

C-2-88

ストリップ線導波路の横方向等価回路に基づく固有モード解析

- Analysis of Eigenmode for Stripline Based on Lateral Equivalent Network -

廣田 章 丁 凱 平岡 隆晴 許 瑞邦
Akira HIROTA Kai DING Takaharu HIRAOKA HSU, Jui-pang
神奈川大学 工学部 電気電子情報工学科

Department of Electrical, Electronics and Information Engineering, Kanagawa University Yokohama, Japan

中心対称壁 電気壁根

1. はじめに 有厚ストリップ線導波路の固有モードをスラブモード展開・モード整合法より得られる厳密な横方向等価回路に基づいて解析した。いくつかの具体的なストリップ線路の固有値及び固有関数を解析し、本手法の妥当性を確認する。

2.1 等価回路表示 図1(a)の断面構造を#1, #2, #3に分割すると、各領域での一様部分のTE/TMモード平面回路方程式は容易に導出される。この平面回路方程式から、x-z方向に関してはTE/TM等価多線条伝送線路回路が図1(b)のように得られる。また、図1(c)は等価回路のベクトル表示である。各領域での電磁界は、図1(c)のモード電圧/電流及び高さ方向固有関数で表現され、不連続部での電磁界接線成分の連続性より各領域の端子1,2でのモード電圧/電流は、式(1)に示す。なお、式(1)でのモード変換電流は式(3)のモード変換アドミタンスの介して式(2)で与えられる。このように、不連続部の等価回路は電流源付きの理想変圧器で表され、導波路全体の横方向等価回路は、図1(c)となる。(領域 $k=1, 2$ を示している)

$$\begin{cases} \mathbf{V}_1^{kH} = (\mathbf{F}^{3HH})^{-1} \mathbf{V}_2^{kH} \\ \mathbf{J}_1^{3H} - \mathbf{I}^{3H} = \mathbf{F}^{3HH} (\mathbf{J}_1^{kH} - \mathbf{I}^{kH}) \\ \mathbf{V}_1^{3E} = (\mathbf{F}^{3EE})^{-1} \mathbf{V}_2^{kE} \\ \mathbf{J}_1^{kE} - \mathbf{I}^{kE} = \mathbf{F}^{3EE} (\mathbf{J}_1^{3E} - \mathbf{I}^{3E}) \end{cases} \quad (1) \quad \begin{cases} \mathbf{I}^{kH} = \mathbf{Y}^{kHE} \mathbf{V}_1^{kE}, \mathbf{I}^{3H} = \mathbf{Y}^{3HE} \mathbf{V}_1^{3E} \\ \mathbf{I}^{kE} = \mathbf{Y}^{kEH} \mathbf{V}_1^{kH}, \mathbf{I}^{3E} = \mathbf{Y}^{3EH} \mathbf{V}_1^{3H} \end{cases} \quad (2)$$

2.2 固有値方程式 図1(c)の等価回路より、モード整合方程式は式(4)で与えられる。この式より伝搬定数、各固有モードの電磁界分布が決定される。入力/実効アドミタンスを用い、式(4)は導出される。

$$\begin{pmatrix} \mathbf{J}_1^{1E} \\ \mathbf{J}_1^{2H} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \tilde{\mathbf{Y}}_{eff}^{1E1E} & \tilde{\mathbf{Y}}_{eff}^{1E2H} \\ \tilde{\mathbf{Y}}_{eff}^{2H1E} & \tilde{\mathbf{Y}}_{eff}^{2H2H} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{V}_1^{1E} \\ \mathbf{V}_1^{2H} \end{pmatrix} \quad \mathbf{J}_1 + \mathbf{J}_1 = 0 \text{ より} \quad \begin{pmatrix} \mathbf{J}_1^{1E} \\ \mathbf{J}_1^{2H} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \tilde{\mathbf{Y}}_{in}^{1E} & 0 \\ 0 & \tilde{\mathbf{Y}}_{in}^{2H} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{V}_1^{1E} \\ \mathbf{V}_1^{2H} \end{pmatrix} \quad \therefore \det(\mathbf{Y}_{eff} + \mathbf{Y}_{in}) = 0 \quad (4)$$

3. 解析結果 図2に分散特性を示す。中心対称壁が電気壁の場合を赤実線、電気壁の場合を紺破線で示す。なお伝搬定数の符号は伝搬モードを正に、非伝搬モードを負と表現している。図2に固有モード1番目の電磁界分布を示す。なお、モード1はドミナントモードであり進行方向成分は存在しないので記載は省略する。(解析パラメータ：周波数 11[GHz]/モード次数 1/考慮スラブモード数 65)

4. 結びと今後 今回はストリップ線導波路の分散特性と各固有モードの電磁界分布の解析により本手法の妥当性を確認した。今後は高次非伝搬モードを確認し、この手法を応用しマイクロストリップ線などの解析に取り組んでいく予定である。

5. 参考文献 [1]許・平岡・田部井「有厚ストリップ線導波路の平面回路理論と横方向等価回路に基づく固有モード解析」1998 電子情報通信学会ソサイエティ大会 C-2-63

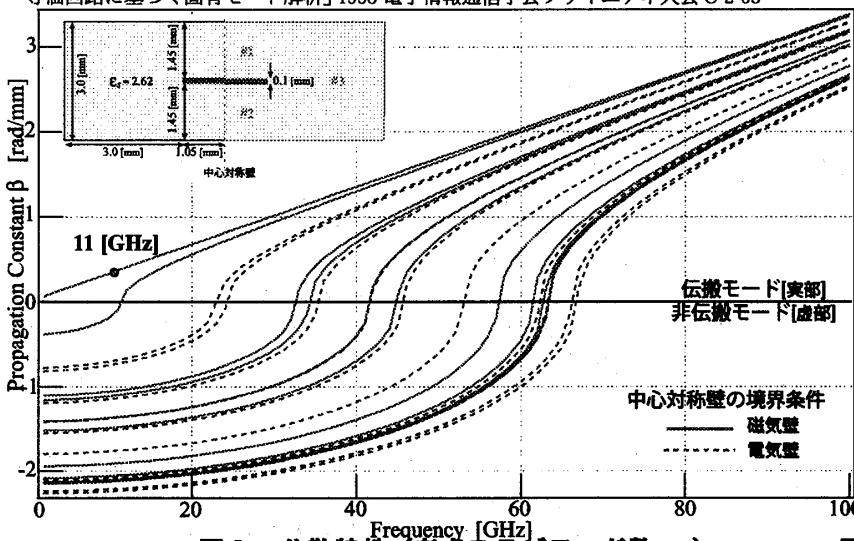


図2 分散特性 (考慮スラブモード数 65)

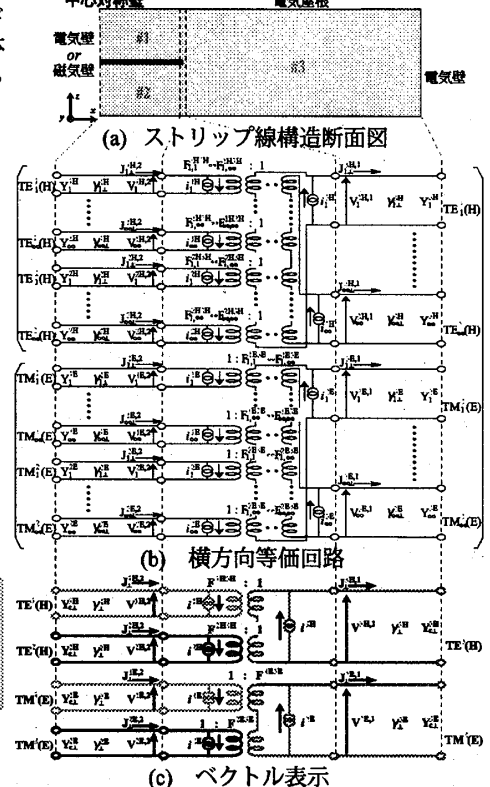


図1 構造と横方向等価回路

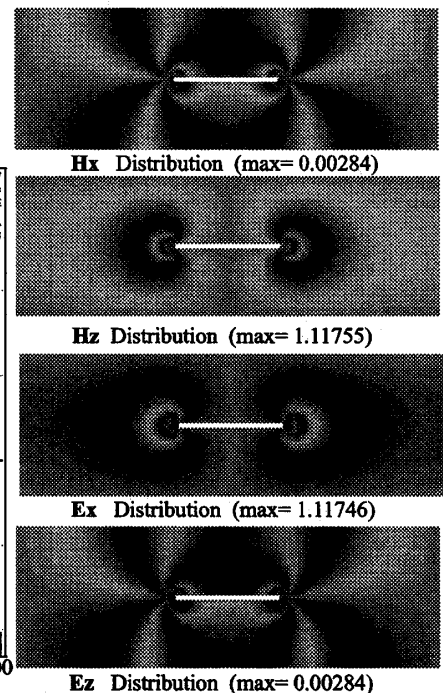


図3 固有モード1番目の電磁界分布