

ストリップ線角正方形切断直角曲がりの広帯域周波数特性の計算 — フォスタ型等価回路に基づいて —

田部井 康 平岡 隆晴 許 瑞邦

神奈川大学工学部電気工学科

〒 221-8686 横浜市神奈川区六角橋 3-27-1

TEL : 045(481)5661 FAX : 045(491)7915

E-mail : kyo@kyolab3.cc4-4.kanagawa-u.ac.jp

あらまし

ストリップ線任意曲がりは、マイクロ波集積回路の実現に当たって重要な素子であり、既に、2次元近似あるいは3次元の取り扱い方が提案され実行されている。この任意角曲がりに適当な切断を入れることにより電力透過特性が改善されていることが知られている。この曲がり部分の適切な切断量を解析的に決めるのは難しく、現在では、シミュレーションソフト、又は、実験により決められている。ここでは、ストリップ線任意角曲がりをフォスタ型等価回路の考えに基づいて解析する手法を提案し、電力透過特性を求め、その実現帯域との関係から最適切断量を検討した。更に、動作時での高周波電圧分布を動作周波数に対して計算した。

キーワード ストリップ線, 多線条伝送線路, 理想変圧器, フォスタ型等価回路, 最適カット

Calculation of wide band frequency characteristics for stripline corner-square-cut right-angle bend - Based on Foster-type-equivalent network -

Yasushi Tabei Takaharu Hiraoka Hsu, Jui-Pang

Department of Electrical Engineering, Kanagawa University

3-27-1 Rokkakubashi Kanagawa-ku Yokohama 221 Japan

TEL : 045(481)5661 FAX : 045(491)7915

E-mail : kyo@kyolab3.cc4-4.kanagawa-u.ac.jp

Abstract

Stripline-type bends with an arbitrary bend angle are important microwave components for microwave circuit integration. So far, two dimensional approximation or three dimension treatment has been proposed and practically applied for analysis of these structures. It is well known that power transmission characteristics can be improved by cutting appropriately the corner of this bend section. So far, the determination of this appropriate cut has been practically determined by microwave software (electromagnetic simulator) or experimental method. In order to treat this problem analytically, the method based on Foster-type-equivalent network is proposed here; the power transmission characteristics are calculated, and the optimum cut is investigated based on these calculations. Moreover, microwave voltage distribution at operation is calculated for several frequencies.

key words stripline, multi-transmission line, ideal transformer, Foster-type-equivalent network, optimum cut

1. はじめに

図1.Aに示すストリップ線直角曲がり、あるいはより一般的なB,Cに示す鈍角・鋭角任意角曲がり、マイクロ波回路の集積化実現に当たって重要な素子であり、既にA1,B1,C1に示す基本形状に対し、2次元的近似の下で、周波数特性の計算法が提案され実行されている。⁽¹⁾ 更に、この曲がりの周波数特性を改善するために、図1.Ai,Bi,Ci(i=2~4)に示すように、曲がり角部分に適当な切断を入れることが考えられており、各場合に対しての適切な切断量を解析的に決めるのは難しく、現在では、シミュレーションソフト及びこれに基づく実験がより実際的である。しかし、今後人件費の高騰、形状相互間の特性比較及び解析・計算精度の向上の必要性を考えると、計算機資源の低廉化を積極的に利用して、どんな曲がり形状に対しても一般的且つ系統的に対応できる計算機アルゴリズムを整備することが重要と考える。

本研究では、以下の考え方で、ストリップ線任意角曲がりを取り扱う計算機アルゴリズムを構成する。

1. 本来3次元電磁界問題であるこの種の不連続問題を実効巾近似により磁気壁を持った2次元平面回路問題に還元する。従って、図1.A2の直角曲がりは、図2の点線で示す平面回路で近似される。
2. この平面回路を、平面導波路部分(図1白色部分)と平面接合部分(図1灰色部分)に分割する。
3. 両者に固有モード展開法を適用し、平面導波路部分は多線条伝送線路に、平面接合回路部分は、理想変圧器を介して多線条伝送線路と結合したフォスタ型等価回路に変換する(図3(b)と図4(b)参照)。
4. この等価回路で、無限次までの固有伝送モードと固有共振モードは取り扱えないので、実際上有限次で近似する。この近似で、所要計算精度を得るために、導波路部及び接合回路部の固有モードをどの程度の次数まで考慮するのは検討を加える必要がある。

ここでは、図1.A2に示す角正方形切断直角曲がりを解析するためのプログラムを上記述べた考えに従って具体的に作製し、次の計算・検討を行った。

- イ. 導波路の考慮モード次数、接合回路の考慮高次モード次数に対する電力散乱行列の収束性
 - ロ. 基本モード励振に対する高次モードも含めた伝送モード励振量と接合回路内の固有モード励振量
 - ハ. 基本モードに対する電力散乱行列の周波数特性(正方形切断量Cをパラメータとして)
- 二. 最大電力透過係数と帯域巾との関係に基づく最適切断量(C)の検討
- ホ. 動作時の高周波電圧(電流)分布の計算

以下で、計算法、計算結果、検討結果を順に説明する。

(1) 例えば Mehran R "Calculation of microstrip bends and Y-junctions with arbitrary angle" IEEE MTT vol.26 No.6 pp400-405(1978)

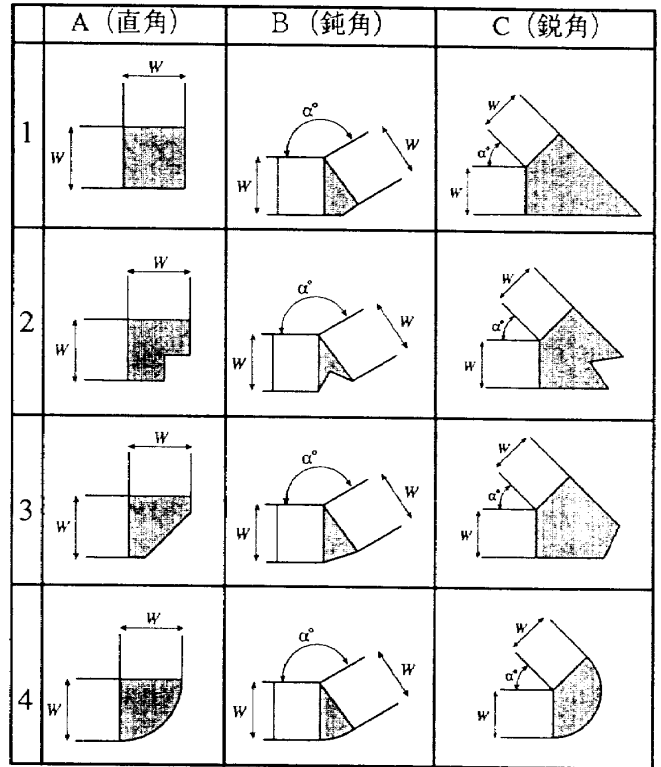


図1. 各種ストリップ線任意各曲がり

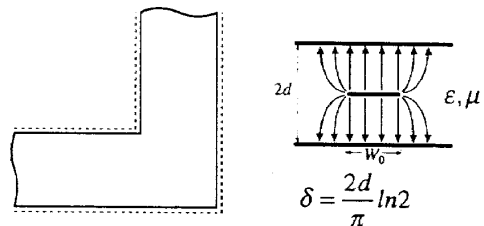


図2. ストリップ線直角曲がりの平面回路近似

2. 固有モード展開による等価回路

図2に示す実効巾近似による平面回路の特性解析は、次の平面回路方程式を与えられた条件の下で、直接解く

$$\begin{cases} \text{grad}V = -j\omega\mu J \\ \text{div}J = -j\frac{\omega\epsilon}{d}V \end{cases} \quad (1)$$

ことでも可能であるが、ここでは、図4(a)に示すように、平面導波路部分と平面接合回路部分に分割し、各部分に、固有モード展開法を適用し、前者より等価多線条伝送線路、後者よりフォスタ型等価回路を得て、先ずこの等価回路で各モード励振量を回路的に解き、次に、各モード励振量と固有関数の積の総和に基づいて動作時の電圧・電流分布を求める。

2.1. 平面導波路の等価多線条伝送線路

図3(a)に示す平面導波路は、固有伝送モード解析により同図(b)に示す固有伝送モード対応の等価多線条伝送線路が得られる。この等価回路でp番目の伝送線路の伝送線路方程式は次式で与えられるので、

$$\begin{cases} \frac{dV_p(\ell)}{d\ell} = -jX_p I_p(\ell) & X_p = \omega\mu \frac{d}{W} \\ \frac{dI_p(\ell)}{d\ell} = -jB_p V_p(\ell) & B_p = \frac{\beta_p^2 W}{\omega\mu d} \end{cases} \quad (2)$$

但し、 $\beta_p^2 = k^2 - \left(\frac{p\pi}{W}\right)^2$ $k^2 = \omega^2 \epsilon \mu_0$ $p = 0, 1, \dots$

p 番目の伝送線路のモード特性アドミッタンス・インピーダンス伝搬定数は式(3)で与えられる。

$$Y_{cp} = \frac{\beta_p W}{\omega \mu d} = \frac{1}{Z_{cp}} [S], \quad \gamma_p = j\beta_p [\text{rad/m}] \quad (3)$$

又、式(2)の解が $V_p(\ell), I_p(\ell)$ として得られると図3(a)の平面導波路上での電圧・電流密度分布は、p 番目の伝送モードの中固有関数式(5)を用いて式(4)となる。

$$\begin{cases} V(\ell, s) = \sum_{p=0}^{\infty} V_p(\ell) C_p(s) \\ J_x(\ell, s) = \frac{1}{W} \sum_{p=0}^{\infty} I_p(\ell) C_p(s) \\ J_z(\ell, s) = \sum_{p=0}^{\infty} \frac{(p\pi/W)}{j\omega\mu d} V_p(\ell) S_p(s) \end{cases} \quad (4)$$

但し、 $C_p(s) = \sqrt{\epsilon_p} \cos \frac{p\pi s}{W}$, $S_p(s) = \sqrt{\epsilon_p} \sin \frac{p\pi s}{W}$ (5)

特に、図4(a)に示す2本の平面導波路で ℓ_i の負方向に入射モード電圧波 A_p^i があつたときの反射モード電圧波 B_p^i とすると式(2)の解は式(3)の結果を用いて式(6)となる。

$$\begin{cases} V_p^i(\ell) = A_p^i e^{+\gamma_p \ell} + B_p^i e^{-\gamma_p \ell} \\ I_p^i(\ell) = -Y_{cp}^i (A_p^i e^{+\gamma_p \ell} - B_p^i e^{-\gamma_p \ell}) \quad (i=1,2) \end{cases} \quad (6)$$

2.2. 平面接合回路のフォスタ型等価回路

動作時の図4(a)に示す平面接合回路内電圧を、表1で示す固有関数系で展開することにより、

$$V(x, y) = \sum_{n=0}^{\infty} V_n \psi_n(x, y) \quad (7)$$

図4(b)で示すフォスタ型等価回路が得られる。この等価回路で、 C_0 は平面接合回路の有する静電容量、 ω_n は平面接合回路の n 番目の固有モードの固有共振角周波数で表1の固有値 k_n より各々次式で与えられる。

$$C_0 = \epsilon \frac{S}{d}, \quad \omega_n^2 = k_n^2 / \epsilon \mu_0 \quad (8)$$

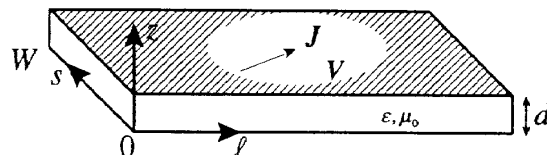
また、図4のフォスタ型等価回路で、i 番目の伝送線路の q 番目のモードと平面回路の m 番目の固有モードとの結合は、同図に示す理想変圧器で表示され、理想変圧器の変圧比は次式で与えられる。

$$n_{m,q}^i = \frac{1}{W^i} \int_0^W \psi_m(x, y) C_q^i(s^i) ds^i \quad (9)$$

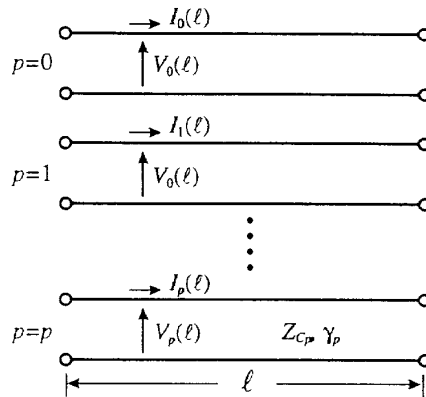
図4の等価回路で導波路1,2より $q = 0 \sim \infty$ のモード電流 I_q^1, I_q^2 が平面接合回路に流入したときの平面接合回路の n 番目のモードに対応した並列共振器に流れ込む電流は次式で与えられる。

表 1. 平面回路の固有関数系

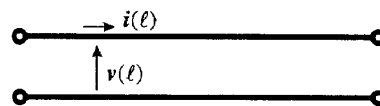
$\frac{\partial^2 \psi_n}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \psi_n}{\partial y^2} + k_n^2 \psi_n(x, y) = 0$
但し、 $\nabla \cdot \psi_n \cdot \mathbf{n} = \frac{\partial \psi_n}{\partial n} = 0$ (開放境界)
$k_0 = 0 \leq k_1 \leq k_2 \leq \dots$ (正規直交系)
$\frac{1}{S} \iint_S \psi_n(x, y) \psi_m(x, y) dx dy = \delta_{nm}$



(a) 平面導波路



(b) 等価多線条伝送線路



(c) ベクトル表示

図 3. 平面導波路の等価多線条伝送線路

$$I_n = \sum_{q=0}^{\infty} n_{n,q}^1 I_q^1 + \sum_{q=0}^{\infty} n_{n,q}^2 I_q^2 = \sum_{j=1}^2 \sum_{q=0}^{\infty} n_{nq}^j I_q^j \quad (10)$$

図4(b)の等価回路と式(10)より、式(7)で示す平面接合回路の等価回路の n 番目のモード電圧 V_n は式(11)で与えられる。

$$V_n = \frac{1}{jC_0} \frac{\omega}{\omega^2 - \omega_n^2} I_n \quad (11)$$

従つて i 番目 ($i=1,2$) の伝送線路の p 番目の伝送モードのモード電圧は図4(b)の等価回路より次式で与えられ、

$$V_p^i = \sum_{n=0}^{\infty} n_{np}^i V_n$$

式(10), (11)を代入すると式(12)が導出される。

$$V_p^i = \sum_{j=1}^2 \sum_{q=0}^{\infty} Z_{p,q}^{ij} I_q^j \quad (12)$$

但し、 $Z_{p,q}^{ij} = \frac{1}{jC_0} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\omega}{\omega^2 - \omega_n^2} \cdot n_{np}^i \cdot n_{nq}^j$ (13)

式(13)は j 番目の伝送線路の q 番目の伝送線路より I_q^j のモード電流を平面接合回路に流し込んだときの i 番目の伝送線路に生じる p 番目のモード電圧より定義される (i, p), (j, q) 間のモードインピーダンスを意味している。今、理想変圧器の変圧比として、式(14)の変圧比行列を定義すると、等価回路全体のベクトル表現は、同図(c)に示す太線表示となる。

$$n^i = (n_{np}^i) \quad i = 1, 2 \quad n, p = 0 \sim \infty \quad (14)$$

3. フォスタ型等価回路の回路定数

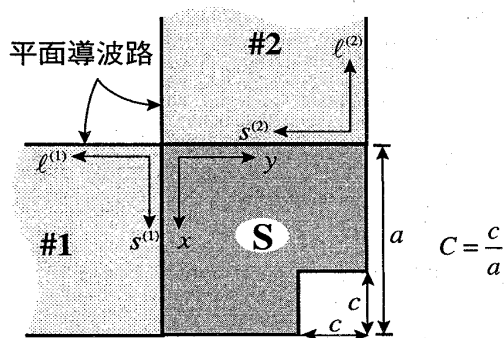
図4(a)の角正方形切断正方形平面回路の表1対応の固有モードは、今回、マイクロ波研究会で発表した。(2)

(2) 1998 年度マイクロ波研究会 MW98-

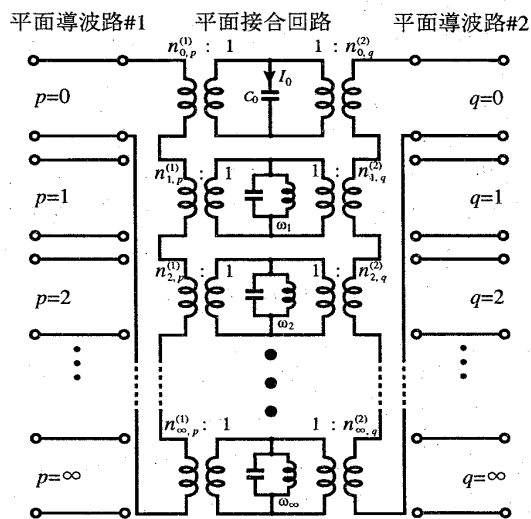
正方形1辺の長さ a で正規化された固有値 $K_n = k_n a$ をカット率 $C=c/a$ に対して求めた結果を図5(a)に、又、 $C=0.55$ での低次の固有関数の計算例を図5(b)に示す。又、式(8)の静電容量はカット率に対して式(15)となる。

$$C_o = \frac{\epsilon S}{d} = \frac{\epsilon_0}{d} \epsilon_r a^2 (1 - C^2) \quad (\text{F}) \quad (15)$$

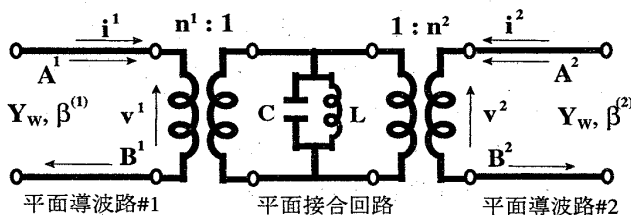
このようにして計算した角正方形切断正方形平面回路の表1に対応した固有関数を用いると、固有モードに対応した図4(b)のフォスタ型等価回路の回路定数(共振周波数・理想変圧器の変圧比・静電容量)は、式(8),(9),(15)で計算することができる。一例として、 $a=W=5\text{mm}$, $d=1.45\text{mm}$, $\epsilon_r=2.62$ とし $C=0.55$ の場合の回路定数の計算結果を表2に示す。平面回路のモードの $x=y$ に関する次



平面導波路
#2
#1
平面接合回路
(角正方形切断正方形平面回路)
(a) 平面導波路と平面接合回路へ分割



(b) フォスタ型等価回路



(c) 全回路の行列表示

図4. 角正方形切断直角曲がりの等価回路

の対称性より

$$\Psi_n(x,y) = \psi(y,x) \quad (\text{even})$$

$$\Psi_n(x,y) = -\psi(y,x) \quad (\text{odd})$$

開口1,2より見たときの理想変圧器の変圧比は次の関係がある。

$$n_{np}^2 = (-1)^p n_{np}^1 \quad (\text{even})$$

$$n_{np}^2 = -(-1)^p n_{np}^1 \quad (\text{odd})$$

表2の結果は、符号は完全に一致し、変圧比の値は 10^{-4} 程度の精度で、ほぼ成立していることがわかる。

4. 直角曲がりの入出力特性

図4(a)に示した直角曲がりの入出力特性を、図4(c)に示した等価回路で計算するために、モード電圧散乱行列を定義・計算し、この結果を用いて、基本モードの電力散乱行列、つまり、直角曲がりの透過係数を計算する。尚、この場合、伝送線路及び平面接合回路のモード次数をどの程度まで考慮するかを検討する。

4.1. モード電圧散乱行列(S_V)

今、図4(b)に示す角正方形切断直角曲がりの等価回路で、平面接合回路の固有モードを N 次まで考慮すると、式(13)で与えられるモードインピーダンス Z_{pq}^{ij} は次式で近似される。

$$Z_{pq}^{ij} = \frac{1}{jC_o} \sum_{n=0}^N \frac{\omega}{\omega^2 - \omega_n^2} n_{np}^i n_{nq}^j \quad (16)$$

又、図4(c)のベクトルの等価回路表示で、導波路のモードを p 次まで考慮するとして、開口1,2のモード電圧・電流縦行列を次式で定義し、

$$v^1 = \begin{pmatrix} V_0^1 \\ \vdots \\ V_p^1 \end{pmatrix}, v^2 = \begin{pmatrix} V_0^2 \\ \vdots \\ V_p^2 \end{pmatrix}, i^1 = \begin{pmatrix} I_0^1 \\ \vdots \\ I_p^1 \end{pmatrix}, i^2 = \begin{pmatrix} I_0^2 \\ \vdots \\ I_p^2 \end{pmatrix} \quad (17)$$

又、接合回路の開口モードインピーダンス行列を式(18)と定義すると、

$$Z^{ij} = \begin{pmatrix} Z_{00}^{ij} & \cdots & Z_{0p}^{ij} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{p0}^{ij} & \cdots & Z_{pp}^{ij} \end{pmatrix} \quad (18)$$

開口モード電圧・電流縦行列 v^1, v^2, i^1, i^2 との間には、次の関係があり、全体の行列を各々 v, i, z と定義すると、式(19)を得る。

$$\begin{pmatrix} v^1 \\ v^2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z^{11} & Z^{12} \\ Z^{21} & Z^{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i^1 \\ i^2 \end{pmatrix} \Rightarrow v = Zi \quad (19)$$

又、図4(c)で、各開口で p 次の入反射モード電圧振幅を A_p^i, B_p^i として各開口での入反射モード電圧縦行列を以下のように定義すると、

$$A^1 = \begin{pmatrix} A_0^1 \\ \vdots \\ A_p^1 \end{pmatrix}, B^1 = \begin{pmatrix} B_0^1 \\ \vdots \\ B_p^1 \end{pmatrix}, A^2 = \begin{pmatrix} A_0^2 \\ \vdots \\ A_p^2 \end{pmatrix}, B^2 = \begin{pmatrix} B_0^2 \\ \vdots \\ B_p^2 \end{pmatrix} \quad (20)$$

電圧電流と入射波の関係より、次の行列関係が成する。

$$\begin{cases} v^1 = A^1 + B^1 & v^2 = A^2 + B^2 \\ i^1 = Y_c^1(A^1 - B^1) & i^2 = Y_c^2(A^2 - B^2) \end{cases} \quad (21)$$

但し、 $Y_c^i = \text{diag}(Y_{c0}^i \cdots Y_{cp}^i)$ ($i=1,2$)

開口全体での入反射モード電圧縦行列を次式で定義する。

$$A = \begin{pmatrix} A^1 \\ A^2 \end{pmatrix}, B = \begin{pmatrix} B^1 \\ B^2 \end{pmatrix} \quad (22)$$

全体の電圧・電流縦行列と入反射モード電圧縦行列の間には次の関係がある。

$$v = A + B \quad \text{但し、} Y_c = \begin{pmatrix} Y_c^1 & 0 \\ 0 & Y_c^2 \end{pmatrix} \quad (23)$$

従って、接合回路全体のモード電圧散乱行列は式(23)を式(19)に代入することにより次のように変形される。

$$A + B = ZY_c(A - B) \quad (24)$$

$$\therefore B = (ZY_c + I)^{-1}(ZY_c - I)A$$

つまり、全体のモード電圧散乱行列は次式となる。

$$S_v = (ZY_c + I)^{-1}(ZY_c - I) \quad (25)$$

ここで、モード電圧散乱行列の要素 $S_{v_{pq}}^{ij}$ は、次の意味がある。

$$S_{v_{pq}}^{ij} \equiv \left(\frac{B_p^i}{A_q^j} \right) \quad jq \text{ 以外の入射モード振幅} = 0 \quad (26)$$

今、開口モード電圧散乱行列 S_v^{ij} を式(18)と同様に次式で定義すると、

$$S_v^{ij} = \begin{pmatrix} S_{v_{00}}^{ij} & \dots & S_{v_{0p}}^{ij} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{v_{p0}}^{ij} & \dots & S_{v_{pp}}^{ij} \end{pmatrix} \quad (27)$$

式(25)は式(19)にならって式(28)と分割できる。

$$S_v = \begin{pmatrix} S_v^{11} & S_v^{12} \\ S_v^{21} & S_v^{22} \end{pmatrix} \quad (28)$$

S_v^{ij} を用いると式(24)の関係は次式に分解できる。

$$\begin{cases} B^1 = S_v^{11}A^1 + S_v^{12}A^2 \\ B^2 = S_v^{21}A^1 + S_v^{22}A^2 \end{cases} \quad (29)$$

4.2 基本モード電力散乱行列(S_p)

伝送線路の基本モードのみが伝搬している周波数帯では、基本モードのモード特性インピーダンス Z_{c0}^i は実数であり入反射電力波は次のように定義されるので、

$$a_0^i = A_0^i / \sqrt{Z_{c0}^i} \quad b_0^i = B_0^i / \sqrt{Z_{c0}^i} \quad (30)$$

電力散乱行列要素は、今回 $Z_{c0}^i = Z_{c0}^2$ となることより、

$$(S_{p00}^{ij}) \equiv \left(\frac{b_0^i}{a_0^j} \right) = \left(\frac{B_0^i}{A_0^j} \right) = S_{v00}^{ij} \quad (31)$$

従って、基本モードのみが伝搬する周波数帯では次式が成り立つ。

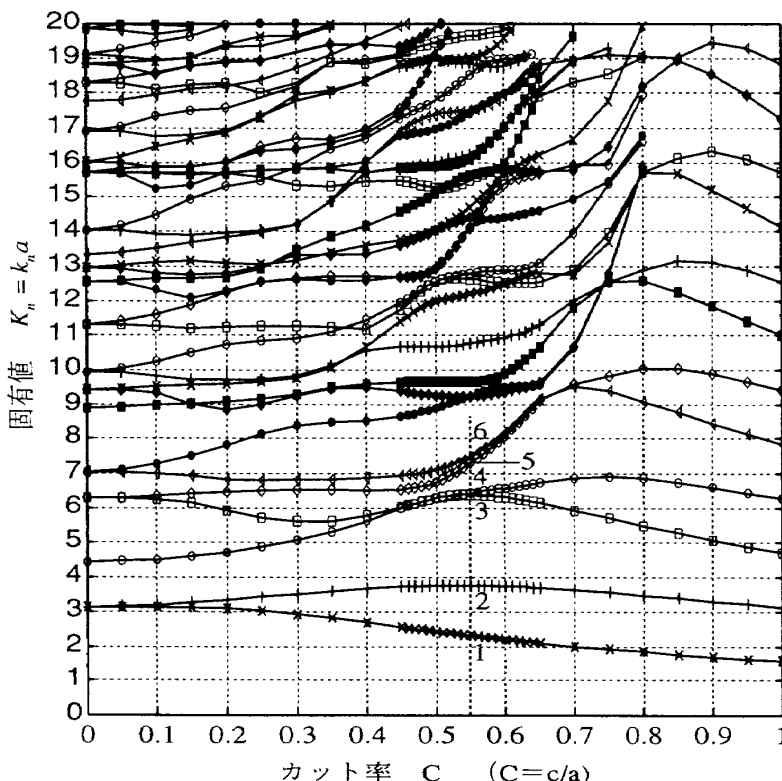
$$S_{p00} = S_{v00} \quad (32)$$

4.3 考慮モード次数に対する周波数特性の収束性

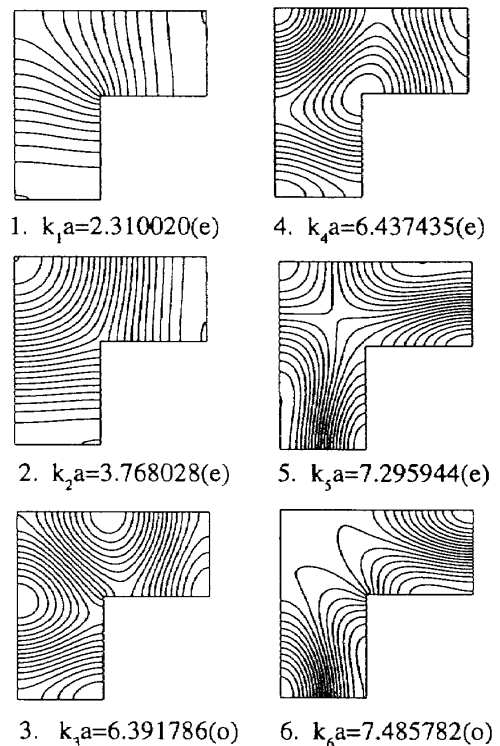
本手法での計算精度は、平面接合回路の固有関数が常に正確に求まっているときは、伝送線路での考慮モード次数 P 、平面接合回路の考慮モード次数 N で決まる。ここでは、 N, P をパラメータとして電力透過特性を計算し、その N, P に対する収束性を検討をする。

5. 角切断直角曲がりの広帯域周波数特性の計算

ここでの計算精度は、導波路の考慮モード次数 P 及び接合回路の考慮モード次数 N で決まるので、 N, P をパラメータとして図4(a)に示す角正方形切断直角曲がりの電力透過特性を4. で述べた回路理論に基づいて計算し、 N, P に対する収束性を検討した上で、この直角曲がりの広



(a) カット率(C)を変化したときの固有値 ($K_n = k_n a$)



(b) $C=0.55$ での低次固有関数の計算例

図5. 角正方形切断正方形平面回路の固有値と固有関数の計算例⁽²⁾

帯域周波数特性を計算する。更に、この計算結果より、角正方形切断直角曲がりでの最適切断量を考察する。

5.1 考慮モード次数に対する周波数特性の収束性を検討

図4の等価回路で導波路の伝送モードをP次まで、平面回路の固有モードをN次まで考慮したときの周波数特性を具体的に計算し、計算結果を検討した。ここでの検討は、すべての形状で実行すべきであるが、ここでは特に、高次モードの影響が出易いが透過特性の良好な形状(C=0.55)で検討した。

(イ) 所要伝送モード次数: 図4(a)に示す形状で、C=0.55に対して、図5(a)に示す $k_{na}=20$ までのすべての平面接合回路の固有モード(N=27)を考慮して、伝送モード次数Pをパラメータとして広帯域特性を計算し、その結果を図6(a)に示す。P=5の結果は、P=10の結果にほぼ一致していることより、伝送モードを5次程度まで考慮すれば、かなり、特性は収束していると考えられる。

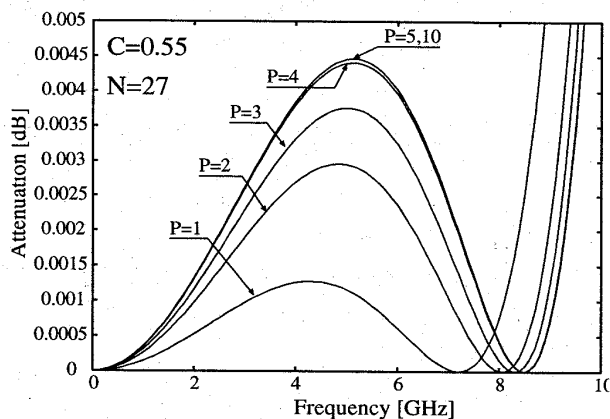
(ロ) 平面接合回路のモード数と計算誤差: (イ)の結果より、P=10としてNをパラメータとしたときと同様の周波数特性計算すると図6(b)となる。この結果より、N=25程度で周波数特性は、かなり収束しているが、これをより明確にするために、F=5[GHz]で、P=10とし、電力透過係数をNの関数として計算し、図6(c)に示す。図6(b),(c)の結果より、N=27個程度で、電力透過特性は0.0032dB(99.926%)となり、真値は、この値と100%との間にあるので、電力透過特性は、0.0016dB(3.68×10^{-4})の精度で計算されていると推定される。

5.2 広帯域電力透過特性の計算

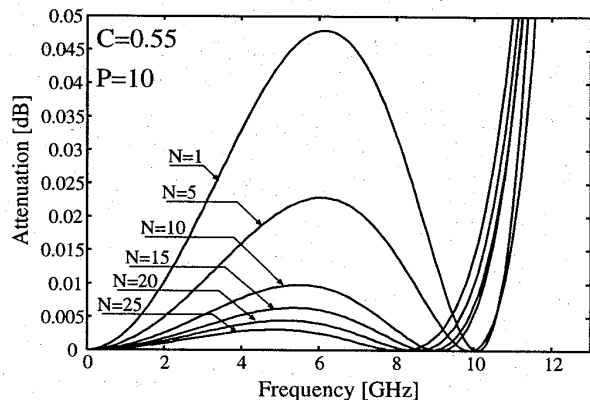
5.1の検討結果より、導波路の伝送モードを10次まで考慮し、平面接合回路の固有モードは、図5(a)に示すすべてのモード(各カット率で $k_{na}=20$ まで)を考慮して、電力透過特性(dB)の広帯域特性を計算すると図8となる。この結果より、C=0.55近辺で、電力透過特性はかなり改善されていることがわかる。最適カットCを一層正確に求めるためにC=0.55の近辺をC=0.45~0.59にわたって広帯域周波数特性を計算すると図8拡大図となる。この結果より、C=0.55より越すと電力透過特性は改善されるが帯域が狭くなり、また、C=0.55より小さくすると電力透過特性は悪くなるが帯域が広がることわかる。

6. 高周波電圧分布の計算 (周波数をパラメータとして)

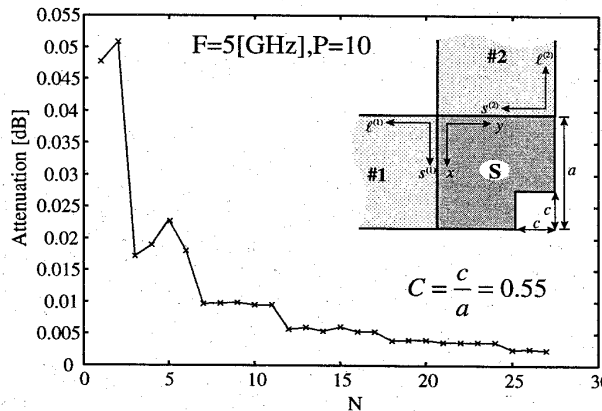
図4の示す等価回路で伝送モードをP次、接合回路モードをN次まで考慮して、式(25)より電圧散乱行列が計算できるので、単位振幅の基本モード電圧が、開口1より入射したときの導波路の電圧電流分布は式(4),(5)より、平面接合部の電圧分布は式(7),(10),(11)より求まる。(但し、表1の固有関数及び式(9)の変圧比は3.の結果を用いる。) C=0,C=0.55での計算結果を図7に示す。この計算結果は、動作周波数をパラメータとしている。



(a) Pをパラメータとして電力透過特性の周波数特性



(b) Nをパラメータとして電力透過特性の周波数特性



(c) F=5[GHz]での電力透過係数のN依存性

図6 考慮した導波路のモード次数(P)と平面接合回路の固有モード次数(N)に対する電力透過係数の収束性

7. むすび

角正方形切断直角曲がりの解析に固有モード展開法を適用して、フォスタ型等価回路の回路定数を求め、この等価回路に基づいて広帯域周波数特性を計算した。本計算で、考慮伝送モード次数及び平面接合回路の固有モード次数に対する周波数特性を計算し、対応モード次数に対する収束性及びこの計算で実現し得る計算精度について検討し、Nは $k_{na}=20$ のモードまで、Pは10個程度のモードで、 10^{-4} 程度の精度また収束していると評価した。更に、動作時の高周波電圧分布を固有モードの励振振幅と固有関数の積の総和で求めた。

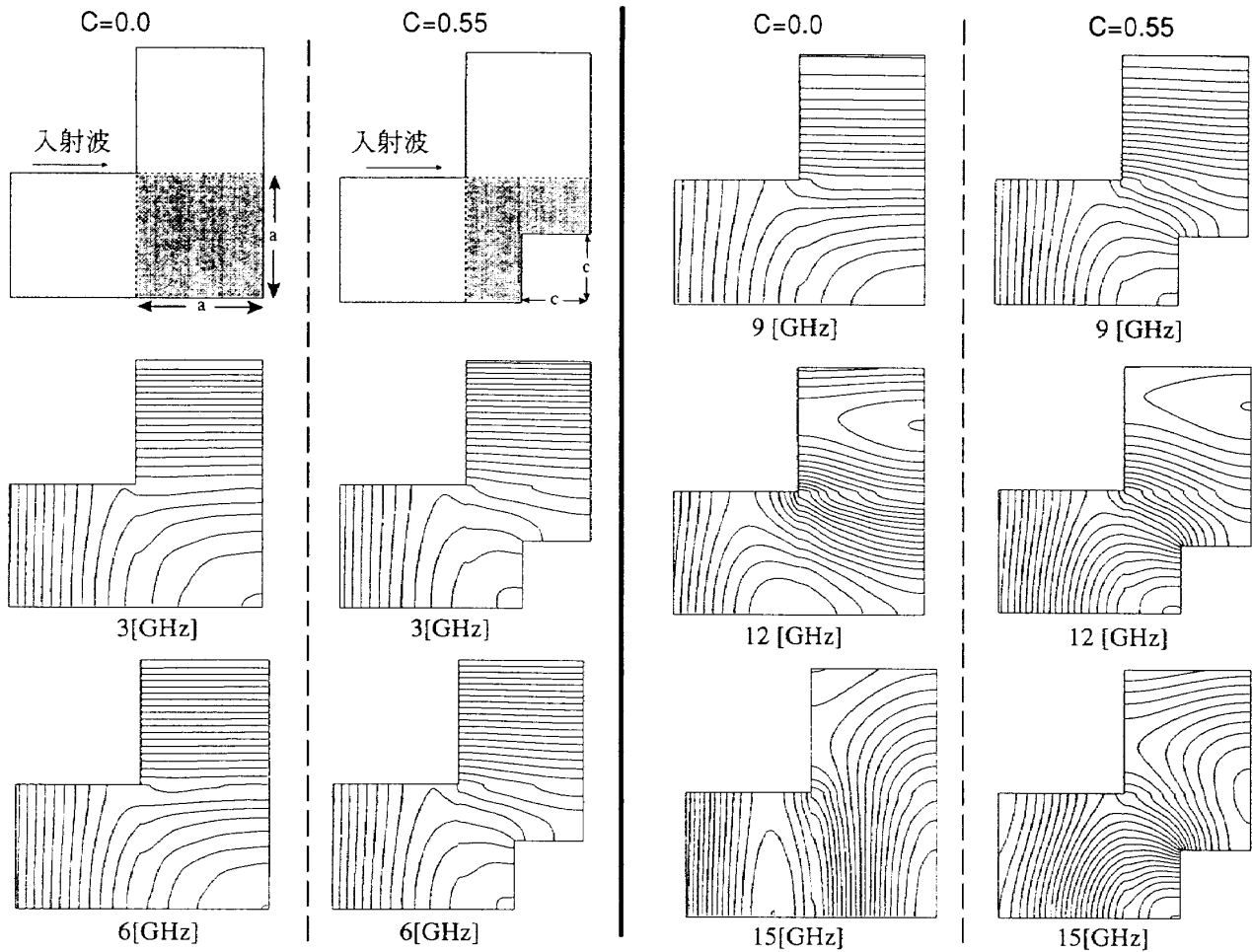


図7. 角正方形切断直角曲がりの動作時の高周波電圧分布の計算結果(3 ~ 15GHz)

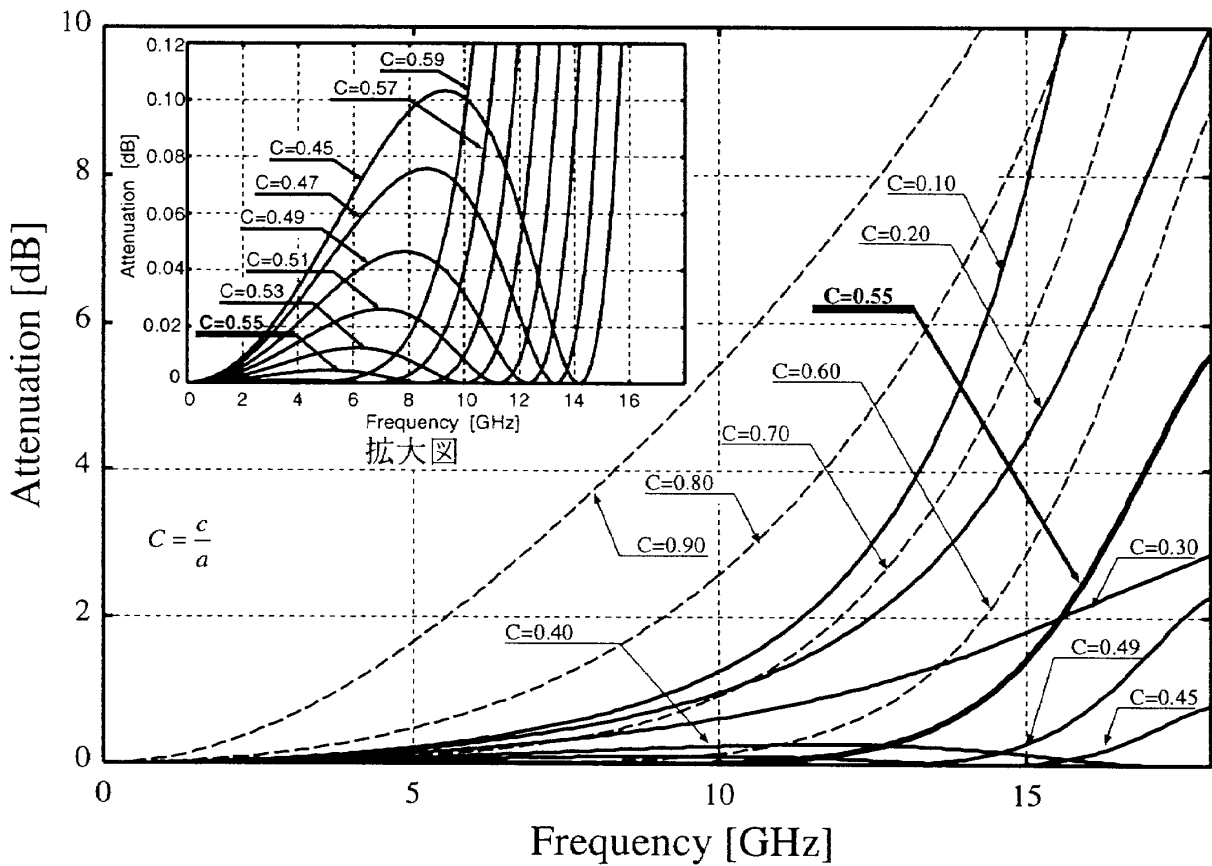


図8. 角正方形切断直角曲がりの広帯域周波数特性($\epsilon_r = 2.62$, $a = W = 5_{[mm]}$)

