

TR-o-0033

38

マイクロ波帯移動通信のための
アンテナ・給電系ハードウェアの検討

角田紀久夫

1990. 7. 31.

ATR光電波通信研究所

概要 (Abstract)

マイクロ波帯陸上移動通信のためのアンテナ・給電系のハードウェアの研究」をテーマとしてATRでおこなった研究について、概略を記している。

内容は、給電系ハードウェアのひとつであるMIC受動回路の小型化をテーマとして行った多層構造回路設計に関連した研究、電磁界解析ツールの作成・導入に関し行った小型アンテナの特性解析、水平偏波全方向性アンテナの検討および室内電波伝搬測定 of 検討である。

在籍中、電磁界解析ツールの作成を積極的に行ったが、これらに関しては本レポートでは触れていない。作成したソフト群はすべて別途テクニカルレポートとしてまとめている。

発行時 配付先 (Initial Distribution Specifications)

Blank box for Initial Distribution Specifications.

備考 (Notes)

Blank box for Notes.

目次

1.	まえがき	1
2	給電系の多層構成の検討	2
3	移動通信用アンテナの検討	15
4	室内電波到来環境の測定	30
5	まとめ	32

はじめに

3年5ヵ月間にわたるATRでの研究期間における研究テーマは、「マイクロ波帯陸上移動通信のためのアンテナ・給電系のハードウェアの研究」であった。

携帯電話を代表とする陸上移動通信を考えるにあたり、問題点は大きく2つに大別される。ひとつは装置の小型化技術、他は通信品質の確保のためのアンテナを含めた空間伝送路の検討である。

ATR在籍中、最初の1年間は田中利憲主幹研究員のグループに属し、給電系ハードウェアのひとつであるMIC受動回路の小型化をテーマとして多層構造回路設計に関連した研究を行った。当時、ATRは設計に必要な電磁界解析ツールを持っていなかったため、電磁界解析ツールの作成・導入を開始した。

2年目には、田中利憲主幹研究員の出向元復帰に伴い、多賀登喜雄主幹研究員の伝搬グループに移った。電磁界解析ツールの作成・導入を継続し、伝搬グループの研究内容に合致するよう、小型アンテナの特性解析をテーマとして研究を行った。

3年目は、多賀登喜雄主幹研究員(途中で出向元復帰)、小川英一主幹研究員にお世話になりながら、偏波ダイバーシチ用アンテナおよび室内電波伝搬測定 of 検討を進めた。

3年5ヵ月間において、3人の主幹研究員のもと、マイクロ波通信に関し、短期間つつ多くのテーマを持ったことは、ATRに来なければできなかったことで非常におもしろかった。

本レポートは、ATR在籍中に行った研究・調査について概略を記している。

なお、在籍中に作成したソフト群は別途テクニカルレポートとしてまとめているのでそちらを参照してほしい。

2 給電系の多層構成の検討

パーソナル通信の発展を考えると、要装置の小型構成は重要技術のひとつである。装置の小型化を進めるうえで、素子自体の小型構成とそれらの素子の高密度配置がキーポイントになる。とくにRF段では、分布定数線路を用いた受動回路素子が使用されているものもあり、これを小型化するためには高密度配置である多層構成が有力と思われる。

この多層構成受動回路素子を検討するにあたり、とくに給電系で多く使われる方向性結合器と多層構造における層間接続回路について、分布定数線路を用いた回路構成を検討した。

設計ではカップリングを検討しなければならないが、ATRには当時このような計算ツールがなかったため、有限要素法を導入した。また、多層構造回路を検討するには、当然のことながら、製作技術が大きな技術要素となる。そのため、加工が容易なMICで実験を進めることにした。これらの設計法は当然そのままMMICに用いることが出来る。

以下では、2.1章にて両面マイクロ波IC構造方向性結合器、2.2章にて3層構造層間接続回路について記す。

2.1 両面マイクロ波ICによる方向性結合器

1. ま え が き

マイクロ波ICは導波管回路に比べ小形化・軽量化および経済化に大変有望であり、近年では、ミリ波帯・サブミリ波帯にまで利用されるに至っている⁽¹⁾。従来のマイクロ波ICの基本的IC線路としては、接地導体上に形成した誘電体膜上にストリップ導体を形成して構成したマイクロストリップ線路があり、数々の解析が行われている⁽²⁾。また、これを用いた方向性結合器としては、1/4波長分布結合型やブランチライン型などがある。しかし、これらの方向性結合器は、接地導体の片面に形成されたマイクロストリップ線路の結合器であり、分布結合型では密結合が困難であり、ブランチライン型では形状が大きくなるなどの問題点があった。

本論文では、まず、共通の接地導体の両面に形成したマイクロストリップ線路間をその共通接地導体に設けたスロットにより分布結合する“スロット結合方向性結合器”を提案し、その構成、設計法および特性について述べる。本結合器は、小形にして容易に密結合

特性を得ることができると共に、結合用スロット部以外では接地導体の遮へい効果により両面のマイクロストリップ線路間の干渉を除去することができるという特徴を有している。なお、特性インピーダンスおよび実効誘電率は準TEM近似した2次元静電界を有限要素法により算出している。

次に、上記スロット結合方向性結合器を組み合わせることにより入出力端子数がそれぞれ 2^n (n :自然数)個の多端子方向性結合器(MDC: Multiport Directional Coupler)を同一面の線路交差なしに平面的に構成できることを明らかにする。この多端子スロット結合方向性結合器はマルチポート電力増幅器⁽³⁾やBMN (Butler Matrix Network)⁽⁴⁾に適用でき、実用上の価値が高い。従来のマイクロ波IC線路による方向性結合器を用いてMDCを構成した場合、同一面内の線路交差が必要となり、入出力端子間の電気長が不均一になると共に線路間の干渉などにより良好な電気的特性が得られない。これを克服するために、例えば方向性結合器間をセミリジッドケーブル等で立体交差させて多端子方向性結合器を構成していた。この場合、形状が大きくなると共に製作にも手間がかかり、電気的特性の調整も困難という欠点があった。本論文で提案する多端子スロ

ト結合方向性結合器を用いるとこのような欠点をすべて取り除くことができ、その結果、小形軽量で電気的特性も優れたMDCを実現することができる。

2. スロット結合方向性結合器

図1は、“両面マイクロ波IC”と称するマイクロ波ICの概念図である。本回路の基本的IC線路はマイクロストリップ線路であり、共通の接地導体に対しストリップ導体が上下の誘電体膜を介して形成されている。共通接地導体の両側に形成されたマイクロ波ICはこの共通接地導体の遮へい効果により表裏間では互いに干渉することはない。ここで提案するスロット結合方向性結合器は両面のIC線路間の信号の授受を目的としたものであり、両面マイクロ波ICにおける基本回路の一つである。次節に、そのスロット結合方向性結合器の構成、設計法および特性について述べる。

2.1 スロット結合方向性結合器の構成

図2に、本論文で提案するスロット結合方向性結合器の構成を示す。共通接地導体に1/4波長の結合用スロットを設け、このスロットの上下に誘電体基板を介して対称に1/4波長の結合用ストリップ導体を形成する。結合用スロットは幅 G 、長さ L の方形であり、結合用ストリップ導体は幅 W 、長さ L の方形である。端子①から信号を加えると設計された結合度に応じて端子②、④に信号が分配され、端子③はアイソレーション端子となる。本スロット結合方向性結合器は、いわゆる偶・奇モードによる1/4波長分布結合器の動作原理に基づいて設計できる。ここで、方向性結合器の中心周波数における結合度を C 、負荷インピーダンスを Z_0 、結合線路の偶モードおよび奇モードの特性インピーダンスをそれぞれ Z_e 、 Z_o とすると、

$$C(\text{dB}) = -20 \log_{10} \left[\frac{Z_e - Z_0}{Z_e + Z_0} \right] \quad (1)$$

$$Z_0(\Omega) = \sqrt{Z_e \cdot Z_o} \quad (2)$$

の関係が成立する⁽⁵⁾。従って、スロット結合方向性結合器を設計するためには、結合線路の偶モードおよび奇モードの特性インピーダンス Z_e 、 Z_o および管内波長 λ_g を精密に求める必要がある。

2.2 スロット結合方向性結合器の設計法

図3に、スロット結合方向性結合器の結合部断面における偶モードおよび奇モードの電界分布を示す。奇モードではスロット部が電気壁となり、偶モードでは磁気壁となる。このため、奇モードの特性インピーダンス Z_o はストリップ導体幅 W の従来のマイクロスト

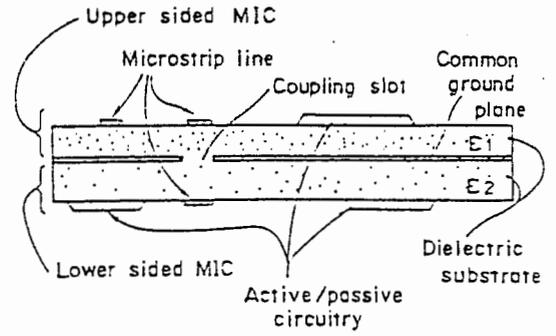


図1 両面マイクロ波ICの構成
Fig. 1 Both sided substrate MIC configuration.

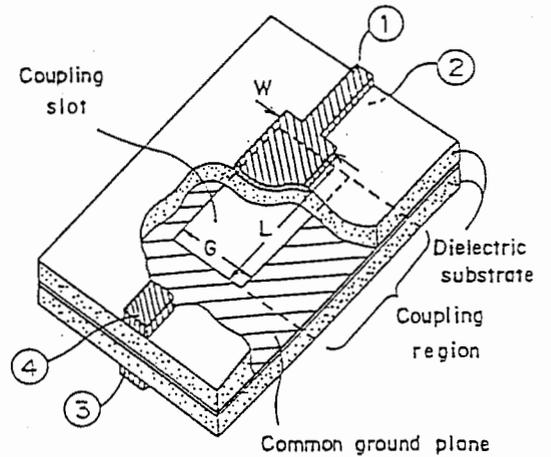


図2 スロット結合方向性結合器の構成
Fig. 2 Slot-coupled directional coupler cutaway view.

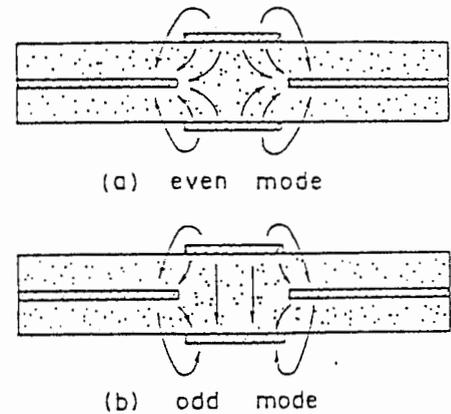


図3 結合部における偶モードおよび奇モードの電界分布
Fig. 3 Schematic expressions for even- and odd-mode electric fields in the coupling region.

リップ線路と同じ特性インピーダンスとなり、スロット幅 G の影響を受けず、ストリップ導体幅 W にのみ依存する。従って、設計手順としては、まず必要とする結合度 C および負荷インピーダンス Z_0 で決定される Z_o を満たすようにストリップ導体幅 W を決め、次に偶モードの特性インピーダンス Z_e を満足するようにス

ロット幅 G を決定すればよい。

スロット結合方向性結合器の結合部の断面を図4に示す。ストリップ導体および接地導体の厚みは無視できるものと仮定し、誘電体(比誘電率 ϵ_r)および導体は無損失であるとする。ここで、伝搬波をTEM波と近似すると伝搬軸 z に垂直な面における電磁界分布は静電界と等しくなるので、その2次元電界分布を求めることによって偶・奇各モードの特性インピーダンスを計算することができる。従って、ここでは有限要素法を用いて図4の断面内での2次元ラプラス方程式を解くことにする⁽⁶⁾。この方法は複雑な境界形状や不均一媒質の電磁界解析に有効であり、精度を上げるには要素数を増大すればよい。具体的計算において、線路およびスロット形状の対称性を利用すると図4に示す領域の1/4でよい。この場合、図中の yz 面は磁気壁、スロット部の zx 面は前述のように、奇モードに対しては電気壁となり、偶モードに対しては磁気壁となる。境界条件として、ストリップ導体に1(V)、接地導体に0(V)の電位を与え、有限要素計算をした後、1(V)の電位を与えた電極表面の電荷の総和を求めることにより偶・奇各モードに対する単位長当りの静電容量 C_e および C_o がそれぞれ求まる。

さて、準TEM近似を仮定しているため、偶・奇各モードの特性インピーダンス Z_e 、 Z_o および管内波長 λ_{ge} 、 λ_{go} は次式のように与えられる。

$$Z_e = Z_{oe} \sqrt{C_{oe}/C_e} \quad (3)$$

$$Z_o = Z_{oo} \sqrt{C_{oo}/C_o} \quad (4)$$

$$\lambda_{ge} = \lambda \sqrt{C_{oe}/C_e} \quad (5)$$

$$\lambda_{go} = \lambda \sqrt{C_{oo}/C_o} \quad (6)$$

ここで、 λ は自由空間波長であり、 Z_{oe} および Z_{oo} は図4の構造から誘電体基板のみを取り去って得られるTEM線路の偶・奇各モードの特性インピーダンスであり、 C_{oe} および C_{oo} は同様に図4の構造から誘電体基板のみを取り去って得られるTEM線路の偶・奇各モードの単位長当りの静電容量であって、これらは

$$\lambda = v_0 / f \quad (7)$$

$$Z_{oe} = \frac{1}{C_{oe} \cdot v_0} \quad (8)$$

$$Z_{oo} = \frac{1}{C_{oo} \cdot v_0} \quad (9)$$

の関係を満たす。ここで、 v_0 は自由空間中の光速である。

図5に分割要素数に対する偶・奇各モードのインピーダンスの計算値を示す。要素は、2次三角要素であり、

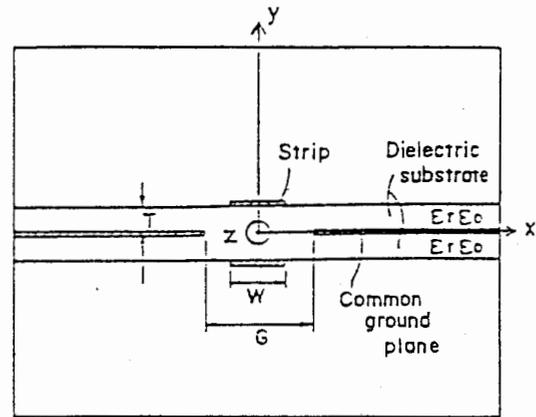


図4 スロット結合方向性結合器の結合部断面
Fig. 4 Cross section of slot-coupled directional coupler.

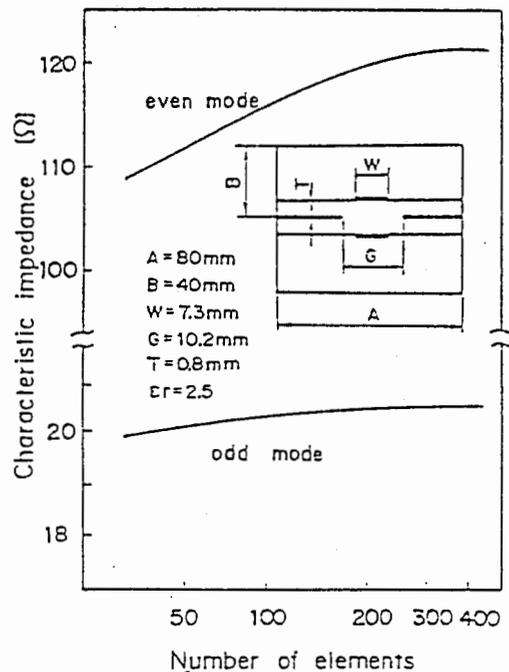
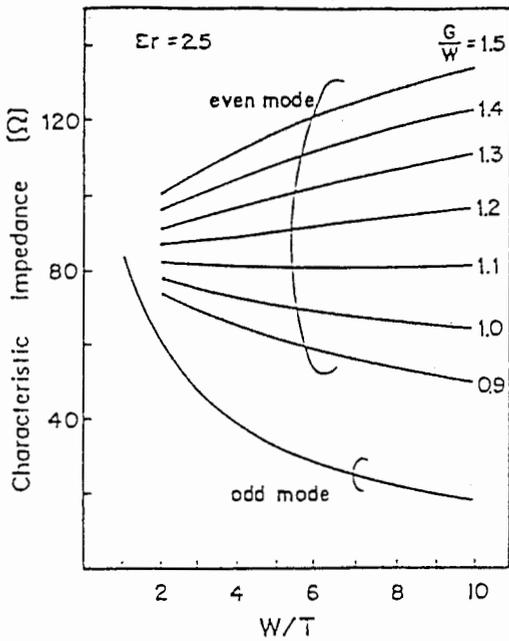


図5 分割要素数に対する偶・奇モードの特性インピーダンス
Fig. 5 Even and odd mode characteristic impedance vs. number of finite elements.

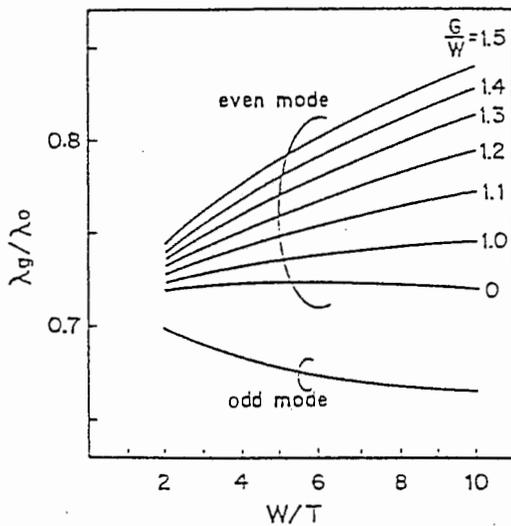
分割要素数は図4の全領域に対する三角要素の数で示してある。この図より、分割要素数が約300以上ではほぼ一定値に収束することがわかる。従って、以下の計算では分割要素数を300個とした。

図6はストリップ導体幅 W とスロット幅 G の比をパラメータとした場合の基板厚 T とストリップ導体幅 W の比に対する偶・奇各モードの特性インピーダンスおよび規格化波長の計算値である。奇モードの特性インピーダンスは、 $G=0$ すなわち従来のマイクロストリップ線路の特性インピーダンスと同じである。

図7は計算により求めた偶・奇各モードに対する等電位線分布である。図7(a)の奇モードにおいては、上



(a) Characteristic impedance



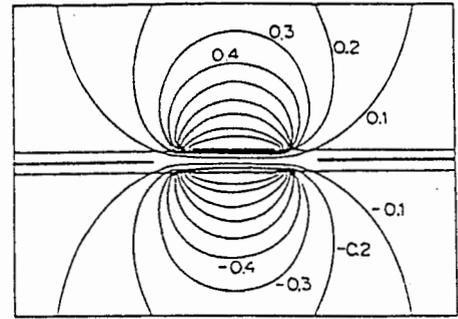
(b) Normalized wavelength

図6 偶・奇モードの特性インピーダンスおよび規格化波長
Fig. 6 Characteristic impedance and normalized wavelength of even and odd mode.

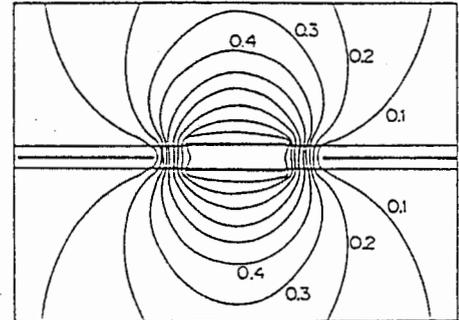
部のストリップ導体の電位が +1 (V), 下部のストリップ導体の電位が -1 (V), 接地導体の電位が 0 (V) であり, 0.1 (V) 間隔で表示している。図 7(b) の偶モードにおいては, 上下のストリップ導体の電位が +1 (V), 接地導体の電位が 0 (V) であり, 同様に 0.1 (V) 間隔で表示している。図 7 の等電位線分布は, 図 3 に示した偶・奇各モードの電界分布に対応している。

2.3 スロット結合方向性結合器の特性

2.2 の設計手順により, 厚み 0.8 mm, 比誘電率 $\epsilon_r = 2.5$ の誘電体基板を用いて, 中心周波数 1.5 GHz とした



(a) odd mode



(b) even mode

図7 結合部内における偶・奇モードの等電位線分布
Fig. 7 Equipotential diagram of even and odd mode in the coupling region.

表1 結合度に対する偶・奇モードの特性インピーダンスおよび結合部寸法

結合度 (dB)	特性インピーダンス(Ω)		結合部寸法(mm)		
	偶モード	奇モード	W	G	L
3.0	120.5	20.7	7.3	10.2	36.4
6.0	86.7	28.8	4.8	5.6	35.6
10.0	69.4	36.0	3.5	3.4	35.1

3 dB, 6 dB および 10 dB のスロット結合方向性結合器を設計・試作した。各結合度に対する偶・奇各モードの特性インピーダンスおよび結合部の寸法を表 1 に示す。ここで, 長さ L は $\lambda_0/4$ (λ_0 は管内波長) である。式(5), (6) に示したように, 不均一伝送媒体においては一般に偶・奇各モードに対応して異なる管内波長 λ_{oe} , λ_{oo} が存在するが, 設計では管内波長 λ_0 として, それらの平均値

$$\lambda_0 = \frac{\lambda_{oe} + \lambda_{oo}}{2} \quad (10)$$

を使用した。図 8 は 3 dB スロット結合方向性結合器の外観である。図 9, 図 10 および 図 11 に結合度がそれぞれ 3 dB, 6 dB および 10 dB のスロット結合方向性結合器の周波数特性を示す。いずれも, 結合度については計算値とはほぼ一致した特性が得られている。また,

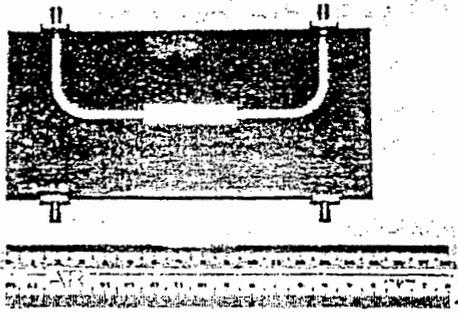


図8 3 dB スロット結合方向性結合器の外観
Fig. 8 3 dB slot-coupled directional coupler.

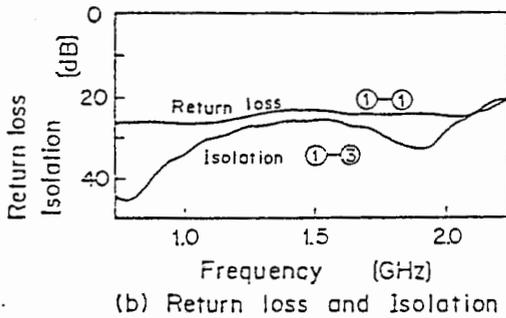
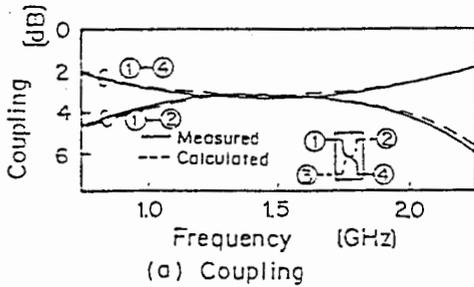


図9 3 dB スロット結合方向性結合器の特性
Fig. 9 Frequency characteristics of 3 dB slot-coupled directional coupler.

反射損およびアイソレーションは、いずれの場合も1~2 GHzの周波数帯域において25 dB以上が得られた。特に3 dB結合に対しては、1.2~1.8 GHz(40%帯域幅)の帯域において、結合度 3.2 ± 0.2 dB以内の特性が得られており、以下に述べる多端子方向性結合器に十分適用可能である。

3. 多端子スロット結合方向性結合器

3.1 多端子方向性結合器

多端子方向性結合器(MDC)とは、入出力端子数がそれぞれ N で、任意の入力端子からの入力すべての出力端子に N 等分されるような受動回路であり、 $N =$

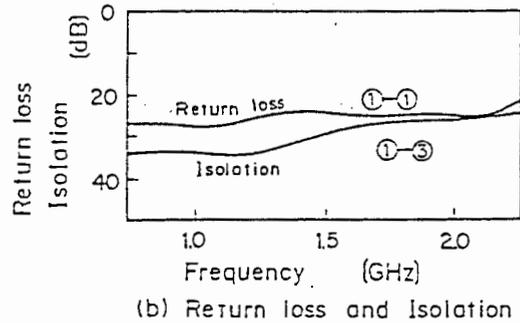
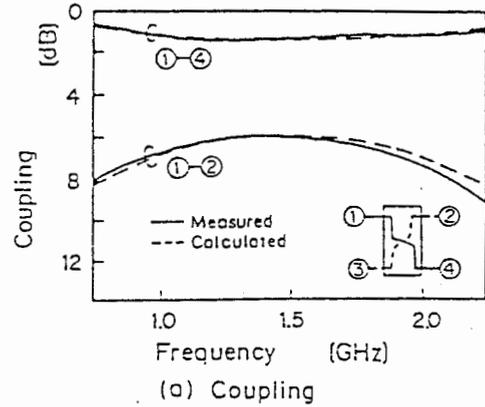


図10 6 dB スロット結合方向性結合器の特性
Fig. 10 Frequency characteristics of 6 dB slot-coupled directional coupler.

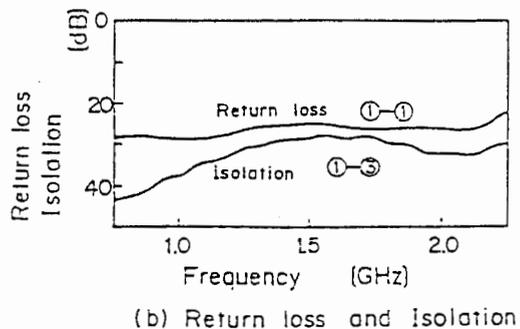
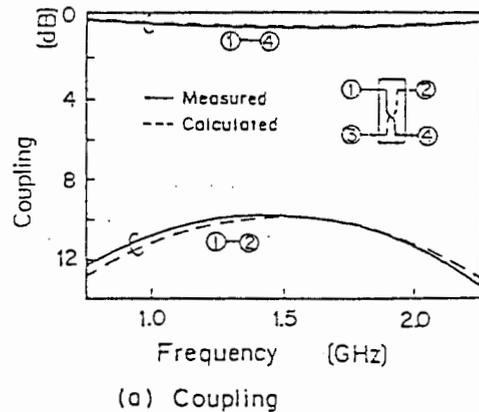


図11 10 dB スロット結合方向性結合器の特性
Fig. 11 Frequency Characteristics of 10 dB slot-coupled directional coupler.

2^n (n : 自然数) の場合には, $n \cdot 2^{n-1}$ 個の 90 度または 180 度ハイブリッド回路を用いて構成できる⁽⁷⁾. ここでは, 90 度ハイブリッド回路を用いた場合をとり上げる. この MDC は増幅器や移相器などの機能回路と組み合わせることにより, マルチポート電力増幅器⁽³⁾ や BMN (Butler Matrix Network)⁽⁴⁾ を構築することができ, 適用範囲は大変広い.

図 12 に 2, 4 および 8 端子 MDC の一般的構成を示す. 一般に, N 端子 MDC は N 個の入力端子からの入力信号間をすべての組合せにわたって, $n \cdot 2^{n-1}$ 個の 2 端子 MDC により互いに結合するように構成することにより得られる.

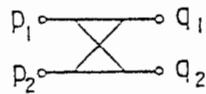
図 12 (a) の 2 端子 MDC は 1 個の 90 度ハイブリッド回路に対応し, 入力端子に加えられる信号の複素振幅を p_1, p_2 , 出力端子からの出力信号の複素振幅を q_1, q_2 とすると次の関係が成立する.

$$\begin{bmatrix} q_1 \\ q_2 \end{bmatrix} = T_1 \begin{bmatrix} p_1 \\ p_2 \end{bmatrix} \quad (11)$$

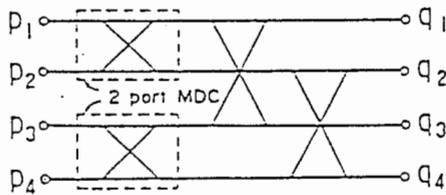
$$T_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{bmatrix} \quad (12)$$

ここで, j は虚数単位であり $j = \sqrt{-1}$ である.

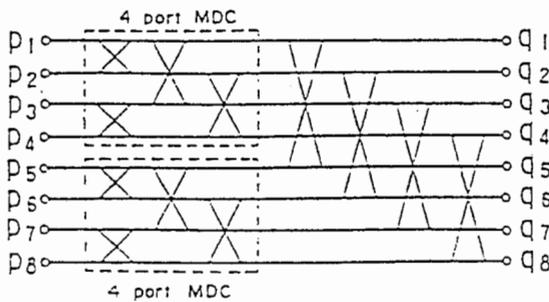
図 12 (b) の 4 端子 MDC では, 入力側に配置した 2 個の 2 端子 MDC により入力信号 p_1 と p_2, p_3 と p_4 がそ



(a) 2 port MDC



(b) 4 port MDC



(c) 8 port MDC

図 12 多端子方向性結合器の一般的構成

Fig. 12 General configuration of multiport directional coupler.

れぞれ結合し, 残りの入力信号間の結合すなわち, 入力信号 p_1 と p_3 および p_2 と p_4 が出力側の 2 個の 2 端子 MDC によりそれぞれ結合する. 図 12 (c) の 8 端子 MDC では, 上記の 4 端子 MDC を入力側に 2 個並列配置し, まだ結合していない入力信号間の結合すなわち, 入力信号 p_1 と p_5, p_2 と p_6, p_3 と p_7 および p_4 と p_8 を出力側の 4 個の 2 端子 MDC で互いに結合するように構成される. 一般に, 図 12 に示した MDC 構成法における N 端子 MDC ($N=2^n$) では, $(N/2)$ 端子 MDC を入力側に 2 個並列配置し, まだ結合していない入力信号間の結合すなわち, 入力信号 p_i と $p_{N/2+i}$ ($i=1 \sim N/2$) を出力側の $N/2$ 個の 2 端子 MDC で互いに結合するように構成すればよい. この場合, 入力信号 $p_1 \sim p_N$ と出力信号 $q_1 \sim q_N$ 間には次の関係が成立する⁽³⁾.

$$\begin{bmatrix} q_1 \\ q_2 \\ \vdots \\ q_N \end{bmatrix} = T_n \begin{bmatrix} p_1 \\ p_2 \\ \vdots \\ p_N \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$T_n = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} T_{n-1} & jT_{n-1} \\ jT_{n-1} & T_{n-1} \end{bmatrix} \quad (14)$$

(但し, $N=2^n$: $n=1, 2, \dots, T_0=1$)

3.2 多端子スロット結合方向性結合器の構成法

図 13 にスロット結合方向性結合器から成る 2 端子 MDC を組み合わせて構成した 4 端子 MDC を示す. 入力側に 2 組の 2 端子 MDC を並列に配置し, その後に 2 個の 2 端子 MDC を縦列に配置し, 図 13 のようにマイクロストリップ線路を配線することにより 4 端子 MDC を構成できる. 実線は基板表側のマイクロストリップ線路, 破線は基板裏側のマイクロストリップ線路を示している. 図 14 に 4 端子 MDC の回路パターンの例を示す. 図 14 (a) は基板表側のストリップ導体のパターンであり, 入出力端子間の電気長が一致するようにマイクロストリップ線路を設計する. 図 14 (b) は共通接地導体のパターンである. 基板裏側のストリップ導体のパターンは, 図 14 に示すように 4 個のスロット結合方向性結

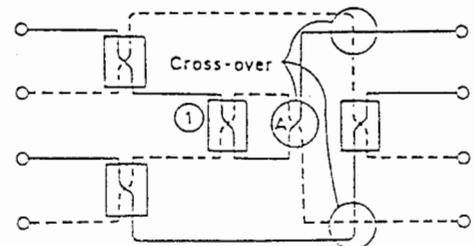
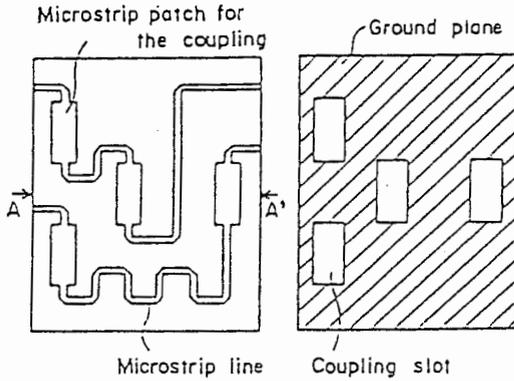


図 13 4 端子 MDC の構成

Fig. 13 Configuration of 4-port MDC.



(a) Pattern of the substrate surface (b) Pattern of the ground plane

図14 4端子MDCの回路パターン

Fig. 14 Circuit patterns of the 4-port MDC.

合器を A-A' 面に対して対称に配置することにより図 14(2)の回路パターンと同一にできる。このため、すべての入出力端子間の電気長を容易に均一化できる。本構成法のポイントは実線と破線との立体交差(基板表裏の両面を用いたマイクロストリップ線路の立体交差)により、従来の方向性結合器(例えば、ブランチライン型)の組合せ構成では避けられなかった同一面での交差を除去できるという点である(図 13 の円内)。なお、図 13 の 4 端子 MDC の構成において、2 端子 MDC ①と立体交差部 A の位置は左右逆に配置してもよい。

図 15 に上記の手法に基づく 8 端子 MDC の構成を示す。図 13 と同様に、入力側に 2 組の 4 端子 MDC を並列に配置し、その後に 4 個の 2 端子 MDC を縦列に配置し、図 15 のようにマイクロストリップ線路を配線することにより 8 端子 MDC を構成できる。なお、図 15 の 8 端子 MDC の構成においては、左上部の 4 端子 MDC の表側出力と左下部の 4 端子 MDC の裏側出力間および左上部の 4 端子 MDC の裏側出力と左下部の 4 端子 MDC の表側出力間を 2 端子 MDC ①~④により重複がないように結合させればよく、これら 2 端子 MDC ①~④の配置には自由度がある。すなわち、2 端子 MDC ①および②はそれぞれ立体交差部 F および E の位置と入れ替えてもよい。また、2 端子 MDC ③を立体交差部 A あるいは C の位置に配置した場合、2 端子 MDC ②を立体交差部 B あるいは D の位置に配置すればよい。2 端子 MDC ③および④については、それぞれ立体交差部 G および H の位置と入れ替えてもよい。

一般に N 端子 MDC を構成するには、入力側に 2 組の $(N/2)$ 端子 MDC を並列に配置し、その後に $(N/2)$ 個の 2 端子 MDC を縦列に配置し、片方の組の $(N/2)$

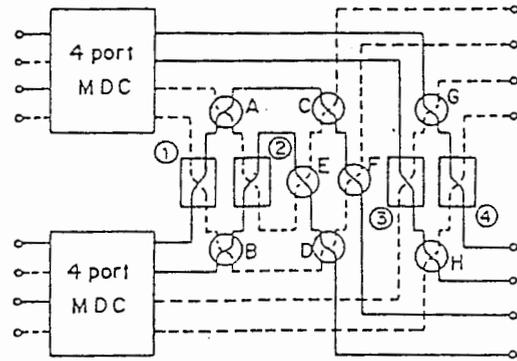


図 15 8 端子 MDC の構成
Fig. 15 Configuration of 8-port MDC.

端子 MDC の裏(表)側出力と残りの組の $(N/2)$ 端子 MDC の表(裏)側出力とを 1~ $(N/4)$ 番目までの 2 端子 MDC により重複することなく結合し、残りの各出力を $(N/4+1)$ ~ $(N/2)$ 番目の 2 端子 MDC により重複することなく結合し、かつ、表側線路(実線)同士および裏側線路(破線)同士は同一面で交差しないように各 MDC 間を接続すればよい。この場合、スロット結合方向性結合器を図 14 に示したように対称性を考慮して配置することにより、基板表裏の回路パターンを全く同一にできる。この特徴は、製造の簡易化、電気特性の均一化に非常に有効である。

図 16 に試作した 4 端子 MDC の外観を示す。回路は $150 \times 180 \text{mm}$ の基板を用いて作成した。図 17 はその電気的特性であって、周波数 $1.2 \text{GHz} - 1.8 \text{GHz}$ において結合度 $6.4 \pm 0.4 \text{dB}$ 、反射損失 25dB 以上、アイソレーション 30dB 以上が得られた。このような MDC は、例えば図 18 のようなビームフォーミング回路に用いられる。

この回路では MDC 間に設置した位相器を用いて、入出力端子間のスイッチング動作を行う。そのときアイソレーションを十分に確保するためには各 MDC の端子間における電気長を等しくしなければならない。これに対し、4 端子 MDC は対称形のパターンを用いているため、端子間の電気長を等しくすることが容易である。

試作した 4 端子 MDC を用いたビームフォーミング回路において、すべての位相器を 0° に設定したときの測定値を図 20 に示す。出力ポート以外は 36dB 以上のアイソレーションがとれていることがわかる。このことより、4 端子 MDC において端子間の電気長が等しく作成されていることが確認できた。

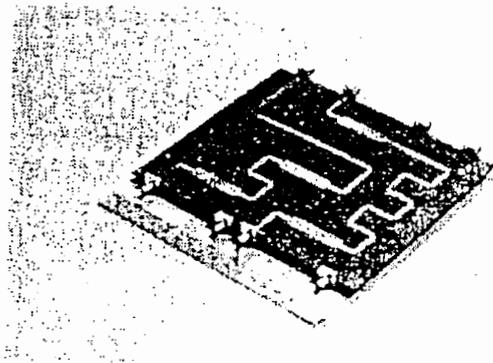


Fig. 16 Photograph of 4-port MDC.

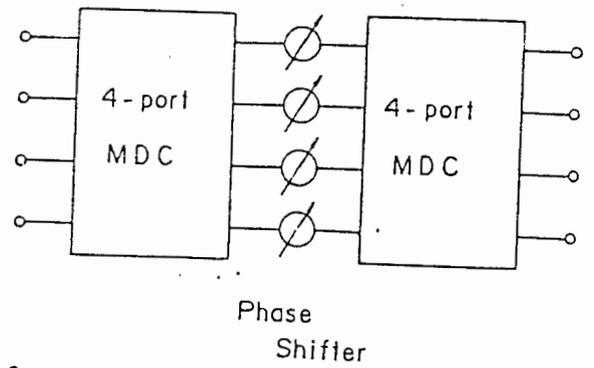
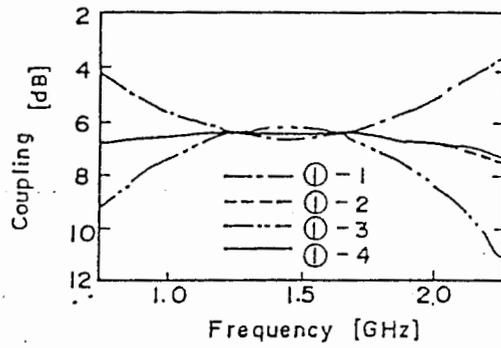
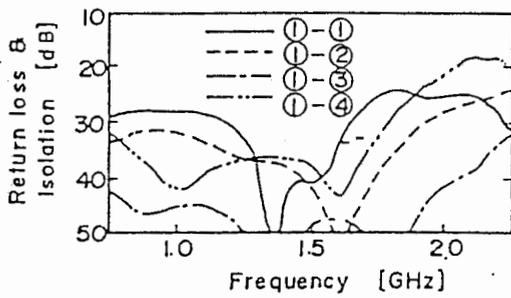


Fig. 18 Construction of a beam-forming network using MDC



(a)



(b)

Fig. 17 Frequency characteristics of a planar 4-port slot-coupled MDC.
(a) Coupling. (b) Return loss and isolation.

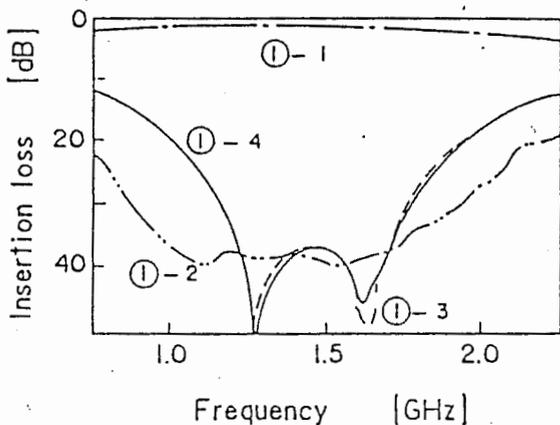


Fig. 20. Frequency performance of two connected 4-port MDC's.

文 献

- (1) J. Frey and K. B. Bhasin : "Microwave Integrated Circuits", ARTECH HOUSE (1985).
- (2) K. C. Gupta, R. Garg and I. J. Bahl : "Microstrip lines and slotlines", ARTECH HOUSE (1979).
- (3) 江上, 川合 : "多端子電力合形成形マルチビーム送信系", 信学論(B), J69-B, 2, pp. 206-212 (昭 61-02).
- (4) W. A. Sandrin : "The Butler matrix transponder", COMSAT Tech. Review, 4, 2, pp. 319-345 (1974).
- (5) J. Reed and G. J. Wheeler : "A method of analysis of symmetrical four-port networks", IRE Trans., MTT-4 (Oct. 1956).
- (6) 加川, 山村 : "Basic による電気・電子有限要素法", 科学技術出版社 (昭 61).
- (7) 川合 誠 : "衛星搭載用の多端子ビーム切替回路網の提案", 信学論(B), J66-B, 3, pp. 329-336 (昭 58-03).

2.2 3層構造層間接続回路の検討

1. はじめに

MIC、MMIC回路において、回路素子の多層化はその集積度を上げる有力な手段である。

多層化する場合、スルーホールによる層間の信号伝達が行われるが、マイクロストリップ線路とスロット線路の多層配置によりこれを実現する方法が知られている⁽¹⁾。しかしながら、その周波数特性はあまり厳密な検討が行われていない。

本報告では、このマイクロストリップ線路とスロット線路の多層配置による層間信号伝達回路について、分布定数結合フィルタであることを示し、その周波数特性を明らかにした。さらに、試作によりその特性を確認したので以下にまとめる。

2. マイクロストリップ・スロット線路変換回路

一般にMICで用いられているマイクロストリップ・スロット線路変換回路の構成を図1に示す。誘電体基板をはさんでストリップ導体と接地導体が配置され、接地導体にはスロット線路が構成されている。スロット線路は、ストリップ導体の先端より1/4波長の位置でストリップ導体と直角となるように配置され、スロット線路はストリップ導体の位置から1/4波長延びたところで短絡されている。

等価回路を図2に示す⁽²⁾。(なお n は1に近い値を取るため⁽¹⁾以下 $n=1$ として考察した。) 1/4波長のストリップ導体部分はスロットにより接地導体が切り離されているため等価的には直列素子として動作する。一方先端短絡のスロット線路は並列共振素子として動作する。これは分布定数回路を用いたはしご形回路を実現できることを示しており、1/4波長単位素子を用いた分布定数回路理論⁽²⁾がそのまま適用できる。

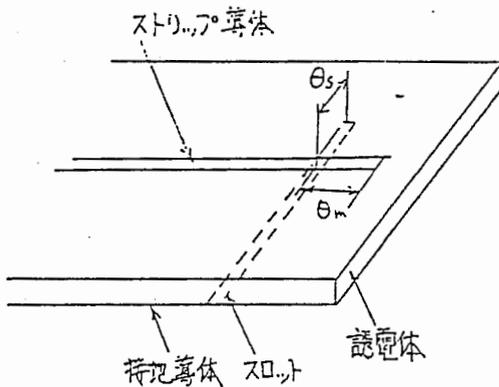


図1 マイクロストリップ・スロット変換回路

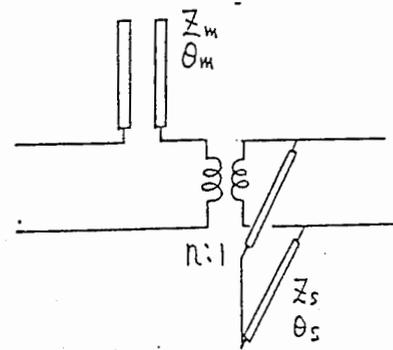
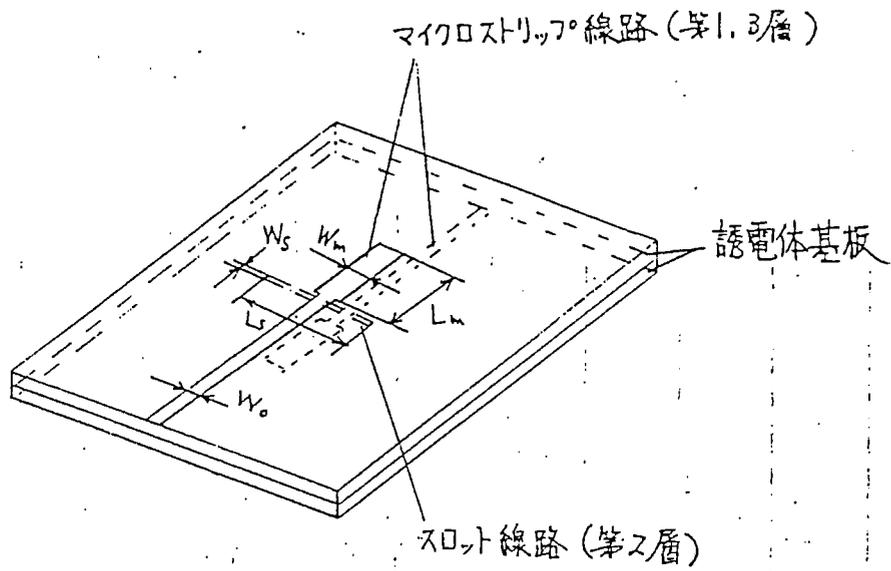


図2 等価回路

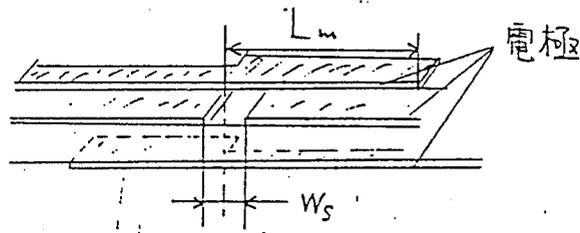
3. フィルタ構成および回路の設計

図3にフィルタの構成図を示す。これは図1で示した変換回路においてスロット線路を1/2波長の両端短絡線路としこれを2枚接地導体面を合わせて配置している。ストリップ導体はスロット線路の中央部を横切っている。この等価回路を図4に示す。

リチャード変換により周波数空間から p 空間に変換すると特性インピーダンス Z_0 の先端短絡及び開放の線路は各々 $Z_0, 1/Z_0$ のインダクタおよびキャパシタとして扱える。図4に示した等価回路にリチャード変換を適用すると図5となる。



構成図



交差部断面

図3 3層構造フィルタの構造図

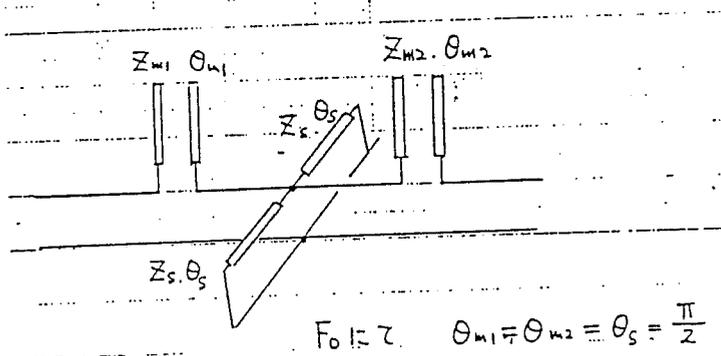


図4 等価回路

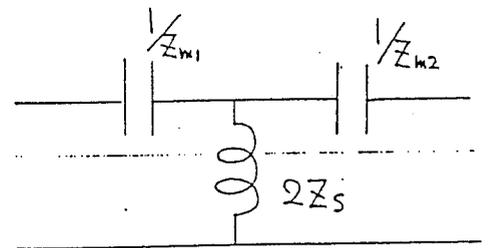


図5 p空間での等価回路

これは3段のハイパスフィルタ回路であり実周波数空間においては、1/4波長を中心としたバンドパスフィルタとなる。この型のフィルタ回路では、マキシマリフラットやチェビシェフ特性などが良く用いられており、この時の素子値はg-valueとして知られている⁽⁹⁾。外部負荷を Z_r 、カットオフ周波数を P_0 とすると Z_{m1}, Z_{m2}, Z_s は次式で表せる。

$$Z_{m1} = P_0 \cdot Z_r \cdot g_1$$

$$Z_s = \frac{Z_r}{P_0 \cdot g_2}$$

$$Z_{m2} = P_0 \cdot Z_r \cdot g_3$$

g値は例えばリップル0.01~1.0 dBのチェビシェフ特性において0.5~2.0程度であり Z_{m1}, Z_s の実現性から見て P_0 は1前後の値が作りやすいと思われる。実周波数空間において各線路の共振周波数を F_0 とすると $P_0=1$ は $1/2 \cdot F_0$ となり広帯域に向いていることがわかる。表1にリップル0.1dBチェビシェフタイプの素子値計算結果、表2にマキシマリフラットタイプの素子値計算結果を示す。入出力は 50Ω とし、比帯域幅88%~114%について計算した。表からわかるようにスロット線路の特性インピーダンスを大きくし、かつマイクロストリップ線路の特性インピーダンスを小さくすれば帯域幅が広がることわかる。

この計算結果を用いて、中心周波数5GHzで、チェビシェフタイプ3種類、マキシマリフラットタイプ2種類のフィルタを設計した。

チェビシェフタイプはスロット線路の特性インピーダンスが大きいため、誘電率2.5厚み0.8mmの誘電体基板(Cu-Clad)を用いた。一方、マキシマリフラットタイプはスロット線路の特性インピーダンスを低くしなければならぬため、誘電率10.2厚み0.65mmの誘電体基板(Epsiram-10)を用いた。設計寸法を表3に示す。なお、スロット線路およびマイクロストリップ線路の特性インピーダンスは有限要素法を用いて計算した。

表1 リップル0.1dB チェビシェフタイプの素子値

カットオフ周波数 P空間	実周波数比帯域	Z_m (Ω)	Z_s (Ω)
1.2	88%	61.9	72.7
1.1	93%	56.7	79.2
1.0	100%	51.6	87.2
0.9	107%	46.4	96.8
0.8	114%	41.3	109.0

Z_m マイクロストリップ線路の
特性インピーダンス
 Z_s スロット線路の
特性インピーダンス

表2 マキシマリフラットタイプの素子値

カットオフ周波数 P空間	実周波数比帯域	Z_m (Ω)	Z_s (Ω)
1.2	88%	60.0	41.7
1.1	93%	55.0	45.5
1.0	100%	50.0	50.0
0.9	107%	45.0	55.6
0.8	114%	40.0	62.5

4. 試作結果

図6に試作したフィルタの電気的特性を示す。また、3dB帯域幅および中心周波数を表4に示す。3dB帯域幅は実験値が計算値より10%程広がったが、比帯域幅は設計と同じ割合で変化しており、上記設計法の妥当性が確認できた。試作品の透過および反射波形をみると共振素子の周波数バランスがくずれており、これが特性を大きく変えているものと思われる。各構成要素の作成精度等の検討が必要である。

表 3 試料設計値

比帯域幅 [%]	Z _m [Ω]	Z _s [Ω]	ε	T [mm]	W _m [mm]	L _m [mm]	W _s [mm]	L _s [mm]	W _o [mm]	No
88.	61.9	72.7	2.5	0.8	1.60	10.55	0.17	20.70	2.25	1
100.	51.6	87.2	2.5	0.8	2.14	10.55	0.38	21.86	2.25	2
114.	41.3	109.	2.5	0.8	2.95	10.66	0.84	23.22	2.25	3
100.	50.0	50.0	10.2	0.64	0.59	5.85	0.30	11.64	0.59	4
114.	40.0	62.5	10.2	0.64	0.92	5.88	0.62	12.55	0.59	5

Z_m : マイクロストリップラインの特性インピーダンス

Z_s : スロットラインの特性インピーダンス

ε : 基板の誘電率 T : 基板の厚み

W_m : ストリップラインの幅寸法 L_m : ストリップラインの長さ寸法

W_s : スロットラインの幅寸法 L_s : スロットラインの長さ寸法

W_o : 50Ωストリップラインの幅寸法

No.1 ~ 3はチェビシェフタイプ, No.4, 5はマキシマリフラットタイプ

表 4 試料の比帯域幅測定結果

No	設計比帯域幅 [%]	3dB比帯域幅 測定値 [%]	中心周波数 [GHz]	3dB減衰周波数	
				[GHz]	[GHz]
1	88.	100.	4.85	2.42	7.28
2	100.	113.	4.84	2.11	7.56
3	114.	125.	4.61	1.72	7.50
4	100.	92.	5.39	2.89	7.83
5	114.	104.	4.98	2.39	7.56

No.1 ~ 3はチェビシェフタイプであり、設計比帯域幅と3dB比帯域幅とは定義が異なる。

No.4, 5はマキシマリフラットタイプであり設計比帯域幅と3dB比帯域幅とは同一である。

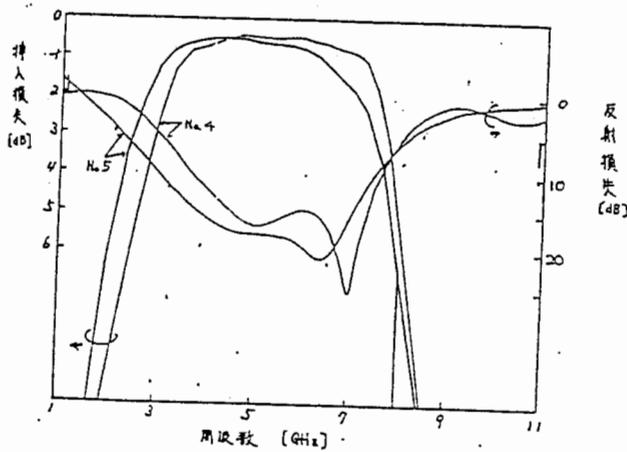
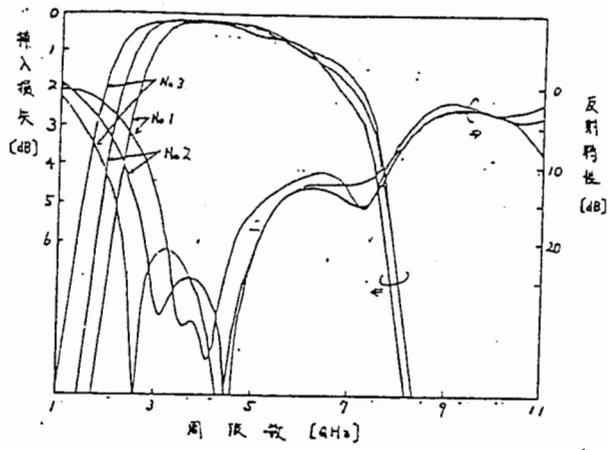


図6 フィルタ特性

5.まとめ

以上のようにマイクロストリップ・スロット線路により、3層構造において上下面に入出力を配置した広帯域フィルタが作成できることを示した。また、マイクロストリップ線路の特性インピーダンスを小さくしスロット線路の特性インピーダンスを大きくすれば広帯域な特性になることを示した。本構造は4層以上の構成にも適用できると思われる。

参考文献

- (1)Gupta, etal. : "Microstrip Lines and Slotlines", Artech House, Massachusetts, 1979
- (2)黒田一之 : "分布定数回路網の構成" 共立出版
- (3)Matthaei, etal. : "MICROWAVE FILTERS, IMPEDANCE-MATCHING NETWORKS, AND COUPLING STRUCTURES", McGrawhill, New York, 1964

3 移動通信用アンテナの検討

移動通信に用いるアンテナに関しては、素子自身の小形化および耐干渉性のある構成が重要な技術ポイントである。前者に対しては、小型アンテナの解析手法、後者に対しては偏波ダイバーシチアンテナ素子の検討をテーマとした。

アンテナ素子の小形化としては、物理的小形、電気的小形に分けられる⁽¹⁾。物理的小形は寸法をさし、例えば100GHzでは1/2波長ダイポールでも全長1.5mmであり、小さいと考えられる。一方、電気的小形は波長に対する比率を表している。現行の陸上移動通信は1GHz~3GHzであることを考えると電気的小形が中心技術となろう。

電気的小形アンテナを検討するうえで、その特性を把握するための電磁界数値解析技術はかせない要素である。アンテナの数値解析法としてはモーメント法が主流である。この方法は、素子をワイヤエレメントで近似するが、波長に対するエレメントサイズの制約のため、解析対象となるアンテナによっては適用が難しい場合も考えられる。そのため、新たに差分法解析である空間回路網法を導入し、小形アンテナの解析への適用を試みた。解析対象は小形アンテナのひとつである板状逆Fアンテナとした。これにより、本解析法適用の妥当性を示すとともに従来まだ解明されていなかった板状逆Fアンテナの形状に対する電気的特性の変動量を明らかにした。以下、3.1章「板状逆Fアンテナの特性解析」にその結果を示す。

耐干渉性のあるアンテナ構成としては、ダイバーシチ方式が知られている。このうち、偏波ダイバーシチはその有効性が言われるものの、具体的なアンテナ構造があまり提案されていない。その構造として、円筒スロット・ダイポールアンテナに着目し、それを小型化した偏波ダイバーシチ用アンテナの可能性を検討した。しかしながら、円筒スロットアンテナの検討を進めたところ、目標寸法では十分な利得がえられないことがわかった。これは3.2章「水平偏波全方向性アンテナの検討」に結果を示す。

3.1 板状逆Fアンテナの特性解析

1. はじめに

近年、移動通信の発展に伴い小型軽量の携帯無線機の要望が高まっている。この携帯無線機に用いるアンテナには、小形・薄型な構造を持つものが適しており、そのひとつとして板状逆F形アンテナ⁽¹⁾⁽²⁾が知られ、実用化されている。

この板状逆F形アンテナは、片端短絡形マイクロストリップアンテナにおいて、その短絡板の幅を平板の幅より狭くしたものと見なすことができる。一方、ワイヤ状素子からなる逆F形アンテナの一部を平板素子に置き換えたものともみなすことができる。すなわち、板状逆F形アンテナはこれらのアンテナの中間に位置するアンテナであって、この特性を解析することは興味ある問題である。

いままで、板状逆F形アンテナにおける諸特性値はおもに実験による検討⁽²⁾が行われている。また、モーメント法を用いた電磁界数値解析による検討も試みられている⁽³⁾⁽⁵⁾が、短絡板の幅寸法の変動や、アンテナ平板素子の形状に対する特性値の変動は必ずしも明確にはなっていない。

最近、時間軸電磁界解析手法のひとつである空間回路網法⁽⁶⁾⁽⁷⁾が多く報告されるようになってきた⁽¹⁰⁾⁻⁽¹⁴⁾。この解析手法では時間軸で観測した電磁界データにフーリエ変換(FFT)を施すことにより広範囲の周波数応答を得ることができる⁽¹⁵⁾。また、この手法はアンテナの指向性特性が計算⁽⁸⁾⁽⁹⁾に用いられている。

本報告ではまず、空間回路網法を板状逆F形アンテナの入力インピーダンス特性計算に適用した結果⁽¹⁶⁾について示す。さらにこの解析手法を用い、板状逆F形アンテナにおいて、そのア

アンテナ板の形状および短絡板の寸法を変化したときの特性計算を行い、板状逆F形アンテナの形状寸法と電気的特性の関係を検討したので報告する。

2 空間回路網法の概要

空間回路網法はマックスウェル方程式の空間・時間の差分表現であって、3次元時間軸解析法である。空間は図1に示すような格子点の配置(格子点モデル)によって表現される。この格子点モデルの入力部分に励振を加え、電磁界の挙動を観測する。時間軸解析法であるため、パルス入力に対する応答が計算できるため、フーリエ変換を用いて広帯域な周波数特性を得ることができる。本手法に関する詳細は、ATRテクニカルレポート⁽¹⁷⁾を参照してほしい。

3 板状逆F形アンテナの解析モデル

図2に解析モデルの形状を示す。全体は、同軸線路部分とその一端に接続されたアース面に取り付けられた板状逆F形アンテナ部分から成る。

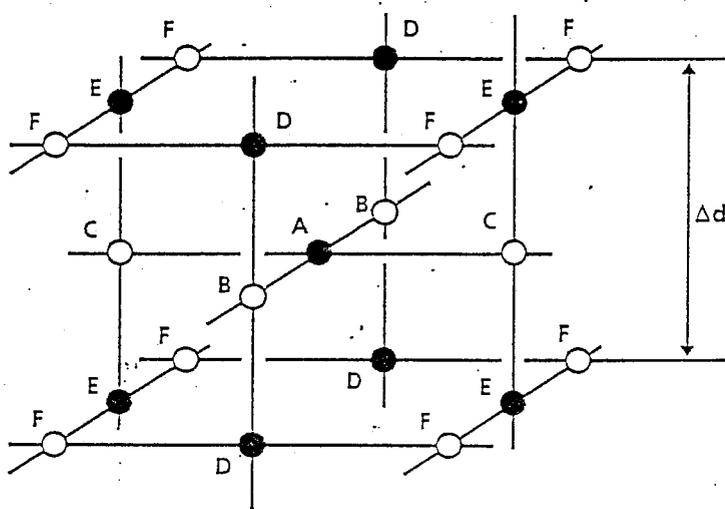


図1 空間回路網法モデル

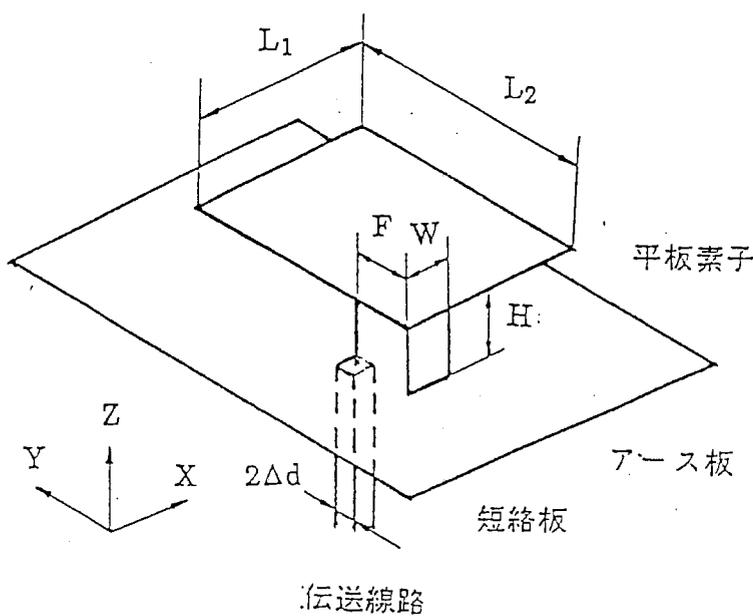


図2 解析モデル

アンテナは、接地板に平行に置かれた平板素子と、その平板素子と接地板とを電氣的に接続する短絡素子から構成される。短絡素子の幅寸法は平板素子の辺の長さより小さく設定される。接地板の裏面からは、同軸線路によって給電され、その中心導体は平板素子に接続される。

空間回路網法では、空間を等間隔格子点によって離散モデル化する。格子点間隔 (Δd) を小さくすれば寸法的に精度の高いモデルができるがそのために解析対象全体における格子点総数が増加し、コンピューター計算における記憶容量および計算時間が増えるため、格子点間隔は適度にしなければならない。ここでは一辺を $2\Delta d$ とした角柱外導体中に芯線を配置した同軸線路を用いた。

解析においては、この同軸線路の他端からパルス電力を入力し、同じ点でアンテナ部からの反射電力を時間ステップで観測したデータを用い、これにフーリエ変換を施すことによって入力インピーダンスの周波数特性を得ることができる。この時、周波数は計算に用いられる差分時間間隔 (Δt) で表現されるが、 Δt は Δd に対し次式の関係があり、 Δd に具体的な寸法を代入することによって、周波数は決められる。本解析においては、入力パルスをレイズドコサインとし、立ち上がりを緩やかなカーブとしている。なお、パルス幅は $80\Delta d$ とした。

同軸線路の特性インピーダンスは 50Ω になるように内外導体間に充填される誘電体の誘電率を設定した。このため、誘電率は 3.53 とした。(図3) なお、計算に用いる同軸線路は入射波と反射波が十分分離できるだけの長さが必要である。

アンテナ部分は自由空間へ電磁波エネルギーを放射しているため、開放領域を表現しなければならないが、空間回路網法では境界条件として平面波成分を吸収する表現となる。そのためアンテナ部分は周囲に十分な大きさの空間を含んで計算を行わなければ境界面における反射・吸収の影響を受ける。図4に周囲の空間の大きさを変化させた時の入力インピーダンスの計算結果をしめす。同じ給電ポイントの場合、計算領域が小さいと入力インピーダンスの軌跡がアンダーカップリングとなる。計算領域を大きくしていくと入力インピーダンスの軌跡はオーバーカップリングの方向へ動くとともにその変化量も小さくなり、計算値は収束する。これは計算領域が小さいときは、空間回路網法で用いている開放領域境界が誘導場をも吸収してアンテナ系の Q を下げているものと思われる。また計算領域が大きいときでも若干の入力インピーダンス軌跡の変動が見られるが、これはおもに開放領域境界における反射の影響と思われる。この結果よりアンテナ外部に 0.3λ 以上の領域を取れば計算値は収束するものと判断し、以下の計算ではこの計算領域を確保することにした。

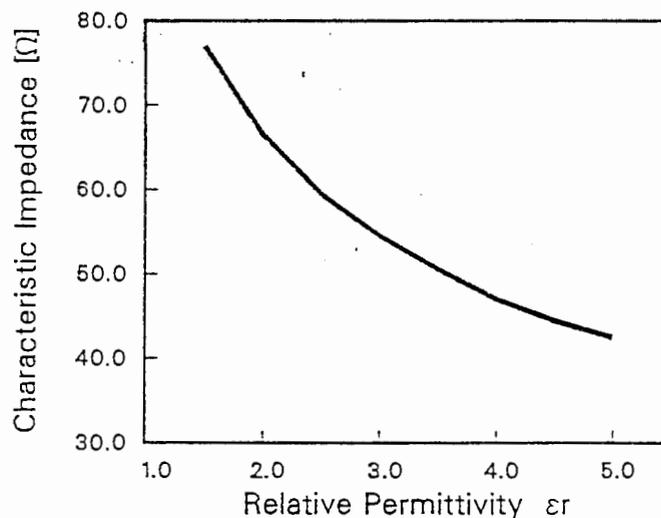


図3 給電線路の特性インピーダンス

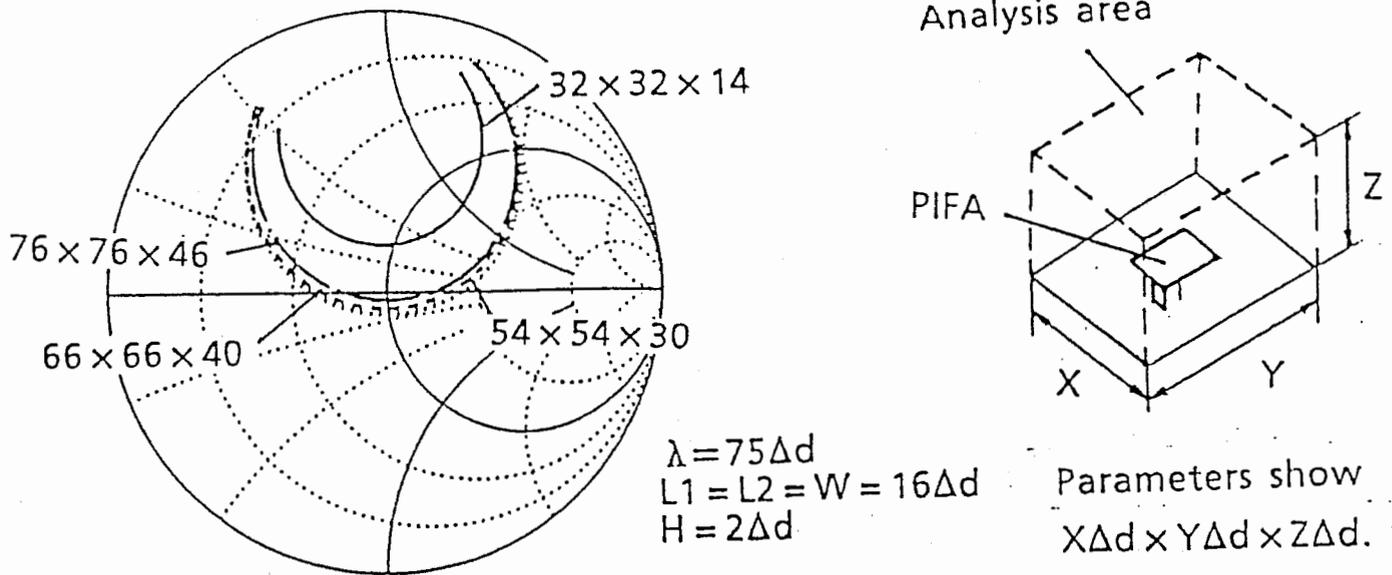


図4 解析領域の変化に対する計算値の変化

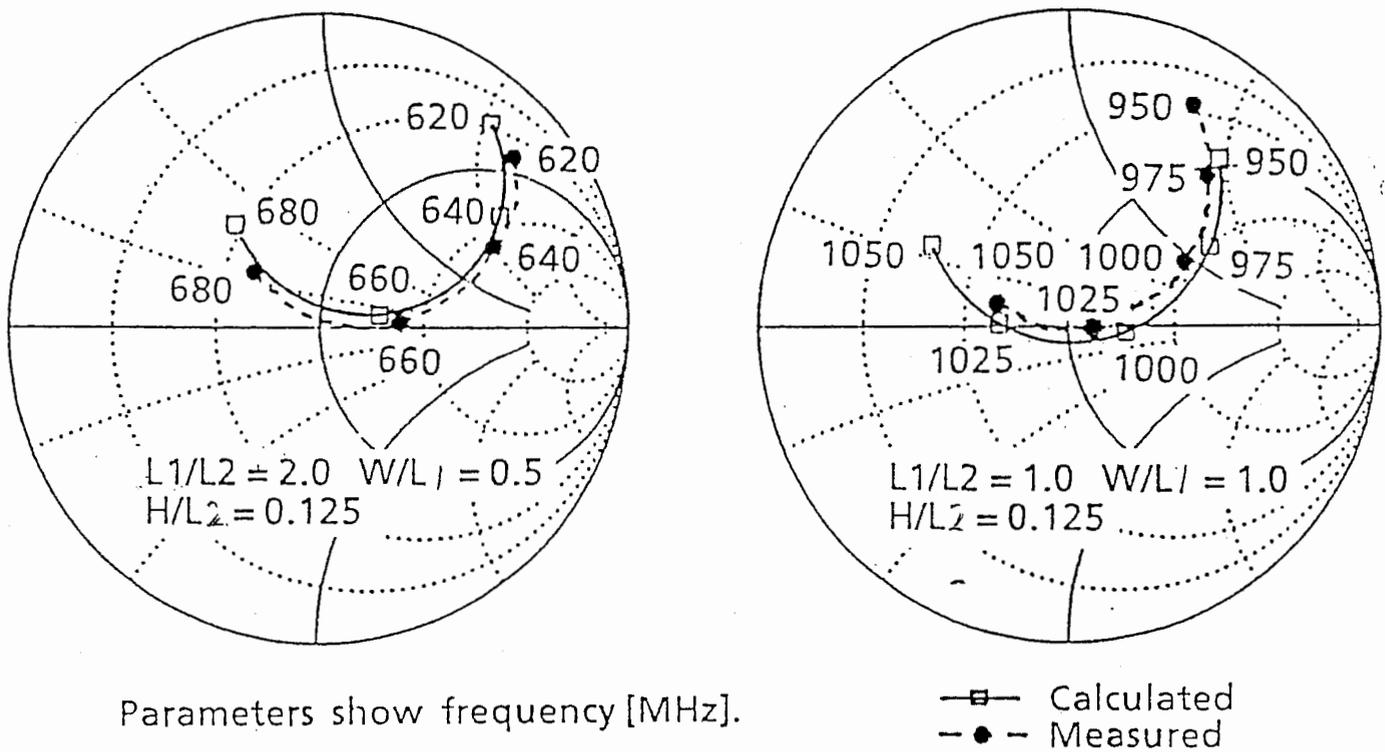


図5 λカインピーダンス計算結果

図5に板状逆F形アンテナの入力インピーダンス値の計算値と実験値との比較を示す。共振周波数も含めて良い一致を示している。このことより、本計算手法を用いて板状逆Fアンテナの周波数特性を計算できることが確認できた。

3 共振周波数特性および整合帯域特性

板状逆F形アンテナの形状に対する電氣的特性の変動を明らかにするため、図6に示すような、平板素子サイズ $L1/L2$ が2.0,1.0,0.5のものについて、短絡板幅 $W/L1$ を1.0, 0.75, 0.5, 0.25, 0.125に設定したときの特性を解析した。

各平板素子サイズ $L1/L2$ において、 $L1, L2, H$ を固定したときの短絡板幅 $W/L1$ に対する共振周波数の変化を図7に示す。縦軸は、 $W/L1=1.0$ のときの共振周波数に対する共振周波数の変化率を示している。なお、 $W/L1=1.0$ のときの共振周波数はおおよそ $L2=\lambda/4$ である。図より、短絡板の幅が小さくなるに伴い、共振周波数が大きく低下することがわかる。また、平板素子が横に長く($L1/L2$ が大きい)従って面積が大きいものほどその共振周波数の低下率は大きい。

さらに、図8に共振波長に対して同じ高さとなるときの平板素子の面積を示した。これより、 $L1/L2$ が大きいものは平板素子面積は大きい、短絡板の幅寸法が小さくなるに伴って、平板素子面積の差が小さくなることがわかる。

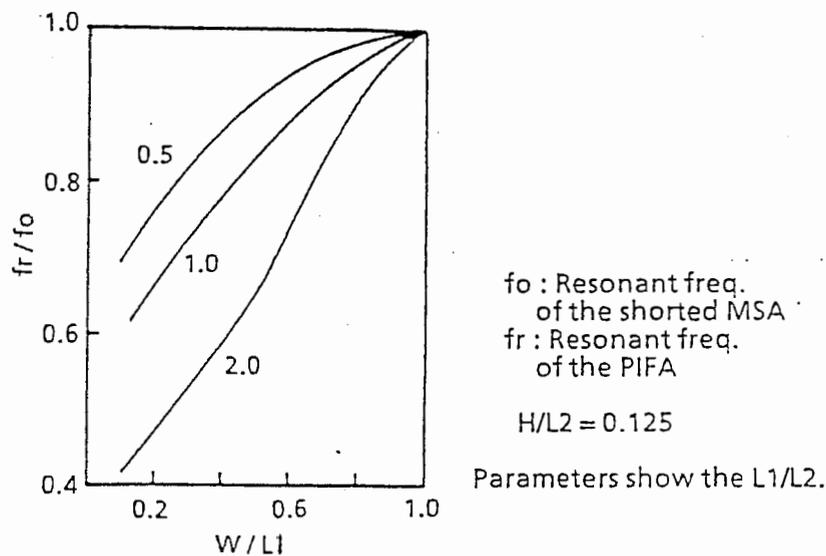


Fig.6 Resonant frequency of the PIFA

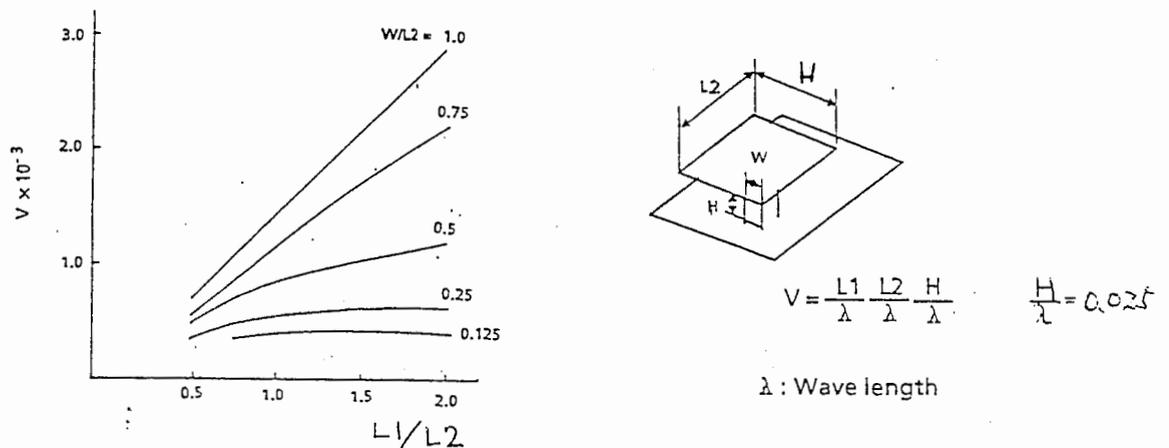


図7 同じ共振周波数となるためのアンテナサイズ

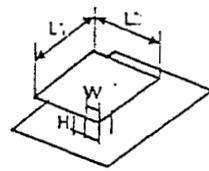
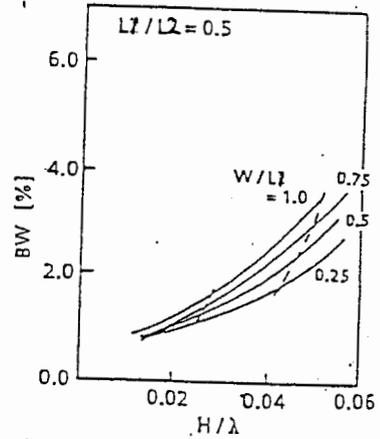
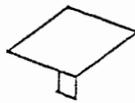
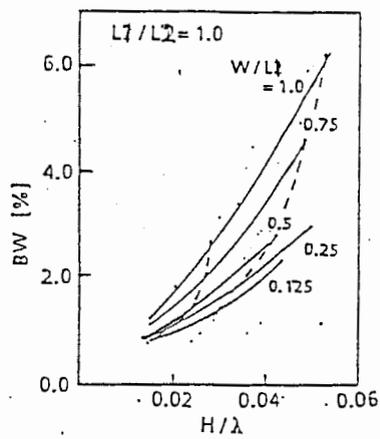
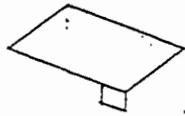
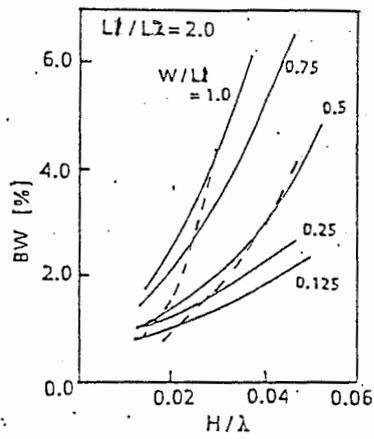


图9 整合带域幅

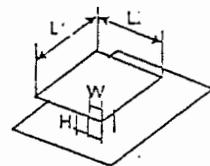
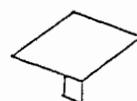
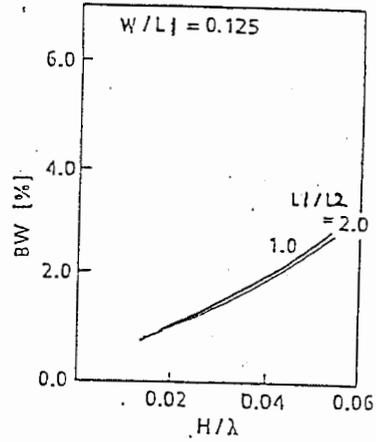
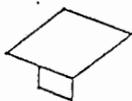
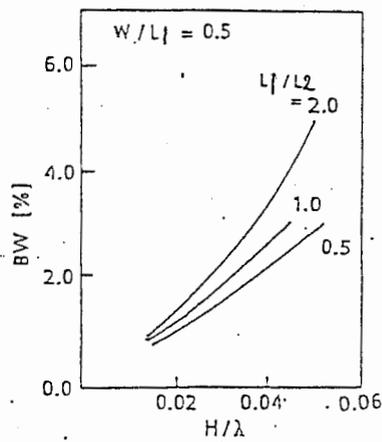
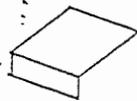
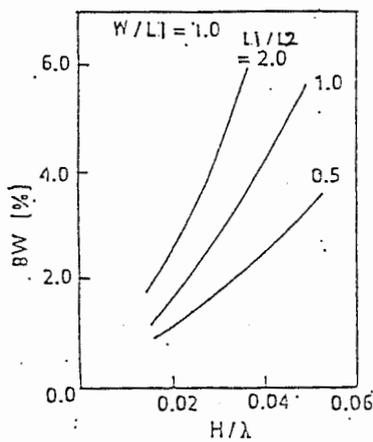
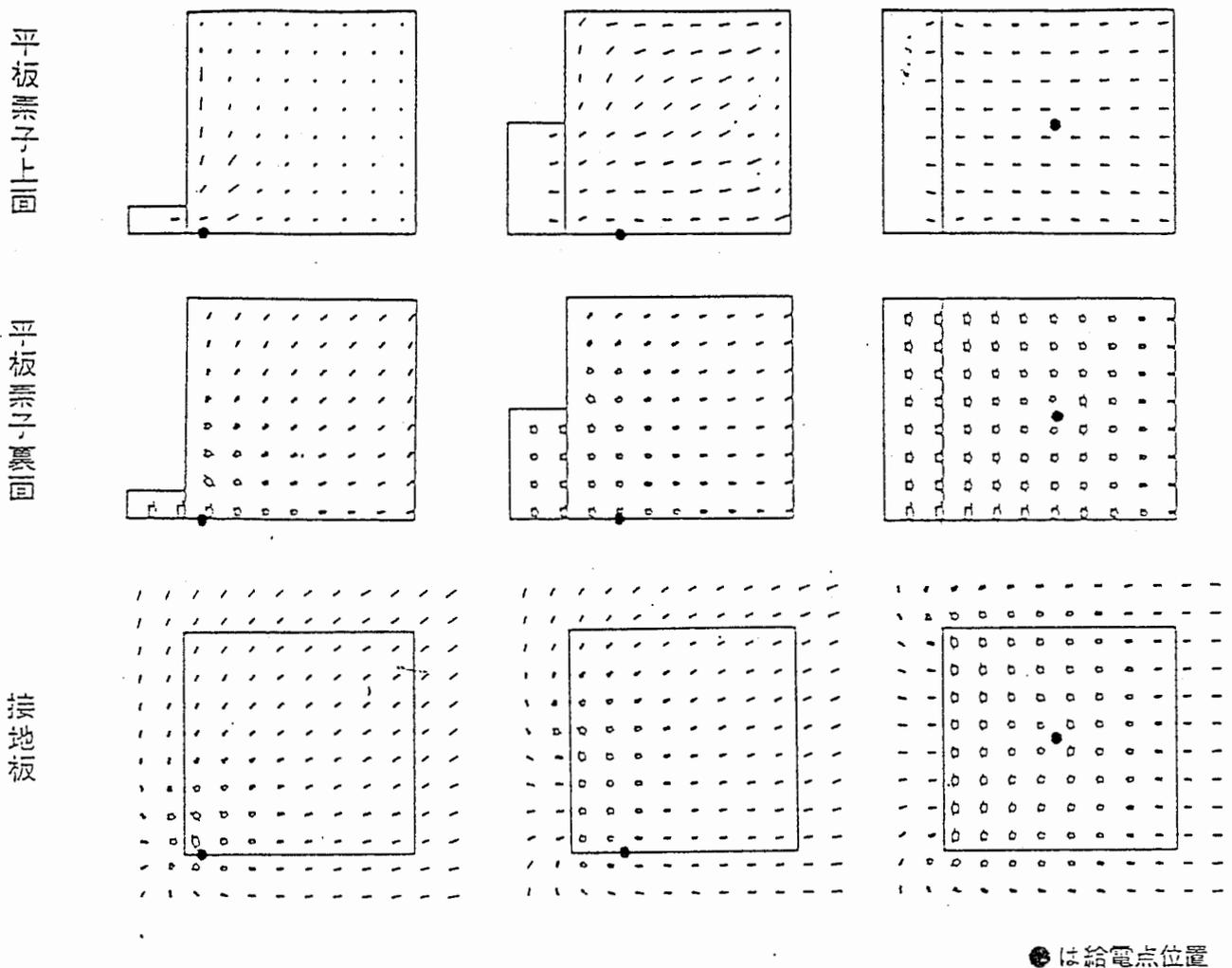


图10 整合带域幅

図9は、平板素子寸法 $L1/L2$ を一定にし、短絡板の幅寸法 $W/L1$ をパラメータとしたときのアンテナ高さに対するアンテナの整合比帯域幅を示す。ここで高さは共振波長に対する比の値とした。なお、図中の破線は同一共振周波数ポイントを示している。図より、アンテナ高が高い場合は整合帯域が広がることがわかった。また、短絡板の幅寸法 $W/L1$ が小さいものほど比帯域幅が小さくなり、そのとき $L1/L2$ が大きいものほど、 $W/L1$ に対する比帯域幅の変化率は大きいことがわかった。

上記データを用いて、短絡板の幅寸法 $W/L1$ を一定にし、平板素子寸法 $L1/L2$ をパラメータとしたときのアンテナ高さに対するアンテナの整合比帯域幅を図10に示す。これより、短絡板の幅寸法 $W/L1$ が大きい場合は平板素子寸法が大きいものほど整合比帯域幅が大きいが、 $W/L1$ が小さいと整合比帯域幅は平板素子寸法にあまり依存せず、アンテナの高さのみが支配的となることが確認できる。これは、図8に示したアンテナサイズのグラフと同じ傾向であって、整合比帯域幅は体積と密接な関係にあるものと予想される。



四二 電流分布

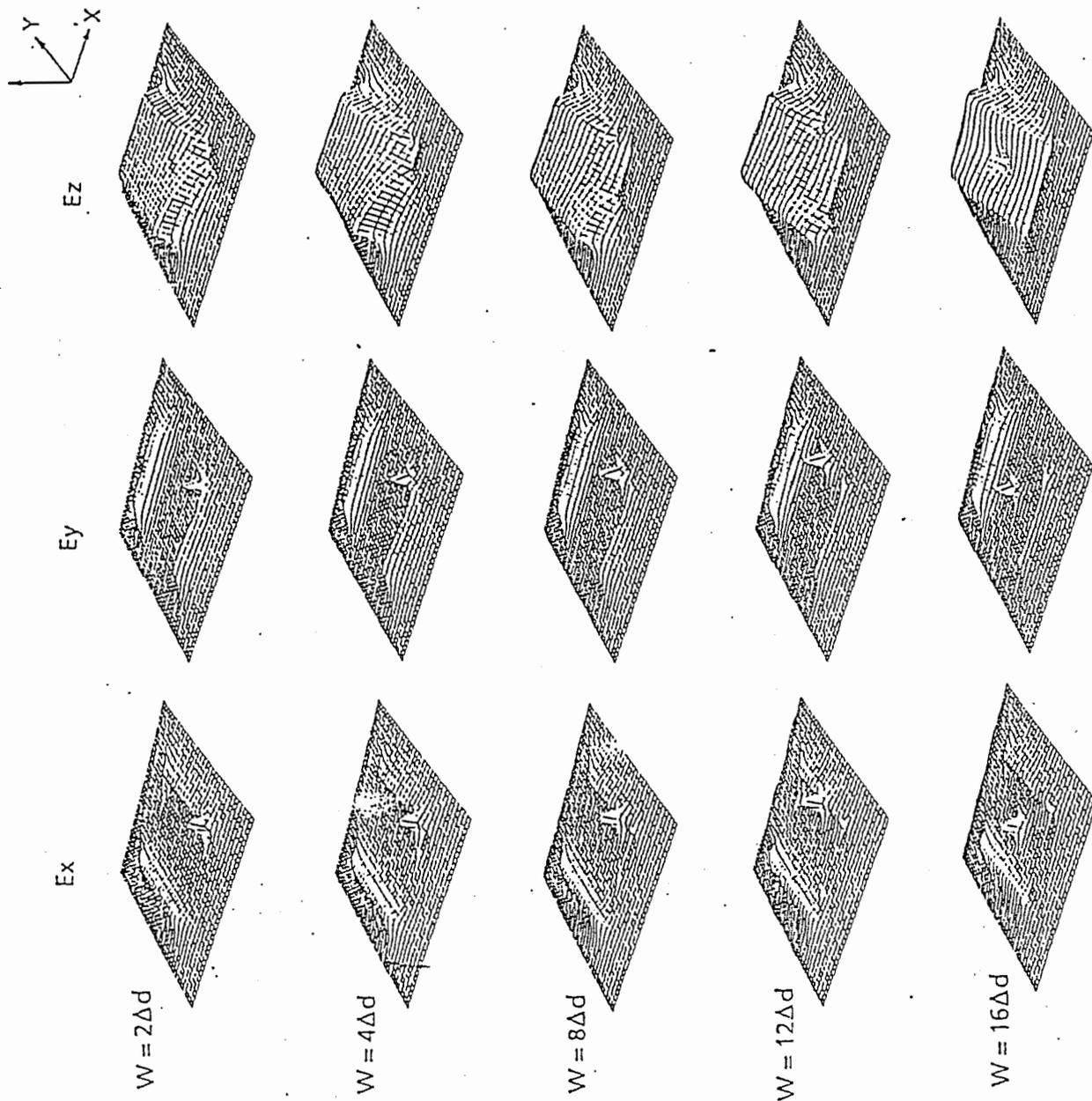


图12 电界分布

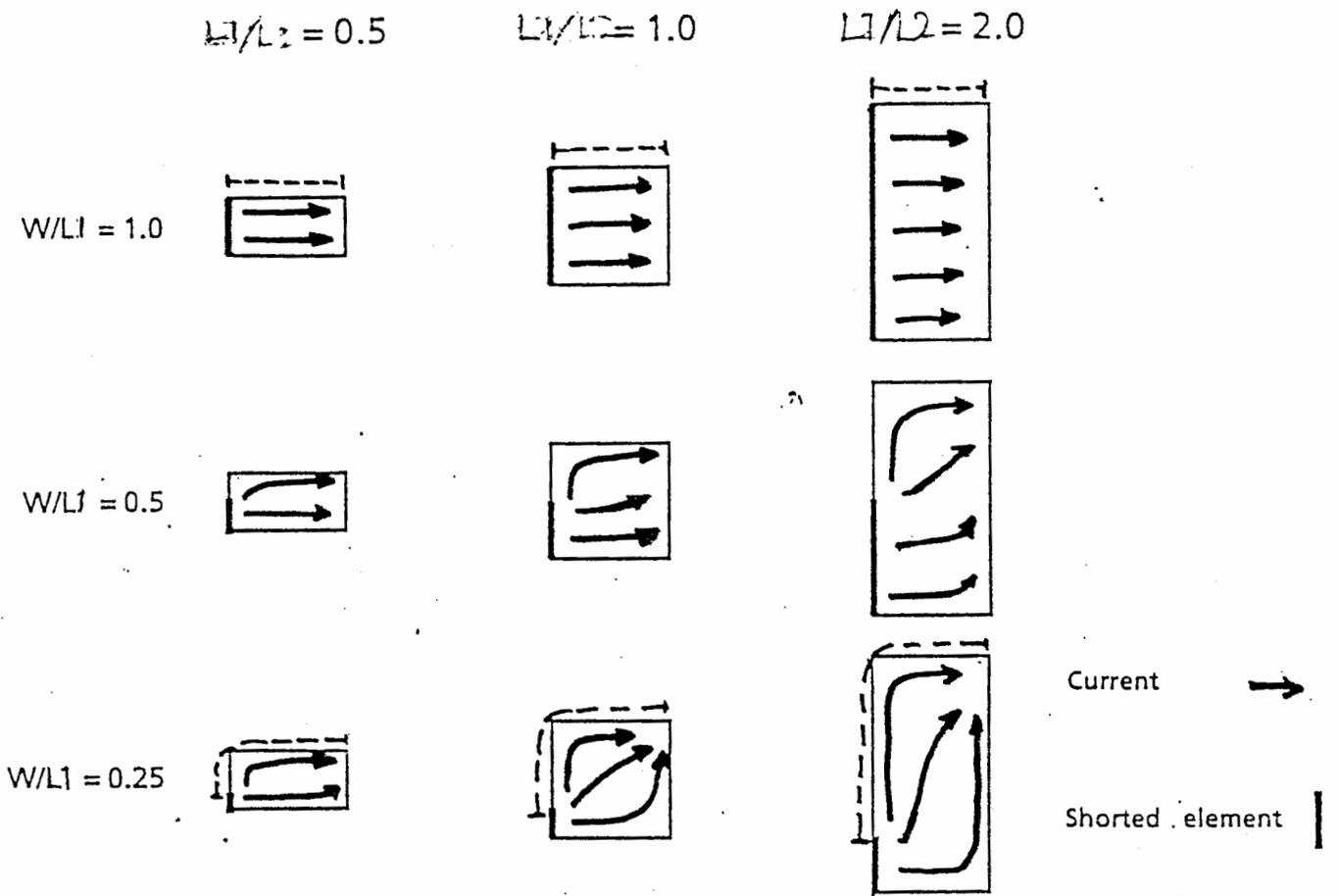


図13 電流経路

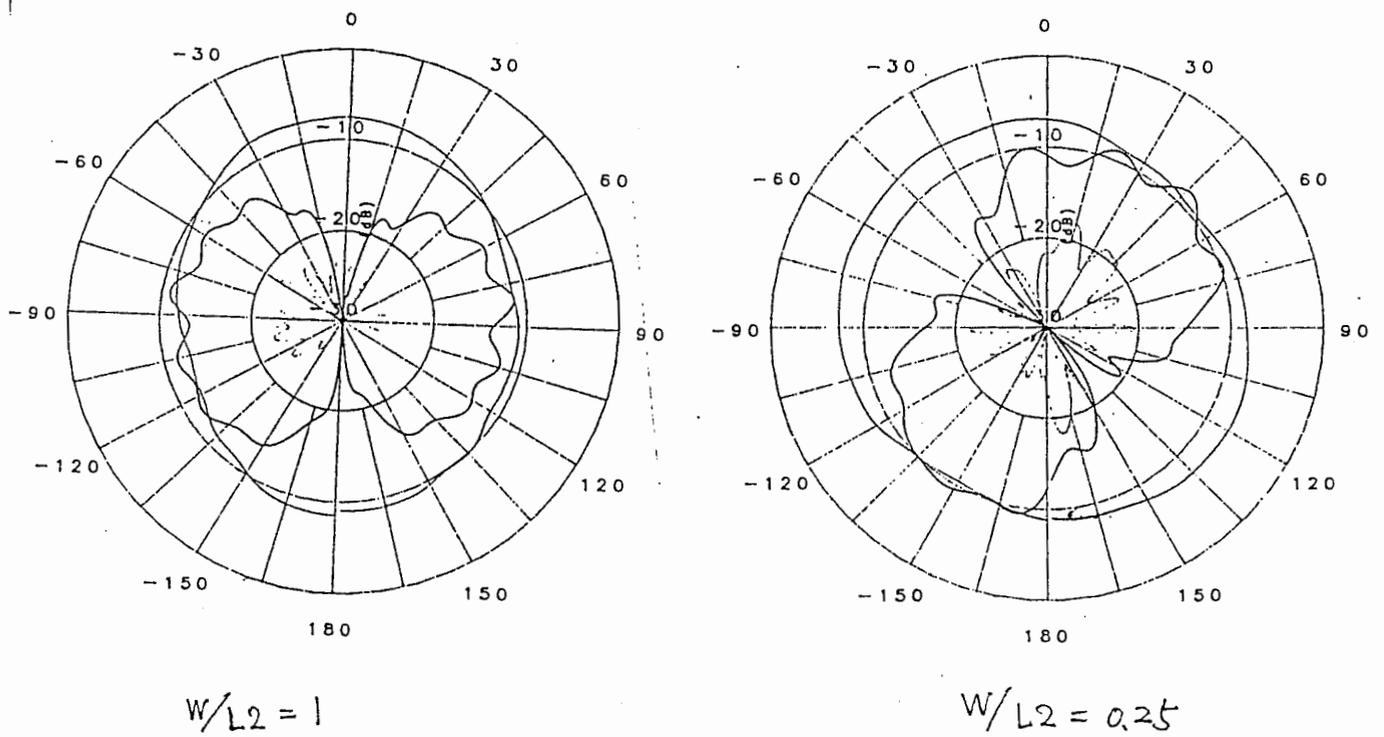


図14 放射パターン

4 電流・電界分布と放射特性

上記周波数特性解析において求められた共振周波数における電流・電界分布を求めた。図11は $L1/L2=1.0$ において短絡板の幅寸法を変えたときの電流分布を示している。上段は平板素子上面、中段は平板素子のアース側の面、下段はアース板上の電流を示している。矢印の向きはその点における電流の向きをしめし、矢印の幅は電流密度を示している。図より、電流は主に平板素子のアース側の面とアース板上に流れていることがわかる。また、電流の向きは短絡板の幅寸法が小さくなるに従い、対角線方向に向かうことがわかる。図12はこのときの電界分布を示している。短絡板が狭くなるに従い、 E_y, E_x が短絡板を設定する辺に現れている。

図13は、計算結果を用いて平板素子のアース側の面における電流経路を模式的に示したものである。すなわち、短絡板は狭くなると電流は平板素子上を斜めに流れる。従って、等価的には電流経路が増加したものと見なせ、これが共振周波数の低下につながると考えることができる。

このような電流経路の変化は、当然のことながら放射指向性に影響を与える。図14は、短絡板の幅寸法を変化させたときの放射指向性の測定値を示す。短絡板が狭くなるにしたがい、電流のx成分が生じ、そのため、水平偏波指向性が現れてくることがわかる。短絡板が非常に狭くなったときは、電流は斜めに走る成分が主になるため、水平面内における指向性が、丁度その角度分移動する。これより、上記電流の計算結果が妥当なことが確認できた。

5 まとめ

空間回路網法を用いて板状逆F形アンテナの入力インピーダンスを計算し、実験値と良く一致することを確認した。

この計算手法を用いて板状逆F形アンテナの周波数特性を求め、平板素子の形状および短絡板の寸法の変化に対する共振周波数および整合帯域幅の変動について明らかにした。また、共振時の電界分布・電流分布を明らかにするとともに、その放射特性の変動を検討し、実験的に妥当な結果が得られていることを明らかにした。

なお、空間回路網法では放射効率、放射指向性が同時に計算できる利点があり、また誘電体や磁性体等を任意の位置に配置するモデルの計算もできる。また広帯域な特性が計算できるため有力な解析方法と思われる。

このアンテナでは定性的には、平板素子部分の増加は容量性の増加に、短絡板の幅の減少は誘導性の増加に対応する。短絡板の幅の変化はこれと同時にを行うことに対応しており、平板素子部分が大きいかほど共振周波数が大きく変化することが予想される。また、短絡板が同じ程度のインダクタンスを持つならば、同じ共振周波数になるために同等なキャパシタンスが必要であり、平板素子部分はほぼ同じ面積となることが予想される。一方、整合帯域幅は放射抵抗とアンテナのアドミタンススロープすなわち、 Q に対応するものであって、その値は主に放射に寄与する開口面サイズとアンテナサイズに比例することが予想される。今後は定量的な理論検討が必要になるう。

参考文献

- (1) 春木、小林 “携帯無線機用逆F形アンテナ”、昭57信学全大、613、1982
- (2) T. Taga and K. Tsunekawa, “Performance Analysis of a Built-In Planar Inverted F Antenna for 800 MHz Band Portable Radio Units,” IEEE Trans. vol SAC-5, no.5, pp.921-929, 1987
- (3) 常川、多賀 “携帯無線機筐体を考慮した板状逆F形アンテナの特性解析”、昭60信学全大、S5-1、1985
- (4) 平沢、藤本 “直方導体上、又は、その近傍にある線状アンテナ特性解析のためのワイヤグリッド法について”、信学論(B)、J65-B,4,pp.382-389、1982-4

- (5) 安藤、村上、伊藤 “小型アンテナに関する数値解析による性能評価”、信学技法、AP88-24、1988-6
- (6) 吉田、深井、福岡 “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
- (7) 吉田 他 “電磁波問題の基礎解析法”、第5章、空間回路網法、信学会編、1987
- (8) 柏、吉田、深井 “空間回路網法による逆F型板状アンテナ特性の解析”、信学技法、AP88-27、1988-6
- (9) 柏、吉田、深井 “空間回路網法による逆F型板状アンテナの3次元解析”、昭63信学会大、B-66、1988-4
- (10) 小池、吉田、深井 “マイクロストリップスロット結合線路の3次元時間応答解析”、信学論(B)、J68-B,7,pp.811-818、1985
- (11) S. Koike, N. Yosida, and I. Fukai, “Transient Analysis of Coupling Between Crossing Line in Three-Dimensional Space,” IEEE Trans. Microwave Theory Tech. vol MTT-35, no.1, pp.67-71, 1987
- (12) S. Koike, N. Yosida, and I. Fukai, “Transient Analysis of Microstrip Line on Anisotropic Substrate in Three-Dimensional Space,” IEEE Trans. Microwave Theory Tech. vol MTT-36, no.1, pp.34-43, 1988
- (13) N. Kukutsu, N. Yosida, and I. Fukai, “Transient Analysis of Ferrite in Three-Dimensional Space,” IEEE Trans. Microwave Theory Tech. vol MTT-36, no.1, pp.114-125, 1988
- (14) 柏、小池、吉田、深井 “Bergeron法によるパッチアンテナの3次元解析”、信学論(B)、J71-B,4,pp.576-584、1988-4
- (15) T. Shibata T. Hayasi and T. Kimura, “Analysis of Microstrip Circuits Using Three-Dimensional Full-Wave Electromagnetic Field Analysis in the Time Domain,” IEEE Trans. Microwave Theory Tech. vol MTT-36, no.6, pp.1064-1070, 1988
- (16) 角田、多賀 “板状逆F形アンテナの特性解析”、平成1信学会、S5-5、1989
- (17) 角田 “空間回路網法を用いた周波数特性解析プログラム”、ATRテクニカルレポートTR-O-0031、1990

3.2 水平偏波全方向性アンテナの検討

1 はじめに

金属円筒の軸に沿ってスロットが構成されている円筒軸スロットアンテナは、スロットを放射源としてとき、その円筒外径寸法が波長に比べ小さい場合に全方向性パターンを有する水平偏波アンテナとなる⁽¹⁾ことが知られている。さらにこの円筒導体の外面をダイポールアンテナ素子として用いることにより、垂直偏波全方向性アンテナが構成でき、各々の給電位相を90°ずらすことにより円偏波全方向性アンテナとなる⁽²⁾ことが知られている。

一方陸上移動通信においては、多重到来波に対する耐干渉性のあるアンテナ構成としてダイバーシチ方式が知られている。各種ダイバーシチ方式のなかで、偏波ダイバーシチはその有効性が言われるものの、具体的なアンテナ構造があまり提案されていない。

そこで前記円筒軸スロットアンテナとその円筒導体外面をダイポールアンテナとして使用する円筒スロット・ダイポールアンテナに着目した。しかし、本構造は実用されてるものでは円筒直径が0.1 λ 程度であり、移動体装置には大きい。また、直径が0.1 λ 以下の報告はないようである。偏波ダイバーシチ用アンテナへの可能性を検討するためには、直径が小さな円筒軸スロットアンテナの特性を検討しなければならない。以下では、その検討結果について記す。

2 構造

図1に円筒軸スロットアンテナの構造を示す。金属円筒の軸に沿ってスロットが構成されており、このスロットに生じる磁流により水平偏波アンテナとなる。磁流源からの放射電磁界は金属円筒により散乱・回折を受けるため、金属円筒の外径寸法によって指向性が異なる。図2は、金属円筒外径寸法に対する放射指向性を示している。円筒外径寸法が波長に比べ小さい場合には、ダイポールアンテナのように全方向性アンテナとなる。

しかしながら、小さな外径で円筒軸スロットアンテナを構成すると、そのスロット付き円筒において放射に寄与するTEモードが遮断域となる。(図3) そのため、スロットに給電を行っても純抵抗にみえず、整合給電を行うためにチューナーなどの整合回路が必要になる。また、スロット上に生じる電界の強度は給電点から離れるにともない急速に弱くなるため、磁流が給電点近傍に生じるのみとなる。これらの理由により、単に円筒外径を小さくするだけでは利得の小さなアンテナとなることが予測される。

その問題点をさけるためにスロット部分の構造を改良し、スロット部の導体を円筒内側に延長した構造を持つ円筒スロットアンテナを提案する。図4に本アンテナの構造を示す。円筒導体の軸方向に形成されたスロットから円筒内側にスロット導体を延長し対向面をもたせる。スロット導体間はスペーサにより一定間隔を保持する。給電は同軸線路を用い、スロット導体にオフセット給電する。

スロット導波路のカットオフ周波数は、スロット対向面間の単位長さあたりの静電容量値により制御できる。スロット幅 t が広くてもスロット深さ d を長くすることにより容易に共振スロットを構成できる。図5にTEモードの伝搬定数を示す。なお、この計算においてはスロット面を磁気壁とした導波路として解いている。

3 実験結果および考察

外径が0.05 λ のアンテナを試作し、その特性を測定した。(表1) 試作アンテナの放射指向性を図6に示す。X-Y面における E_{ϕ} 成分指向性偏差は0.5dB、利得の最大値はダイポール比で-2dBであり、交差偏波成分の放射は-21dB以下であった。また、外径が0.03 λ のアンテナを試作したところ、利得の最大値はダイポール比で-6dBであった。これらの利得値は、従来構造で外径が0.075 λ の円筒軸スロットアンテナ試作結果-9dBと比べると改善されていることがわかる。

4 偏波ダイバーシチへの適用の可能性

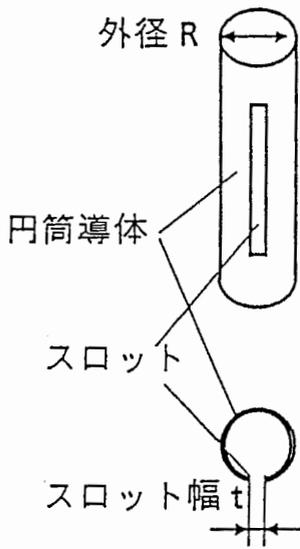


図1 円筒軸スロット

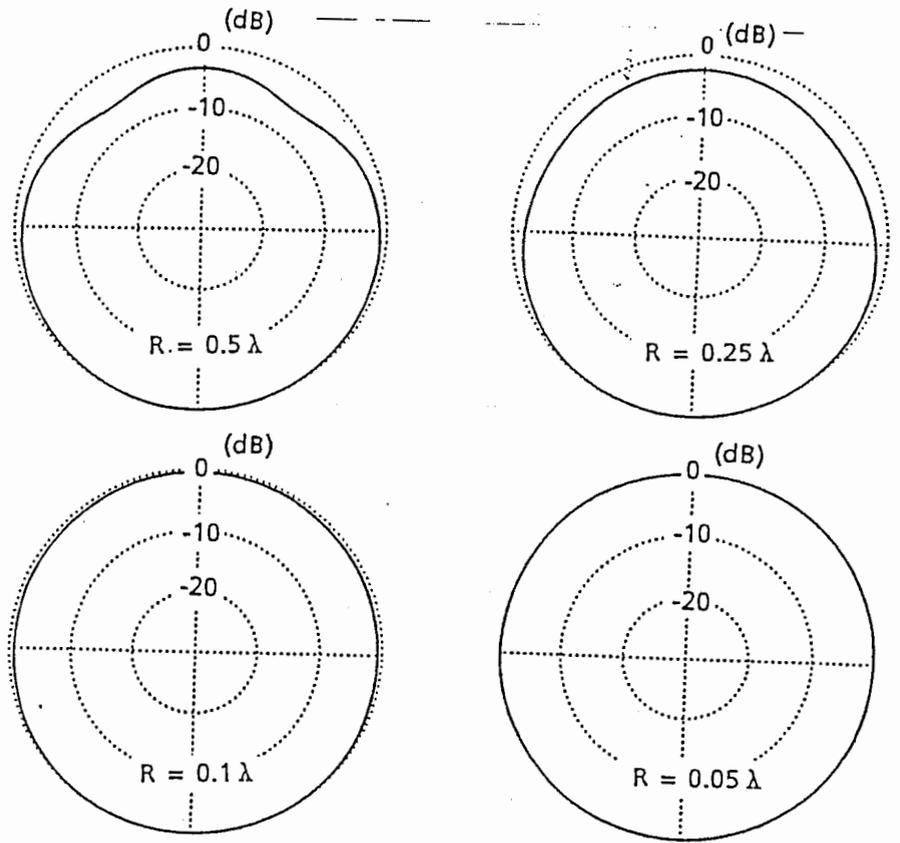
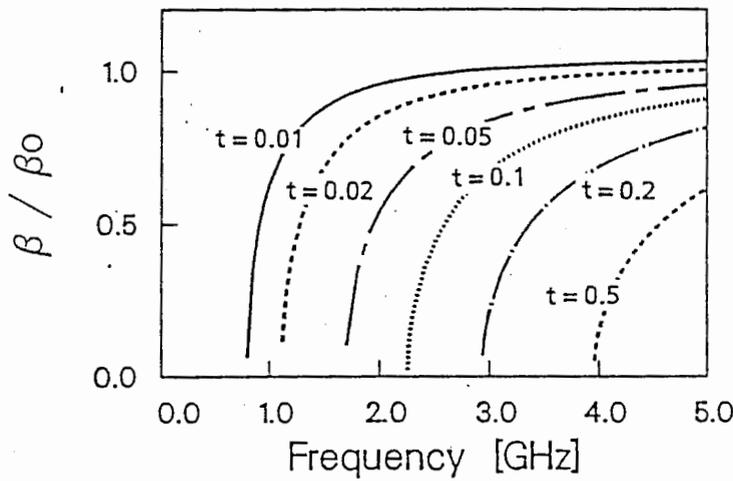


図2 指向性



$R = 10\text{mm}$
 $r = 9\text{mm}$

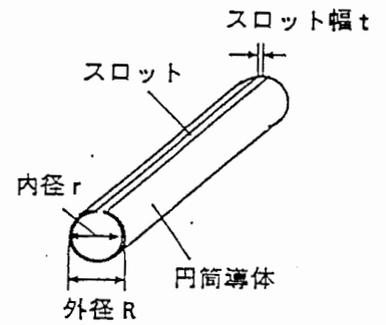


図3 TEモードの伝搬定数

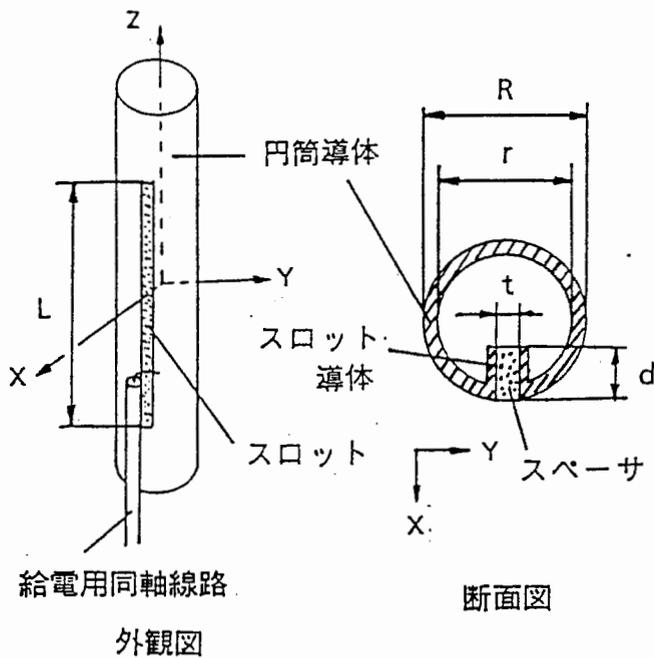


図4 新しい構造

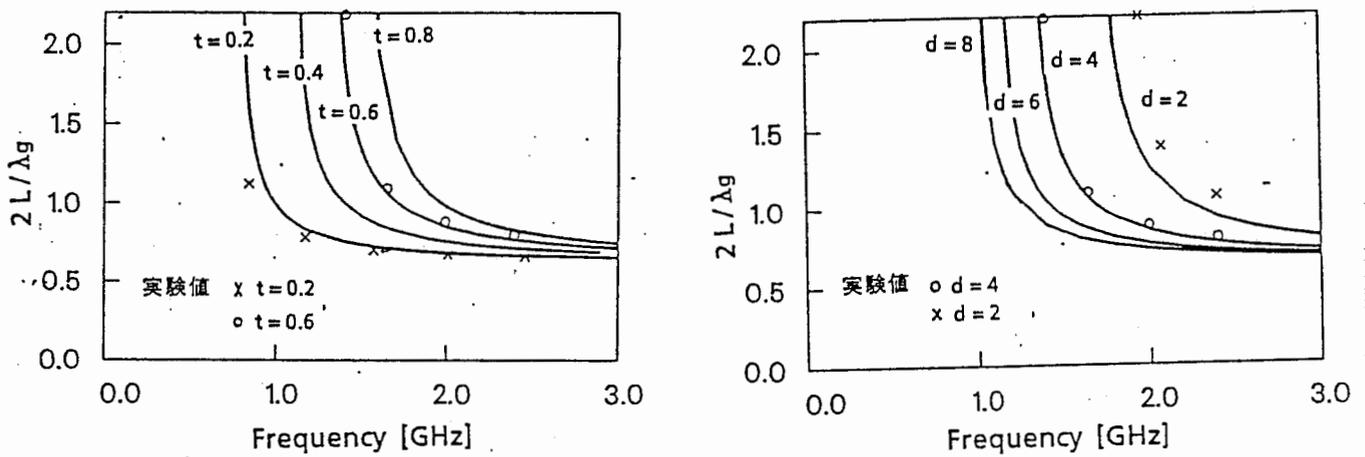


図5 管内波長

表1 試作アンテナの寸法及び特性

寸法	R=0.05λ	周波数	1.52GHz
	r=0.045λ	VSWR2.0比帯域	0.8%
	t=0.003λ	Eφパタン最大利得	-2.0dBd
	L=0.76λ	Eφパタン利得偏差	0.5dB
	d=0.02λ	交さ偏波(Eθ成分)	
スペーサ比誘電率	εr=2.55	放射レベル	-21dB以下

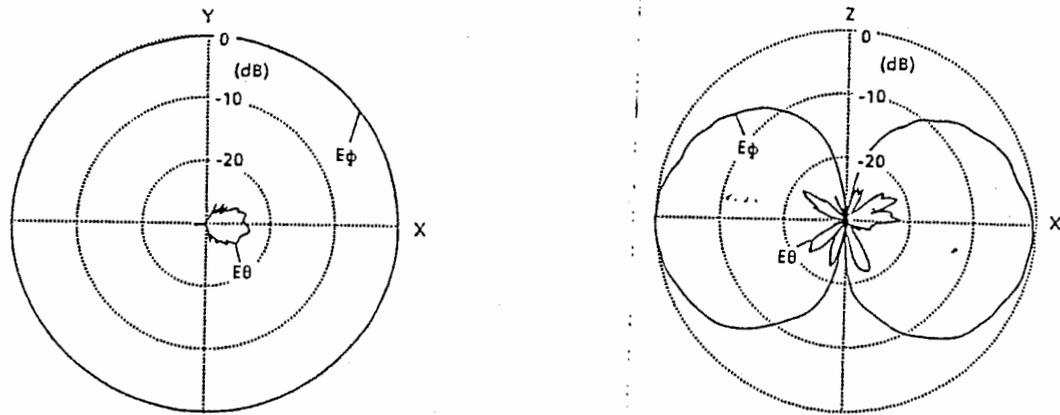


図6 試作アンテナ放射指向性

図7に円筒軸スロット・ダイポールアンテナ⁽²⁾を示す。スロットに磁流、金属円筒に電流が生じ、直交偏波アンテナとなる。多賀主幹研究員によれば、偏波ダイバーシチ受信用アンテナ素子としては、各偏波の利得差が1dB程度、外径が 0.03λ 以下、長さ 0.5λ 以下でなければ研究価値がない。実験結果によれば、外形を小さくするとアンテナの放射利得が下がっている。これはアンテナのQとして導体損失が大きなウエイトを占め、その導体損失量は外形が小さくなるにともない、大きくなるためである。(概算によれば、外径が 0.05λ のとき-3dB程度、外径が 0.03λ のとき-8dB程度であり、この範囲では大きな変化を示す。)従って、偏波ダイバーシチ受信用アンテナを本構造にて作成するには外径が 0.05λ よりも大きくしなければダイポールと同じ利得が得られない。従って、本構造による偏波ダイバーシチ受信用アンテナ作成は研究価値がないことがわかった。

5 まとめ

偏波ダイバーシチ用アンテナとして円筒スロット・ダイポールアンテナに注目し、その小型化の可能性を検討した。

円筒スロットアンテナは、スロット部分の構造を改良した構造を提案し、従来構造に比べ電气的特性を改善することができた。

しかし、偏波ダイバーシチ受信用アンテナ素子としては、各偏波の利得差が1dB程度、外径が 0.03λ 以下、長さ 0.5λ 以下でなければ研究価値がないが、本構造を用いても、外径が 0.03λ の場合、各偏波の利得差が6dB程度生じる。そのため、本構造による偏波ダイバーシチ受信用アンテナ作成は研究価値がないことがわかった。

参考文献

(1)G. Sinclair, "The Patterns of Slotted-Cylinder Antennas", Proc. IRE, vol.36, pp1487-1492,1948.

(2)電子通信学会編 "アンテナ工学ハンドブック," オーム社、1980

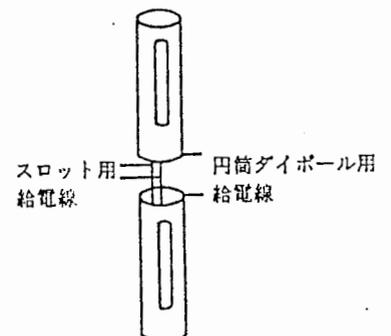


図7 円筒軸スロットとダイポールの組合せ

4 室内電波到来環境の測定

1 はじめに

アンテナ方式を検討するには、電波到来環境の把握が必要である。現在、屋内の伝搬環境としては、遅延時間プロファイル^[1]や空間ダイバーシチの検討^[2]が報告されている。これら屋内伝搬環境を考えるうえで受信される波の到来角及び強度の分布を知ることは興味深く、例えば指向性ダイバーシチの効果を検討するための基礎資料となる。このため、指向性アンテナの導入を試みた。

2 受信アンテナ

指向性アンテナは、シャープな指向性をもたせるためにパラボラアンテナとした。屋内で用いるため、部屋の高さに合わせて、ディッシュのサイズ直径60cm、中心周波数2.335GHzとした。

また、到来波の偏波依存性を観測するため、アンテナの一次放射器にクロスダイポールを用いて、垂直・水平偏波を分離受信出来るようにした。表1にパラボラアンテナの特性を示す。なお、パラボラアンテナ旋回台はGP-IB制御ができる。測定系を図1に示す。

3 測定条件

図2に測定に用いた部屋(3F 干渉除去実験室)の概略を示す。室内の什器を搬出し部屋の中央部をフリースペースにしている。A点を送信点とし、ダイポールアンテナによる垂直偏波送信とした。受信は点B-Dの3点で行い、各測定点においてパラボラアンテナを旋回し、角度と受信電力を記録した。このとき、水平方向は1°ステップ、仰角方向は4°ステップで測定した。なお、送受信アンテナとも高さ1.55mに設置している。送信周波数は2.335GHzとした。

4 測定結果および考察

図3は測定点Bにおける受信電力値(リニア表示)を等高線表示したものである。図3(a)および(b)はそれぞれ垂直偏波及び水平偏波の特性である。横軸は方位角、縦軸は仰角を示す。電力ピークは壁面の反射である仰角0°以外にも観測され、天井及び床方向からの反射波が大きいことがわかる。

水平偏波成分も観測されているが、そのピークの電力レベルは垂直偏波のピーク最大値と比べ-3dB以下と小さい。

図3は受信点B-Dの3点における仰角0°における垂直偏波受信電力強度分布を重ね書きしたものである。各測定点における受信電力分布は似ており、そのピーク方位は図中の破線で示すように、幾何光学的な反射により説明できるものが多い。しかし◎で示した方位のように容易に経路が判別できないものも観測された。また、同一方位であっても、受信電力値が大きく変動している。これは指向性を絞った角度範囲内でも複数の波が到来し、これらの干渉が生じているためと思われる。

5 まとめ

到来波の方向分布を明らかにするため、パラボラアンテナを導入し、それを用いて到来波強度測定を行った。その結果、到来波強度のピーク方向の多くは送信・受信アンテナ位置の幾何光学的な反射を考えた経路方向に観測された。また、同一方向でも測定点の位置により観測電力値に変動が生じており、多重波による干渉が生じていることを確認した。本測定系は導入したばかりであって、今後遅延時間測定装置と組み合わせて詳細な電波到来環境測定システムが構築できるものと思う。

参考文献

- [1] 信学技報AP89-46(1989)
- [2] 信学春季全大B-53(1990)

旋回範囲	方位角 0° 360° 仰角 -20° 60°
半値幅(両側)	垂直偏波 14° 水平偏波 14°
サイドロープレベル	12dB以下
交さ偏波分離度	24dB以上

表1 受信アンテナの特性

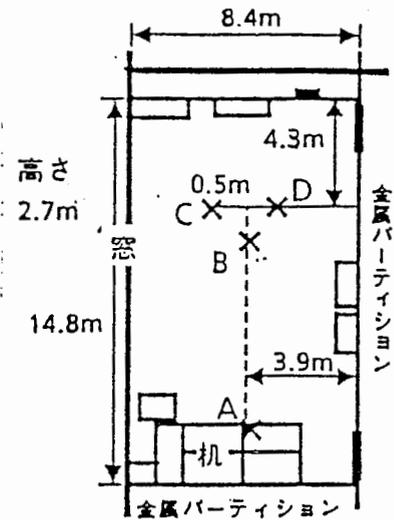
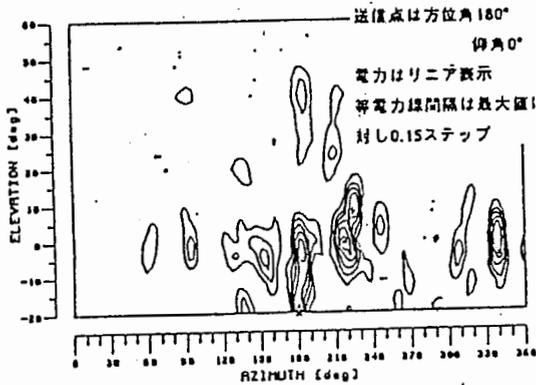
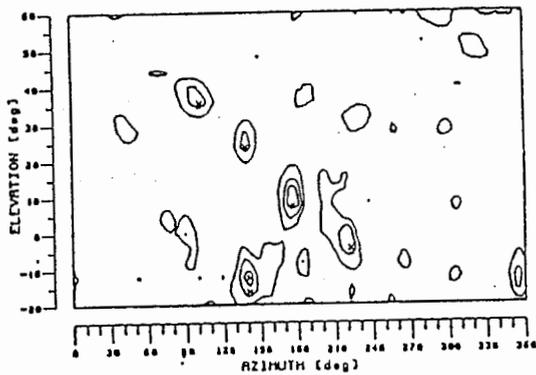


図1 測定場所の概要



(a) 垂直偏波受信



(b) 水平偏波受信

図2 到来角度特性

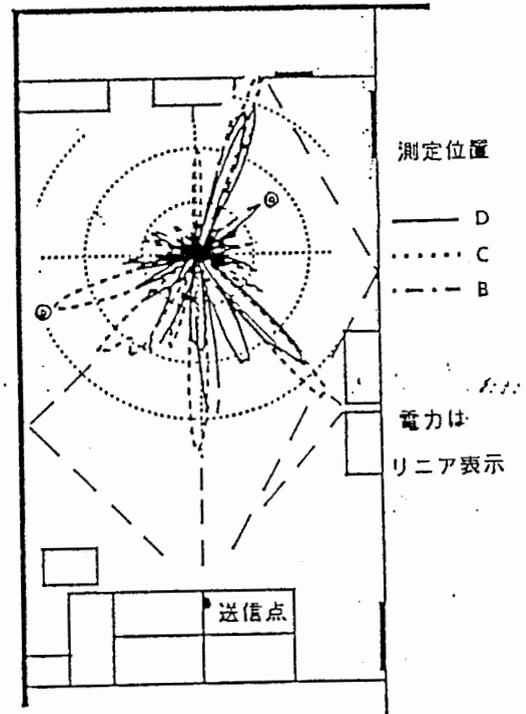


図3 波到来経路の推定

5 まとめ

ATRにおいて行った研究についてその概要を記した。

まず、MIC受動回路の小型化をテーマとして多層構造回路設計を行った。これに伴い電磁界解析ツールの作成・導入を行った。また、小型アンテナの特性解析、水平偏波全方向性アンテナの検討および室内電波伝搬測定の検討について記した。

在籍中、電磁界解析ツールの作成を積極的に行ったが、これらに関しては本レポートでは触れていない。作成したソフト群はすべて別途テクニカルレポートとしてまとめている。なお、付録としてATRが購入もしくは自作した電磁界解析ソフトウェアについて記す。

謝辞

ATR在籍中に光電波通信研究所研究員の皆さまに大変お世話になりました。英語論文作成にあたり、忙しいなか親切に指導、校正して頂いたデービス研究員に感謝します。計算機関係について指導して頂いた藤井研究員および山内(元)主任研究員に感謝します。アンテナ理論及び測定に関し助言・指導いただいた小西研究員、大滝研究員、岩崎(元)主任研究員および嶋原(元)研究員、電磁界解析について討議して頂いた豊田(元)研修研究員、通信・伝搬に関し指導頂いた高井研究員、今堀研究員および多賀(元)主幹研究員に感謝します。日常研究の御指導頂いた古濱社長、赤池室長、小川英一主幹研究員、相川(元)室長、田中(元)主幹研究員に感謝します。

光電波通信研究所研究員の皆さまに感謝いたします。

付録(1) 電磁界解析ソフトウェア

以下では、ATRが購入もしくは自作した電磁界解析ソフトウェアについて私の知る範囲について記す。(回路解析、シュミレータは除く。)これらのソフトはVAX8650の[MUSEN2]に収納されている。(1990年7月末現在)

プログラム名	概要	導入先
(不明)	スペクトルドメイン法による伝送線路解析 (ソースコードを購入。マニュアルはない。)	NTT
BEASY	境界要素法による2次元・3次元熱解析 (ソースコードも購入。マニュアルあり。 2次元・3次元静電場解析に使用できる。)	構造計画研究所
FEMCAP	有限要素法による2次元静電場解析 (マニュアルはテクニカルレポートにある。)	(ATR作成)
FEMC	有限要素法による2次元伝送線路解析 (マニュアルはテクニカルレポートにある。)	(阪大・松原助教授 の指導・ATR作成)
FEM	有限要素法による損失を持つ2次元伝送 線路解析 (マニュアルはテクニカルレポートにある。)	(ATR作成)
FEMB	有限要素法による3次元空洞共振周波数解析 (マニュアルあり。)	(ATR作成)
NEC	モーメント法による3次元アンテナ・散乱解析 (マニュアルあり。)	NESC
SNM	空間回路網法による3次元時間軸解析 (マニュアルはテクニカルレポートにある。)	(ATR作成)

発表論文およびテクニカルレポート

(社外発表)

- 角田,田中,相川:"マイクロストリップ線路を用いたスロット結合方向性結合器",
昭和62年度電子情報通信学会部門別大会, No.220 (1987年)
- 田中,角田,相川:"両面マイクロ波ICによるスロット結合方向性結合器",
電子情報通信学会電磁界理論研究会, EMT-87-127 (1987年)
- 田中,角田,相川:"両面マイクロ波ICによるスロット結合方向性結合器の提案
およびその応用", 電子情報通信学会論文誌C, J71-C, NO.4, PP570-577 (1988年)
- R. Tanaka, K. Tsunoda, M. Aikawa: "New slot-coupled directional couplers
between double-sided substrate microstrip lines, and their applications",
1988 IEEE Microwave Theory & Tech. Symposium, V-1 (1988)
- R. Tanaka, K. Tsunoda, M. Aikawa: "New slot-coupled directional couplers
between double-sided substrate microstrip lines, and their applications",
IEEE Trans. Microwave Theory & Tech. Vol.36 No.12, PP1752-1757 (1988)
- 多賀,角田,今堀,相川:"移動通信におけるアンテナダイバーシチ相関特性評価法",
電子情報通信学会衛星通信研究会, SAT88-43, (1988年)
- 角田,多賀,相川:"板状逆Fアンテナの特性解析",
89年電子情報通信学会春季全国大会, SB-1-8 (1989)
- 多賀,今堀,角田,相川:"屋内伝搬環境における低相関ダイバーシチ枝の実験的検討",
89年電子情報通信学会春季全国大会, B-2 (1989)
- T. Taga, K. Tsunoda, H. Imahori: "Correlation properties of Antenne diversity
in Indoor Mobile Communication Enviroments,"
1989 IEEE VTC symposium Digest, pp 446-451, 1989
- 岩崎,角田,嶋原,安川:"トリプレート型スロット結合マイクロストリップアンテナの
励振電界分布", 89年電子情報通信学会秋季全国大会, B-48 (1989)
- 角田,多賀:"XPR測定用水平偏波アンテナの検討",
90年電子情報通信学会春季全国大会, B1-129 (1990)
- K. Tsunoda, T. Taga: "Analysis of Planar Inverted F Antenna using Spatial
Network Method," 1990 IEEE AP Symposium, vol.2, pp.664-667, 1990
- 長谷川,角田,小川:"多層化MMIC V溝マイクロストリップ線路の特性",
90年電子情報通信学会秋季全国大会発表予定, (1990)
- 角田,小川:"屋内における到来波分布の測定",
90年電子情報通信学会秋季全国大会発表予定, (1990)

(社内発表)

- 角田,豊田,相川:"有限要素法を用いた導波路の電磁界解析プログラムマニュアル",
ATRジャーナル TR-O-0008, (1989)
- 角田:"有限要素法を用いた2次元静電場解析プログラムマニュアル",
ATRジャーナル TR-O-0028, (1990)
- 豊田,角田:"有限要素法による損失のある2次元導波路の特性解析プログラムおよび
その解析法を用いたMMIC用低損失線路の検討",
ATRジャーナル TR-O-0030, (1990)

角田："空間回路網法を用いた周波数特性解析プログラムマニュアル",
ATRジャーナル TR-O-0031, (1990)

(特許)

田中,角田,相川："方向性結合器", 特許出願番号 62-136725

角田："スロットアンテナ",

角田："スロットアンテナ",