

FDTD計算における真空中でのストリップ線路の終端方法に関する検討

自動車安全研究領域
電気通信大学

松村 英樹 伊藤 紳一郎 長谷川 智紀
岩崎 俊

1. はじめに

近年、自動車の高機能化に伴い、搭載する電子機器に内蔵される電子回路の信号は高周波化してきている。高周波電子回路では、各電子部品間を繋ぐ線路としてマイクロストリップ線路 (Micro Strip Line、以下、MSL という) がよく用いられる。外部からの電磁波により高周波電子回路に発生するノイズを検討する基本的なケースとして、MSL に誘起される高周波電圧の検討を行う。

外部からの電磁波により高周波電子回路に発生するノイズを検討する手段として、数値計算による電磁界解析が有効である。近年、電磁界解析手法として有限差分時間領域法¹⁾(Finite Difference Time Domain method、以下、「FDTD 法」という)がよく使われている。FDTD 法は、電磁気学の基礎方程式である Maxwell 方程式について、空間及び時間に対する微分を差分に置き換えて、電界及び磁界を直接計算する方法である。

一般に FDTD 法を用いて MSL を対象とした計算を行う場合、その終端を吸収境界条件の境界面に接続することがよく行われる。この終端方法では、MSL が無限長と仮定されてしまう。しかし、MSL に誘起される高周波電圧を計算する場合には、実際の MSL は有限長であることから MSL がアンテナとなるので、誘起される高周波電圧は MSL の長さに影響を受ける。従って、有限長の MSL を計算するために MSL の終端が必要となる。

本報告では、MSL に誘起される高周波電圧の検討を行う前段階として、FDTD 法により高周波電圧を計算する場合に必要な MSL の終端について検討を行った。

この終端方法として、セルの一辺に挿入した抵抗やインダクタンスを図 1 に示すように挿入して終端とする方法³⁾について、反射係数の大きさを指標に

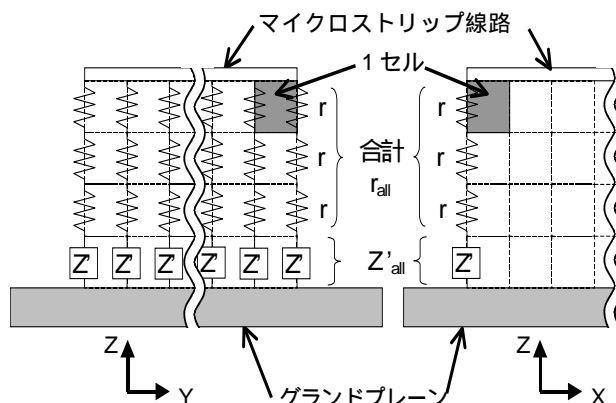


図 1 終端モデル

用いて検討を行うとともに、反射の改善方法について検討を行った。なお、FDTD プログラムとして市販の MAGNA/TDM²⁾を使用した。

2. 解析モデル及び計算方法

2.1 解析モデル

MSL を整合状態で終端するため、セルの一辺に挿入した抵抗等の集中定数素子を図 1 に示すように配置して終端とした。ここで、集中定数素子の計算は、Maxwell 方程式の導電電流密度を各素子 (R,L,C) の特性に合わせた関数で定義することで、FDTD 計算の中に組み込む方法を用いた¹⁾。図 1 において、 r を挿入する抵抗、 Z' を任意の集中定数素子とした。また、直並列関係にある r 及び Z' を回路計算で合成した値を r_{all} 及び Z'_{all} とした。

この終端を評価するために、図 2 の MSL 構造を持つモデルを用いた。本評価モデルでは、図 2 のように座標軸を設定した。また、解析空間、MSL、終端及び給電面の寸法及び配置を図 2 に示すように設定した。分割したセルの大きさは (X, Y, Z)=(2mm,1mm,0.5mm)の直方体とし、時間刻み t はクーラン条件を考慮して 1.44ps とした。

解析空間は真空中とし、MSLは計算上、厚さ0mmの完全導体と仮定した。

給電は、給電面においてMSLの幅方向に均一なZ方向の電界を給電した。また、1000MHzまでの周波数範囲の特性が計算できるガウシアンパルスを用いた。このガウシアンパルスでは、MSLとグランドプレーン間の電圧のピークが1V、1000MHzにおいてピークから約-3dB、入力開始からガウシアンパルスのピークまでの時間は1nsとなるように設定した。

境界条件は、グランドプレーンである下の境界面については完全導体と仮定し、その他の境界面については、6層のPML(Perfectly Matched Layer)吸収境界条件⁴⁾とした。また、入力したガウシアンパルスのピーク値に対するMSLが接続している境界面からの反射波のピーク値の比で約-80dB以下であるため、境界面からの反射は無視した。

2.2 計算方法

計算時間は、終端からの反射が点Pを通過し終える時間3nsまでとした。それ以降において、反射波は収束し、その波形の振幅がガウシアンパルスのピーク値に対する比で-80dB以下であることから、それ以後の計算は行わず値は0とした。

反射係数は、図2の点Pにおける入射波と反射波の電界のZ方向成分の時間波形をFDTD法により計算し、離散フーリエ変換を行った後、それらの比から計算した。なお、終端と点Pの間には80mmの伝送距離が存在するため、入射波と反射波の結果に対して80mmの伝送距離に相当する位相の補正を行った。

2.3 MSLの特性インピーダンス

終端とMSLを整合させるため、終端に設定するインピーダンスの値はMSLの特性インピーダンスにできる限り一致させなければならない。文献⁵⁾⁻⁶⁾の報告に基づき、終端に設定するインピーダンスの値は、理論式⁷⁾より計算した特性インピーダンス値49.642ではなく、FDTD法に固有の原因から生ずる誤差を含む特性インピーダンスの値を使用しなければならない。本評価モデルでは、この誤差を含むインピーダンスの値は、48.377であった。

3. 計算結果

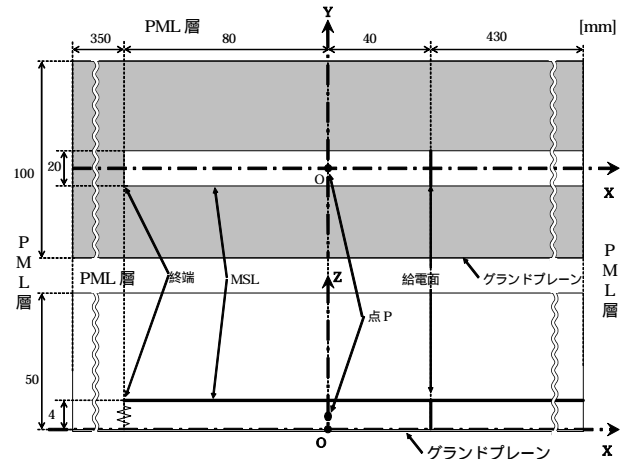


図2 MSLモデル

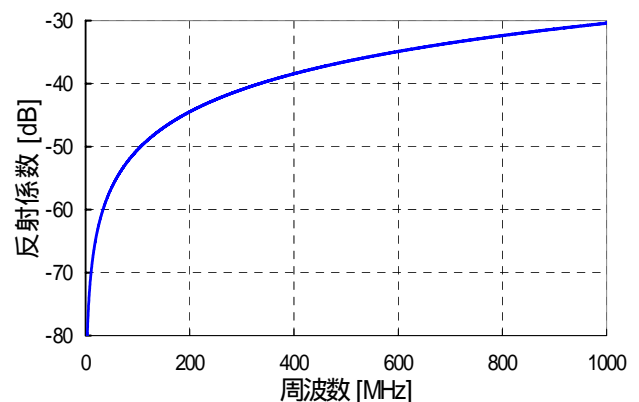


図3 反射係数の計算結果

3.1 反射係数の計算結果

図2のモデルにおいてZ'に抵抗rを挿入し、終端のインピーダンスの実部 $R(=r_{all}+Z'_{all})$ を48.377として計算を行った。反射係数の大きさの結果を図3に示す。図3より、周波数範囲10MHzから1000MHzにおいて周波数が増加するに伴い反射係数が増加する傾向となり、1000MHzで約-30dBとなった。

3.2 終端の物理モデルの回路表現

反射係数の計算結果から正規化インピーダンスを計算した結果を図4と図5に示す。図4より、終端のインピーダンスの大きさは、周波数の増加に伴い変化した。図5より、終端のインピーダンスの位相は、周波数の増加に伴い位相が遅れる傾向となった。この位相の遅れが周波数の増加に伴う反射係数の増加の原因の1つと考えられ、位相の遅れの原因は終端における浮遊容量であると考えられる。即ち、浮遊容量が存在するために周波数の増加に伴い

終端のインピーダンスが変化し、終端とMSLとの整合状態が悪くなり反射が増大すると考えられる。

図6に終端における物理モデルの回路表現を示す。図6において、Rは設定した抵抗、Cは終端における線路方向にある浮遊容量、Lは抵抗に流れる電流により発生したインダクタンスをそれぞれ表す。また、角周波数を ω とし、正規化インピーダンスと特性インピーダンスの値 48.377 から計算した終端におけるインピーダンスを Z_T 、その実部を Z_{Tr} 、虚部を Z_{Ti} とすると、回路計算からキャパシタンスCとインダクタンスLは、(1),(2)式のようになる。

$$C = \frac{1}{\omega} \cdot \left(-\frac{Z_{Ti}}{Z_{Tr}^2 + Z_{Ti}^2} + \frac{Z_{Tr}}{R(Z_{Tr}^2 + Z_{Ti}^2)} \cdot \sqrt{R \cdot \left(\frac{Z_{Tr}^2 + Z_{Ti}^2}{Z_{Tr}} - R \right)} \right) \quad (1)$$

$$L = \frac{1}{\omega} \cdot \sqrt{R \cdot \left(\frac{Z_{Tr}^2 + Z_{Ti}^2}{Z_{Tr}} - R \right)} \quad (2)$$

図4、図5及び設定した抵抗値 $R=48.377$ を用いて、(1),(2)式を計算するとCとLは図7のようになった。図7において、キャパシタンスとインダクタンスは、周波数が増加するに連れてそれぞれ一定値に漸近し、1000MHzにおいて $C=0.313$ pF、 $L=0.269$ nH となった。

4. 終端からの反射の改善

4.1 回路計算による反射の改善

終端からの反射を小さくするため、図6における終端のインピーダンス Z_T の虚部 Z_{Ti} を小さくして終端とMSL間の整合状態を改善させる方法について検討した。図6において、終端のインピーダンスの虚部は(3)式のようになる。

$$Z_i = \frac{\omega(L - CR^2 - \omega^2 L^2 C)}{(1 - \omega^2 LC)^2 + (\omega CR)^2} \quad (3)$$

(3)式において $Z_i=0$ となるのは、

$$L - CR^2 - \omega^2 L^2 C = 0 \quad (4)$$

の場合である。ここで、 $R=48.377$ 、 $C=0.313$ pF 及び $L=0.269$ nH の場合、1000MHz以下の周波数範囲では、 $R \gg L$ であるから、(4)式は近似的に(5)式となる。

$$L \cong C \cdot R^2 \quad (5)$$

(5)式に $R=48.377$ と $C=0.313$ pF を代入すると、そのインダクタンスの値 L_a は 0.734 nH となった。

終端でのインダクタンスの値を $L_a=0.734$ nH と

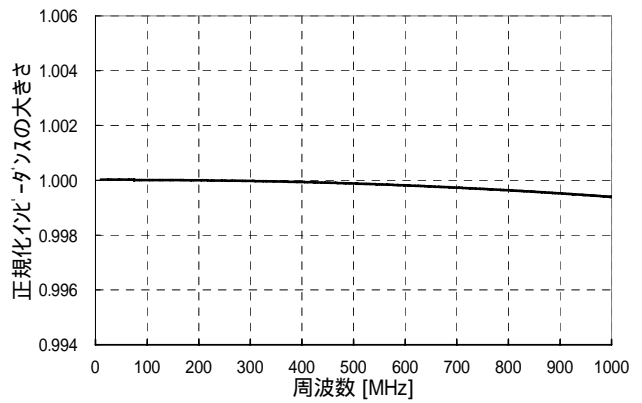


図4 正規化インピーダンスの大きさ

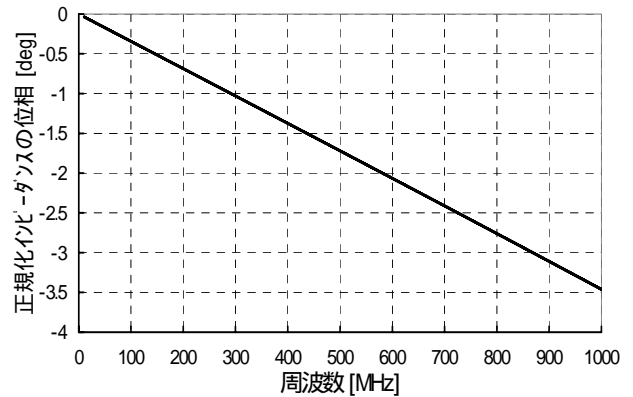


図5 正規化インピーダンスの位相

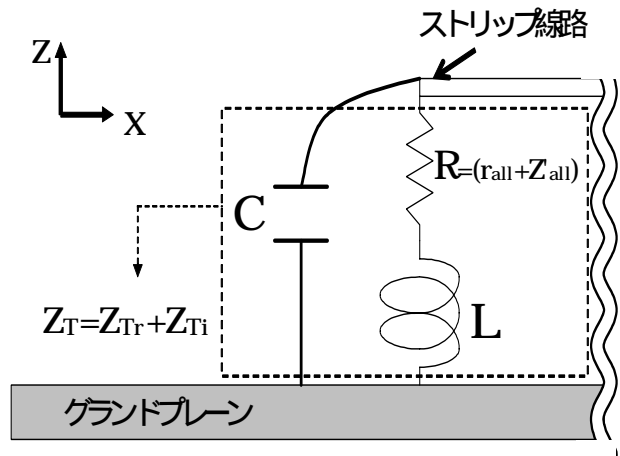


図6 物理モデルの回路表現

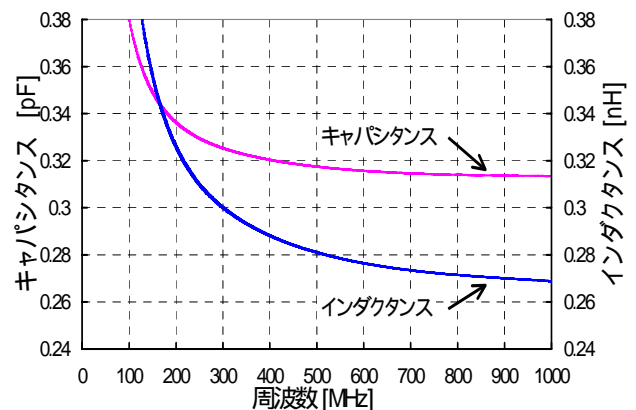


図7 キャパシタンスとインダクタンス

するために図1のZにインダクタンスを挿入した。図1のZ_{all}がLとL_aの差分 L=0.465nHとなるように挿入したインダクタンスの値を決定した。

4.2 反射係数の計算結果

図1のZにインダクタンスを挿入した終端について、反射係数の計算結果を図8に示す。また、図3の計算結果も同時に示す。図8より、1000MHzにおいて、抵抗とインダクタンスからなる終端における反射係数の計算結果は、抵抗のみの終端の計算結果に比べて21.5dB下がった。即ち、抵抗とインダクタンスを用いた終端を用いた場合は、抵抗のみの終端の場合に比べて終端からの反射が改善された。

以上のことから、終端からの反射の改善方法として、抵抗とインダクタンスによる終端が有効であることが確認できた。

5.まとめ

今回、真空中におけるMSLの終端方法について検討を行った。その結果、抵抗のみを用いた終端では、終端における浮遊容量とインダクタンスのために、周波数の増加に伴い反射係数が増加した。そのため、抵抗とインダクタンスによる終端を用いることで、終端での反射を改善した。

今後の課題として、誘電体中における終端について検討を行うと共にMSLに誘起される高周波電圧の検討を行い、外部からの電磁波による自動車搭載電子機器の誤作動の防止に関する研究に繋げていく予定である。

参考文献

- 1) 宇野亨,“FDTD法による電磁界およびアンテナ解析”,コロナ社,1998
- 2) MAGNA/TDM Version3.02,“MAGNA/TDM利用ガイド”,CRC SOLUTIONS,2002
- 3) 松村,伊藤,長谷川,岩崎,“FDTD法におけるストリップ線路の電流分布を考慮した終端方法に関する検討”,信学技報 EMCJ2003-8, pp.47-52, April 2003
- 4) J. P. Berenger, "A Perfectly Matched Layer for the Absorption of Electromagnetic Waves", Journal of Computation Physics, 144 ,1, pp.185-200,1994

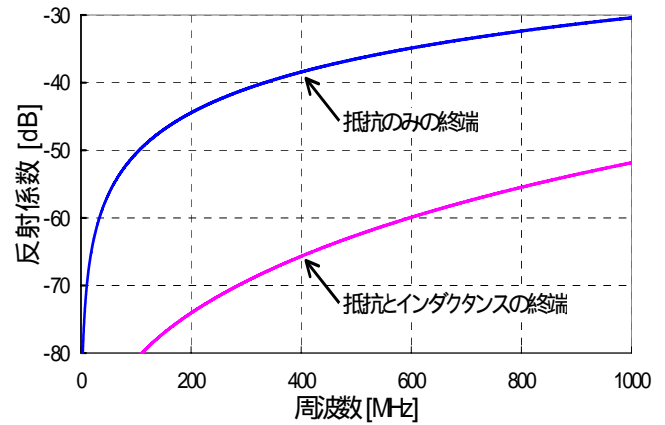


図8 反射係数の比較

- 5) 山下榮吉,錢永喜,“FDTD法によるマイクロ波平面回路・アンテナ特性の解析”,リアライズ社,p62,1996
- 6) N.Dib, M.Krumpholz, E.Tentzeris and L.P.B.Katehi, "Comments on 'Numerical errors in the computation of impedances by FDTD method and ways to eliminate them'",IEEE Microwave and Guided Wave Lett., vol 5,no.1,pp.6-8,Jan.1995.
- 7) 大島俊一,横島一郎,中根央,“高周波・マイクロ波測定”,コロナ社,1992