

C-160 ストリップ線3分岐ハイブリッド回路の平面回路的解析 ～高次モードインピーダンスを考慮して～

Planar circuit analysis of strip-line 3branch-line hybrid circuit
～with higher mode impedance～

谷 浩一郎
Koichiro Tani

平岡 隆晴
Takaharu Hiraoka

許 瑞邦
Hsu Jui-Pang

神奈川大学工学部
Faculty of Engineering, KANAGAWA UNIVERSITY

1.はじめに マイクロ波集積回路では、図1に示すストリップ線フィルタ回路が利用される。この種の回路は動作中心周波数が高くなる場合及び低インピーダンスとなる場合は、1次元伝送線路としてよりも2次元の広がりを持つ平面回路として取り扱う方が合理的である。今回は平面回路を回路論的に取り扱うのに重要な役割を果たすモードインピーダンス^[1]という概念を用いてワグナー形3分岐3dBハイブリッド回路^[2]を解析した。本解析では対称性を用いずに全てのポートにおいてモードインピーダンスを定義して解析を行った。数値計算は0～12[GHz]の範囲とした。

2.解析方法 実際に解析するモデルは回路寸法と波長の比から、図1に示す2次元の広がりを持つ回路になると考えるのが妥当である。この観点から、接合部Cに伝送線路部Tが接続されていると考えるのが適当である。全てのポートで高次モードを含めたモードインピーダンスが定義でき、内部ポートを消去し外部ポートから内部を見込んだ基本モードの実効インピーダンス行列にする為に内部伝送線路部Tのモードインピーダンス及び外部ポートの高次モードを特性抵抗で終端させることにより(1)式より求まる。

3.計算結果 解析するモデルの形状を図1に示す。尚トリプレート型で設計するため入出力線路を100[Ω]とし、設計基板にレキソライト2200(比誘電率 $\epsilon_r=2.62$,誘電体厚 $d=1.45$ [mm])を使用すると仮定し設計周波数は3[GHz]とした。図2の解析結果より、バランスは取れていないが設計周波数で#1から入力した電力は#2・#3に半分づつ分配されて出力されているのが分かる。また考慮した基本モードを含めた高次モード数は、 $n_p, n_q=3$ 個、 $n_r, n_x=2$ 個、 $n_{l1}, n_{l2}=4$ 個、 $n_{m1}, n_{m2}=6$ 個程度考慮すれば使用帯域内(設計周波数3[GHz])で十分に収束した。尚厳密解として $n_p, n_q=4$ 個、 $n_r, n_x=4$ 個、 $n_{l1}, n_{l2}=20$ 個、 $n_{m1}, n_{m2}=20$ 個として比較した。

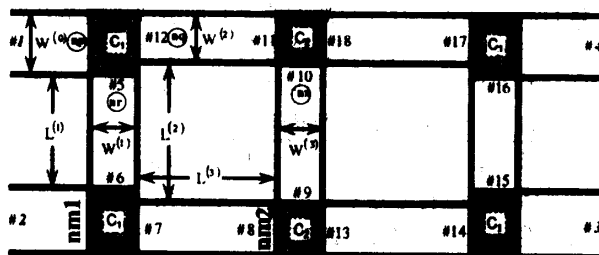
4.むすび 全てのポートでモードインピーダンスを定義することにより接合部及び伝送線路部での高次モードを含めたモード数を加減することができ、所望帯域内で特性が収束する計算時間を合理的に短縮することができた。今後この考え方をを用いて、様々なマイクロ波ストリップ線回路を平面回路的に解析する予定である。最後に色々と助言を頂いた穴田哲夫専任講師に感謝します。

参考文献 [1] 許, 穴田, "ストリップ線回路の平面回路的手法による解析—高次モードインピーダンスの概念の応用—" 信学論文誌 (1983/6 Vol.J66-B No.6), [2] 穴田, 許, "平衡形ストリップ線3分岐線路3dBハイブリッド回路の平面回路モデルによる解析" 信学論文誌 (1987/7 Vol.J70-B No.7), [3] 谷, 穴田, 許, "方形平面回路の領域分割によるモードインピーダンスの計算" 信学春季全国大会 (No.C-189, 1994), [4] MICROWAVE FILTERS, IMPEDANCE-MATCHING NETWORKS, AND COUPLING STRUCTURES, G.Mathasei, L.Young, E.M.T.Jones

$$Z_{\text{eff}} = Z_A - Z_B(Z_D + Z_T)^{-1}Z_C \quad (1)$$

$$\begin{pmatrix} V_0^1 \\ V_0^2 \\ V_0^3 \\ V_0^4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{\text{eff}}^{1,1} & Z_{\text{eff}}^{1,2} & Z_{\text{eff}}^{1,3} & Z_{\text{eff}}^{1,4} \\ Z_{\text{eff}}^{2,1} & Z_{\text{eff}}^{2,2} & Z_{\text{eff}}^{2,3} & Z_{\text{eff}}^{2,4} \\ Z_{\text{eff}}^{3,1} & Z_{\text{eff}}^{3,2} & Z_{\text{eff}}^{3,3} & Z_{\text{eff}}^{3,4} \\ Z_{\text{eff}}^{4,1} & Z_{\text{eff}}^{4,2} & Z_{\text{eff}}^{4,3} & Z_{\text{eff}}^{4,4} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_0^1 \\ I_0^2 \\ I_0^3 \\ I_0^4 \end{pmatrix}$$

$$S = (Z_{\text{eff}} + I)^{-1}(Z_{\text{eff}} - I) \quad (2)$$



$w^0=3.38, w^{(1)}=1.40, w^{(2)}=2.70, w^{(3)}=1.53, L^0=12.07, L^{(1)}=13.42, L^{(2)}=13.98$ [mm]

図1 形状及び各ポートの番号付け

接合部Cのモードインピーダンス $Z_{p,q}^{ij} = \frac{1}{jC_0} \sum_{\ell=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{\omega}{2 - \omega_{\ell,m}^2} \cdot n_{(\ell,m),p}^{(i)} \cdot n_{(\ell,m),q}^{(j)}$

伝送線路部Tのモードインピーダンス $Z_T = Z_{cp} \begin{pmatrix} \coth \gamma_p L^{(i)} & \cos \chi \gamma_p L^{(i)} \\ \cos \chi \gamma_p L^{(i)} & \coth \gamma_p L^{(i)} \end{pmatrix}$

$\gamma_p^{(i)} = \sqrt{\left(\frac{p\pi}{w^{(i)}}\right)^2 - \epsilon_r k_0^2}, Z_0 = \frac{j\omega \mu}{\gamma_p^{(i)}}, \frac{d}{w^{(i)}} \quad p=0, 1, 2, \dots$

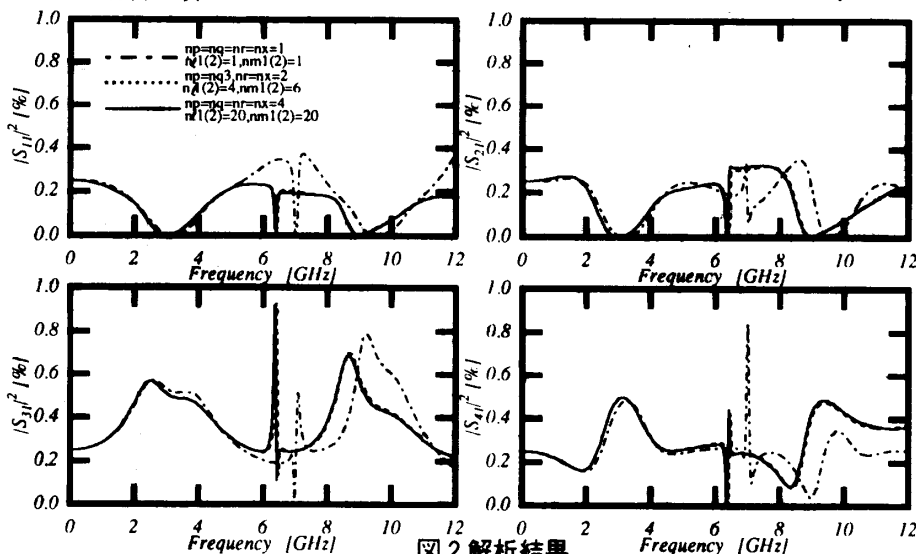
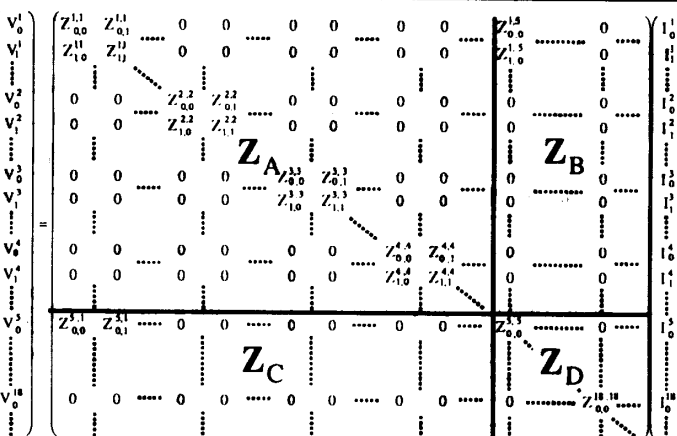


図2 解析結果