

TR-O-0122

29

ISMLより給電されるスロット結合
マイクロストリップアンテナ

柴田 治

1996. 3.15

ATR光電波通信研究所

IMSL より給電される スロット結合マイクロストリップアンテナ

柴田 治

概要

MMIC などとの一体化に有効と考えられる、IMSL よりスロットを介して給電される MSA について、電磁界解析ソフトによるシミュレーションにより本アンテナを設計し、実験的にその妥当性を検討した。その結果、シミュレーションにより得られた周波数で MSA の放射が確認出来た。検討課題はまだ多く残っているが、本アンテナ系の動作を確認することができ、本アンテナ系の設計基礎資料が得られた。

本テクニカルレポートではこれらの設計手順を示すと共に、試作したアンテナの基本動作特性を紹介する。

目次

1 はじめに	1
2 アンテナの構成	2
2.1 アンテナの基本構造	2
2.2 パラメータの決定	2
2.3 試作アンテナ	3
3 実験結果および考察	10
3.1 S_{11} 特性	10
3.2 放射パターンおよび利得	10
4 まとめ	18
謝辞	18
参考文献	18
付録 シミュレーションの際に使用した sonnet の geometry ファイル	19

1 はじめに

近年電波利用の有効性や、大容量通信の必要性などを背景として、マイクロ波、ミリ波帯の通信システムの研究が盛んに行なわれている⁽¹⁾⁻⁽²⁾。このような背景から、アンテナの分野においても昨今、マイクロ波、ミリ波帯のアンテナに関する研究が盛んに行なわれている。特に小型で性能のよいアンテナとしてMMICとを一体化したアンテナが注目されており、当社をはじめいくつかの研究機関等から提案され発表されはじめている⁽³⁾⁻⁽⁶⁾。これらのほとんどは、アンテナとMMICとをそれぞれ別の基板に作り、地板に設けたスロットを介してMMICとアンテナを電磁結合するアンテナである。この種の構成は、アンテナMMICがそれぞれ別に作る事が出来るという利点がある反面、スロットを設けた地板にアンテナとMMICをそれぞれ背面同志リフローするため、製造コストの点などに課題がある。

近年MMICの分野では、松下電器の提案するフリップチップ実装⁽⁷⁾をはじめとして、MMICの表面にポリイミド等の薄膜を形成し、MMICをスタック化する方法が提案され注目されている。このようなMMICでは、MMIC上に形成した薄膜の上に任意形状の地導体を形成出来る。この様に、MMIC基板と薄膜との間に構成されたストリップ線路を特にインバーテッドマイクロストリップ線路(IMSL)と称する。この様なプロセスを用いることにより、IMSLの上面の地導体にスロットを形成し、その上にマイクロストリップアンテナ(MSA)をスタックする方法が考えられる。

以上のような背景をから本テクニカルレポートでは、MMICの基板に近い、高誘電率基板であるアルミナ($\epsilon_r = 9.8$)とポリイミドの誘電率に近いエポキシ($\epsilon_r = 3.5$)とにより形成したIMSLより、スロットを介して給電されるMSAについて検討を行った。

2 アンテナの構成

2.1 アンテナの基本構造

本アンテナの基本構成を図 2.1 に示す。本アンテナは IMSL より給電され、MSA と IMSL の間の地板上に設けられたスロットにより、電磁結合により MSA に給電される。本アンテナに関する基本パラメータとしては図に示すように、アンテナ側の基板の誘電率と厚さ (ϵ_{rp}, h_p)、IMSL 側の基板の誘電率と厚さ (ϵ_{rs}, h_s)、IMSL 上に形成する薄膜の誘電率と厚さ (ϵ_{rf}, h_f)、アンテナパッチの大きさ ($a_p \times a_p$)、スロットの大きさ ($l_s \times w_s$)、IMSL の線路幅 (w_l)、スタブ長 (l_m) などがあげられる。これらのうち、IMSL 側の基板としては本来は MMIC の基板として用いられる GaAs を用いるのが理想的であるが、今回はほぼ同様の誘電率、厚みをもつアルミナ基板 ($\epsilon_{rs} = 9.7, h_s = 0.2\text{mm}$) を使い、アンテナ基板としては構成する周波数帯および帯域等を考慮して、テフロン系の基板 ($\epsilon_{rp} = 2.6, h_p = 0.4\text{mm}$) を用いることとした。また薄膜については本来 IMSL 側の基板に形成するのが理想的であるが、基板にアルミナを用いた関係でこれが困難なため、スロットとアンテナをそれぞれ背面に設けた基板を作成し、そのスロット側にエポキシ系の誘電体被膜を形成することとした。薄膜についてはアンテナの試作発注業者からの情報として、 $\epsilon_{rf} = 3.5, h_f = 0.05\text{mm}$ にて試作可能であるとのことであった。

2.2 パラメータの決定

以上より基板に関する各パラメータが得られたので、続いて IMSL、MSA、スロットの各パラメータを決定する。今回は MSA の動作周波数として $f=26\text{GHz}$ を選び、図 2.2(a) に示す直線偏波 MSA と同図 (b) に示す円偏波 MSA の 2 種類を試作することとした。通常の MSA の計算式⁽⁶⁾より、動作周波数、基板の誘電率と厚さより、 $a_p = 3.2\text{mm}$ と決定した。このときの Q_0 の計算値は 22、VSWR2 以下の帯域は、3.2% と計算された。これより円偏波アンテナの摂動素子の大きさを $\Delta s/s = 2.3\%$ と決定した。上記アンテナの設計は、通常の MSA の場合による計算式から素子を設計したが、実際にはアンテナ背面にスロットが装荷されるため、動作周波数が若干下がり、摂動素子の大きさも変わってくる。以上より計算される直線偏波アンテナの放射パターンを図 2.3 に示す。計算値は試作アンテナの基板の大きさを考慮して、GTD によりエッジによるディフラクションの影響を含んだパターンであるが、コネクタ等の影響は含んでいない。

次いで IMSL の線路幅 w_l について検討した。給電系を 50Ω で組むこととし、基板パラメータからモーメント法による電磁界解析ソフト sonnet を用いて計算した結果、IMSL の線路幅を $w_l = 0.05\text{mm}$ とすると給電系が 50Ω で組めることが分かった。

以上の条件から残るパラメータはスロットの大きさ ($l_s \times w_s$) とスタブ長であるが、

これらのうちスロットの幅 $w_s = 0.2\text{mm}$ に設定し、 w_1 の計算の際に用いた sonnet により周波数 f 、スロット長 l_s 、スタブ長 l_m の各パラメータを変化させた場合の入力インピーダンスについてシミュレーションを行なった。計算機*のメモリの関係からシミュレーションは直線偏波アンテナのみについて行ない、円偏波アンテナについては直線偏波アンテナのシミュレーション結果を参考にする事とした。シミュレーションより $l_s = 1.8, l_m = 0.6$ とすると、図 2.4 に示す様に中心周波数 24.6GHz、VSWR2 以下の帯域約 2.4% のアンテナが得られるという結果が得られた。シミュレーションに使用した sonnet の geometry ファイルを付録に添付する。図 2.4 のシミュレーション結果は、シミュレーション領域の端に給電点をおき、この給電点から見たインピーダンスであるので、図 2.4(a) のスミスチャート上でインピーダンスが回転している。シミュレーションにおいては、スロット長 l_s 、スタブ長 l_m および周波数 f をそれぞれ変化させて、1ポイントずつ計算したが、本計算機*を用いた場合、1ポイント、すなわち図 2.4(a) の周波数1点の計算に12時間以上を要する。図 2.4 をみると、アンテナの動作周波数と帯域が最初の設定および計算値 ($f=26\text{GHz}, \text{BW}=3.3\%$) と異なっているが、これはアンテナ単体の設計ではスロットを考慮にいれていなかったが、シミュレーションでは実際にスロットを設けたことが主要因である。この他スロットを設けたことにより、 Q_0 の計算値が変わるため、摂動素子の大きさ Δs を若干変更する必要があるが、今回はこの点に関しては特に対策を行なわなかった。影響としては中心周波数における円偏波の軸比が若干劣化することが予想される。以上より各パラメータが全て決定された。

* Sun SS20 model 71 (SuperSparkII/75MHz) + SIMM 128Mbyte 使用

2.3 試作アンテナ

アンテナの試作は前節の計算値を元に、スロット長 l_s およびスタブ長 l_m を若干変えた数種類のアンテナを試作した。

試作アンテナの外観を図 2.5 に、また分解したところを図 2.6 に示す。図 2.5(a) の給電回路の外縁部の金属部分は GND となっており、下部 GND とスルーホールにより導通している。この部分とアンテナ裏面の外縁部とが接触し上部 GND となっている。上部 GND にはスロットが切っており、この部分を含め給電回路の線路部分のところに薄膜が形成されている。薄膜の膜厚は $50\mu\text{m}$ という事であったが、測定の結果、実際には $13\sim 14\mu\text{m}$ で形成されていた。これにより計算の結果、IMSL の特性インピーダンスが約 28Ω となるため、 S_{11} 特性をはじめ放射特性への影響が予想される。本結果をふまえて再度試作を行なうことで、より完成度の高いアンテナが実現出来ると期待出来るが、今回はこの段階で試作を終了した。コネクタはカスケードの EL26 を使用した。

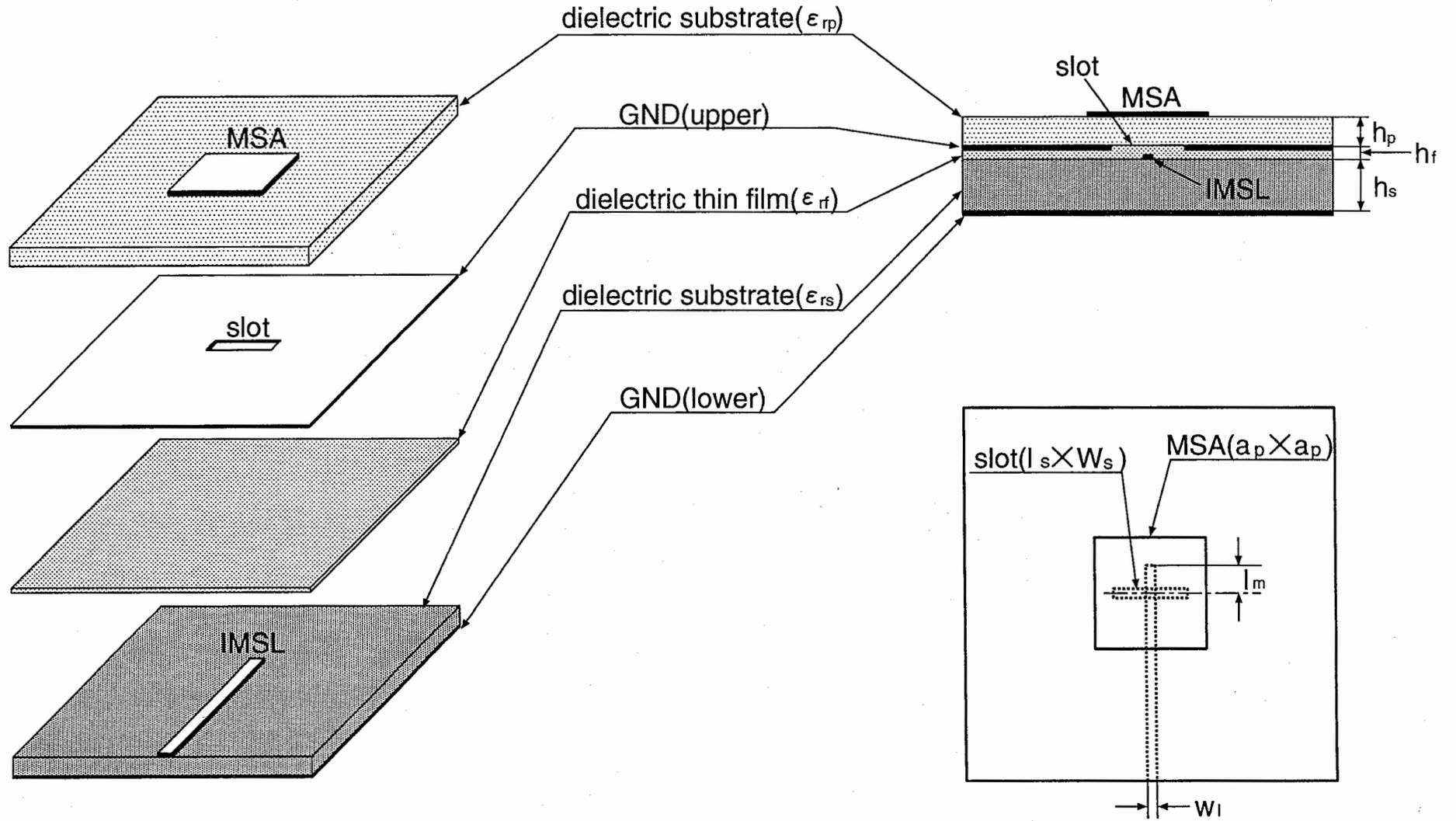
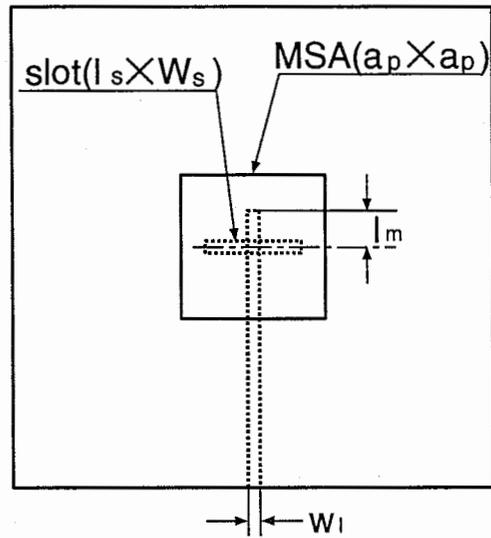
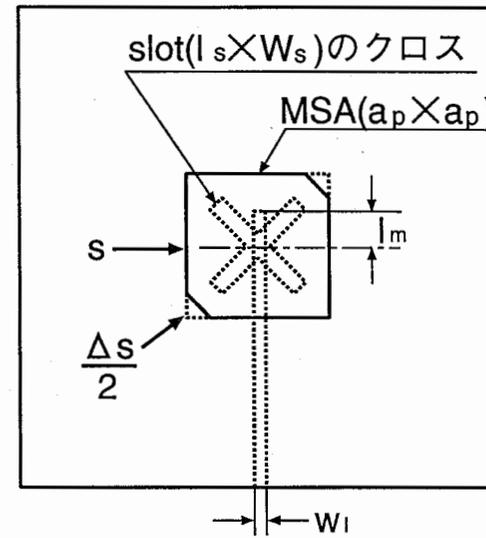


図2.1 本アンテナの基本構造



(a) 直線偏波MSA



(b) 円偏波MSA

図2.2 シミュレーションパラメータ

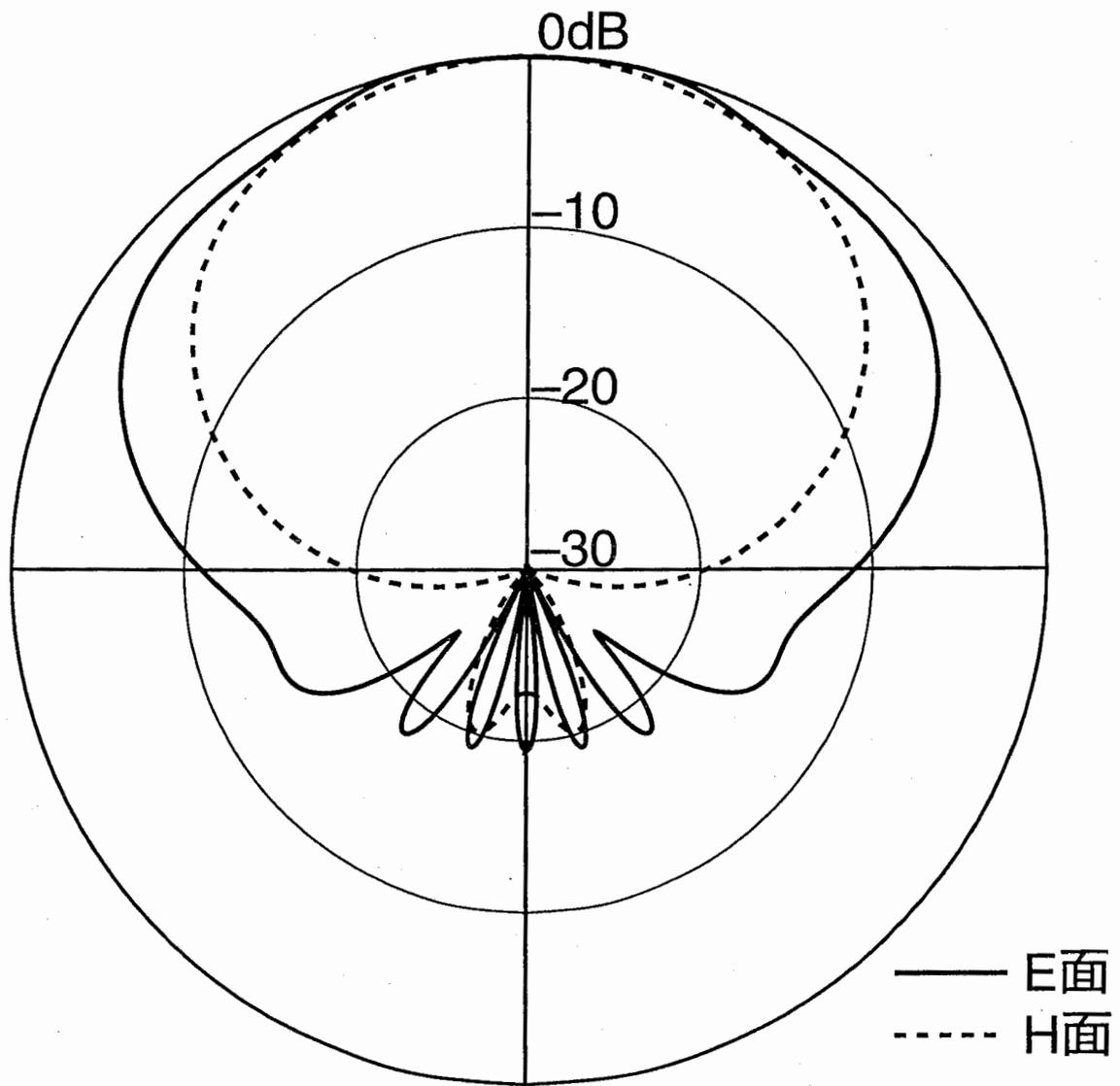
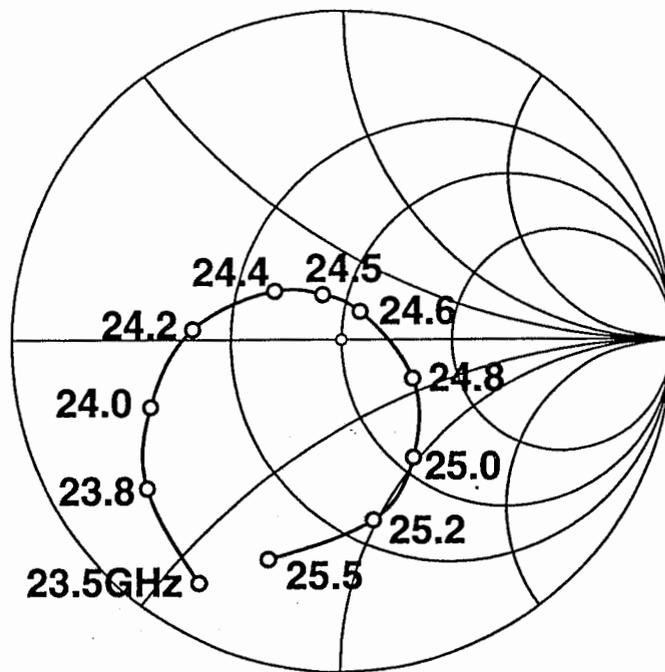
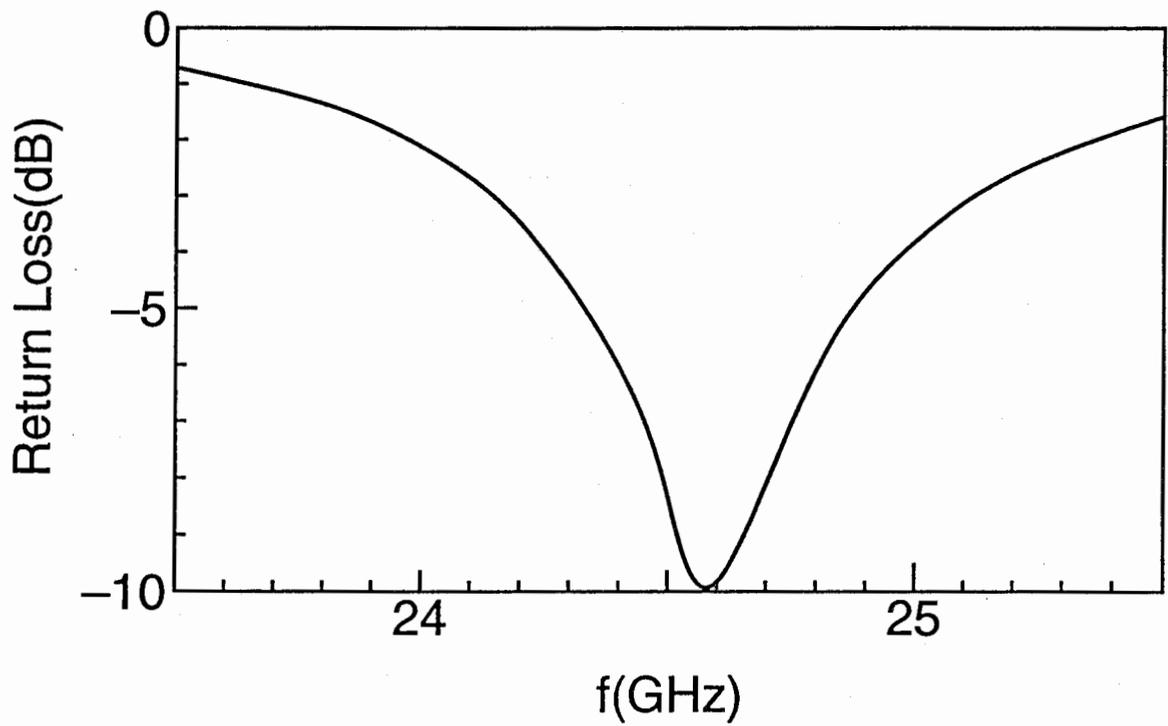


図2.3 放射パターンの計算値



(a) 入力インピーダンス特性



(b) リターンロス特性

図2.4 アンテナの S_{11} 特性(計算値)

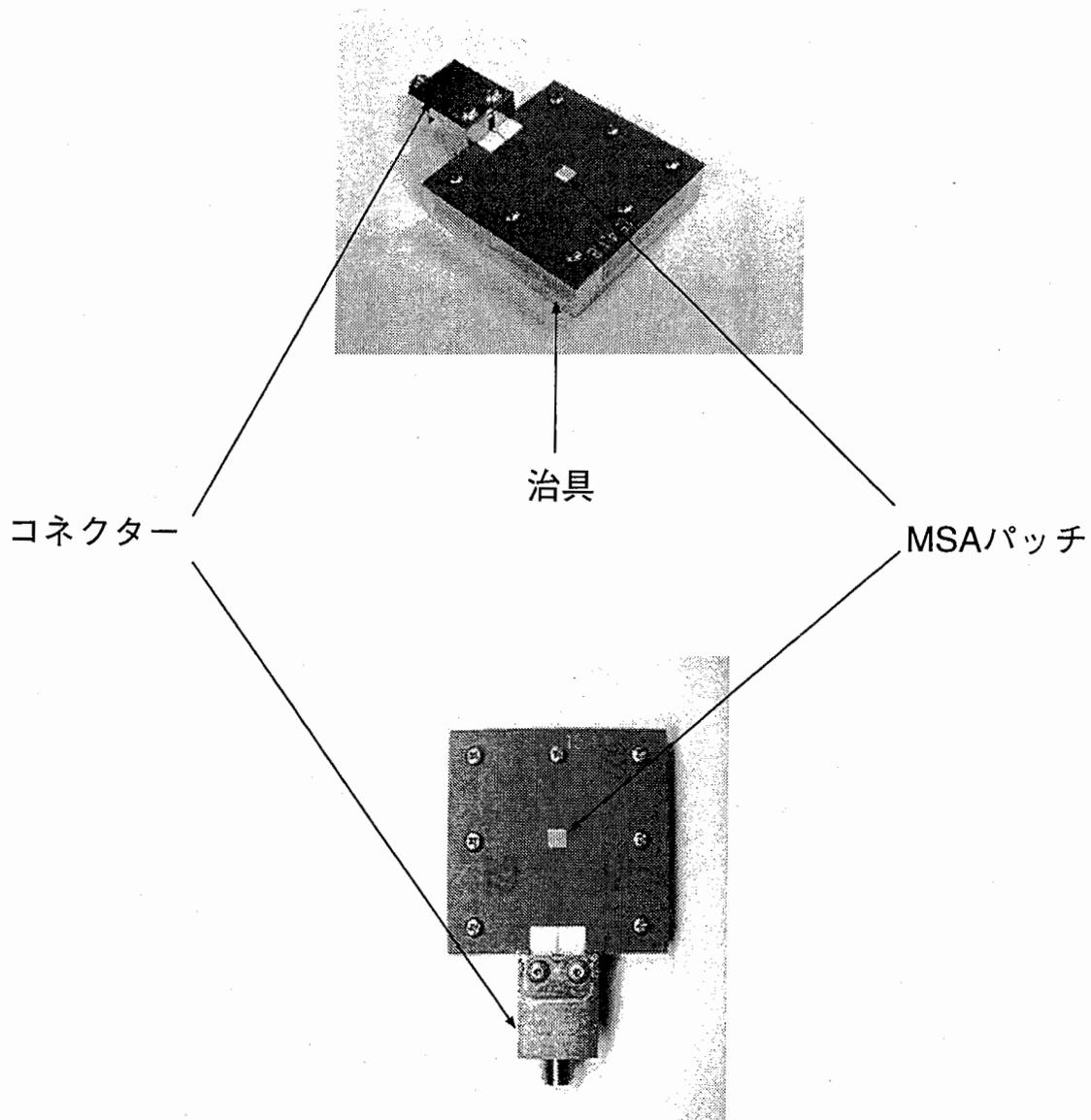
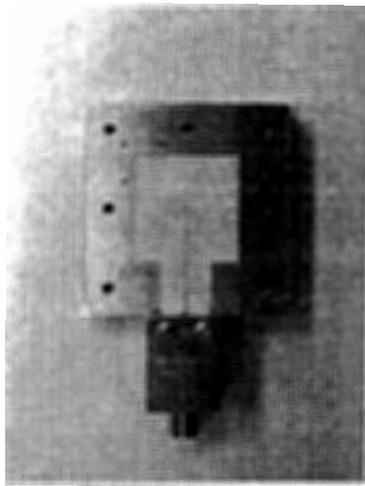
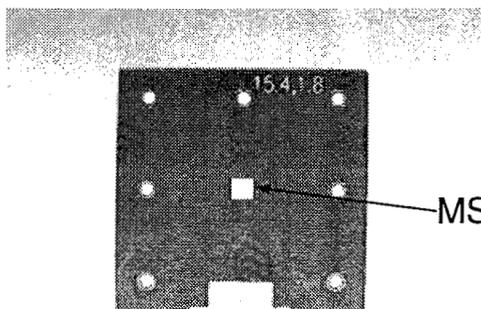


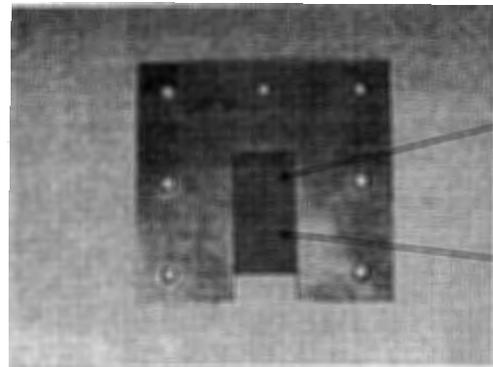
図2.5 試作したアンテナの外観



(a)給電回路



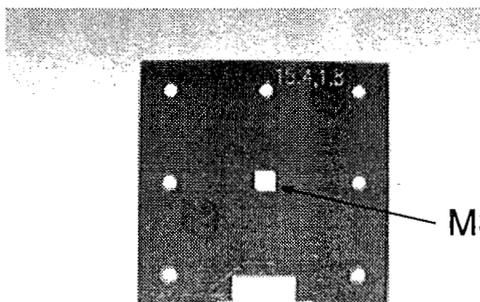
MSA



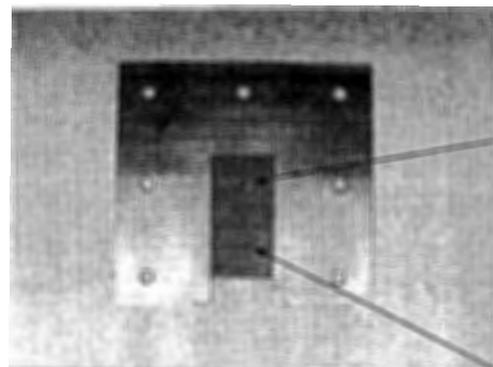
slot

薄膜

(b)直線偏波アンテナ(左;表面/右;裏面)



MSA



slot

薄膜

(c)円偏波アンテナ(左;表面/右;裏面)

図2.6 試作したアンテナの構成

3 実験結果および考察

3.1 S_{11} 特性

試作した直線偏波 MSA のコネクタから見たリターンロス特性と VSWR を図 3.1 に、円偏波 MSA のコネクタから見たリターンロス特性と VSWR を図 3.2 に示す。測定は HP8350C ネットワークアナライザを使用した。

2.3 節にも書いたように、誘電体薄膜の膜厚が設計値 $50\mu\text{m}$ に対し試作アンテナでは $13\sim 14\mu\text{m}$ となっているため、IMSL 部の特性インピーダンスが約 28Ω となってしまう、本来の入力インピーダンス特性は得られていない。線路インピーダンスの設計値との違いによるこの他の特性への影響として、インピーダンスがこの部分で不整合を起こしているため、アンテナの利得についても正しい値は得られない。一方放射パターンへの影響については、アンテナ面と給電回路面がスロット部分以外ではグラウンドにより分離されているため、スロットが励振されていれば、パターンそのものは通常の MSA と同等のパターンが出るのではないかと考えている。よって放射パターンを測定することにより、本アンテナが基本的には動作可能かどうか、また円偏波特性はどの程度か、あるいは本来ならどの程度の利得が得られるかといった考察は可能であると考えられる。リターンロスおよび VSWR の図をみると値が上下に細かく振れているが、これは膜厚によるインピーダンス不整合による影響以外に、並行平板モードによる影響がかなり出ているためと考えられる。並行平板モードとは、トリプレート線路のような平衡線路において、地板の一方にスロットを設けたりすると、その部分が不平衡になるため、平衡-不平衡変換がおこるために、この部分からトリプレート平板内に電磁波が漏れ、共振現象等を起こすために現れる。IMSL の上下の誘電体はそれぞれ異なる厚さ、誘電率を持ち、特に薄膜側の誘電体が下側に比べて非常に薄いため、完全な平衡線路では無いが、構造的に上下の地板間に並行平板モードがたつことは明白であり、上記のような、平衡-不平衡変換と同様の作用が生じていると考えられる。

3.2 放射パターンおよび利得

放射パターンおよび利得については ATR の簡易電波暗室で測定を行なった。主な測定装置としては、送信用信号源として HP8350B+HP83595A を用いて、HP8510C ネットワークアナライザにより測定した。

まずはじめに、直線偏波アンテナの H 面放射パターンを図 3.3 に、E 面放射パターンを図 3.4 に示す。E 面放射パターンについて、約 60 度方向に大きなリップルが、またその他の方向にも多少リップルが出ているが、これはコネクタによる影響と考えられる。計算値と比較すると E 面放射パターンのリップルを除けば、正面方向で H 面、E 面ともによく一致している。放射パターンは 24.5GHz 付近で最も良好なパターンと

なっており、これは sonnet により計算された中心周波数と一致する。

次いで円偏波アンテナの H 面放射パターンを図 3.5 に、E 面放射パターンを図 3.6 に示す。円偏波アンテナの放射パターンは、軸比が分かるようにスピニングリニアでとった。E 面放射パターンのリップルは、直線偏波アンテナと同様コネクタによる影響と考えられる。軸比については、25.28GHz で正面方向 2dB 程度であるが、これは前章でも述べたが、摂動素子の大きさがスロットによる影響を考慮していない計算値をもとに決めたため、摂動素子の大きさを変化させることで通常の円偏波 MSA と同等の軸比が得られると考えられる。周波数がシミュレーション値よりも若干高くなっているが、これは摂動素子を設けたことや、エッチングの際の誤差などに起因するものと考えられ、この程度の誤差であれば試作アンテナとしては十分予測された範囲の誤差である。

スタンダードゲインホーンとの比較で求めた本アンテナの利得は、直線偏波アンテナでは中心周波数において約 -0.8dBi、円偏波アンテナでは中心周波数において約 -2.3dBi であった。しかしこれは、薄膜の膜厚の違いによる IMSL 部の特性インピーダンスの不整合による影響を含んだ値であるので、あまり意味のある数字とは言えない。この分についてはアンテナ入力部以外の不整合を含んでいるため、不整合損の分の換算式も使えないが、放射パターンを見た限りでは、本アンテナの利得は、インピーダンスの不整合さえなければ、通常の MSA と同等程度の利得が得られていると考えられる。

S₁₁
 REF 0.0 dB
 S 5.0 dB
 S -30.655 dB
 hp

log MAG

▶ S₁₁
 REF 1.0
 S 1.0
 V 1.0504

SWR

C

MARKER 5
 24.12125 GHz
 point 300



MARKER 1	23.498 GHz	4.7964
MARKER 2	24.001 GHz	2.7559
MARKER 3	24.5 GHz	3.6621
MARKER 4	24.998 GHz	2.5311
MARKER 5	24.121 GHz	1.0504

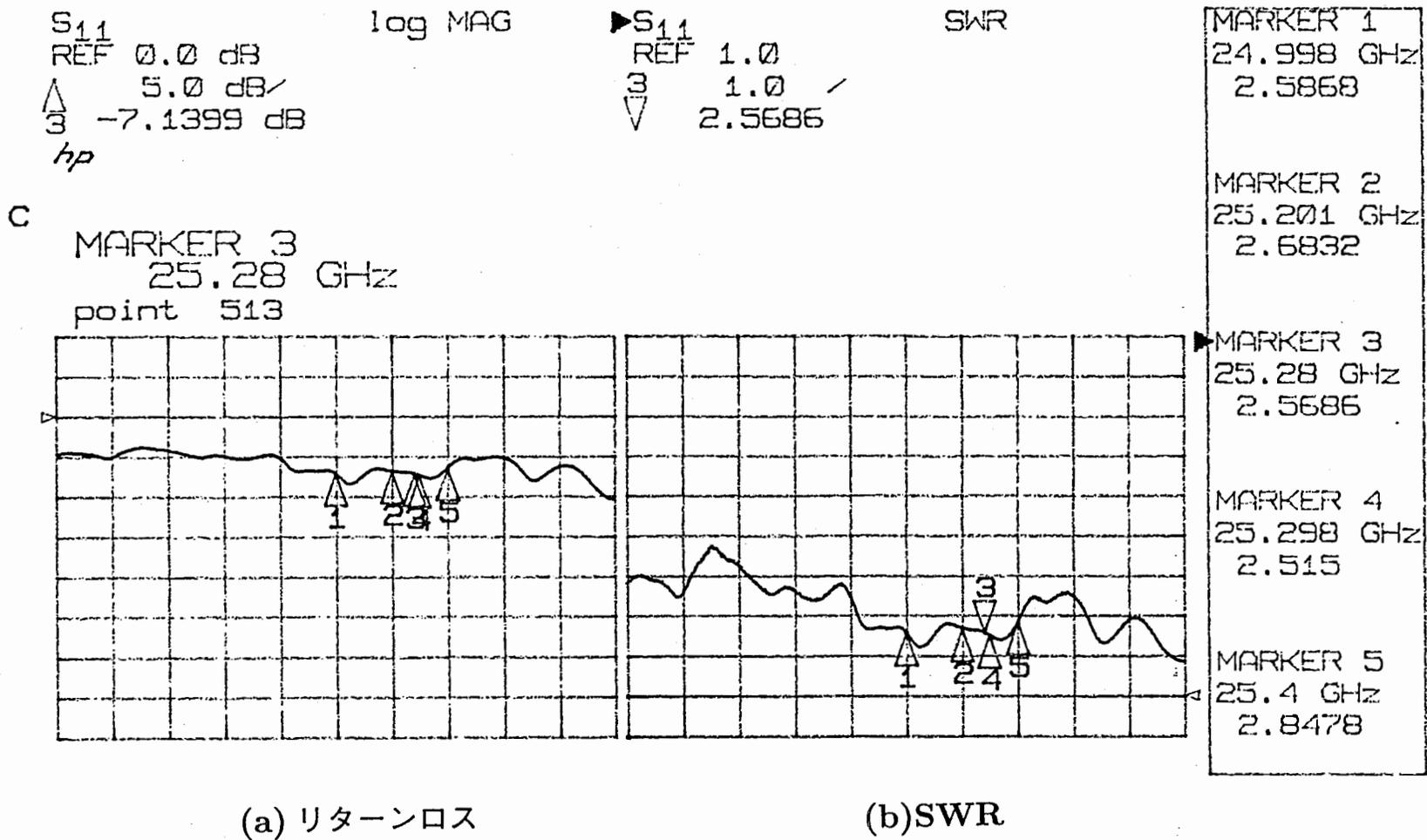
(a) リターンロス

(b) SWR

START 23.000000000 GHz
 STOP 26.000000000 GHz

28 FEB 96
 19:37:08

図 3.1 直線偏波アンテナの反射特性



START 24.000000000 GHz
 STOP 26.000000000 GHz

28 FEB 96
 17:45:40

図 3.2 円偏波アンテナの反射特性

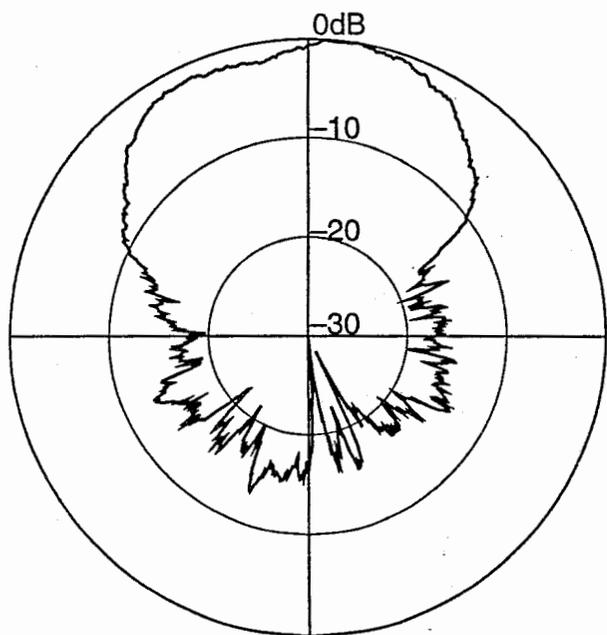
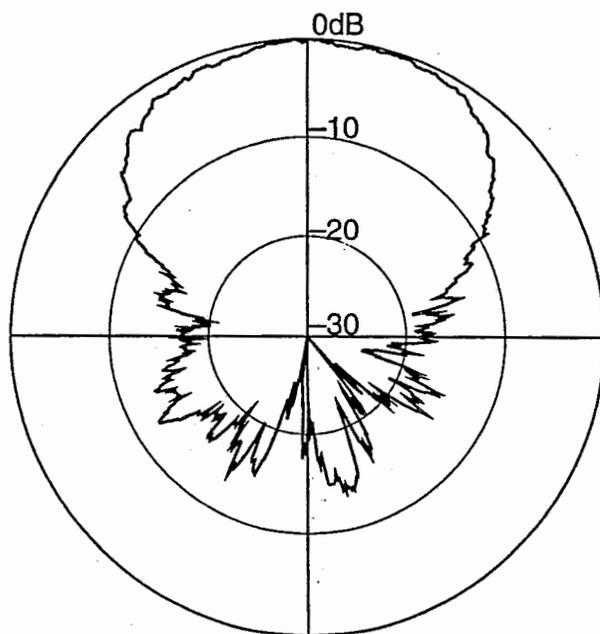
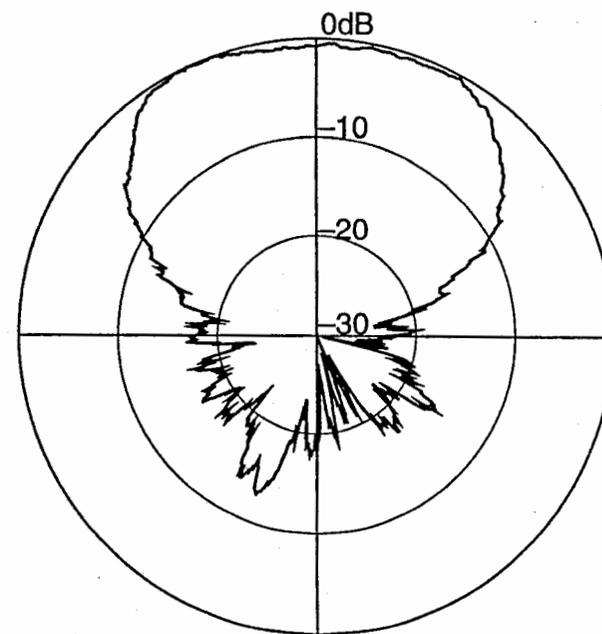
(a) $f=24.0\text{GHz}$ (b) $f=24.5\text{GHz}$ (c) $f=25.0\text{GHz}$

図 3.3 直線偏波アンテナの H 面放射パターン

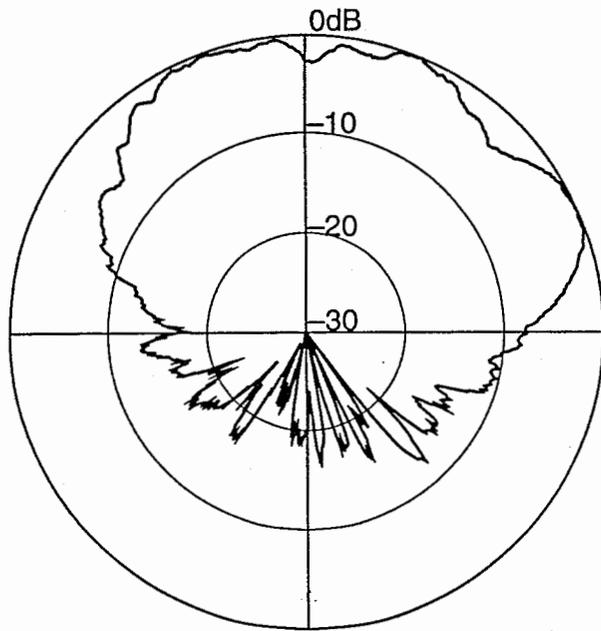
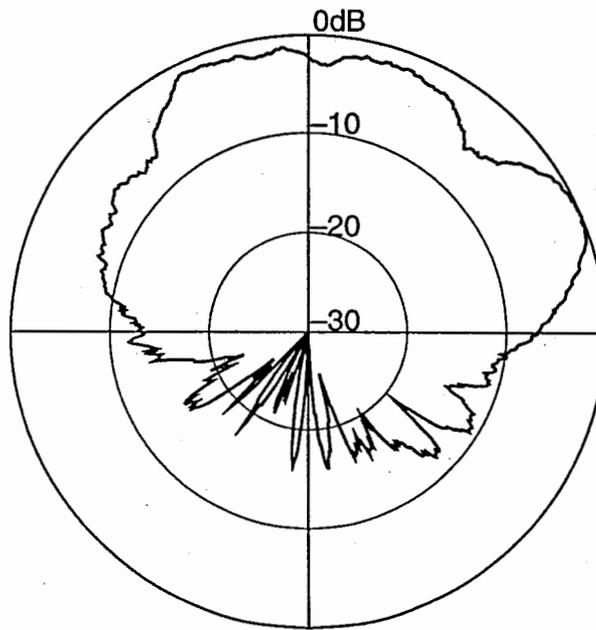
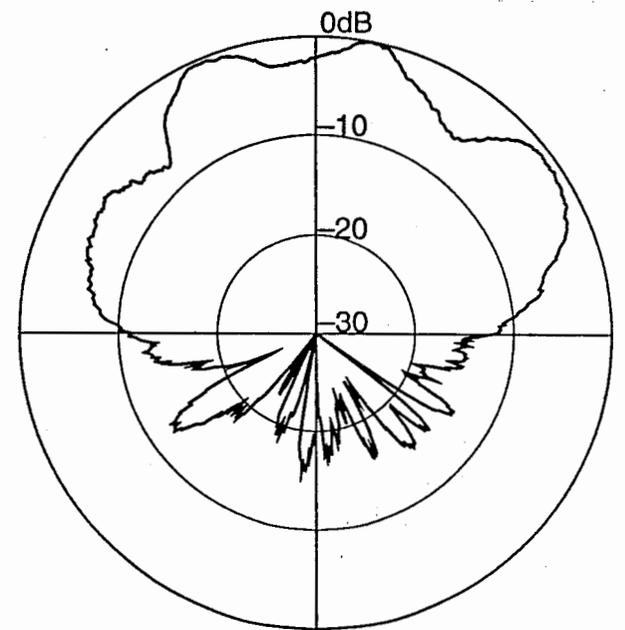
(a) $f=24.0\text{GHz}$ (b) $f=24.5\text{GHz}$ (c) $f=25.0\text{GHz}$

図 3.4 直線偏波アンテナの E 面放射パターン

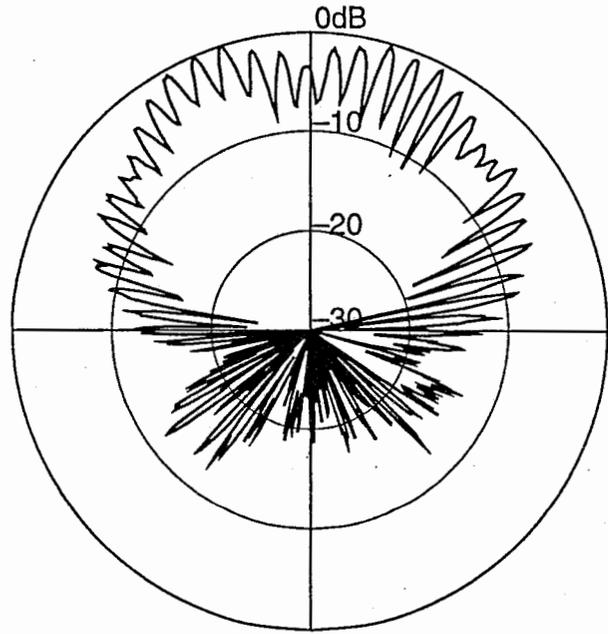
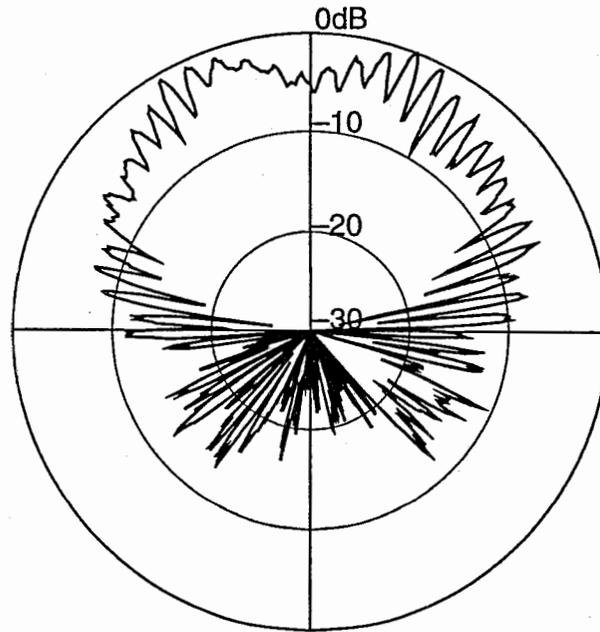
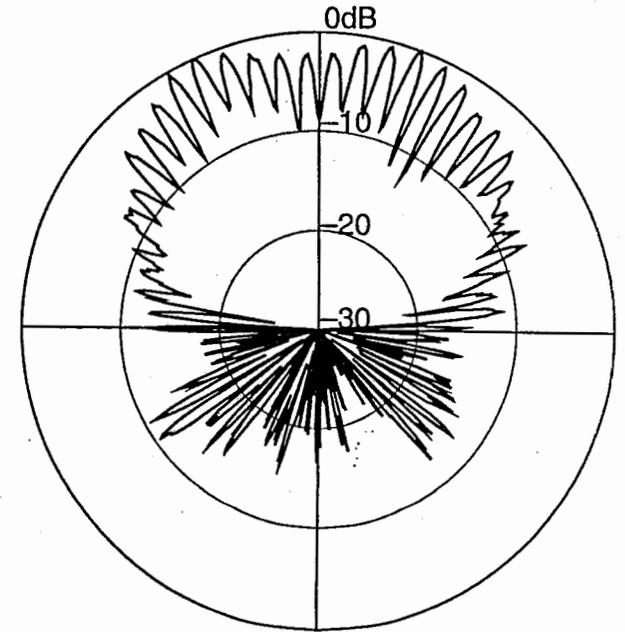
(a) $f=25.2\text{GHz}$ (b) $f=25.28\text{GHz}$ (c) $f=25.4\text{GHz}$

図 3.5 円偏波アンテナの H 面放射パターン

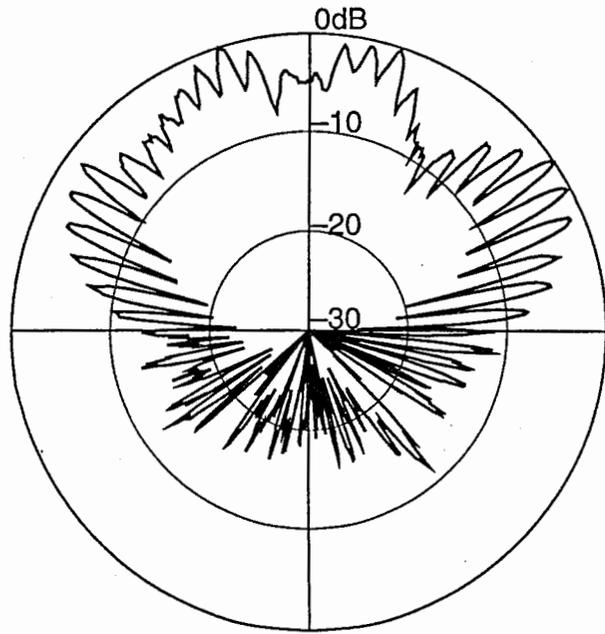
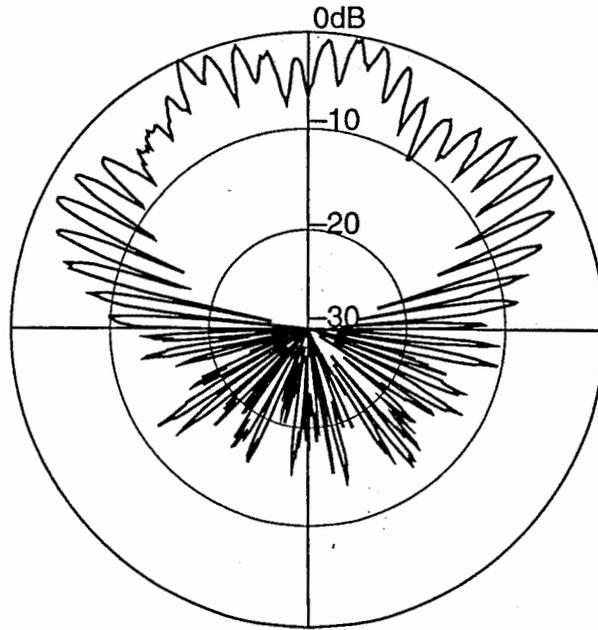
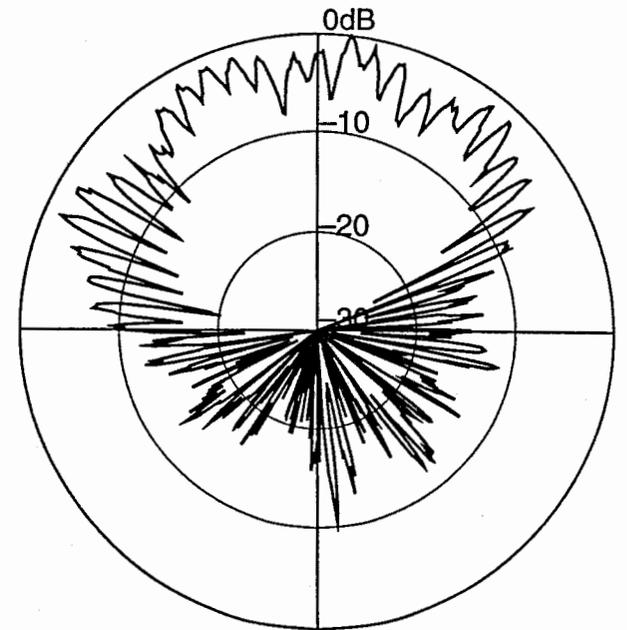
(a) $f=25.2\text{GHz}$ (b) $f=25.28\text{GHz}$ (c) $f=25.4\text{GHz}$

図 3.6 円線偏波アンテナの E 面放射パターン

4 まとめ

MMIC等と一体化する際に有効な方法と考えられる、IMSLよりスロットを介して結合するMSAについて検討を行なった。誘電体薄膜の厚さや摂動素子の大きさなど、まだまだ課題を残しているが、特性劣化の原因については分かっており、一応の結果を引き出すことは出来たと考えている。以上より、IMSLよりスロットを介して結合する直線偏波、円偏波アンテナについての設計基礎資料を得た。

謝辞

ご指導、ご助言頂いた猪股社長、唐沢室長はじめ光電波研究所の各位に深謝致します。

参考文献

- [1] リアライズ社最新技術講座資料:”最新ミリ波応用システム”, リアライズ社 (1994).
- [2] MWE'95 Workshop 5:”Millimeter-Wave Application System Technology”ほか, MWE'95 Microwave Workshop Digest(1995).
- [3] Ohmine H.,Kashiwa T.and Matsunaga M.:”Monolithic antennas”, MWE'93 Microwave Workshop Digest(1992).
- [4] 檜枝, 末松, 飯田:”アンテナ一体化マイクロ波回路”, 特開平 6-77729.
- [5] 竹内, 千葉, 唐沢:”Ka 帯 MMIC を給電基板に用いたスロット結合マイクロストリップアンテナ”, 信学技報 AP94-14(1994 年).
- [6] 羽石操監修:”最新平面アンテナ技術”, 総合技術センター (平成 5 年).
- [7] Sakai H.,Ota Y.et.al:”Millimeter-Wave ICs using Flip-Chip Bonding Technology”,MWE'95 Microwave Workshop Digest(1995).

付録 シミュレーションの際に使用した sonnet の geometry ファイル

```
VER 3.0a
LIC atr70.99
DAT Fri Oct 13 13:28:24 1995
ANN patch 3.2 / slot 1.8x0.2 / stub 0.6
LEN mm 1.0000000000e-03
SYM
REF 0.0000000 0.0000000 0.0000000 0.0000000 0.0000000 0.0000000 0.0000000
TOP 377 0 0
TON 0 Top Cover
BOX 3 10.000000 10.000000 1600 1600 10
      2.0000000 1.0000 1.0000 0 0
      0.4000000 2.6000 1.0000 0 0
      0.0500000 3.5000 1.0000 0 0
      0.2540000 9.9000 1.0000 0 0
POR 0 0 2 1 50 0 0 0
NUM 7
0 5 -1 N 0 4 4 2000 2000
3.4000000 3.4000000
6.6000000 3.4000000
6.6000000 6.6000000
3.4000000 6.6000000
3.4000000 3.4000000
END
1 5 -1 N 0 4 4 2000 2000
0.0000000 0.0000000
0.0000000 10.000000
4.9000000 10.000000
4.9000000 0.0000000
0.0000000 0.0000000
END
1 5 -1 N 0 4 4 2000 2000
5.1000000 0.0000000
5.1000000 10.000000
10.000000 10.000000
10.000000 0.0000000
5.1000000 0.0000000
END
1 5 -1 N 0 4 4 2000 2000
4.9000000 0.0000000
5.1000000 0.0000000
5.1000000 4.1000000
4.9000000 4.1000000
4.9000000 0.0000000
END
1 5 -1 N 0 4 4 2000 2000
4.9000000 5.9000000
5.1000000 5.9000000
5.1000000 10.000000
4.9000000 10.000000
4.9000000 5.9000000
END
2 5 -1 N 0 1 1 500 500
0.0000000 4.9750000
0.0000000 5.0250000
5.4000000 5.0250000
5.4000000 4.9750000
0.0000000 4.9750000
END
2 5 -1 N 0 1 1 500 500
5.4000000 4.9750000
```

5.600000 4.975000
5.600000 5.025000
5.400000 5.025000
5.400000 4.975000
END