

## 招待論文

## ストリップ線回路の等価回路に基づく理論的取扱い

## —固有モード展開法の適用—

許 瑞邦<sup>†</sup> 平岡 隆晴<sup>†</sup>Theoretical Treatment for Stripline-Circuit Based on Equivalent Network  
—Application of Mode Expansion Method—Jui-Pang HSU<sup>†</sup> and Takaharu HIRAOKA<sup>†</sup>

あらまし マイクロ波・ミリ波といった高周波帯で所望の機能を実現する回路設計では、一般に集中定数回路理論が適用できず、伝送線路回路理論に基づいて回路を設計・解析されている。しかし、設計された伝送線路回路を具体的なマイクロ波・ミリ波帯での導波路で実現する場合、導波路自体がもつ高次伝送モードや導波路接続部が理想的な接続となっていないことによって生じる不要特性を含んでいるため、伝送線路回路理論で設計されたとおりの所望特性が実現されないといった問題が生じる。本論文では、ストリップ線路で構成された導波路回路を平面回路近似のもとで正確に取り扱うために、固有モードの考えに基づく厳密な等価回路モデルを導入する。一般的なストリップ線路は、ストリップ線対応平面導波路、ステップ型不連続部、接合型不連続部より構成されており、この3種の構成要素に対する等価回路をそれぞれ導出し、具体的なマイクロ波回路（インピーダンス変換回路、直角曲がり、電力2分配T分岐回路、分岐線路形3dBハイブリッド回路）に応用した。またこれら平面回路モデルの計算結果とモーメント法に基づく3次元電磁界シミュレータの結果と比較検討を行い、平面回路近似で得られた等価回路の妥当性・適用性について考察した。

キーワード 伝送線路回路、平面導波路、平面接合部、等価回路、固有モード

## 1. ま え が き

マイクロ波・ミリ波といった高周波帯で所望の機能を実現する回路を設計するのに、L, C, Rといった集中定数素子を実現しがたいこともあって、キルヒホッフの電圧則・電流則といった集中定数回路理論が一般に適用できない。代わりに、伝送線路素子を用いて高周波回路を構成し（伝送線路回路）、伝送線路理論に基づいて機能が実現できるように設計・解析されている。

ところで設計された伝送線路回路を、同軸線路、ストリップ線路、マイクロストリップ線路、スロット線路、CPWといった具体的なマイクロ波・ミリ波帯での導波路で実現する場合、導波路自身もつ高次伝送モード及び導波路接続部が理想的な接続となっていないために生じる不要特性を含んでいるため、伝送線路

回路理論で設計されたとおりの所望特性が実現されないといった問題が生じる。この問題を正確な理論で取り扱うのは従来困難で、実際には、ある種の近似解析・試作による実測などでどの程度設計結果より乖離しているかを推定し、更にパラメータ感度・近似計算・経験に基づくノウハウ等により乖離した特性を所望特性に戻す試行錯誤的な手法が採用されている。現在では、豊富な計算機資源を活用して直接対応した回路の電磁界を計算して、入出力特性を求める手法（電磁界シミュレータ）あるいは導波路回路の各構成素子の回路特性を厳密な解析・近似解析・実測データ等であらかじめ求め、既存の回路理論を駆使して回路全体の入出力特性を求める手法（回路シミュレータ）が実用に供され、所望特性よりの乖離の計算及び試行錯誤による所望特性の回復に有効に働いている。しかし、このような実際的な手法は有効ではあるが、問題の正確な取扱いにはなっていないと考えられる。

本論文では、導波路で構成された導波路回路を正確

<sup>†</sup> 神奈川大学工学部、横浜市  
Faculty of Engineering, Kanagawa University, 3-27 Rokka-kubashi, Yokohama-shi, 221-8686 Japan

に取り扱うために、固有モードの考えに基づく厳密な等価回路モデルを導入する。この種の等価回路は、どのような導波路構造をもった導波路回路に対しても一般的に導出することが可能であるが、ここではMICで利用されるストリップ線回路に対して等価回路を2次元平面回路モデル近似で導出し、伝送線路理論に基づいて設計された具体的なストリップ線回路に適用し、伝送線路理論に基づいて設計された所望特性よりどの程度乖離するかを計算する。ところで実際のストリップ線回路の電磁界分布は正確には3次元となるので、2次元平面回路モデルでは完全に記述できないところがある。3次元的な電磁界分布を考慮した場合の特性が、2次元平面回路モデルの結果とどの程度一致するかを検討するため、モーメント法に基づく3次元電磁界シミュレータの計算結果とも比較検討する。

## 2. 1次元伝送理論に基づく回路の解析・設計

ここでは、伝送線路理論を簡単に説明した上で、伝送線路回路をどのように解析し、その特性をどのように表示するかを示すために、簡単な機能を実現する伝送線路回路を取り上げ、1次元伝送線路理論に基づく回路解析を実行する。更に、伝送線路回路をストリップ線路で実現する場合の問題点を指摘する。

### 2.1 伝送線路理論と伝送線路素子の特性表示

特性インピーダンス  $Z_C$ 、位相定数  $\beta$  をもった伝送線路での単位長当りのリアクタンス  $X$ 、及びサセプタンス  $B$  は式 (2) で与えられるので、図1に示す伝送線路内の電圧と電流を関係づける方程式は、複素数表示を用いると式 (1) の伝送線路方程式で与えられる。

$$\begin{cases} \frac{dV(z)}{dz} = -jXI(z) \\ \frac{dI(z)}{dz} = -jBV(z) \end{cases} \quad (1)$$

$$\text{ただし、} \quad X = \beta Z_C [\Omega/\text{m}] \quad B = \beta/Z_C [S/\text{m}] \quad (2)$$

今、図2に示す長さ  $l$  の2開口伝送線路素子の特性は、インピーダンス行列  $Z$ 、アドミタンス行列  $Y$ 、 $F$  行列で表示され、その結果は表1で与えられる。また、図2の2開口伝送線路の先端を短絡・開放したとき入力イミタンス（入力インピーダンス・アドミタンス）は、簡単な計算より表2で与えられる。

### 2.2 伝送線路回路による機能・特性実現

マイクロ波・ミリ波といった高周波帯では、実現しにくい集中定数素子に代わって、実現しやすい2開口

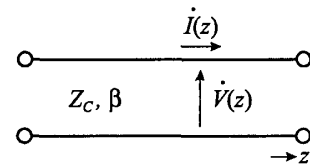


図1 伝送線路  
Fig. 1 Transmission line.

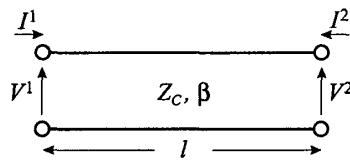
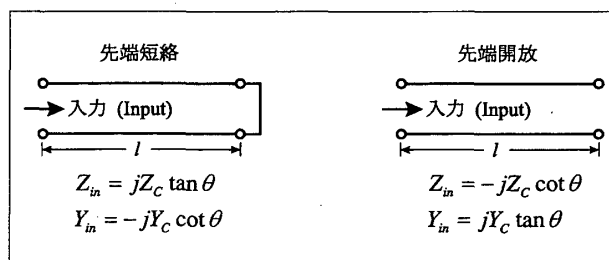


図2 2開口伝送線路素子  
Fig. 2 Two-port transmission-line element.

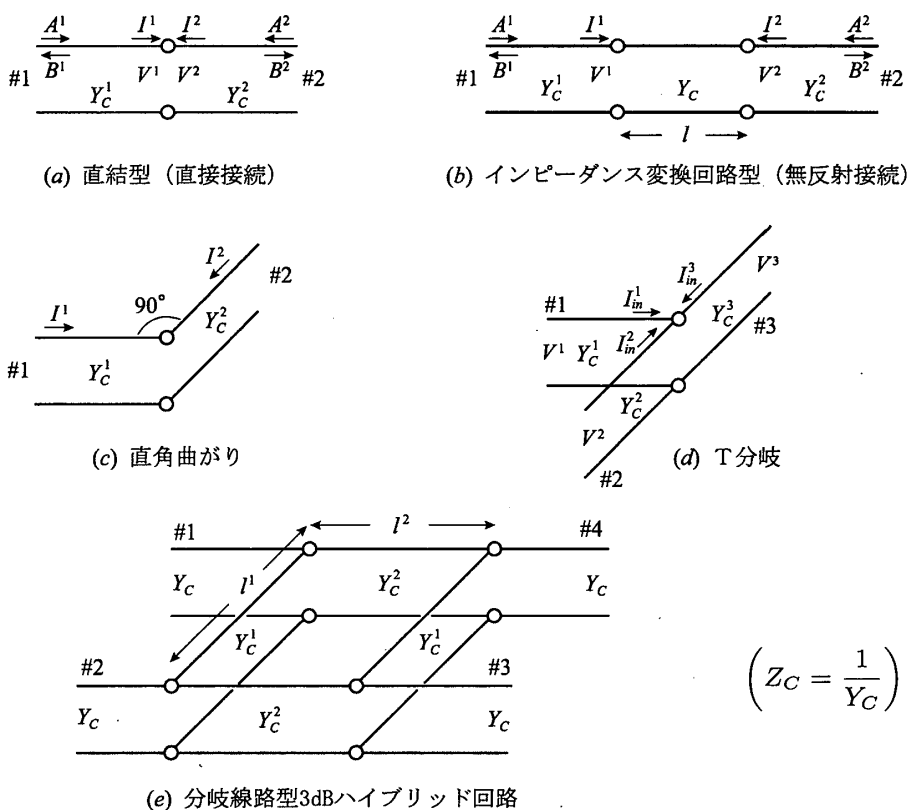
表1 長さ  $l$  の2開口伝送線路素子の特性表示 ( $\theta = \beta l$ )  
Table 1 Matrix representation for two-port transmission-line element of length  $l$ .

$$\begin{aligned} Z_T &= -jZ_C \begin{bmatrix} \cot \theta & \csc \theta \\ \csc \theta & \cot \theta \end{bmatrix} \\ Y_T &= -jY_C \begin{bmatrix} \cot \theta & -\csc \theta \\ -\csc \theta & \cot \theta \end{bmatrix} \\ F_T &= \begin{bmatrix} \cos \theta & jZ_C \sin \theta \\ jY_C \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \end{aligned}$$

表2 先端短絡・開放伝送線路の入力イミタンス ( $\theta = \beta l$ )  
Table 2 Input immittance for 1-port transmission-line element with shorted-end or open-end.



伝送線路素子、先端短絡または開放1開口伝送線路素子、平行結合線路といった伝送線路素子を組み合わせ、各種の機能・特性を実現している。ここでは、伝送線路回路での機能実現及び特性計算の例として、図3に示す特性インピーダンスの異なる線路の直接接続（直結型）と無反射接続（インピーダンス変換回路型）、直角曲がり、T分岐、分岐線路型3dBハイブリッド回路といった基本的な伝送線路回路を取り上げる。



$$\left( Z_C = \frac{1}{Y_C} \right)$$

図3 各種伝送線路回路例

Fig. 3 Example of various transmission-line circuits.

2.2.1 特性インピーダンスの異なる線路の直接接続と無反射接続 [1]

図3(a)に示す  $Z_C^1$  と  $Z_C^2$  の特性インピーダンスの異なる線路を直接接続したときには、インピーダンスが整合していないので反射が生じ透過電力が低下する。このときの特性は接続点での電圧と電流の連続性より、式(3)が成立する。

$$V^1 = V^2, \quad \bar{I}^1 + \bar{I}^2 = 0 \quad (3)$$

ところで、接続点前後での電圧と電流をその点での電圧入射波・反射波/透過波  $A^1, A^2, B^1, B^2$  で表示すると式(4)の関係が得られる。

$$V^1 = A^1 + B^1 \quad V^2 = A^2 + B^2$$

$$\bar{I}^1 = Y_C^1 (A^1 - B^1) \quad \bar{I}^2 = Y_C^2 (A^2 - B^2) \quad (4)$$

この関係より直接電圧入射波・反射波/透過波の関係を求めると式(5)の関係が導出される。

$$B^1 - B^2 = -A^1 + A^2$$

$$qB^1 + B^2 = qA^1 + A^2 \quad (5)$$

ただし、 $q$ は式(6)で与えられ、入出力伝送線路の特

性インピーダンス比である。

$$q = \frac{Z_C^2}{Z_C^1} = \frac{Y_C^1}{Y_C^2} \quad (6)$$

したがって、電圧入射波に対する電圧散乱波の関係は、式(7)となる。

$$\begin{bmatrix} B^1 \\ B^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ q & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -1 & 1 \\ q & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A^1 \\ A^2 \end{bmatrix}$$

$$\therefore B = S_V A \quad (7)$$

電圧散乱行列  $S_V$  は、式(8)で与えられる。

$$S_V = \frac{1}{1+q} \begin{bmatrix} q-1 & 2 \\ 2q & 1-q \end{bmatrix} \quad (8)$$

更に電力散乱行列  $S_P$  を求めると式(9)となる [1]。

$$S_P = \frac{1}{1+q} \begin{bmatrix} q-1 & 2\sqrt{q} \\ 2\sqrt{q} & 1-q \end{bmatrix} \quad (9)$$

式(8)で与えられる電圧散乱行列  $S_V$  は、相反性を満たしていないが、式(9)で与えられる電力散乱行列は相反性を満たしている。式(9)の結果より、特性イ

インピーダンスの異なる線路を直接接続したときには一定の反射が存在し、電力透過係数は周波数に関係せず、式(10)で与えられる。

$$|S_P^{21}|^2 = \left( \frac{2\sqrt{q}}{1+q} \right)^2 = \frac{4q}{(1+q)^2} \quad (10)$$

この結果より、入出力伝送線路の特性インピーダンス比  $q$  が 1 を中心として 1 よりずれるほど反射電力が大きくなり、透過係数は低下することが分かる。この電力透過係数の劣化を改善するため、図 3(b) に示すように式(11)で与えられる特性インピーダンス  $Z_C$  をもったインピーダンス整合用 4 分の 1 波長線路（長さ  $l$  が動作中心周波数で 4 分の 1 波長）を導入する。

$$Z_C = \sqrt{Z_C^1 \cdot Z_C^2} \quad (11)$$

2 開口インピーダンス整合回路のインピーダンス行列は、表 1 の結果より式(12)で与えられる。

$$Z_T = -jZ_C \begin{bmatrix} \cot \theta & \csc \theta \\ \csc \theta & \cot \theta \end{bmatrix} \quad \theta = \beta l \quad (12)$$

ただし、 $\theta$  は 2 開口インピーダンス整合回路の電気角で、動作中心周波数では 90 度となる。

回路計算より、動作時の電力散乱行列は式(13)で与えられる。

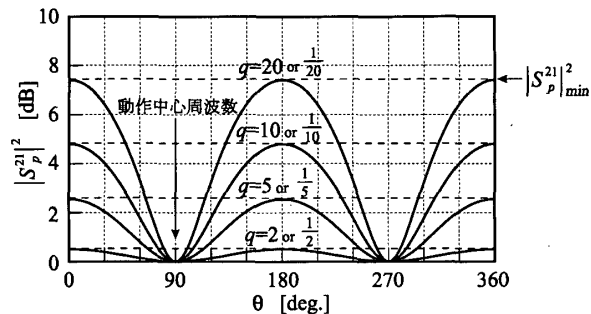
$$S_P^{11} = -S_P^{22} = \frac{-j(\sqrt{q} - 1/\sqrt{q}) \cot \theta}{2 - j(\sqrt{q} + 1/\sqrt{q}) \cot \theta}$$

$$S_P^{12} = S_P^{21} = \frac{-j2 \csc \theta}{2 - j(\sqrt{q} + 1/\sqrt{q}) \cot \theta} \quad (13)$$

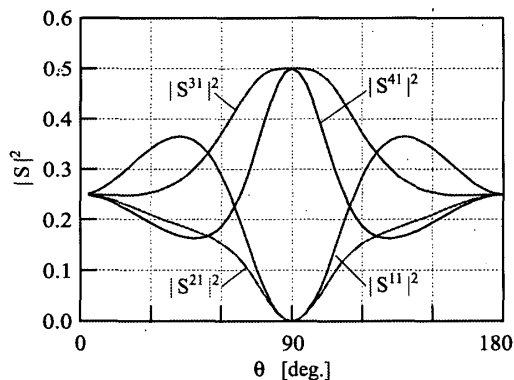
したがって、電力透過係数は式(14)で与えられる。

$$|S_P^{21}|^2 = \frac{4}{4 \sin^2 \theta + (\sqrt{q} + 1/\sqrt{q})^2 \cos^2 \theta} \quad (14)$$

確かに、動作中心周波数で ( $\theta$  は 90 度) で電力透過係数は 1 となり、無反射で電力が透過していることが分かる。入出力伝送線路の特性インピーダンス比  $q$  をパラメータとしてインピーダンス整合回路付き回路の周波数特性を式(14)より計算し表示すると、図 4(a) の結果を得る（電気角特性<sup>(注1)</sup>）。線路直結型（直接接続）の周波数無依存電力透過特性を図 4(a) に点線で同時に表示する。インピーダンス整合回路を導入すると確かに電力透過係数が改善され、動作中心周波数（電気角表示で 90 度）で無反射が実現されている。また、入出力伝送線路の特性インピーダンス比  $q$  は 1 に近い



点線：直結型 実線：インピーダンス変換回路型  
(a) 特性インピーダンスの異なる線路の接続



(b) 分岐線路型ハイブリッド回路

図 4 伝送線路回路での広帯域周波数特性（電気角表示）

Fig. 4 Wide-band frequency characteristics of transmission-line circuits (as a function of electric angle).

ほど周波数特性は広帯域となることが分かる。

### 2.2.2 直角曲がり

図 3(c) に示す伝送線路を直角に曲げた直角曲がりでは、基本的には式(3),(4)が成立し、また曲がりの前後での線路の特性インピーダンスが変わらないので、 $B^1 = A^2$ ,  $B^2 = A^1$  の関係が得られる。したがって電圧・電力散乱行列は次式となる。

$$S_V = S_P = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

つまり、反射が生じず透過係数は周波数によらず常に 1 である。

### 2.2.3 電力 2 等分分配 T 分岐

図 3(d) に示す T 分岐回路は、開口 1 より入ってくる電力を 2 等分する回路である。この接続点での電圧を

(注 1)：電気角  $\theta$  と周波数の関係は線路の分散特性に依存している。TEM モードの場合に、線路の誘電体材料の透磁率を  $\mu_0$ 、比誘電率  $\epsilon_S$  とすると、式(15)で与えられ常に周波数に比例している。

$$\theta = \beta l = \omega \sqrt{\epsilon_0 \mu_0} \sqrt{\epsilon_S} l = \frac{2\pi f \sqrt{\epsilon_S} l}{c_0}$$

$$= \frac{\pi}{150} \sqrt{\epsilon_S} f [\text{GHz}] \times l [\text{mm}] [\text{rad}] \quad (15)$$

$V$ , 流入電流を  $I_{in}^1, I_{in}^2, I_{in}^3$  とすると, 接続点では電流連続の関係より式(16)の関係が得られる.

$$\begin{cases} V^1 = V^2 = V^3 = V \\ I_{in}^1 + I_{in}^2 + I_{in}^3 = 0 \end{cases} \quad (16)$$

ところで接続される線路の特性アドミタンスを各  $Y_C^1, Y_C^2, Y_C^3$  とし, 各伝送線路での入射電圧波, 散乱電圧波 (=反射波+透過波) を  $A^i, B^i$  とすると, 接続点での各線路の電圧, 電流は式(17)で与えられる.

$$\begin{aligned} V^i &= A^i + B^i \\ I_{in}^i &= Y_C^i (A^i - B^i) \quad i = 1, 2, 3 \end{aligned} \quad (17)$$

式(17)の関係を式(16)の関係式に入れて, 入射電圧波に対する散乱電圧波を求めると式(18)の関係が得られる.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} B^1 \\ B^2 \\ B^3 \end{bmatrix} &= \frac{1}{Y_C^1 + Y_C^2 + Y_C^3} \\ &\times \begin{bmatrix} Y_C^1 - Y_C^2 - Y_C^3 & 2Y_C^2 & 2Y_C^3 \\ 2Y_C^1 & Y_C^2 - Y_C^1 - Y_C^3 & 2Y_C^3 \\ 2Y_C^1 & 2Y_C^2 & Y_C^3 - Y_C^1 - Y_C^2 \end{bmatrix} \\ &\times \begin{bmatrix} A^1 \\ A^2 \\ A^3 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (18)$$

$$\therefore \mathbf{B} = \mathbf{S}_V \mathbf{A} \quad (18)'$$

開口1の接続点での無反射を実現するためには, 式(18)で与えられる電圧散乱行列で  $S_V^{11} = 0$  となる. この条件より式(19)が得られる.

$$Y_C^1 = Y_C^2 + Y_C^3 \quad (19)$$

また, 電力2等分配では  $Y_C^2 = Y_C^3$  となるので, 式(18)で定義された電圧散乱行列  $\mathbf{S}_V$  は式(18)に(19)の関係及び  $Y_C^2 = Y_C^3$  を代入することにより式(20)となる.

$$\mathbf{S}_V = \begin{bmatrix} 0 & 1/2 & 1/2 \\ 1/2 & -1/2 & 1/2 \\ 1/2 & 1/2 & -1/2 \end{bmatrix} \quad (20)$$

電力散乱行列  $\mathbf{S}_P$  を定義に基づいて求めると式(21)となり, 当然ではあるが対称行列となっている.

$$\mathbf{S}_P = \begin{bmatrix} 0 & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & 1/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/2 & -1/2 \end{bmatrix} \quad (21)$$

また, 周波数にかかわらず開口1への入射電力波は反射することなく ( $S_P^{11} = 0$ ), 開口2, 3に2等分出力が得られる ( $|S_P^{21}|^2 = 0.5, |S_P^{31}|^2 = 0.5$ ).

#### 2.2.4 分岐線路型3dBハイブリッド回路

図3(e)に示す分岐線路型3dBハイブリッド回路は, 電力の2分配器としてマイクロ波回路で頻りに利用されている(本回路での所望実現機能は出力の2等分配もあるが, むしろ2分配出力間の90度の位相差である). この伝送線路回路は,  $Y_C^1$  及び  $Y_C^2$  の特性アドミタンスをもった長さ  $l_1, l_2$  の線路を図3(e)に示すように接続して構成している. この場合の回路全体の回路特性は, インピーダンス行列より簡単に求められるアドミタンス行列で表示する. 回路がもつ対称性より今回の4行4列のアドミタンス行列の要素には式(22)の関係がある.

$$\begin{cases} Y^{11} = Y^{22} = Y^{33} = Y^{44} \\ Y^{21} = Y^{12} = Y^{43} = Y^{34} \\ Y^{41} = Y^{14} = Y^{23} = Y^{32} \\ Y^{31} = Y^{13} = Y^{24} = Y^{42} \end{cases} \quad (22)$$

したがって, アドミタンス行列の要素で  $Y^{11}, Y^{21}, Y^{31}, Y^{41}$  を決めれば, ハイブリッド回路全体のアドミタンス行列が得られたこととなる. ところで  $Y^{11}$  は, 定義より開口2,3,4を短絡した時の開口1より見た入力アドミタンスとなる. 開口2,3が短絡されているので, 表2の結果から開口1より開口2を見たときの入力アドミタンスは  $-jY_C^1 \cot \theta_1$ , 開口1より開口4を見たときの入力アドミタンスは  $-jY_C^2 \cot \theta_2$  となり, 開口1で両者が並列接続されているので,  $Y^{11}$  は両入力アドミタンスの和として式(23)で与えられる.

$$Y^{11} = -j(Y_C^1 \cot \theta_1 + Y_C^2 \cot \theta_2) \quad (23)$$

$$\text{ただし, } \theta_1 = \beta_1 l_1 \quad \theta_2 = \beta_2 l_2$$

また  $Y^{21}, Y^{31}, Y^{41}$  は, 開口2,3,4を短絡し開口1に単位電圧を印加したとき, 各開口に流れ込む電流で与えられる. したがって  $Y^{21}, Y^{41}$  は, 表1に示す2開口伝送線路素子のアドミタンス行列を用いて式(24)で与えられる.

$$Y^{21} = jY_C^1 \csc \theta_1 \tag{24}$$

$$Y^{41} = jY_C^2 \csc \theta_2$$

また、 $Y^{31}$  は開口1に単位電圧を印加しても流れる電流はすべて短絡開口2,3に流れ込んでしまうため、開口3に流れ込む電流は存在しないので零となる。

$$Y^{31} = 0 \tag{24}'$$

したがって、ハイブリッド回路全体のアドミタンス行列は式(25)で与えられ、その行列要素は式(23),(24),(24)'で与えられている。

$$Y = \begin{bmatrix} Y^{11} & Y^{21} & Y^{31} & Y^{41} \\ Y^{21} & Y^{11} & Y^{41} & Y^{31} \\ Y^{31} & Y^{41} & Y^{11} & Y^{21} \\ Y^{41} & Y^{31} & Y^{21} & Y^{11} \end{bmatrix} \tag{25}$$

3dBハイブリッド特性を実現するためには、外部入出力伝送線路の特性アドミタンスを $Y_C$ とすると、図3(e)の回路での回路パラメータは式(26)となる。

$$Y_C^1 = Y_C \quad Y_C^2 = \sqrt{2}Y_C \tag{26}$$

また動作時の電気角は、動作中心周波数で $\theta_1 = \theta_2 = 90$ 度となっている。

式(24)で与えられるアドミタンス行列を外部入出力伝送線路の特性アドミタンス $Y_C$ で正規化したアドミタンス行列 $\bar{Y} = Y/Y_C$ を求めると、電圧散乱行列 $S_V$ は式(27)で与えられる。

$$S_V = -(\bar{Y} + I)^{-1}(\bar{Y} - I) \tag{27}$$

ただし、 $I$ は単位行列である。

実際の入出力特性を表示する電力散乱行列 $S_P$ は、今回は4本の外部入出力伝送線路の特性アドミタンスが同じ値となっているので、式(27)で与えられる電圧散乱行列 $S_V$ と一致する。

$$S_P = S_V \tag{28}$$

今回はストリップ線路のTEMモードによる機能実現を図っているので、図3(e)の回路で位相定数 $\beta_1, \beta_2$ とも同じ値となるので $\beta$ とする。この場合、ハイブリッド機能を実現するためには $l_1 = l_2 = l$ となるので $\theta_1 = \theta_2 = \theta$ となる。この場合の $\theta$ は式(15)で与えられる。

式(28)より3dBハイブリッド回路の周波数特性を $\theta$ の関数として求めると図4(b)となる。また中心周波

数( $\theta=90$ 度)での電力散乱行列を求めると式(29)となる。

$$S_P = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 & -j \\ 0 & 0 & -j & -1 \\ -1 & -j & 0 & 0 \\ -j & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{29}$$

開口1より入った電力波は無反射で開口3,4に等分で出力され、開口2には結合していないことが分かる。更に開口3と開口4での出力間の位相差は電気角で90度となることが分かる。

### 2.3 ストリップ線路で伝送線路回路を実現する場合の問題点

伝送線路回路を図5(a)に示すストリップ線路で実現する場合、次の理由で電磁界が乱れる。つまり、ストリップ線路は断面寸法のある開放形導波路なので、TEM以外の高次モード・放射モードが存在している。したがって、異なったストリップ線路が接続された場合、不連続部で電磁界が乱れ、TEM以外のモードも励振される。例えば図3(e)に示す分岐線路型3dBハイブリッド回路をストリップ線導波路で実現すると、

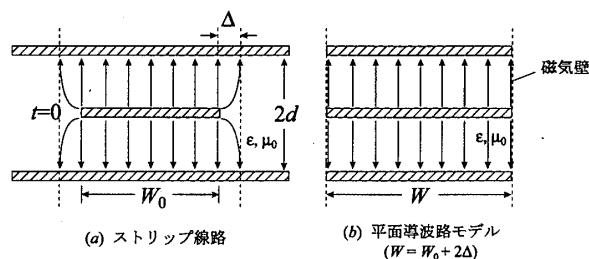


図5 ストリップ線路とその平面導波路モデル  
Fig.5 Stripline and its planar waveguide model.

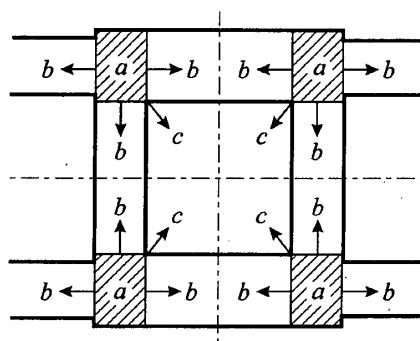


図6 3dBハイブリッド回路をストリップ線路で実現した場合の2次元形状と問題点  
Fig.6 2D shape of stripline 3dB hybrid circuit and its problem.

ストリップ線回路は図6に示す2次元形状となる。したがってストリップ線同士の接続は、図6に示すとおり点接続でなく接合回路(a)を介した面接続となっており、伝送線路回路での理想的な点接続が実際には実現されていない。このため、接続部周辺では予定外の回路と電磁界の乱れが存在することとなる。この結果は、図6に示すとおり以下の問題点につながる。

- (a) 面接合による余分なリアクタンスの発生
- (b) 不連続部での高次モード発生による不要リアクタンス及び不連続部同士の相互結合の発生
- (c) 外部に漏れた電磁界による不要結合の発生・放射

結果として設計された伝送線路回路が所望特性を実現できないこととなる。どの程度所望特性から乖離するか、及びどのようにして所望特性を回復させるかを理論的に扱うために、以下でストリップ線回路を平面回路理論で取り扱い、またモード解析による等価回路の考え方を説明する。

### 3. 2次元平面回路理論による解析：等価回路の導出

一般に伝送線路回路での電磁界は3次元の問題であるが、状況によっては2次元問題または2次元近似が適用できる。ここでは、導波路としてストリップ線路を想定しているが、図5(a)に示すストリップ線路は実効幅近似による磁気壁をもった平面導波路モデル(図5(b))で近似できることが知られている[2]。したがって、図7に示すストリップ線回路構成要素は2次元平面回路として近似的に取り扱うことができ、また平面回路理論に基づいてストリップ線回路の等価回路を導出することができる。ここでは、2.で設計した伝送線路回路を具体的なストリップ線回路で実現したときの問題点を解析的に取り扱うために、ストリップ線回路

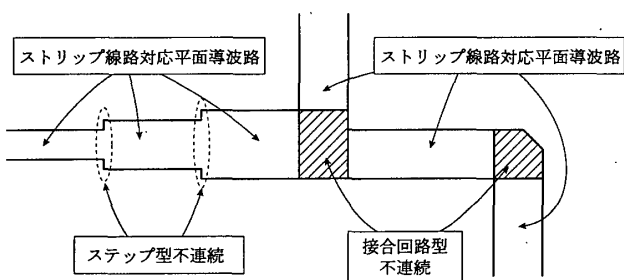


図7 ストリップ線回路対応平面回路での3種類の構成要素  
Fig.7 Stripline circuit corresponding planar circuit and 3 key components.

の等価回路を固有モードの考え方に基づいて導出する。

#### 3.1 ストリップ線回路の平面回路モデル

ストリップ線回路を構成する図5(a)に示すストリップ線路のTEM伝送モードの位相定数及び電磁界分布は、金属厚零の場合、厳密に求まっている。したがって、この導波路の特性インピーダンスも楕円関数を用いて正確に与えられる。今回は、図5(a)に示すストリップ線路の外部に漏れている電磁界を解析的に取り扱いやすくするために、(b)に示すように漏れ電磁界に相当する分 $\Delta$ だけストリップ金属幅を拡張し、側壁は磁気壁で近似できるとする。この場合の拡張幅(実効幅)は、使用する金属ストリップの厚みが無視できるときには、式(30)で与えられることが知られている[2]。

$$\Delta = \frac{2}{\pi} \ln 2 \cdot d = 0.4412d \quad (30)$$

この取扱いは、特性インピーダンスが低いほど(つまり $W/d$ が大きいほど)よい近似となっている。このように、ストリップ線路が平面導波路モデルで取り扱えるとストリップ線を接続してできる導波路回路は、図7に示すように2次元的に広がった平面回路として取り扱うことができる。したがってこの状況は、式(31)で与えられる平面回路方程式で記述できる。

$$\begin{cases} \text{grad } V(x, y) = -j\omega\mu_0 d \mathbf{J}(x, y) \\ \text{div } \mathbf{J}(x, y) = -j\frac{\omega\epsilon}{d} V(x, y) \end{cases} \quad (31)$$

なお、この平面回路の周囲は平面導波路の周囲も含めて磁気壁で取り囲まれており、回路は平面導波路を通してTEMモードで励振されるものとする。

#### 3.2 ストリップ線回路の構成要素とその等価回路

図7に示す一般的なストリップ線回路対応平面回路は、ストリップ線対応平面導波路、ステップ型不連続部、接合型不連続部より構成されているので、ストリップ線回路対応平面回路はこの3種の構成要素に分割することができる。ここでは、この3種の構成要素に対する等価回路を固有モードの考え方より導出する。

##### 3.2.1 ストリップ線対応平面導波路の等価回路[3]

ストリップ線路は、3.1で説明したように側壁が磁気壁となる図8(a)に示す平面導波路として近似的に取り扱うことができるので、導波路の座標系 $l-s-z$ を図8(a)のように定義すると、平面導波路の固有伝送モードは式(32)、位相定数は式(33)となる。

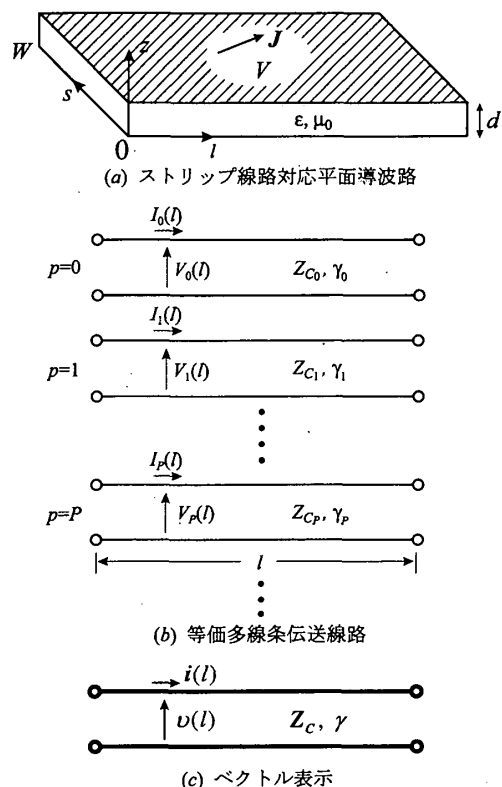


図8 ストリップ線路対応平面導波路とその等価多線条伝送線路とベクトル表示

Fig. 8 Stripline corresponding planar waveguide, equivalent multi-transmission line circuit and vector notation.

$$C_p(s/W) = \sqrt{\epsilon_p} \cos p\pi s/W$$

$$S_p(s/W) = \sqrt{\epsilon_p} \sin p\pi s/W \quad (32)$$

$$(\epsilon_p = 1 \quad (p=0), \quad 2 \quad (p \geq 1) \quad p = 1, 2, \dots)$$

$$\beta_p = \sqrt{k_0^2 \epsilon_s - (p\pi/W)^2} \quad (33)$$

: 位相定数  $k_0^2 = \omega^2 \epsilon_0 \mu_0$

この伝送モードの長さ方向  $l$  の回路方程式は、長さ方向の座標  $l$  の関数として、式 (34) で与えられる伝送線路方程式となり、対応したモード特性インピーダンス及び伝搬定数は式 (35) で与えられる。

$$\begin{cases} \frac{dV_p(l)}{dl} = -j \frac{\omega \mu d}{W} I_p(l) \\ \frac{dI_p(l)}{dl} = -j \frac{\beta_p^2 W}{\omega \mu d} V_p(l) \end{cases} \quad (34)$$

$$Z_{Cp} = \frac{\omega \mu d}{\beta_p W} [\Omega] \quad \gamma_p = j\beta_p \quad (35)$$

$(p = 0, 1, \dots, \infty)$

したがって平面導波路の等価回路は、図8(b)に示すような無限個の多線条伝送線路で表すことができる。

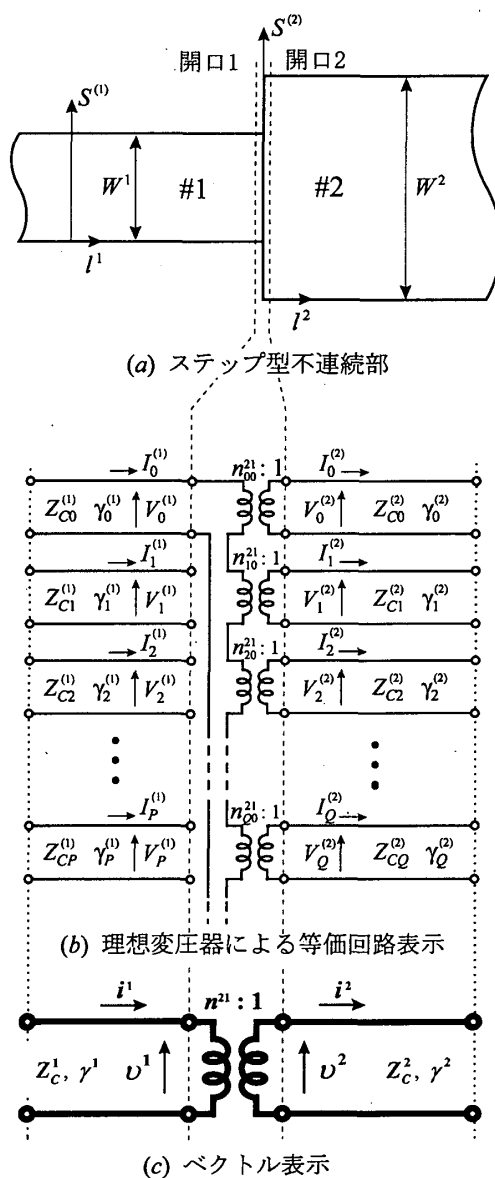


図9 ステップ型不連続部の多開口理想トランスを用いた等価回路表現とベクトル表示

Fig. 9 Equivalent multi-port ideal transformer for step-type discontinuity and its vector notation.

今後この等価回路を機能的に表示するために、同図(c)に示す太線表示のベクトル表現を用いることとする。このベクトル表現等価多線条伝送線路のベクトル線路電圧・電流、ベクトルモード伝搬定数・モード特性インピーダンスは式 (36) で定義される。

$$v(l) = [V_0(l), V_1(l), \dots, V_p(l), \dots]^t$$

$$i(l) = [I_0(l), I_1(l), \dots, I_p(l), \dots]^t \quad (36)$$

$$\gamma = \text{diag}[\gamma_0, \gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_p, \dots]$$

$$Z_C = \text{diag}[Z_{C0}, Z_{C1}, Z_{C2}, \dots, Z_{Cp}, \dots]$$



3.2.2 ステップ型不連続部の等価回路 [4]

図9(a)に示す線路幅の異なった2種類の平面導波路がステップ状に接続されているステップ型不連続部では、ステップ前後の導波路の等価回路が多線条伝送線路となり、また前後のモード対応伝送線路の結合は不連続部での電圧と電流密度の連続性より図9(b)に示すように多開口理想変圧器で表示できる。またこの場合、ステップ型不連続部全体の等価回路はベクトルの表現と同図(c)となる。開口1,2でのモード電圧縦行列  $v^1, v^2$  及びモード電流縦行列  $i^1, i^2$  の間の関係は、式(37)で与えられる。

$$v^1 = [n^{21}]^t v^2$$

$$\vec{i}^2 = n^{21} \vec{i}^1 \tag{37}$$

ただし、  $v^i = [V_0^i, V_1^i, \dots, V_p^i, \dots]^t$

$$i^i = [I_0^i, I_1^i, \dots, I_p^i, \dots]^t \quad i = 1, 2 \tag{38}$$

ここで  $n^{21}$  は多開口理想変圧器の理想変圧比行列で、導波路2側の  $q$  番目の伝送モードと導波路1側の  $p$  番目の伝送モードとの結合  $n_{qp}^{21}$  が式(39)で計算されるので、理想変圧比行列  $n^{21}$  は、式(40)で定義される。

$$n_{qp}^{21} = \frac{1}{W^1} \times \int_0^{W_1} C_q(s^2/W^2) C_p(s^1/W^1) ds^1 \tag{39}$$

$$n^{21} = \begin{bmatrix} n_{00}^{21} & n_{01}^{21} & \dots & n_{0p}^{21} & \dots \\ n_{10}^{21} & n_{11}^{21} & & & \\ \vdots & & \ddots & & \\ n_{q0}^{21} & & & n_{qp}^{21} & \\ \vdots & & & & \ddots \end{bmatrix} \tag{40}$$

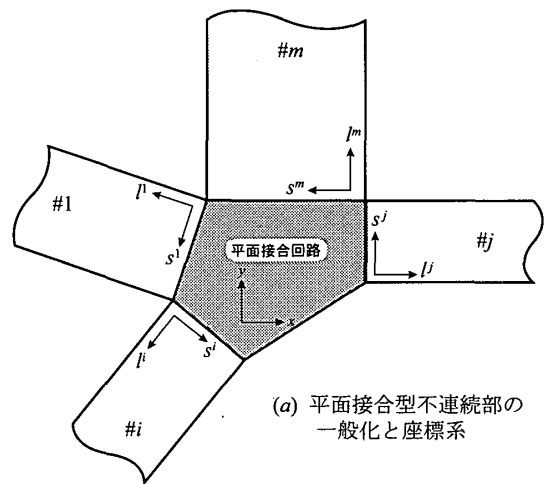
3.2.3 接合型不連続部の等価回路 [3]

図7に現れる接合型不連続部を一般化すると、図10(a)に示すように  $m$  本の平面導波路が平面接合回路に接続された形となる。平面接合回路の等価回路を求めるために、先ず平面接合形状で表3を満たす2次元固有関数  $\varphi_n$  と固有値  $k_n$  を求める。

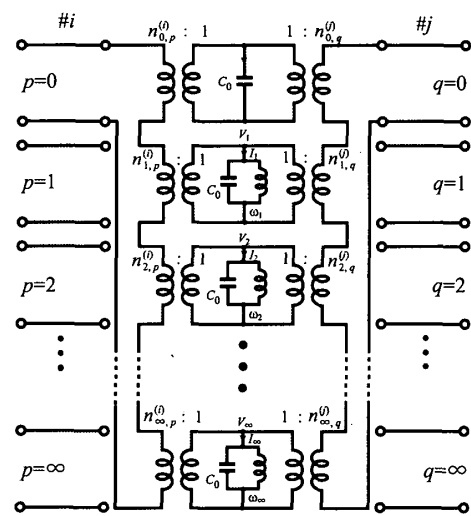
平面回路が示す静電容量  $C_0$  は、平面接合回路の面積  $S$  より容易に式(41)で求まる。

$$C_0 = \epsilon \frac{S}{d} \quad [F] \tag{41}$$

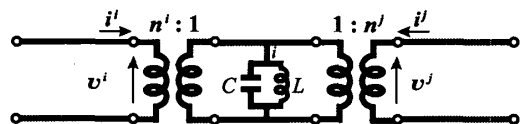
このとき平面接合回路の等価回路は、図10(b)に示



(a) 平面接合型不連続部の一般化と座標系



(b) フォスタ型等価回路



(c) ベクトル表示

図10 平面接合回路のフォスタ型等価回路とそのベクトル表示

Fig. 10 Foster-type equivalent network for planar junction and its vector notation.

表3 平面接合回路の固有関数系

Table 3 Eigenmode function system for planar junction.

$\frac{\partial^2 \varphi_n}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \varphi_n}{\partial y^2} + k_n^2 \varphi_n(x, y) = 0$ <p>但し、 <math>\nabla_t \varphi_n \cdot \mathbf{n} = \frac{\partial \varphi_n}{\partial n} = 0</math> (開放境界)</p> $k_0 = 0 \leq k_1 \leq k_2 \leq \dots$ $\frac{1}{S} \iint_S \varphi_n(x, y) \varphi_m(x, y) dx dy = \delta_{nm} \quad (\text{正規直交系})$
--

す無限個の2次元固有モードに対応した並列共振器で表示される。並列共振器の容量  $C_0$  は式(41)で計算される平面回路の静電容量に一致し、 $n$ 番目の並列共振器の共振角周波数  $\omega_n$  は固有値  $k_n$  より式(42)で決まる。

$$\begin{aligned}\omega_n &= \frac{k_n}{\sqrt{\epsilon\mu_0}} = \frac{k_n}{\sqrt{\epsilon_0\mu_0}} \frac{1}{\sqrt{\epsilon_S}} \\ &= \frac{C_0 k_n}{\sqrt{\epsilon_0}} \text{ [rad/s]}\end{aligned}\quad (42)$$

したがって並列共振器のインダクタンス  $L_n$  は、共振角周波数  $\omega_n$  に対応して式(43)で一意的に定まる。

$$L_n = \frac{1}{C_0 \omega_n^2} = \frac{1}{S/d} \cdot \frac{1}{k_n^2/\mu_0} = \frac{\mu_0 d}{k_n^2 S} \text{ [H]}\quad (43)$$

平面接合回路の等価回路は入出力平面導波路と結合しており、その結合は式(44)で与えられる理想変圧器の変圧比  $n_{n,p}^i$  で表示される。

$$n_{n,p}^i = \frac{1}{W^i} \int_0^{W^i} \varphi_n(x,y) C_p(s^i/W^i) ds^i \quad (44)$$

したがって平面接合部全体の等価回路は、入出力導波路も含めて図10(b)に示すフォスタ型等価回路となる。また、ベクトル表現として図10(c)に示す太線表示を提案している。このベクトル表現で  $\mathbf{C}, \mathbf{L}, \mathbf{n}$  は、式(45)で与えられる。

$$\mathbf{C} = \text{diag}[C_0, C_0, \dots, C_0, \dots] = C_0 \mathbf{I}$$

$$\mathbf{L} = \text{diag}[L_0, L_1, \dots, L_n, \dots]$$

$$\mathbf{n}^i = (n_{np}^i)$$

$$= \begin{bmatrix} n_{00}^i & n_{01}^i & \cdots & n_{0p}^i & \cdots \\ n_{10}^i & n_{11}^i & & n_{1p}^i & \\ \vdots & & \ddots & & \\ n_{n0}^i & & & n_{np}^i & \\ \vdots & & & & \ddots \end{bmatrix} \quad (45)$$

#### 4. ストリップ線回路の2次元等価回路による解析

2.で設計・解析された図3に示す伝送線路回路をストリップ線回路で実現したときの実際の特性を3.で説明した平面回路近似で求めた2次元等価回路により解析し、どの程度所望特性より乖離するかを検討する。

ここではストリップ線回路の材料として、レクソライト ( $\epsilon_S = 2.62, d = 1.45 \text{ mm}$ ) を用いる。実効幅は式(30)より  $\Delta = 0.64 \text{ mm}$  と計算される。

##### 4.1 特性インピーダンスの異なる線路の直接接続と無反射接続 (インピーダンス変換器)

図11(a)に示す特性インピーダンスの異なる線路の直接接続と無反射接続をストリップ線回路で実現した場合の1次元伝送理論による所望特性と2次元平面回路解析による計算結果を比較する。具体的な計算を進めるために、 $Z_C^1 = 50 \Omega, Z_C^2 = 30 \Omega$  とする。伝送線路の幅はストリップ線路のTEMモードの特性インピーダンスが式(46)で与えられることより、 $W^1 = 3.38 \text{ mm}, W^2 = 5.63 \text{ mm}$  と計算される。

$$\begin{aligned}Z_C &= \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon}} \frac{d}{W} \frac{1}{2} \\ &= \frac{60\pi}{\sqrt{\epsilon_S}} \frac{d}{W} = \frac{168.856}{W[\text{mm}]} \text{ [\Omega]}\end{aligned}\quad (46)$$

特に無反射接続を実現する場合、中間の特性インピーダンス  $Z_C = 38.73 \Omega$  となるので、導波路幅  $W = 4.36 \text{ mm}$  となる。無反射の周波数を  $6 \text{ GHz}$  とし設計すると、中間の線路長は4分の1波長ということで  $l = 7.72 \text{ mm}$  と計算される。したがって、今回の特性インピーダンスの異なる線路の直接接続と無反射接続の平面導波路近似での2次元回路形状は、図11(b)に示すとおりである。実効幅を考慮するとストリップ線回路の形状は同図点線のようになる。また、決定された2次元平面回路構造の等価回路は、平面導波路とステップ型不連続より構成されるので、直接接続と無反射接続各々の場合の等価回路は、同図(c)に示すように不連続前後の多線条伝送線路と多開口理想変圧器で表現される。この等価回路に基づく各々の周波数特性の計算結果を同図(d)に示す。図11(d)に示す1次元及び2次元の解析結果より、2次元解析の範囲ではほぼ所望の特性(1次元所望特性)が実現されているものと考えられる。

##### 4.2 直角曲がり

図12(a)に示す  $Z_C$  の特性インピーダンスをもった直角曲がりを平面導波路で実現する。対応した平面導波路直角曲がりの2次元形状は図12(b)に示すように、式(46)で計算される幅  $W$  の2本の平面導波路と正方形の形状 ( $W \times W$ ) をもった平面接合部より構成される。この場合の2次元等価回路は、図10に示す平面接合回路のフォスタ型等価回路を用いて、図12(c)に

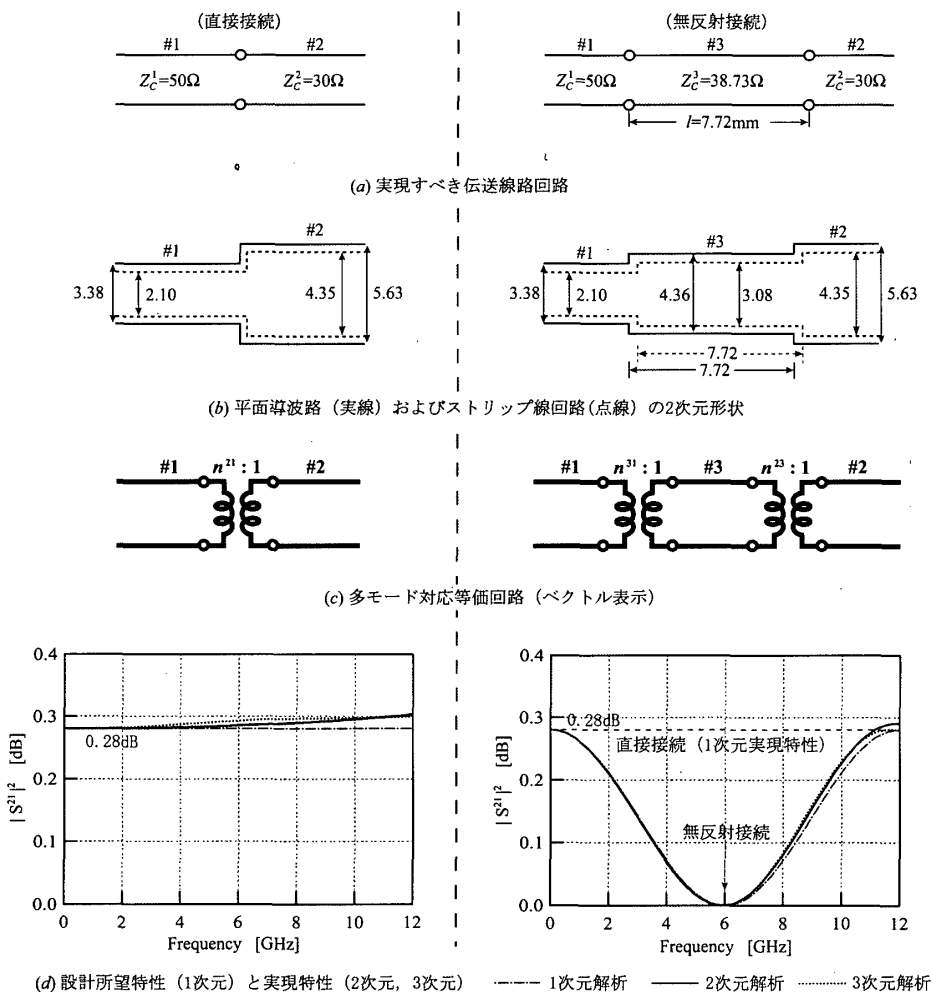


図 11 特性インピーダンスが異なる線路の直接接続と無反射接続での広帯域周波数特性—1次元, 2次元, 3次元解析結果

Fig. 11 Wide-band frequency characteristics for direct and no reflection connection of two waveguides with different characteristics impedance—1D, 2D and 3D calculated results.

示すベクトル表現が得られる。 $W \times W$ の正方形平面回路の固有モードが解析的に求まるので、等価回路の回路定数は正確に評価され、したがって平面導波路直角曲がりの周波数特性は精度良く求まる。ここでは、線路の特性インピーダンス  $Z_C$  を  $50\Omega$ ,  $30\Omega$ ,  $20\Omega$  としたときの平面回路の等価回路に基づく計算結果を図 13(a),(b),(c) に示す。低周波では、1次元伝送線路理論より得られる電力透過係数=1(挿入損0dB)<sup>(注2)</sup>の所望特性が実現されているが、周波数が高くなると実現特性は所望特性より乖離していくことが分かる。この乖離した特性を回復させるために、現状では直角曲がりの角の部分を実験でも決定できるが、現在では固有値問題を解くことにより解析的に決定することができる。また線路の特性インピーダンスが低くなるほど、電力透過係数は

同じ周波数でも劣下していることが見られる。

### 4.3 電力2等分分配T分岐

図 14(a) に示す伝送線路が直結となった場合の入出力特性は、2.2.3 で説明したとおり電力散乱行列は式 (21) より与えられる。したがって、図 15(a),(b) での1次元解析結果が示すとおり、1より2または3への電力透過係数は50%、反射係数は0%である。ところで平面導波路でT分岐を構成する場合、 $Y_C^2 = Y_C^3 = Y_C$  とすると  $Y_C^1 = 2Y_C$  となるので、 $W^2 = W^3 = W$  とすると  $W^1 = 2W$  となり、その2次元形状はどうしても図 14(b) に示すとおり、方形接合回路 ( $2W \times W$ ) を介した結合となる。したがって、図 14(a) に示す直接結合とはならず、実現特性は方形平面接合回路などの2次

(注2) : 1次元伝送線路理論では、電力透過係数にはどの周波数でも0dBとなっている。したがって、図 13 ではあえて表示していない。

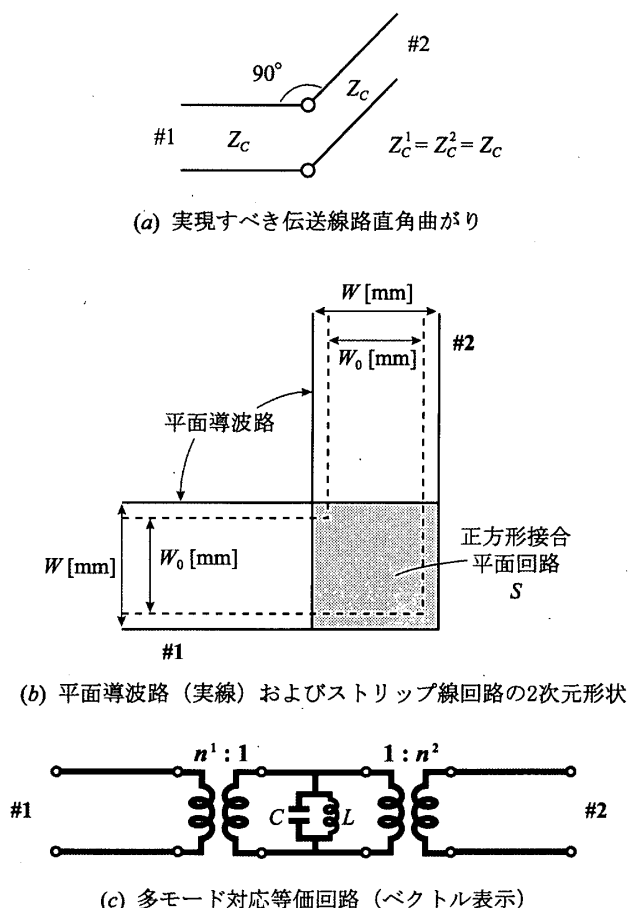


図12 直角曲がりの2次元形状と等価回路  
Fig. 12 2D shape of right angle bend and its equivalent network in vector notation.

元の影響で高周波になると所望特性より乖離する。このときのモード対応等価回路のベクトル表示は図14(c)となる。この等価回路で方形接合回路の固有関数は解析的に容易に求まるので、図14(c)のすべての回路定数が求まる。したがって、電力透過係数を図14(c)の等価回路の解析より求まる。一例として、 $Z_C^1 = 25\Omega$ ,  $Z_C^2 = Z_C^3 = 50\Omega$ としたときの寸法は、同図(b)に示すとおり、 $W^1 = 6.75\text{ mm}$ ,  $W^2 = W^3 = 3.38\text{ mm}$ となり、その入出力特性の計算結果は図15(a),(b)となる。確かに高周波になると特性が劣化していることが分かる。これらの劣化をいかに改善するかは、おもしろい問題である。

#### 4.4 分岐線路型 3 dB ハイブリッド回路

図16(a)に示す分岐線路型 3 dB ハイブリッド回路を平面導波路で実現すると同図(b)となる。この平面回路形状の多モード対応等価回路として、図15(c),(d)に示す2種類の等価回路が考えられる。図15(c)の等価回路では、4本の入出力伝送線路 (#1~#4)と4本

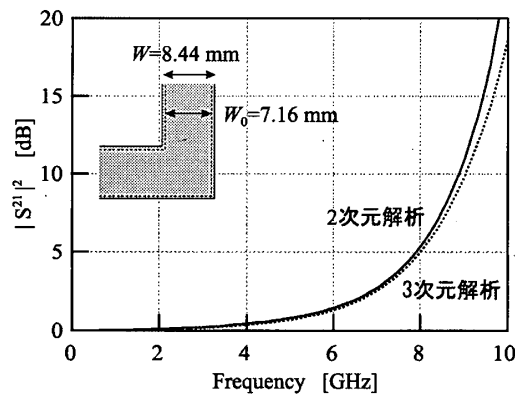
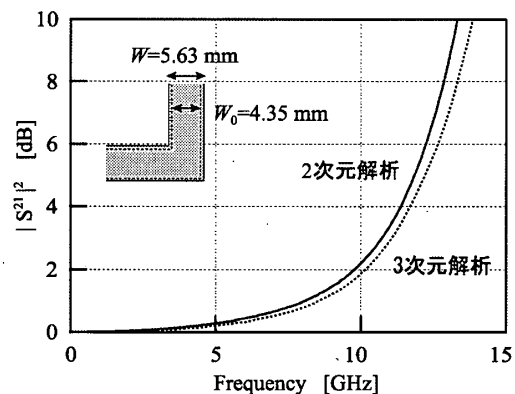
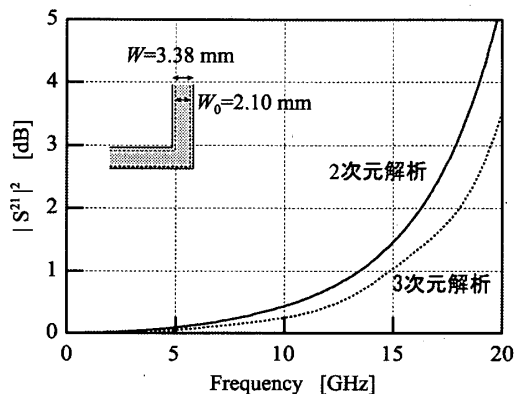
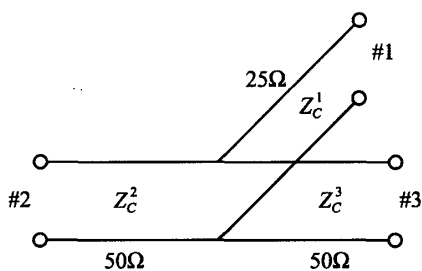
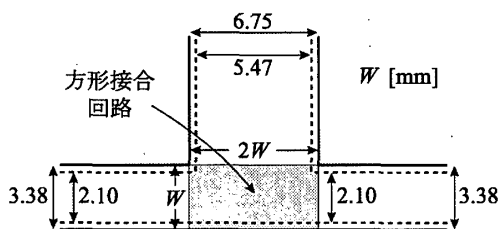


図13 直角曲がりの広帯域周波数特性—2次元・3次元解析結果  
Fig. 13 Wide-band frequency characteristics for right-angle —2D, 3D calculated results.

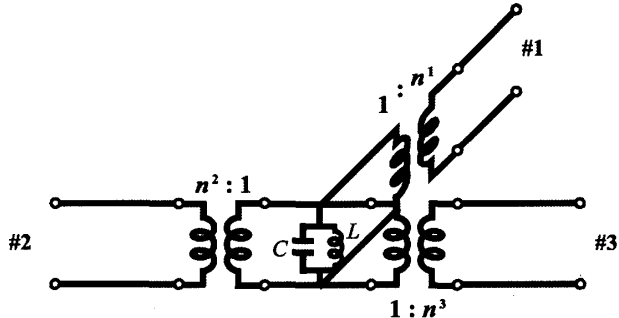
の内部導波路 (#5~#8)が4個の平面接合回路を介して結合している。伝送線路は多線条伝送線路、接合回路はフォスタ型等価回路となるので、全体の等価回路は図(c)となる。図15(d)の等価回路は、各伝送線路が縦続接続された形となっているので、4本の入出力多線条伝送線路を介して内部の4本の入出力多線条伝送線路 (#5,#6/#7,#8)が多開口理想変圧器を介し



(a) 実現すべき伝送線路T分岐回路



(b) 平面導波路 (実線) およびストリップ線回路 (点線) の2次元形状



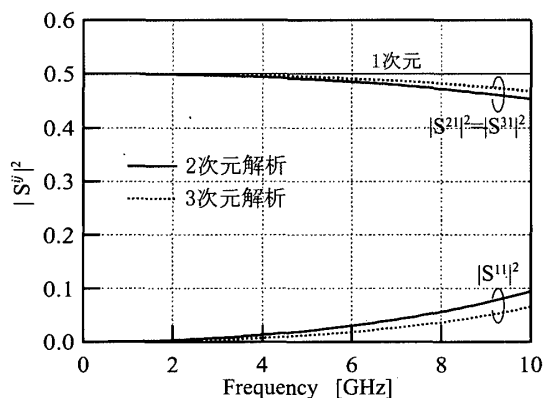
(c) 多モード対応等価回路 (ベクトル表示)

図14 電力2等分分配T分岐回路の2次元形状とその等価回路

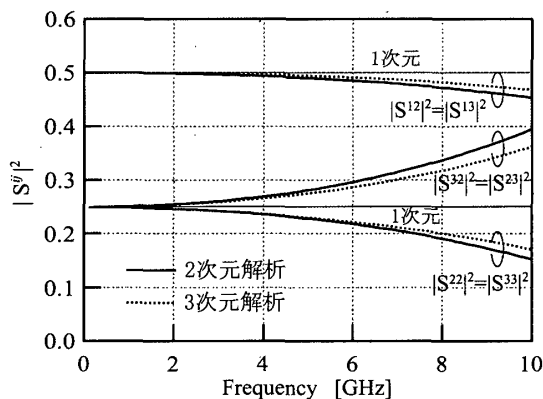
Fig. 14 2D shape of T-branch line circuit and its equivalent network in vector notation.

て結合した形となっている。今回は図16(d)の縦続接続型等価回路で解析した。

図16(a)の分岐線路型3dBハイブリッド回路を入出力インピーダンス  $Z_C = 50\Omega$  で実現する場合、ハイブリッド回路の諸元は  $Z_C^1 = 50\Omega$ ,  $Z_C^2 = 50/\sqrt{2}\Omega$  となり、 $l^1 = l^2 = l$  は動作中心周波数より決定される。この伝送線路回路をストリップ線回路相当の平面導波路で実現する場合、入出力線路の幅  $W$  及び特性インピーダンス  $Z_C^1$  に対応した線路幅  $W^1$  は3.38 mm, 特性インピーダンス  $Z_C^2$  に対応した線路幅  $W^2$  は4.78 mmとなる。また設計中心周波数を1 GHz, 3 GHz, 5 GHzとすると、 $l = 46.34$  mm, 15.45 mm, 9.27 mmとなる。したがって、分岐線路型3dBハイブリッド回路の2次元形状は図17(a<sub>1</sub>), (a<sub>2</sub>), (a<sub>3</sub>)となる。ここでは図16(d)の等価回路を用いて、動作中心周波数1, 3, 5 GHzで設



(a)  $S^{11}, S^{21}, S^{31}$



(b)  $S^{12}=S^{13}, S^{22}=S^{23}, S^{32}=S^{33}$

図15 T分岐回路の広帯域周波数特性—1次元・2次元・3次元解析

Fig. 15 Wide-band frequency characteristics for T-branch line circuit —1D, 2D and 3D calculated results.

計された分岐線路型3dBハイブリッド回路の周波数特性の計算結果を図17(b<sub>1</sub>), (b<sub>2</sub>), (b<sub>3</sub>)に示す。既に実現すべき特性は、1次元伝送線路解析で図4(b) ( $\theta = 90^\circ$ が動作中心周波数に相当する)となることが分かっているため、今回の計算結果と比較する。1GHzではほぼ1次元解析で得られる所望特性を実現しているが、設計中心周波数が上昇すると1次元所望特性より大きく乖離していくことが分かる。特に設計周波数が増加するにつれて、 $S^{31}$ の動作中心周波数は設計中心周波数より低下しているが、 $S^{11}, S^{21}, S^{41}$ の動作中心周波数は設計中心周波数より高い周波数にシフトしている。また、開口1の入力は開口3,4に等分に分割されなくなることが分かる。

### 5. ストリップ線回路の3次元解析

3.ではストリップ線回路は、2次元平面回路モデルで近似できるとして、平面回路理論を適用してストリッ

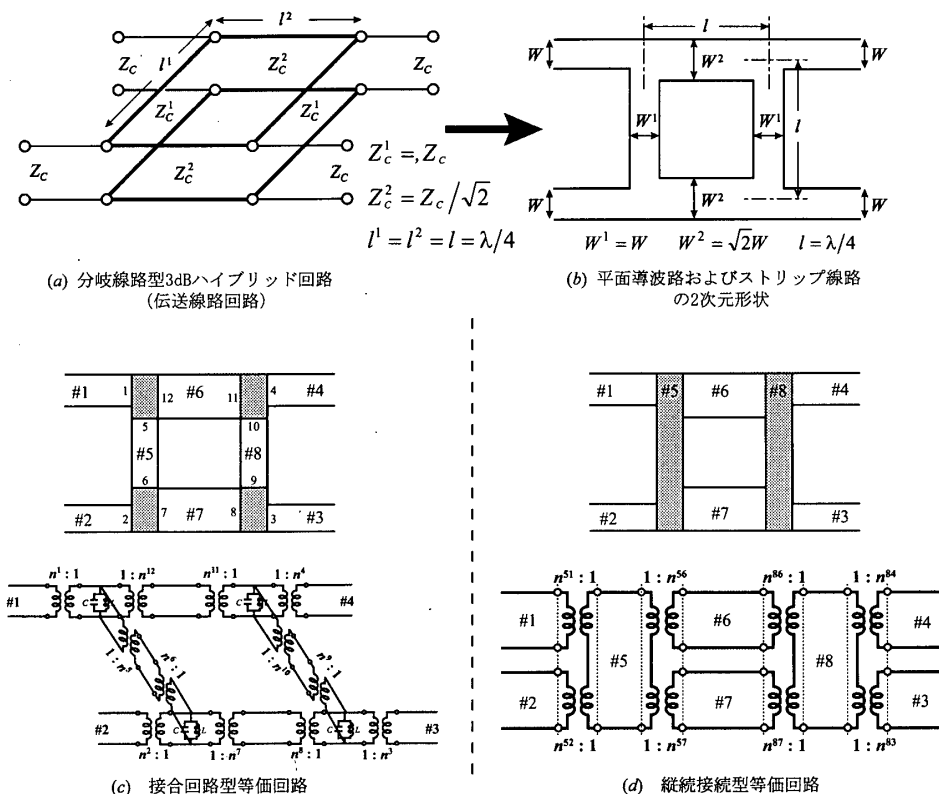


図 16 分岐線路型 3dB ハイブリッド回路の平面回路形状と 2 種類の等価回路  
Fig. 16 2D shape of branch-line 3dB hybrid circuit and two kinds of equivalent network in vector notation.

プ線路構成要素の多モード対応等価回路を導出した。

4. では導出された等価回路に基づいて図 3 に示す各種伝送線路回路をストリップ線路で構成した場合の周波数特性を計算し、1次元所望特性より乖離することを説明した。

ストリップ線回路の電磁界は本質的には 3次元電磁界問題となるので、2次元平面回路モデルに基づいて入出力特性を計算した場合、ある程度の近似計算誤差が生じる。ここではどの程度計算誤差が生じるかを検討するためにストリップ線回路を 3次元問題として取り扱ったときの入出力特性を計算し、2次元解析結果との比較を行う。ところでストリップ線回路を 3次元電磁界問題として解析する場合の解析手法として、有限要素法、モーメント法、FDTD法があり、各々の手法に基づく解析ソフトが電磁界シミュレータとして市販されている。各手法とも特徴ある有力な解析手法であるが、ここではモーメント法に基づく市販シミュレータ (MEL社製 S-NAP/Field) を用いて、4. で解析した以下のストリップ線回路を再度モーメント法で計算した。

- (1) 特性インピーダンスの異なるストリップ線路

の直接接続及び無反射接続 (図 11(b))

- (2) ストリップ線路の直角曲がり (図 12)
- (3) ストリップ線 T 分岐回路 (図 14)
- (4) 設計中心周波数 1, 3, 5 GHz のストリップ線分岐線路型 3dB ハイブリッド回路 (図 16)

3次元電磁界分布を考慮した広帯域周波数特性の計算結果は、比較のために 1次元伝送線路及び 2次元平面回路の解析結果に重ね合わせて、図 11(d), 図 13, 図 15, 図 17 に示した。この比較より次の点が判明した。

- (1) 2次元/3次元解析結果は、1次元解析結果と低周波ではよく一致しているが、高周波になると乖離してくる。
- (2) 2次元平面回路理論の解析結果は、3次元解析結果とほぼ一致していることより、2次元平面回路理論及びその等価回路は、ストリップ線回路の解析に有効であると考えられる。
- (3) 特に低インピーダンス回路及び低周波数帯動作の場合、回路寸法が大きくなり、より一致する傾向がある。

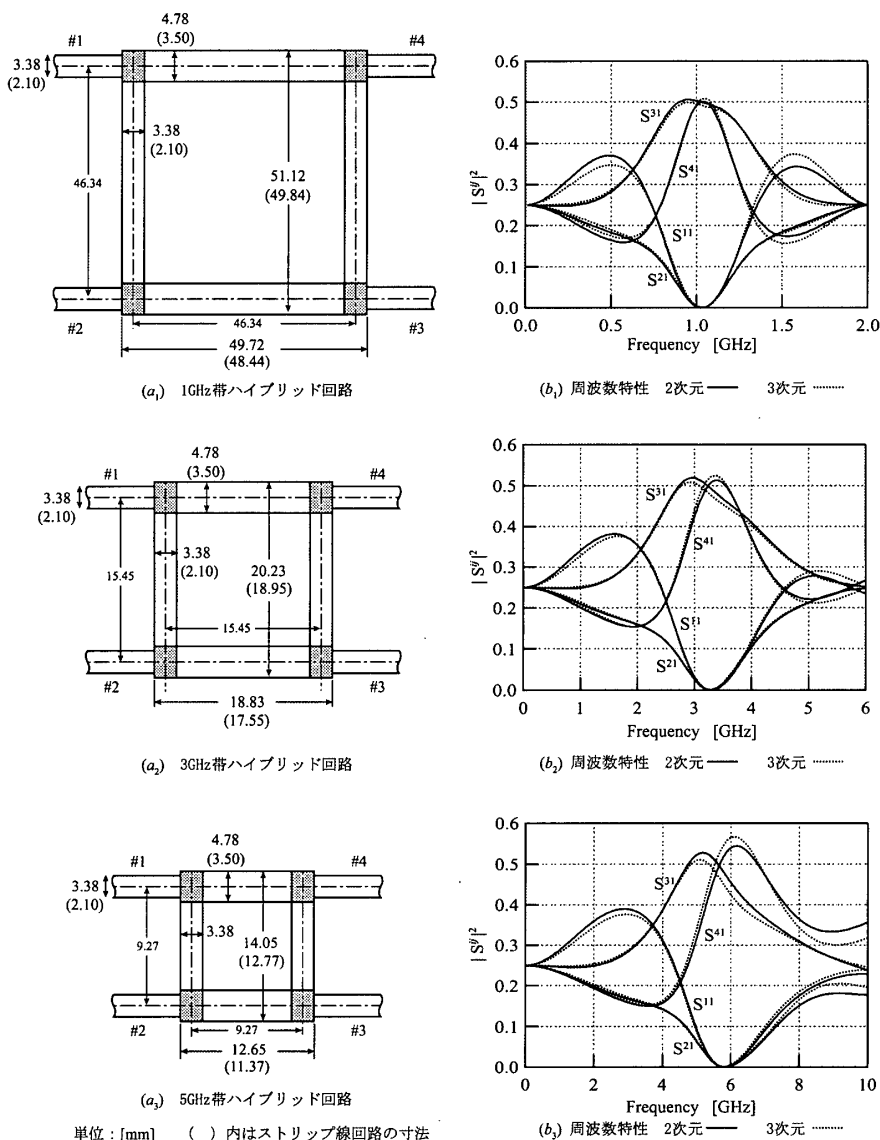


図 17 分岐線路型 3dB ハイブリッド回路の広帯域周波数特性—2次元・3次元解析結果  
 Fig. 17 Wide-band frequency characteristics for branch-line 3dB hybrid circuit  
 —2D and 3D calculated results.

## 6. む す び

ストリップ線回路は、本来設計された伝送線路回路を具体的に実現する回路であるが、回路自体が2次元平面回路的に広がった回路となる上、伝送線路の接続部が点接合より面接合となるので、実際の入出力特性は所望特性より乖離するおそれがある。この乖離の程度を理論的に解析するため、ストリップ線回路を2次元的に広がった平面回路として取り扱おうと、ストリップ線回路は平面導波路・ステップ型不連続部・平面接合型不連続部の平面要素より構成され、各平面構成要素の等価回路はモード解析より各々多線条伝送線路・多開口理想変圧器・フォスタ型等価回路として求まる

ので、回路全体の2次元等価回路は、これらの等価回路を構成要素の配置に対応して接続することにより求めることができる。いくつかの簡単なストリップ線回路を平面回路に近似して計算した結果を、1次元所望実現特性と比較した。確かに低周波では1次元所望特性を実現しているが、高周波になると不連続部での電磁界の乱れとその相互作用の結果、所望特性との乖離が大きくなっていることが分かる。また平面回路モデルによる解析結果は、あくまでも実効幅近似に基づく平面導波路モデルに基づいているので、2次元近似誤差が含まれている。実際の電磁界は2次元というよりは3次元的分布となっているので、平面回路近似がどの程度の精度で成り立つかを検討するために、モー

メント法に基づいた手法で3次元電磁界分布を考慮した周波数特性を計算した。計算結果は2次元平面回路理論の結果と比較した。周波数特性はほぼ一致しているが、やはり差異のあることが分かった。低インピーダンス回路及び低動作周波数ほどより平面回路近似が成立するので、この差異は小さくなり、特性も2次元平面回路理論の結果と近づいてくることも分かった。したがって、平面回路理論とそれに基づく等価回路は、低インピーダンス回路のストリップ線回路の解析に有効である。

今後、3次元電磁界分布を考慮した等価回路の導出とその等価回路定数の計算に基づいて、より精度の高い解析を実行し、2次元平面回路解析での精度の改善を図りたいと考えている。

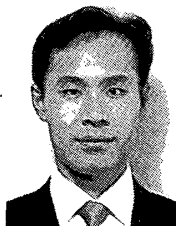
謝辞 本論文を作成するにあたって、3次元電磁界を考慮した解析結果は重要な役割を果たしている。ここでは、モーメント法による3次元電磁界解析を考慮した計算を、(株)エム・イー・エル 小川隆博氏にお願いした。快く引き受けて頂いた小川氏へ謝意を表します。

#### 文 献

- [1] 許 瑞邦, “分布定数線路の扱い方,” 山下榮吉 (監修), マイクロ波シミュレータの基礎, 第11章, pp.198-233, 電子情報通信学会, March 2004.
- [2] A.A. Oliner, “Equivalent circuits for discontinuities in balanced strip transmission line,” IRE, vol.MTT-3, no.2, pp.134-143, March 1955.
- [3] 許 瑞邦, “平面回路の固有関数展開法による解析,” 山下榮吉 (編著), 電磁波問題解析の実際, 第6章, 2節, pp.218-242, 電子情報通信学会, March 1993.
- [4] 許 瑞邦, 平岡隆晴, ストリップ線ステップ型不連続の等価回路表示—多線条伝送線路・多開口理想変圧器による,” 信学技報, MW98-82, Sept. 1998.

(平成16年6月18日受付, 8月28日再受付)

#### 平岡 隆晴 (正員)



平6神奈川大・工・電気卒。平8同大大学院博士前期課程了。工修。現在同大学電気電子情報工学科助手。マイクロ波平面回路の研究に従事。



#### 許 瑞邦 (正員)

昭37東大・工・電気卒。昭42同大大学院博士課程了。工博。同年神奈川大講師。以来、電磁波回路・マイクロ波平面回路・光平面回路の研究に従事。現在同大学電気電子情報工学科教授。昭52本学会論文賞受賞。本会マイクロ波研究専門委員会委員長(平13~15)。