

TR-O-0035

48

スロット結合マイクロストリップアンテナ

嶋原 亮      岩崎 久雄

1989. 8. 31

ATR光電波通信研究所

## Abstract

本報告書は、将来の移動体通信システムなどで必要になると考えられる高機能なアクティブアレーアンテナに用いるアンテナ素子について、実験的検討を中心とした研究成果をまとめたものである。

第1章では、本研究の背景、目的、全体計画の中での位置付けを明らかにする。

第2章では、技術課題として、将来の移動体用アンテナへの要求と、この要求を満たす可能性のあるアンテナ素子の調査・検討について述べると共に、問題点を明確にし、研究対象とするアンテナ素子として「スロット結合マイクロストリップアンテナ」を選択した理由について述べる。

第3章では、スロット結合マイクロストリップアンテナに関する各種の実験結果を示す。まず、スロット結合マイクロストリップアンテナの基本特性を示し、本アンテナが、スロット長によりアンテナの共振周波数と入力抵抗を制御出来るという特徴を有している点について明らかにする。次に、この特徴を用いて開発した、2周波共用アンテナ、円偏波アンテナ、及び広帯域アンテナについて、その構成と特性を示す。

第4章では、第3章で検討した2周波共用アンテナを素子アンテナとする4素子2周波共用円偏波アレーアンテナの構成と特性を示す。

第5章では、アンテナ素子としての残された課題、及びアクティブアレーアンテナの最終目標に向けての課題について述べる。

第6章では、まとめとして、本研究で得られた結果について総括する。

## 【 目 次 】

|                                  |    |
|----------------------------------|----|
| 1. まえがき                          | 1  |
| 2. 技術課題                          | 4  |
| 2-1 移動体用アンテナへの要求                 | 4  |
| 2-2 アンテナ素子の調査・検討                 | 4  |
| 2-2-1 スロットアンテナ                   | 5  |
| 2-2-2 直接給電方式マイクロストリップアンテナ        | 5  |
| 2-2-2-1 共平面給電方式                  | 5  |
| 2-2-2-2 平面給電方式                   | 6  |
| 2-2-3 電磁結合方式マイクロストリップアンテナ        | 6  |
| 2-2-3-1 スタック結合方式                 | 6  |
| 2-2-3-2 スロット結合方式                 | 6  |
| 2-3 問題点の明確化（研究対象とするアンテナ素子の選択）    | 7  |
| 3. アンテナ素子の特性                     | 10 |
| 3-1 基本特性                         | 10 |
| 3-1-1 直線偏波スロット結合マイクロストリップアンテナの構成 | 10 |
| 3-1-2 共振周波数                      | 10 |
| 3-1-3 入力インピーダンス                  | 11 |
| 3-1-4 スロット幅の効果                   | 11 |
| 3-1-5 基本特性のまとめ                   | 12 |
| 3-2 2周波共用アンテナ                    | 18 |
| 3-2-1 オフセット・スロットによる給電時の特性        | 18 |
| 3-2-2 アンテナの構成                    | 18 |
| 3-2-3 実験結果                       | 19 |

|                         |    |
|-------------------------|----|
| 3-3 円偏波アンテナ             | 26 |
| 3-3-1 アンテナの構成と円偏波発生の原理  | 27 |
| 3-3-2 実験結果              | 27 |
| 3-4 広帯域アンテナ             | 35 |
| 3-4-1 アンテナの構成           | 35 |
| 3-4-2 二重パッチ構造による入力抵抗の変化 | 36 |
| 3-4-3 設計例               | 36 |
| 3-4-4 実験結果              | 37 |
| 4. アレーアンテナ              | 46 |
| 4-1 4素子2周波共用円偏波アンテナ     | 46 |
| 4-1-1 アンテナの構成           | 46 |
| 4-1-2 実験結果              | 47 |
| 5. 今後の課題                | 51 |
| 5-1 アンテナ素子に関する課題        | 51 |
| 5-2 アクティブアレーアンテナに関する課題  | 52 |
| 6. まとめ                  | 53 |
| 参考文献                    | 55 |

## 1. まえがき

自動車をはじめとする移動体においては、図1-1に示すように電話やファクシミリ等の通信のほか、自分の位置を知ることの出来る測位、新しい放送などのさまざまなサービスが導入されつつある[1]。これらのサービスの中には、現在の地上系システムのみではなく、今後の衛星系システムにより初めて実現されるものもあり、特に、「いつでも、どこでも、だれとでも」を究極の目標としている通信の分野においては、衛星系への期待が大きい。近年、世界的にはインマルサットを用いた航空移動通信[2]をはじめとし、カナダとアメリカではMSAT計画[3,4]が進行しており、日本においても、技術試験衛星ETS-Vを用いた通信実験[5,6]が進められている。

このように、さまざまな衛星やサービスに対応する移動体用アンテナには、小型・薄型・軽量化が要求されると同時に、電気的特性として、高速で広角なビーム走査や不要波の除去・抑圧等の高度な機能、及び送受信帯域をカバーするための2周波共用特性または広帯域特性が望まれる。更に衛星通信においては、円偏波特性も重要である。

以上のような要求を満たすアンテナとして、筆者らは、機能別に多層化・集積化した給電用高周波回路とビーム制御用デジタル回路を接続したアンテナ素子を複数個配列し、これらのアンテナ素子の励振振幅・位相を個々に制御することで、より高度な機能を実現するアクティブアレーアンテナ[7,8,9,10]が適していると考えている。アンプ(LNA, HPA)、移相器、フィルタ、ミキサ等の給電用高周波回路[11]は、MIC[12]及びATRにおいても研究が進められているMMIC[13,14]を用いることにより小型化・高性能化が可能である。

本研究の目的は、アンテナ素子と多層化・集積化給電系から構成されるアクティブアレーアンテナの研究の第一段階として、多層化・集積化給電系と適合するアンテナ素子を開発することである。

アンテナ素子として、放射器と給電線路を電磁結合させ、放射器を励振する電磁結合型マイクロストリップアンテナ[15~22]は、アンテナ素子と給電回路のそれぞれに最適な誘電率の基板を使用出来ること、アクティブ素子の故障時にも修復が容易であるなどの点で多層化・集積化給電系に適している。更に、電磁結合型マイクロストリップアン

テナの一形式で、接地板に形成したスロットを介して放射器であるパッチを励振するスロット結合マイクロストリップアンテナ [17~22] は、スロット長により共振周波数と入力抵抗を制御出来ることや、直接給電方式のパッチアンテナよりもアンテナ素子を小型化出来る特徴がある。このため、さまざまな応用が期待出来ることから、研究対象として『スロット結合マイクロストリップアンテナ』を選択した。

ここでは、スロット結合マイクロストリップアンテナにおいて、基本的な特性を明確にすると共に、2周波共用アンテナ [23,24,25]、円偏波アンテナ [26,27]、広帯域アンテナ [28,29]、更に4素子2周波共用円偏波アレーアンテナ [30,24,25] についての検討結果を示す。

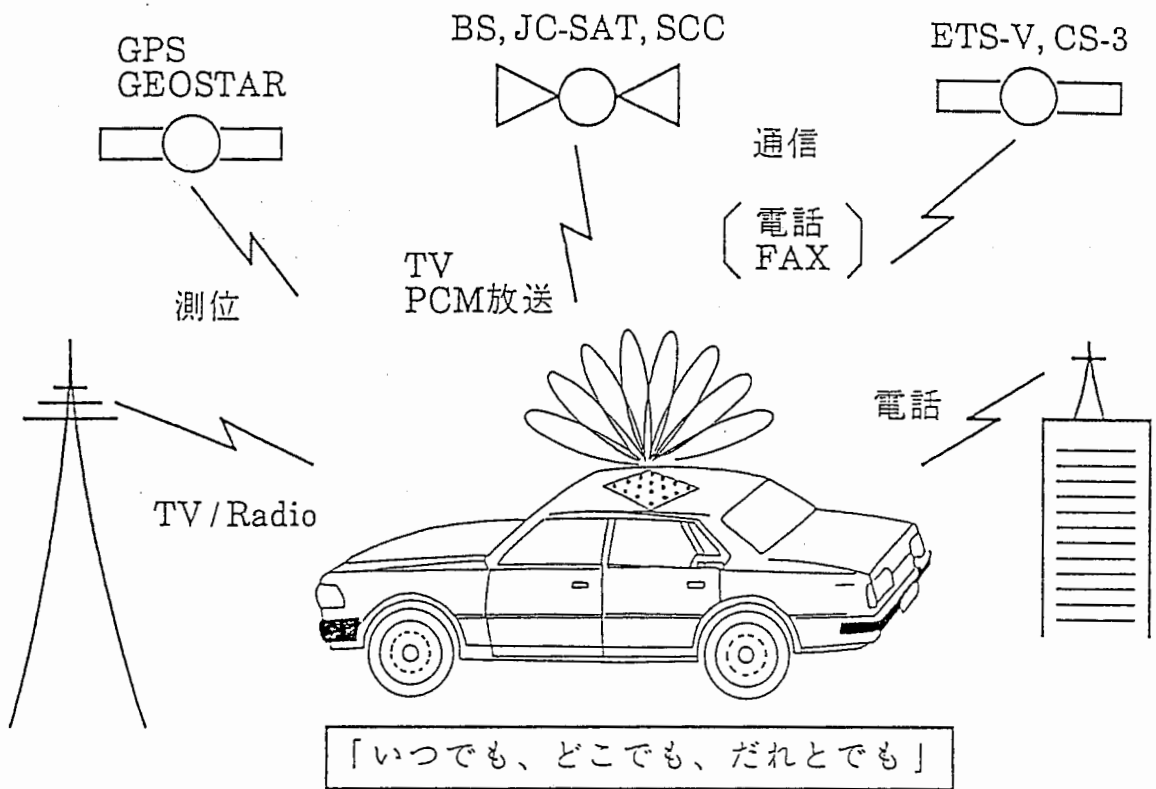


図1-1 移動体を取り囲む電波環境

## 2. 技術成果是頁 [7],[27]

### 2-1 移動体用アンテナへの要求

航空機や自動車等の移動体通信システムで用いる移動体アンテナには、小型・薄型・軽量化が要求されると同時に、電気的特性として広角・高速ビーム走査や干渉波の除去・抑圧等の高度な機能、及び送受信帯域をカバーするための2周波共用特性または広帯域特性が望まれる。更に衛星通信においては、円偏波特性も重要である。このような要求を満たすアンテナとして、筆者らは、機能別に多層化・集積化した給電用高周波回路とビーム制御用デジタル回路を接続したアンテナ素子を複数個配列し、これらのアンテナ素子の励振振幅・位相を個々に制御することで、より高度な機能を実現するアクティブアレーアンテナが適していると考えている。

そこで、移動体用アクティブアレーアンテナに用いるアンテナ素子の選択や設計においては、一般に以下に示す電気的、機械的特性を念頭に置く必要がある。

- (1) 小型・薄型・軽量化
- (2) アレー化の容易さ
- (3) 広角ビーム走査の可能性
- (4) 給電損失
- (5) 不要放射
- (6) 円偏波発生の容易さ

### 2-2 調査・検討

アクティブアレーアンテナに使用可能であるアンテナ素子としては、従来から提案・検討されているスロットアンテナ(図2-2-1)、直接給電方式のマイクロストリップアンテナ(図2-2-2)及び電磁結合方式のマイクロストリップアンテナ(図2-2-3)などがある。ここでは、多層化・集積化給電系との適合という観点に立ち、これらのアンテナ素子を対象として調査・検討した結果を示す。表2-1は、2-1で挙げた6項目についての比較検討である。



## 2-2-1 スロットアンテナ (図2-2-1)

### 【構成】

- ・ 金属板に波長に比べて幅の狭いスロットを形成し、給電は同軸線路で行う。
- ・ 両面基板の一方を接地板とし、その中に放射器であるスロットを形成する。他の面には給電用のマイクロストリップ線路を形成する。

### 【利点】

- ・ アレー化が容易である。

### 【問題点】

- ・ 不要放射や不要モードを抑圧するバックキャビティを必要とするため、小型・薄型化が難しい。
- ・ 1つのスロットでは、円偏波の発生が難しい。

## 2-2-2 直接給電方式マイクロストリップアンテナ

### 2-2-2-1 共平面給電方式 (図2-2-2(a))

#### 【構成】

- ・ 両面基板の一方の面に放射器であるパッチと給電用のマイクロストリップ線路をエッチング等で形成し、他の面を全面接地導体とする。

#### 【利点】

- ・ アレー化が容易である。
- ・ 縮退分離素子をパッチに装荷することで、1点給電で容易に円偏波を発生できる。(図3-3-1(b)参照)

#### 【問題点】

- ・ 放射器であるパッチと給電回路が同一面にあるため、給電回路からの不要放射が大きい。

## 2-2-2-2 背面給電方式 (図 2-2-2(b))

### 【構成】

- ・両面基板の一方の面に放射器であるパッチ形成し、他の面を全面接地導体とする。給電は、背面から同軸線路を用いて行う。

### 【利点】

- ・接地板により、パッチと給電回路を分離できるため、パッチ側には低誘電率基板、給電回路側には高誘電率基板を用いることで、放射効率の向上と給電回路の小型化及び不要放射の抑圧が可能である。
- ・縮退分離素子をパッチに装荷することで、1点給電で容易に円偏波を発生できる [34]。

### 【問題点】

- ・給電を同軸線路またはスルーホールを介して行うため、放射器であるパッチと給電回路が半田等で固定されてしまい、給電回路に含まれるアクティブ素子の故障時の修復が難しい。

## 2-2-3 電磁結合方式マイクロストリップアンテナ

### 2-2-3-1 スタック結合方式 (図 2-2-3(a))

#### 【構成】

- ・放射器であるパッチと給電用のマイクロストリップ線路を別々な基板に形成し、これらを重ね合わせる。接地板は、最下層にある。

#### 【利点】

- ・縮退分離素子をパッチに装荷することで、1点給電で容易に円偏波を発生できる [16]。

#### 【問題点】

- ・給電回路からの不要放射がある。

### 2-2-3-2 スロット結合方式 (図 2-2-3(b))

#### 【構成】

- ・放射器であるパッチと給電用のマイクロストリップ線路を別々な基板に形成する。また、接地板には結合用のスロットを形成し、パッチ → 接地板 (スロット) → マイクロストリップ線路の順番で重ね合わせる。

#### 【利点】

- ・接地板により、パッチと給電回路を分離できるため、不要放射の抑圧が可能である。
- ・放射効率の向上や広角で良好な軸比が得られる最適な誘電率を有する基板 [35] を使用出来る。

## 【問題点】

- ・アンテナの構成要素が多いため、設計や解析が複雑である。

### 2-3 問題点の明確化（研究対象とするアンテナ素子の選択）

2-2 で調査したアンテナ素子にはそれぞれ長短があるが、アクティブアレーアンテナに使用するアンテナ素子としては、「アレー化の容易さ」や「広角ビーム走査の可能性」が特に重要であると考えられる。従って、これらの観点に立った場合、直接給電方式の背面給電マイクロストリップパッチアンテナと電磁結合方式のスロット結合マイクロストリップアンテナが有力な候補となる。

しかし、多層化・集積化給電系との適合性を考えた場合、背面給電マイクロストリップアンテナでは、パッチと給電回路がスルーホールで固定されてしまうのに対し、スロット結合マイクロストリップアンテナでは、パッチと給電回路の直接接続が不要であるため、アクティブアレーアンテナの多層化・集積化給電系に含まれるアクティブ素子の故障時の修復が容易になる。また、ミリ波帯等の高周波数においても使用出来る可能性がある [17]。更に、アンテナの設計パラメータとしてスロットが付加され、主にスロット長によりアンテナの共振周波数と入力抵抗を制御することが出来る [18,19,29]。このため、直接給電パッチアンテナよりもアンテナ素子の小型化が可能になる。また、アレーアンテナを構成する場合、素子間隔を小さく出来るため、より広角なビーム走査が可能になる。

以上のように、スロット結合マイクロストリップアンテナは、2-2-3-2 で示した特徴以外にも多くの特徴があり、さまざまな応用が期待出来ることから、他のアンテナ素子に比べ、アクティブアレーアンテナに用いるアンテナ素子として適していると考えられるため、研究対象としてスロット結合マイクロストリップアンテナを選択した。

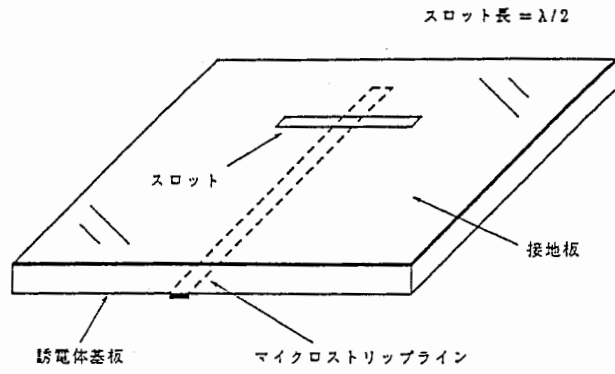


図2-2-1 スロットアンテナ

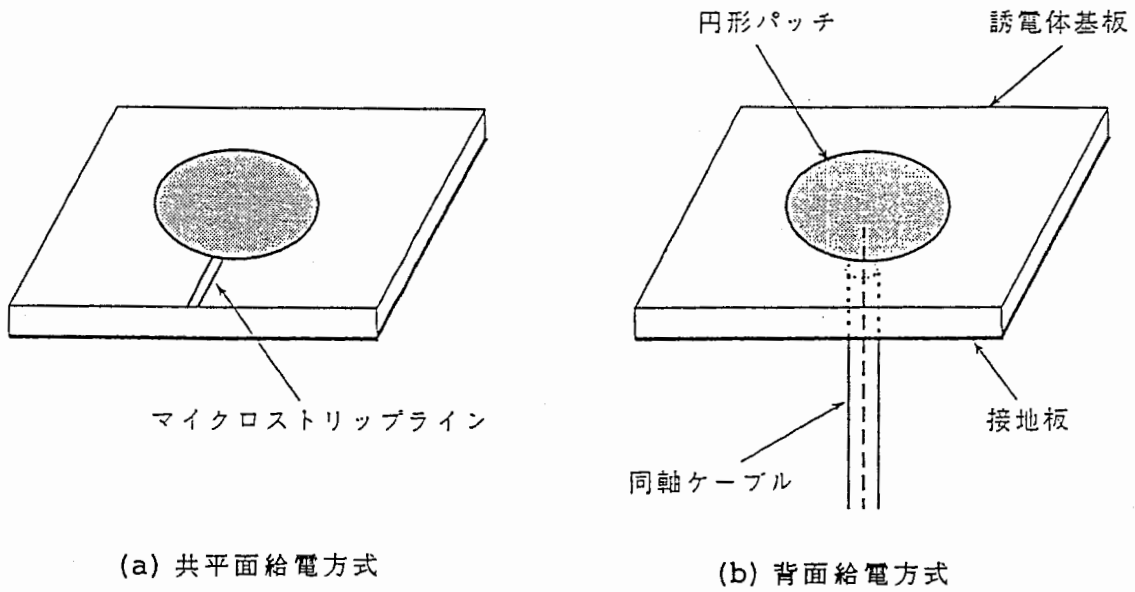


図2-2-2 直接給電方式マイクロストリップアンテナ

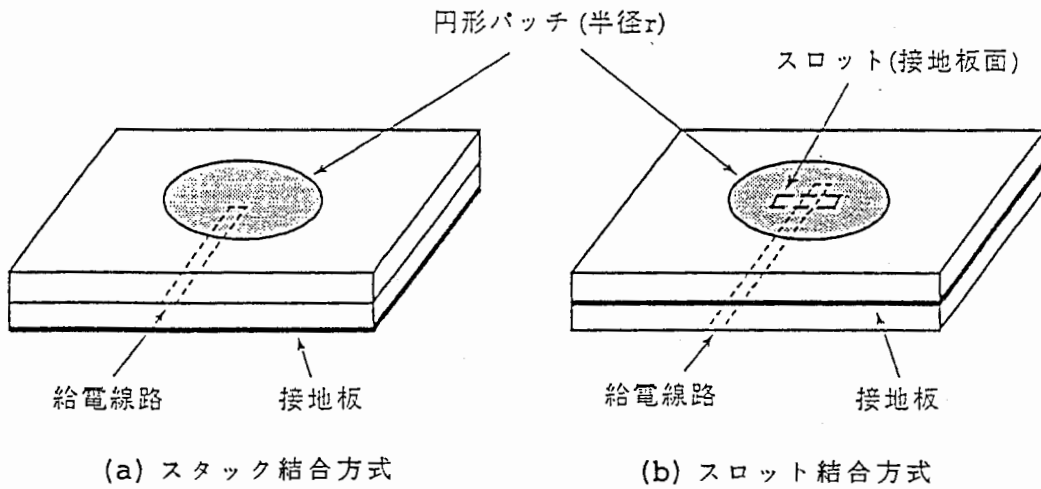


図2-2-3 電磁結合方式マイクロストリップアンテナ

表2-1 アクティブアレーアンテナに使用可能なアンテナ素子の比較

| 項目 \ アンテナ素子 | スロット<br>アンテナ | 直接給電         |             | 電磁結合       |            |
|-------------|--------------|--------------|-------------|------------|------------|
|             |              | 共平面給電<br>パッチ | 背面給電<br>パッチ | スタック<br>結合 | スロット<br>結合 |
| 小型・薄型・軽量化   | △            | ○            | ◎           | ○          | ◎          |
| アレー化の容易さ    | ○            | ◎            | ◎           | ◎          | ◎          |
| 広角ビーム走査の可能性 | ○            | △            | ◎           | △          | ◎          |
| 給電損失の低減     | ○            | △            | ○           | ○          | ◎          |
| 不要放射の抑圧     | △            | △            | ◎           | △          | ◎          |
| 円偏波発生の容易さ   | ○            | ◎            | ◎           | ◎          | ○          |
| 最適基板の使用 ※1  | —            | △            | ◎           | ○          | ◎          |

※1 アンテナ素子を形成する基板と給電回路を形成する基板のそれぞれに最適な誘電率や厚さを選択出来る可能性。

### 3. アンテナ素子の特性

#### 3-1 基本特性 [24],[29]

##### 3-1-1 直線偏波スロット結合マイクロストリップアンテナの構成

直線偏波スロット結合マイクロストリップアンテナの構成を図3-1-1に示す。厚さ $h_1$ 、比誘電率 $\epsilon_{r1}$ の誘電体基板には半径 $r$ の円形パッチ、厚さ $h_2$ 、比誘電率 $\epsilon_{r2}$ の誘電体基板には特性インピーダンス $50\Omega$ のマイクロストリップ線路、また、これらを分離する接地板内にはスロット（長さ $L_s$ 、幅 $W_s$ ）を円形パッチの中心下部に形成する。本構成により、マイクロストリップ線路はスロットを中央励振し、更にスロットを介して円形パッチを励振する。また、スロット幅 $W_s$ の中央を給電における基準面とし、この基準面を越えるマイクロストリップ線路（長さ $S_1$ ）をオープンスタブとして動作させる。

##### 3-1-2 共振周波数

直接給電方式の円形マイクロストリップアンテナにおける最低次モードの共振周波数 $f_r$ は、円形パッチの半径 $r$ 、誘電体基板の比誘電率 $\epsilon_r$ 及び誘電体厚さ $h$ により式(3-1)で求められる[36]。

$$f_r = \frac{1.841 \cdot C}{2 \cdot \pi \cdot r_{\text{eff}} \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \quad (3-1)$$

$$r_{\text{eff}} = r \cdot \left[ 1 + \frac{2 \cdot h}{\pi \cdot r \cdot \epsilon_r} \left( \ln \frac{\pi \cdot r}{2 \cdot h} + 1.7726 \right) \right]^{1/2}$$

$r$  : 物理半径  
 $r_{\text{eff}}$  : 実効半径  
 $C$  : 光速  
 $h$  : 誘電体厚さ  
 $\epsilon_r$  : 比誘電率  
 $r/h \gg 1$

これに対して、スロット結合マイクロストリップアンテナでは、スロット長 $L_s$ により共振周波数が変化し、式(3-1)で計算される値よりも共振周波数が低下する。図3-1-2(a)と図3-1-2(b)にスロット長 $L_s$ に対する共振周波数の関係を示す。図3-1-2(a)は、基板厚 $h_1$ が一定で円形パッチの半径 $r$ が異なる場合、また、図3-1-2(b)は式(3-1)からスロットが無い時の共振周波数が1.6GHzになるように半径 $r$ 、基板厚 $h_1$ を設定した場合について示している。

### 3-1-3 入力インピーダンス

スロット結合マイクロストリップアンテナにおいて、先に述べた基準面から見た入力インピーダンス  $Z_{in}$  は、式(3-2) で与えられる [18]。

$$Z_{in} = Z_{ant} - j Z_0 \cot \beta S_l \quad (3-2)$$

$Z_0$  : マイクロストリップ線路の特性インピーダンス  
 $\beta$  : 位相定数

ここで、右辺第1項の  $Z_{ant}$  は、スロットを含むパッチアンテナの入力インピーダンスであり、第2項は、オープンスタブのリアクタンスである。従って、 $Z_{ant}$  のリアクタンス成分は、オープンスタブ長  $S_l$  により打消すことが可能である。図3-1-3に、図3-1-2(a)の点P ( $r=31.0\text{mm}$ ,  $L_s=21.0\text{mm}$ ,  $f_r=1.6\text{GHz}$ ) におけるオープンスタブ長  $S_l$  に対する入力インピーダンスの変化をスミスチャートで示す。共振周波数における  $Z_{in}$  は、スミスチャートの定抵抗円上で変化していることがわかる。一方、入力インピーダンスの抵抗成分は、スロット長  $L_s$  により変化する。図3-1-4(a)と図3-1-4(b)に、 $L_s$  に対する入力抵抗  $R_{in}$  の関係(測定値)を示す。これらのパラメータによる実験では、 $10\Omega$  から  $230\Omega$  の間で任意な入力抵抗に設定可能であった。

図3-1-5は、図3-1-3のインピーダンス曲線『D』に対するリターンロス特性であり、リターンロス15dB帯域幅は0.97%である。

### 3-1-4 スロット幅の効果

結合用スロットには、変化の要素として前述のスロット長  $L_s$  に加え、スロット幅  $W_s$  がある。図3-1-6は、パッチ半径とスロット長を図3-1-2(a)の点Pの条件 ( $r=31.0\text{mm}$ ,  $L_s=21.0\text{mm}$ ) で一定とし、スロット幅  $W_s$  を変化した場合の共振周波数と入力抵抗の測定値である。スロット幅が広くなるにつれて共振周波数が低下し、入力抵抗が増加するという特性を示しているが、これらの変化は、スロット長に対する変化に比べて小さい。

### 3-1-5 基本特性のまとめ

以上の実験結果から、共振周波数が円形パッチの半径  $r$  で一義的に定まる、直接給電型マイクロストリップアンテナと異なり、スロット結合マイクロストリップアンテナでは、円形パッチの半径  $r$  に加え、主にスロット長により共振周波数と入力インピーダンスを制御出来ることがわかる [18,19]。また、スロット幅の変化に対しては、これらの特性の変化は小さい。



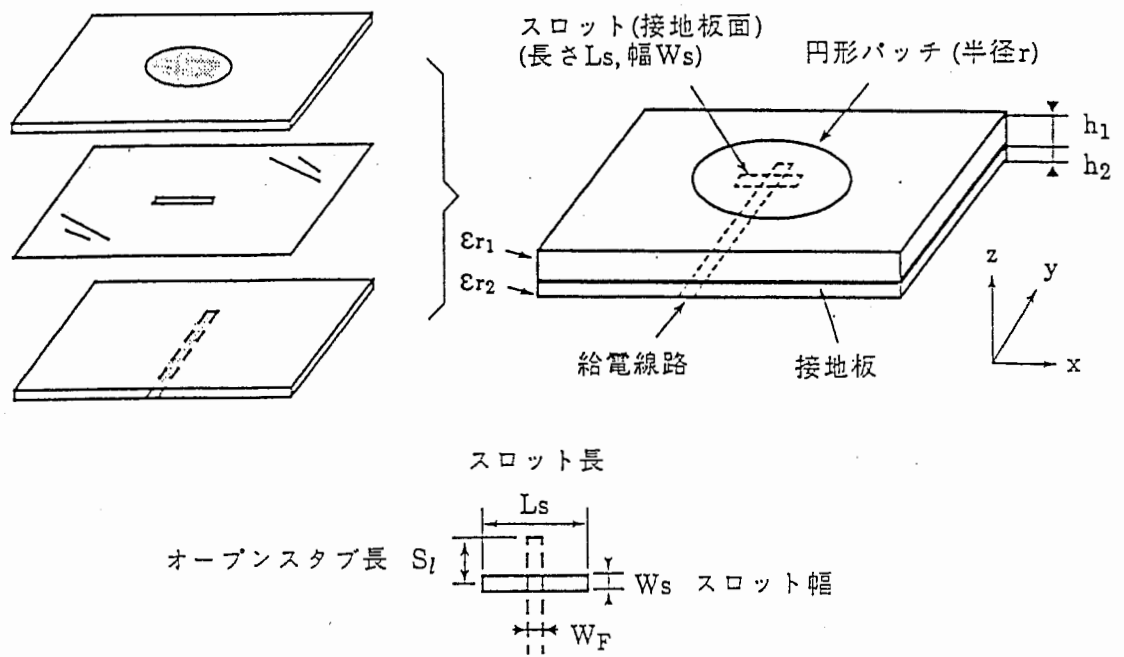
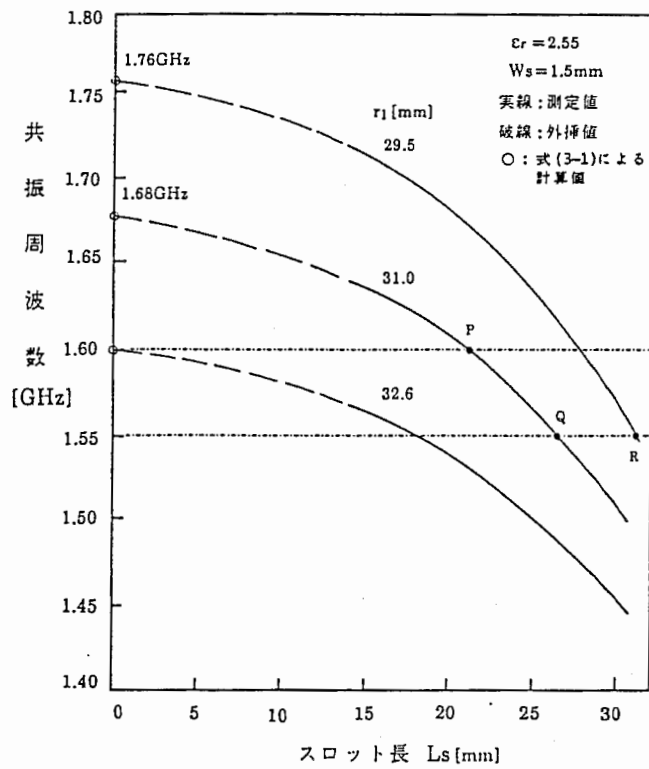
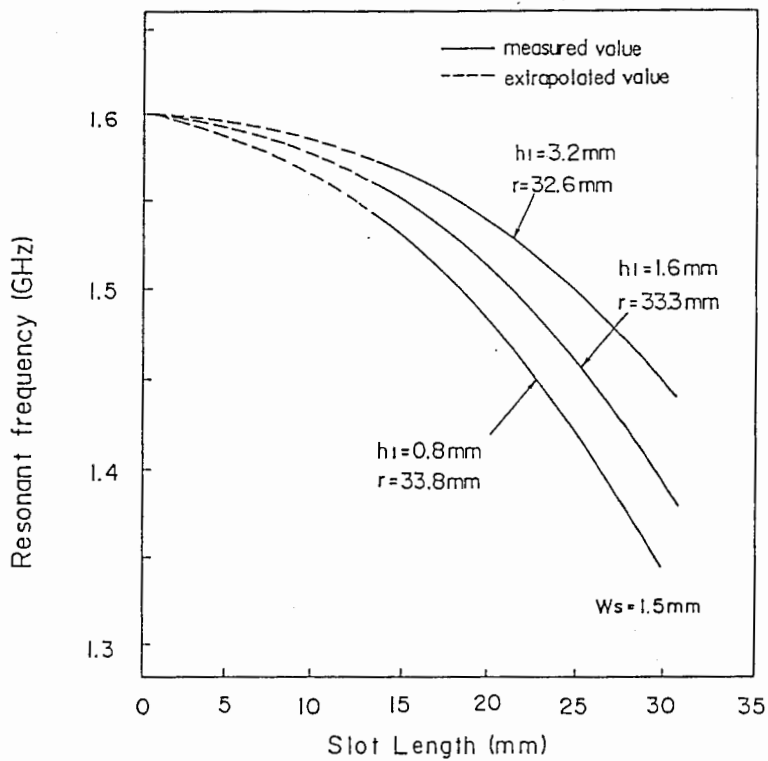


図3-1-1 直線偏波スロット結合マイクロストリップアンテナの構成

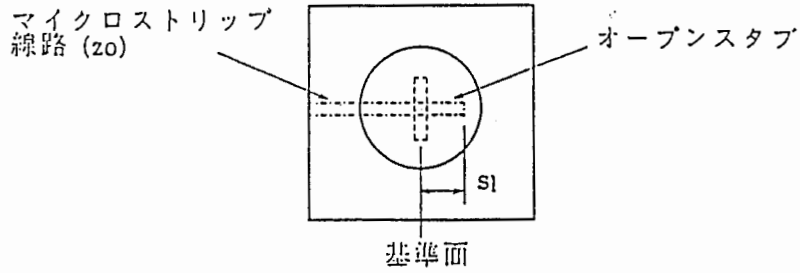


(a) パラメータ: パッチ半径



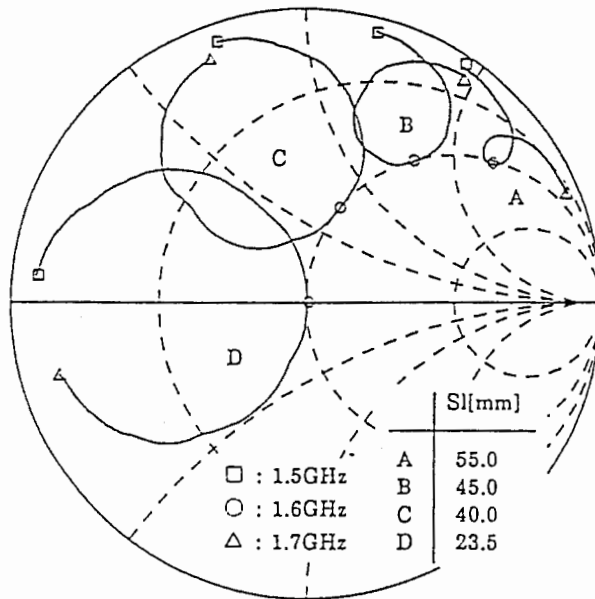
(b) パラメータ: 基板厚さ ( $h_1$ ), パッチ半径

図 3-1-2 スロット長と共振周波数の関係



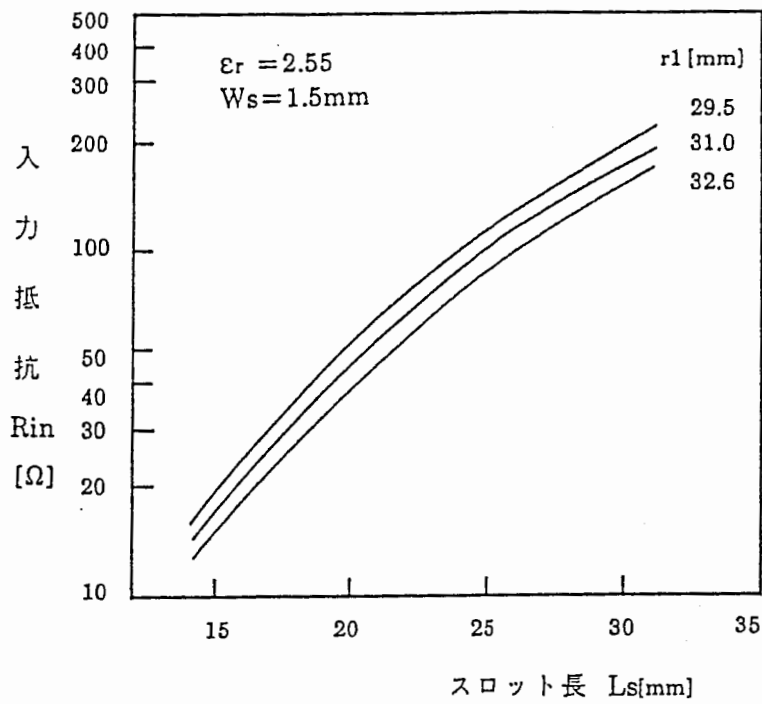
$$Z_{in} = Z_{ant} - j Z_o \cdot \cot(\beta \cdot sl) \quad (2)$$

$Z_{ant}$ : 円形パッチアンテナの入力インピーダンス  
 $Z_o$ : マイクロストリップ線路の特性インピーダンス  
 $\beta$ : 位相定数  
 $sl$ : オープンスタブ長

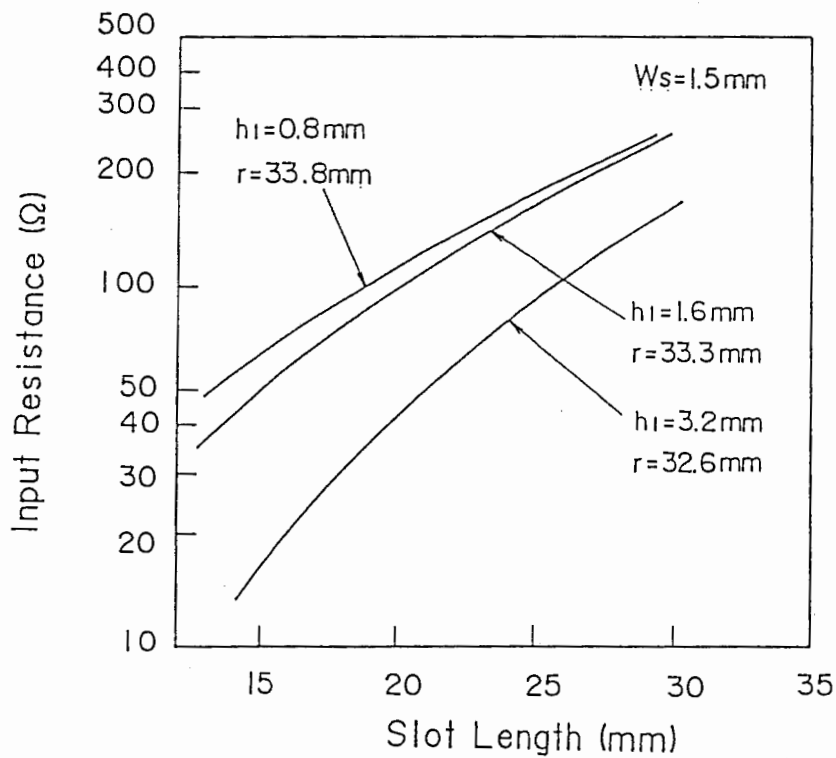


※  $h_1=3.2\text{mm}$ ,  $h_2=1.6\text{mm}$   
 $r_1=31.0\text{mm}$ ,  $L_s=21.0\text{mm}$   
 $\epsilon_r=2.55$

図 3-1-3 オープンスタブ長と入力インピーダンスの関係



(a) パラメータ：パッチ半径



(b) パラメータ：基板厚さ ( $h_1$ ), パッチ半径

図 3-1-4 スロット長と入力抵抗の関係

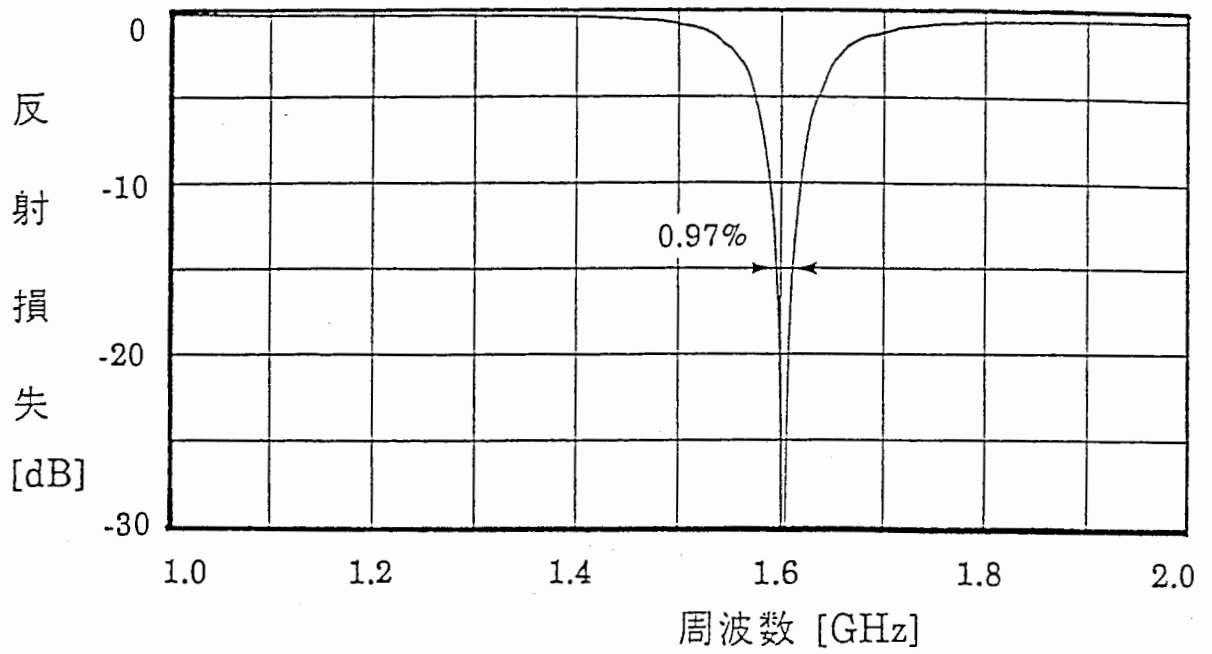


図3-1-5 スロット結合マイクロストリップアンテナのリターンロス特性

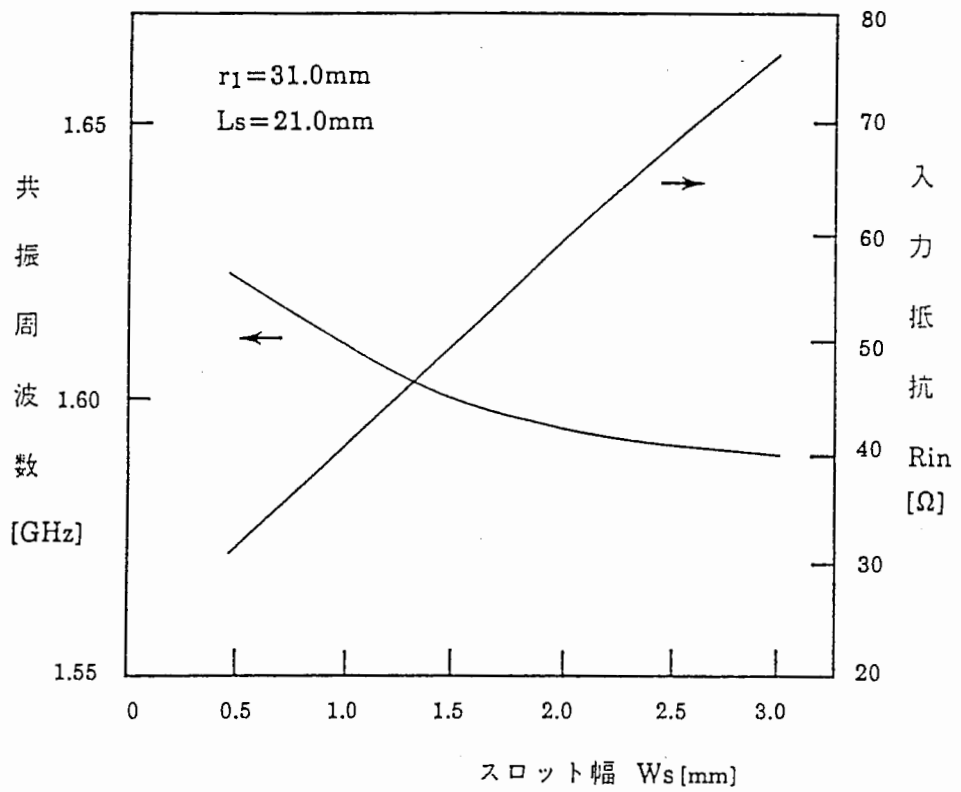


図3-1-6 スロット幅と共振周波数，入力抵抗の関係

### 3-2 2周波共用アンテナ [23],[24],[25]

図3-1-2(a),(b)は、スロット結合マイクロストリップアンテナの共振特性である。これらより、スロット長 $L_s$ を変えることで、同一半径の円形パッチによるマイクロストリップアンテナを異なった周波数で共振させることが出来、長さが異なるスロットを2個用いることで2周波共用アンテナを実現出来ることがわかる。

図3-2-1は、アンテナ素子として2周波共用アンテナを用いた場合に想定される通信用アクティブアレーアンテナの構成例である。同図の構成では、アンテナ素子自身で送受信別々の入出力ポートを持っているため、送受信波を分離するためのダイプレクサが不要となり、アクティブアレーアンテナ全体の小型・薄型・軽量化に寄与する。また、アンテナ素子の送受信ポート間のアイソレーションが十分（例えば30dB以上）であれば、受信側のBPFに要求される遮断特性をなだらかにすることも可能である。

#### 3-2-1 オフセット・スロットによる給電時の特性

図3-1-1に示したスロット結合マイクロストリップアンテナに、スロットを2個配置する方法として、スロットを円形パッチの中心からオフセットすることが考えられる。

そこで、スロットを円形パッチの中心から $x$ 軸方向と $y$ 軸方向にシフトさせたオフセット給電時の共振周波数を図3-2-2に、入力抵抗を図3-2-3に示す。図3-2-2、図3-2-3より、スロットを $x$ 軸方向にシフトさせた場合の共振周波数と入力抵抗は、スロットが円形パッチの下部内に有る限り余り変化しないが、 $y$ 軸方向にシフトさせた場合の共振周波数は、シフト量 $S_o$ に比例して高くなり、入力抵抗は、シフト量 $S_o$ と共にゼロに近づきショート状態となることがわかる。これらの結果は、スロットが円形パッチの中心にある時、最大の結合となっていることを示している。更に、 $x$ 軸方向にスロットをシフトした給電では、要求される円形パッチに対するスロットの給電点位置精度が厳しくないことを意味している。

#### 3-2-2 2周波共用アンテナの構成

3-2-1で述べた実験結果から、 $x$ 軸方向にシフトさせた長さの異なる2個のスロットにより給電する方式を用いることで、2周波共用特性が得られることが予想される。

図3-2-4は、2周波共用アンテナの構成である。ここでは、上記の考察を基にし、2

個のスロットの長手方向をそれぞれ x 軸上、y 軸上に配置する方法をとっている。この理由は、通常の直接給電マイクロストリップアンテナにおいて、直交する 2 つの給電点を設け、それぞれから励振された T M 110 モードの電波が互いに独立していることから類推し、スロット結合マイクロストリップアンテナでも 2 周波を分離することが可能であると考えたからである。

2 周波共用アンテナでは、送受信帯域を別々にカバーすればよいため、個々のアンテナは狭帯域特性で十分であることから、パッチを形成する誘電体基板の厚さ ( $h_1$ ) を 0.8mm に設定した。

### 3-2-3 2 周波共用アンテナの特性 (実験結果)

図 3-2-5 は、図 3-2-4 の送受信の各ポートからのリターンロス特性である。受信が 1.565GHz, 送信が 1.67GHz で整合している。この結果は、1 つのパッチに対し直交する 2 つのスロットで給電することにより、2 周波共用特性が実現出来たことを示している。

図 3-2-6 は、送受信ポート間の相互結合を示している。この相互結合量は、送受信間のアイソレーションをとるために用いられるフィルタの特性に大きな影響を与え、かつ、給電系の大きさに関係するので、この結合量をより小さく抑えることが重要である。

図 3-2-7 に周波数 1.565GHz (受信) と 1.67GHz (送信) における放射パターンを示す。これらの図より、 $\pm 70^\circ$  の角度まで E 面パターンと H 面パターンがよく一致していることがわかる。これは広角にわたり良好な円偏波特性が得られることを意味している。また、1.55GHz から 1.65GHz の所望の周波数で、放射パターンは殆ど変化しない。一方、約 -15dB のバックローブが生じているが、この値はスロット幅を変えても変化しないので、スロットからの放射ではなく、給電線のオープンスタブからの放射や、有限の接地板による回折のためであると考えられる。接地板の寸法は、一辺が 150mm の正方形である。

図 3-2-8 は、利得の周波数特性である。L 帯における電波暗室の特性が十分でないこともあり、送信、受信で 2 dB の利得の違いが見られる\*\*。

\*\* ツイン 21 ビル M I D タワー 6 F の小形電波暗室における測定。

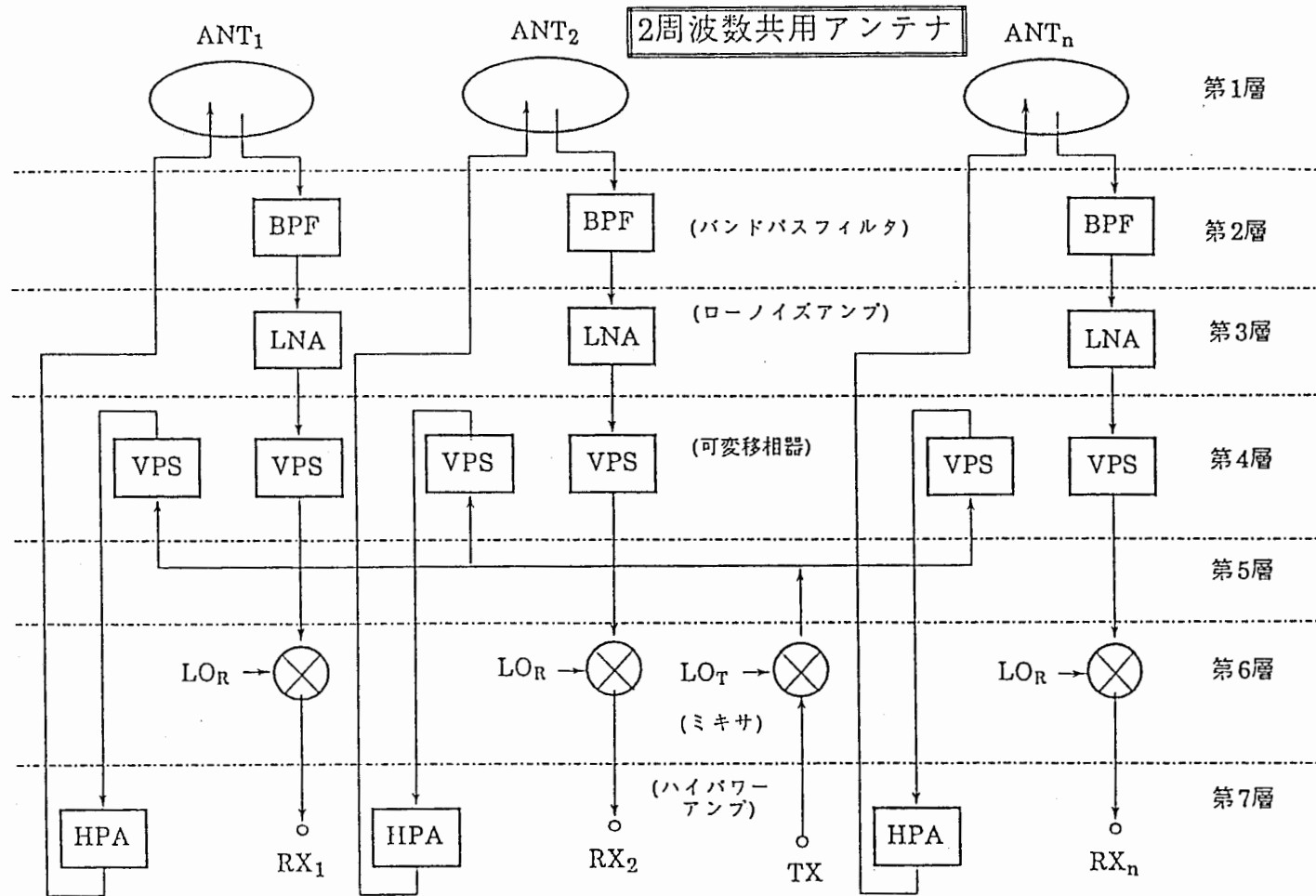


図3-2-1 2周波共用アンテナを用いたアクティブアレーアンテナの構成例



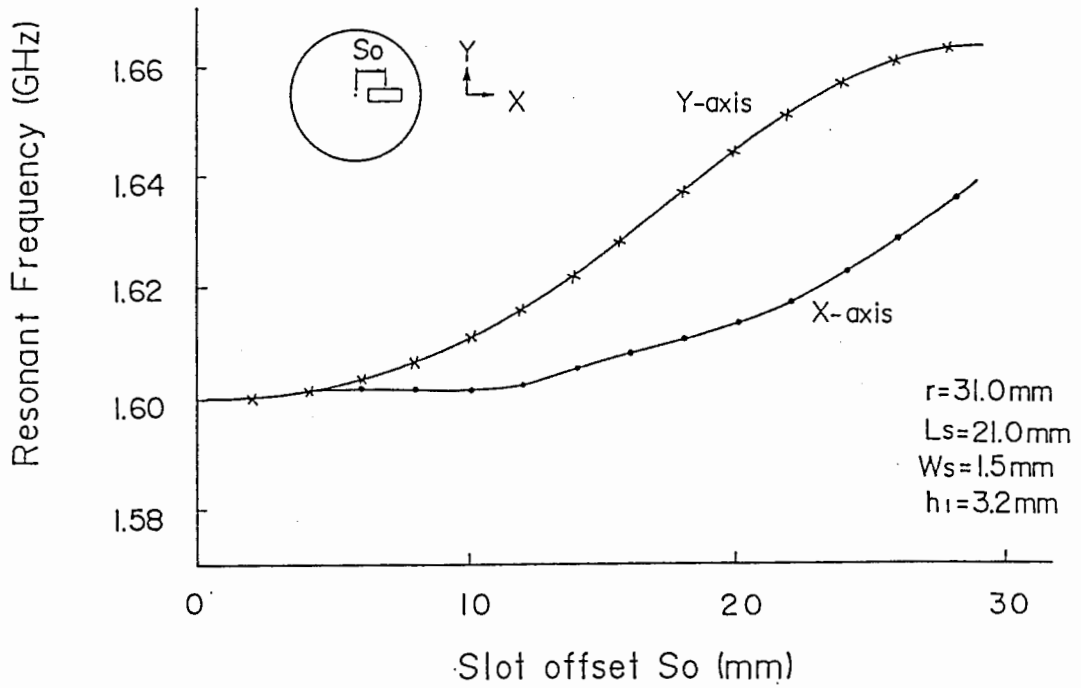


図3-2-2 スロット給電位置オフセットによる共振周波数の変化

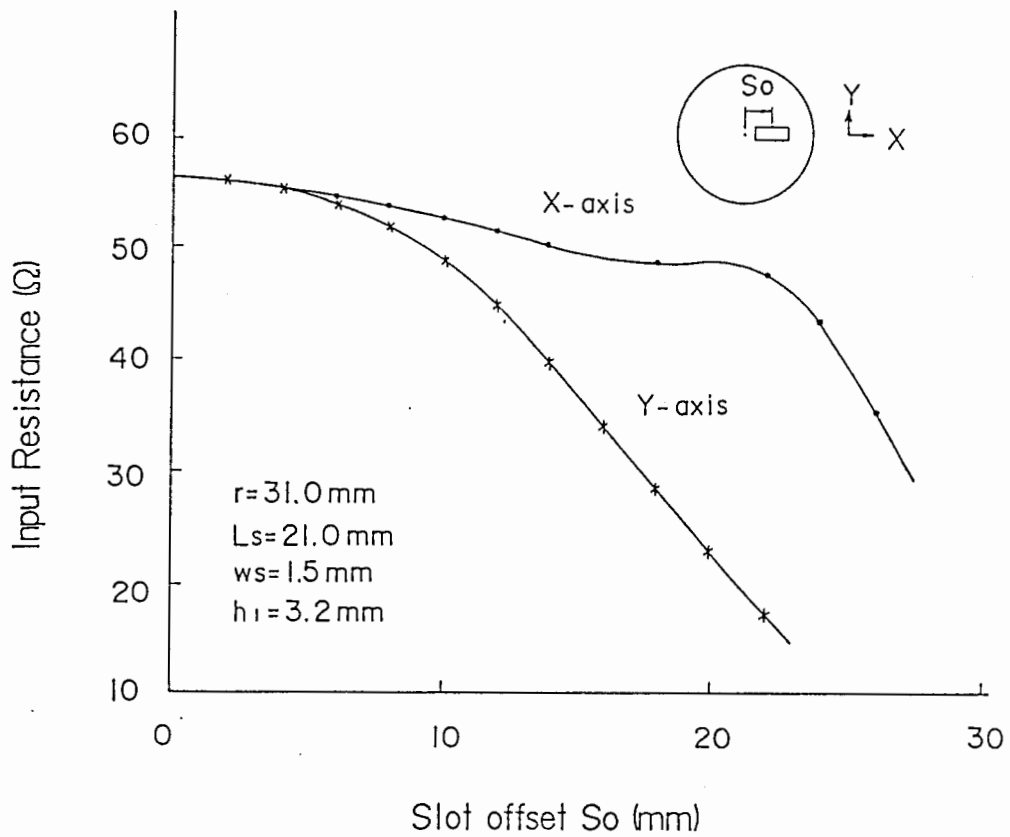


図3-2-3 スロット給電位置オフセットによる入力抵抗の変化

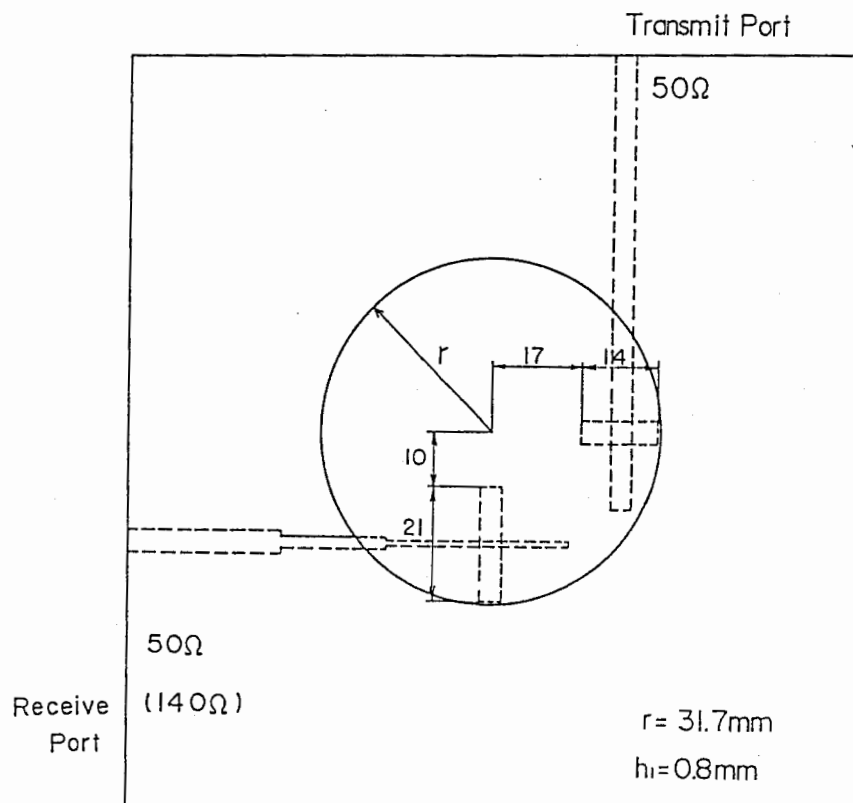


図 3-2-4 2 周波共用アンテナの構成

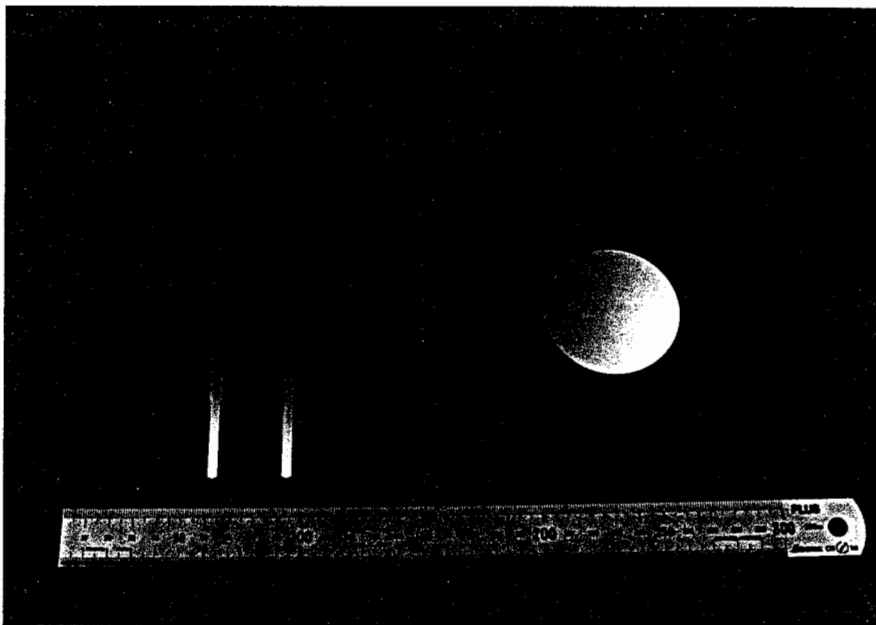
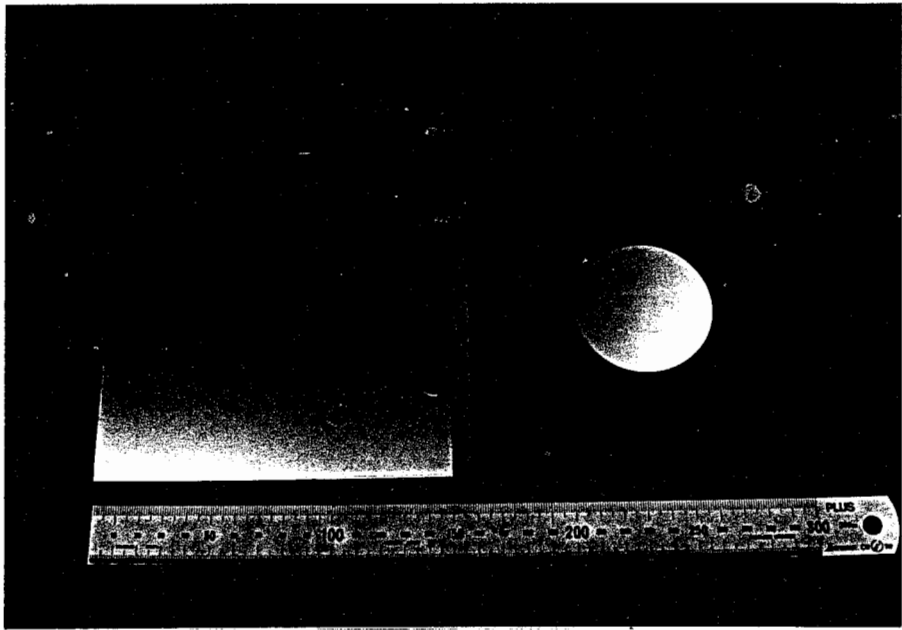


写真3-2-1 2周波共用アンテナ

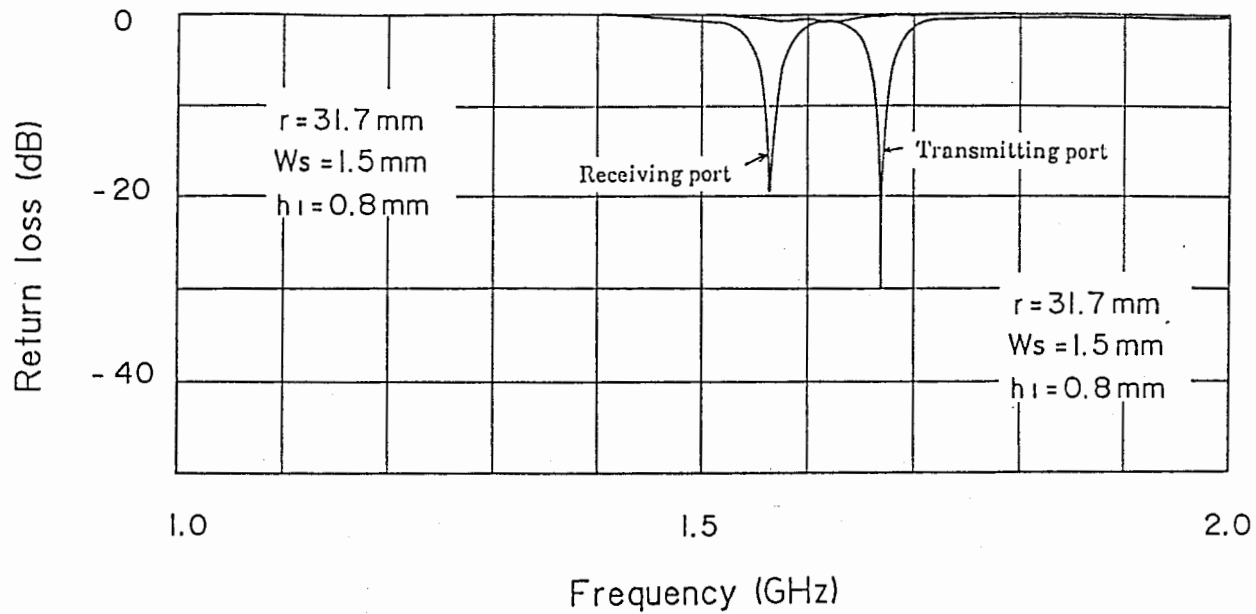


図3-2-5 2周波共用アンテナのリターンロス特性

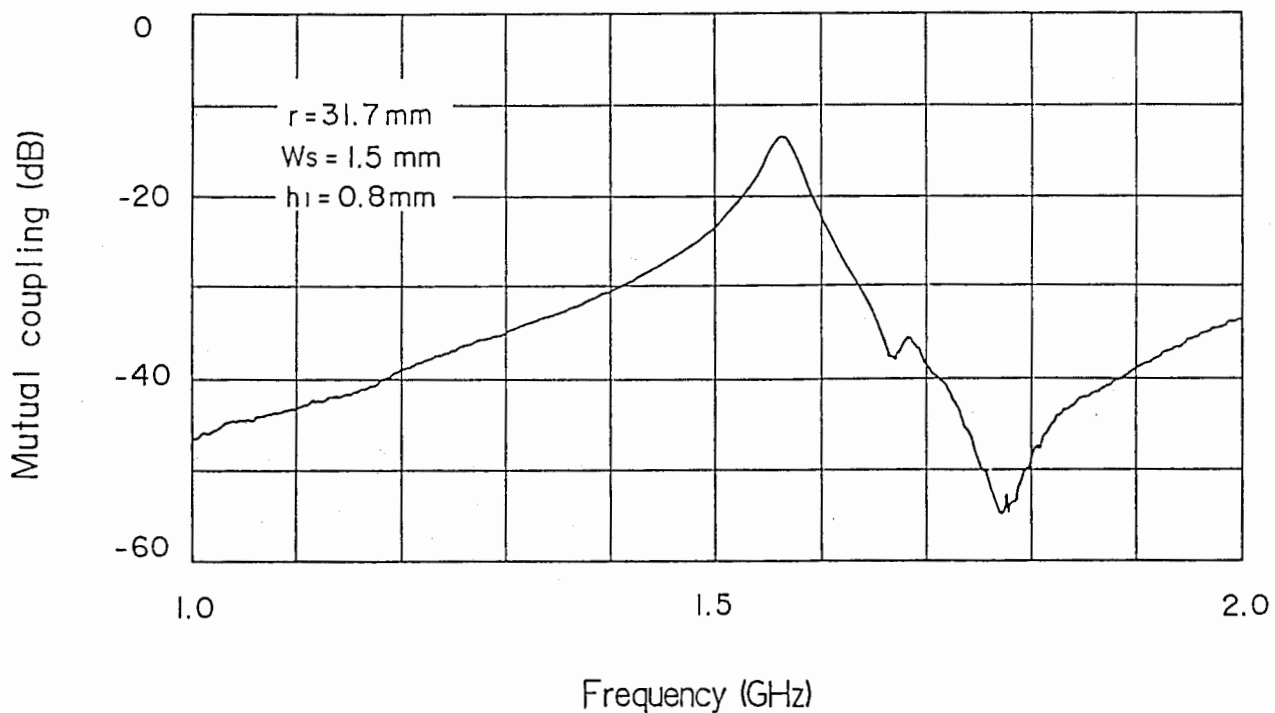
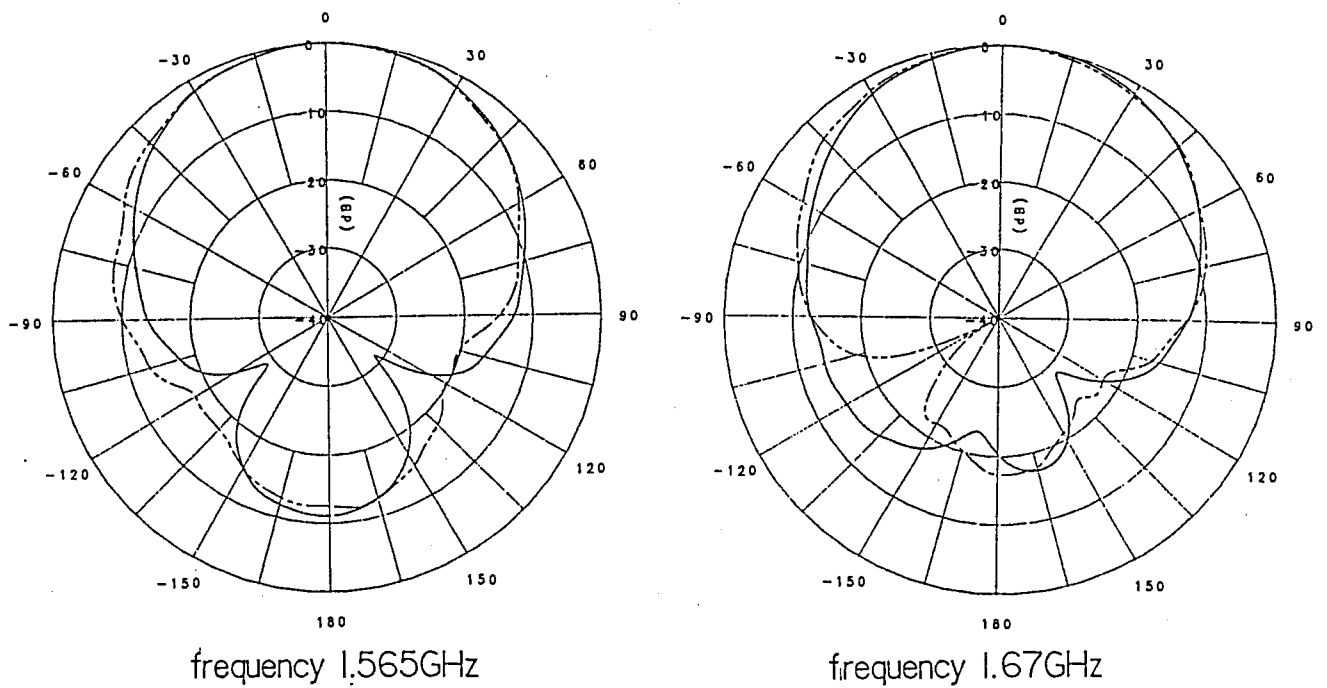


図3-2-6 2周波共用アンテナの送受信ポート間相互結合特性



E plane ———  $r=31.7\text{mm}$   
 H plane - - - -  $W_s=1.5\text{mm}$   
 $h_1=0.8\text{mm}$

図 3-2-7 2 周波共用アンテナの放射パターン

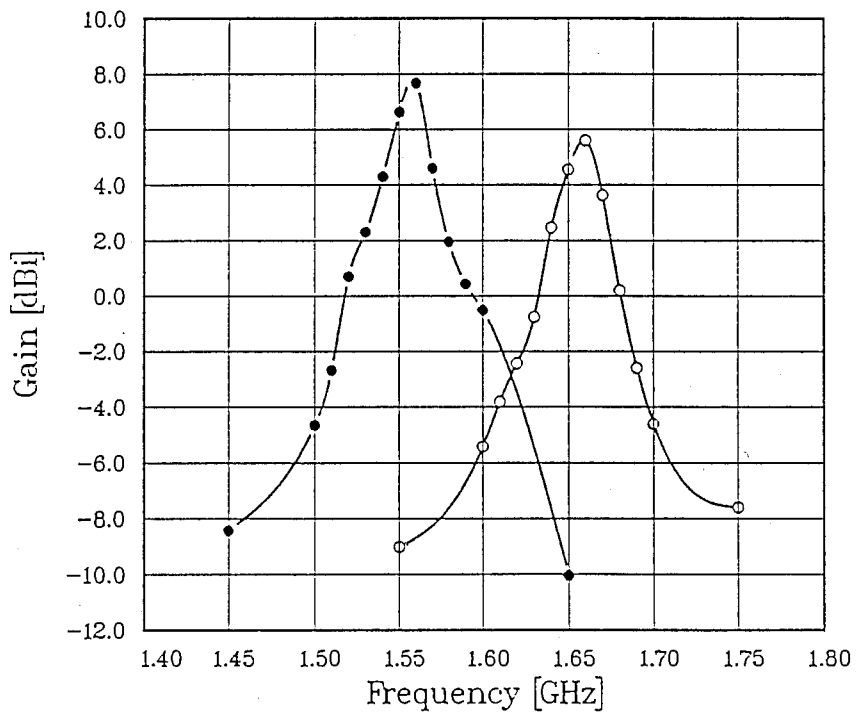


図 3-2-8 2 周波共用アンテナの利得の周波数特性

### 3-3 円偏波アンテナ [26],[27]

移動体衛星通信では、自動車等の移動に伴いビーム追尾を行う必要があるが、円偏波を用いることにより偏波追尾を行う必要がなくなるため、円偏波が多用されている。

一般の直接給電マイクロストリップアンテナでは、大別して2つの方法で円偏波の発生を行っている。1つは、図3-3-1(a)に示す「2点給電方式」であり、円形パッチ上の物理的に90°離れた位置に2つの給電点を設け、これらの給電点を90°位相差の信号で励振する方法である。別の方式として、図3-3-1(b)に示すように円形パッチに縮退分離素子を装荷したり、長方形パッチの対角線上に給電点を設ける等の「1点給電方式」がある。2点給電方式は、主に90°位相差発生回路により円偏波の軸比やその帯域が決まるため、特性の良い90°ハイブリッドを用いた場合、軸比2 dB以下の帯域を10%以上に行うことも出来る。しかし、給電回路に占める90°位相差発生回路の割合が大きいという問題がある。1点給電方式は、構成が容易であるが、軸比の帯域が狭いという問題がある。

スロット結合マイクロストリップアンテナにおいても、図3-3-2に示すような2点給電方式による円偏波の発生を行うことが出来る。この場合の構成は、図3-2-4の2周波共用アンテナと類似しているが、2つのスロット長を等しくすることにより、共振周波数が等しく偏波面が90°異なるアンテナを構成し、それぞれのスロットを90°位相差で励振する。ただし、この場合にも直接給電方式のマイクロストリップアンテナと同様の問題点がある。また、スロット結合マイクロストリップアンテナでは、3-1-2で述べたようにアンテナの共振周波数がパッチ自身の共振周波数よりも低下するため、縮退分離素子を装荷する等の1点給電方式をそのまま適用して円偏波を発生させることは難しい。つまり、パッチに縮退分離素子を装荷した場合、パッチ自身の共振周波数の近傍でモードの縮退が解け、円偏波が発生するが、アンテナ全体としての共振周波数は、縮退が分離される周波数よりも低いため、整合がとれる周波数と円偏波が発生する周波数が異なってしまう。

そこで、スロット結合マイクロストリップアンテナの円偏波発生については、「スロット長によりアンテナの共振周波数と入力抵抗を制御出来る」という特徴を利用し、パッチとスロットを含めた構成で検討を進めた。

### 3-3-1 円偏波アンテナの構成と円偏波発生原理

図3-3-3は、「クロススロット結合円偏波マイクロストリップアンテナ」の構成である。図3-1-1の直線偏波アンテナと比較した場合、基本的な構成は同様であるが、接地板には長さ $L_{sa}$ のスロットaと、長さ $L_{sb}$ のスロットbを各スロットの中央で直交するように設置している。2つのスロットの交点は円形パッチの中心に一致している。また、給電用マイクロストリップ線路もこの交点を通り、2つのスロットをそれぞれ中央給電している。この給電線路は、図3-1-1の直線偏波アンテナと同一であり、2つのスロットを同時に励振する上で最も簡単な給電方法であると考えられる。この様な構成にすることで、それぞれのスロット長に対応する共振周波数 $f_a, f_b$ をもち、かつ空間的に直交する偏波をもつアンテナが得られるものと予想される。

このときの等価回路は図3-3-4で示され、スロットaと円形パッチによる共振回路aとスロットbと円形パッチによる共振回路bの2つの共振回路が存在すると考えられる。理想トランスの変成比 $n_a, n_b$ は、スロット長による入力抵抗の変化に相当する。ここで、2つの共振回路の共振周波数が異なるとき、放射抵抗に相当する $R_a, R_b$ に流れる励振電流 $i_a, i_b$ の振幅が等しく、かつ位相差が $90^\circ$ になる周波数において円偏波が発生する。

ここで、各々の共振回路の共振周波数をスロット長で制御できることから、2つのスロット長の関係を $L_{sa} > L_{sb}$ に設定した場合について考える。このとき、それぞれの共振周波数 $f_a, f_b$ の関係は、図3-3-5に示すように $f_a < f_b$ となる。従って、 $L_{sa}$ と $L_{sb}$ の関係を適切に設定すれば、図3-3-5に示すように $f_a$ と $f_b$ のほぼ中間の周波数において、スロットaの励振電流 $i_a$ の位相がスロットbの励振電流 $i_b$ の位相に対し $90^\circ$ 位相遅れとなり、左旋円偏波が発生すると考えられる。

### 3-3-2 円偏波アンテナの特性（実験結果）

クロススロット結合円偏波アンテナの設計では、良好な円偏波を発生出来、かつインピーダンス整合が可能な2つのスロット長を決定することが重要である。

ここでの実験はL帯で行い、クロススロット以外の寸法は、表3-3-1に示す値とした。図3-1-1の直線偏波アンテナに表3-3-1に示す寸法を適用した場合、図3-1-2(a)からスロット長が $L_s=21\text{mm}$ （点P）のとき共振周波数が約1.6GHzで、入力抵抗が約 $50\Omega$ となり、

給電線路の特性インピーダンスに一致することがわかる。そこで、このスロットを基準スロット長 $L_{so}$ とし、 $L_{sa} > L_{so} > L_{sb}$ の関係に各スロットを設定することにした。

そして、2つのスロット長の和( $L_{sa} + L_{sb}$ )が $2L_{so}$ となるようにし、スロット長の比 $SR$  ( $SR = L_{sa} / L_{sb}$ )をパラメータとして、1.1から1.5まで変化させ軸比を求めた。その結果、図3-3-6に示すように $SR = 1.3$ の場合に約1.6GHzで0.4dBの軸比が得られた。この周波数は、基準スロット長 $L_{so}$ における直線偏波アンテナの共振周波数と同様である。

図3-3-7は、入力リターンロス特性であり、リターンロス10dB帯域は約3.5%である。また、図3-3-8は、入力インピーダンス特性のスミスチャート表示であり、インピーダンス整合は良好であることがわかる。

図3-3-9は、X-Z面の放射パターンであり、ボアサイトで0.4dBの軸比が得られ、また、 $\pm 60^\circ$ 以上の広角にわたり2dB以下の軸比が得られている。なお、他のカット面においても同様な特性を示している。

図3-3-10は、軸比と利得の周波数特性で、1.6GHzにおける利得は約6dBiである。この利得は、直線偏波スロット結合マイクロストリップアンテナと同様である。



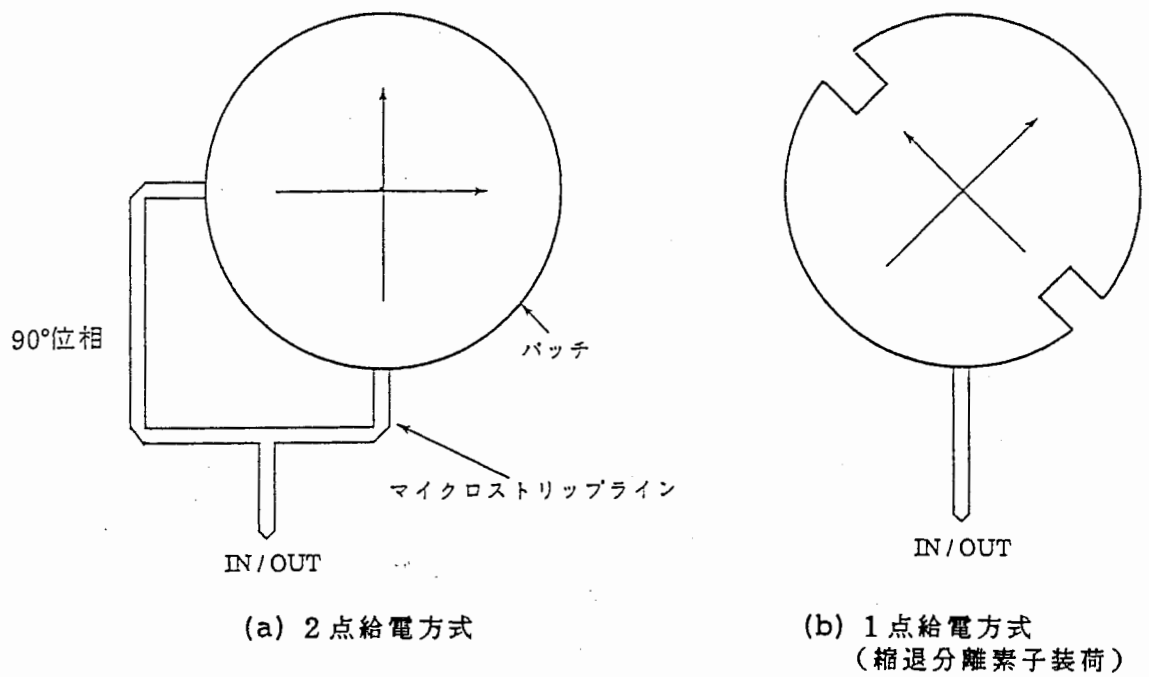


図3-3-1 直接給電マイクロストリップアンテナの円偏波発生方法

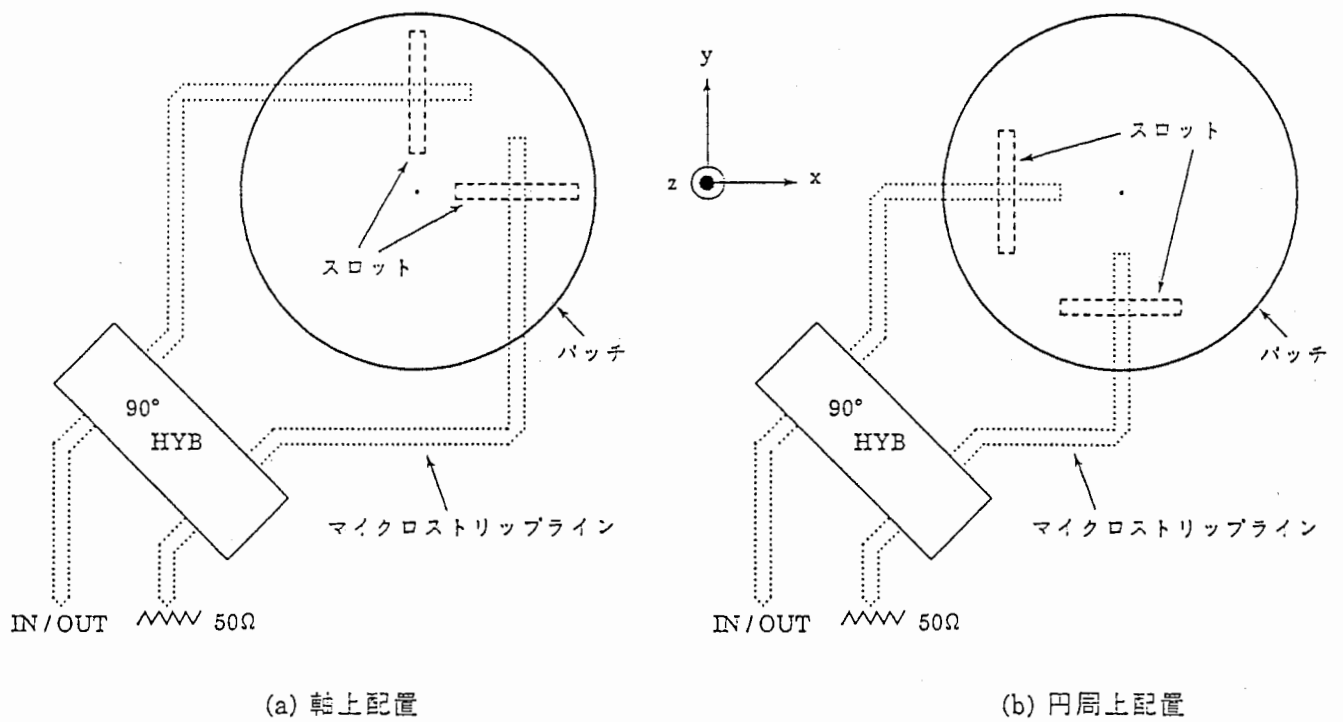


図3-3-2 スロット結合マイクロストリップアンテナにおける2点給電方式による円偏波発生方法

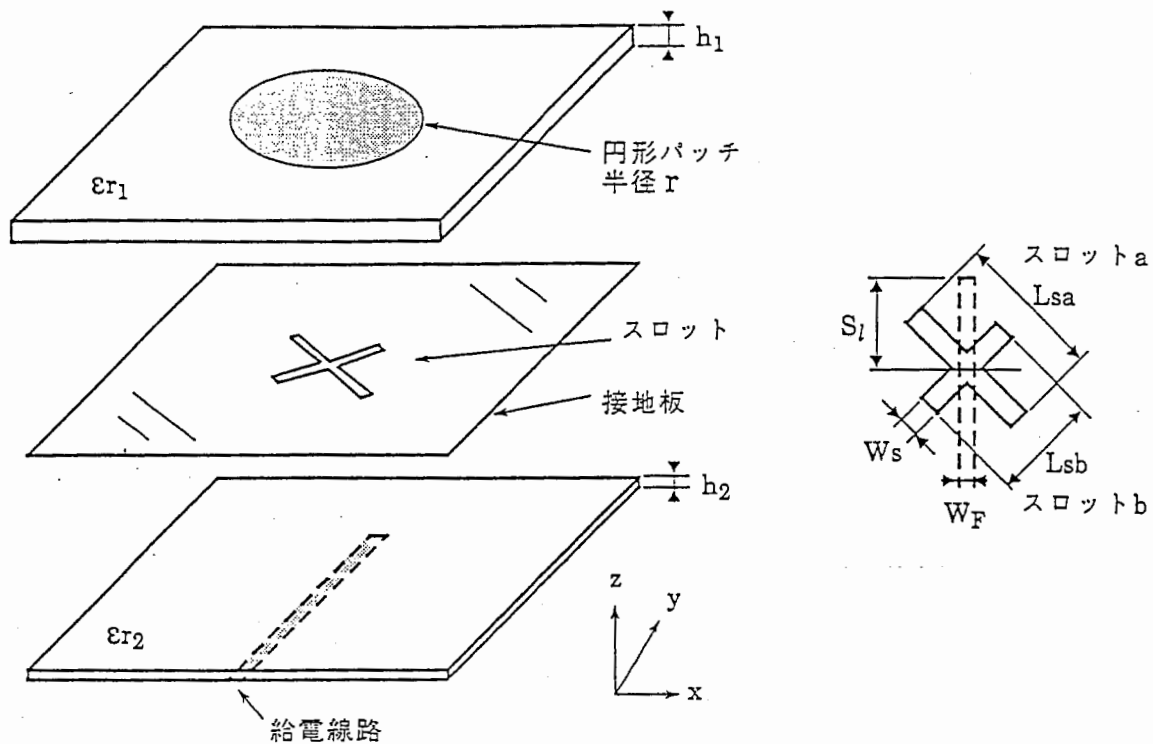


図3-3-3 クロススロット結合円偏波マイクロストリップアンテナの構成

表3-3-1 円偏波アンテナの寸法の一例

|         |                 |        |
|---------|-----------------|--------|
| 円形パッチ半径 | $r$             | 31.0mm |
| 基板厚さ    | $h_1$           | 3.2mm  |
| 基板厚さ    | $h_2$           | 1.6mm  |
| スロット幅   | $W_s$           | 1.5mm  |
| 線路幅     | $W_f$           | 4.3mm  |
| スタブ長    | $S_l$           | 25.0mm |
| 誘電率     | $\epsilon_{r1}$ | 2.55   |
| 誘電率     | $\epsilon_{r2}$ | 2.55   |

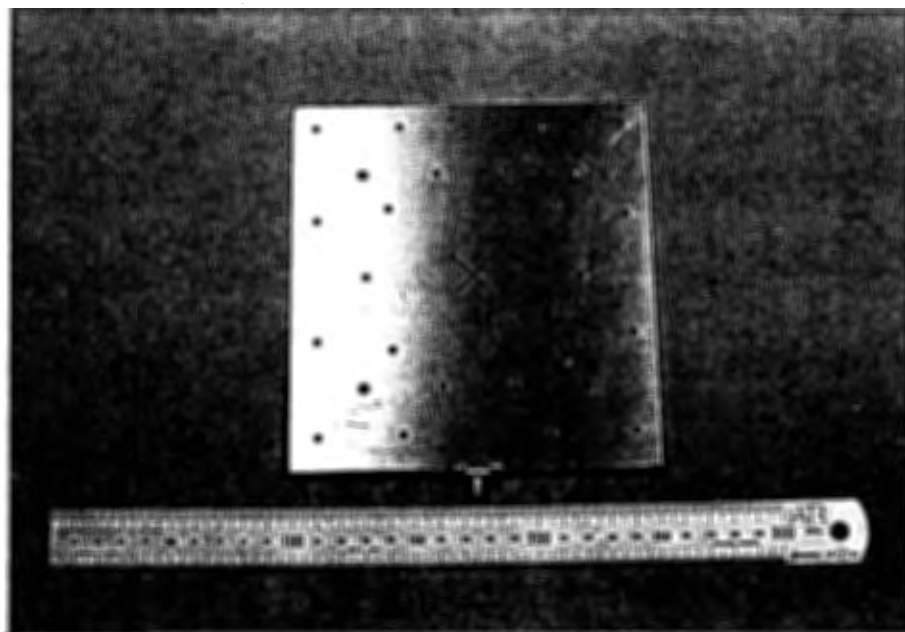
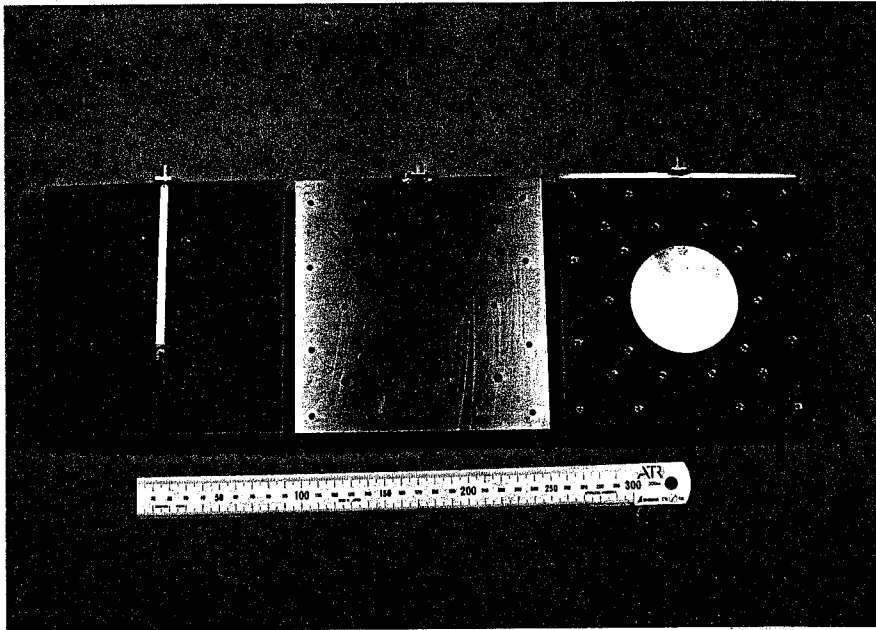


写真3-3-1 クロススロット結合円偏波マイクロストリップアンテナ

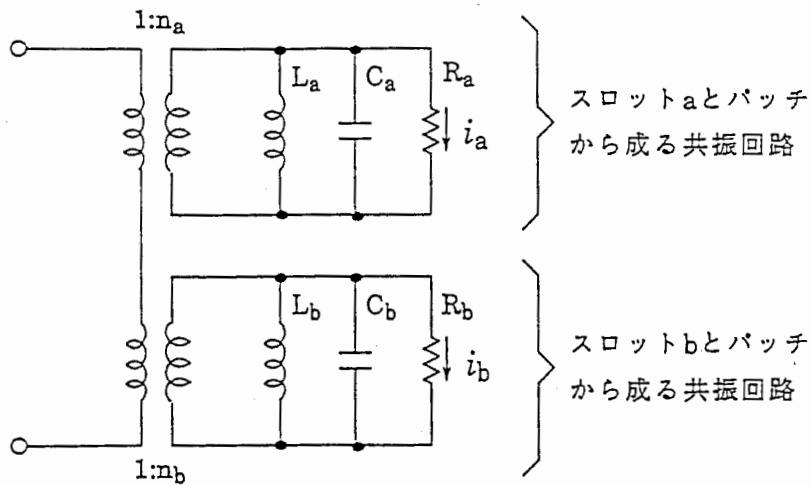


図3-3-4 クロススロット結合円偏波マイクロストリップアンテナの等価回路

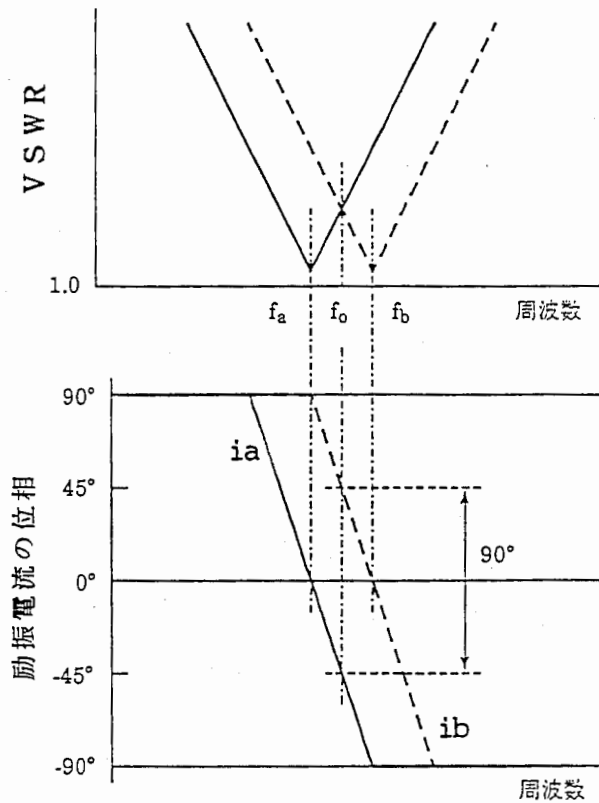
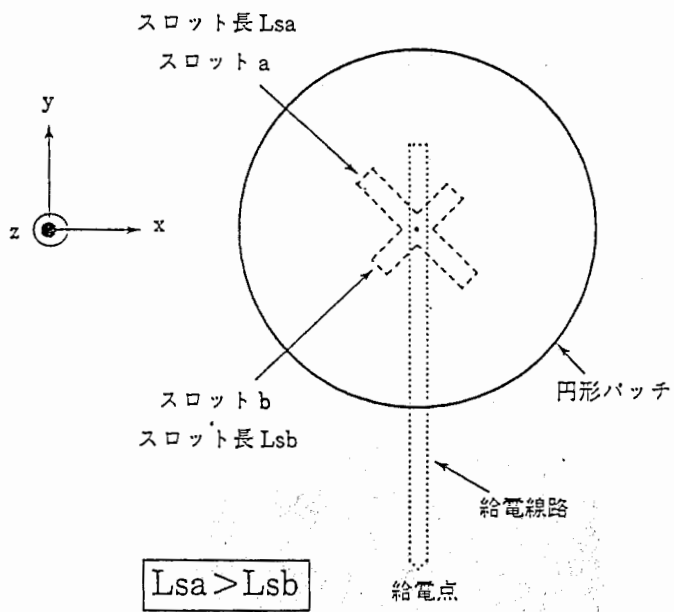


図3-3-5 円偏波発生原理

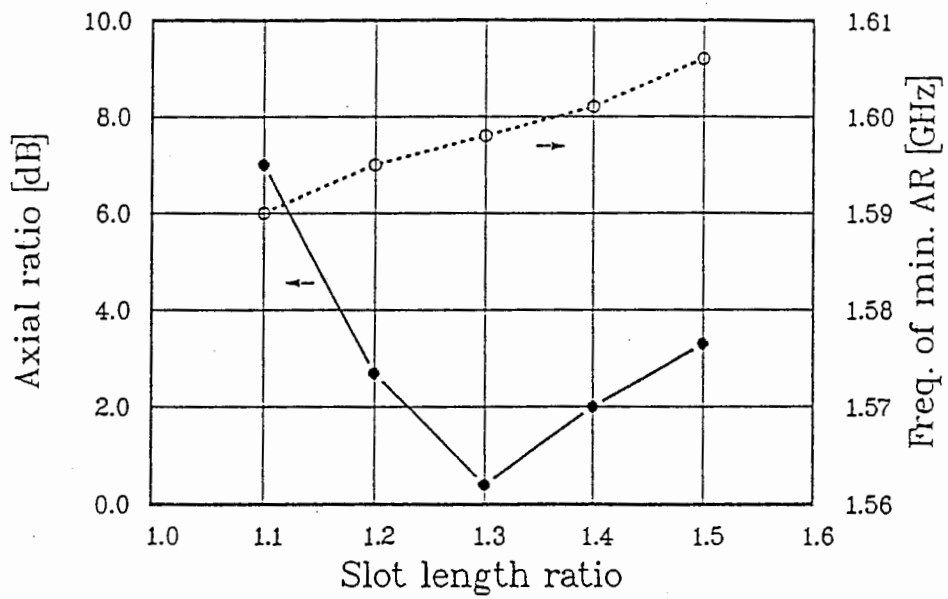


図3-3-6 スロット長の比と軸比の関係

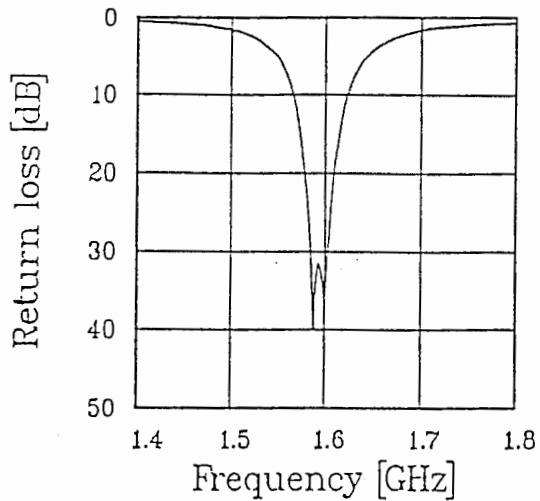


図3-3-7 円偏波アンテナの  
リターンロス特性

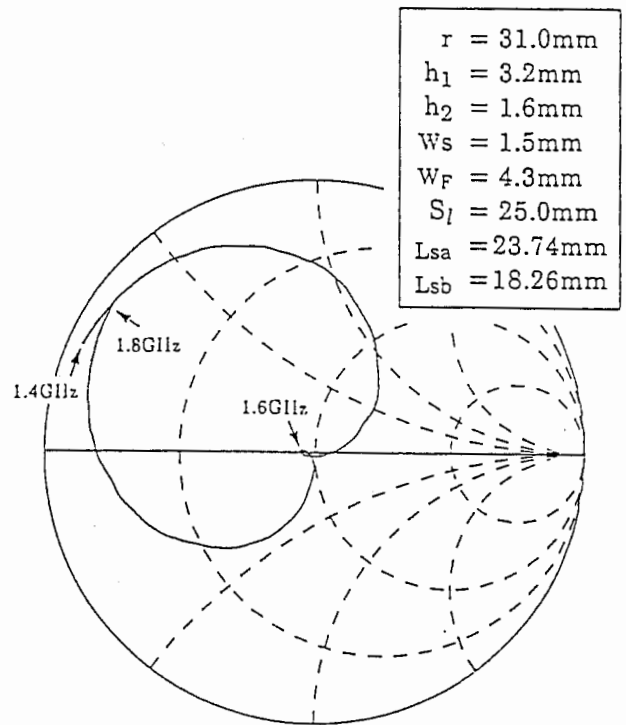


図3-3-8 円偏波アンテナの  
入力インピーダンス特性

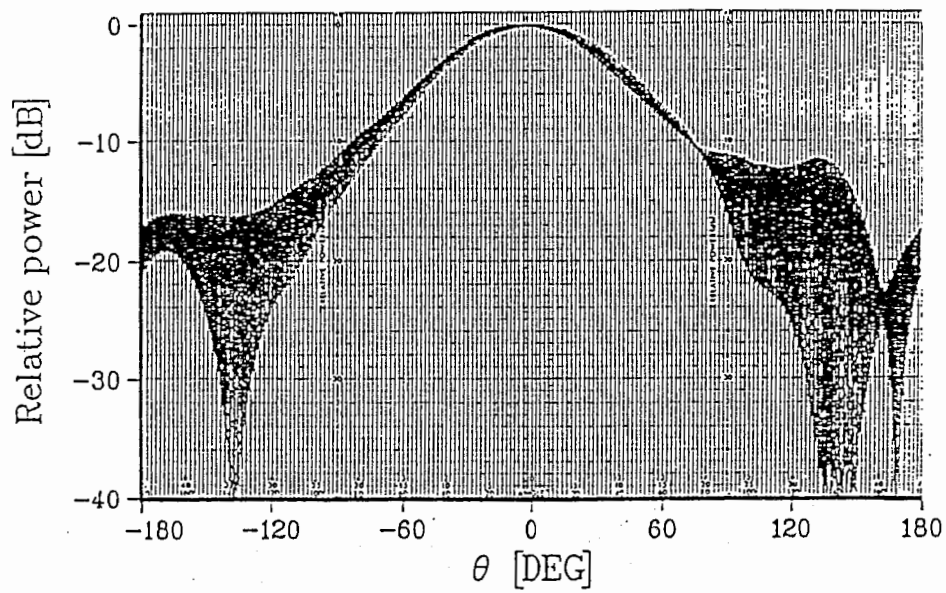


図 3-3-9 円偏波アンテナの放射パターン (X-Z面)

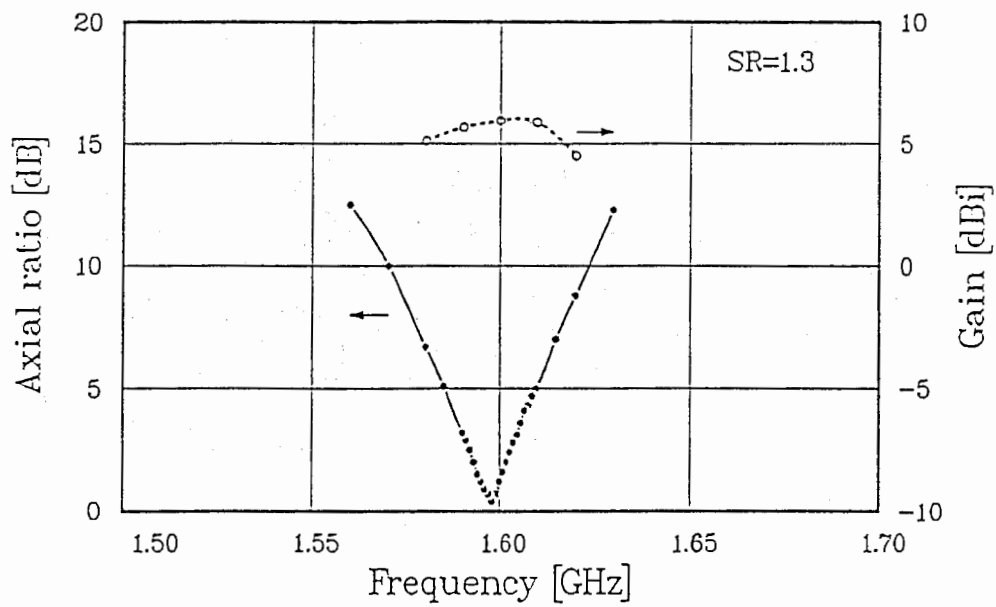


図 3-3-10 円偏波アンテナの軸比と利得の周波数特性

### 3.4 広帯域アンテナ [28],[29]

通信用アクティブアレーアンテナの構成法として、3.2で示した2周波共用アンテナを用いる方法の他に、素子アンテナとして送受信帯域をカバーする広帯域アンテナを用いる方法がある。

図3-4-1は、アンテナ素子として広帯域アンテナを用いた場合に想定される通信用アクティブアレーアンテナの構成例である。同図の構成では、アンテナ素子自身では送受信波を分離することが出来ないため、ダイプレクサやサーキュレータが必要となる。例えばL帯におけるダイプレクサは、現在のところ通過損失を考慮した場合、誘電体共振器を用いる必要があるために形状が大きい。将来SAWフィルタ[37]の特性が向上し、またMMICが導入された場合には小型化も可能になる。

また、通信用に限定せず、広い帯域にわたり信号を受信するような場合には、広帯域アンテナが有用となる。

マイクロストリップアンテナの広帯域化を図る方法として、パッチを形成する誘電体基板にハニカム構造を用い比誘電率を1に近づける方法[38]や無給電素子を用いる方法[39,40,41]が考えられるが、最も広帯域特性が得られるのは、無給電素子を用いパッチを二重にする方法である。しかし、これまでに報告されている例は、共平面給電方式を用いているため、スロット長が設計パラメータとして加わるスロット結合マイクロストリップアンテナにそのまま適用することが出来ない。そこで、ここでは二重パッチ構造によるスロット結合マイクロストリップアンテナの広帯域化について述べる。

#### 3-4-1 広帯域アンテナの構成

広帯域アンテナの構成を図3-4-2に示す。本アンテナは、図3-1-1のスロット結合マイクロストリップアンテナの円形パッチの同軸上に別の誘電体基板(厚さ $h_4$ )に形成した円形パッチ(半径 $r_2$ )を間隔 $d$ で設置している。なお説明の都合上、図3-1-1と同様な構成の下側部分のパラメータについても、図3-4-2内に示すように添字を変更する。

以下では、円形パッチ1とスロットから成るスロット結合マイクロストリップアンテナを「MSA1」、円形パッチ2から成るアンテナを「MSA2」とし、二重パッチ構造にしたアンテナを「SMSA」(Stacked Microstrip Antenna)と呼ぶ。

### 3-4-2 二重パッチ構造による入力抵抗の変化

図3-4-3に、図3-1-2(a)の点Q ( $r_1=31.0\text{mm}$ ,  $L_s=26.0\text{mm}$ )における上下のパッチ間隔  $d$  に対する入力抵抗の測定値を示す。この条件におけるMSA1の入力抵抗は、図3-1-4(a)より約 $100\Omega$ であるのに対して、SMSAの入力抵抗は $r_2$ と $d$ により変化する。そして、 $d$ が $19\text{mm}$ から $24\text{mm}$  ( $0.1\lambda_0 \sim 0.12\lambda_0$ ,  $\lambda_0$ :自由空間における波長)のとき、MSA1のみの入力抵抗に比較して $1/3 \sim 1/5$ になる。

### 3-4-3 広帯域アンテナの設計例

アンテナの帯域を制限する1つの要因として、給電回路に含まれる整合回路がある。送受信装置の特性インピーダンスは一般に $50\Omega$ であり、アンテナ素子の入力インピーダンスが $50\Omega$ 以外の場合には何等かの整合回路が必要になる。マイクロストリップ線路においては、整合回路として $\lambda/4$ トランスが多く使用されているが、 $\lambda/4$ トランス1段あたりのリターンロス $20\text{dB}$ 帯域は約 $20\%$  (super compactによる計算値)であり、段数が多くなるに伴い帯域が狭くなり、給電損失が増大する。従って、給電回路まで含めたSMSAの広帯域化を図るためには、マイクロストリップ線路中にインピーダンス整合回路が無く、かつSMSAの入力抵抗が約 $50\Omega$ になるように設計する必要がある。

また、二重パッチ構造のSMSAは、共振周波数が $f_1$ のMSA1と共振周波数が $f_2$ のMSA2から構成されるが、MSA2は $\epsilon_r=1$ の空気層から成るため、共振周波数の配置を $f_1 < f_2$ とした方がSMSAの薄型化を図ることが可能である。従って、L帯においてSMSAを実現する場合の一例として、 $f_1$ を $1.55\text{GHz}$ 、 $f_2$ を $1.66\text{GHz}$ に設定する。

更に、 $\theta = \pm 60^\circ$ までの広角ビーム走査が可能なアクティブアレーアンテナを構成するためには、二重パッチ構造のSMSAにおいてもアンテナ素子間隔を約半波長に設定出来る必要がある。

MSA2において、 $f_2=1.66\text{GHz}$ 一定とした場合の、間隔 $d$ と円形パッチ半径 $r_2$ の関係を式(3-1)により計算した結果と測定値を比較する形で図3-4-4に示す。測定値と計算値はよく一致している。 $r_2$ が大きい程 $d$ が小さくなり、SMSAの薄型化が可能になるが、アンテナ素子間隔が約半波長のアレーアンテナは構成出来なくなる。従って、 $r_2$ の選択可能な範囲から $r_2=37.2\text{mm}$  ( $h_4=0.8\text{mm}$ )を用いる場合、 $d=19\text{mm}$ となり、薄型化及びアレー化の条件を満足する。



また、 $r_2=37.2\text{mm}$ の場合、図3-4-3よりSMSAの入力抵抗がMSA1のみの入力抵抗の $1/5$ 程度になる。ここでSMSAの入力抵抗を約 $50\Omega$ にするためには、MSA1のみの入力抵抗を予め約 $250\Omega$ に設定する必要がある、この条件に最も近いパッチ1の半径 $r_1$ とスロット長 $L_s$ の組合せは、図3-1-4(a)の点R( $r_1=29.5\text{mm}$ ,  $L_s=31.0\text{mm}$ )である。

以上の設計手順を図3-4-5に示す。最終的に求められたSMSAの各部の寸法は、次のようになる。

$$\begin{array}{ll} r_1=29.5\text{mm} & r_2=37.2\text{mm} \\ L_s=31.0\text{mm} & d=19.0\text{mm} \end{array}$$

#### 3-4-4 広帯域アンテナの特性（実験結果）

3-4-3で設計したSMSAのリターンロス特性を図3-4-6に示す。リターンロス $15\text{dB}$ 帯域幅は約 $11\%$ であり、図3-1-5に示したMSA1のみの帯域に比較して10倍以上の広帯域化が図られていることがわかる。また、図3-4-7は入力インピーダンスのスミスチャート表示である。図3-4-6と図3-4-7より、本SMSAでは当初考えていた2つの共振( $f_1$ と $f_2$ )以外にも複数の共振が存在し、これらの共振も広帯域化に寄与していることがわかる。これらの共振の1つとして、給電用マイクロストリップ線路のオープンスタブ部分( $S_1=\lambda/4$ )が考えられる。

図3-4-8に $1.6\text{GHz}$ における放射パターンを示す。文献[41]で示されているように、本SMSAでも二重パッチ構造により、ビーム幅が狭くなっている。

図3-4-9に利得の周波数特性を示す。同図には、 $1.6\text{GHz}$ で設計した背面直接給電マイクロストリップアンテナ(BFMSA)とスロット結合マイクロストリップアンテナ(SCMSA: 図3-1-2(a)の点P相当)の利得も合わせて示したが、ここでもSMSAの広帯域性がわかる。また、SMSAではビーム幅が狭い分だけ利得が向上し、 $8\text{dBi}$ 以上の利得が得られている。

図3-4-10には、SMSAをアレー化する際に重要となる、アンテナ素子間の相互結合特性を示す。同図より、E面に比べH面の結合量が全体的に小さく、かつ、素子間隔が $0.7\lambda$ 以上の場合、E面、H面共に結合量を $-20\text{dB}$ 以下にすることが出来ることがわかる。

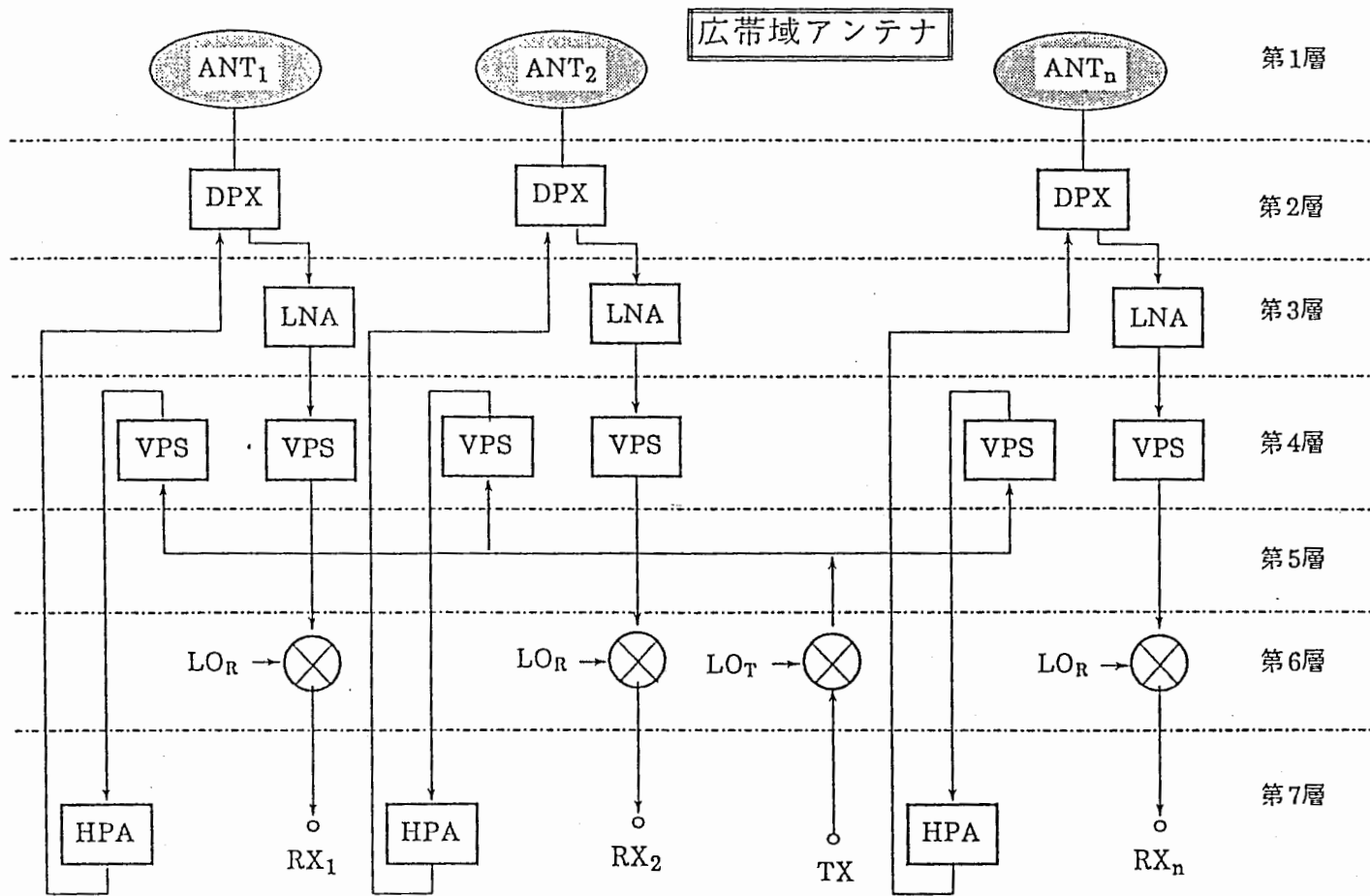


図3-4-1 広帯域アンテナを用いたアクティブアレーアンテナの構成例

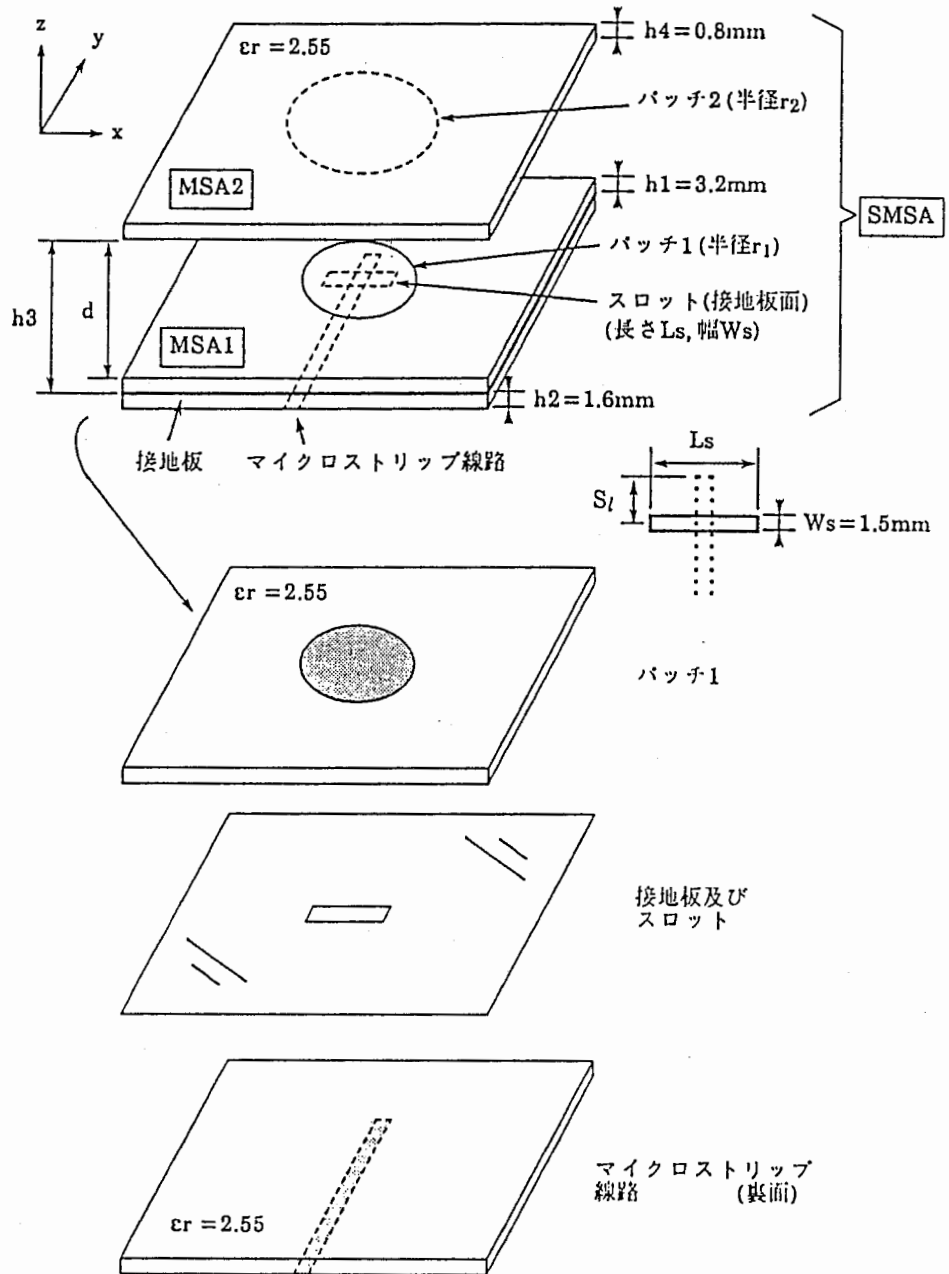


図3-4-2 広帯域アンテナ (SWSA) の構成

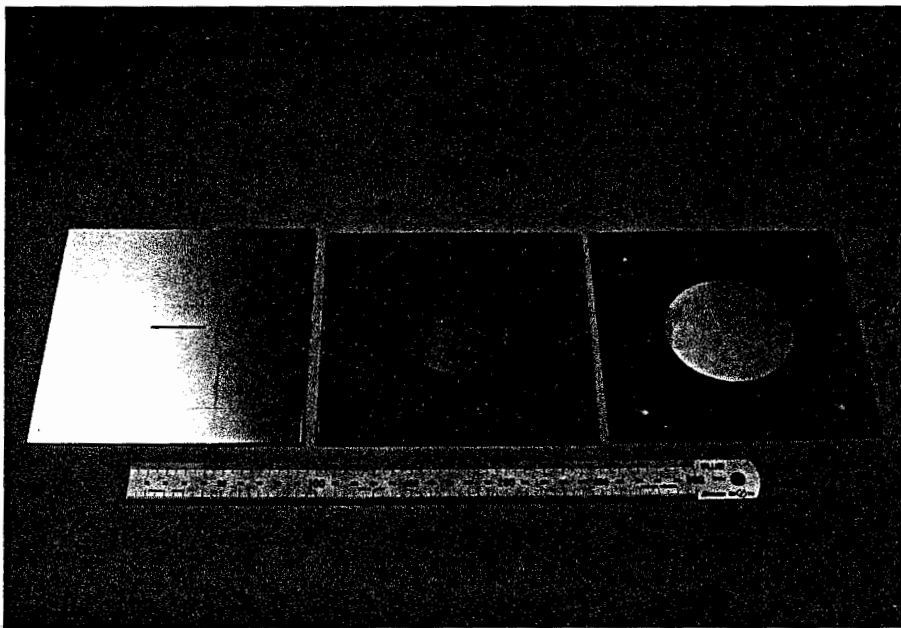
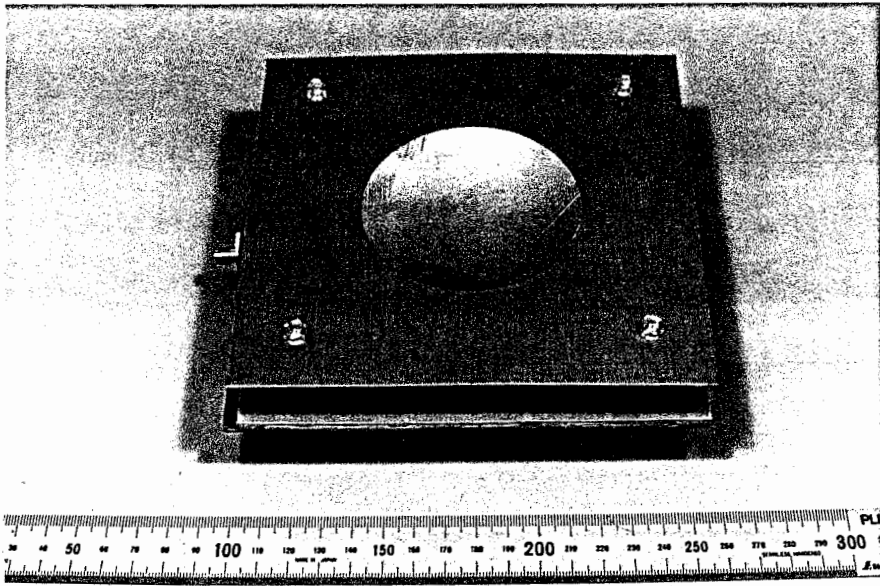


写真3-4-1 広帯域アンテナ

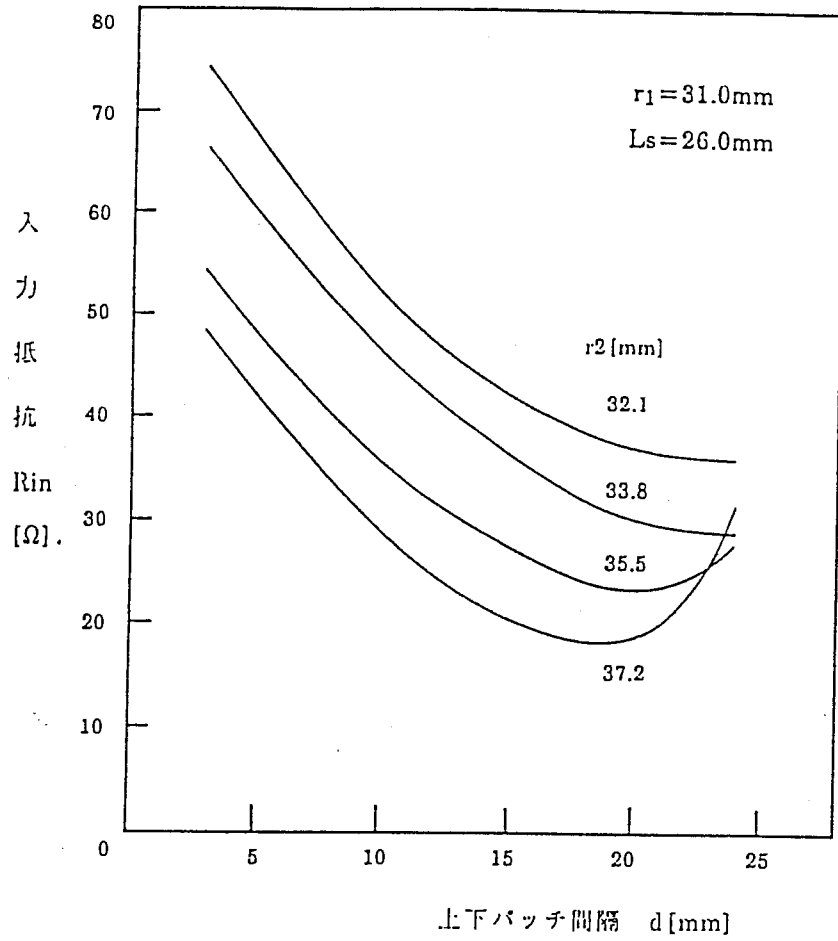


図3-4-3 上下パッチ間隔と入力抵抗の関係

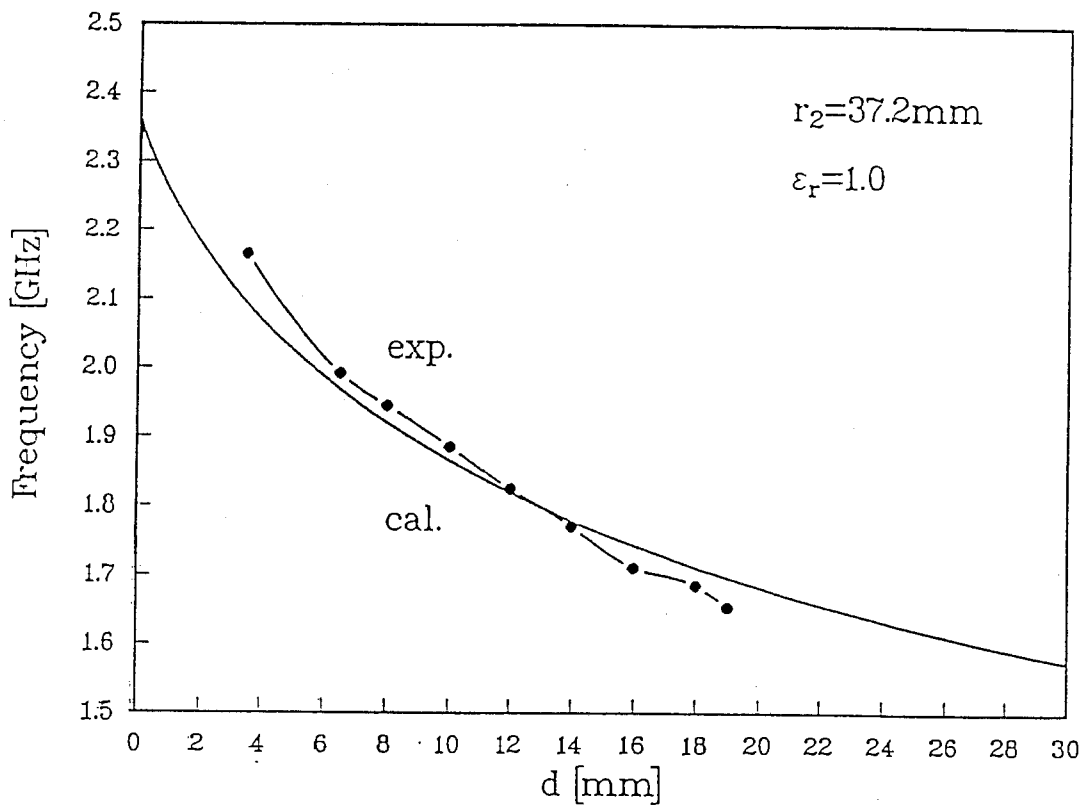


図3-4-4 上下パッチ間隔とパッチ半径 ( $r_2$ ) の関係

## 設計のフロー

| パラメータ    |                 | 変化         |
|----------|-----------------|------------|
| 基板厚さ     | $h_1, h_2, h_4$ |            |
| 比誘電率     | $\epsilon_r$    |            |
| 円形パッチ半径  | $r_1, r_2$      | $r_1, r_2$ |
| スロット長, 幅 | $L_s, W_s$      | $L_s$      |
| 上下パッチ間隔  | $d, (h_3)$      | $d$        |
| オープスタブ   | $S_1$           |            |

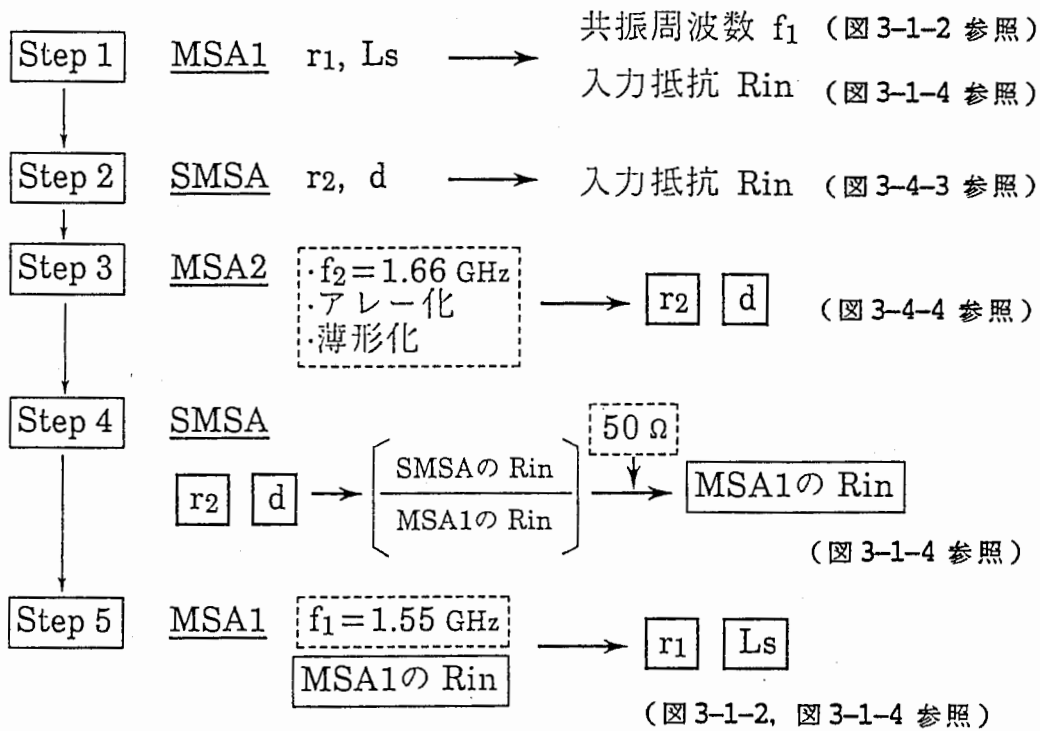


図 3-4-5 広帯域アンテナの設計のフロー

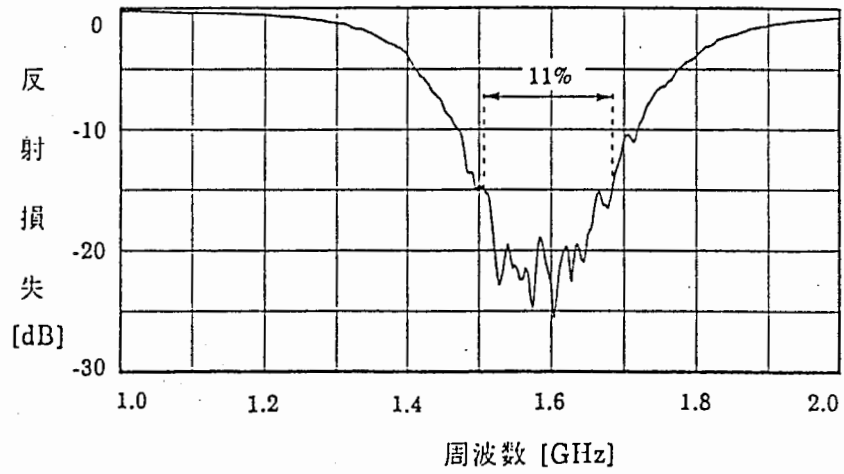


図3-4-6 広帯域アンテナのリターンロス特性

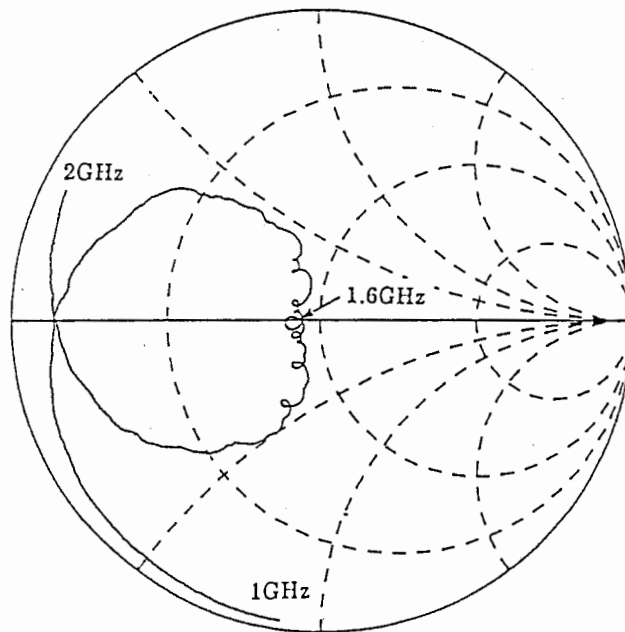


図3-4-7 広帯域アンテナの入力インピーダンス特性

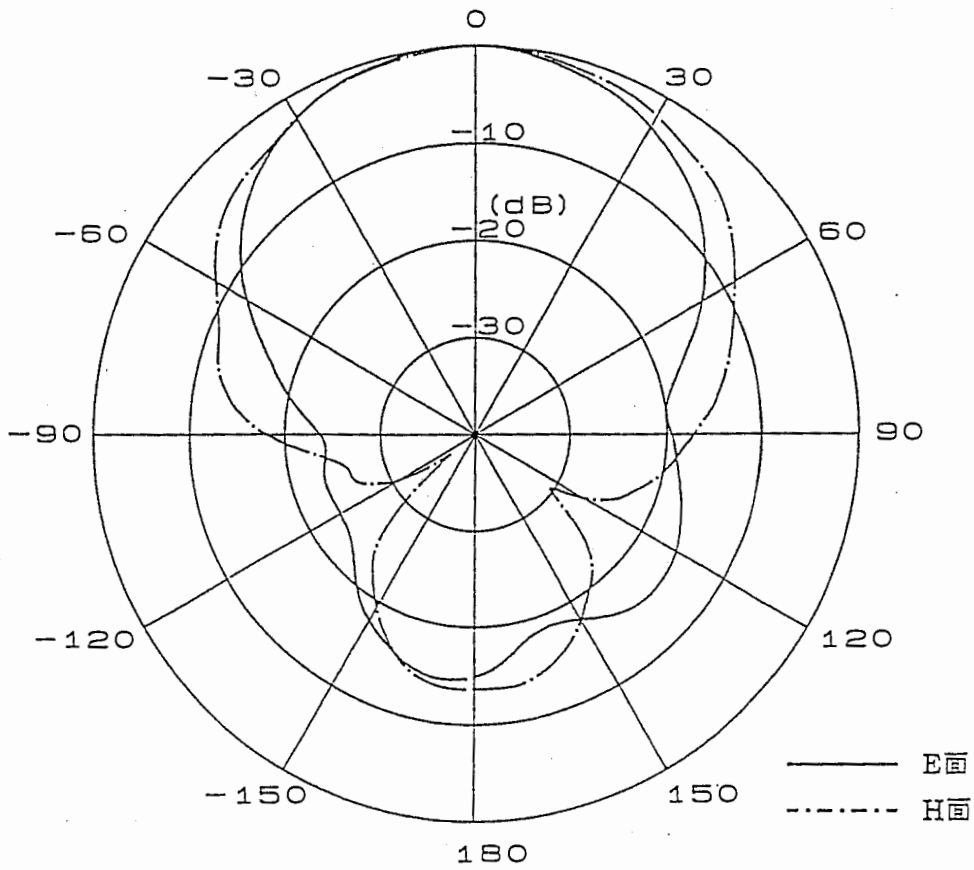


図3-4-8 広帯域アンテナの放射パターン



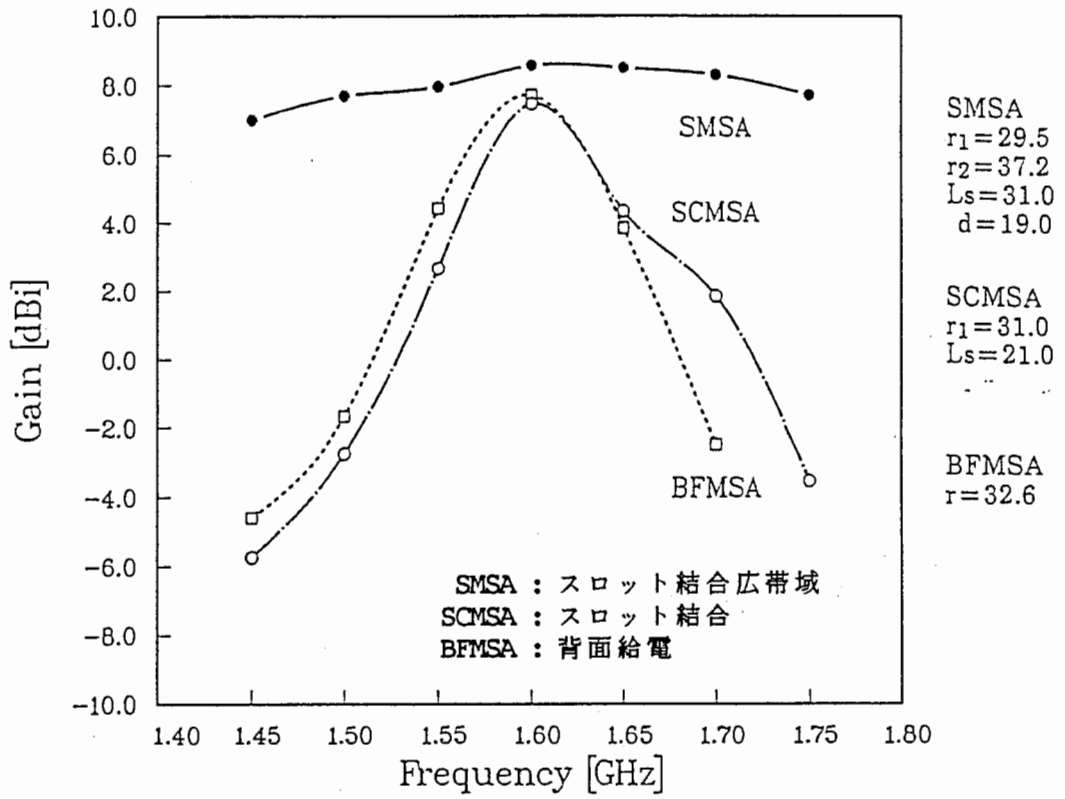


図3-4-9 広帯域アンテナの利得の周波数特性

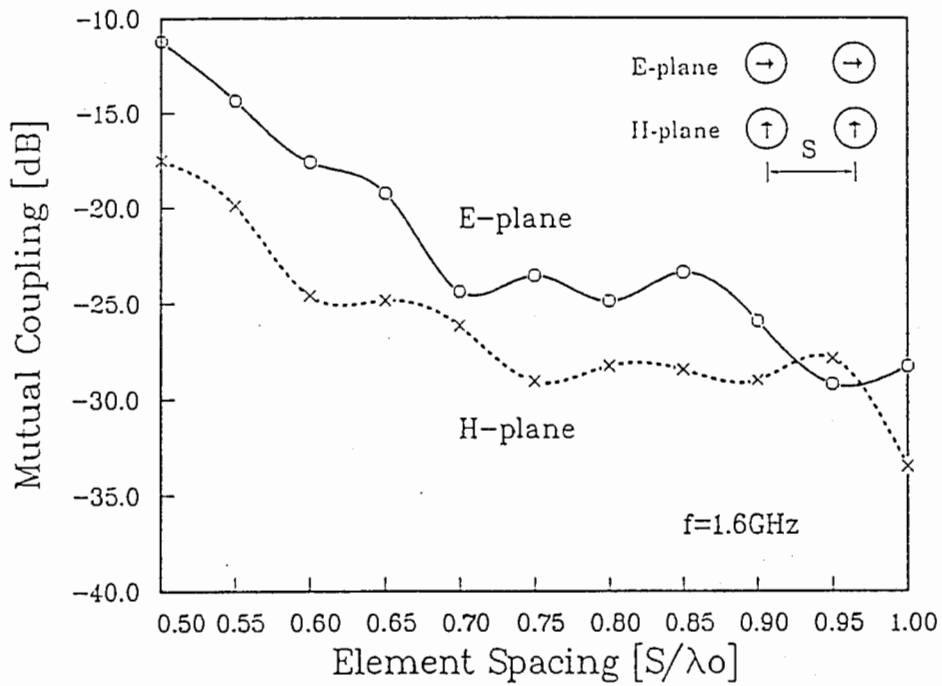


図3-4-10 広帯域アンテナの素子間相互結合特性

## 4. アレーアンテナ [24],[25],[30]

### 4-1 4素子2周波共用円偏波アレーアンテナ

3章では、スロット結合マイクロストリップアンテナの基本特性及びこの特性を利用して開発した2周波共用アンテナ、円偏波アンテナ、広帯域アンテナについて述べた。これらのアンテナ素子は、移動体通信システム等に用いるアクティブアレーアンテナに要求される個々の特性を満足しているが、実際のアクティブアレーアンテナの構成においては、円偏波で送受の2周波共用、または円偏波で広帯域な特性が求められる。

そこで4章では、この中から円偏波で送受の2周波共用を図った4素子2周波共用円偏波アレーアンテナについて述べる。

2周波共用の円偏波アンテナとして、これまでに送信用と受信用のマイクロストリップパッチアンテナを同軸上に重ね合わせ、各々のパッチに対し90°ハイブリッドを用いて給電することにより円偏波を発生させる方式が提案されている[2]。

一方、4個の直線偏波マイクロストリップアンテナを空間的に右回りに90°ずつ回転させたアレーアンテナにおいて、各素子の給電電流の位相を90°ずつ遅らせることで送受信共に左旋円偏波を発生させることが出来る[42]。ここでは、図3-2-4に示す2周波共用アンテナを素子とする4素子アレーアンテナを用い、2周波共用円偏波アンテナの実現を図る。

### 4-2 アンテナの構成

図4-1に、4素子2周波共用円偏波アレーアンテナの構成を示す。4素子アレーアンテナの各素子の構成は、図3-2-4と同様であり、長さの異なる2つのスロットによりパッチを給電することで、送受信の2周波共用を図っている。4素子アレーは方形配列とし、±60°程度のビーム走査が可能で、かつグレーティングローブの発生を抑えることを考慮し、素子間隔を0.53λ（L帯の送信周波数を考えた場合、約95mm）とした。また、給電回路は、送受共に電力分配を行った後、それぞれの素子アンテナを90°位相差で励振するように構成している。

#### 4-3 実験結果

L帯での実験結果を図4-2から図4-4に示す。図4-2は、送受信ポートから見たリターンロス特性である。共振周波数は、図3-2-5に示す2周波共用アンテナ単体の共振周波数よりも若干高くなっているが、これは、給電線路の不整合や相互結合、またアンテナ素子間の相互結合が原因であると考えられる。

図4-3は、送受信ポート間の相互結合であり、受信ポートの整合周波数で最大-16dBの結合が生じている。この結合量は、送受信間のアイソレーションをとるために用いられるフィルタの特性に大きな影響を与え、かつ、給電系の大きさに関係するため、上記の結合量をより小さく抑えることが重要である。

図4-4に、送受信周波数における放射パターンを示す。送受信共に、正面方向で2dB以下の軸比が得られているが、給電位相を調整することでより良い円偏波特性が得られるものと予想される。

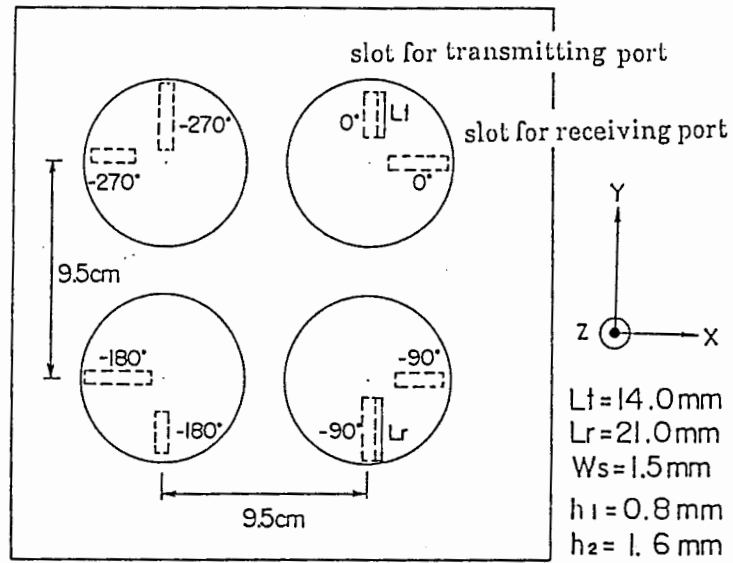


図4-1 4素子2周波共用円偏波アレーアンテナの構成

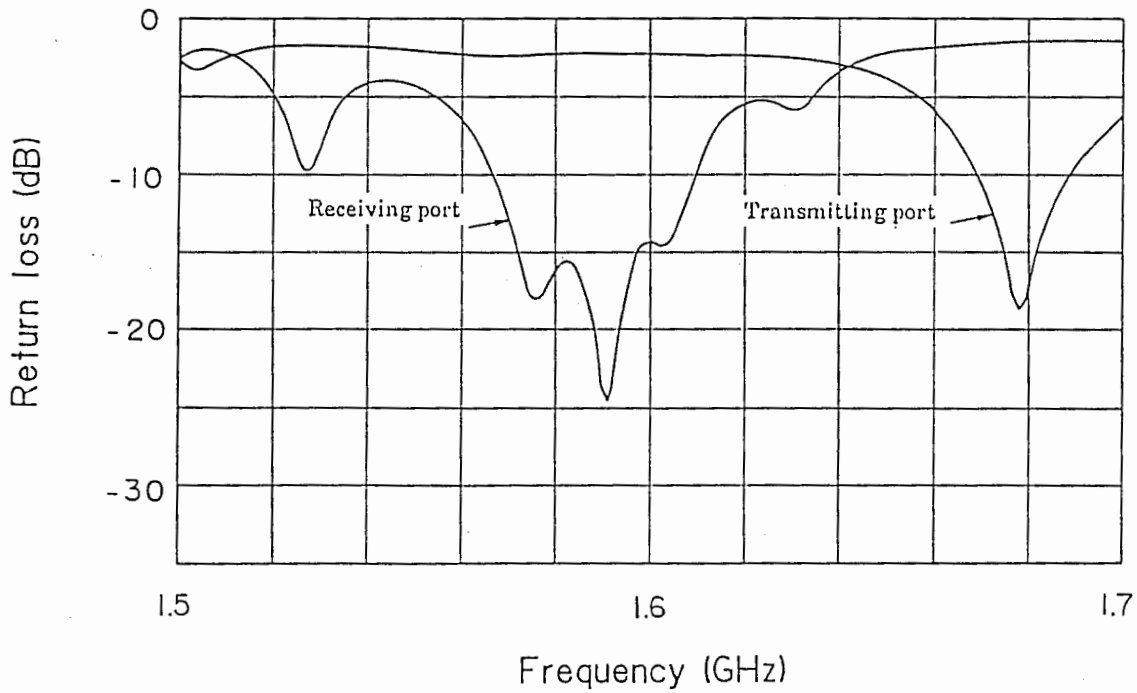


図4-2 アレーアンテナのリターンロス特性

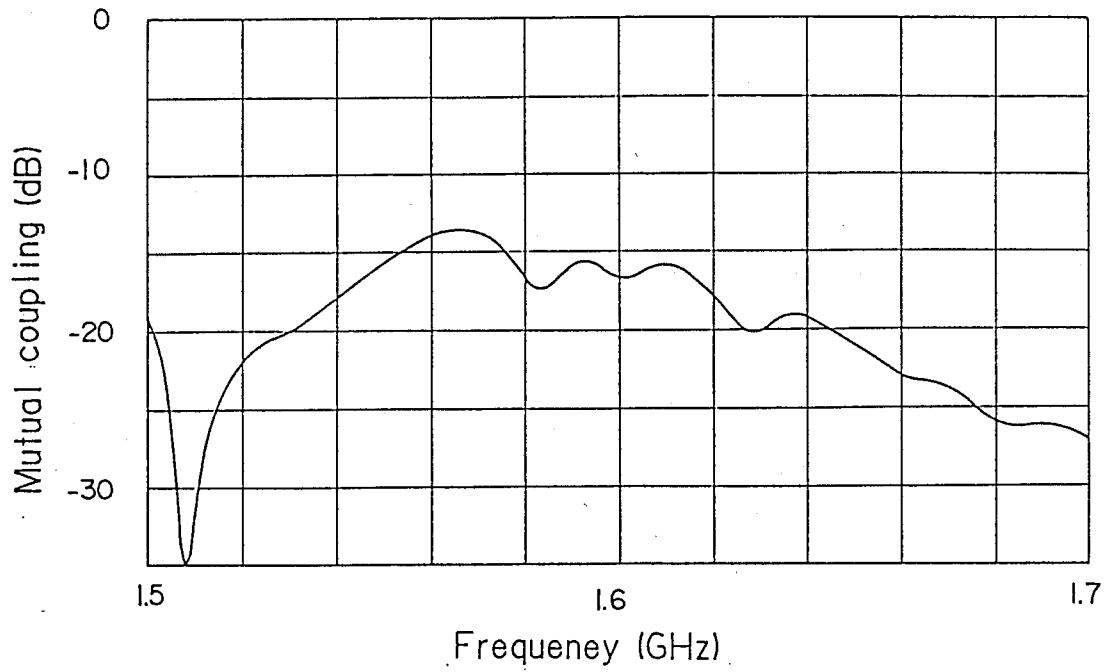


図4-3 アレーアンテナの送受信ポート間相互結合特性

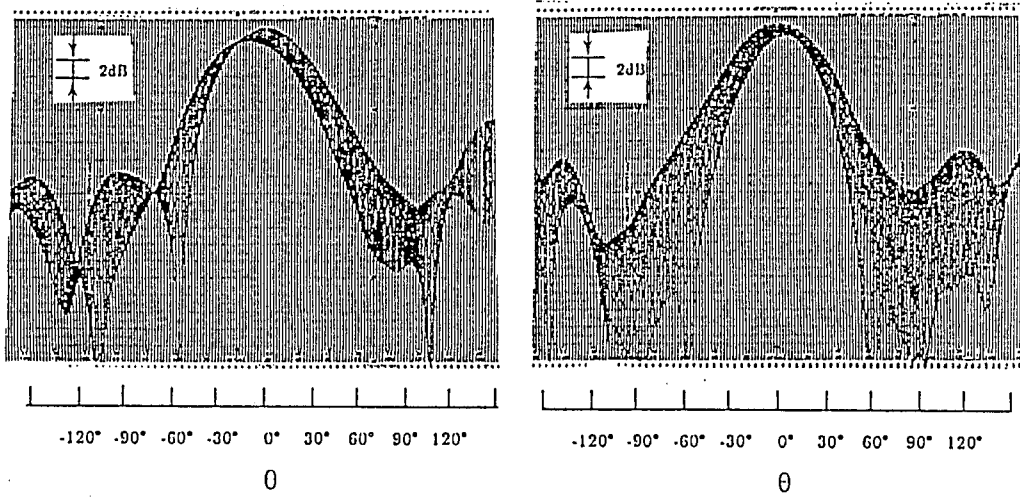


図4-5 アレーアンテナの放射パターン

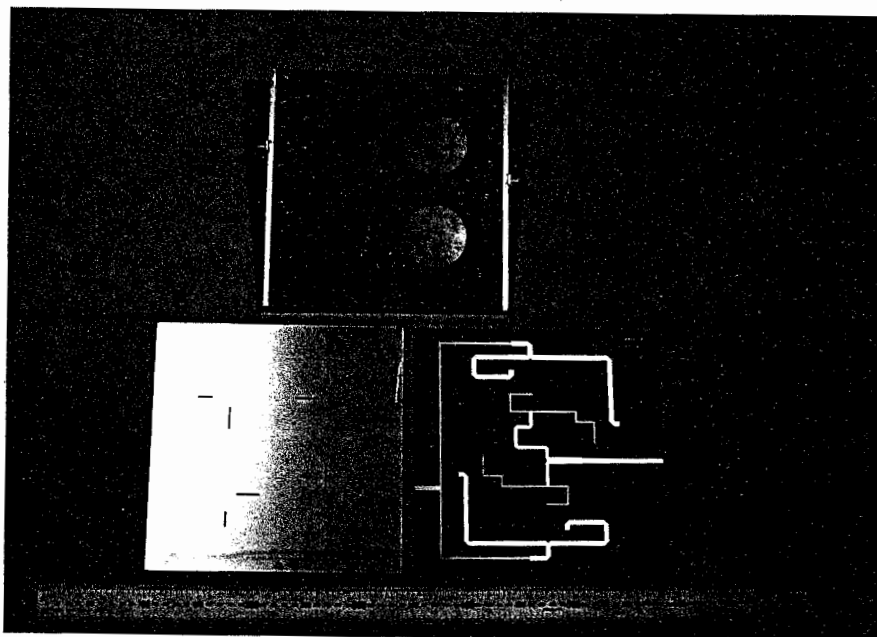
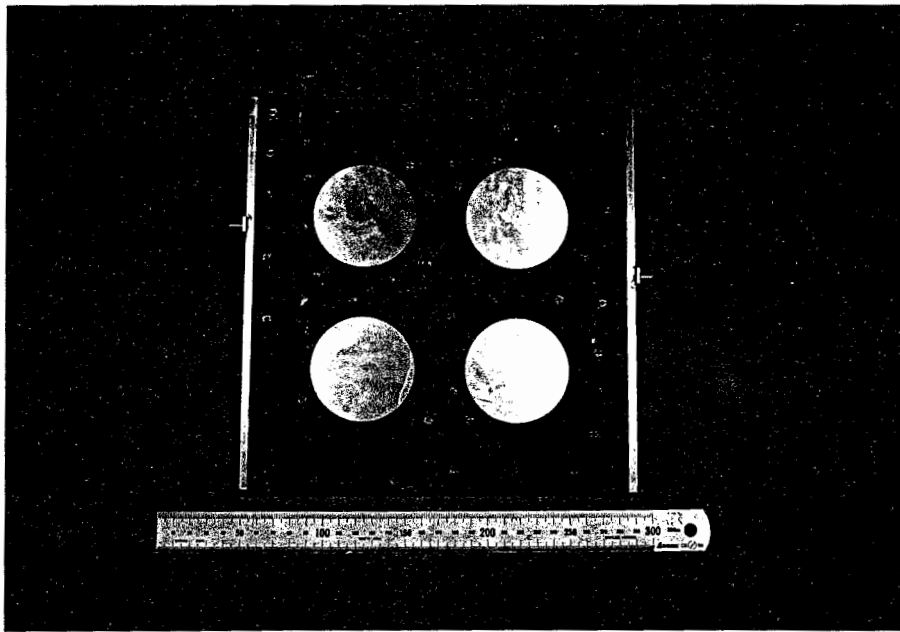


写真4-1 4素子2周波共用円偏波アレーアンテナ

## 5. 今後の課題

本研究は、アクティブアレーアンテナ研究の第一段階としてのアンテナ素子に関するものである。従って、今後の課題は大きく2つに分類出来、1つはアンテナ素子としての残された課題であり、2つはアクティブアレーアンテナとしての課題である。

### 5-1 アンテナ素子に関する課題

#### 5-1-1 スロット結合マイクロストリップアンテナの解析

スロット結合マイクロストリップアンテナは、2-2-3-2 で示したようにアンテナの構成要素が多いため、解析が複雑であることから、本報告書では実験的検討のみに終始した。従って、極めて限定された条件（周波数がL帯で、基板の比誘電率が2.55）における特性が明らかになったのみである。つまり、さまざまな周波数や材料でスロット結合マイクロストリップアンテナを実現するためには、スロット結合マイクロストリップアンテナの正確な解析が必要である。例えば、スロット長に対する共振周波数や入力抵抗の変化の定式化や給電用マイクロストリップ線路からスロット、パッチへの結合の様子（電磁界分布）の数値解析[33]などが挙げられる。

#### 5-1-2 1つのアンテナ素子で2周波共用・円偏波対応が可能な スロット結合マイクロストリップアンテナの開発

3章では、1アンテナ素子で実現した2周波共用アンテナ、円偏波アンテナ、広帯域アンテナについて述べたが、これらは、個々の要求は満足しているものの、アクティブアレーアンテナに用いるアンテナ素子として、全ての要求を満足するものではない。そこで、4章において2周波共用で円偏波対応が可能な4素子アレーアンテナについて述べた。しかし、直線偏波アンテナを4素子用いて円偏波を合成するアンテナにおいては、ビーム走査を行う場合、ボアサイトと同程度の軸比を維持することが難しい可能性がある。

従って、今後は、1つのアンテナ素子で2周波共用・円偏波対応が可能なスロット結合マイクロストリップアンテナについて検討を行う必要がある。

## 5-2 アクティブアレーアンテナに関する課題

A T Rにおいては、高機能アレーアンテナとして、主にマイクロ波回路を使用するアクティブアレーアンテナをはじめ、デジタルビームフォーミング (DBF) アンテナ [43]、光制御アンテナ [44,45] について研究を進めているが、ここでは、主にマイクロ波回路を使用するアクティブアレーアンテナに限定して述べる。

今後、移動体用のアクティブアレーアンテナを実現するためには、使用する周波数や通信方式により異なる部分があるが、共通して必要になる要素技術としては、ハードウェアとして高周波回路技術、ビーム制御用回路技術、追尾システム、アセンブリ技術などがある。また、ソフトウェアとしてビーム制御方式、追尾方式などがある。

高周波回路においては、ローノイズアンプ [46]、移相器、ミキサなどの回路を A T Rでも研究が進められている M M I C 化 [11,13,14] することで、小型化・高信頼性が図れる。また、フィルタやダイプレクサは、現在のところ誘電体共振器を用いたものが主流であるが、800MHz帯では既に誘電体に匹敵する損失特性、耐電力特性を有する S A W フィルタや、これを集積化したダイプレクサが開発され、ポータブル電話機に使用されている [37] ことから、L 帯でも近い将来 S A W を用いたフィルタやダイプレクサが主流になるものと考えられる。

ビーム制御用回路には、高速性が要求されるため、最適制御方式を確立すると共に、これを実現する演算や制御用に専用の A S I C [47] を開発する必要がある。

追尾システムは、アンテナ単独での追尾方式の他に、G P S [48] やサインポスト [49] などの自動車のナビゲーション技術 [50] との共有化を図る検討が重要であると考えられる。

最後にアセンブル技術であるが、これには、アンテナ素子と高周波回路、高周波回路とビーム制御回路などの電氣的・機械的接続、及びアンテナと追尾システムとの統合化などが挙げられる。



## 6. まとめ

本報告書は、将来の移動体通信システムなどで必要になると考えられる高機能なアクティブアレーアンテナに用いるアンテナ素子について、実験的検討を中心とした研究成果をまとめたものである。ここでは、まとめとして本研究で得られた結果を総括する。

第3章では、スロット結合マイクロストリップアンテナに関する各種の実験結果を示した。まず、スロット結合マイクロストリップアンテナの基本特性を示し、特に、本アンテナは、スロット長によりアンテナの共振周波数と入力抵抗を制御出来るという特徴がある点に注目した。次に、この特徴を用いて開発した、2周波共用アンテナ、円偏波アンテナ、及び広帯域アンテナについて、その構成と特性を示した。

2周波共用アンテナは、長さの異なる2つのスロットで1つのパッチを励振する構成とし、L帯の送受信周波数に対応する1.565GHzと1.67GHzの2周波で動作することを確認した。

円偏波アンテナは、長さの異なる2つのスロットを十字状に配置したクロススロットによりパッチを励振する構成とし、 $\pm 60^\circ$ 以上の広角にわたり2 dB以下の軸比を得た。

広帯域アンテナは、スロット結合マイクロストリップアンテナにおいても二重パッチ構成が広帯域化のために有効であることを示し、結果として、リターンロス15dB帯域幅11%を得た。

第4章では、第3章で検討した2周波共用アンテナを素子アンテナとする4素子2周波共用円偏波アレーアンテナの構成と特性を示した。結果として、正面方向で2 dB以下の軸比が得られることを確認した。

第5章では、アンテナ素子としての残された課題、及びアクティブアレーアンテナの最終目標に向けての課題について述べた。

【 謝 辞 】

日頃、ご指導頂くATR光電波研究所の古濱社長、無線通信第一研究室の安川室長をはじめとする研究所の諸氏に深謝する。

【 参 考 文 献 】

- [ 1 ] 齊藤, "通信・放送衛星技術の現状と将来動向", テレビ学誌, Vol.43, No.9, pp.876-882, 1989.
- [ 2 ] 安永, 渡辺, 他, "航空衛星通信用航空機搭載アレイアンテナ", 昭61信学光・電波全大, S3-5.
- [ 3 ] F.W.Schmidt, "Low-Cost Microstrip Phased Array Antenna for Use in Mobile Satellite Telephon Communication Service", IEEE, AP-S, 1987.
- [ 4 ] H.H.Chung, et al., "Printed Crossed Slot Phased Array Antenna System for Mobile Satellite Communication", IEEE, AP-S, 1988.
- [ 5 ] 平良, 大森, 他, "E M S S 用航空機搭載アンテナの特性", 昭62信学総全大, 2345.
- [ 6 ] 若菜, 浜本, 他, "E T S - V を用いた移動体衛星通信実験", 信学技報, AP88-153.
- [ 7 ] 岩崎, "アクティブアレイアンテナ", A T R ジャーナル第4号, 1989.
- [ 8 ] 岩崎, 嶋原, 安川, "移動体衛星通信受信用アクティブアレイアンテナに関する検討", 信学技報, AP87-85, pp.7-12, 1987.
- [ 9 ] R.J.Mailloux, "Phased Array Architecture for mm-Wave Active Arrays", Microwave Journal, pp.117-124, July, 1986.
- [10] 中村, 伊藤, "インテグレートッドアンテナに関する基礎研究—理論的検討—", 電気学会・電磁界理論研資, EMT-89-44, 1989.
- [11] 稲垣, 武田, 三国, "給電回路技術", 信学論(B), Vol.J71-B, pp.1228-1236, 1988.
- [12] R.Douville, M.G.Stubbs, "MIC Technology for Phased Arrays", Microwave Journal, pp.143-163, Mar 1988.
- [13] 徳満, "A T R における M M I C の研究", A T R ジャーナル第2号, 1987.
- [14] Ronald D.Naster, Mark R.Lang, et.al, "Affordable MMIC Designs for Phased Arrays", Microwave Journal, pp.141-150, March 1987.
- [15] D.M.Pozar, D.H.Schaubert, "Comparison of Architectures for Phased Array Antennas", Microwave Journal, pp.93-104, March, 1986.
- [16] 羽石, 松井, 他, "トリプレート型平面アンテナ", 信学技報, AP87-60.
- [17] D.M.Pozar, "A Monolithic Phased Array Architecture using an Aperture Coupled Microstrip Antennas", IEEE Trans. Antennas and Propagat., Vol.AP-34, No.12, pp.1439-1446, Dec.1986.
- [18] D.M.Pozar, "A Reciprocity Method of Analysis for Printed Slot and Slot-Coupled Microstrip Antennas", IEEE Trans. Antennas and Propagat., Vol.AP-34, No.12, pp.1439-1446, Dec.1986.
- [19] R.L.Sullivan, D.h.Schaubert, "analysis of an Aperture Coupled Microstrip Antenna", IEEE Trans. Antennas and Propagat., Vol.AP-34, No.8, pp.977-984, Aug.1986.

- [20] M.Himdi, J.P.Daniel, et al., "Analysis of Aperture-Coupled Microstrip Antenna using Cavity Method", Electronics Letters, Vol.25, No.6, March 1989.
- [21] 伊藤, 羽石, 大嶺, "スロット励振パッチアンテナ ( P E S ) アレーアンテナの実験的研究", 信学技報, MW85-33, pp.1-8, 1985.
- [22] J.F.ZURCHER, "The SSFIP: A Global Concept for High-Performance Broadband Planar Antennas", Electronics Letters, Vol.24, No.23, pp.1433-1435, Nov.1988.
- [23] 岩崎, 嶋原, 安川, "スロット結合給電2周波共用円形マイクロストリップアンテナ", 昭63信学春季全大, B-95.
- [24] 岩崎, 嶋原, 安川, "スロット結合方式を用いた2周波共用マイクロストリップアンテナ", 信学技報, AP88-19.
- [25] H.Iwasaki, M.Shigihara, K.Yasukawa, "A Slot-Coupled Circularly Polarized Microstrip Antenna for Dual-Frequency Use", ANTEM'88, Conference Proceedings, Symposium on Antenna Technology and Applied Electromagnetics, Winnipeg, Canada, Aug.1988.
- [26] 嶋原, 岩崎, 安川, "クロススロット結合円偏波マイクロストリップアンテナ", 1989信学春季全大, B-63.
- [27] 嶋原, 岩崎, 安川, "クロススロット結合マイクロストリップアンテナの円偏波特性", 信学技報, AP89-28.
- [28] 嶋原, 岩崎, 安川, "2重パッチ構造を用いた広帯域円形マイクロストリップアンテナ", 昭63信学春季全大, B-96.
- [29] 嶋原, 岩崎, 安川, "スロット結合型広帯域マイクロストリップアンテナの基礎特性", 信学技報, AP87-130.
- [30] 岩崎, 嶋原, 安川, "スロット結合方式を用いた2周波共用円偏波マイクロストリップアンテナ", 昭63信学秋季全大, B-46.
- [31] 岩崎, 嶋原, 安川, "トリプレート給電スロット結合マイクロストリップアンテナ", 1989信学春季全大, SB-1-5.
- [32] H.Iwasaki, M.Shigihara, K.Yasukawa, "Characteristics of a Slot-Coupled Microstrip Antenna using a Triplate Feed Method", Proceedings of the 1989 International Symposium on Antennas and Propagation, pp.285-288, Aug. 1989.
- [33] 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", 1989信学秋季全大, B-48.
- [34] 羽石, 吉田, 他, "バックフィード形1点給電によるマイクロストリップ円偏波用円板アンテナ", 信学論 (B), Vol.J63-B, No.6, pp.559-565, 1980.
- [35] 後藤, "広角で軸比の良い円偏波マイクロストリップアンテナ", 信学技報, AP81-39.
- [36] A.G.Dermeryd, "Analysis of the Microstrip Disk Antenna Element", IEEE Trans. Antennas and Propagat., Vol.AP-27, No.5, pp.660-664, Sep.1979.
- [37] 疋田, 田淵, 他, "800MHz帯ポータブル電話用SAW分波器 - 送受信周波数逆配置の検討 -", 信学技報, MW89-71, EMC89-39.

- [38] K.R.Carver, J.W.Mink, "Microstrip Antenna Technology", IEEE Trans. Antennas and Propagat., Vol.AP-29, No.1, pp.2-24, Jan.1981.
- [39] 多賀, 三島, 兼堀, "UHF帯マイクロストリップアンテナの広帯域化", 昭54信学総全大, S6-6, 1979.
- [40] C.H.Chen, A.Tulintseff, et al., "Broadband Two-Layer Microstrip Antenna", IEEE AP-S, pp.251-254, 1984.
- [41] 堀, 中嶋, "広帯域同一面給電円偏波マイクロストリップアレーアンテナ", 信学論(B), J68-B, No.4, pp.515-522, 1985.
- [42] J.Huang, "A Technique for Array to Generate Circular Polarization with Linerly Polarized Element", IEEE Trans. Antennas and Propagat., Vol.AP-34, No.9, pp.1113-1124, Sep.1986.
- [43] 中條, 櫻木, 他, "移動体衛星通信に適用可能なデジタルビームフォーミングアンテナの提案", 1989信学春季全大, B-141.
- [44] 小西, 中條, 他, "空間制御型光制御アレーアンテナのレーザ出力光強度の検討", 1989信学春季全大, B-50.
- [45] 神谷, 岩崎, 他, "光導波型マイクロ波移相器に関する基礎実験", 1989信学春季全大, C-482.
- [46] 渡辺, 宮内, 他, "L帯アクティブアレーアンテナ用MMIC低雑音増幅器", 1989信学春季全大, C-678.
- [47] 例えば, "アナログもASICの時代へ", 日経エレクトロニクス, No.484, pp.117-142, 1989/10/16.
- [48] 日本測地学会編, "GPS-人工衛星による精密測位システム", (社)日本測量協会, 1986.
- [49] 松井, 岡本, 他, "新自動車交通情報通信システム(AMTICS)車載装置の開発", 信学技報, SANE88-51.
- [50] 木村, 北條, 他, "電子ナビゲーションシステムの設計技術とその展開・例", 応用技術出版, 1988.