

C-2-70 誘電体装荷Groove導波路の固有モード計算
 一誘電体装荷平面回路・横方向等価回路に基づいて一

Calculation of Eigenmodes for Dielectric load Groove Guide
 - Based on Dielectric load planar circuit and transverse equivalent network -

福菌 雄二 若松 大介 平岡 隆晴 許 瑞邦
 Yuzi Fukuzono Daisuke Wakamatu 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 誘電体装荷 Groove 導波路の横方向等価回路を、多線条伝送線路、理想変圧器、モード変換アドミタンスを介した電流源で表現し、この等価回路より導波路の固有伝送モードを計算する固有方程式を導出した。この手法を具体的な Groove導波路の解析に適用した。^[1]

2 Groove導波路の横方向等価回路 誘電体が装荷された Groove導波路 (図 1 (a)) は、構造の対称性を用いて半構造で解析する。各部を平面回路として取り扱うことにより、TE/TM等価多線条伝送線路と、不連続部は電流源付きの理想変圧器で図 1 (c) と等価回路表示できる。不連続部での各 TE/TMモードの端子電圧と端子電流の関係は式 (1) となる。電流源はモード変換アドミタンスにより、式 (2) で表せる。

$$\begin{cases} v^{1H} = (F^{2HH})^{-1} v^{2H} \bar{J}_1^E - i^E = F^{1E2E} (\bar{J}_1^{2E} - i^{2E}) \\ v^{2E} = (F^{1E2E})^{-1} v^E \bar{J}_1^H - i^{2H} = F^{2HH} (\bar{J}_1^H - i^{1H}) \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} i_m^{1H} = Y_m^{1H} v_m^{1H} \\ i_p^{2H} = Y_p^{2H} v_p^{2H} \\ i_n^{1E} = Y_n^{1E} v_n^{1E} \\ i_q^{2E} = Y_q^{2E} v_q^{2E} \end{cases} \quad (2)$$

3 モード整合方程式 v^{1H}, v^{2E} を未知ベクトルをし等価回路図 1 (c) と関係式 (1), (2) からモード整合方程式 (3) が得られ、 $\det = 0$ より固有伝搬定数を、固有ベクトルから各伝送線路のモード次数に対するモード振幅を導出し、対応したモードの電磁界分布が計算される。

$$\begin{pmatrix} F^{1E2E} \bar{Y}_m^{1E} (F^{1E2E})^t + \bar{Y}_m^{1E} & Y^{1EH} (F^{2HH})^t - F^{1E2E} Y^{2EH} \\ F^{2HH} Y^{1HE} - Y^{2HE} (F^{1E2E})^t & F^{2HH} \bar{Y}_n^{1H} (F^{2HH})^t + \bar{Y}_n^{1H} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v^{1E} \\ v^{2H} \end{pmatrix} = 0 \quad (3)$$

Y_{in} : 入力モードアドミタンス

4 計算結果 周波数 60[GHz] で動作する Groove 導波路の高次モードを含めた伝搬定数の分散特性 ($g=0.1 \sim 0.4$ 、外側: 磁気壁) を図 2 に示す。考慮モード数は領域 II で $N_2=100$ 個とし、領域 I の考慮モード数 N_1 は $N_1 = \frac{d_1}{d_2} N_2$ と計算した。中心壁は磁気壁を実線、電気壁を点線で示す。寸法: ($d_1=1.4$ [mm], $W_1=1.8$ [mm], $W_2=0.9$ [mm], $\epsilon_{r1}=1.00$, $\epsilon_{r2}=2.04$)^[2]

5 結び 平面回路方程式より、誘電体装荷 Groove 導波路の横方向等価回路を導出し、誘電体装荷 Groove 導波路の伝搬定数・電磁界分布の計算に適用した。すでに知られているように適当な g の値 ($g=0.2$ [mm]) で基本モードが LSE-like より LSM-like となる事も確認できた。

参考文献 [1] 田部井等 2000総合全国大会C-2-83、[2] Y Ishikawa等³⁾ Beam Scanning Radar Front End using NRD Technologies for Adaptive Cruise Control³⁾ pp101-105, NTAMMW 第3回 東北大学通信研究所国際シンポジウム[3]岸原等 MW2001-66

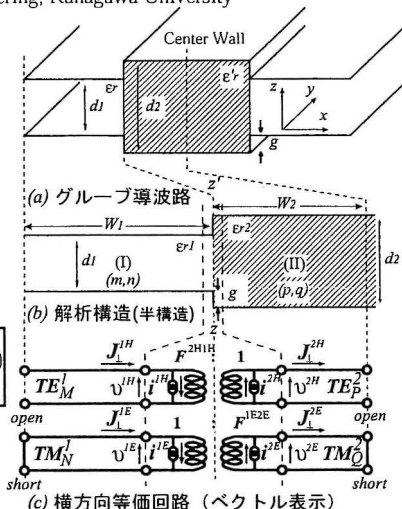


図 1: Groove 導波路の構造及び横方向等価回路

$Y_{m n}^{1H1E} = j\eta H_{m n}^{1H1E} Y_{c1/m}^{1E}, Y_{p q}^{2H2E} = j\eta H_{p q}^{2H2E} Y_{c2/q}^{2E}$
$Y_{n m}^{1EH} = \frac{1}{j\eta} H_{n m}^{1EH} Y_{c1/m}^{1H}, Y_{q p}^{2E2H} = \frac{1}{j\eta} H_{q p}^{2E2H} Y_{c2/q}^{2H}$
$F_{n q}^{1E2E} = \frac{1}{d_1} \int_0^{d_1} g_n^{1E}(z) f_q^{2E}(z) dz \Rightarrow F^{1E2E}$
$F_{p m}^{2H1H} = \frac{1}{d_2} \int_0^{d_2} g_p^{2H}(z) f_m^{1H}(z) dz \Rightarrow F^{2H1H}$
$H_{m n}^{1H1E} = \frac{1}{d_1} \int_0^{d_1} g_m^{1H}(z) h_n^{1E}(z) dz \Rightarrow H^{1H1E}$
$H_{q p}^{2E2H} = \frac{1}{d_2} \int_0^{d_2} g_q^{2E}(z) h_p^{2H}(z) dz \Rightarrow H^{2E2H}$

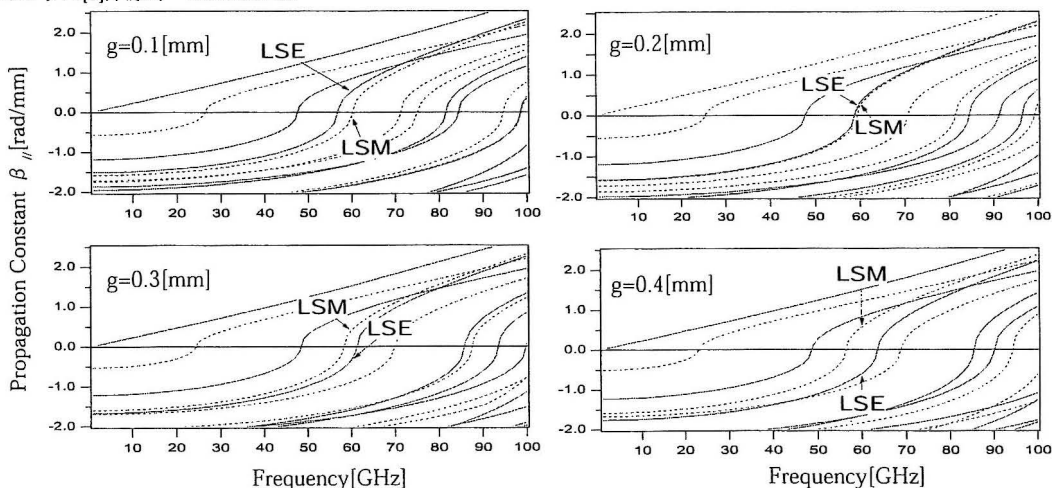


図 2 分散特性($g=0.1 \sim 0.4$ [mm]、外側: 磁気壁)