V_{13} , V_{31} をそれぞれ測定する. ここで, S_{cd11} は式(4)より,

$$S_{cd11} = \frac{1}{2}(V_{11} - V_{33} - V_{13} + V_{31}) \quad (5)$$

として導出した.

また, 測定結果と同じ構造を用いて数値計算方法である Finite Different Time Domain (FDTD) 法を用いた解析も行った. 測定と同じ治具構造をモデル化した. 導線の断面形状は正方形とし, 中心導体は完全導体とした. また, ポート部分のグラウンドと導線の間に電界を励振して各導線を給電する.

測定結果

図 4 に示すように、図 2 で示した測定治具に 300 mm の長さの 2 本の導線を平行に配置し、それぞれ SMA コネクタに接続して S_{cd11} を測定した。結果を図 5 に示す。図より S_{cd11} の測定値は 0.2 ns の時刻で大きく変化している。これはコネクタと導線の接続部分での不平衡により発生しているコモンモードであると考えられる。また、2.4 ns の部分での変化は負荷部分に相当し、ここでは不連続で不平衡になっており、コモンモード電流が発生することが分かる。しかし、線路のほとんどの部分に相当する時刻において線路はほぼ平衡であり、 S_{cd11} の値は 0 を示す。また、コネクタ部分における 2 ヶ所の不平衡は FDTD 法モデルにおいては存在しないため解析値においては S_{cd11} は波形全体にわたってほぼ 0 になる。

次に、一方の導線のみを 40 mm 長くし、屈曲部を付加した場合について検討する。図 6 に配置した

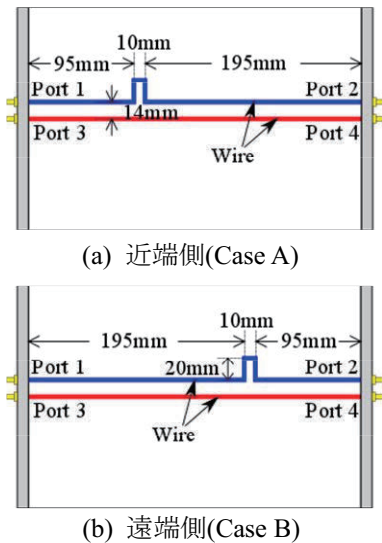


図 6 片方の導体に屈曲部を設けた場合の上面図

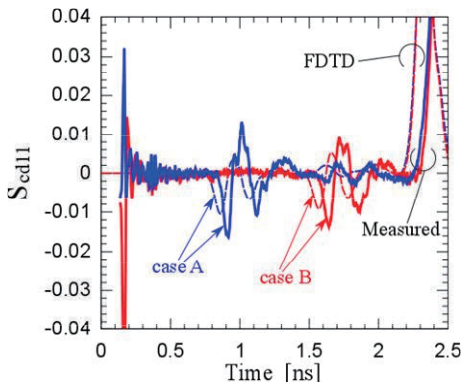


図 7 片方の導体に屈曲部を設けた場合の結果

線路構造の上面を示す。ここで、図 6(a)は給電部に対して近くに屈曲部を配置した。この場合を case A とした。また、図 6 (b) は給電部に対して遠い部分に屈曲部を配置した。この場合を case B とした。測定した S_{cd11} の結果を図 7 に示す。図より、case A では 0.9 ns 付近において、case B では 1.6 ns 付近においてコモンモード電流の発生が観測される。case A においてコネクタの接続位置を通過する時刻を 0.2 ns と考え、コネクタからコモンモード発生時刻までの経過時間を約 0.7 ns と見積もり、ステップパルスの伝搬速度を考慮すると、伝搬距離は約 210 mm となる。ジグの厚さを考慮したときのコネクタから屈曲部までの距離が 100 mm であるので、反射波の伝搬距離が 200 mm になることを考えると、両者はよく一致している。また、同様に case B においては、伝搬距離は約 420 mm であり、反射波の伝搬距離が 400 mm になることから 5 % 程度の誤差で一致することがわかる。これより、ステップパルスを用いた測定により、コモンモードの発生位置の推定が可能であることがわかった。

**欠損のあるグラウンド上の線路に流れる
コモンモード電流解析**

解析モデル

ここでは、前節で示したステップパルスを用いたコモンモード推定方法をプリント回路に適用する。回路としてマイクロストリップ線路を用いた。図 8 にグラウンドに欠損のあるマイクロストリップ線路の構造を示す。プリント回路基板は、幅 $W=50$ mm、長さ $L=140$ mm、厚さ $H=1.6$ mm、比誘電率 $\epsilon_r=4.4$ の誘電体から構成される。基板の片側に $W_c=2.8$ mm、長さ $L_c=140$ mm のトレース導体を配置し、もう一方の面をグラウンドとした。フレームグラウンドとトレース導体およびグラウンドの間に給電点をそれぞれ配置する。給電方法は出力インピーダンスを 50 Ω としたデルタギャップ給電とした。給電点からのグラウンドをテーパ形状とすることにより給電位置での反射を抑制する。このテーパは給電部分の幅をトレース導体と等しい幅 2.8 mm とし、その幅を徐々に広げ長さ $L_T=140$ mm の位置において基板の幅 100

mm になるようにした．またこの位置に観測の基準面を置いた．トレース導体側の給電点を給電点 1，グラウンド側を給電点 2 とする．給電点 1 には +1.0 V のパルス電圧，給電点 2 には -1.0 V のパルス電圧を注入する．電圧の観測点はそれぞれ給電点の位置に設け，トレース導体側の観測電圧を V_1 ，グラウンド側の観測電圧を V_2 とする．観測された電圧より反射波成分を取り出し，それぞれの反射電圧より，ディファレンシャル・コモンモード変換電圧 V_{cd} を

$$V_{cd} = \frac{1}{2}(V_1^r - V_2^r) \quad (6)$$

と定義した．上記モデルを用いて FDTD 法により数値解析する．x 方向のセルサイズを 0.1 mm，y 方向

を 0.2 mm，z を 0.2 mm とする．解析においては，位置 $P_S=50$ mm に配置した長さ $L_S=50$ mm のグラウンドの欠損の幅 W_S を 20 mm, 30 mm, 40 mm と 10 mm ずつ y 方向に変化する．

解析結果

グラウンドの欠損の幅を変化したときの解析結果を図 9 に示す．比較のために，グラウンドに欠損がない場合の結果も併せて示す．また，時刻 0 は基準面を通過する時刻とした．図よりグラウンドに欠損がない場合には，ディファレンシャルモード・コモンモード変換電圧 V_{cd} は非常に小さいが，グラウンドに欠損がある場合には， V_{cd} が 300 ps 付近に発生しており，欠損の幅が大きくなるにつれて電圧値も大きくなるのがわかる．また，基準面から欠損までの距離 $P_S=50$ mm から反射波の全伝搬距離は 100 mm であり，コモンモード電流の発生時刻 300 ps から推定される位置が約 90 mm であることから，だいたいの位置が推定できる．ただし，電圧の大きさが前節における線路の場合に比較して桁ほど小さい．これは，グラウンドの幅がトレース導体に比較して大きいために，ディファレンシャルモード・コモンモード変換の大きさが，同じ大きさの 2 本導体線路に比較して小さくなるためであると考えられ，実際に測定を行う場合には，感度の良い測定器が必要になるため，より注意が必要になると考えられる．

まとめ

プリント回路におけるディファレンシャルモード・コモンモード変換の特性を測定により明らかにするための基礎検討として，2 本のワイヤーについてその配置方法を変化したときのミックスドモード S パラメータの時間領域特性を測定した．測定結果より，線路においてコモンモード電流が発生する位置に相当する時刻において S_{cd11} の値が変化することがわかった．また，テーパを装荷したマイクロストリップ線路を持つプリント回路基板を用いて，同様に時間領域特性を解析して，グラウンドに欠損がある位置に相当する時刻で V_{cd} が変化することがわかった．しかしながら，電圧の変化量は 2 導体線路に比較し

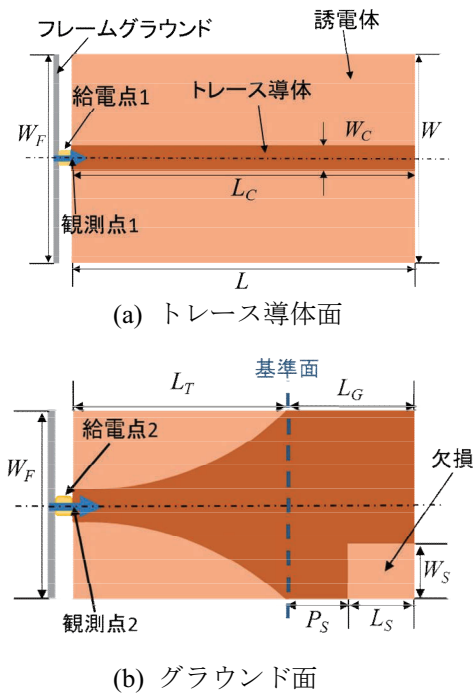


図 8 欠損のあるグラウンドを持つ線路モデル

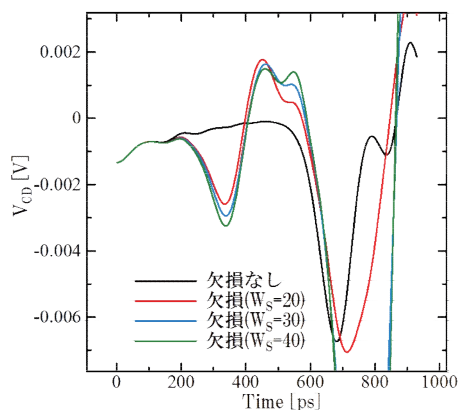


図 9 欠損のあるグラウンドを持つ場合の解析結果

て小さいことから測定においてコモンモード変換位置を推定するためにはさらなる感度向上について検討する必要である。

文献

- C. R, Paul (1982). *Introduction to electromagnetic compatibility*. 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.
- 戸花照雄, 野村修平, 笹森崇行, 磯田陽次 (2015). 「2本の導線による伝送特性の時間領域測定に関する基礎検討」『電子情報通信学会技術報告』115 (17), 15-18.
- S. H, Hall & H. L. Heck (2009). *Advanced signal integrity for high-speed digital designs*. John Wiley & sons, Inc.
- C. R, Paul (2008). *Analysis of multiconductor transmission lines*. John Wiley & sons, Inc.
- E. Bogatin (2010). *Signal and power integrity-simplified*. Person Education, Inc.

〔平成29年6月30日受付〕
〔平成29年7月11日受理〕

Estimating the Source of Undesired Emission From a Printed Circuit Board Using Step Pulse

Teruo Tobana¹

¹ *Department of Electronics and Information Systems, Faculty of System Science and Technology, Akita Prefectural University*

Recent printed circuit boards (PCBs) placed in electrical equipment, thanks to advances in information processing technology, can transmit fast and large-capacity signals. Faster transmission signals leads to problems of undesired emission from PCBs. The place where the conversion between the difference mode, which is the signal, and the common mode occurs must be determined because the reason for the undesired emission is the common-mode current. In this report, to estimate the place of the conversion between the difference mode which is signal and the common mode occurs, I focused on the time-domain measurement of the mixed mode S parameter. I measured two wires transmission line with various wire placements in the time domain. Further, a printed circuit with a ground defect is analyzed in the time domain. From the results of measurement, it is shown that we can estimate the place at which the conversion between the difference mode which is the signal and the common mode occurred, because the value of S_{cm11} changes at that place.

Keywords: Time Domain Reflectometry, Printed Circuit Board, Common-mode Current, Undesired Emission