



Title	差分時間領域法を用いた電磁波回路の解析に関する研究
Author(s)	北村, 敏明
Citation	大阪大学, 1994, 博士論文
Version Type	VoR
URL	https://doi.org/10.11501/3094173
rights	
Note	

The University of Osaka Institutional Knowledge Archive : OUKA

<https://ir.library.osaka-u.ac.jp/>

The University of Osaka

差分時間領域法を用いた
電磁波回路の解析に関する研究

平成5年12月

北村 敏明

謝辞

本研究を行うにあたり，終始懇切な御指導・御激励を賜った大阪大学工学部倉菌貞夫教授に深甚なる感謝の意を表します。また，本論文作成にあたり御助言・御教示を賜った大阪大学工学部長谷川晃教授に深く感謝致します。

著者が大阪大学ならびに同大学大学院在学中，通信工学一般および本研究に関して御指導・御教示を頂いた大阪大学熊谷信昭前総長，中西義郎名誉教授，手塚慶一名誉教授，森永規彦教授，前田肇教授ならびに大阪大学産業科学研究所北橋忠宏教授に深謝致します。

また，終始適切な御助言・御討論を頂いた大阪大学平雅文助手ならびに種々有益な御助言を頂いた大阪大学塩沢俊之助教授，大阪電気通信大学小嶋敏孝教授，大阪大学中川健助手，汐見修三元技官，岡本良一技官に深謝致します。

さらに，本研究遂行にあたって数値計算等で御協力頂いた中村聡氏（現在中部電力株式会社），澤田宜之氏（現在関西電力株式会社），ならびに大阪大学大学院生腰前利樹氏，溝本安展氏，久保隆之氏，宮地正之氏に感謝致します。

また，事務的な面で御協力頂いた中山美津子さん，原千登勢さんに感謝致します。

最後に，日頃御討論・御激励を頂いた堀井康史氏をはじめとする大阪大学工学部通信工学科電磁波工学講座の諸兄に厚く御礼申し上げます。

内容梗概

本論文は、著者が大阪大学大学院工学研究科通信工学専攻在学中に行った差分時間領域法を用いた電磁波回路の解析に関する研究の成果をまとめたものであり、全体を次の5章により構成している。

第1章では、本研究の背景、目的ならびに概要について述べている。

第2章では、多層化モノリシックマイクロ波集積回路の構成要素である薄膜マイクロストリップ線路の解析を行い、その特性を明らかにしている。モノリシックマイクロ波集積回路は、小型・軽量、高信頼という特徴に加え、量産による低価格化が期待でき、マイクロ波・ミリ波通信機器等への応用を目的として研究開発が進められている。しかし、マイクロストリップ線路を用いた通常のモノリシックマイクロ波集積回路の構造では、伝送線路およびこれを用いて構成された受動回路の寸法が大型になり、また設計の自由度に制限があるため、回路の小型化、高集積化が困難であるという欠点を持っている。この問題を解決すべく、モノリシックマイクロ波集積回路の小型化・高集積化を目的として、GaAs基板上に、金属・絶縁膜を積層化し、これらの層間・層上にマイクロ波伝送線路や各種の素子を配置した構造の多層化モノリシックマイクロ波集積回路の提案がなされており、これによって、回路の小型化、新しい回路構成の実現、設計性の向上が図れることが示されている。薄膜マイクロストリップ線路はその多様な回路構成により、伝搬方向に複雑に線路形状が変化することが考えられ、本章ではそれらの解析に向けて、3次元フルウェーブ解析法の一つである差分時間領域法を用いて解析を行っている。従来の差分時間領域法においては、ほとんどの場合、導体は厚み無しの完全導体として扱われてきたが、本章では、回路の小型化に伴って無視できなくなる導体厚を考慮にいれ、更に損失項を含めた定式化を行っている。まず、基本的な構造の薄膜マイ

クロストリップ線路について、減衰量、実効比誘電率、ならびに特性インピーダンスを求め、他文献の実験値ならびに近似式から求めた計算値と比較するとともに、導体を厚みなしの完全導体とした場合との違いを示している。次に、いくつかの形状の薄膜マイクロストリップ線路について解析を行い、線路定数の周波数特性、ならびに電磁界分布、ポインティング電力分布を求め、その特性を明らかにしている。

第3章では、任意の角度で交差するマイクロストリップ線路立体交差の解析を行っている。多層化モノリシックマイクロ波集積回路を用いることによって回路の積層化が可能であり、回路サイズをより小形化できることが示されているが、回路の積層化に伴って上下線路間のクロストークを定量的に評価することが重要になってくる。従来、マイクロストリップ線路の立体交差部に関する解析のほとんどは、直角交差に関して行われており、交差角依存性について解析された例は少ない。そこで本章では、任意座標系に対して適用できる差分時間領域法を用い、回路の積層化に伴って生じるマイクロストリップ線路の立体交差部における2線路間のクロストークを交差角も考慮に入れて解析している。まず、単一のマイクロストリップ線路における本解析結果が、メッシュの形状に依存しないことを確認するとともに、任意角マイクロストリップ線路曲がり部について、解析結果が他文献の結果と一致することを示している。次にマイクロストリップ線路の任意角立体交差部について解析を行い、Sパラメータの規格化周波数特性、交差角依存性、ならびに線路間距離依存性を明らかにしている。

第4章では、円筒形ストリップ線路および円筒形マイクロストリップ線路の解析を行っている。円筒形ストリップ線路および円筒形マイクロストリップ線路は、円筒形の形状を生かし、コンフォーマルアンテナの給電、同軸線路と平面線路との接続、インピーダンス変成器、バラン等の多くの応用が期待されており、数多くの研究がなされている。しかし、線路形状が伝搬方向に対して変化するモデルについてはまだ解析されていない。そのようなモデルを解析するために、本章においては、解析モデルの断面形状を考慮して、円柱座標系における差分式を用いた差分時間領域法により解析を行っている。まず、円筒形ストリップ線路および円筒形マイクロストリップ線路に対して、規格化特性インピーダンスを求め、他文献の結果と一致することを示している。次に、伝搬方向に形状が変化するモデルの一例として、

同軸線路と円筒形マイクロストリップ線路を接続したモデルの S パラメータを求め、その反射・透過特性を明らかにしている.

第 5 章では、本論文で得られた成果を総括して述べている.

以上の各章を構成する内容は、すべて、電子情報通信学会論文誌, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 電子情報通信学会マイクロ波研究会, 電子情報通信学会衛星通信研究会においてすでに発表されたものである.

目次

第 1 章	序論	1
第 2 章	損失のある薄膜マイクロストリップ線路の差分時間領域法による理論解析	4
2.1	序言	4
2.2	差分時間領域法による定式化	5
2.3	解析結果	8
2.3.1	基本的マイクロストリップ線路	8
2.3.2	積層構造マイクロストリップ線路	11
2.4	結言	19
第 3 章	任意座標系に適用できる差分時間領域法を用いたマイクロストリップ線路立体交差部のクロストーク解析	20
3.1	序言	20
3.2	任意座標系に適用できる差分時間領域法による定式化	21
3.3	解析結果	25
3.3.1	マイクロストリップ線路および任意角マイクロストリップ線路曲がり部の解析	25
3.3.2	任意角立体交差線路の特性	29
3.3.3	観測点ならびに領域端の処理	34
3.4	結言	34

第 4 章	円筒形マイクロストリップ線路の差分時間領域法による理論解析	35
4.1	序言	35
4.2	差分時間領域法による定式化	36
4.3	解析結果	38
4.3.1	円筒形ストリップ線路および円筒形マイクロストリップ線路 の解析	38
4.3.2	同軸線路と円筒形マイクロストリップ線路を接続したモデル の解析	38
4.4	結言	44
第 5 章	結論	45
	文献	47

第 1 章

序論

通信分野において、マイクロ波・ミリ波回路技術は単に地上の固定無線通信のみならず、衛星通信、移動通信の分野にも幅広く利用され、社会の進歩・発展に大きく貢献している^[1]。これまで、マイクロ波・ミリ波をはじめとする電磁波を用いた通信の発展は、大容量・高速化、小形・軽量化、経済化、高信頼化をその軸としてきたが、これは今後も継承されると思われる^[2]。このうち、大容量・高速化に関しては、新周波数帯の開発が課題として挙げられ、従来用いられてきたマイクロ波からミリ波へと高周波化が進められつつある。また、小形・軽量化、経済化、高信頼化に関しては、システムを集積化することが課題として挙げられ、モノリシックマイクロ波集積回路 (MMIC; Monolithic Microwave Integrated Circuit) をはじめとするマイクロ波・ミリ波集積回路の研究が活発に行われている^[3]。

モノリシックマイクロ波集積回路は、小型・軽量、高信頼という特徴に加え、量産による低価格化が期待でき、マイクロ波・ミリ波通信機器等への応用を目的として研究開発が進められている。しかし、マイクロストリップ線路を用いた通常のモノリシックマイクロ波集積回路の構造では、伝送線路およびこれを用いて構成された受動回路の寸法が大型になり、また設計の自由度に制限があるため、回路の小型化、高集積化が困難であるという欠点を持っている。この問題を解決すべく、モノリシックマイクロ波集積回路の小型化・高集積化を目的として、GaAs 基板上に、金属・絶縁膜を積層化し、これらの層間・層上にマイクロ波伝送線路や各種の素子を配置した構造の多層化モノリシックマイクロ波集積回路の提案がなされて

おり、これによって、回路の小型化、新しい回路構成の実現、設計性の向上が図れることが示されている[4]–[8]。

また、円筒形ストリップ線路および円筒形マイクロストリップ線路は、円筒形の形状を生かし、コンフォーマルアンテナの給電、同軸線路と平面線路との接続、インピーダンス変成器、バラン等の応用が期待されており、数多くの研究報告がなされている[9]–[23]。

このような電磁波回路の開発にあたっては、その解析・設計が重要であり、回路構造の多様化に伴ってより複雑な境界形状、媒質条件を持つ回路の解析が必要となってきた。また、計算機をはじめとする電子装置のデジタル化は、超高速パルス技術の進展に伴い、反射、クロストークなどを含めた系全体の伝搬特性の時間軸上での解析の重要性を増している[24]–[28]。このような目的に向けて、本研究では、時間領域での電磁界フルウェーブ解析法の一つである差分時間領域法 (FD-TD 法; Finite Difference Time Domain Method)[29]–[37] を用いて解析を行う。差分時間領域法は 1966 年 Yee によって定式化が行われたもので[29]、マクスウェル方程式を時間座標および空間座標に関して直接差分化を行い[38]、励振面からの電磁界の伝搬を逐次計算していく数値計算法であり、伝送線路行列法 (TLM 法; Transmission Line Matrix Method)[39]–[42]、空間回路網法[24]、[43]–[45]とともに、3 次元構造に対する汎用的な解析法として注目を浴びている。

本論文では、損失のある薄膜マイクロストリップ線路、任意の角度で交差するマイクロストリップ線路立体交差ならびに、円筒形ストリップ線路および円筒形マイクロストリップ線路の解析を行い、その特性を明らかにする。

第 2 章では、多層化モノリシックマイクロ波集積回路の構成要素である薄膜マイクロストリップ線路の解析を行う[46]、[47]。従来の差分時間領域法においては、ほとんどの場合、導体は厚み無しの完全導体として扱われてきたが、本章では、回路の小型化に伴って無視できなくなる導体厚を考慮にいれ、更に損失項を含めた定式化を行い、いくつかの形状の薄膜マイクロストリップ線路について解析を行い、その特性を明らかにする。

第 3 章では、任意の角度で交差するマイクロストリップ線路立体交差の解析を行う[48]、[49]。多層化モノリシックマイクロ波集積回路を用いることによって回路の

積層化が可能であり、回路をより小形化できることが示されているが^{[50]–[52]}、回路の積層化に伴って上下線路間のクロストークを定量的に評価することが重要になってくる。従来、マイクロストリップ線路の立体交差部に関する解析のほとんどは、直角交差に関して行われており^{[53]、[54]}、交差角依存性について解析された例は少ない^[55]。そこで本章では、任意座標系に対して適用できる差分時間領域法^{[56]–[58]}を用い、回路の積層化に伴って生じる任意交差角のマイクロストリップ線路立体交差部における2線路間のクロストークについて解析し、その特性を明らかにする。

第4章では、円筒形ストリップ線路および円筒形マイクロストリップ線路の解析を行う^{[59]、[60]}。円筒形ストリップ線路および円筒形マイクロストリップ線路に関しては、数多くの研究がなされているが、線路形状が伝搬方向に対して変化するモデルについてはまだ解析されていない。本章においては、解析モデルの断面形状を考慮して、円柱座標系における差分式^{[61]、[62]}を用いた差分時間領域法により、伝搬方向に線路形状の変化するモデルの一例として、同軸線路と円筒形マイクロストリップ線路を接続したモデルの解析を行い、その特性を明らかにする。

第5章では、本研究で得られた成果を総括して述べる。

第 2 章

損失のある薄膜マイクロストリップ線路の差分時間領域法による理論解析

2.1 序言

多層化モノリシックマイクロ波集積回路は GaAs 基板上に、金属・絶縁膜を積層化し、これらの層間・層上にマイクロ波伝送線路や回路素子を配置したもので、回路の小型化、新しい回路構成の実現、設計性の向上が図れることが示されている [4]–[8].

多層化モノリシックマイクロ波集積回路の構成要素である薄膜マイクロストリップ線路では、その線路寸法に比べて導体厚が無視できないため、本章では、実際的なモデルとして、導体厚およびその損失を考慮し、差分時間領域法を用いて解析を行う [46], [47]. 解析においては損失を含めた定式化を行うとともに、導体部分では導体厚より十分小さな離散間隔とする。また、電磁界分布の変化の緩やかなところでは離散間隔を大きくし、必要な計算機の主記憶容量の削減、ならびに計算時間の短縮を図る。

まず、基本的な構造の薄膜マイクロストリップ線路について、減衰量、実効比誘電率、ならびに特性インピーダンスを求め、他文献の実験値ならびに近似式から求めた計算値と比較するとともに、導体を厚みなしの完全導体とした場合との違いを示す。次に、いくつかの形状の薄膜マイクロストリップ線路について解析を行い、線路定数の周波数特性、ならびに電磁界分布、ポインティング電力分布を求め、

その特性を明らかにする.

2.2 差分時間領域法による定式化

有限の導電率をもつ物質中でのマクスウェル方程式は次のように書ける.

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\mu \frac{\partial \mathbf{H}}{\partial t} \quad (2.1)$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \sigma \mathbf{E} + \varepsilon \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} \quad (2.2)$$

ここで, ε, μ, σ はそれぞれ媒質の誘電率, 透磁率, 導電率である.

これらの式を直角座標系において各成分ごとに分けると次のようになる.

$$-\mu \frac{\partial H_x}{\partial t} = \frac{\partial E_z}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial z} \quad (2.3)$$

$$-\mu \frac{\partial H_y}{\partial t} = \frac{\partial E_x}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial x} \quad (2.4)$$

$$-\mu \frac{\partial H_z}{\partial t} = \frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} \quad (2.5)$$

$$\sigma E_x + \varepsilon \frac{\partial E_x}{\partial t} = \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} \quad (2.6)$$

$$\sigma E_y + \varepsilon \frac{\partial E_y}{\partial t} = \frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} \quad (2.7)$$

$$\sigma E_z + \varepsilon \frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} \quad (2.8)$$

各電磁界成分が定義される空間上の点を図 2.1 のように配置することによって, 差分化を行う. 例えば, 式 (2.3), 式 (2.6) の差分式はそれぞれ式 (2.9), 式 (2.10)

のようになり，他の4成分の式についても同様である．

$$\begin{aligned}
& H_x^{n+1/2}(i, j + 1/2, k + 1/2) \\
&= H_x^{n-1/2}(i, j + 1/2, k + 1/2) \\
&\quad - \frac{\Delta t}{\mu} \cdot \left(\frac{E_z^n(i, j + 1, k + 1/2) - E_z^n(i, j, k + 1/2)}{\Delta y} \right. \\
&\quad \left. - \frac{E_y^n(i, j + 1/2, k + 1) - E_y^n(i, j + 1/2, k)}{\Delta z} \right) \tag{2.9}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& E_x^n(i + 1/2, j, k) \\
&= \frac{2\varepsilon - \sigma\Delta t}{2\varepsilon + \sigma\Delta t} \cdot E_x^{n-1}(i + 1/2, j, k) \\
&\quad + \frac{2\Delta t}{2\varepsilon + \sigma\Delta t} \\
&\quad \cdot \left(\frac{H_z^{n-1/2}(i + 1/2, j + 1/2, k) - H_z^{n-1/2}(i + 1/2, j - 1/2, k)}{\Delta y} \right. \\
&\quad \left. - \frac{H_y^{n-1/2}(i + 1/2, j, k + 1/2) - H_y^{n-1/2}(i + 1/2, j, k - 1/2)}{\Delta z} \right) \tag{2.10}
\end{aligned}$$

ここで， $E_x^n(l, m, n)$ は n 時刻における空間座標 (l, m, n) での E_x 成分を意味し，他も同様である．また， Δx ， Δy ， Δz はそれぞれ x ， y ， z 方向における空間的離散間隔を示し， Δt は時間的離散間隔を示す．

これらの式において，電界と磁界は $\Delta t/2$ だけずれた時刻において定義されており，式 (2.9) はある時刻の磁界がその1離散時間前の磁界と半離散時間前の電界に

よって求められることを示しており，式 (2.10) はある時刻の電界がその 1 離散時間前の電界と半離散時間前の磁界によって求められることを示している。

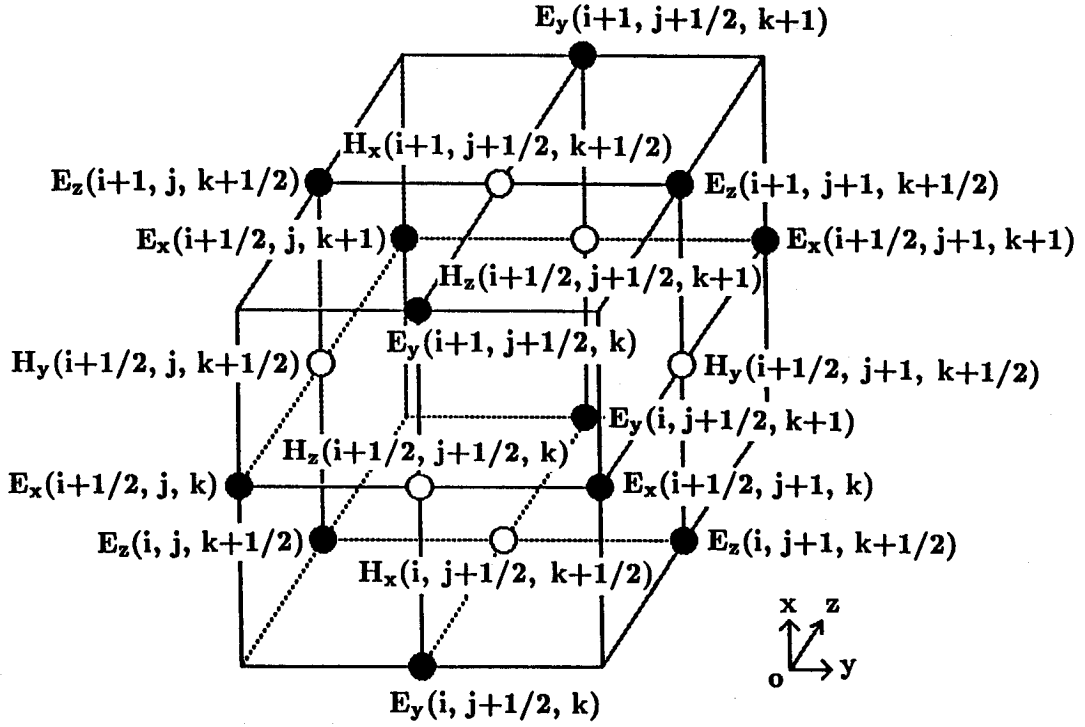


図 2.1 各電磁界成分の離散化点の配置

また，解析の安定性から，空間および時間離散間隔は次の Courant の式を満足することが要請される^[36]。

$$c\Delta t \leq \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{(\min(\Delta x))^2} + \frac{1}{(\min(\Delta y))^2} + \frac{1}{(\min(\Delta z))^2}}} \quad (2.11)$$

ここで c は真空中の光速である。

2.3 解析結果

2.3.1 基本的マイクロストリップ線路

まず、基本的な構造の薄膜マイクロストリップ線路の解析結果を示す。対象とするモデルをモデル1と呼ぶことにし、その解析モデルを図2.2(a)に示す。

$W = 5\mu\text{m}$, $H = 3\mu\text{m}$ の場合について本手法によって解析を行い、線路定数を求め、他文献の実験値、ならびに近似式から求めた計算値と比較する。また導体を厚みなしの完全導体とした場合との違いを示す。

解析モデルの断面内にとった分割ステップ数を図2.2(b)に示す。ここで伝搬方向の分割幅は一様に $4\mu\text{m}$ とした。分割にあたり、導体の端付近では離散間隔を小さくして導体の端の効果をとらえられるようにすると同時に、導体部分における離散間隔を表皮厚さより十分小さくすることで、導体損をより厳密に出せるように工夫を行った^[63]。

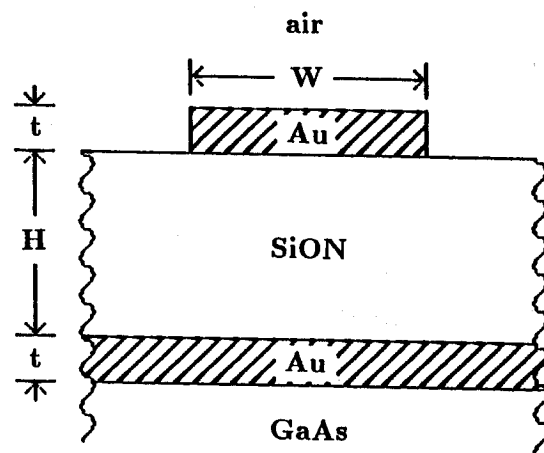
線路の対称性により、線路の中央の面に磁気壁を置き、1/2モデルについて解析を行った。ここでは、GaAsの比誘電率を12.9、SiONの比誘電率を5.0、Auの導体厚 $t = 1.0\mu\text{m}$ 、導電率 $\sigma = 4.167 \times 10^7 (\text{S/m})$ とし、解析領域端にはMurの1次の吸収境界条件^[64]を用いた。また、励振波形としてガウシアンパルスを用い、導体間での電界 E_x の積分により電圧 $V(z, t)$ を、ストリップ導体表面に沿う磁界の周回積分により電流 $I(z, t)$ を定義し、これらのフーリエ変換 $V(z, \omega)$, $I(z, \omega)$ から、次式により線路の特性インピーダンス Z_0 と伝搬定数 γ を計算した。

$$Z_0(\omega) = \frac{V(z, \omega)}{I(z, \omega)} \quad (2.12)$$

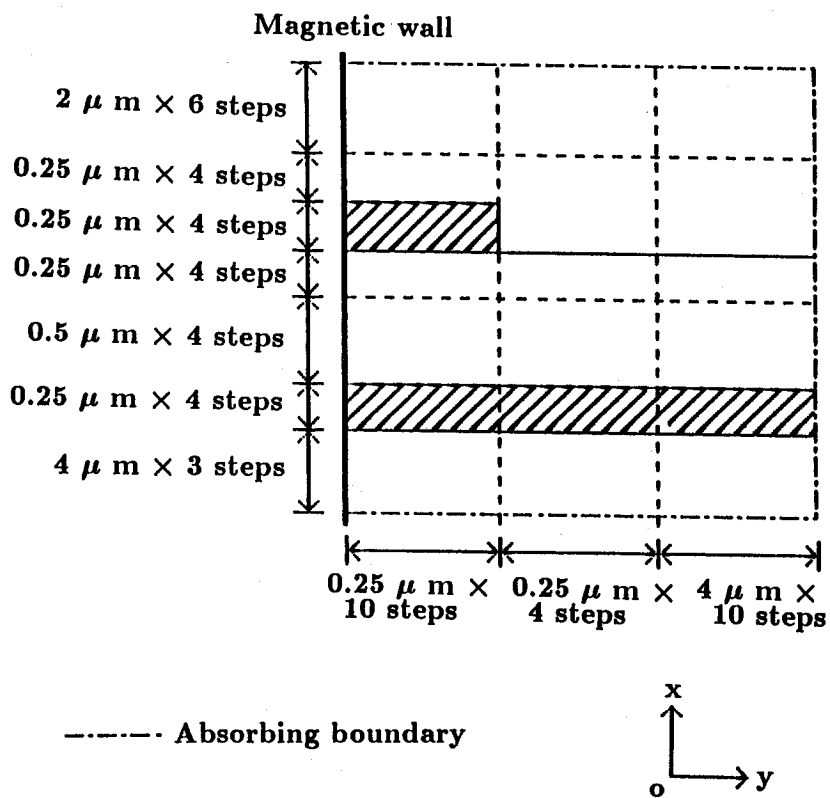
$$\exp(-\gamma(\omega)l) = \frac{V(z+l, \omega)}{V(z, \omega)} \quad (2.13)$$

ここで、 l は2つの観測点間の距離である。

減衰量 α 、実効比誘電率 ϵ_{reff} および特性インピーダンス Z_0 の周波数特性をそれぞれ図2.3(a), (b), (c)に示す。

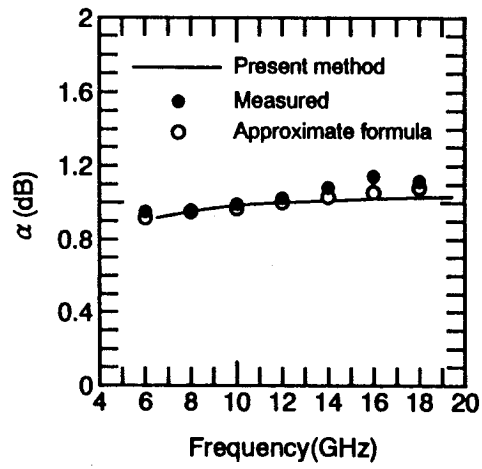


(a)

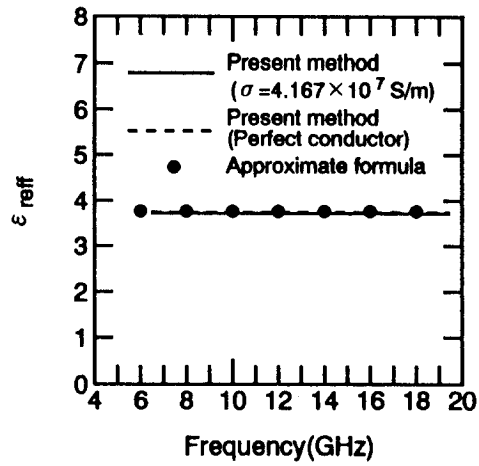


(b)

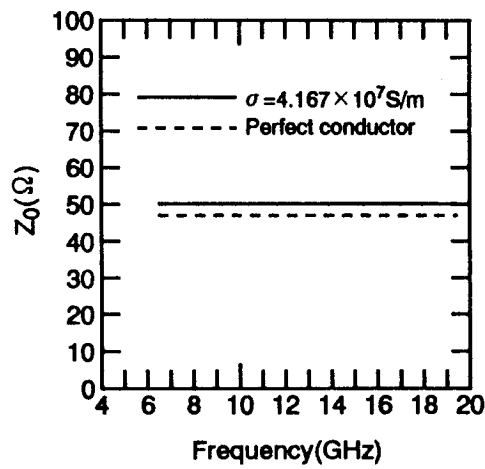
図 2.2 基本的マイクロストリップ線路



(a)



(b)



(c)

図 2.3 モデル 1 の線路定数

((a) 減衰量 ($L=1.5\text{mm}$) (b) 実効比誘電率 (c) 特性インピーダンス)

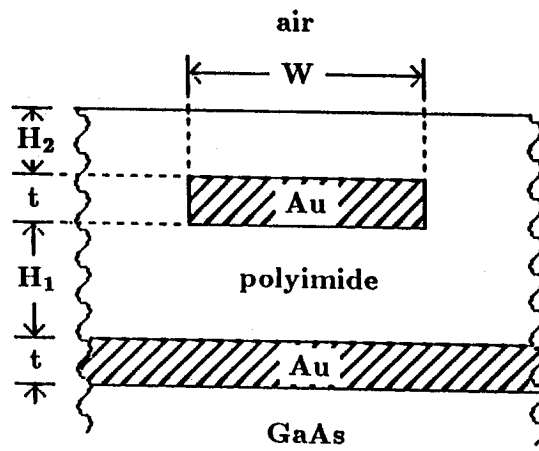
図 2.3(a) において実線は本解析結果であり、黒丸、白丸は、それぞれ文献 [5] における実験値ならびに近似式から求めた計算値である。ただし線路長 $L=1.5\text{mm}$ とした。この図において、14GHz 以上で解析結果と実験値で差異がみられるが、これは 14GHz で表皮厚さが $0.659\mu\text{m}$ となり、それ以上の周波数では、導体の分割幅が $0.25\mu\text{m}$ では不十分になるためと考えられる。また導体を厚みなし完全導体とした場合、減衰量はほぼ零となった。このモデルでは H/λ_0 (λ_0 : 自由空間波長) が、例えば 10GHz で 1.0×10^{-4} と非常に小さいため、放射損はほとんどないものと考えられる^[65]。更に誘電損を考慮した場合でも、それを無視した場合とほとんど差異はみられなかった。これらのことより、全損失のほとんどが導体損であると考えられる。

図 2.3(b) において、実線、破線はそれぞれ導体損を考慮した場合、および厚みなし完全導体とした場合の解析結果であり、黒丸は文献 [66] における近似式から求めた計算値である。近似式の値は完全導体近似した場合とよく一致しており、導体損を考慮した場合はそれに比べて実効比誘電率がわずかに小さくなる。

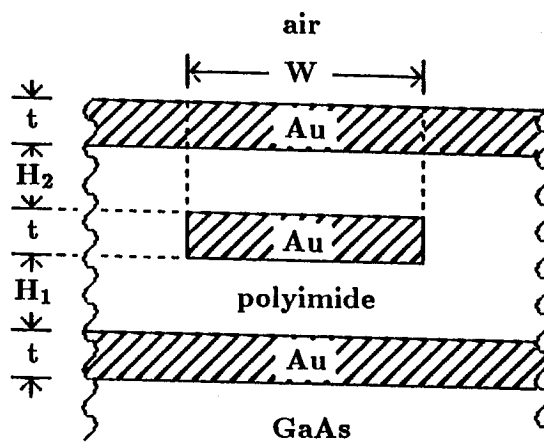
図 2.3(c) において、実線、破線はそれぞれ導体損を考慮した場合、および厚みなし完全導体とした場合の解析結果である。文献 [5] に示されているこの線路の特性インピーダンスは 50Ω であり、導体損を考慮した場合とよく一致している。また厚みなし完全導体とした場合は、それに比べて特性インピーダンスが約 6 パーセント低くなっている。

2.3.2 積層構造マイクロストリップ線路

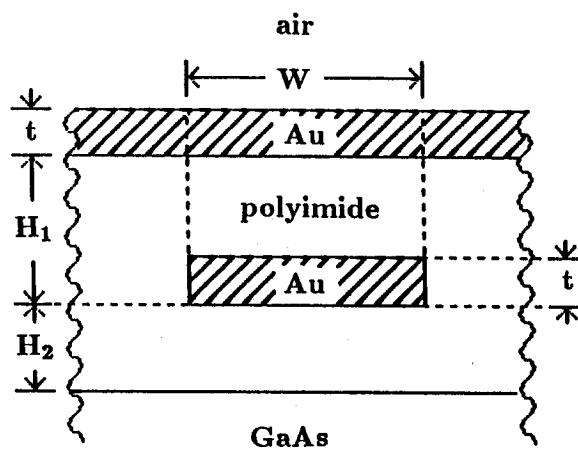
前節において、基本的マイクロストリップ線路 (モデル 1) に対し損失を含む形で定式化した差分時間領域法を適用し、その妥当性が明らかとなったので、積層化を考慮したいくつかの線路について解析を行う。解析にあたっては周波数および線路幅を一定とし、ストリッパー接地導体間の間隔をパラメータとして、実効比誘電率ならびに特性インピーダンスを求める。線路構造を図 2.4(a), (b), (c) に示す。ここで polyimide の比誘電率を 3.3 とした。図 2.4(a) はストリップ導体上に誘電体を積層したもの (モデル 2)、同図 (b) はモデル 2 の誘電体上に接地導体を置き



(a) Model 2



(b) Model 3



(c) Model 4

図 2.4 積層構造マイクロストリップ線路

て遮断構造としたもの(モデル3)である。また、同図(c)は誘電体中にストリップ導体を置き、上側に接地導体を配置した線路(モデル4)で、モデル3と同様に電磁干渉の影響の除去をねらいとした構造のものである。

(i) モデル1, 2, 3

ストリップ幅 W を一定 ($W = 20\mu\text{m}$) として、 H_1 を変化させた場合 (ただし、 $H_1 + H_2 = 10\mu\text{m}$ 、モデル1については $H_1 = H$ とした。) についてモデル1, 2, 3における実効比誘電率 ϵ_{eff} と特性インピーダンス Z_0 の比較を図2.5(a), (b) に示す。ここで周波数は 10GHz とした。

図よりモデル1, 2では、 H_1 の増加とともに実効比誘電率は減少し、特性インピーダンスは増加しているが、モデル3では、実効比誘電率、特性インピーダンスの H_1 による変化は小さく、上下対称構造となる $H_1 = 4.5\mu\text{m}$ で実効比誘電率は極小に、特性インピーダンスは極大になっている。

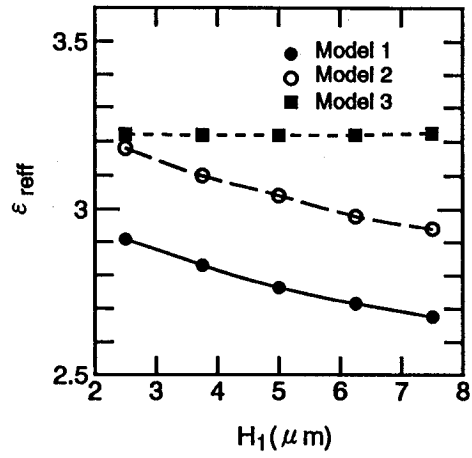
また、同一の H_1 で比較すると、モデル1, 2, 3の順に実効比誘電率は大きくなり、特性インピーダンスは小さくなっている。更に、モデル3をモデル2の誘電体上に導体をのせた構造だと考えると、 H_1 が大きな場合の方が導体をのせた効果が大きくなるため、モデル2と3の線路定数の差が大きくなる。

$W = 20\mu\text{m}$ 、 $H_1 = 7.5\mu\text{m}$ 、 $H_2 = 2.5\mu\text{m}$ とした場合についてモデル1, 2における電磁界分布の模様を図2.6に示す。

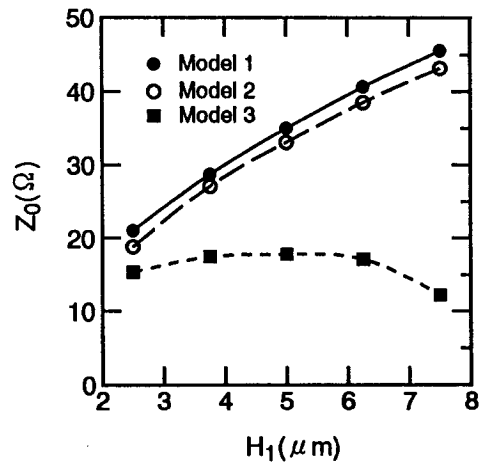
図2.6(a), (b)は、 E_x の x 方向分布を示しており、ストリップ導体の上部において、モデル1と2で顕著な差がみられる。また同図(b)より明らかなようにストリップ導体の端においては、ストリップ導体付近で E_x が急激に変化している。同図(c)は、 H_y の y 方向分布を示したもので、ストリップ導体の端に強く電流が集中することを表している。

次に、 $W = 20\mu\text{m}$ 、 $H_1 = 5\mu\text{m}$ 、 $H_2 = 4\mu\text{m}$ とした場合について、モデル3の電磁界分布および xy 平面における電界分布、 z 方向にみたポインティング電力 S_z の分布をそれぞれ図2.7および図2.8に示す。なお、差分時間領域法においては、各離散化点に一つの電磁界成分しか配置されていないので、ポインティング電力 S_z を求める際には補間を用いて、その点の電磁界成分を求めた。

図2.7(a)は、 E_x の x 方向分布を示しており、ストリップ導体と上下両導体から



(a)



(b)

図 2.5 モデル 1, 2, 3 における線路定数の比較
((a) 実効比誘電率 (b) 特性インピーダンス)

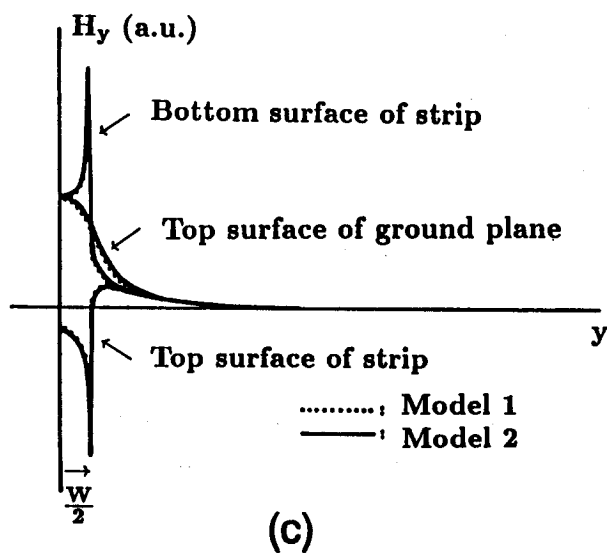
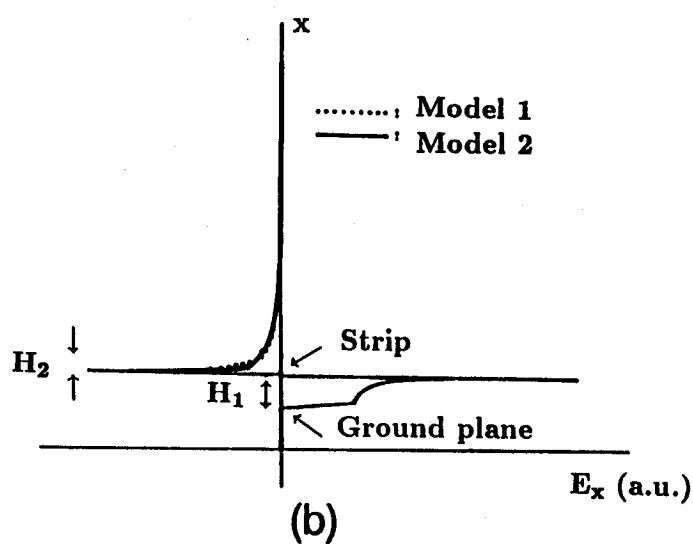
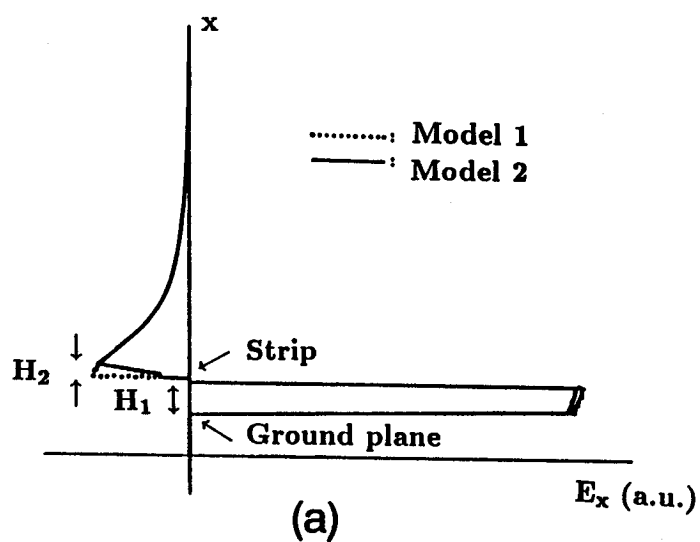


図 2.6 モデル 1, 2 における電磁界分布の比較 ((a) 電界分布 (ストリップ導体中央) (b) 電界分布 (ストリップ導体の端) (c) 磁界分布)

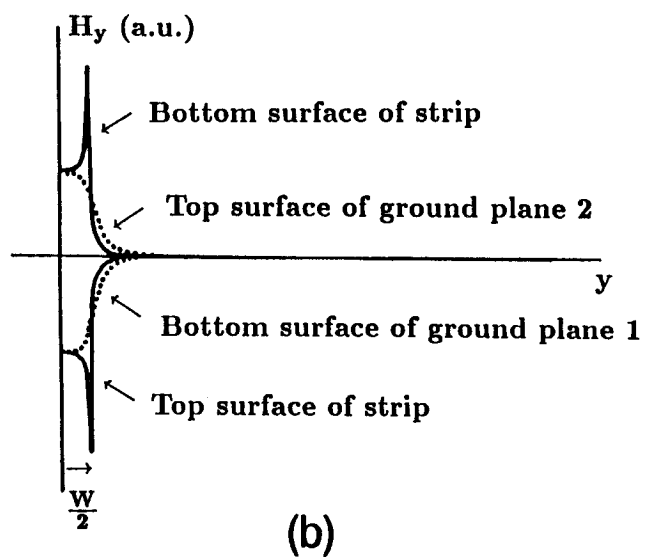
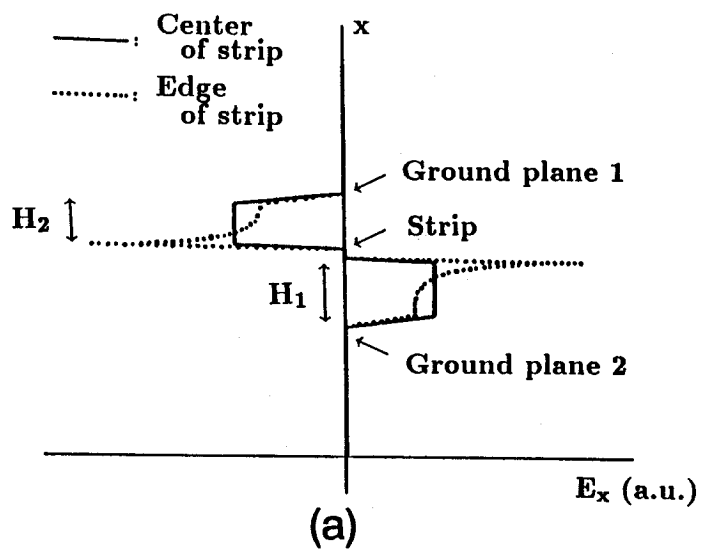
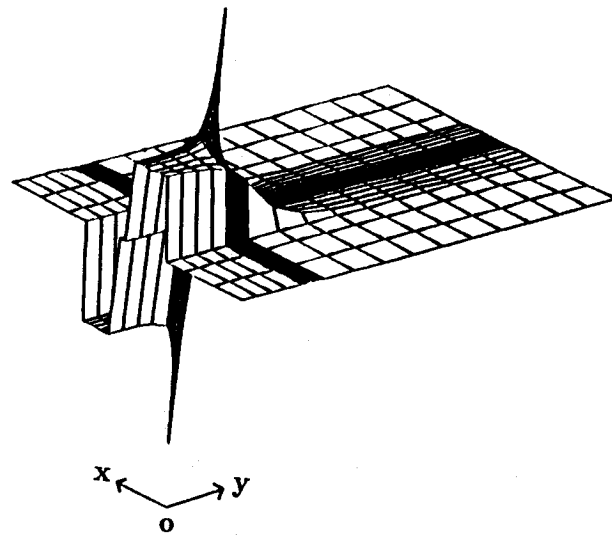
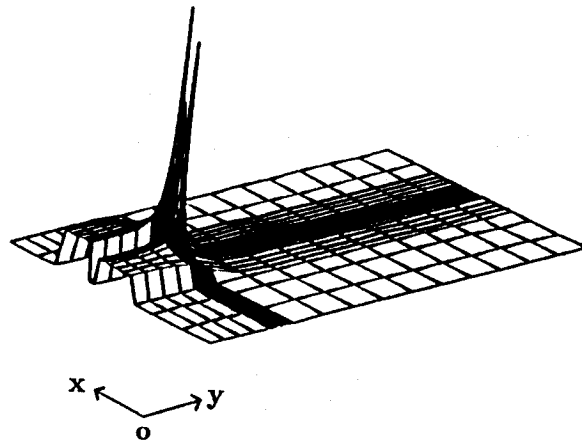


図 2.7 モデル 3 における電磁界分布
 ((a) 電界分布 (b) 磁界分布)

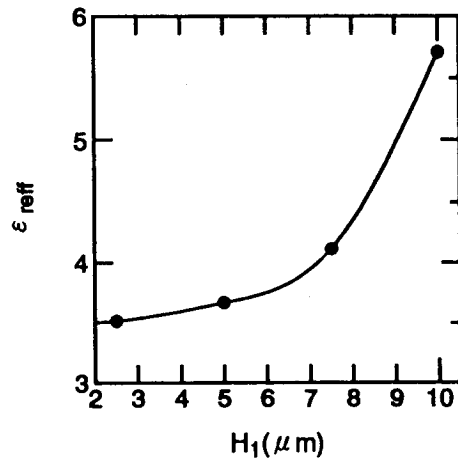


(a)

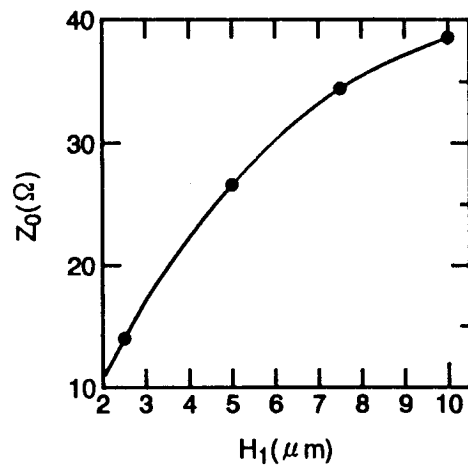


(b)

図 2.8 モデル 3 における電界分布と電力分布
((a) 電界分布 (b) 電力分布)



(a)



(b)

図 2.9 モデル 4 における線路定数
((a) 実効比誘電率 (b) 特性インピーダンス)

なる線路が構成され、ストリップ導体の上下で振幅が逆転している。同図 (b) は、 H_y の y 方向分布を示しており、このモデルの場合にもストリップ導体の端部に電流が大きく集中していることがわかる。

図 2.8(a) は、 xy 平面における E_x 分布、同図 (b) は xy 平面におけるポインティング電力 S_z の分布を示している。

このように差分時間領域法は、電磁界分布を簡単に求めることができるので、隣接する線路間の影響などを視覚的にとらえるのに適していると考えられる。

(ii) モデル 4

ストリップ幅 W を一定 ($W = 20\mu\text{m}$) として、 H_1 を変化させた場合 (ただし $H_1 + H_2 = 10\mu\text{m}$) について、モデル 4 における実効比誘電率 ϵ_{reff} と特性インピーダンス Z_0 を図 2.9(a), (b) に示す。ここで、周波数は 10GHz とした。図より、 H_1 の増加とともに実効比誘電率および特性インピーダンスは共に増加している。これは、通常のマイクロストリップ線路と同様に H_1 が大きくなるにしたがって特性インピーダンスは大きくなるのに対し、 H_1 が大きくなるとストリップ導体が高誘電率の GaAs 層に近づくため、実効比誘電率も大きくなると考えられる。

2.4 結言

本章では、差分時間領域法を用いて、回路の小型化に伴い無視できなくなる導体厚を考慮にいれ、更に損失を含めた定式化を行ったうえで、薄膜マイクロストリップ線路について解析を行った。

まず、基本的な構造の薄膜マイクロストリップ線路について、減衰量、実効比誘電率、ならびに特性インピーダンスを求め、他文献の実験値ならびに近似式から求めた計算値と比較するとともに、導体を厚みなしの完全導体とした場合との違いを示した。次に、いくつかの形状の薄膜マイクロストリップ線路について解析を行い、線路定数の周波数特性、ならびに電磁界分布、ポインティング電力分布を求め、その特性を明らかにした。

第 3 章

任意座標系に適用できる差分時間領域法を用いたマイクロストリップ線路立体交差部のクロストーク解析

3.1 序言

多層化モノリシックマイクロ波集積回路を用いることによって回路の積層化が可能であり、回路サイズをより小形化できることが示されているが^{[50]–[52]}、回路の積層化に伴って上下線路間のクロストークを定量的に評価することが重要になってくる。従来、マイクロストリップ線路の立体交差部に関する解析のほとんどは、直角交差に関して行われており^{[53]、[54]}、交差角依存性について解析された例は少ない^[55]。そこで本章では、任意座標系に対して適用できる差分時間領域法^{[56]–[58]}を用い、回路の積層化に伴って生じるマイクロストリップ線路の立体交差部における 2 線路間のクロストークを交差角も考慮に入れて解析する^{[48]、[49]}。

まず、単一のマイクロストリップ線路における本解析結果が、メッシュの形状に依存しないことを確認するとともに、任意角マイクロストリップ線路曲がり部について、本解析結果が他文献の結果と一致することを示す。次にマイクロストリップ線路の任意角立体交差部について解析を行い、S パラメータの規格化周波数特性、交差角依存性、ならびに線路間距離依存性を明らかにする。

3.2 任意座標系に適用できる差分時間領域法による定式化

任意の座標系 (u_1, u_2, u_3) と直角座標系 (x_1, x_2, x_3) の間に

$$g_{ij} = \sum_k \frac{\partial x^k}{\partial u^i} \frac{\partial x^k}{\partial u^j} \quad (3.1)$$

を定義し, g_{ij} を各成分とする行列の行列式を $|g_{ij}|$, 逆行列の各成分を g^{ij} とすると, マクスウェル方程式は, 次のようになる. (ここで, 上付き文字を反変成分, 下付き文字を共変成分と呼ぶ.)

$$-\mu \frac{\partial H^1}{\partial t} = \sqrt{\frac{g_{11}}{|g_{ij}|}} \left(\frac{\partial(E_3/\sqrt{g^{33}})}{\partial u^2} - \frac{\partial(E_2/\sqrt{g^{22}})}{\partial u^3} \right) \quad (3.2)$$

$$-\mu \frac{\partial H^2}{\partial t} = \sqrt{\frac{g_{22}}{|g_{ij}|}} \left(\frac{\partial(E_1/\sqrt{g^{11}})}{\partial u^3} - \frac{\partial(E_3/\sqrt{g^{33}})}{\partial u^1} \right) \quad (3.3)$$

$$-\mu \frac{\partial H^3}{\partial t} = \sqrt{\frac{g_{33}}{|g_{ij}|}} \left(\frac{\partial(E_2/\sqrt{g^{22}})}{\partial u^1} - \frac{\partial(E_1/\sqrt{g^{11}})}{\partial u^2} \right) \quad (3.4)$$

$$\epsilon \frac{\partial E^1}{\partial t} = \sqrt{\frac{g_{11}}{|g_{ij}|}} \left(\frac{\partial(H_3/\sqrt{g^{33}})}{\partial u^2} - \frac{\partial(H_2/\sqrt{g^{22}})}{\partial u^3} \right) \quad (3.5)$$

$$\epsilon \frac{\partial E^2}{\partial t} = \sqrt{\frac{g_{22}}{|g_{ij}|}} \left(\frac{\partial(H_1/\sqrt{g^{11}})}{\partial u^3} - \frac{\partial(H_3/\sqrt{g^{33}})}{\partial u^1} \right) \quad (3.6)$$

$$\epsilon \frac{\partial E^3}{\partial t} = \sqrt{\frac{g_{33}}{|g_{ij}|}} \left(\frac{\partial(H_2/\sqrt{g^{22}})}{\partial u^1} - \frac{\partial(H_1/\sqrt{g^{11}})}{\partial u^2} \right) \quad (3.7)$$

上式を差分化する上での節点配置図を図 3.1 に示す.

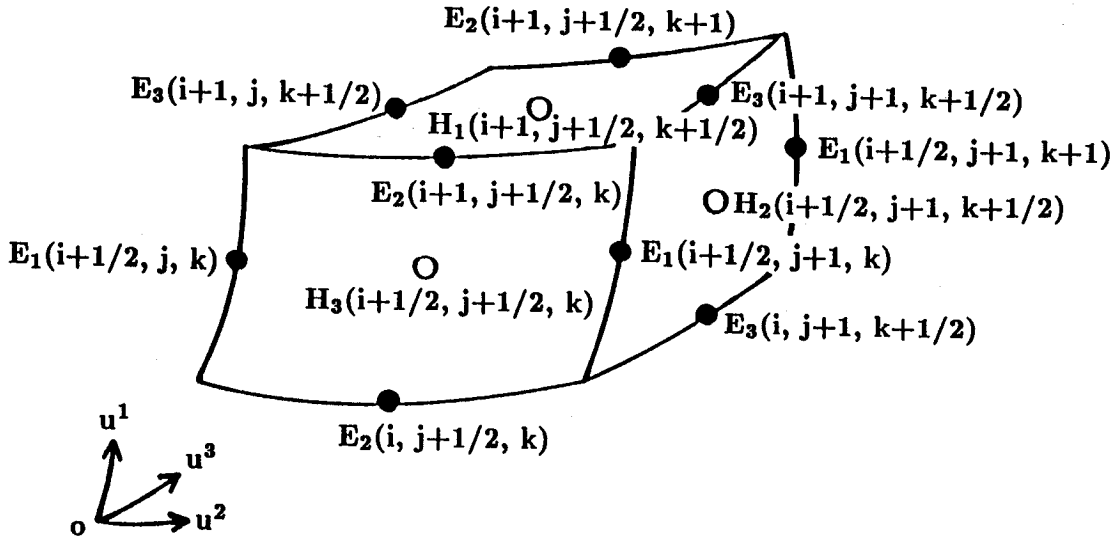


図 3.1 各電磁界成分の離散化点の配置

例えば, 式 (3.2) を差分化することにより次式を得る.

$$\begin{aligned}
 & H^1(i, j+1/2, k+1/2)^{n+1/2} \\
 &= H^1(i, j+1/2, k+1/2)^n \\
 & - \frac{\Delta t}{\mu} \sqrt{\frac{g_{11}}{|g_{ij}|}} (i, j+1/2, k+1/2) \Big|_{H_1} \\
 & \cdot \left(\frac{(E_3/\sqrt{g^{33}})(i, j+1, k+1/2)^n - (E_3/\sqrt{g^{33}})(i, j, k+1/2)^n}{\Delta u^2} \Big|_{E_3} \right. \\
 & \left. - \frac{(E_2/\sqrt{g^{22}})(i, j+1/2, k+1)^n - (E_2/\sqrt{g^{22}})(i, j+1/2, k)^n}{\Delta u^3} \Big|_{E_2} \right) \quad (3.8)
 \end{aligned}$$

ここで, Δu^i , Δt はそれぞれ空間, 時間離散間隔を示し, $|_{E_i}$, $|_{H_i}$ はそれぞれ E_i , H_i 節点における g^{ii} を用いることを示す. また, $H^1(i, j, k)^n$ は時刻 n , 座標 (i, j, k) における磁界の u_1 成分 (ただし, u_1 は u^2 と u^3 に垂直な方向) を示す. 他の成分に

関しても同様に求められる。

また，式 (3.10) の G_{ij} を用いて，例えば $H_1(i, j, k)^n$ は， H^1, H^2, H^3 を用いて次のようにして求められる。

$$\begin{aligned}
& H_1(i, j + 1/2, k + 1/2)^n \\
&= G_{11}(i, j + 1/2, k + 1/2)|_{H_1} \cdot H^1(i, j + 1/2, k + 1/2)^n \\
&+ G_{12}(i, j + 1/2, k + 1/2)|_{H_1} \cdot (H^2(i + 1/2, j, k + 1/2)^n \\
&+ H^2(i + 1/2, j + 1, k + 1/2)^n \\
&+ H^2(i - 1/2, j, k + 1/2)^n \\
&+ H^2(i - 1/2, j + 1, k + 1/2)^n) / 4 \\
&+ G_{13}(i, j + 1/2, k + 1/2)|_{H_1} \cdot (H^3(i + 1/2, j + 1/2, k)^n \\
&+ H^3(i + 1/2, j + 1/2, k + 1)^n \\
&+ H^3(i - 1/2, j + 1/2, k)^n \\
&+ H^3(i - 1/2, j + 1/2, k + 1)^n) / 4
\end{aligned} \tag{3.9}$$

$$G_{ij} = \sqrt{\frac{g^{ii}}{g^{jj}}} g_{ij} \tag{3.10}$$

他の成分に関しても同様である。

このようにして，反変成分，共変成分を交互に逐次計算していく。また，解析の安定性から，空間および時間離散間隔は，次の条件を満たさなければならない^[57]。

$$c\Delta t \leq \frac{1}{\sqrt{\sum_{i,j} |g^{ij}| \frac{1}{\Delta u^i} \frac{1}{\Delta u^j}}} \quad (3.11)$$

ここで c は真空中の光速である.

本解析で用いた座標系およびメッシュ図を図 3.2 に示す.

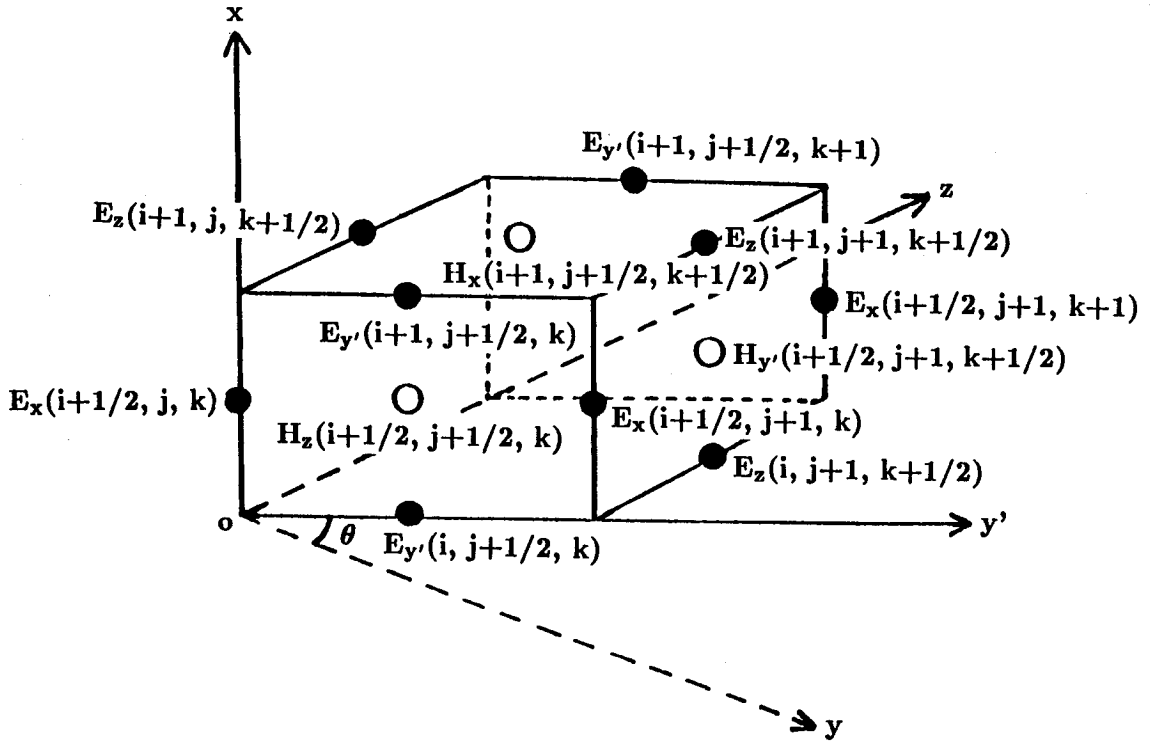


図 3.2 解析に用いる座標系および節点配置図

ここで, (x, y, z) は直角座標系であり, 本解析においては, y' 軸のみが y 軸と角度 θ をなす (x, y', z) 座標系を用いる. このような座標系を用いた場合, g_{ij} は次のようになる.

$$g_{11} = g_{22} = g_{33} = 1,$$

$$g_{12} = g_{21} = g_{13} = g_{31} = 0,$$

$$g_{23} = g_{32} = \sin\theta \quad (3.12)$$

3.3 解析結果

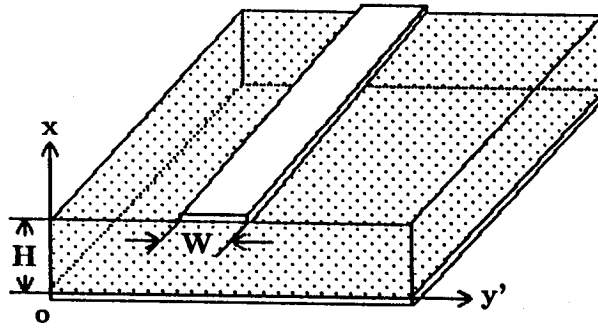
3.3.1 マイクロストリップ線路および任意角マイクロストリップ線路曲がり部の解析

マイクロストリップ線路立体交差部の解析にあたり、まず単一のマイクロストリップ線路について、線路定数の周波数特性が使用するメッシュの形状に依存しないことを確認する。

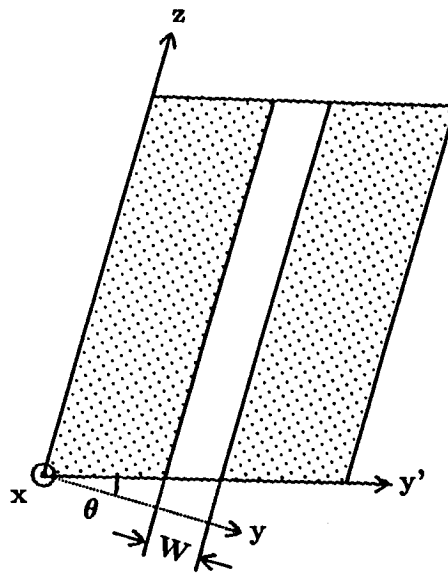
解析モデルを図 3.3 に示す。ここで、導体は厚さ零の完全導体とし、誘電体の比誘電率は 3.3, $W : H = 2 : 1$ とした。

$\theta = 0^\circ, 30^\circ, 60^\circ$ における実効比誘電率および特性インピーダンスの規格化周波数特性をそれぞれ図 3.4(a) および (b) に示す。これらの図より明らかなように両者とも、メッシュの形状によらずほぼ一致していることが分かる。また文献 [66], [67] の近似式から求めた実効比誘電率および特性インピーダンスの計算値はそれぞれ 2.62(ただし, $H/\lambda_0 = 1.0 \times 10^{-3}$ での値), 55.4Ω となり、両者とも本解析値と良く一致している。図 3.4(b) において、角度により特性インピーダンスに少し差異が生じているのは、伝搬方向に垂直な断面内における磁界の周回積分により電流を求める際、磁界節点が積分路上に完全には配置されていないため、補間を用いて電流を求めたことによると考えられる。

次に、図 3.5 に示すようなマイクロストリップ線路曲がり部について、本解析結果を他文献^[68]の結果と比較する。ここで、導体は厚さ零の完全導体とし、誘電体の比誘電率は 10.1, $W : H = 6.08 : 6.5$ とした。ポート番号を図のようにとり、ポート 1 より励振する。図 3.5 において、角度 θ は y 軸と y' 軸とのなす角を表し、直

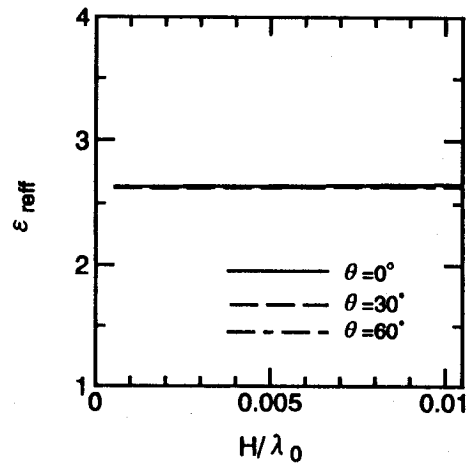


(a)

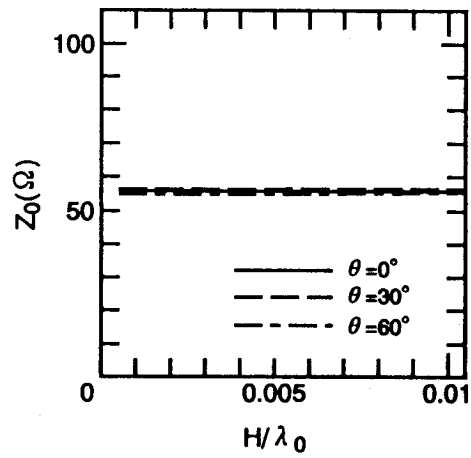


(b)

図 3.3 マイクロストリップ線路

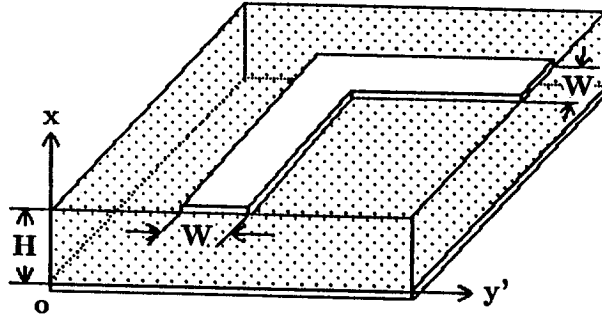


(a)

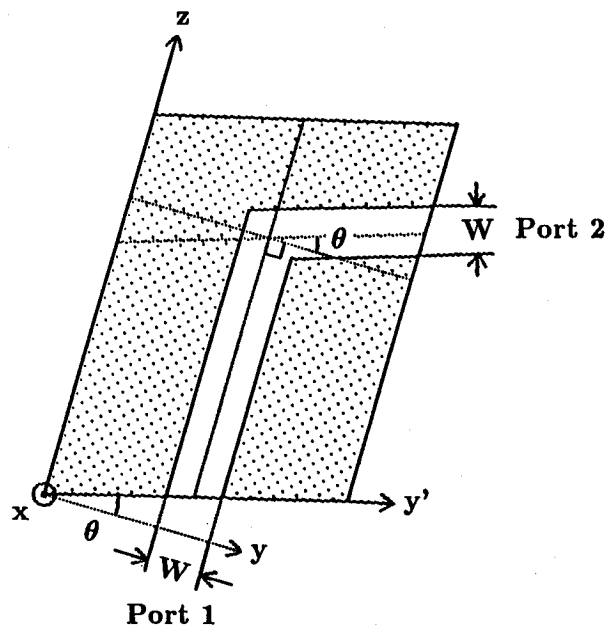


(b)

図 3.4 線路定数
((a) 実効比誘電率 (b) 特性インピーダンス)



(a)



(b)

図 3.5 マイクロストリップ線路曲がり部

角曲がりからのずれの角度に相当する。

$\theta = 10^\circ, 30^\circ, 50^\circ$ における $|S_{21}|, |S_{11}|$ の規格化周波数特性をそれぞれ図 3.6(a) および (b) に示す。これらの図より明らかなように、いずれの角度においても、本解析結果は文献 [68] の結果と良く一致している。

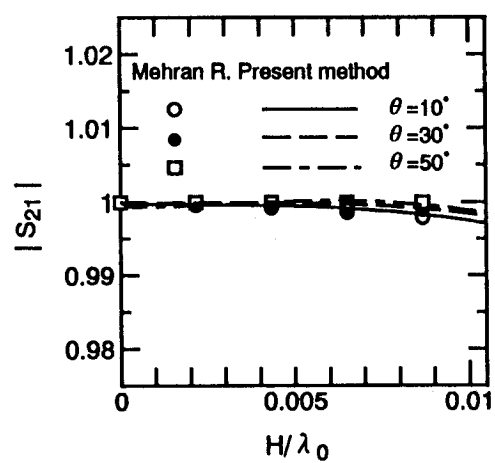
3.3.2 任意角立体交差線路の特性

対象とするマイクロストリップ交差線路の解析モデルを図 3.7 に示す。ここで、導体は厚さ零の完全導体とし、誘電体の比誘電率は 3.3 とした。また、 $W_1/H_1 = W_2/H_2 = 2$ とし、上部ストリップ線路と下部ストリップ線路の特性インピーダンスを等しくした。ポート番号を図のようにとり、ポート 1 より励振する。図 3.7 において、角度 θ は y 軸と y' 軸とのなす角を表し、直角交差からのずれの角度に相当する。

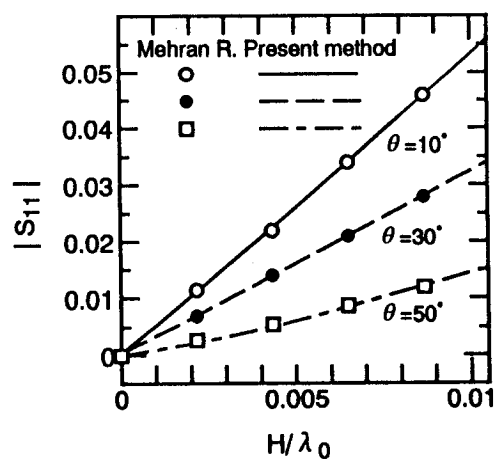
$\theta = 0^\circ$ および 45° における S パラメータの規格化周波数特性をそれぞれ図 3.8(a) および (b) に示す。ここで $H_2/H_1 = 2$ とした。図より、下部線路における反射ならびに上部線路への透過は周波数が低いほど少なく、また $\theta = 45^\circ$ では、ポート 3 への透過がポート 4 への透過より大きくなっている。即ち、 $\theta = 45^\circ$ の場合には結合に方向性が生ずる。

次に S パラメータの交差角依存性を図 3.9 に示す。ここで $H_2/H_1 = 2, H_1/\lambda_0 = 1.0 \times 10^{-3}$ とした。図より角度 θ が大きくなるにしたがって $|S_{31}|$ が大きくなり、 $|S_{41}|$ が小さくなることから分かる。これは、直角交差の場合には容量性の結合のみであるが、直角交差からのずれの角度 θ が大きくなるにしたがって、相互誘導性の結合が強くなるためであると考えられる^[69]。

次に $\theta = 0^\circ$ および 45° における S パラメータの線路間距離依存性をそれぞれ図 3.10(a) および (b) に示す。ここで $H_1/\lambda_0 = 1.0 \times 10^{-3}$ とした。図より線路間距離が大きくなるにしたがって $|S_{21}|$ が増加し、 $|S_{11}|$ は減少することが分かる。また、ここでは $W_1/H_1 = W_2/H_2$ としているので、線路間距離が大きくなると、それに伴って上部線路のストリップ幅が大きくなり交差結合部の対向面積も大きくなるため、 $|S_{31}|, |S_{41}|$ は H_2/H_1 に対してあまり変化しない。

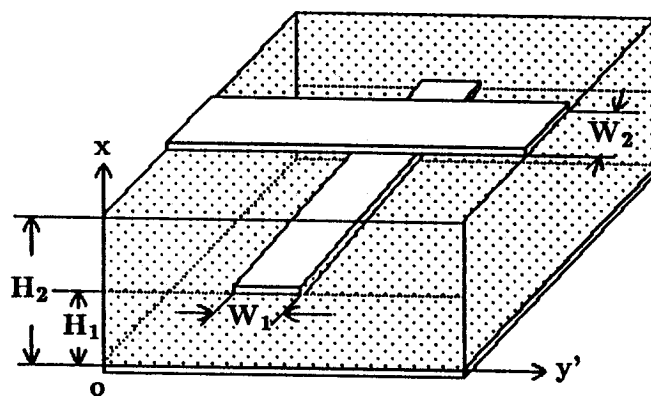


(a)

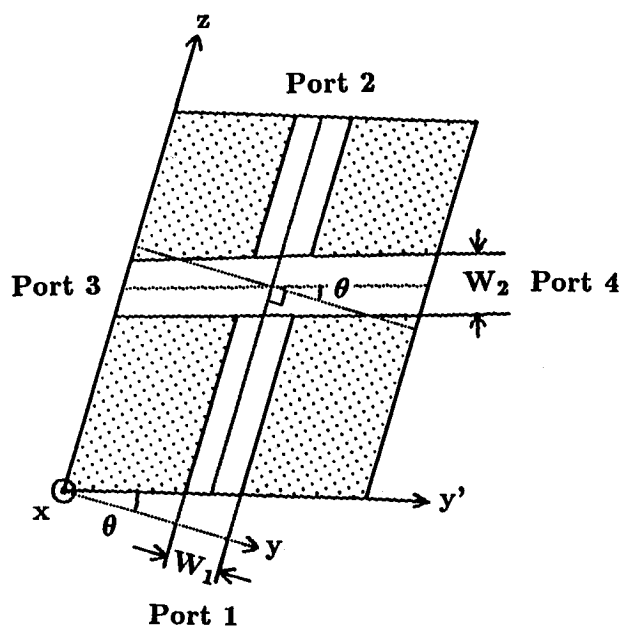


(b)

図 3.6 S パラメータ ((a) $|S_{21}|$ (b) $|S_{11}|$)

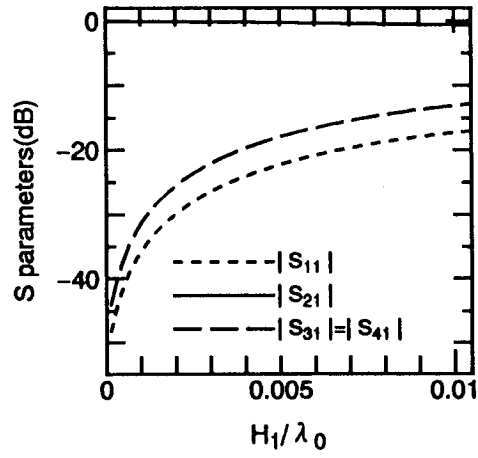


(a)

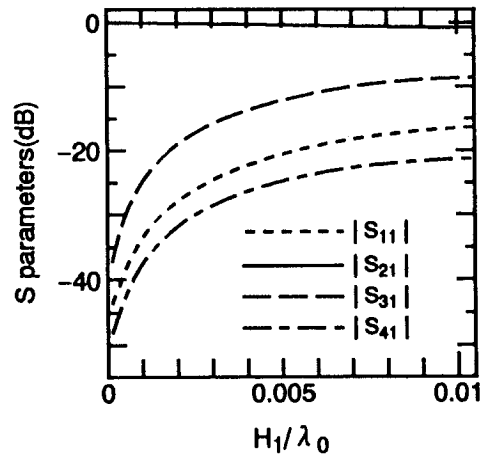


(b)

図 3.7 マイクロストリップ線路交差



(a)



(b)

図 3.8 S パラメータの規格化周波数特性
((a) $\theta = 0^\circ$ (b) $\theta = 45^\circ$)

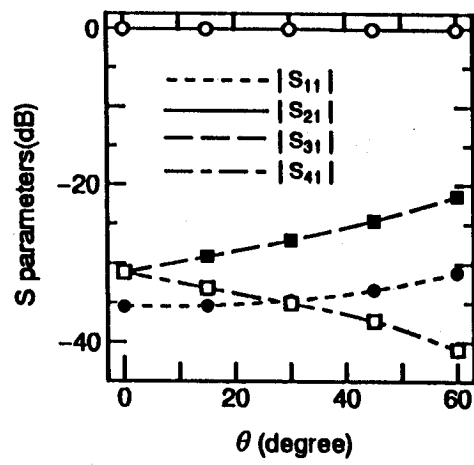
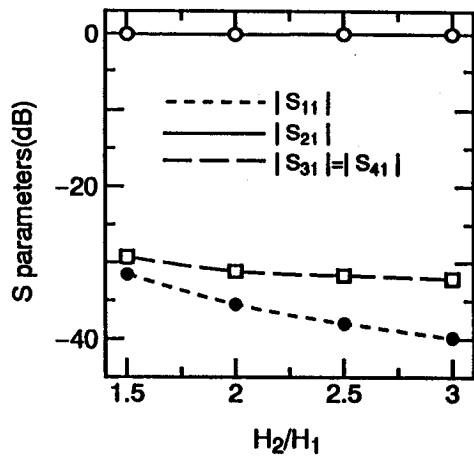
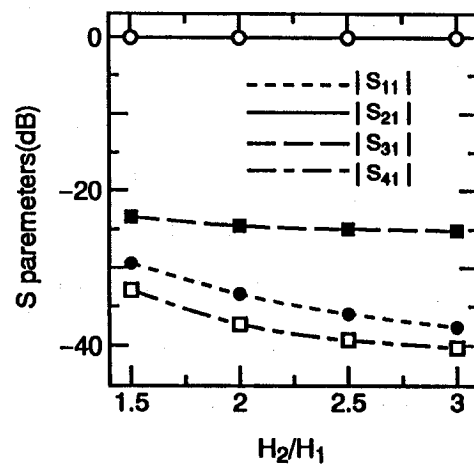


図 3.9 S パラメータの交差角依存性



(a)



(b)

図 3.10 S パラメータの線路間距離依存性
((a) $\theta = 0^\circ$ (b) $\theta = 45^\circ$)

3.3.3 観測点ならびに領域端の処理

励振波形としては、式 (3.13) に示すようなガウシアンパルスを用いた。

$$E_x(t) = \exp\left(-\frac{(t-t_0)^2}{T^2}\right) \quad (3.13)$$

ここで、 $T = 140\Delta t$, $t_0 = 350\Delta t$ とした。

吸収境界条件としては、解析領域端の面上にある全ての電磁界成分 (反変成分, 共変成分の両方) に対して、Mur の 1 次の吸収境界条件^[64]を用いた。また、可変分割を用いることで、ストリップ線路の横方向、ならびに天井方向については、界分布を考慮した上で、十分広く解析領域をとるとともに、伝搬方向については、領域端を観測点から十分遠く離して、領域端からの反射の影響を時間的に分離した。

また、本解析においては $H/\lambda_0 = 0.01$ 程度までの範囲を扱っているため、高次モードの周波数領域とは十分離れており、不連続部で生じるモード変換の影響はほとんどないものと考えられる。

3.4 結言

任意座標系に適用できる差分時間領域法を用いて、マイクロストリップ線路立体交差部のクロストークについて解析を行った。

まず、単一のマイクロストリップ線路について、本解析手法がメッシュの形状に依存しないことを確認するとともに、任意角マイクロストリップ線路曲がり部について、本解析結果が他文献の結果と一致することを示した。次に、回路の積層化に伴って重要性が増すことが予想されるマイクロストリップ線路立体交差部における 2 線路間のクロストークを交差角も考慮にいれて解析し、S パラメータの規格化周波数特性、交差角依存性ならびに線路間距離依存性を明らかにした。

第 4 章

円筒形マイクロストリップ線路の差分時間領域法による理論解析

4.1 序言

円筒形ストリップ線路および円筒形マイクロストリップ線路は、円筒形の形状を生かし、コンフォーマルアンテナの給電、同軸線路と平面線路との接続、インピーダンス変成器、バラン等の多くの応用が期待されており、数多くの研究がなされている[9]–[23]。

解析法としては、従来、準 TEM モデルを用いたラプラス方程式の数式解法[9]–[11]、変分法[12]、[13]、等角写像法[14]–[17]、スペクトル領域法[18]、[19]、グリーン関数を用いた積分方程式解法[20]、[21]、等角写像を用いた変分法[22]、ガレルキン法[23]等の方法が用いられてきたが、線路形状が伝搬方向に対して変化するモデルについてはまだ解析されていない。そのようなモデルを解析するために、本章においては、解析モデルの断面形状を考慮して、円柱座標系における差分式[61]、[62]を用いた差分時間領域法により解析を行う[59]、[60]。

まず、円筒形ストリップ線路および円筒形マイクロストリップ線路に対して、規格化特性インピーダンスを求め、他文献の結果と一致することを示す。次に、伝搬方向に形状が変化するモデルの一例として、同軸線路と円筒形マイクロストリップ線路を接続したモデルの S パラメータを求め、その反射・透過特性を明らかにする。

4.2 差分時間領域法による定式化

円柱座標系におけるマクスウェル方程式は次のように書ける．

$$-\mu \frac{\partial H_r}{\partial t} = \frac{1}{r} \frac{\partial E_z}{\partial \phi} - \frac{\partial E_\phi}{\partial z} \quad (4.1)$$

$$-\mu \frac{\partial H_\phi}{\partial t} = \frac{\partial E_r}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial r} \quad (4.2)$$

$$-\mu \frac{\partial H_z}{\partial t} = \frac{1}{r} \left(\frac{\partial}{\partial r} (r E_\phi) - \frac{\partial E_r}{\partial \phi} \right) \quad (4.3)$$

$$\varepsilon \frac{\partial E_r}{\partial t} = \frac{1}{r} \frac{\partial H_z}{\partial \phi} - \frac{\partial H_\phi}{\partial z} \quad (4.4)$$

$$\varepsilon \frac{\partial E_\phi}{\partial t} = \frac{\partial H_r}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial r} \quad (4.5)$$

$$\varepsilon \frac{\partial E_z}{\partial t} = \frac{1}{r} \left(\frac{\partial}{\partial r} (r H_\phi) - \frac{\partial H_r}{\partial \phi} \right) \quad (4.6)$$

各電磁界成分が定義される空間上の点を図 4.1 のように配置することによって，差分化を行う．例えば，式 (4.1) の差分式は式 (4.7) のようになり，他の式についても同様である．

$$\begin{aligned} & H_r^{n+1/2}(i, j+1/2, k+1/2) \\ &= H_r^{n-1/2}(i, j+1/2, k+1/2) \\ &\quad - \frac{\Delta t}{\mu r(i, j+1/2, k+1/2) \Delta \phi} \\ &\quad \cdot \left(\frac{E_z^n(i, j+1, k+1/2) - E_z^n(i, j, k+1/2)}{\Delta y} \right. \\ &\quad \left. - \frac{E_\phi^n(i, j+1/2, k+1) - E_\phi^n(i, j+1/2, k)}{\Delta z} \right) \end{aligned} \quad (4.7)$$

ここで, $E_r^n(l, m, n)$ は n 時刻における空間座標 (l, m, n) での E_r 成分を意味し, 他も同様である. また, $\Delta r, \Delta \phi, \Delta z$ はそれぞれ r, ϕ, z 方向における空間的離散間隔を示し, Δt は時間的離散間隔を示す.

式 (4.7) はある時刻の磁界がその 1 離散時間前の磁界と半離散時間前の電界によって求められることを示しており, 他の成分についても同様である.

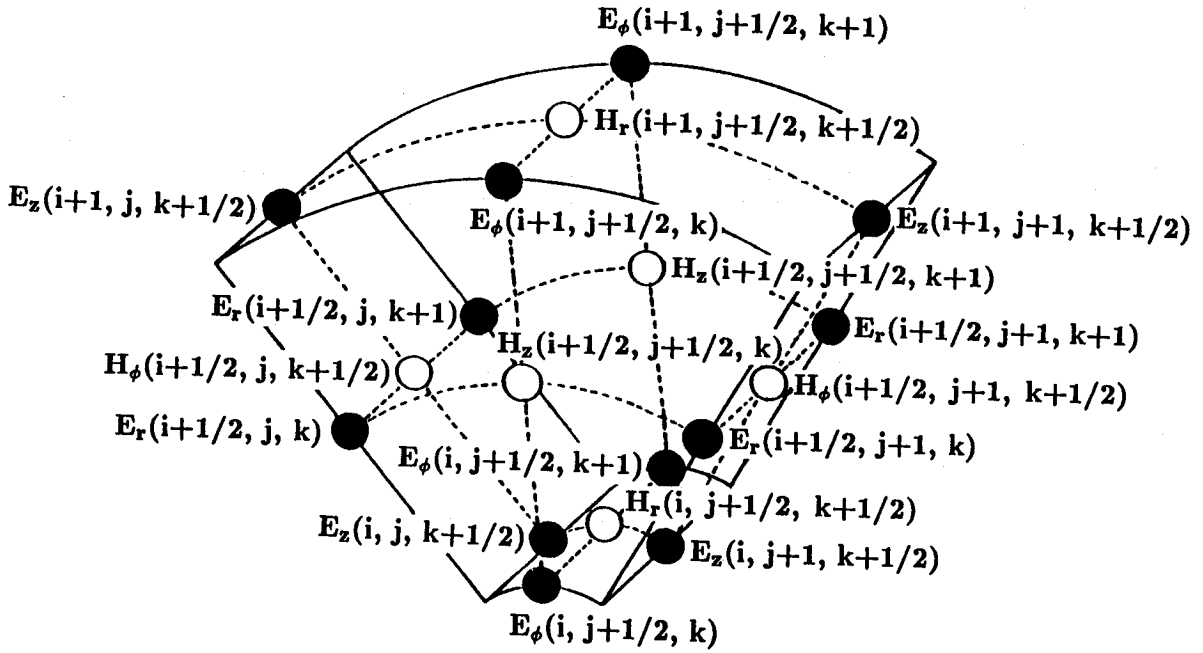


図 4.1 各電磁界成分の離散化点の配置

また, 解析の安定性から, 空間および時間離散間隔は次の Courant の式を満足することが要請される.

$$c\Delta t \leq \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{(\min(\Delta r))^2} + \frac{1}{(\min(r\Delta\phi))^2} + \frac{1}{(\min(\Delta z))^2}}} \quad (4.8)$$

ここで c は真空中の光速である.

4.3 解析結果

4.3.1 円筒形ストリップ線路および円筒形マイクロストリップ線路の解析

円筒形ストリップ線路および円筒形マイクロストリップ線路の解析モデルを図 4.2 に示す. ここで, 変数 α, a, b, c を図のように定義する.

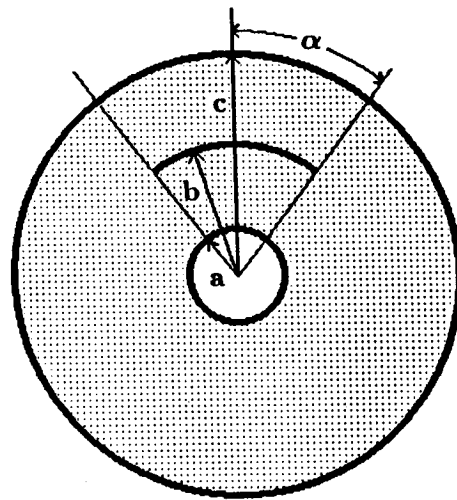
円筒形ストリップ線路および円筒形マイクロストリップ線路の規格化特性インピーダンスの解析結果を他文献の値^{[11], [14]}と比較する. ここで, $b/a = 1.4, c/a = 2.0, \epsilon_r = 2.2, a/\lambda_0 = 1.0 \times 10^{-2}$ とした. 図 4.3 において黒丸は本解析結果, 白丸は他文献の値を示す. 円筒形ストリップ線路および円筒形マイクロストリップ線路のいずれの場合においても, 本解析結果は他文献の結果と良く一致している. また, 図 4.3(b) において $\alpha = 180^\circ$ (同軸線路) の場合, 本解析結果は理論値と良く一致している.

4.3.2 同軸線路と円筒形マイクロストリップ線路を接続したモデルの解析

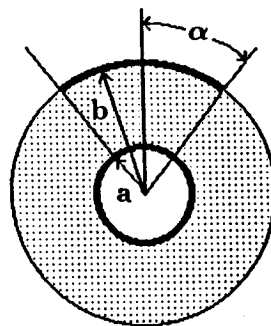
伝搬方向に形状が変化するモデルの一例として, 図 4.4 に示されるような同軸線路と円筒形マイクロストリップ線路を接続したモデルの解析を行う.

$\alpha = 60^\circ, 90^\circ, 120^\circ, 150^\circ$ の場合における S パラメータの規格化周波数特性を図 4.5(a) に示す. ここで, $b/a = 1.4, \epsilon_r = 2.2$ とした. 図より, α が小さくなるにしたがって, 同軸線路と円筒形マイクロストリップ線路の特性インピーダンスの差が大きくなるために反射が大きくなっている.

次に, $b/a = 1.2, 1.4, 1.6, 1.8, 2.0$ の場合における S パラメータの規格化周波数特性を図 4.5(b) に示す. ここで, $\alpha = 90^\circ, \epsilon_r = 2.2$ とした. 図より, b/a が大きくなるにしたがって, 反射, 透過がともに小さくなっているが, これは, b/a が大き

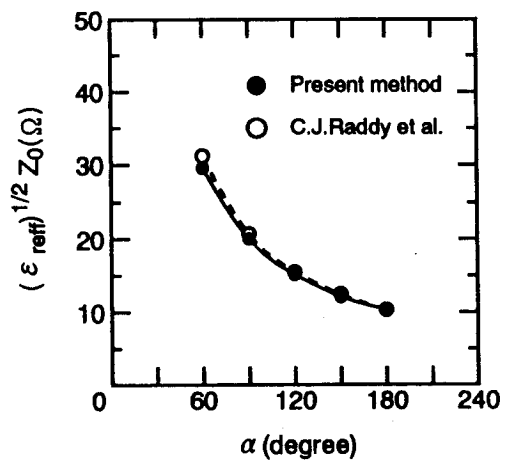


(a)

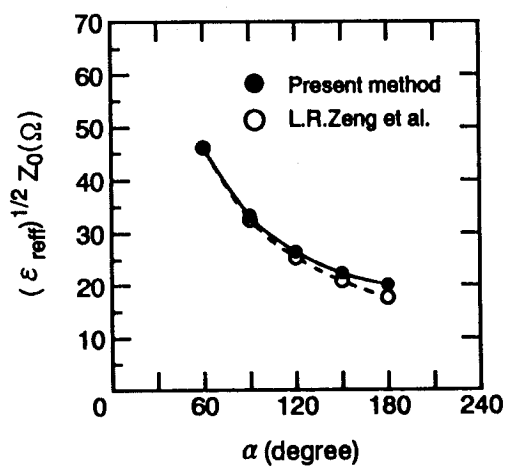


(b)

図 4.2 解析モデル
((a) 円筒形ストリップ線路 (b) 円筒形マイクロストリップ線路)

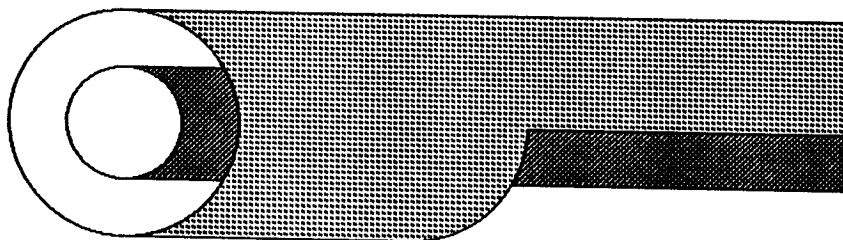


(a)



(b)

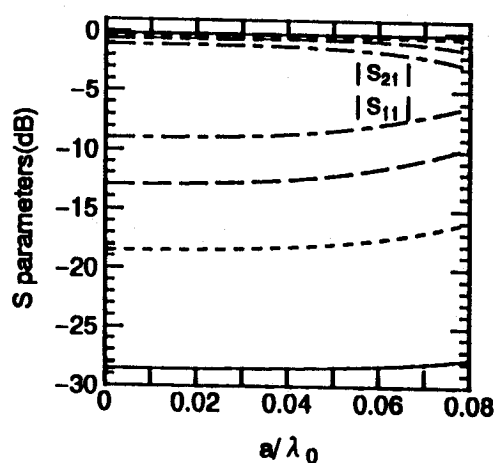
図 4.3 規格化特性インピーダンス
((a) 円筒形ストリップ線路 (b) 円筒形マイクロストリップ線路)



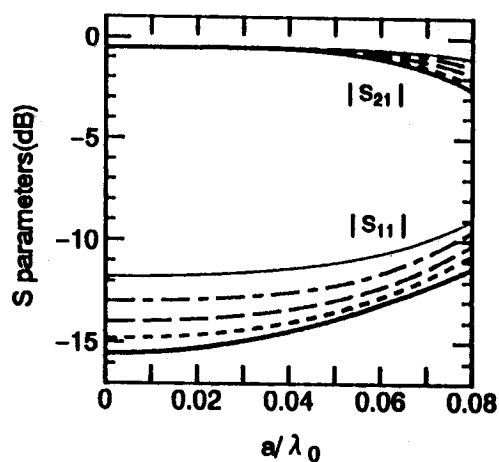
Port 1 coaxial transmission line

Port 2 cylindrical microstrip line

図 4.4 同軸線路と円筒形マイクロストリップ線路を接続したモデル

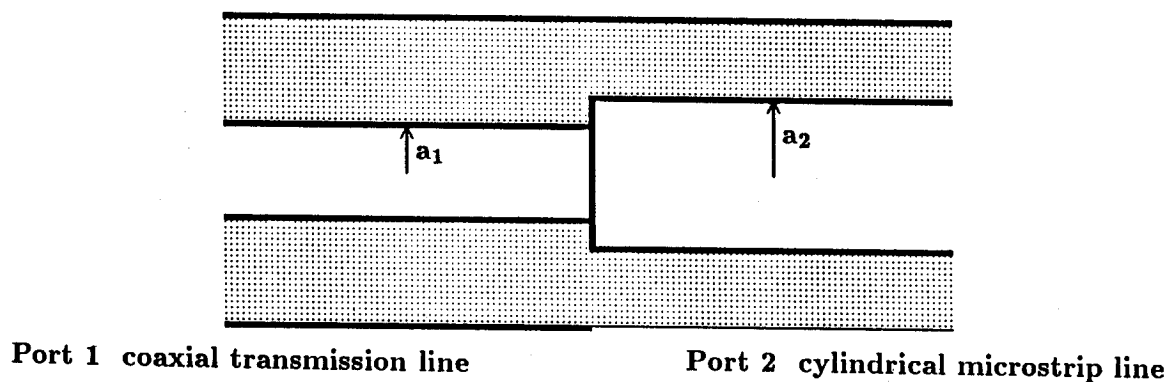


(a)

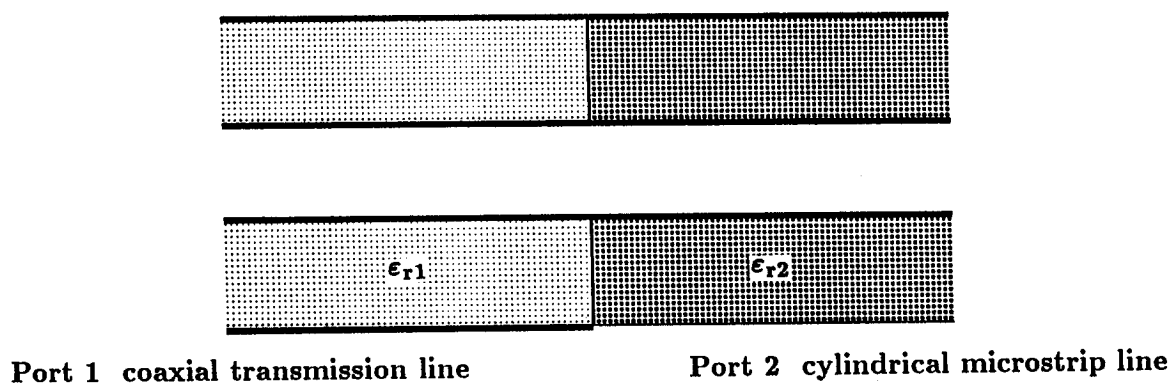


(b)

図 4.5 S パラメータ ((a) α を変化させた場合 --- $\alpha = 60^\circ$, --- $\alpha = 90^\circ$,
 - - - $\alpha = 120^\circ$, — $\alpha = 150^\circ$ (b) b/a を変化させた場合 — $b/a = 1.2$,
 - - - $b/a = 1.4$, - - - $b/a = 1.6$, - - - $b/a = 1.8$, — $b/a = 2.0$)

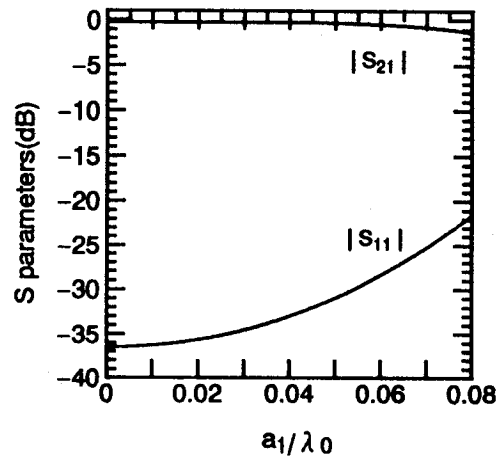


(a)

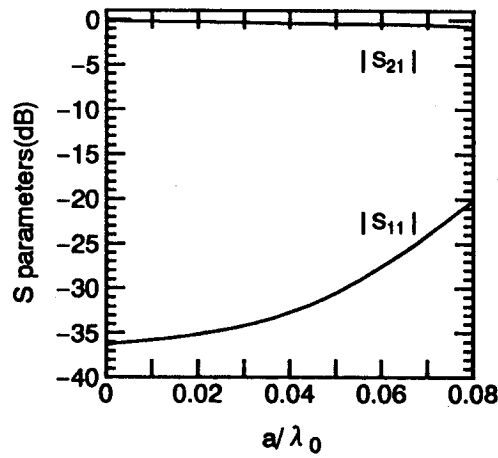


(b)

図 4.6 同軸線路と円筒形ストリップ線路を接続したモデル ((a) 円筒形ストリップ線路の内径を変化させた場合 (b) 誘電体の比誘電率を変化させた場合)



(a)



(b)

図 4.7 S パラメータ ((a) 円筒形ストリップ線路の内径を変化させた場合 (b) 誘電体の比誘電率を変化させた場合)

くなるにしたがって、同軸線路と円筒形マイクロストリップ線路の特性インピーダンスの差が小さくなるために反射が小さくなるのに対し、円筒形マイクロストリップ線路における放射は大きくなるために透過も小さくなると考えられる。

更に、図 4.6 に示すように同軸線路と円筒形マイクロストリップ線路の特性インピーダンスを等しくした場合について解析を行う。図 4.6(a) においては、円筒形マイクロストリップ線路の内側導体半径を変えることによって、インピーダンス整合をとっている。ここで、 $\alpha = 90^\circ$, $b/a_1 = 1.4$, $a_2/a_1 = 1.15$, $\epsilon_r = 2.2$ とした。また、図 4.6(b) においては、円筒形マイクロストリップ線路の基板の誘電体の実効比誘電率を変えることによって、インピーダンス整合をとっている。ここで、 $\alpha = 90^\circ$, $b/a = 1.4$, $\epsilon_{r1} = 2.2$, $\epsilon_{r2} = 5.0$ とした。

図 4.7(a), (b) にそれぞれの場合の S パラメータの規格化周波数特性を示す。図 4.7(a) と (b) において、その特性にほとんど差異はみられない。

数値計算はスーパーコンピュータ NEC SX-3/14R を用いて行った。計算に必要なメモリサイズは約 5.3M バイト、計算時間は約 40 秒であった。

4.4 結言

円柱座標系における差分時間領域法を用いて、円筒形ストリップ線路および円筒形マイクロストリップ線路の解析を行った。

まず、規格化特性インピーダンスを求め、本解析結果が他文献の値と良く一致することを示した。次に、伝搬方向に線路形状の変化するモデルの一例として、同軸線路と円筒形マイクロストリップ線路を接続したモデルの解析を行い、その反射・透過特性を明らかにした。

第 5 章

結論

本章では、本研究で得られた成果を総括して述べる。

第 2 章では、多層化モノリシックマイクロ波集積回路の構成要素である薄膜マイクロストリップ線路の解析を行った。薄膜マイクロストリップ線路はその多様な回路構成により、伝搬方向に複雑に線路形状が変化することが考えられ、本章ではそれらの解析に向けて、3次元フルウェーブ解析法である差分時間領域法を用いて解析を行った。従来の差分時間領域法においては、ほとんどの場合、導体は厚み無しの完全導体として扱われてきたが、本章では、回路の小型化に伴って無視できなくなる導体厚を考慮にいれ、更に損失項を含めた定式化を行った。まず、基本的な構造の薄膜マイクロストリップ線路について、減衰量、実効比誘電率、ならびに特性インピーダンスを求め、他文献の実験値ならびに近似式から求めた計算値と比較するとともに、導体を厚みなしの完全導体とした場合との違いを示した。次に、いくつかの形状の薄膜マイクロストリップ線路について解析を行い、線路定数の周波数特性、ならびに電磁界分布、ポインティング電力分布を求め、その特性を明らかにした。

第 3 章では、任意の角度で交差するマイクロストリップ線路立体交差の解析を行った。従来、マイクロストリップ線路の立体交差部に関する解析のほとんどは、直角交差に関して行われており、交差角依存性について解析された例は少ない。そこで本章では、任意座標系に対して適用できる差分時間領域法を用い、回路の積層化に伴って生じる任意交差角マイクロストリップ線路立体交差部におけるクロ

ストークについて解析を行った。まず、単一のマイクロストリップ線路における本解析結果が、メッシュの形状に依存しないことを確認するとともに、任意角マイクロストリップ線路曲がり部について、本解析結果が他文献の結果と一致することを示した。次にマイクロストリップ線路の任意角立体交差部について解析を行い、 S パラメータの規格化周波数特性、交差角依存性、ならびに線路間距離依存性を明らかにした。

第4章では、円筒形ストリップ線路および円筒形マイクロストリップ線路の解析を行った。円筒形ストリップ線路および円筒形マイクロストリップ線路は、多くの応用が期待されており、数多くの研究がなされている。しかし、線路形状が伝搬方向に対して変化するモデルについてはまだ解析されていない。本章においては、円柱座標系における差分式を用いた差分時間領域法により、まず、円筒形ストリップ線路および円筒形マイクロストリップ線路に対して、規格化特性インピーダンスを求め、他文献の結果と一致することを示した。次に、伝搬方向に形状が変化するモデルの一例として、同軸線路と円筒形マイクロストリップ線路を接続したモデルの S パラメータを求め、その反射・透過特性を明らかにした。

以上、差分時間領域法を用いて、いくつかの電磁波回路について解析を行い、その特性を明らかにした。

本論文で得られた成果が、通信工学の発展に多少なりとも貢献しうるならば、著者の最も幸いとするところである。

文献

- [1] 宮内一洋, 山本平一 (電子通信学会編): “通信用マイクロ波回路”, コロナ社 (1981).
- [2] 松本高士, 桑原守二 (電気通信協会編): “マイクロ波通信”, オーム社 (1976).
- [3] 小西良弘: “マイクロ波集積回路”, 産報 (1973).
- [4] 田中利憲, 徳満恒雄, 相川正義: “多層化MMICの構想”, 昭 63 信学春季全大, SC-8-2(1988-03).
- [5] 徳満恒雄, 平岡孝啓, 中本博之, 竹中勉, 相川正義: “薄膜マイクロストリップ (TFMS) 線路を用いた超小型MMIC”, 信学技報, **MW89-35** (1989-05).
- [6] Hiraoka T., Tokumitsu T. and Aikawa M.: “Very small wide-band MMIC magic T's using microstrip lines on a thin dielectric film”, IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., **MTT-37**, 10, pp.1569-1575 (Oct. 1989).
- [7] 中本博之, 平岡孝啓, 徳満恒雄: “ポリイミドを用いた多層化MMIC 伝送線路の構成と特性”, 信学技報, **MW90-21** (1990-05).
- [8] Banba S., Hasegawa T., Ogawa H. and Tokumitsu T.: “Novel MMIC transmission lines using thin dielectric layers”, IEICE Trans. Electron., **E75-C**, 6, pp.713-720 (June 1992).
- [9] Wang Y. C.: “Cylindrical and cylindrically warped strip and microstriplines”, IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., **MTT-26**, 1, pp.20-23 (Jan. 1978).

- [10] Joshi K. K. and Das B. N.: "Analysis of elliptical and cylindrical striplines using Laplace's equation", IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., **MTT-28**, 4, pp.381-386 (Apr. 1980).
- [11] Reddy C. J. and Deshpande M. D.: "Analysis of cylindrical stripline with multilayer dielectrics", IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., **MTT-34**, 6, pp.701-706 (June 1986).
- [12] Das B. N. and Prasad K. V. S. V. R.: "Even- and odd-mode impedances of coupled elliptic arc strips", IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., **MTT-32**, 11, pp.1475-1479 (Nov. 1984).
- [13] Reddy C. J. and Deshpande M. D.: "Analysis of coupled cylindrical striplines filled with multilayered dielectrics", IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., **MTT-36**, 9, pp.1301-1310 (Sept. 1988).
- [14] Zeng L. R. and Wang Y.: "Accurate solutions of elliptical and cylindrical striplines and microstrip lines", IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., **MTT-34**, 2, pp.259-265 (Feb. 1986).
- [15] Reddy C. J. and Deshpande M. D.: "Characteristics of inhomogeneous coupled cylindrical striplines", Electron. Lett., **23**, pp.821-822 (July 1987).
- [16] Homencovski D.: "A cylindrical multiconductor stripline-like microstrip transmission line", IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., **MTT-37**, 3, pp.497-503 (Mar. 1989).
- [17] Zargari V. and Rao T. C.: "Characteristic impedance of a tubular dielectric cylinder covered with conducting arc strips", IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., **MTT-37**, 10, pp.1645-1647 (Oct. 1989).
- [18] Chan C. H. and Mittra R.: "Analysis of a class of cylindrical multiconductor transmission lines using an interactive approach", IEEE Trans. Microwave

- Theory & Tech., **MTT-35**, 4, pp.415-424 (Apr. 1987).
- [19] Deshpande M. D. and Reddy C. J.: "Spectral-domain analysis of single and coupled cylindrical striplines", IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., **MTT-35**, 6, pp.672-675 (July 1987).
 - [20] Alexopoulos N. G. and Nakatani A.: "Cylindrical substrate microstrip line characterization", IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., **MTT-35**, 9, pp.843-849 (Sept. 1987).
 - [21] Nakatani A. and Alexopoulos N. G.: "Coupled microstrip lines on a cylindrical substrate", IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., **MTT-35**, 12, pp.1392-1398 (Dec. 1987).
 - [22] Medina F. and Horno M.: "Spectral and variational analysis of generalized cylindrical and elliptical strip and microstrip lines," IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., **MTT-38**, 9, pp.1287-1293 (Sept. 1990).
 - [23] Auda H. A.: "Cylindrical microstrip line partially embedded in a perfectly conducting ground plane", IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., **MTT-39**, 9, pp.1662-1666 (Sept. 1991).
 - [24] 山下榮吉監修 (電子情報通信学会編): "電磁波問題の基礎解析法", コロナ社 (1987).
 - [25] Li K.K., Arjavalasingam G., Dienes A. and Whinnery J.R.: "Propagation of picosecond pulses on microwave striplines", IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., **MTT-30**, 8, pp.1270-1273 (Aug.1982).
 - [26] Hasnain G., Dienes A. and Whinnery J.R.: "Dispersion of picosecond pulses in coplanar transmission lines", IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., **MTT-34**, 6, pp.738-741 (Jun.1986).

- [27] Veghte R.L. and Balanis C.A.: "Dispersion of transient signals in microstrip transmission lines", IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., **MTT-34**, 12, pp.1427-1436 (Dec.1986).
- [28] Goosen K.W. and Hammond R.B.: "Modeling of picosecond pulse propagation in microstrip interconnections on integrated circuits", IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., **MTT-37**, 3, pp.469-478 (Mar.1989).
- [29] Yee K.S.: "Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media", IEEE Trans. Antennas & Propag., **AP-14**, 3, pp.302-307 (May. 1966).
- [30] Taflov A. and Brodwin M.E.: "Numerical solution of steady-state electromagnetic scattering problems using the time-dependent Maxwell's equations", IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., **MTT-23**, 8, pp.623-630 (Aug. 1975).
- [31] Zhang X., Fang J., Mei K.K. and Liu Y.: "Calculations of the dispersive characteristics of microstrips by the time-domain finite difference method", IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., **MTT-36**, 2, pp.263-267 (Feb.1988).
- [32] Zhang X. and Mei K.K.: "Time-domain finite difference approach to the calculation of the frequency-dependent characteristics of microstrip discontinuities", IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., **MTT-36**, 12, pp.1775-1787 (Dec. 1988).
- [33] Liang G. C., Liu Y. W. and Mei K. K.: "Full-wave analysis of coplanar waveguide and slotline using the time-domain finite-difference method", IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., **MTT-37**, pp.1949-1957 (Dec. 1989).
- [34] 柴田随道, 佐野栄一: "差分時間領域法によるコプレーナ線路の解析", 信学論 (C-I), **J73-C-I**, 2, pp.61-70 (1990-02).

- [35] Shibata T. and Sano E.: "Characterization of MIS structure coplanar transmission lines for investigation of signal propagation in integrated circuits", IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., **MTT-38**, 7, pp.881-890 (July 1990).
- [36] Railton C.J. and McGeehan J.P.: "An analysis of microstrip with rectangular and trapezoidal conductor cross sections", IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., **MTT-38**, 8, pp.1017-1022 (Aug. 1990).
- [37] 平雅文, 北村敏明, 溝本安展, 倉藺貞夫: "差分時間領域法による光制御マイクロ波ストリップ回路の解析", 信学論(C-I), **J75-C-I**, 9, pp.600-602 (1992-09).
- [38] Lapidus L. and Pinder G.H.: "Numerical solution of partial differential equations in science and engineering", John Wiley & Sons (1982).
- [39] Johns P.B. and Beurle R.L.: "Numerical solution of 2-dimensional scattering problems using a transmission-line matrix", IEE Proc., **118**, 9, pp.1203-1208 (Sept. 1971).
- [40] Akhtarzad S. and Johns P.B.: "Solution of Maxwell's equations in three space dimensions and time by the t.l.m. method of numerical analysis", IEE Proc., **122**, 12, pp.1344-1348 (Dec. 1975).
- [41] Akhtarzad S. and Johns P.B.: "Generalised elements for t.l.m. method of numerical analysis", IEE Proc., **122**, 12, pp.1349-1352 (Dec. 1975).
- [42] Hoefer W.J.R.: "The transmission-line matrix method - theory and applications", IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., **MTT-33**, 10, pp.882-893 (Oct. 1985).
- [43] 吉田則信, 深井一郎, 福岡醇一: "Bergeron 法による 2 次元マクスウェル方程式の過渡解析", 信学論(B), **J62-B**, 6, pp.511-518 (1979-06).

- [44] 吉田則信, 深井一郎, 福岡醇一: “電磁界の節点方程式による過渡解析”, 信学論 (B), **J63-B**, 9, pp.876-883 (1980-09).
- [45] 吉田則信, 深井一郎, 福岡醇一: “ベルジェロン法の異方性媒質への適用”, 信学論 (B), **J64-B**, 11, pp.1242-1249 (1981-11).
- [46] 北村敏明, 平雅文, 倉藺貞夫: “損失のある薄膜マイクロストリップ線路の差分時間領域法による理論解析”, 信学技報, **MW90-151** (1991-02).
- [47] 北村敏明, 平雅文, 倉藺貞夫: “損失のある薄膜マイクロストリップ線路の差分時間領域法による理論解析”, 信学論 (C-I), **J76-C-I**, 5, pp.173-180 (1993-05).
- [48] 北村敏明, 中村聡, 平雅文, 倉藺貞夫: “任意座標系に適用できる差分時間領域法を用いたマイクロストリップ線路交差部のクロストーク解析”, 信学技報, **SAT92-33** (1992-09).
- [49] 北村敏明, 中村聡, 平雅文, 倉藺貞夫: “任意座標系に適用できる差分時間領域法を用いたマイクロストリップ線路立体交差部のクロストーク解析”, 信学論 (C-I), **J76-C-I**, 9, pp.358-364 (1993-09).
- [50] Takenaka T. and Ogawa H.: “Miniaturized MMIC mixers; image rejection and balanced mixers using multilayer microstrip lines and line-unified HEMT modules”, IEICE Trans. Electron., **E75-C**, 6, pp.689-697 (June 1992).
- [51] Tokumitsu T., Hiraoka T., Nakamoto H. and Aikawa M.: “Multilayer MMIC using a $3\ \mu\text{m} \times N\text{-layer}$ dielectric film structure”, IEICE Trans. Electron., **E75-C**, 6, pp.698-706 (June 1992).
- [52] Hasegawa T., Banba S., Ogawa H. and Tokumitsu T.: “Multi-branch power dividers using multilayer MMIC technology”, IEICE Trans. Electron., **E75-C**, 6, pp.707-712 (June 1992).

- [53] Papatheodorou S., Mautz J.R. and Harrington R.F.: "Full-wave analysis of a strip crossover", IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., **MTT-38**, 10, pp.1439-1448 (Oct. 1990).
- [54] Uwano T., Sorrentino R. and Itoh T.: "Characterization of strip line crossing by transverse resonance analysis", IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., **MTT-35**, 12, pp.1369-1376 (Dec. 1987).
- [55] Hoorfar A., Zheng J.X. and Chang D.C.: "Accurate characterization of crossover and other junction discontinuities in two-layer microstrip circuits", IEEE MTT-S Digest, pp.619-621 (1991).
- [56] Holland R.: "Finite-difference solution of Maxwell's equations in generalized nonorthogonal coordinates", IEEE Trans. Nucl. Sci., **NS-30**, 6, pp.4589-4591 (Dec. 1983).
- [57] Lee J.F., Palandech R. and Mittra R.: "Modeling three-dimensional discontinuities in waveguides using nonorthogonal FDTD algorithm", IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., **MTT-40**, 2, pp.346-352 (Feb. 1992).
- [58] 大西輝夫, 柏達也, 深井一郎: "任意格子FD-TD法を用いた曲面上マイクロストリップアンテナの解析", 信学論(B-II), **J75-B-II**, 12, pp.957-963 (1992-12).
- [59] 北村敏明, 腰前利樹, 平雅文, 倉菌貞夫: "円筒形マイクロストリップ線路の差分時間領域法による解析", 信学技報, **SAT92-34** (1992-09).
- [60] Kitamura T., Koshimae T., Hira M. and Kurazono S.: "Analysis of cylindrical microstrip lines utilizing the finite difference time-domain method", IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., to be published, 1994.
- [61] Maloney J. G., Smith G. S. and Scott Jr. W. R.: "Accurate computation of the radiation from simple antennas using the finite-difference time-domain

- method", IEEE Trans. Antennas & Propag., **AP-38**, 6, pp.1059-1068 (July 1990).
- [62] Hese J. Van and Zutter D. De: "Modeling of discontinuities in general coaxial waveguide structures by the FDTD-method", IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., **MTT-40**, 3, pp.547-556 (Mar. 1992).
- [63] Pucel R. A., Masse D. J. and Hartwig C. P.: "Losses in microstrip", IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., **MTT-16**, 6, pp.342-350 (June 1968).
- [64] Mur G.: "Absorbing boundary conditions for the finite-difference approximation of the time-domain electromagnetic-field equations" , IEEE Trans. Electromagn. Compat., **EMC-23**, 4, pp.377-382 (Nov. 1981).
- [65] Tsuji M. and Shigesawa H.: "Edge-effect theory in mode-matching method for the analysis of printed-circuit waveguides", Trans. IEICE, **74**, 8, pp.2390-2397 (Aug. 1991).
- [66] Yamashita E., Atsuki K. and Ueda T.: "An approximate dispersion formula of microstrip lines for computer-aided design of microwave integrated circuits", IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., **MTT-27**, 12, pp.1036-1038 (Dec. 1979).
- [67] Schneider M.V.: "Microstrip lines for microwave integrated circuits", Bell Syst. Tech. J., pp.1421-1444 (May-June 1969).
- [68] Mehran R.: "Calculation of microstrip bends and Y-junctions with arbitrary angle", IEEE Trans. Microwave Theory & Tech., **MTT-26**, 6, pp.400-405 (June 1978).
- [69] Giri D.V., Chang S.K. and Tesche F.M.: "A coupling model for a pair of skewed transmission lines", IEEE Trans. Electromagn. Compat., **EMC-22**, 1, pp.20-28 (Feb. 1980).