

有限差分時間領域法における表面電流発生装置の 終端のモデル化に関する検討

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、自動車の高性能化や高機能化のため様々な電子装置が自動車に搭載されている。そのため、自動車の電子装置の誤作動等を防止するためのEMC (Electromagnetic compatibility)に関する研究は非常に重要である。これまで、自動車のEMCの研究では測定が中心に行われているが、大きな電波暗室が必要となることなどから測定にコストや労力がかかる。このため、自動車のEMCにおいて電磁界解析による検討手段が求められている。

これまで我々は、電磁界解析の方法の1つである有限差分時間領域法 (Finite Difference Time Domain method、以下、「FDTD法」という) について、自動車に対する電磁界解析の有効性の検証を行っている¹⁾。電磁界解析の有効性の検証を行う場合において、自動車を対象とすると計算条件が複雑となるため、有効性の検証が困難である。そこで、前回の報告¹⁾では、有効性の検証を比較的簡単に行うため、図1に示す単純な形状の表面電流発生装置を対象に電磁界解析を行った。

表面電流発生装置の解析を正確に行うためには、解析モデルをできる限り実物と同じ形状にして、計算の条件を実際の条件と同じにする必要がある。そのため、図1に示す表面電流発生装置の入出力端をモデル化する必要がある。今回、表面電流発生装置の終端のモデル化について検討を行ったので報告する。

2. 解析モデル及び計算方法

2.1 表面電流発生装置の終端のモデル化

FDTD法²⁾とは、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

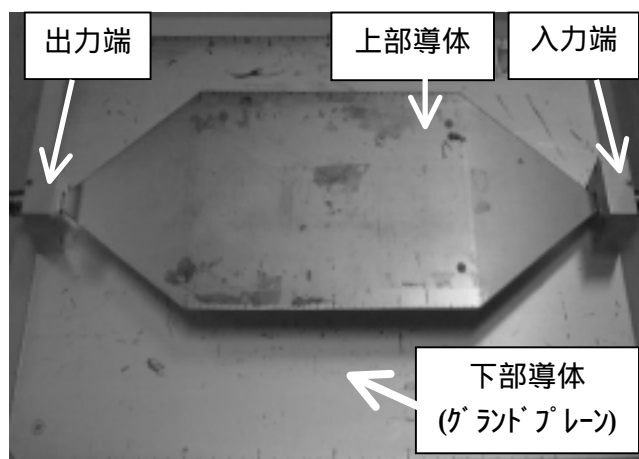


図1 表面電流発生装置

る方法である。また、FDTD法では、解析空間全体を「セル」と呼ばれる微小な直方体に分割して、空間で差分化された電界と磁界をそのセル上に配置して計算する。

前回の報告では、図2に示す入出力端を考慮しない解析モデルについて検討を行った。図2の解析モデルでは、上部導体の両端を解析空間の境界面に接続し、入出力端の位置において電磁波を反射させず吸収させるように設定することで、実際の表面電流発生装置の入出力端と同じ条件となるようにした。

しかし、このモデルでは、下側の導体であるグラウンドプレーンを無限の広さと仮定することになり、実際には有限であるグラウンドプレーンに存在する端部の影響を考慮できない。グラウンドプレーンの端部の影響を考慮して解析モデルの計算精度を向上させるためには、表面電流発生装置の入出力端をモデル化して有限の広さのグラウンドプレーンで計算しなければならず、そのために入出力端をモデル化する必要がある。

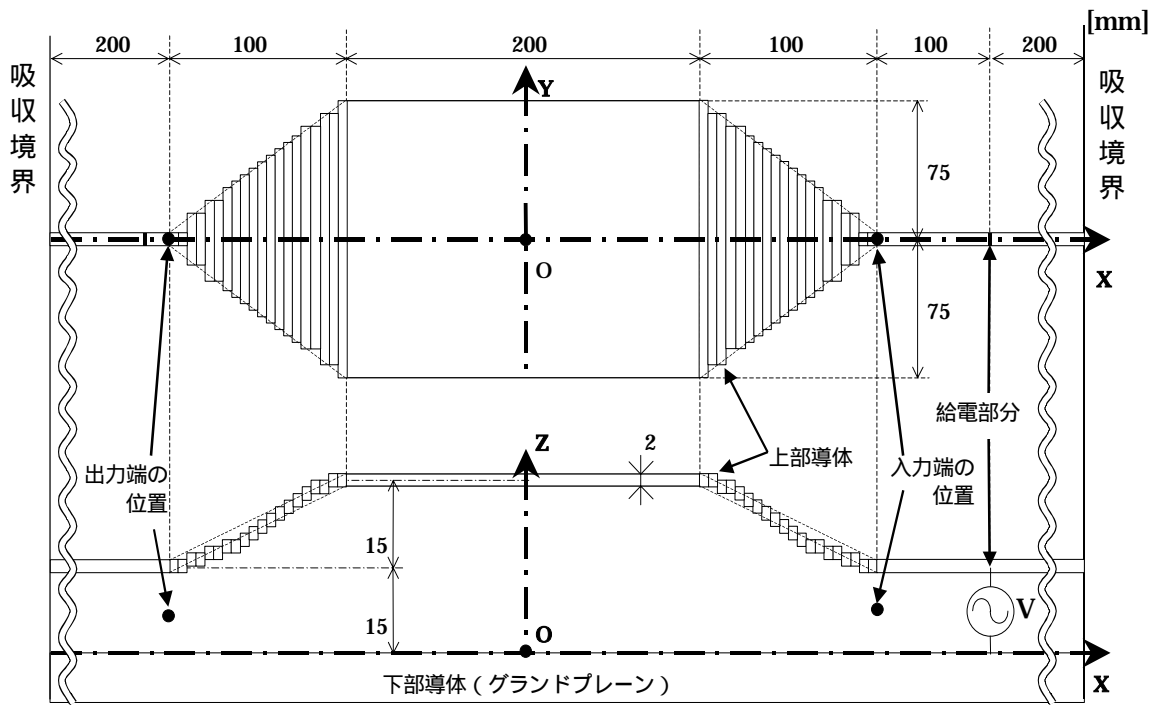


図2 表面電流発生装置の解析モデル

図1の終端部分では、入力端に50Ωの同軸ケーブルを接続し、出力端に終端抵抗を接続することで入出力端において特性インピーダンスを整合させて、電磁波を反射させず吸収させるようにしている。

そこで、入出力端のモデルにおいて、電磁波を反射させず吸収させる方法として、図3に示すようなセルの一辺に挿入した抵抗をグランドプレーンとストリップ線路間に直列に接続し、直列に接続した抵抗をストリップ線路の幅方向に並列に挿入して終端する方法（これを以下、「抵抗終端」と呼ぶ）について検討を行った。

その際、この終端方法を評価する指標として、抵抗終端からの電磁波の反射の程度を示す「反射係数」を用いた。ここで「反射係数」とは、入射した電磁波の大きさに対する反射した電磁波の大きさを比で表したものである。

2.2 抵抗の挿入方法

抵抗終端においてセルの一辺に挿入した抵抗 r を r とすると、抵抗終端の概略図は図3のように示される。

図3の抵抗 r を縦に M 個、横に N 列に配置した場合、抵抗終端を電気回路で表現すると図4のようになる。図4において、 M 個の抵抗 r が直列に接続

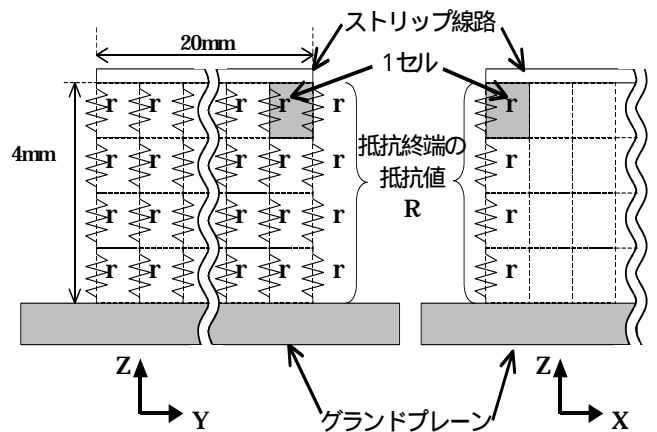


図3 抵抗終端の概略図

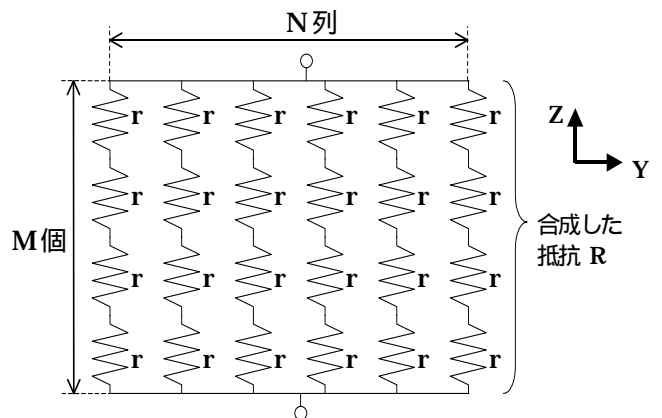


図4 抵抗終端の電気回路表現

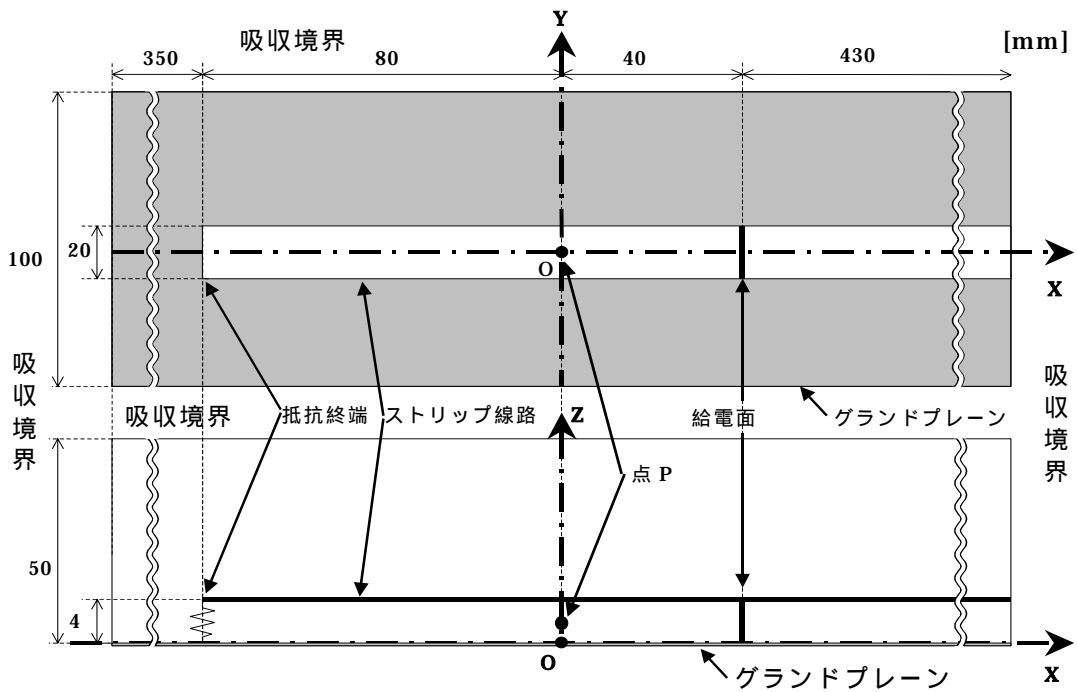


図5 ストリップ線路の解析モデル(抵抗終端あり)

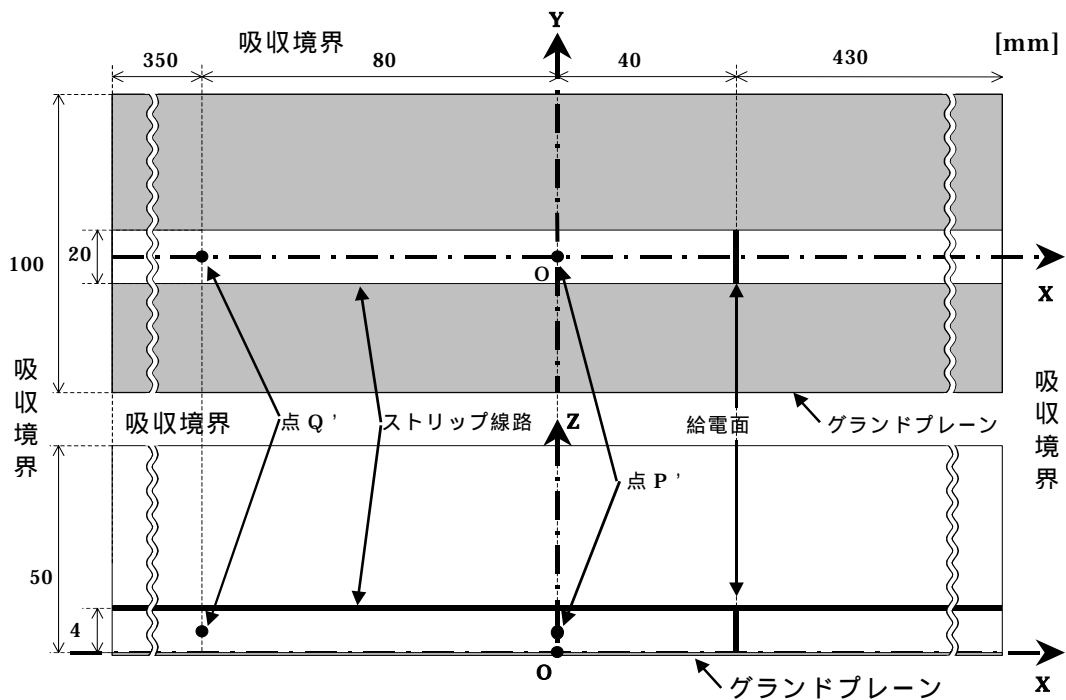


図6 ストリップ線路モデル(抵抗終端なし)

され、直列に接続した抵抗が並列に N 列接続されて抵抗終端を構成している。抵抗終端の抵抗値は、図4の抵抗 r をすべて合成した抵抗 R であり、式(1)から計算される。

$$R = \frac{1}{\frac{1}{M \cdot r} \times N} \quad (1)$$

2.3 ストリップ線路モデル

今回、抵抗終端の検討にはストリップ線路モデルを用いた。ストリップ線路モデルのうち、抵抗終端ありの場合を図5に、抵抗終端なしの場合を図6に示す。抵抗終端ありの場合、図5に示すように、 X 軸、 Y 軸、 Z 軸及び原点 O を設定した。解析空間は真空中とし、その大きさは X 方向に 900mm 、 Y 方

向に 100mm、Z 方向に 50mm とした。また、分割したセルの大きさは (X, Y, Z)=(2mm,2mm,1mm)の直方体とし、時間刻み t はクーラン条件を考慮して 2.70ps とした。

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、電磁波を反射させず吸収させる境界条件とした。

ストリップ線路は完全導体と仮定し、その寸法は X 方向の長さが 550mm、Y 方向の幅が 20mm、ストリップ線路の厚さは計算上 0mm、ストリップ線路とグランドプレーン間の距離は 4mm とした。また、ストリップ線路の抵抗終端は、X=-80mm の位置に設定した。

給電は、図 5 に示す給電面においてストリップ線路の幅方向に均一に行った。また、広帯域の周波数特性を計算するため、入力波形として 1 回の計算で 1MHz から 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、ストリップ線路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 -3dB となるように設定した。また、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、ガウシアンパルスの継続時間は 2ns とした。

抵抗終端なしの場合、図 6 に示すように両端を吸収境界に接続するため、ストリップ線路の寸法のうち X 方向の長さを 900mm とした。また、その他の条件は図 5 の場合と同様とした。

2.4 抵抗終端の抵抗値の計算方法

抵抗終端の抵抗値は、ストリップ線路と整合させるためストリップ線路の特性インピーダンスに一致させる必要がある。

図 5 及び図 6 のストリップ線路モデルでは、特性インピーダンス Z_0 が 50 となるように幅と高さを決めたが、メッシュ分割の際の制約があるため、特性インピーダンス Z_0 は、(2)式³⁾により計算すると 49.60 となった。

$$Z_0 = 120\pi \cdot \frac{1}{2.42 + \frac{w}{h} - \frac{0.44 \cdot h}{w} + \left(1 - \frac{h}{w}\right)^6} \quad (2)$$

但し、 h はストリップ線路とグランドプレーン間の距離、 w はストリップ線路の幅とする。

ところで、FDTD 法では Yee のアルゴリズムを用いて計算を行うことから、電界と磁界が空間と時間において半ステップずれて計算される。そのため、FDTD 法により求めた電界強度と磁界強度の比として計算した特性インピーダンスの値は、(2)式により決定した値とは異なることが報告されている⁴⁾⁻⁵⁾。

従って、FDTD 法により図 5 のモデルの計算を行う場合の特性インピーダンスの値は、本来の特性インピーダンス 49.60 ではなく FDTD 法に固有の原因から生ずる誤差を含む値 (以下、「擬似特性インピーダンス値」と呼ぶ) を使用した。

このため、あらかじめ図 6 のモデルについて FDTD 法により計算を行って、その結果から擬似特性インピーダンスを求めた。なお、擬似特性インピーダンスはグランドプレーンとストリップ線路の間の電界を線積分して電圧を求め、ストリップ線路の周りの磁界を周回積分して電流を求めることにより計算した。

この擬似特性インピーダンスを(1)式の R に代入して、セルの一辺に挿入した抵抗 r を求めた。

2.5 反射係数と正規化インピーダンスの計算方法

反射係数の計算は、図 5 の点 P における入射波の電界の Z 方向成分と反射波の電界の Z 方向成分との比から計算した。なお、給電が開始される時刻を 0 とし、電磁波の伝搬速度を真空中の光速とすると、抵抗終端からの反射波が観測点 P を通過し終える時刻が 2.67ns であり、線路方向の境界面で反射した電磁波が観測点 P に到達する時刻が 3ns であるため、吸収境界による反射を除外するために反射係数の計算には時刻 3ns までの計算結果を用いた。

ここで、入射波と反射波の導出方法を示す。点 P における入射波の電界の Z 方向成分を A_z 、反射波の電界の Z 方向成分を B_z とすると、図 5 の点 P では、給電面から入射した A_z と抵抗終端から反射した B_z が重畳して $A_z + B_z$ の電界が観測される。次に、図 6 のストリップ線路モデルでは、図 6 の点 P' において給電面から入射した A_z のみが計算される。そのため、図 5 に示すように点 P の電界 $A_z + B_z$ から図 6 での観測点 P' の電界 A_z を引くと B_z が導出される。その結果を図 7 に示す。

また、図 5 のように点 P と抵抗終端の間には 80mm の伝送線路が存在するため、入射波 A_z 及び反射

波 B_z が 80mm の伝送路を伝搬する間に位相が変化する。従って、抵抗終端の入射波及び反射波から反射係数の計算を行う場合には、入射波 A_z 及び反射波 B_z に対して 80mm の伝送路による位相変化の補正を行う必要がある。

そこで、図 6 の点 P' と点 Q' における電界の Z 方向成分から点 P' と点 Q' 間の伝達関数を計算した。その伝達関数により点 P における入射波 A_z について伝送路 80mm に対応する位相を進めて入射波 A_z' とした。また、点 P における反射波 B_z について伝送路 80mm に対応する位相を遅らせて反射波 B_z' とした。

位相を補正した入射波 A_z' と反射波 B_z' から反射係数を式(3)により求めた。

$$\Gamma = \frac{B_z'}{A_z'} \quad (3)$$

3. 計算結果及び検討

3.1 擬似特性インピーダンス及び抵抗終端

図 6 のモデルについてメッシュサイズを (2mm, 4mm, 2mm), (2mm, 2mm, 1mm) 及び (2mm, 1mm, 0.5mm) とした場合におけるストリップ線路の擬似特性インピーダンスの計算結果を図 8 に示す。

図 8 からメッシュサイズが大きくなるにつれて、擬似特性インピーダンスの値が、(2)式によって計算された特性インピーダンス値 49.60 からずれることが確認できた。

また、今回の解析モデルにおけるメッシュサイズである (2mm, 2mm, 1mm) の場合では、その擬似特性インピーダンスの値は 47.35 となった。

従って、今後の FDTD 計算においては、ストリップ線路と抵抗終端の間でインピーダンスの整合を成立させるために擬似特性インピーダンスの値 47.35 を抵抗終端の抵抗値 R とすることとした。

3.2 抵抗終端からの反射

図 5 のモデルにおいて、抵抗終端の値を 47.35 とした場合の反射係数の計算結果を図 9 に示す。また、参考として抵抗終端の値を 49.60 とした場合の計算結果も図 9 に示す。

図 9 のように抵抗終端の値を 47.35 とした場合の方が 49.60 とした場合よりも反射係数が小さくなり、終端抵抗とストリップ線路間のインピーダ

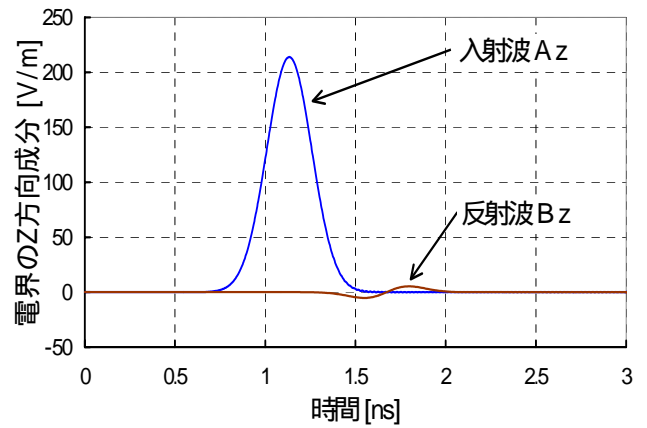


図 7 入射波と反射波の時間波形

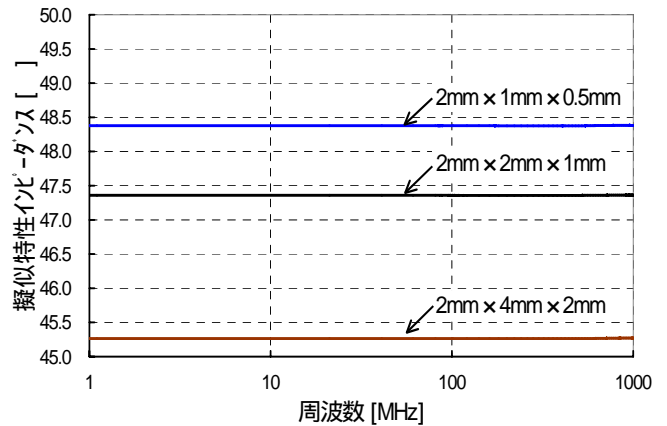


図 8 擬似特性インピーダンスの計算結果

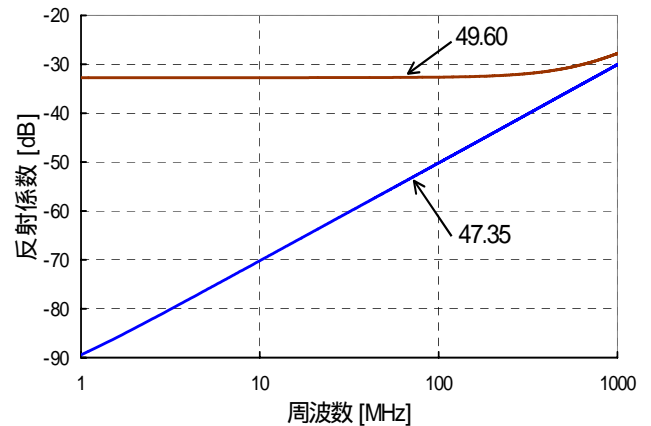


図 9 反射係数

スの整合状態が良いことが確認できた。また、図 9 より、終端抵抗を 47.35 とした場合、周波数範囲 1MHz 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。

3.3 抵抗終端における正規化インピーダンス

図 9 において、周波数が増加するに伴い反射係数が増加する原因について、反射係数 から式(4)によ

り計算した正規化インピーダンス z を用いて検討を行った。

$$z = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \quad (4)$$

抵抗終端の値を 47.35 とした場合の反射係数から(4)式を用いて求めた正規化インピーダンスの大きさの周波数特性を図 10 に示し、正規化インピーダンスの位相の周波数特性を図 11 に示す。

図 10 において、周波数が高くなると正規化インピーダンスの大きさは減少した。また、図 11 より周波数範囲 1MHz から 1000MHz において、周波数の増加に伴い正規化インピーダンスの位相は遅れる傾向となった。この位相が遅れるという結果が、周波数の増加に伴う反射の増加の要因を示していると考えられる。これについては、今後の検討課題とする。

4. まとめ

今回、自動車の EMC における電磁界解析の検討のために行っている表面電流発生装置の電磁界解析に必要な終端のモデル化について検討した。

その結果、周波数 1MHz から 1000MHz の範囲において抵抗終端の値を 47.35 とした場合の反射係数の大きさは、周波数の増加とともに増加する傾向となり、周波数 1000MHz において最大約 -30dB となった。

また、反射係数から正規化インピーダンスを計算したところ、1MHz から 1000MHz において、周波数の増加に伴い正規化インピーダンスの位相が遅れる傾向となった。この位相が遅れるという結果が、周波数の増加に伴う反射の増加の要因を示していると考えられる。

今後の課題として、周波数の増加に伴い反射係数の大きさが増加する原因について検討を行う予定である。

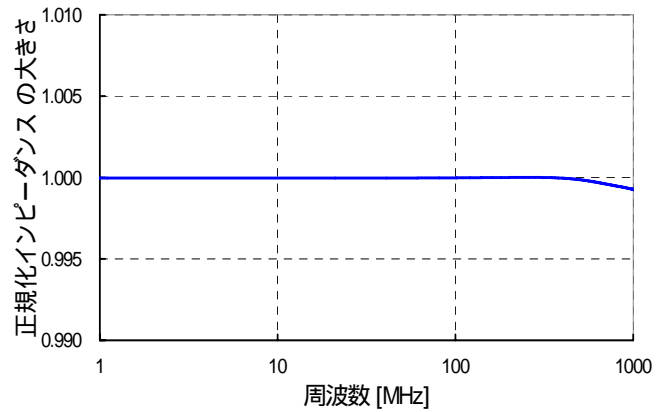


図 1 0 正規化インピーダンスの大きさ(47.35)

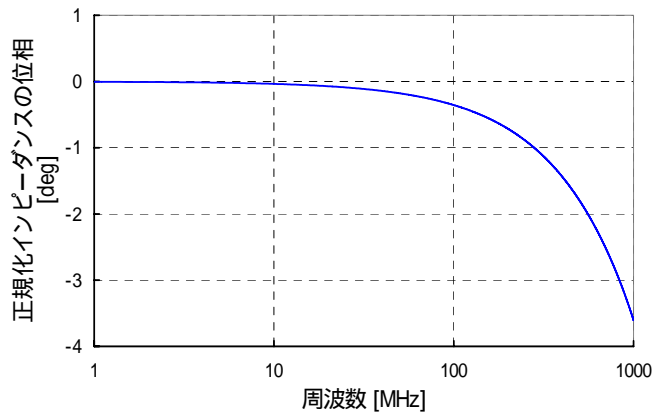


図 1 1 正規化インピーダンスの位相(47.35)

< 参考文献 >

- [1] 松村 他：“有限差分時間領域法による表面電流発生装置近傍の電磁界解析（第 1 報）”，平成 13 年度交通安全環境研究所研発表会 講演概要
- [2] 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
- [3] 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
- [4] 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
- [5] 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.