
論 文

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

松原 亮[†] 宮内 啓次^{††} 石田 康弘^{†††} 徳田 正満^{†††}
桑原 伸夫^{†a)}

Investigation on Suppression Effect of Radiated Electromagnetic Field
from Printed Circuit Board with Differential Transmission Mode Using
Method of Moments

Ryo MATSUBARA[†], Keiji MIYAUCHI^{††}, Yasuhiro ISHIDA^{†††},
Masamitsu TOKUDA^{††††}, and Nobuo KUWABARA^{†a)}

あらまし 電子機器で使用される周波数が高くなるに従って、集中定数的な放射妨害波対策部品は限界が生じており、差動モード伝送によるプリント基板からの放射妨害波抑制法が検討されている。しかし、これらの検討の多くは理論解析を中心であり、実験及び理論解析の両面から高周波帯域において検討した例はない。本論文では、簡易に放射妨害波抑制効果を求める目的として、パラレルマイクロストリップ線路を実効比誘電率と等価ワイヤを用いてモデル化することにより、差動モード伝送と同相モード伝送より放射される電磁界をモーメント法を用いて求め、測定値と比較することにより差動モード伝送の放射抑制効果の検討をした。その結果、同相モード伝送においては、放射される電界の最大値の測定値と解析値の偏差は、100 MHz~3 GHz では 2 GHz 付近を除きほぼ 5 dB 以内であること、また、抑制効果についても、1~3 GHz で測定値と解析値の偏差が 5 dB 以内であることが分かった。この解析モデルを用いた検討の結果、1 対のパラレルマイクロストリップ線路の間隔を 5 mm から 1 mm にすることにより 1~3 GHz で放射抑制効果を 5~10 dB 改善できること、曲がりにより 5 dB 程度抑制効果が低下すること、1 対のパラレルマイクロストリップ線路の片端からの線路長の偏差が 10%になると放射抑制効果が 1~3 GHz で 5~20 dB 低下することが分かった。

キーワード プリント基板、差動モード伝送、パラレルマイクロストリップ線路、モーメント法

1. まえがき

近年、情報化社会において様々なデジタル電子機器及び装置等が利用されている。これらの電子機器は、データや映像などの膨大な情報量を短時間に処理する必要があり、情報量の増加や情報の種類の多様化

に伴い高性能化や多機能化が進んでいる。また電子機器の小型化、軽量化に伴い、回路実装の集積度や駆動電圧の低電圧化が進んでおり、何の対策も施さないと、機器自身からの不要な電磁妨害波の放射や、外部から侵入する電磁妨害波による影響が顕著になる。そこで電子機器には、機器から放射される不要な電磁妨害波を低減し他の機器に影響を与えないようにすることと、他の機器から侵入する妨害波に対するイミュニティ（耐性）をもつための対策が必要となる。

電子機器から発生する不要妨害波対策は機器内のプリント回路基板 (PCB, Printed Circuits Board) に施すことが有効である。従来、プリント配線の信号伝送には主にマイクロストリップ線路 (MSL) [1] が使用されてきた。そして、放射を抑制するため、フェライト板などの電波吸収体により放射妨害波を吸収する方

[†]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

^{††}富士通株式会社、川崎市

FUJITSU LIMITED, Kawasaki-shi, 211-8588 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

^{††††}武藏工業大学電子通信工学科、東京都

Faculty of Electrocommunication Engineering, Musashi Institute of Technology, Tokyo, 158-8557 Japan

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

論文／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

法[2]やノイズ対策部品を実装してデジタル信号の高調波成分を抑制したり妨害波電流を減らしたりする方法が使用されてきた[3]。しかし、機器内の使用周波数が高くなるに従って、これらの集中定数的な対策部品の使用では限界が生じている。そのため、パラレルマイクロストリップ線路（以下PSLとする）を用いた差動モード伝送[4], [5]によるPCBからの放射抑制法が検討されている[6], [7]。しかし、これらの検討の多くは理論解析が中心であり、実験及び理論解析の両面から高周波帯域において検討した例はない。回路設計のためには実際の抑制効果を模擬できる解析モデルが要求されており、実験及び理論の両面からの検討が必要である。

このような背景に基づいて、本論文ではPCB上にMSLを2本平行に配置したPSLの対策効果を明確にするため、差動モード伝送と同相モード伝送より放射される電磁界の解析モデルの検討を行っている。PCBの放射電磁界を数値解析する代表的な手法として、時間領域解析法であるFDTD(Finite Difference Time Domain)法[8], [9]と、周波数領域解析法であるモーメント法[10]～[12]が挙げられる。FDTD法は、モデル化の際に3次元空間を直方体セルに分割するため、PCB上の配線パターン及び誘電体のモデル化は比較的容易であるが、PCBから離れた位置の電磁界を求めるには近傍境界の電磁界の計算結果からこれを2次波源として遠方界を求める必要がある。これに対して、モーメント法は誘電体のモデル化には工夫が必要であるが、離れた位置の電磁界を計算負荷が軽く高い精度で求めることができる利点がある。

本論文では、簡易に放射妨害波抑制効果を求めるため、PCB上の方形の信号ラインや誘電体と同じ特性インピーダンスを有する円形状ワイヤと実効比誘電率に置き換える方法を検討している。また、実際にPSLを作成し、この各導体線と導体板の間に同相と逆相の信号を印加することにより差動モード伝送と同相モード伝送による放射電磁界を発生させ、解析結果と比較を行い解析モデルの妥当性を評価している。次に、この解析モデルを用いて、PCB上の差動モード伝送による放射抑制効果について検討している。最後に、実際のPCBには、直線、曲線などの様々な形状のラインが存在するため、本論文で検討した解析モデルを用いて、PSLを構成する1対のMSLの間隔、PSLの折れ曲がり(直角)、1対のMSLの片端からの線路長比放射抑制効果の関係について検討を行っている。

2. PSLの放射電磁界解析モデル

PSLの構造を図1に示す。図1(a)に示すように、1対の導体に流れる電流が逆方向の場合、2本の導体の外側ではこれらの電流により生じる電磁界が打ち消す方向に働くので放射電磁界が抑制される。このような伝送モードを本論文では差動モードと呼ぶ。一方、図1(b)に示すように、同じ方向に電流が流れる場合は放射電磁界が抑制されない。本論文ではこのような伝送モードを同相モードと呼ぶ。

PSLの解析モデルを図2に示す。実際のPCB上の配線は複雑であるが、本論文では簡略化のため直線のMSLを2本並行に配置したモデルで検討した。解析では、基板上の方形の1対の導体を無限の金属面上の微小な直線状円柱導体(ワイヤエレメント)の結合で模擬し、グラウンドプレーン効果は鏡像法[13]を用いて表した。なお、図2の垂直部分の導体は信号が流れる導体とグラウンド面との接続用の導体を表している。

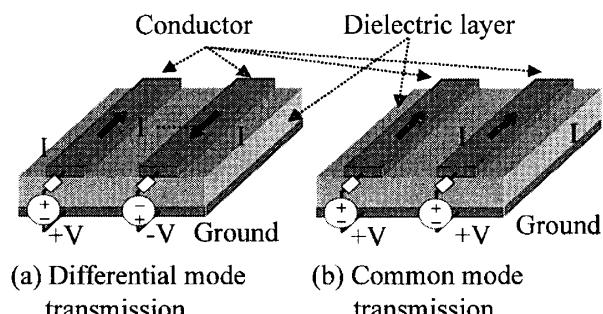


図1 パラレルマイクロストリップライン(PSL)の構造
Fig. 1 Structure of a parallel micro strip line.

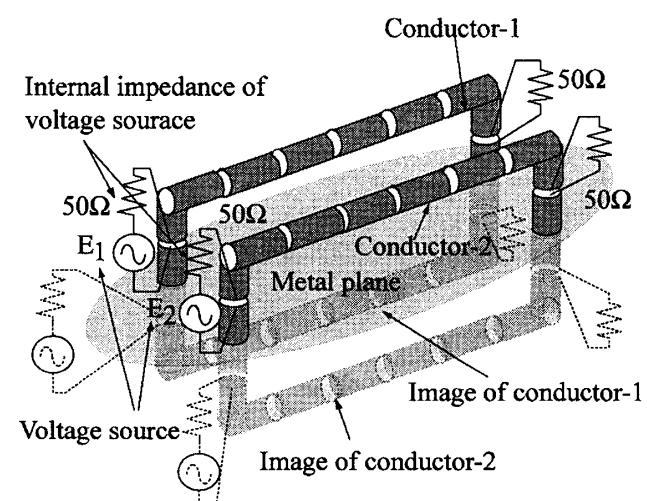


図2 PSLのモーメント法による解析モデル
Fig. 2 Calculation model of PSL for method of moment.

このモデルにおいて電圧源 E_1 , E_2 の位相差が 180 度のとき差動モード伝送となり, 位相差が 0 度のとき同相モード伝送となる.

図 2 に示す解析モデルでは、図 3 に示すように、基板上の方形の信号ラインを均質媒質中のワイヤエレメントとして表している。したがって、解析を行うためには、図 3(b) に示す実効比誘電率 ε_{eff} 及びワイヤエレメント半径 r_{eq} を求める必要がある。本論文では、図 3 に示すように実効比誘電率をシングルエンドのマイクロストリップ線路のモデルより求めているが、ダブルエンドのマイクロストリップ線路にこの比誘電率が適用できるかどうかは明確になっていない。また、本論文では伝送線路特性の解析で得られている特性インピーダンス等の理論式を用いてこれらの値を決定しているが放射解の解析にこのような近似を適用する妥当性については明確になっていない。これら二つの近似モデルの妥当性を評価するため、本論文では解析結果と測定結果の比較を行っている。

実効比誘電率 ϵ_{eff} は、信号線路を厚さが 0 の基板上の導体と仮定した場合、式 (1) で与えられる [13].

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left(1 + 10 \frac{h}{W} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (1)$$

ここで、 ϵ_r は誘電体の比誘電率、 W は MSL の幅、 h は誘電体の厚さである。ワイヤエレメントの半径 r_{eq} は図 3(a) の MSL の特性インピーダンスと図 3(b) のワイヤエレメントの特性インピーダンスが等しくなる条件より求める。図 3(a) の MSL の特性インピーダンス Z_0 は、式(2)で与えられる[13]。

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \ln \left(\frac{8h}{W_{eff}} + 0.25 \frac{W_{eff}}{h} \right), & \frac{W}{h} \leq 1 \\ \frac{377}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \left[\frac{W_{eff}}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W_{eff}}{h} + 1.444 \right) \right]^{-1}, & \frac{W}{h} \geq 1 \end{cases} \quad (2)$$

ここで W_{eff} は MSL の厚さ t を 0 とした場合の等価的な幅であり式 (3) で与えられる.

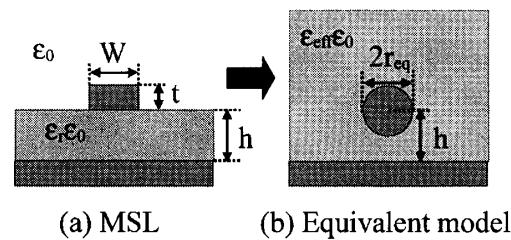


図3 等価ワイヤエレメントモデル
Fig. 3 Equivalent wire element model.

$$\frac{W_{eff}}{h} = \begin{cases} \frac{W}{h} + \frac{1.25t/h}{\pi} \left[1 + \ln \left(4\pi \frac{W/h}{t/h} \right) \right], & \frac{W}{h} \leq \frac{1}{2\pi} \\ \frac{W}{h} + \frac{1.25t/h}{\pi} \left[1 + \ln \left(\frac{2}{t/h} \right) \right], & \frac{W}{h} \geq \frac{1}{2\pi} \end{cases} \quad (3)$$

また、図 3(b) のワイヤエレメントの特性インピーダンス Z_c は式(4)で与えられる。

$$Z_c = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \frac{2h}{r_{eq}} \quad (4)$$

したがって、式(2)と式(4)のインピーダンスを等しいとおくことによりワイヤエレメントの半径 r_{eq} は求められる。

各電圧源から各ワイヤエレメントに誘起される電流はモーメント法を用いて求められ、式(5)で与えられる

$$\begin{bmatrix} [V_1] \\ [V_2] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [Z_{11}] & [Z_{12}] \\ [Z_{21}] & [Z_{22}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_1] \\ [1_2] \end{bmatrix} \quad (5)$$

ここで、 $[V_1]$, $[V_2]$ はそれぞれ線路 1 及び線路 2 上の各セグメントの電圧を表す列ベクトル、 $[I_1]$, $[I_2]$ はそれぞれ線路 1 及び線路 2 上の各セグメントの電流を表す列ベクトルである。ベクトルの次数は線路を m 分割した場合は m となる。 $[Z_{11}]$, $[Z_{12}]$, $[Z_{21}]$, $[Z_{22}]$ は 2 本の線路の各セグメント上の電圧と電流の関係を表すインピーダンス行列であり、2 本の線路がどちらも m 個のセグメントに分割されている場合、 $m \times m$ の行列になる。 $[Z_{11}]$, $[Z_{22}]$ はそれぞれ線路 1 及び線路上の各セグメントと同じ線路上の各セグメントとの電圧・電流の関係を表し、 $[Z_{12}]$, $[Z_{21}]$ はそれぞれ線路 1 及び線路 2 上の各セグメントと異なる線路上の各セグメントとの電圧・電流の関係を表している。本

論文／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

解析ではエレメントを完全導体と仮定しているので、 $[V_1]$, $[V_2]$ は電圧源の位置を除いて他の要素はゼロである。電圧源の値は与えられているので、式(5)を解くと 2 本の線路上の電流分布 $[I_1]$, $[I_2]$ が得られる。この電流分布より放射電磁界を求める。モーメント法においては区分正弦波 (PWS) を展開関数とするガラーキン法 [14], [15] を用いた。

なお、本解析では電流分布の計算には実効比誘電率を、放射電磁界の計算には真空の誘電率を使用している。

3. PSL の放射電磁界測定

本章では PSL から放射される差動モード伝送及び同相モード伝送の電界強度を測定し、解析値と比較することにより解析モデルの妥当性を検討する。検討のために作製した PSL の構造を図 4 に示す。実際のプリント基板上の配線は複雑であるため、本論文では最も単純な場合として 1 対の導体が平行している場合を検討している。導体の給電点及び終端は、SMA 型コネクタを装着するため基板端から 5 mm の距離に位置し、コネクタの先端ワイヤが基板上に約 3 mm 突き出している。終端部分には 50Ω 抵抗を接続し、給電点には内部インピーダンス 50Ω の信号源を接続する。PCB の誘電体材料はガラスエポキシである。本解析では、比誘電率として、1 GHz より低い周波数では 4.7 を、1 GHz より高い周波数では計算により差動モードによる抑制効果が最も得られている周波数が測定により抑制効果が最も得られている周波数と一致する値を使用している。この値は 4.2 (小数点 2 けた以下が変化) であり、広く使用されてる PCB の誘電率 4.3 とは 0.1 異なっている。本論文では測定結果と周波数を一致させるためこのような調整を行っているが、放射電磁界強度への影響は小さく、周波数 1~3 GHz の範囲では、解析のみで抑制効果を評価する場合は比誘電率として 4.3 を使用しても大きな違いは生じない。

3.1 測定における伝送モードの模擬方法

差動モード伝送を発生させるためには従来バランが用いられるが、1 GHz を超える周波数帯域では有効なバランがないので、本論文では図 5 に示すようにディバイダ (分岐器) を用いて発信機の信号を半分に分岐させ、これを 2 本のケーブル (Cable-1, Cable-2) を介して各導体に供給することにより、差動モード伝送と同相モード伝送を発生させている。

図 5 の場合、2 本の導体に印加される信号の振幅の

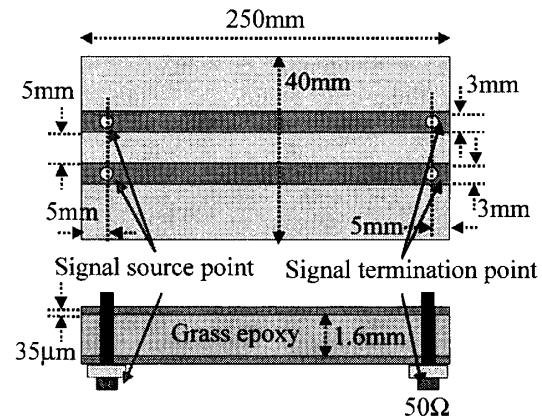


図 4 測定に用いた検討モデル
Fig. 4 Investigation model of using measurement.

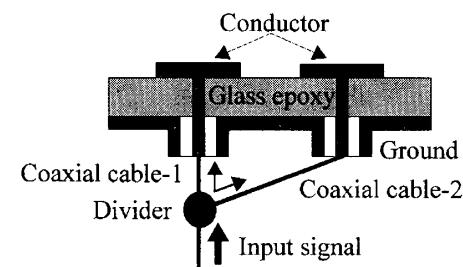


図 5 ディファレンシャル・コモンモードの信号印加方法
Fig. 5 Method to generate common and differential transmission modes.

差 ΔC は、

$$\Delta C = 20 \log_{10} \frac{V_2}{V_1} = C_{F1} + C_{F2} \quad (6)$$

となる。ここで C_{F1} は分岐回路の挿入損の偏差、 C_{F2} は同軸ケーブルの損失の差を示している。

また、位相差 $\Delta\phi$ は、

$$\Delta\phi = \frac{\Delta s}{\beta} = 2\pi\sqrt{\epsilon_r c} \frac{\Delta s}{\lambda} \quad (7)$$

となる。ここで、 $\Delta\phi$ は分岐回路の出力間位相差、 Δs はケーブル長の差、 β は同軸ケーブルの位相定数、 λ は波長、 $\epsilon_r c$ は同軸ケーブルの実効比誘電率である。 C_{F1} , C_{F2} , $\Delta\phi$, V_L の値はネットワークアナライザを用いた測定及びネットワークアナライザの出力レベルより求めることができる。 Δs は各ケーブルの長さを測定することにより求めることができる。式(6), (7) は C_{F1} , C_{F2} が十分小さい場合、 $\sqrt{\epsilon_r c} \Delta s$ が $1/2$ 波長の整数倍になるたびに 1 対の導体の給電点の位相差が 0 度と 180 度に交互になることを示している。つまり、図 5 において入力信号の周波数を掃引することにより、同相モード伝送と差動モード伝送を交互に発生させることができる。

3.2 放射電界測定方法

図 6 に放射電界の測定系を示す。測定は床面を金属とした電波半無響室 ($L = 7.0\text{ m}$, $W = 6.2\text{ m}$, $H = 5.9\text{ m}$) 内において行った。金属床面上に PCB を配置し、信号伝送用の同軸ケーブルを金属床下に通すことにより基板上の PSL のパターンのみが外部に出る構成となっているため、同軸ケーブル等が周囲の電磁界を乱すことがない。受信アンテナはターンテーブルの中心から 3 m の位置に設置した。受信アンテナは測定周波数に合わせて、100~300 MHz の帯域ではバイコニカルアンテナ、300 MHz~1 GHz の帯域ではログペリオディックアンテナ、1~3 GHz の帯域ではダブルリッジドガイドアンテナを使用した。またアンテナと同軸ケーブル間のインピーダンス不整合による誤差を防ぐためアンテナの出力端に 6 dB の減衰器を接続している。測定にはネットワークアナライザを用いて、アンテナの高さは床面から 1~4 m に、偏波は水平及び垂直で行っている。測定周波数の数は各アンテナの周波数帯域でリニア掃引で 401 点である。アンテナに対する角度は基板上の線路が水平偏波の場合にアンテナエレメントに対して平行となる位置を 0 度として、15 度おきに測定を行っている。

3.3 解析モデルの検証

解析モデルの妥当性を検討するため、図 4 に示す検討モデルより放射される電界強度を解析し、測定値と比較した。解析にあたっては、図 2 に示す解析モデルの信号源の内部インピーダンスは図 5 に示す信号印加系の伝送路の特性インピーダンスである 50Ω とした。また導体の終端とグラウンドの結合部に検討モ

ルの各導体の終端抵抗である 50Ω の抵抗を挿入した。ワイヤエレメントの分割数については、垂直方向のワイヤエレメントに関しては長さが 1.6 mm で波長より十分小さく分割しなくてもよいと考えられたが、電圧源と 50Ω の抵抗を挿入するために 2 分割とし、水平方向のワイヤエレメントに関しては解の収束性を考慮し 1 エレメント 5 mm とした。この場合、垂直部のセグメント長は 0.8 mm で、長さが直径より短くなっているが、本解析では、NEC 等のセグメント長に制限がある解析手法を使用していないので、十分収束した解析結果が得られている。解析モデルにおいて、実効比誘電率、等価ワイヤ半径は式 (1)~(4) により求める。例えば、1 GHz 以下では、実効比誘電率は式 (1) より 3.59 であり、等価ワイヤ半径は、MSL の特性インピーダンスが式 (2) より 48.9Ω であるので、これと式 (4) より 0.683 mm となる。

図 7 に 100 MHz~3 GHz における、測定結果と解析結果を示す。計算を行った周波数は測定を行った周

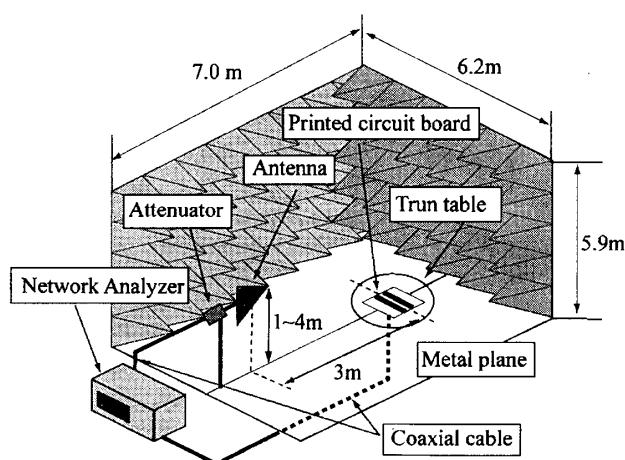
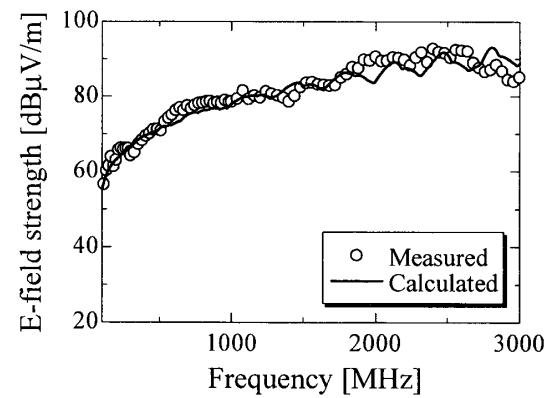
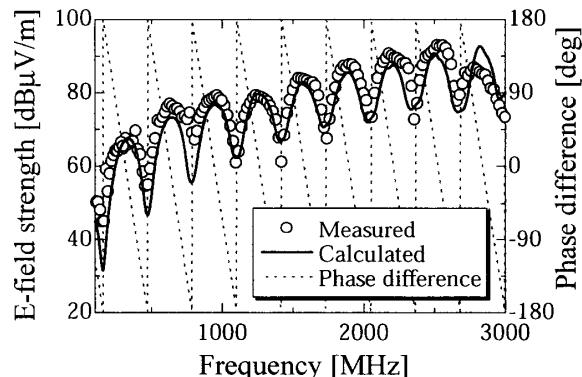


図 6 放射電界測定系

Fig. 6 Radiated E-field measurement setup.



(a) Length of cables is the same



(b) Length of cables is different

図 7 入力信号の位相差と放射電界強度の周波数特性
Fig. 7 Frequency characteristics of radiated E-field strength and phase difference between input signals.

論文／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

波数と同じである。図 7(a) の結果は信号入力用の同軸ケーブルが 10 cm と 10 cm (ケーブル長が同じ) 場合を示しており、全周波数帯域において同相モード伝送が発生している場合を考えることができる。PSL からの放射妨害波は受信アンテナの高さと偏波状態に依存し、また、PSL の回転角によって変化するが、図に示す測定結果及び解析結果は、各周波数における全測定値及び全解析値の最大値を示している。放射妨害波の規制では通常最大放射の値が規制対象となるので [16]、本論文においても最大値で検討を行っている。図中の○印は測定値、実線は解析値を示している。解析結果と測定結果は 100 MHz~3 GHz の帯域においてほぼ ± 5 dB 以内で一致しており、放射される電磁界の最大値については、図 2 に示す解析モデルで、この程度の精度では解析が可能であることが分かる。更なる精度向上は必要であるが、この偏差の原因が解析モデルによるものか測定によるものかも十分に分かっておらず今後の研究課題である。

図 7(b) に同軸ケーブルが 10 cm と 90 cm (ケーブル長が異なる) の場合を示す。図 7 同様に、図中の○印は測定値、実線は解析値、点線は入力信号の位相差を示している。図 7(b)において、位相差が -180 度~180 度に大きく変化する位置が差動モードの信号が印加されている周波数である。測定値と解析値を比較すると、1 GHz 以下の帯域で差動モードの信号が印加されている周波数において、測定誤差の影響により解析結果とずれているものの、1 GHz 以上の帯域においては位相変化に対する変動の傾向をよくとらえており、差動モード伝送の場合においても図 2 に示す解析モデルで解析が可能であることが分かる。また、差動モードの信号が印加されている周波数で放射電界強度は減少しており、同相モード伝送の代わりに差動モード伝送を使用することにより放射妨害波が抑制可能であることが分かる。また、この結果は、目的の抑制効果を得るために PSL に印加する 1 組の信号の位相差やレベル差をどの程度制御すればよいかを推定するにも有効である。

本論文では周波数のステップを固定して検討を行っている。本論文で示す評価法を用いた場合、周波数のステップを変化させることにより抑制効果の解析結果は異なると予測されるが、周波数ステップの変化依存性を明確にするためには信号の印加方法や測定に使用する PCB の精度等の異なる検討が必要である、精密な抑制効果の評価は今後の検討課題と考えている。

4. 放射電磁界抑制効果

これまでの検討により図 2 に示すモデルで同相モード伝送、差動モード伝送の場合の放射電磁界の解析が可能であることが分かったので、本章では差動モード伝送の放射抑制効果について検討を行う。また、実際のプリント配線で起こり得る、パラレルマイクロストリップ線路の間隔、曲がり、片端からの線路長比と放射抑制効果の関係について検討を行う。

4.1 差動モード伝送による放射抑制効果

PSL のディファレンシャル伝送による放射電界抑制効果 S_e を式 (8) で定義する。

$$S_e = (E_c - F_{cor}) - E_D \quad (8)$$

ここで、 E_c は同相モード伝送 (図 7 で入力信号の位相差が 0 度) による水平偏波及び垂直偏波の放射電界強度の最大値、 E_D は差動モード伝送 (図 7 で入力信号の位相差が 180 度) による水平偏波及び垂直偏波の放射電界強度の最大値を示す。 F_{cor} は本論文では図 1 に示すように同相モード伝送の場合の電界強度を解析しているため、それをシングルエンドのマイクロストリップ線路の場合に変換するための校正値である。二つのマイクロストリップ線路が相互に結合がないと仮定すればこの値は 6 dB になるが、近接して線路が配置されているため、図 2 に示す解析モデルを用いて解析を行った。その結果、本論文で使用している周波数帯域では 6 dB の校正値を用いても誤差は 2 dB 以内であることを確認したので、本論文では 6 dB を使用している。シングルエンドのマイクロストリップ線路と同相モードで励振した場合の PSL からの放射電磁界の差を用いることも考えられるが、この誤差の原因是明確になっていないので一次近似として 6 dB の一定値を使用している。

図 8 に放射抑制効果の測定値及び解析値を示す。図中の●は測定値、実線は解析値を示している。図の測定結果において 100 MHz~3 GHz に帯域で 5~15 dB の抑制効果が見られ、解析結果においては 3~24 dB の抑制効果が見られた。100 MHz 付近の測定結果については、図 7(b) に示すように、差動モード伝送の場合放射電界が非常に低くなつたための測定精度低下によりこれ以上の抑制効果を測定することができなかつたこと等の原因が考えられるが、1 GHz 以下の帯域における測定値と解析値の差の原因は明らかになつてない。しかし、1~3 GHz の帯域においては、解析値

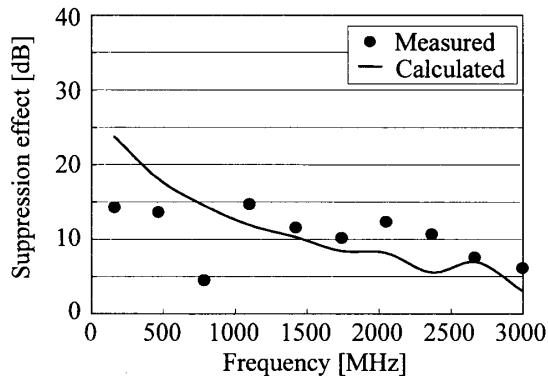


図 8 差動モード伝送による放射電磁界抑制効果
Fig. 8 Suppression effect of radiated E-field strength for differential transmission mode.

は測定値の傾向をよくとらえており、解析値と測定値の偏差は 5 dB 以内であることが分かる。これらの結果より、差動モード伝送による放射抑制効果は図 2 に示す解析モデルにより解析可能であることが分かる。

本論文で述べている解析手法では、伝送線路解析の結果得られた理論式を用いて実効比誘電率、ワイヤエレメント半径を決定する手法を取ることにより、簡易に差動モード伝送時の放射電磁界抑制効果を求めている。しかし、本解析手法には多くの近似が入っており、現状では、適用周波数範囲は 1~3 GHz で解析誤差は 5 dB 程度と考えられる。1 GHz 以下については図 7(b) に示すように放射電界の周波数特性はよくとらえているが、抑制効果については低い周波数や一部の周波数で誤差が大きく解析手法の妥当性を含めて更なる検討が必要である。

4.2 パラレルマイクロストリップ線路の間隔依存性

PSL の間隔を 10 mm, 5 mm, 1 mm と変化させて、放射抑制効果の解析を行った。解析には図 4 に示す検討モデルを使用し、導体間隔のみを変化させた。PSL の間隔が狭い場合、各マイクロストリップ線路のインピーダンスはシングルエンドの場合に比べて変化する。図 2 に示す解析モデルを用いて求めた PSL 上の電流分布は、間隔が狭くなるに従って定在波が大きくなっていること、この影響が現れていることを示している。また、線路間隔 5 mm における解析値と測定値の周波数特性は同じ傾向を示しており、本論文で示す解析モデルでは線路間隔の変化による特性インピーダンス変化の影響は考慮されていると考えられる。本節では、提案している解析法の適用例として間隔依存性を示しており、特性インピーダンスと線路間隔の関係解明や対策に本論文で述べている方法がどの程度適用できるか

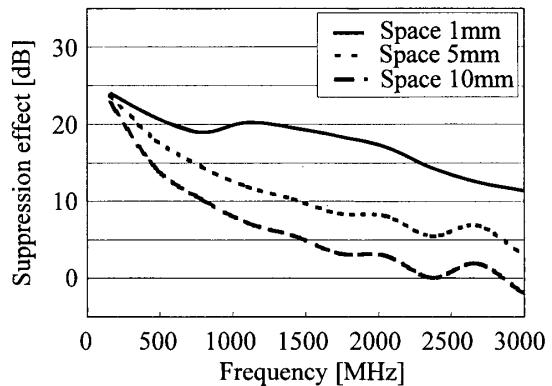


図 9 ディファレンシャルモード伝送による放射電磁界抑制効果のライン間隔依存性
Fig. 9 Suppression effect of radiated E-field strength for differential transmission mode depend on the spacing of conductors.

は今後の検討課題である。

解析結果を図 9 に示す。図中の点線は間隔 5 mm, 実線は間隔 1 mm, 破線は間隔 10 mm を示している。図より、間隔を 5 mm から 10 mm にすることにより 1 GHz 以下の帯域では 1~5 dB, 1~3 GHz の帯域においては 4~6 dB 放射電磁界が増加することが分かる。また間隔を 5 mm から 1 mm に狭くすることにより 1 GHz 以下の帯域では 1~6 dB, 1~3 GHz の帯域においては 5~10 dB 放射電磁界を抑制することが分かる。この結果より差動モード伝送による放射抑制効果を大きくするには、配線間隔を狭めることが有効であると考えられる。図に示すように 10 mm の場合は、抑制効果が周波数が高くなるとわずかではあるがマイナスになっている。この原因についてはまだ分かっておらず、今後の検討課題である。

4.3 曲がりを有するパラレルマイクロストリップ線路の放射電磁界抑制効果

実際の PCB には、直線、曲線などの様々な形状のラインが存在する。したがって任意形状のラインについても検討が必要と考えられるが、このような形状のマイクロストリップ線路に差動モードの信号を印加することによる有効性についても明らかになっていない。したがって本節では、折れ曲がり（直角）を有するパラレルマイクロストリップ線路に差動モードの信号を印加したときの放射電磁界抑制効果について検討した。図 10 に検討モデルを示す。SMA 型コネクタを装着するため、給電点及び終端は、基板端から 5 mm の位置にしている。また、給電点及び終端部分では、SMA 型コネクタの先端ワイヤが基板上に約 3 mm 突き出している。

論文／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

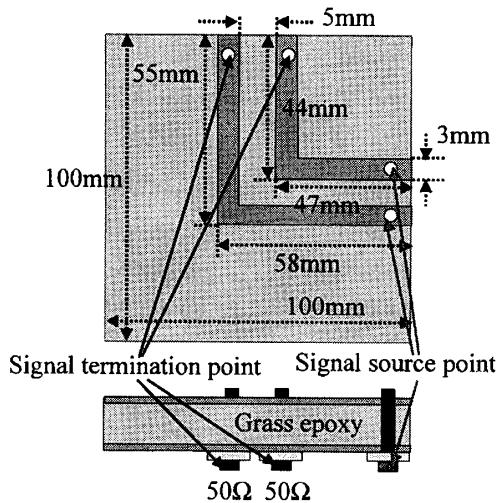


図 10 測定モデル
Fig. 10 Measurement model.

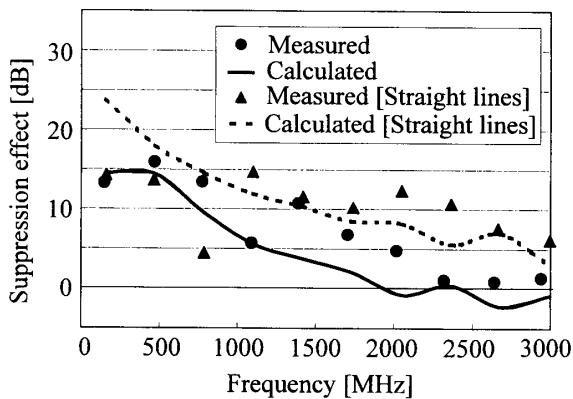


図 11 差動モード伝送による放射電磁界抑制効果
Fig. 11 Suppression effect of radiated E-field strength for differential transmission mode.

ている。終端には 50Ω 抵抗を接続している。2., 3. で示した解析・測定方法を適用してこのモデルからの放射電磁界抑制効果の検討を行った。

図 11 に放射抑制効果の測定値及び解析値を示す。図中の●は測定値、実線は解析値、▲と破線はそれぞれ 4.1 で示したストレートの PSL の測定値及び解析値を示している。測定結果において 100 MHz~3 GHz に帯域で 0~15 dB の抑制効果が見られ、解析結果においては -1~14 dB の抑制効果が見られた。解析値は 100 MHz~3 GHz の帯域において測定値よりレベルが低いが傾向は比較的よくとらえている。またストレートの PSL の測定値と比較すると放射電磁界抑制効果が特に 1 GHz 以上の帯域において 3~10 dB 減少している。この傾向は解析値においてもとらえることができた。これは PSL に曲がりが存在することによって長さ方向の対称性がくずれ、信号による放射電磁界の

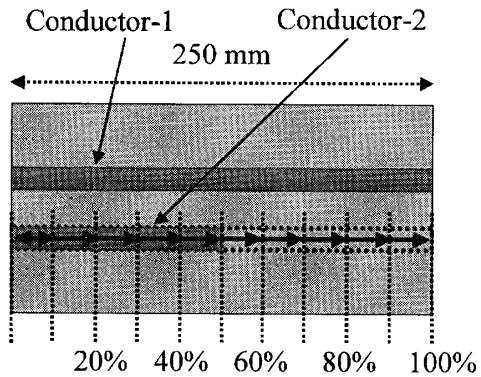


図 12 パラレルストリップライン線路の線路長比による放射妨害波抑制効果検討モデル
Fig. 12 Asymmetric model for investigating relations between line length ratio and suppression effect of parallel microstrip line.

打ち消しあいが弱まったことが考えられる。この PSL の片端からの線路長比と抑制効果の関係については次節で検討を行う。

なお、抑制効果の解析結果は 1.8~3 GHz ではわずかではあるがマイナスになっている。この原因についてはまだ分かっておらず、今後の検討課題である。

4.4 パラレルマイクロストリップ線路の線路長比と放射電磁界抑制効果の相關

本節ではパラレルマイクロストリップ線路 (PSL) の片端からの線路長比と放射電磁界抑制効果について検討する。図 12 に検討モデルを示す。図に示すように PSL の片側線路 (Conductor-1) 長を 250 mm に固定し、もう一方の線路 (Conductor-2) 長を 25 mm (10%) ~ 250 mm (100%) まで変化させたときの差動モード伝送による放射抑制効果について解析を行った。他の定数は図 4 に示す検討モデルと同じである。ここで線路長を変化させるととき片側端は常に固定した。検討を行うにあたり、PSL の線路長比を片側線路 (Conductor-1) 長を基準としたときのもう一方の線路 (Conductor-2) 長の比 (例えば Conductor-2 が 25 mm のとき 10%である) と定義する。

図 13 に解析結果を示す。図中において、実線、○、△、□、▽、◇、+、×、▲、■、は線路長比が 100%から 10%の結果を示している。線路長比が 90%において、既に 100%の場合との偏差は 5~20 dB あり放射抑制効果は減少している。また、差動モード伝送による抑制効果が大きな 500 MHz 以下の周波数で比較を行うと、線路長比が大きくなるに従って抑制効果が小さくなっていることが分かる。

ここでは、本論文で提案している解析法の事例とし

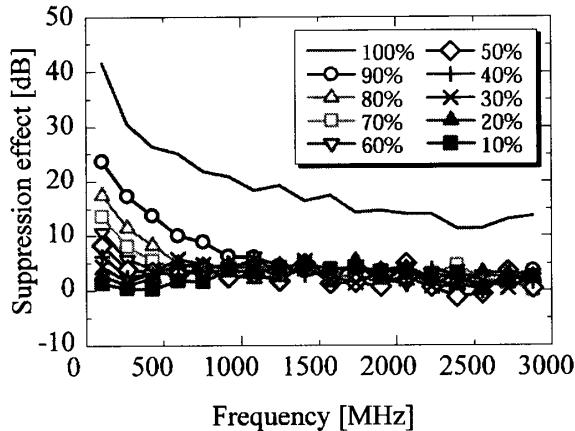


図 13 パラレルマイクロストリップラインの線路長比と放射電磁界抑制効果の関係

Fig. 13 Relations between suppression effect of radiated E-field strength and line length ratio of parallel microstrip line.

て線路長比の検討をしている。本論文では一方のマイクロストリップ線路の長が 250 mm の場合を述べており、この長さを長くすれば、例えば線路長比が 80% の場合、対策効果が現れる周波数が低くなることが予想される。この点の検討は本論文の主旨ではなく今後の検討課題である。しかし、図より、少なくとも、抑制効果を得るために PSL の線路長比をできる限り 100% に近い値に保つことが必要であることが分かる。

5. む す び

本論文では 1 GHz を超える周波数帯域で放射電磁界を抑制する技術として有効とされている差動モード伝送による放射電磁界抑制効果について検討を行った。プリント基板上の導体を円形導体で表し、誘電体の影響を実効比誘電率、特性インピーダンスの影響を等価半径で表すことによりモデル化を行い、モーメント法を用いて放射電磁界を求めた。また、二つに分割した振幅の等しい信号を長さの異なるケーブルで 2 本の導体に印加されることにより差動モード伝送と同相モード伝送を交互に発生させて抑制効果の測定を行った。

検討の結果、放射される電界強度の最大値については、100 MHz～3 GHz の帯域において、同相モード伝送の場合は、測定値と解析値の偏差は 2 GHz 付近を除きほぼ ±5 dB 以内であること、抑制効果については 1～3 GHz において測定値と解析値の偏差は ±5 dB 以内であることが分かり、本論文で提案している解析モデルで 1～3 GHz においては 5 dB 程度の精度で抑制効果の解析が可能であることが分かった。また、差動

モード伝送を行うことにより 1～3 GHz に帯域で 4 dB 以上の抑制効果が期待できることが分かった。

次に、本論文で検討した解析モデルを用いてパラレルマイクロストリップ線路の間隔、曲がり、片端からの線路長比と放射抑制効果の相関関係について検討を行った。その結果、間隔は狭いほど抑制効果が向上すること、曲がりは抑制効果を減少させること、片端からの線路長比は影響が大きく、10% 程度の長さの差で抑制効果がほとんど期待できなくなることが分かった。

今後の課題としては、差動モード伝送において抑制効果がマイナスになる原因の検討、本解析手法による抑制効果解析精度向上の検討が挙げられる。

謝辞 貴重な助言を頂いた九州工業大学工学部桑原研究室各位に深く感謝致します。

文 献

- [1] 小西良弘、マイクロ波回路の基礎とその応用、総合電子出版社、1990.
- [2] 戸花照雄、陳 強、澤谷邦男、笠森崇行、阿部紘士、"フェライト板によるプリント基板からの放射抑制効果の数値解析," 信学論 (B), vol.J85-B, no.2, pp.250-257, Feb. 2002.
- [3] 宮内啓次、石田康弘、徳田正満、金子敏己、"インダクタ及びコンデンサ型 EMI フィルタを実装したマイクロストリップラインの放射特性解析," 信学技報, EMCJ2000-133, 2001.
- [4] 西村晋一、山口浩之、林 靖二、杉本 聰、稻川秀穂、大滝徹、"差動信号系のノイズ解析," 信学技報, EMCJ2001-85, 2001.
- [5] 繁永正健、徳田正満、"ディファレンシャル形マイクロストリップラインの平衡度と放射電界特性," 信学技報, EMCJ2002-114, 2003.
- [6] S.A. Bokhari, "Radiation from differential printed traces," IEEE International Symposium on EMC 2001, vol.1, pp.552-554, 2001.
- [7] R. Araneo, C. Wang, X. Gu, S. Celozzi, and J. Drewniak, "Differential signaling in PCBs: Modeling and validation of dielectric loss and effects of discontinuities," IEEE International Symposium on EMC 2001, vol.2, pp.933-938, 2001.
- [8] 有馬卓司、宇野 亨、"準静近似界を利用した FDTD 法による誘電体基板上線状アンテナ解析の高精度化," 信学論 (B), vol.J85-B, no.2, pp.200-206, Feb. 2002.
- [9] G. Antonini, A. Orlandi, and N. Caporale, "On the incorporation of frequency dependent dielectric losses in FDTD formulation for differential transmission lines," IEEE International Symposium on EMC 2001, vol.1, pp.330-335, 2001.
- [10] 平沢一紘、藤本京平、"直方導体上、又は、その近傍にある線状アンテナ特性解析のためのワイヤグリッド法について," 信学論 (B), vol.J65-B, no.4, pp.382-389, April 1982.

論文／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

- [11] 宮内啓次, 川島鉄也, 石田康弘, 徳田正満, “折れ曲がりの存在するストリップ線路からの放射特性,” 信学技報, EMCJ99-42, 1999.
- [12] 越智久見, 山本悦治, 陳 強, 澤谷邦男, “線状と板状の導体で構成されたアンテナ系のモーメント法解析,” 信学論(B-II), vol.J79-B-II, no.9, pp.566-573, Sept. 1996.
- [13] C.R. Paul, EMC 概論, ミマツデータシステム, 1994.
- [14] 前田裕二, 村川一雄, 山根 宏, 徳田正満, “ワイヤグリッド近似による建物内外の電磁界分布推定法,” 信学論(B-II), vol.J78-B-II, no.3, pp.110-118, March 1995.
- [15] 柳坪孝子, 陳 強, 澤谷邦男, “プリントアンテナのガラーキン・モーメント法解析,” 信学技報, A-P2002-73, 2002.
- [16] CISPR 16-1, “Specification for radio disturbance and immunity measuring apparatus and methods, part 1: Radio disturbance and immunity measuring apparatus and part 2: Methods of measurement of disturbance and Immunity,” 1993.

(平成 15 年 3 月 31 日受付, 11 月 14 日再受付)



徳田 正満 (正員)

昭 42 北大・電気卒. 昭 44 同大大学院修士課程了. 同年日本電信電話公社(現 NTT)入社. 以来, 光ケーブルの伝送特性測定法, 通信装置の EMC 技術等に関する研究に従事. 平 8 に九工大・工・教授. 平 13 より, 武藏工大・工・教授. 博士(工学). 昭 61 年度本会業績賞受賞. IEEE 会員.



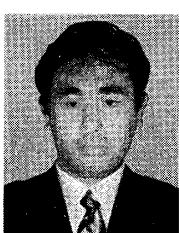
桑原 伸夫 (正員)

昭 50 静岡大・工・電子卒. 昭 52 同大大学院修士課程了. 同年日本電信電話公社(現 NTT)茨城電気通信研究所入所, 以来, 通信システムの雷防護, 光ケーブルの信頼性評価, 通信システムの EMC 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). IEEE 会員.



松原 亮 (学生員)

平 13 九工大・工・電気卒. 現在, 同大大学院修士課程在学中. プリント基板の電磁界放射抑制対策に関する研究及び模擬機器を用いた放射電磁界解析に関する研究に従事.



宮内 啓次 (正員)

平 11 九工大・工・電気卒. 平 13 同大大学院修士課程了. 同年富士通(株)入社. 在学中プリント基板の電磁界解析に関する研究に従事.



石田 康弘 (正員)

昭 61 九大・工・電気卒. 昭 63 同大大学院修士課程了. 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. 以来, 電子機器の EMC 関連測定, 妨害波低減法等の研究に従事. 平 13 九工大大学院博士後期課程了, 博士(工学), IEEE 会員.