

## C-2-40

## 横方向等価回路に基づいた平行結合ストリップ線導波路の固有伝送モード解析

--Analysis of Propagation Constant Eigen-mode for Parallel Coupled Stripline Based on Lateral Equivalent Network--

丁 凱 平岡隆晴 許 瑞邦  
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

1. はじめに フィルタ、方向結合器などを構成する図1の平行結合型ストリップ線導波路に横方向等価回路<sup>[1]</sup>を導入し、固有モード導波特性<sup>[2]</sup> (伝搬定数・電磁界分布)の解析を行い、本手法の適用性と妥当性を確認した。

2. 等価回路と固有値方程式<sup>[1]</sup> 平行結合型ストリップ線導波路は図1に示したように構造上の対称性を利用し全体の1/4構造で解析を行う、解析領域を3つの領域に分割し、構造上一様な各領域はTE/TM等価多線条伝送線路で表現し、電磁界各成分の振幅はTE/TM伝送線路のモード電圧・電流及び高さ方向固有関数で計算する。領域間の不連続部に関しては電流源付きの理想変圧器を用いてTE/TMモード整合を行う。等価回路は図2に示す。電流源は同領域中TE/TMモード変換に機能する。断面外側の壁条件によりアドミタンス行列 [Mout] が導出できる。不連続部 #1-#2 と #3-#2 に関するモード電圧・電流行列式 [Ni] と [Ne]、さらに #2 の導波路内部伝送線路行列式 [M<sup>#2</sup>] も導出した。式 (1) のようにモード整合することにより高次モードを含めた伝搬定数を計算する。

3. 解析結果と考察 固有値方程式 (式 1) を用いて図3に示した構造寸法の高次モードを含めた伝搬定数を計算し、2つの TEM モード計算値は  $\beta = \omega\sqrt{\epsilon\eta}$  と一致した。20GHz の A 点 (TEM mode) の電磁界分布は図4に示したように壁条件①②磁気壁の場合は結合部の Ex と Hz 成分をそれぞれ結合され、図4壁条件①電気壁②磁気壁の場合は結合部の Hx と Ez 成分を結合された。

4. 結び・今後 固有モード展開法と横方向等価回路を平行結合型ストリップ線導波路に適用し、ゼロを含めた任意のストリップ金属厚み構造の固有伝送モード特性解析を行った。今後は特性インピーダンスの計算を行う。

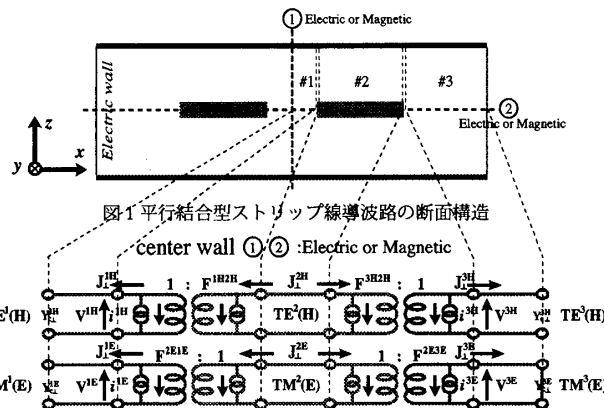


図1 平行結合型ストリップ線導波路の断面構造

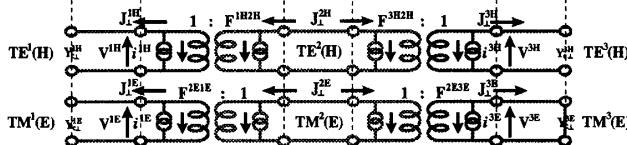


図2 横方向等価回路表示

a: 領域 #1, #2, #3 p: 端子 1, 2

| 不連続部 [Ni]  | アドミタンス行列 [Mout]  |
|--|--|
| $\begin{bmatrix} J^{H,2} \\ V^{E,2} \\ J^{H,1} \\ V^{E,1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -F^{HGH} & Y^{H,1} & 0 & 0 \\ 0 & (F^{HGE})^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -F^{HGH} & -Y^{H,2} \\ 0 & 0 & 0 & (F^{HGE})^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} J^{H,2} \\ V^{E,2} \\ J^{H,1} \\ V^{E,1} \end{bmatrix}$  | $\begin{bmatrix} J^{H,2} \\ V^{E,2} \\ J^{H,1} \\ V^{E,1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{in}^{H,2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Z_{in}^{E,2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Y_{in}^{H,1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Z_{in}^{E,1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V^{H,2} \\ J^{E,2} \\ V^{H,1} \\ J^{E,1} \end{bmatrix}$   |
| 不連続部 [Ne]  | #2 内部伝送線路 [M <sup>#2</sup> ]   |
| $\begin{bmatrix} J^{H,1} \\ V^{E,1} \\ J^{H,2} \\ V^{E,2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (F^{HGH})^{-1} & 0 & 0 & 0 \\ -Y^{H,1} & -F^{HGE} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & (F^{HGH})^{-1} & 0 \\ 0 & 0 & -Y^{H,2} & -F^{HGE} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} J^{H,1} \\ V^{E,1} \\ J^{H,2} \\ V^{E,2} \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} J^{H,1} \\ V^{E,1} \\ J^{H,2} \\ V^{E,2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11}^{H,1} & 0 & -Y_{13}^{H,1} & 0 \\ 0 & Z_{22}^{E,1} & 0 & Z_{24}^{E,1} \\ -Y_{31}^{H,1} & 0 & Y_{33}^{H,1} & 0 \\ 0 & Z_{42}^{E,1} & 0 & Z_{44}^{E,1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V^{H,1} \\ J^{E,1} \\ V^{H,2} \\ J^{E,2} \end{bmatrix}$ |
| 固有値方程式 $\{[Ne] \cdot [M^{#2}] \cdot [Ni] - [Mout]\} \cdot \begin{bmatrix} V^{aH,p} \\ J^{aE,p} \end{bmatrix} = 0 \quad \dots [1]$  |  |

## 参考文献

- [1] A.Hirota, T.Hiraoka, Hsu, Jui-pang "Analysis of Propagation Eigenmode for Stripline Based on Planar Circuit Equation and Lateral Equivalent Network" 2006 IEEE IMS Digest WEPA-03  
[2] 丁 凱、平岡隆晴、許 瑞邦「横方向等価回路に基づいたストリップ線導波路の線路定数計算」 電子情報通信学会 2007 総大会 No.C-2-47

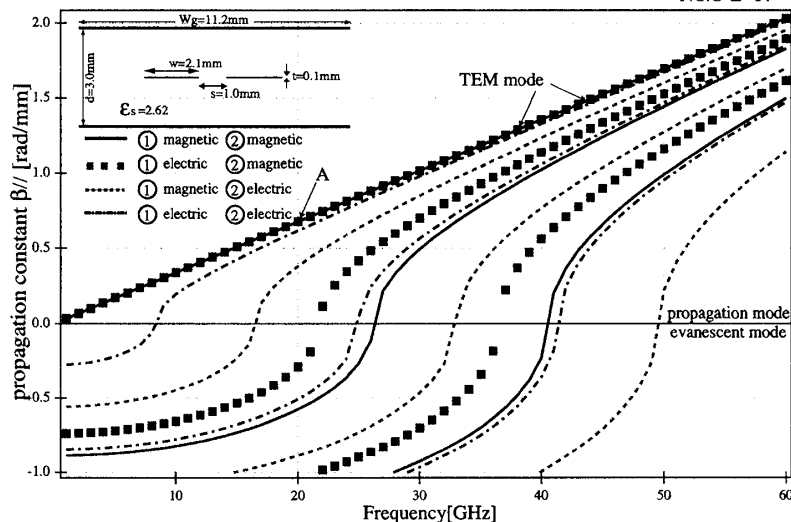


図3 伝搬定数の周波数特性

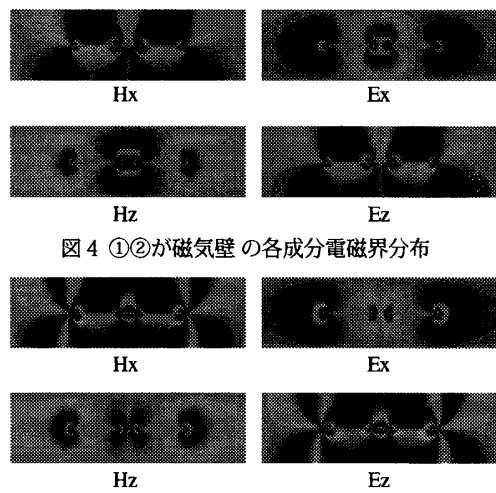


図4 ①②が磁気壁の各成分電磁界分布



図5 ①電気壁②が磁気壁の各成分電磁界分布