

社団法人 電子情報通信学会
THE INSTITUTE OF ELECTRONICS,
INFORMATION AND COMMUNICATION ENGINEERS

信学技報
TECHNICAL REPORT OF IEICE.
SAT97-61, CQ97-38, MW97-75(1997-07)

E面平面回路とストリップ線平面回路間のアナロジー

穴田 哲夫 平岡 隆晴 許 瑞邦

神奈川県工学部電気工学科

〒221 横浜市神奈川区六角橋3-27

TEL 045-481-5661 (Ext. 3208 or 3153) FAX 045-491-7915

E-Mail anada@cc.kanagawa-u.ac.jp

あらまし 1969年に大越孝敬教授により提案された平面回路の考え方は、ストリップ線回路を始めとしてH面導波管形、誘電体平面回路等の解析・合成に活用されている。その後、新たにE面平面回路の考え方が提案され、H面と同様に平面方程式に基づいて系統的に解析できることが示されている。今回は、E面導波管形平面回路とH面開放境界形平面回路の間にある種の相似関係にあることを見出したので報告する。実際の解析例で相似関係を説明した後、E面及びH面方形平面回路、円形曲がり導波路等を取り上げ、その周波数特性を示す。

キーワード E面平面回路, 平面回路方程式, 相似関係, 固有モード展開法

Some Analogy between E-Plane Planar Circuit and Stripline Planar Circuit

T. Anada T. Hiraoka Hsu Jui-Pang

Kanagawa University

Dept. of Electrical Engineering, Faculty of Engineering

3-27 Rokkakubashi YOKOHAMA 221 JAPAN

TEL 045-481-5661 (Ext. 3208 or 3153) FAX 045-491-7915

E-Mail anada@cc.kanagawa-u.ac.jp

Abstract The concept of microwave planar circuits was introduced in 1969 by Okoshi and co-workers as an approach for analyzing and synthesizing planar-type microstrip-line circuits. Whilst, the basic planar circuit equations for the analysis of the E-plane planar circuit have been proposed and developed. The frequency characteristics for both planar circuits are obtained in principle by solving planar circuit equations under given boundary and excitation conditions. But, both planar circuits have essentially the same planar circuit equations and boundary conditions except for the lateral wavenumber β_t . In this paper, we will explain how to calculate the frequency characteristics of both planar circuits, making use of an analogy existing between E-plane waveguide- and H-plane stripline type planar circuits. In order to show the validity and usefulness of an analogy existing between E- and H-plane planar circuit, some typical planar circuits are taken up and the frequency characteristics are calculated based on the normal mode expansion method.

Key words E-plane planar circuit, Planar circuit equations, Frequency translation, Normal mode expansion

1. はじめに 1969年に大越孝敬教授により提案された平面回路の考え方は、ストリップ線回路を始めとしてH面短絡境界（導波管形），誘電体平面回路等の解析・合成に活用されている [3, 4] . その後，許によって新たにE面平面回路の考え方が提案され，H面と同様にE面平面回路も平面方程式に基づいて系統的に解析できることが報告されている [1] . 所で，我々はH面導波管形平面回路内部の電磁界分布を知る方法として，境界条件が同じ上部開放構造のトラフ形平面回路との間に存在するある種のアナロジーを利用し，トラフ形平面回路の電磁界分布を測定し，周波数変換を施すことによって導波管形平面回路内部の電磁界分布を知ることができることを報告した．今回は，E面平面回路とH面平行平板平面回路の間にも同様な相似関係があることを見出したので報告する．実際の解析例として，方形平面回路モデル，円形曲がり伝送線路等を取り上げ，アナロジーの関係を説明する．このようにE面平面回路は導波管構造であるから，そのモデルにどんな近似もないので正確に理論と実験との比較を行うことができるので，数値解析の精度の評価にも有用である．

2. H面平面回路とE面平面回路の平面回路方程式とそのアナロジーについて

2.1 平面回路の構造

平面回路を大きく大別すると図1に示すように2種類の動作モードによるH面平面回路とE面平面回路が考えられる．H面開放境界平面回路は上下の面を平行導体版，側壁を実効幅近似による磁気壁で囲まれた2次元導波管モデルである．このとき，電界成分が上下の導体版に垂直な動作モードである．さらに，高さ方向の厚さdは波長に比べて非常に薄いので，高さ方向には電磁界は一様である．従って，高さ方向の電磁界の変化に基づく回路の遮断周波数は存在せず，直流より動作可能である．これに対して，E面平面回路は電界成分が上下の導体面に平行な動作モードとなり，高さ方向の厚さdに依存する遮断周波数が存在し，平面回路Sの形状パラメタの他に高さ方向の厚さdの構造パラメタが動作を決定するといった相違がある．

2.2 電磁界方程式とそのアナロジーについて

両平面回路の平面回路方程式を比較することで，ある種のアナロジー（周波数変換）の関係について考察する．図1に示すように両平面回路の構造より，特徴，支配する電磁界成分，及び平面回路方程式等を整理すると表1となる．H面の場合には回路の電圧，電流，E面の場合には磁圧，磁流を適切に定義すると，両平面回路の周波数特性は表1の平面回路方程式及びへ

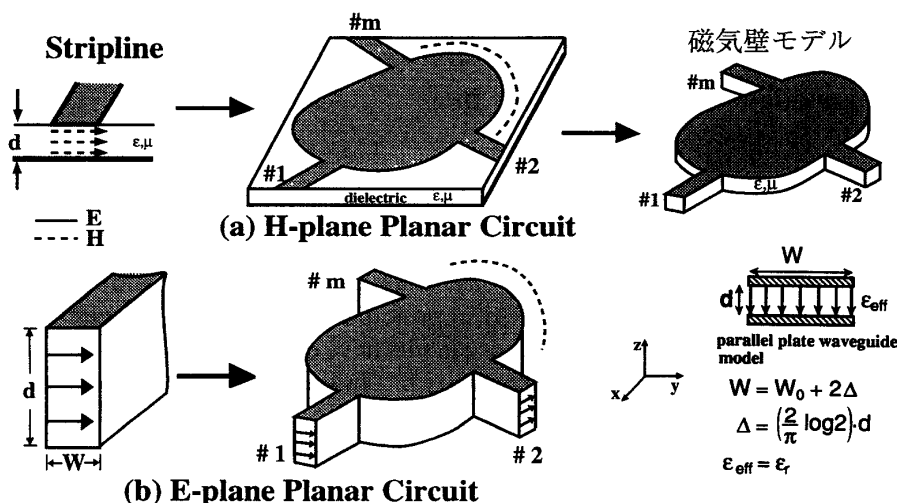


図1 H面開放境界形平面回路とE面導波管形平面回路

ルムホルツ方程式を同じ開放境界条件の基で解けばよいことが分かる。両者の差異は横方向伝搬定数 β_x だけである。従って、各モードインピーダンス等の回路パラメタは周波数の代わりに横方向伝搬定数 β_x で表示すれば、高さ方向の構造パラメタ d は見かけ上意識することなく、回路解析が可能となる。表1に示すように両平面回路のモードインピーダンスは完備な開放境界条件の固有関数系を用いることにより、全く共通に表現することができる。

3. E (H) 面平面回路の周波数特性

ここでは図2に示す各種E面平面回路の周波数特性を固有モード展開法によって求める。次に両回路の間に存在するアナロジーの関係より ω - β 特性を求め、上記の考え方に基づいて両平面回路の周波数特性の間に相似関係が存在する事を示す。

3.1 2開口正方形平面回路の周波数特性 具体的にストリップ線及びE面導波管形の2開口正方形平面回路の横方向伝搬定数、周波数特性の計算例を図3に示す。既に正方形平面回路の固有関数は解析解が与えられているので、文献[1, 3]に基づいて各モードインピーダンスは容易に計算することができる。回路形状は $a=22.9\text{mm}$, $W/a=0.01$ と 0.4 である。このとき、平面回路の固有モード数は小さい順に50個、入出力伝送線路の高次モード数は3個考慮して計算した。E面の遮断周波数はストリップ線回路の直流に対応し、 $(0,0)$ モードが存在するために電力は透過する。またE面の 9.26GHz (H面では 4.05GHz)には $(1,0)$, $(0,1)$ モードが存在するが、入出力伝送線路と結合しないので阻止域となっている。このようにE面とH面磁気壁モデルの周波数特性は周波数変換を施すだけで求められることが分かる。なお、誘電体として、レキソライト2200 (比誘電率 $\epsilon_r=2.62$, 誘電体の厚み $d=1.45\text{mm}$)を仮定した。

3.2 3開口T分岐回路の周波数特性 図4のモデルに示すように同じ導波管を3本接続したE面T分岐回路の横方向伝搬定数と周波数特性を図4(a), (b)に与える。一方磁気壁モデルのH面T分岐の周波数特性は両構造の ω - β の図より同じ伝搬定数を持つように周波数変換を施すと図4(a'), (b')の周波数特性が得られる。但し、導波路の幅は実効幅を考慮し、 $W=3.38\text{mm}$, 比誘電率 $\epsilon_r=2.62$ として解析した。なお、考慮モード数は上記と同程度である。

3.3 90度円形ベンドの周波数特性 円形ベンドは古くから研究されているが、緩やかな曲がり導波路は解析されているが、シャープな曲がり導波路の必要性、また非伝搬高次モードを含めた正確な固有モードを計算する手法がなかったこともあって、あまり計算されていない。我々は、ラジアルモードを正確に計算する手法を開発し、周波数特性を計算した[2]。この結果を利用し、ストリップ線線路の円形ベンドの周波数特性を図5に与える。このとき、曲がりの程度に応じてラジアルモードを5~15個、伝送線路の非伝搬モードを3~15個考慮して計算した。但し、E面円形ベンドの幅 W と高さ d の関係は $d=2W$ とし、E面円形ベンドの結果は汎用性を持たせるために正規化周波数 $F=2d/\lambda$ で示してある。

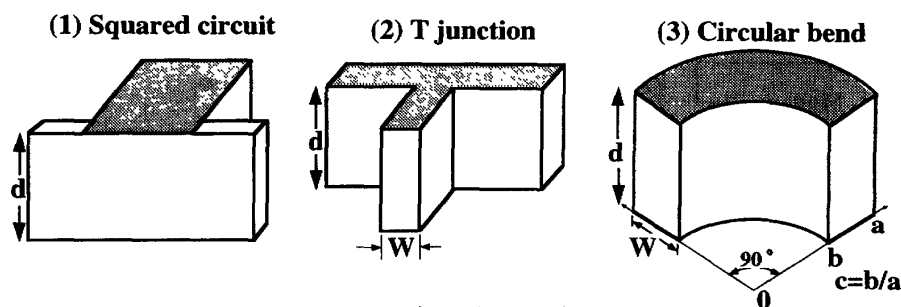


図2 E面平面回路の実際の解析例

4. むすび

E面平面回路とストリップ線平面回路の間に存在する周波数変換のアナロジーを用いることにより両平面回路の周波数特性が一致することを述べた。従って、これまでに報告したE面方形平面回路、E面T分岐、円形バンド等のE面平面回路の入出力周波数特性はストリップ線回路の周波数特性に変換できる事を示した。このようにE面平面回路は導波管構造のため正確に理論と実験との比較を行うことができるので、数値解析の精度の評価に適用する予定である。

参考文献 (1) E面平面回路の平面回路方程式とその解析法, 信学会誌 C-I, VOL. J73-C-I, No.3, pp.134-143, 1990年3月, (2) 方形導波管E面円形曲がりの固有伝送モードによる解析-伝送線路モデルによる固有伝送モードの導出-, 信学技法, MW93-94(1993-12),

(3) 大越, 三好, "平面回路", オーム社(1975), (4) 電磁波問題解析の実際, 電子情報通信学会 [山下栄吉編著], pp.217-242.

Table 1 Planar Circuit Equations

	H-Plane	E-Plane
The relation among the field components	$\nabla_t E_z(x,y) = j \frac{\beta_{tm}^2}{\omega \epsilon} H_t(x,y) \times \mathbf{k}$ $\nabla_t \cdot [H_t(x,y) \times \mathbf{k}] = j \omega \epsilon E_z(x,y)$ $E_t(x,y) = j \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} H_t(x,y) \times \mathbf{k}$	$\nabla_t H_z(x,y) = j \frac{\beta_{tm}^2}{\omega \mu} \mathbf{k} \times E_t(x,y)$ $\nabla_t \cdot [\mathbf{k} \times E_t(x,y)] = j \omega \mu H_z(x,y)$ $H_t(x,y) = j \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} \mathbf{k} \times E_t(x,y)$
Voltage Current	$V^E = -E_z(x,y) \cdot d \quad (\text{V})$ $\mathbf{J}^E = H_t(x,y) \times \mathbf{k} \quad (\text{A/m})$	$V^H = -H_z(x,y) \cdot d \quad (\text{A})$ $\mathbf{J}^H = \mathbf{k} \times E_t(x,y) \quad (\text{V/m})$
Field Description by Voltage and Current	$E_z(x,y,z) = -\frac{V^E(x,y)}{d} \cdot g_n^E(z)$ $H_t(x,y,z) = [\mathbf{k} \times \mathbf{J}^E(x,y)] \cdot f_n^E(z)$ $E_t(x,y,z) = j \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \mathbf{J}^E(x,y) \cdot h_n^E(z)$	$H_z(x,y,z) = -\frac{V^H(x,y)}{d} \cdot g_n^H(z)$ $E_t(x,y,z) = [\mathbf{J}^H(x,y) \times \mathbf{k}] \cdot f_n^H(z)$ $H_t(x,y,z) = j \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} \mathbf{J}^H(x,y) \cdot h_n^H(z)$
Planar Circuit Equations	$\text{grad} V^E = -Z^E \mathbf{J}^E$ $\text{div} \mathbf{J}^E = -Y^E V^E$	$\text{grad} V^H = -Z^H \mathbf{J}^H$ $\text{div} \mathbf{J}^H = -Y^H V^H$
Planar Series Impedance	$Z^E = j \frac{\beta_{tm}^2}{\omega \epsilon} d \quad (\Omega)$ $Y^E = j \omega \epsilon / d \quad (\Omega/m^2)$	$Z^H = j \frac{\beta_{tm}^2}{\omega \mu_0} d \quad (\text{S})$ $Y^H = j \omega \mu_0 / d \quad (\Omega/m^2)$
Characteristic Impedance	$Z_c^E = \frac{\beta_{tm}}{\omega \epsilon} d \quad (\Omega/m)$ $\beta_{tm} = \omega \sqrt{\epsilon \mu_0}$	$Z_c^H = \frac{\beta_{tm}}{\omega \mu_0} d \quad (\text{S/m})$ $\beta_{tm} = \sqrt{\omega^2 \epsilon \mu_0 - (n\pi/d)^2}$
Helmholtz Equation	$\nabla_t^2 V^E(x,y) + \beta_{tm}^2 V^E(x,y) = 0$	$\nabla_t^2 V^H(x,y) + \beta_{tm}^2 V^H(x,y) = 0$
Mode Impedance	${}^E Z_{p,q}^{i,j} = -j \frac{X_{pq}^E}{S} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{(\beta_{tm}^2 - k_n^2)} \cdot n_{np}^{(i)} \cdot n_{nq}^{(j)}$	${}^H Z_{p,q}^{i,j} = -j \frac{X_{pq}^H}{S} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{(\beta_{tm}^2 - k_n^2)} \cdot n_{np}^{(i)} \cdot n_{nq}^{(j)}$

$$f_n^E = g_n^E = \sqrt{\epsilon_n} \cos \frac{n\pi z}{d}, \quad h_n^E = -\frac{(n\pi/d)}{k} \sqrt{\epsilon_n} \sin \frac{n\pi z}{d}$$

$$f_n^H = g_n^H = \sqrt{2} \sin \frac{n\pi z}{d}, \quad h_n^H = \frac{(n\pi/d)}{k} \sqrt{2} \cos \frac{n\pi z}{d}$$

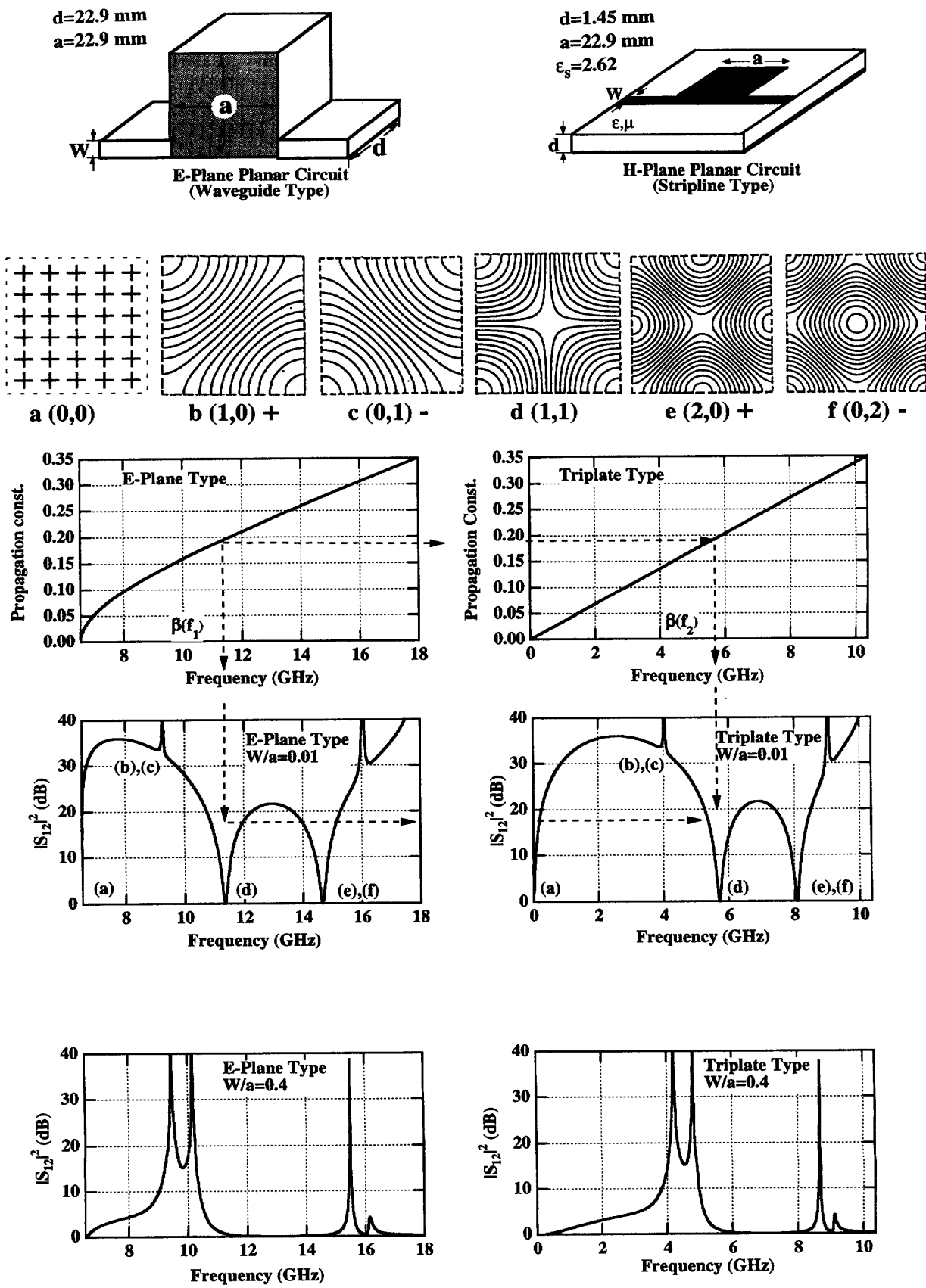


図3 2開口E面平面回路(左)及びH面平面回路(右)の伝搬定数と周波数特性
 (上:伝搬定数, 中: $W/a=0.01$, 下: $W/a=0.4$)

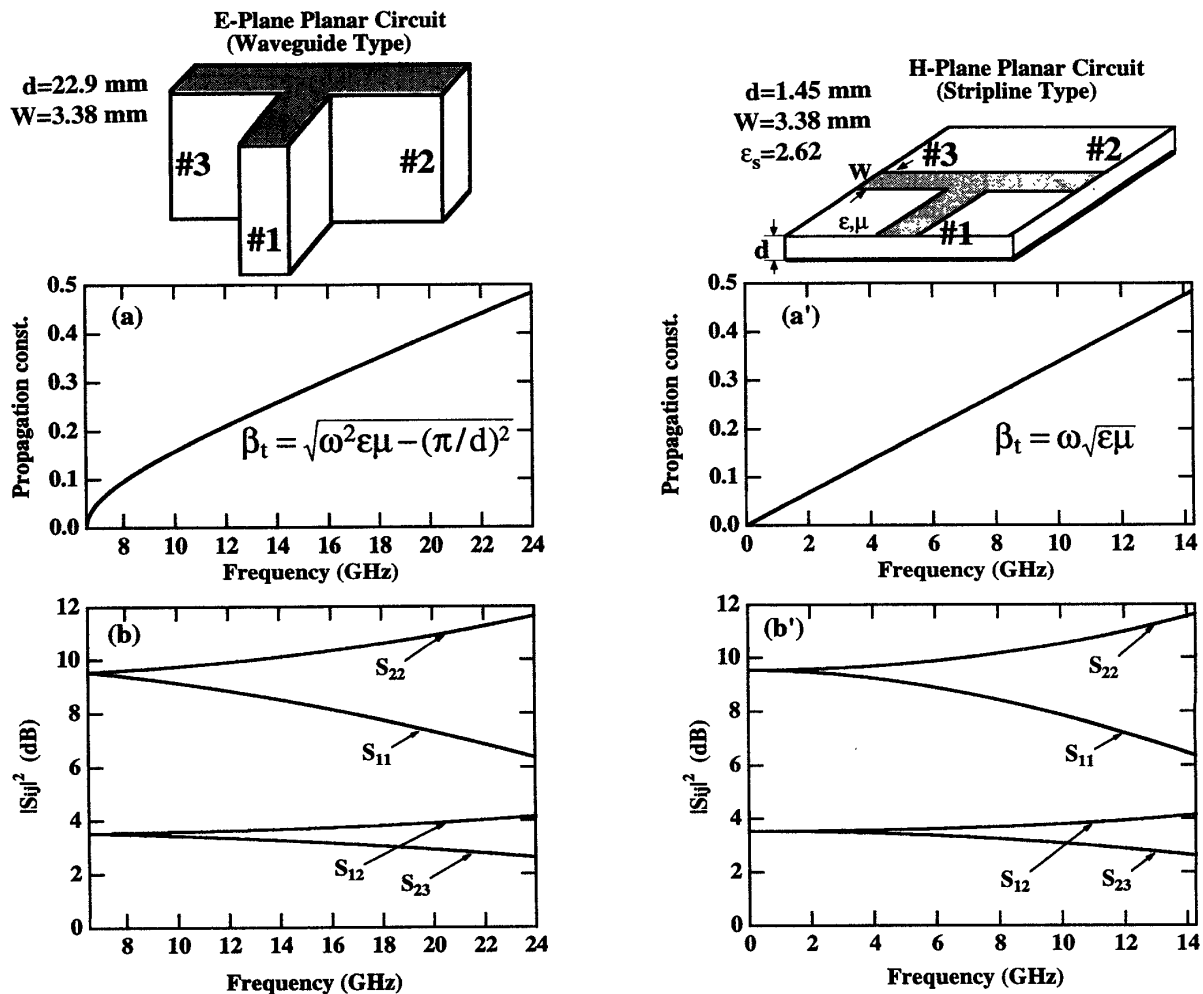


図4 E面及びH面3開口T分岐回路の伝搬定数と周波数特性 (左: E面, 右: H面)

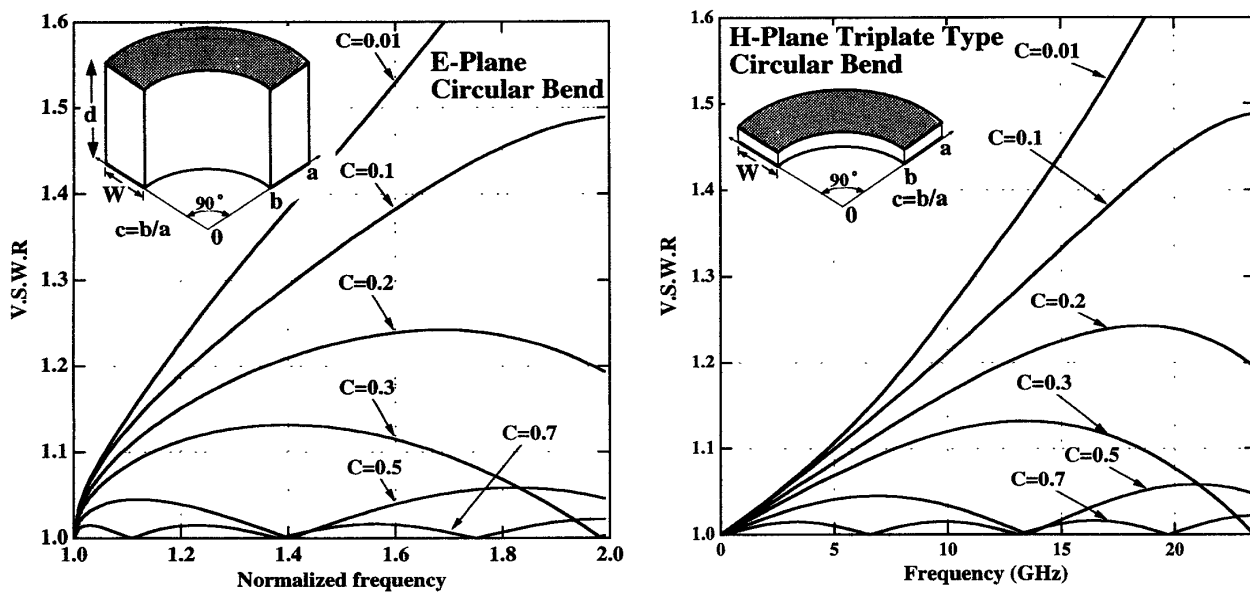


図5 E面及びH面円形ベンドの周波数特性 (左: E面, 右: H面)