非対称な差動伝送線路からの電磁放射特性

萱野 良樹*

Electromagnetic Radiation from Asymmetrical Differential-Paired Lines

Yoshiki KAYANO*

* 秋田大学 (〒 010-8502 秋田市手形学園町 1-1)

* Akita University (1-1 Tegata-Gakuen-machi, Akita 010-8502)

1. はじめに

電子機器内の高速信号伝送方式には差動伝送技術が広く用いられている¹⁾。平行2線路の相対する点の電流がどこでも大きさが等しく逆位相の場合、線路は平衡状態にあるといい、そうでない場合には不平衡状態にあるという²⁾。差動伝送方式は、理想的な場合では2つの線路に等量異符号の差動(differential-mode: DM)信号を励振するため、線路は平衡状態にあり、ノイズ放射が小さく、また同相(common-mode: CM)ノイズに強い特徴がある。しかしながら、現実にはビアなどとの接続のために生じる2つの線路の不等長や、屈曲や線路の隣接配線などに起因する幾何学的な非対称が存在し、そのため、2つの線路を伝搬する信号は完全な等量異符号ではなく、振幅値、基準電位、位相に差が発生する^{2),3)}。これは伝搬信号に不平衡・CM成分が生じたと考えることができる。また、差動ドライバ出力の不平衡や負荷の不平衡もCM成分を生じる^{4)~6)}。CM成分は強い電磁干渉(Electromagnetic interference: EMI)を生じるため、伝送信号の品質の確保と同時に不要電磁波放射の解決が重要な研究課題になっている。

レイアウトや対策法など差動伝送に関するさまざまな研究がこれまでに行われてきているが、信号の完全性(Signal Integrity: SI)の観点から伝送特性およびモード変換について、またはEMIの観点から電磁放射を個別に検討したものが多い。そのため差動伝送線路において、アイパターンなどの信号の品質評価とともに不要電磁放射を扱った基礎的な論文はまだ少なく、両観点からの差動配線の設計技術、ガイドラインへの展開に関しても検討することが多い。

著者は、根本的な解決のためには、問題の発生を明確にするための単純化したモデルから、基本現象を明らかにし、その現象を定量的に予測、説明することを必要とする物理ベース等価回路モデルを開発することが必要不可欠であると考えて、これまで検討を進めてきた^{7)~11)}。

本稿では、非常に単純なレイアウトでありながら、SI観点で広く用いられているモード変換パラメータと放射EMI

の相関関係が明確でない不等長モデルを対象に、非対称構造がSパラメータ、放射電磁界に与える影響を検討し、等価回路モデルにより支配的な放射要因を解析した例⁹⁾を示し、両観点での検討の重要性和等価回路解析の有用性について紹介する。

2. 検討モデル

差動伝送線路上の非対称の原因には、ICピンなどとの接続のための不等長、グランドパターンや実装部品の線路付近への配置、屈曲部、多層基板の複数層にわたる配線などが挙げられる。本研究では、ICのピンやBGAとの接続のために生じた不等長の問題を想定し、その位置の影響を明確にするために、極端な不等長を生じさせるためのコの字の屈曲部を設け、位置を変えたモデルを用いた。

検討に用いた不等長配線モデルを図1に示す。プリント配線板は、マイクロ波回路において一般的に使用される2層の表面マイクロストリップ線路(S-MSL: Surface-Microstrip Line)構造であり、上面が信号配線、下面が全面グランドである。寸法は、長さ $l_{PCB} = 137$ mm, 幅 $w_{PCB} = 100$ mm, 誘電体は厚み $h = 1.53$ mm, 比誘電率 $\epsilon_r = 4.5$ のFR-4基板を用いた。

差動線路の平衡領域での差動間隔は $s = 1.0$ mmとし、差動インピーダンスが $Z_{DM} = 100 \Omega$ になるように線路幅は $w_l = 1.9$ mmとした。屈曲部の形状に関するコの字の間隔を25 mm, その位置に関する屈曲部終点と基板端からの距離 l_x を12.5 mm, 37.5 mm, 62.5 mmと変えて検討した。

図1. 幾何学的に非対称な不等長差動伝送線路モデル

3. 伝送特性とモード変換の周波数特性の評価

伝送特性とモード変換を評価するために、4ポートネットワークアナライザを用いて、Mixed-mode Sパラメータを10 MHz～10 GHzの周波数範囲で測定した。また、FDTD法による電磁界シミュレーションも行った。

Mixed-mode SパラメータはDM成分、CM成分をモード別に表したSパラメータである。DM（差動）成分の透過係数は、論理ポート1にDMで入力したエネルギーに対する論理ポート2へのDMでの出力割合 $|S_{dd21}|$ で表される。またCM（不平衡）へのモード変換透過係数は、論理ポート1にDMで入力したエネルギーに対する論理ポート2へのCMでの出力割合 $|S_{cd21}|$ で表される。

差動成分の透過係数 $|S_{dd21}|$ の周波数特性および差動から不平衡成分である同相信号へのモード変換量 $|S_{cd21}|$ の周波数特性をそれぞれ図2, 3に示す。参考比較のため、線路長が100 mmの平衡線路についての特性も示す。ただし、図3では平衡線路のためモード変換は理論的に生じず、結果はネットワークアナライザの背景雑音レベル（-60 dB程度）のため省略している。

不等長の場合、 $|S_{dd21}|$ 、 $|S_{cd21}|$ ともに、測定結果と計算結果（ $l_x = 37.5$ mmの場合のみ図示）はよく一致し、 l_x による特性の違いは生じない。1.85 GHzの奇数整数倍の周波数で、透過係数 $|S_{dd21}|$ では反共振が、モード変換量 $|S_{cd21}|$ では共振が生じている。これは1.85 GHzの奇数整数倍の周波数では、不等長配線により完全にCMへ変換されて、DMとして伝送されないことを意味している。なお、5 GHz以上

図2. DM成分の透過係数 $|S_{dd21}|$ の周波数特性

図3. DMからCMへのモード変換係数 $|S_{cd21}|$ の周波数特性

での劣化は、FR-4基板の誘電体損に起因したものである。モード変換の支配的な要因は単純な不等長による位相ズレのため、モード変換量 $|S_{cd21}|$ の周波数特性の低周波での傾きは、6 dB/Oct., つまり周波数に比例となる。

以上のように、本不等長モデルにおけるモード変換 $|S_{cd21}|$ は、不等長による位相ズレだけで決まり、不等長の場所には依存しないことがわかる。

周波数特性をより詳細に理解するために、 $|S_{dd21}|$ の反共振周波数、そして $|S_{cd21}|$ の共振周波数である1.85 GHzでの近傍磁界の測定を行った。差動伝送線の始点(Logical Port1)を水晶発振器(25 MHz)とLVDSドライバ(NS DS90LV047A)で駆動し、終点(Logical Port2)を100 Ω で終端した。1.85 GHzは25 MHzの74次高調波であり、配線の2 mm上の H_x , H_y 成分を空間分解能250 μm の磁界プローブで測定し、実効値を算出した。各 l_x の測定結果を図4に示す。

(a) $l_x = 12.5$ mm

(b) $l_x = 37.5$ mm

(c) $l_x = 62.5$ mm

図4. 線路の2 mm上の近傍磁界の強度分布(1.85 GHz, 測定結果)

いずれの条件においても、励振側 ($x = -50$ mm 側) では 2 つの配線上の磁界は分離 (配線間にヌル点がある) しているのに対して、コの字領域後の負荷側 ($x = 50$ mm 側) では 2 つの配線上の磁界は結合していることがわかる。これは差動励振 (電界で結合、磁界結合無し) しているのにも関わらず、1.85 GHz ではコの字領域による不等長のため、終端部分では同相 (磁界結合) で伝搬していることを意味しており、図 2, 3 の Mixed-mode S パラメータの周波数特性の共振、反共振特性と対応している。

4. 放射特性の評価と等価回路モデルによる支配的要因の識別^{9),11)}

著者らは、各領域からの放射電界のベクトル和によって観測点での全放射電界強度を求める物理ベース等価回路モデルを提案し、線路の各位置、マクロ的には各断面構造の全放射電界強度に対する寄与の分離識別を可能とすることで、差動伝送線路中の支配的な放射要因を明らかにすることを試みている^{9),11)}。

放射電磁界は電流および磁流分布から算出できる。図 1 の幾何学的に非対称な不等長差動伝送線路モデルでは、スロットや平行平板構造はないため、電流分布のみを考慮すれば良い。図 5(a) に示すように結合線路部分 (a, b, c,) とマイクロストリップ線路部分 (d, e) の領域に区分した。

放射要因として、要因 1) 非対称による CM 伝搬部分の発生による CM 放射の増加、要因 2) 差動伝送線路間隔の広がりによる差動信号のメリットである放射打ち消し効果の減少、要因 3) グランド幅が狭い基板や部品配置のために差動線路が基板端に配線したことにより、線路を流れる信号電

流とグランド面のリターン電流のバランスが崩れたことによる CM 放射の増加^{12),13)}、の 3 つが考えられる^{8),9),11)}。

本稿では差動伝送線路からの電磁放射特有の問題である要因 1 と要因 2 の影響を明確にするために、無限幅のグランド面上に配線された場合を想定して、等価回路解析を行った。各領域は微小区間 Δl の等価回路の縦続接続でモデル化した。微小区間 (1 段あたりの長さ) Δl は、波長短縮効果を考慮した測定最高周波数 10 GHz の波長の 1/20 以下になるように $\Delta l = 0.25$ mm とした。なお、等価回路において、コの字部分の間隔は 25 mm と広いため、d-e 間の電磁結合は無視した。表 1 に、2 次元断面の電磁界解析により算出した等価回路パラメータを示す。

図 6 に線路 1, 2 を振幅 1 V、位相差 180°, 周波数 1.85 GHz の差動信号で励振した時の電流分布を示す。ただし、位相情報を明確にするために、図 4 のような実効値ではなく、励振後から $t = 1.5$ ns 後の瞬時値を示している。図 2~4 の議論と同様に、本周波数ではコの字による不等長部分より後半の伝搬は同相になっているのが明確にわかる。

図 7 に $l_x = 37.5$ mm の場合の等価回路モデルによる放射解析結果を示す。本図中では、線路への入力電圧 (実効値) が 1 Hz 当たり 107 dB μ V 一定となるように正規化し、放射効率の観点から議論した。図中の凡例 “Total (FDTD)” の線は、FDTD 法によるフルウェーブ解析した差動伝送線路全体から放射された電界強度値である。凡例 “Total (Equiv.)” は等価回路モデルにより計算した、差動伝送線路

表 1. 放射予測のための等価回路モデルの回路定数

(a) 結合線路領域

領域	s [mm]	$L_{s1,2}$ [nH/m]	L_m [nH/m]	$C_{s1,2}$ [pF/m]	C_m [pF/m]	Z_{DM} [Ω]	Z_{CM} [Ω]
a, c	1.0	366	90	86	15	100	36.3
b	26	369	43	98	0.061	125	31.2

(b) マイクロストリップ線路領域

領域	L_s [nH/m]	C_s [pF/m]	Z_0 [Ω]
d, e	363	100	60

(a) 差動伝送線路の領域区分

(b) 結合線路部分の等価回路モデル (1 段分)

(c) マイクロストリップ線路部分の等価回路モデル (1 段分)

図 5. 放射予測のための回路モデルの領域分割

図 6. 等価回路モデルから得られた電流分布 (1.85 GHz の差動信号励振, $t = 1.5$ ns の瞬時値)

図 7. $l_x = 37.5$ mm の場合の等価回路による支配的な放射要因の識別

全体から放射された電界強度値である。そして、凡例“a”から“c”の線は等価回路モデルにより計算した、区分した各領域からの放射電界強度値である。なお、差動伝送線路全体からの放射強度値 (Total) は、各領域部分の 1 段当たりの等価回路から求めた成分のベクトル和であるため、位相の関係で各領域からの放射電界強度値が Total を超える場合がある。

各要因の影響を議論する前に、全放射成分の FDTD 計算結果と等価回路解析結果を比較すると、両者はよく一致しており、提案するモデルが妥当であることが確認できる。

次に各領域の等価回路解析結果を比較すると、1 GHz 以下の低周波帯では Total と領域 c からの放射電界強度が一致することから、要因 1 が支配的な放射要因である。そして、2 GHz 超高周波では領域 b からの放射電界が Total の包絡線と一致することから、要因 2 が支配的な要因である。提案する等価回路モデルによる解析は、支配的な放射要因を定量的に識別することが可能である。本稿では周波数特性の議論に焦点をあてたが、等価回路解析は、設計のための定量的な指針となる線路間隔、位相差、放射強度を関係付けることもできる¹¹⁾。

図 8 に $l_x = 12.5, 37.5, 62.5$ mm の電磁放射の等価回路解析結果を示す。図 3 のモード変換量 $|S_{cd21}|$ とは異なり、低周波では l_x が長いほど放射が増加する。図 7 での各要因解析の結果から、1 GHz 以下では l_x が長い程、最初の屈曲部で発生した不平衡により、電流が同相 (磁界結合) で伝搬する領域 c が増えるため、ダイポールアンテナの形成により強い電磁放射が生じることがわかり、2 GHz 以上では要因 2 (領域 b) の影響が大きくなるため、放射は l_x にあまり依存しないことが明確に理解できる。

以上の結果は、モード変換係数 (S_{cd21}) のみでは放射の定量的な評価が行えないこと、そして、従来から信号品質改善の観点から広く利用されているミアンダ遅延線などの等長配線は、伝送線路終端での不平衡成分を抑制し信号伝送

図 8. 電磁放射の等価回路解析結果

に関する信号品質の確保には有効であるが、位相補償前の領域で要因 1 による強い放射が生じるために放射そのものの抑制にはあまり効果的ではないことも示唆している¹¹⁾。

5. おわりに

本稿では、幾何学的に非対称な不等長差動伝送線路に関して、非対称構造が S パラメータ、放射電磁界に与える影響を検討し、等価回路モデルにより支配的な放射要因を解析した例を紹介した。今回の不等長配線では、モード変換 $|S_{cd21}|$ は位相ズレが発生する位置には依存しないが、位相ズレの領域が大きくなるほど電磁放射が増加した。実際の配線レイアウトにおいては、配線間隔を最優先にして始点部分での位相ズレを補償しない場合もあり、EMI の問題はより顕在化すると考えられる。本結果は、SI、EMI の両観点から配線設計を行うことの重要性和、レイアウト上の制限はあるものの放射 EMI を抑制するためには、位相補償は可能な限り位相ズレ箇所の近くで行わなければならないことを定量的に示したものである。本結果を差動配線の SI および EMI 設計に取り入れつつ、線路終端部分での位相補償に代わる対策、設計ガイドラインの開発が今後の課題であると思われる。

謝 辞

本研究を進めるにあたり、電波暗室での電磁放射の測定に御協力頂きました秋田県産業技術センター、FDTD 計算におけるスーパーコンピュータの利用に関して御協力頂きました東北大学サイバーサイエンスセンターに深く感謝致します。

本解説記事の成果の一部は、JSPS 科研費 26820091 の助成を受けたものである。

最後に、日頃から御助言をいただく放送大学秋田学習センター所長井上浩先生、電磁特性技術委員会の皆様に感謝の意を表します。

(2015.6.28-受理)

文 献

- 1) S. Hall, G. W. Hall, and J. A. McCall: "High-Speed Digital System Design: A Handbook of Interconnect Theory and Design Practices," John Wiley & Sons, INC., New York, 2000
- 2) 内田英成, 虫明康人: "超短波空中線," 第7章, コロナ社, 1955
- 3) 中西秀行: "差動伝送路の設計と信号品質," Vol. **16**, No. 3, pp. 181–186, 2013
- 4) 回路・実装設計技術委員会: "システム Jisso-CAD/CAE の課題と展望," エレクトロニクス実装学会誌, Vol. **17**, No. 1, pp. 6–11, 2014
- 5) 上 芳夫: "差動伝送の基礎," エレクトロニクス実装学会誌, Vol. **16**, No. 3, pp. 176–180, 2013
- 6) F. Grassi, G. Spadacini, and S. A. Pignari: "The concept of weak imbalance and its role in the emissions and immunity of differential lines," IEEE Trans. Electromagn. Compat., Vol. **55**, No. 6, pp. 1346–1349, 2013
- 7) Y. Kayano and H. Inoue: "Identifying EM Radiation from a Printed-Circuit Board Driven by Differential-Signaling," Trans. JIEP, Vol. **3**, No. 1, pp. 24–30, Dec. 2010
- 8) Y. Kayano, K. Mimura, and H. Inoue: "Evaluation of Imbalance Component and EM Radiation Generated by an Asymmetrical Differential-Paired Lines Structure," Trans. JIEP, Vol. **4**, No. 1, pp. 6–16, Dec. 2011
- 9) Y. Kayano, Y. Tsuda, and H. Inoue: "Evaluation of Imbalance Component and EM Radiation from Asymmetrical Differential-Paired Lines," in Proc. International Conference on Instrumentation, Control and Information Technology (SICE2012), pp. 422–427, Akita, Japan, Aug. 2012
- 10) Y. Kayano, M. Ohkoshi, T. Watabe, and H. Inoue: "Locally Shielded Differential-Paired Lines with Bend Discontinuities for SI and EMI Performances," Trans. JIEP, Vol. **7**, No. 1, pp. 32–38, Dec. 2014
- 11) Y. Kayano and H. Inoue: "Dominant Factors of EMI Problems of Asymmetrical and Equi-Distance Differential-Paired Lines," Radio Science, 50, doi:10. 1002/2014RS005507, pp. 111–121, Feb. 2015
- 12) Y. Kayano, M. Tanaka, J. L. Drewniak, and H. Inoue: "Common-Mode Current due to a Trace Near a PCB Edge and Its Suppression by a Guard Band," IEEE Trans. Electromagn. Compat., Vol. **46**, No. 1, pp. 46–53, Feb. 2004
- 13) F. Xiao, K. Murano, M. Tayarani, and Y. Kami: "Electromagnetic Emission from Edge Placed Differential Traces on Printed Circuit Board," in Proc. Int. Symp. EMC, Sendai, pp. 29–32, Jun. 2004

著者紹介

菅野良樹 (かやの よしき)

木更津高専・電気卒 ('99年)。秋田大学鉱山学部卒 ('01年)。同大学大学院工学資源学研究科博士後期課程修了 ('06年)。同年秋田大学・助手。現在、講師。プリント配線板、電気接点のEMC問題に関する研究に従事。IEEE、電子情報通信学会会員。